



La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 17 JUIN 1999



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

La Revue 3EI

Responsables de la publication

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

Equipe de rédaction

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

Comité de lecture

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

Articles

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

Abonnements

année scolaire 1998/1999:
180F les 4 numéros (France et CEE)
240F les 4 numéros (hors CEE).

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

Impression (1000 exemplaires)

Imprimerie OG4
rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne

Distribué par : DEPART PRESSE
ZI les Richardets
93966 noisy le grand

Dépôt légal :

juin 1999

Commission paritaire :

1202 G 78028

ISSN :

1252-770X

Sommaire

p II Sommaire

p III Publicité

p IV Annonces

p 1 Editorial

L'APPAREILLAGE BASSE TENSION

p 2 Les techniques de coupure

(GROUPE SCHNEIDER ELECTRIC)

p 18 L'arc électrique dans l'appareillage basse tension

par R. HAUG (SUPELEC, GIF/YVETTE)

p 22 Les contacts électriques dans l'appareillage basse tension

par L. FECHANT

p 27 Calcul de l'actionneur électromagnétique du contacteur

par A. NICOLAS (ECL, LYON)

FICHE TRAVAUX PRATIQUES

p 35 Modélisation simplifiée de surintensités transitoires en électrotechnique

par D. JACOB, P. LAGONOTTE (IUT, POITIERS)

FICHE TRAVAUX DIRIGES

p 48 Protection de moteur basse tension

par J.L. EOUZAN (lycée Pierre de Coubertin, MEAUX)

HISTOIRE DES SCIENCES

p 52 James MAXWELL et la représentation du "réel"

par C. MAIRE (lycée Henri MOISSAN, MEAUX)

JOURNEES D'ETUDE

p 59 EPF 98 : tendances et enseignements

par J.M. PETER

p 63 CEMD'99 : bilan

par B. MULTON (ENS, antenne de RENNES)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 64 Machines synchrones à aimants permanents pour la traction électrique

par C. CHILLET, J.Y. VOYANT (LEG, GRENOBLE)

par A. FONSECA (société RENAULT, TRAPPES)

p 73 Approche globale de la commande dynamique de machines électriques

par A. BOUSCAYROL, T. COMMUNAL (L2EP, LILLE)

SERVICE LECTEURS

p 80 Enseignement et diffusion des sciences et des techniques

par A. DUREY (ENS, CACHAN)

L'équipe de rédaction de la Revue 3EI s'agrandit

La Revue 3EI fête avec ce numéro sa cinquième année d'existence.

En mai 95 nous réalisons, grâce au concours d'industriels, d'universitaires et de quelques collègues, le "numéro 0" de la Revue consacré à la MLI et envoyé gratuitement à près de 1000 enseignants. Les mois suivants, vous étiez plus de 600 abonnés ; depuis, ce nombre a dépassé les 800. Dans le même temps, nous sommes passés d'une édition de 64 pages à 80 pages en évitant un surcoût à nos abonnés. Nous sommes heureux de ce succès mais rien n'est jamais définitivement gagné dans ce domaine.

Il y a quelques mois, vous avez répondu au questionnaire nous aidant à mieux comprendre votre attente et définir les thèmes à retenir pour les numéros futurs. Les messages de soutien nous ont encouragés dans notre action. Les suggestions de rubriques, de sujets de thèmes, de propositions d'articles ont été nombreuses. Pour répondre à ces demandes, l'équipe de rédaction de la Revue 3EI devait s'agrandir. Nous remercions les collègues qui ont répondu favorablement à l'appel lancé lors des Journées 3EI'99 et qui vont ainsi permettre de développer le nombre de rubriques et d'améliorer la qualité de la Revue.

Un premier changement important apparaîtra dans le numéro 18 de septembre, dans lequel sera joint le bulletin de réabonnement. Désormais, la gestion des abonnements de la Revue sera effectuée au siège de la SEE, 48 rue de la Procession, 75724 PARIS. C'est à cette adresse que vous expédieriez votre envoi.

En décembre une nouvelle rubrique intitulée "L'ACTUALITE TECHNOLOGIQUE" lancée avec un article sur les varistances, s'est répétée en mars par un article sur les bus bars. Il ne tient qu'à vous que cette rubrique se développe soit en étant personnellement innovateur sur un sujet technologique soit en nous communiquant les coordonnées de celles et ceux qui concourent au progrès technologique dans notre discipline. Avec le numéro de juin, nous vous proposons une rubrique intitulée "HISTOIRE DES SCIENCES". Pour l'ouvrir, nous avons souhaité rendre hommage à un des pères de l'électrotechnique en la personne de J. MAXWELL en évoquant comment, partant d'un héritage scientifique très mécaniste il imagina les lois fondamentales de l'électromagnétisme.

Ce numéro consacré à "L'APPAREILLAGE BASSE TENSION" nous permet de renouer avec des préoccupations purement technologiques où l'approche expérimentale et le retour d'expérience sont essentiels. Nous ne pouvons hélas publier dans ce numéro, l'ensemble des textes mais que leurs auteurs soient rassurés, nous serons heureux d'y remédier dans le numéro de septembre.

Nous travaillons sur la création d'un site WEB de la Revue 3EI, accessible à partir de janvier 2000 depuis le site SEE (www.see.asso.fr). Par ce site les informations sur les activités du cercle 13-01 (3EI) seront fournies rapidement, mais surtout les échanges pédagogiques pourront s'effectuer.

Notre groupe, trop "parisien" à notre goût, est ouvert à tous ceux qui souhaiteraient le rejoindre et bien entendu continue d'apprécier les critiques et suggestions que vous lui formulerez. Nous espérons que cette Revue continue de répondre à votre attente et vous aide dans votre travail d'enseignant.

L'équipe de la Revue 3EI.

Journées 3EI' 99

"Contrôle et commande des systèmes électrotechniques"

Un grand nombre de collègues n'ont pu participer à ces journées et souhaitent acquérir le recueil des textes des conférences, ateliers et sessions posters. Un nouveau tirage est en cours et est vendu au même prix que lors des journées (170 F TTC + 25 F de frais d'expédition)

La commande, accompagnée du règlement par chèque libellé à l'ordre de la SEE, doit être adressée à
SEE

Revue 3EI- Recueil journées 3EI'99
48 rue de la Procession
75 724 Paris CEDEX 15

LES TECHNIQUES DE COUPURE

SCHNEIDER ELECTRIC

1. introduction

Les sources d'énergie des installations électriques sont des alternateurs et des transformateurs. Ces générateurs ont une impédance interne qui a deux effets très importants (cf. fig. 1) :

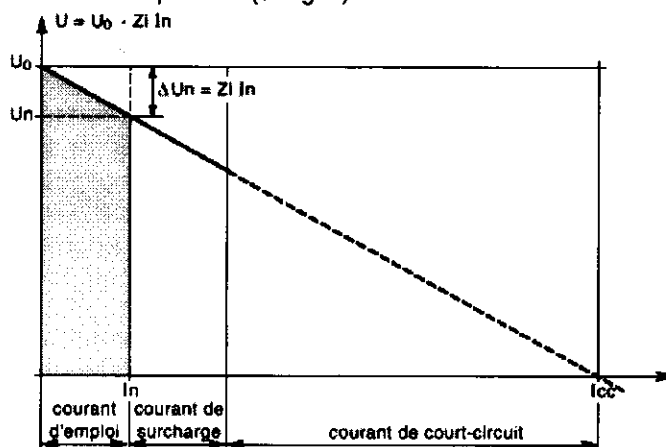


fig. 1 : incidence de l'impédance Z_l interne des sources d'énergie sur la tension délivrée et leur courant de court-circuit maximum.

- ◆ en régime normal, cette impédance fait chuter la tension à vide pour l'amener à U_n lorsque le générateur débite I_n ;
- ◆ en cas de court-circuit, cette impédance limite le courant à une valeur, exprimée en multiple de I_n . Si l'on prend le cas des transformateurs, leur tension de court-circuit U_{cc} (en %) correspond à la limite supérieure de leur chute de tension relative sous I_n .

A titre d'exemple à une tension de court-circuit de 5 % correspond un I_{cc} de : $I_n/5\% = 20I_n$, soit pour un transformateur de 1000 kVA/400 V, un courant de 29 kA. Il est facile d'imaginer les dégâts pouvant être occasionnés dans une installation par un tel courant (échauffements et efforts électrodynamiques étant proportionnels au carré du courant !).

Aussi, même si toutes les précautions sont prises pour le rendre peu probable, il est nécessaire de prévoir des dispositifs de protection capables de couper les courants de court-circuit.

1.2. définition des courants à couper

La seule connaissance de la valeur du courant à interrompre ne suffit pas pour concevoir un dispositif de coupure approprié !

La coupure de tous courants est fonction de plusieurs paramètres liés aux générateurs (alternateur ou transformateurs), aux lignes et aux récepteurs :

- ◆ un circuit électrique est toujours selfique, aussi les variations mêmes du courant à couper génèrent, dès du circuit, des «contre-réactions» en tension qui contribuent à son maintien. Cette f.c.e.m. du type $L \cdot di/dt$, peut avoir une valeur importante quelle que soit la valeur du courant i , jusqu'à l'annulation de ce courant ;
- ◆ la valeur résistive du circuit à couper, contribue à la coupure tant que le courant a une valeur significative, mais n'est plus d'aucun secours pour $i \approx 0$, car la chute de tension ohmique devient négligeable ;
- ◆ les capacités entre conducteurs actifs, qu'elles soient réparties (capacités «parasites» des générateurs et des câbles) ou additionnelles (batterie de condensateurs en compensation d'énergie réactive ou en filtre), modifient les conditions de coupure ;
- ◆ la fréquence du courant à couper, car il est a priori plus facile de couper un courant alternatif qui a des zéros périodiques, qu'un courant continu ;
- ◆ enfin, la tension délivrée par le générateur : l'appareil de coupure doit, après annulation du courant, résister diélectriquement à la tension du réseau toujours présente.

Dans la pratique, trois types de courants à couper sont définis :

1.2.1. Courant de court-circuit

Celui-ci, en un point donné d'une installation, n'est pas systématiquement égal à « $20 I_n$ » du générateur :

- ◆ il dépend des caractéristiques du générateur, 3 % $< U_{cc} < 7\%$ par exemple ;
- ◆ il peut être plus petit :
 - selon que le défaut est plus ou moins franc,
 - selon la longueur et la section des lignes en amont ;
- ◆ il peut être plus grand si plusieurs générateurs sont couplés en parallèle.

S

1.2.2. Courant de surcharge

Le courant peut dépasser la valeur nominale et devenir inacceptable après une certaine durée :

- ◆ pendant la période transitoire de démarrage ou de fonctionnement d'un récepteur ;
- ◆ si la somme des puissances des récepteurs en fonctionnement dépasse les prévisions du concepteur pour tout ou partie de l'installation (coefficient de foisonnement).

1.2.3. Courant nominal (ou plus faible)

Un disjoncteur étant destiné à interrompre les forts courants de court-circuit et les surcharges, qui peut le plus, peu le moins : un tel appareil de coupure pourra aussi assurer la commande des circuits et des récepteurs.

2. l'arc électrique

L'arc électrique n'a pas été inventé ; il s'est manifesté au premier physicien qui tenta d'interrompre un circuit parcouru par un courant.

En effet, le circuit toujours selfique fournit suffisamment d'énergie aux électrons pour franchir la distance qui apparaît dans la zone de séparation des conducteurs.

Le gaz présent, généralement de l'air, est ionisé par ces électrons « pionniers » et la création de ce plasma va dès lors faciliter le passage du courant ! La coupure semble ainsi bien compromise... à moins qu'une meilleure connaissance de ce phénomène ne révèle des propriétés remarquables, voire irremplaçables.

Heureusement oui !

2.1. ses conditions de formation

L'arc apparaît dans un milieu gazeux,

- ◆ par claquage diélectrique entre deux électrodes :
 - au-delà d'une valeur de champ électrique E/d , fonction de la forme des électrodes, de la nature et de la densité du gaz (d = distance entre les électrodes).
 - suite à un cheminement sur un matériau isolant dégénéralant dans le gaz ambiant.
- ◆ dès l'ouverture d'un circuit électrique parcouru par un courant : même si le circuit est purement résistif, une certaine distance est nécessaire pour éviter le claquage diélectrique. Et, de plus, si le circuit est selfique, la distance nécessaire est plus importante, du fait du fort $L \cdot di/dt$ (dû à la rapide variation d'intensité du courant).

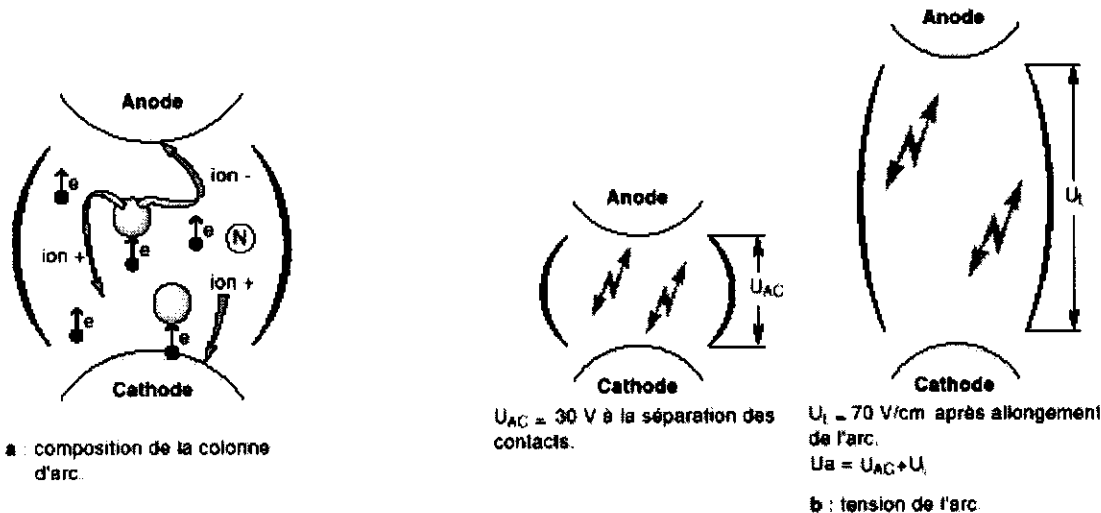


fig. 2 : l'arc électrique, son phénomène physique (a) et sa tension caractéristique ou tension d'arc U_a (b).

2.2. ses propriétés physiques (cf. fig. 2a)

Dès la séparation de deux contacts, l'un (cathode) émet des électrons, l'autre (anode) les reçoit. Le phénomène d'émission des électrons étant par nature énergétique, la cathode sera chaude. Le pied d'arc devenant ainsi thermoémissif, les électrons sont majoritairement émis au point chaud, d'où un phénomène de stagnation de l'arc pouvant créer des vapeurs métalliques. Ces vapeurs et le gaz ambiant vont dès lors être ionisés, d'où :

- ◆ d'avantage d'électrons libres ;
- ◆ création d'ions positifs qui retombent sur la cathode et entretiennent son échauffement ;
- ◆ création d'ions négatifs qui bombardent l'anode provoquent son échauffement .

L'ensemble de toute cette agitation se fait dans une colonne de plasma à haute température, 4 000 à 20 000 °K, suivant le courant et le confinement de celle-ci.

S

2.3. ses propriétés électriques (cf. fig. 2b)

◆ la plus notable est de faire apparaître une tension d'arc dont la valeur a :

- une partie fixe, $U_{AC} \approx 20$ à 40 V, qui apparaît dès la moindre séparation des contacts (fonction des matériaux utilisés),

- une partie variable, $U_L = 50$ à 100 V/cm, quand l'arc est stabilisé en allongement dans son contexte d'équilibre pression-température.

Soit une valeur totale $U_a = U_{AC} + U_L$. A noter que :

- le signe de U_a change en même temps que le signe du courant d'arc,

- la valeur du courant d'arc n'influe pas fondamentalement sur la tension d'arc, cela tient au fait que l'arc «travaille» à densité de courant ($j = i/s$) presque constante (les sections des taches anodiques et cathodiques, ainsi que celle de la colonne d'arc sont proportionnelles au courant, d'où par analogie avec une résistance : $U = R \cdot i = \rho \cdot l \cdot j = \text{«constante»}$);

◆ une énergie d'arc est produite, $W_a = \int U_a \cdot i_a \cdot dt$;

◆ si l'arc est placé dans un champ magnétique, il est soumis aux forces de Laplace, $F = B \cdot i \cdot l \cdot \sin \alpha$; ce qui a pour effet de le cintrer si B est perpendiculaire à i, puis de le déplacer transversalement.

2.4. ses conditions d'extinction

Il y a extinction quand le courant d'arc devient et reste nul.

2.4.1. Aspect thermique

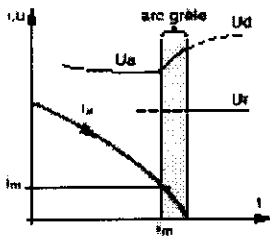
Quand le courant d'arc est petit ou devient petit, inférieur à 10 A par exemple, les échanges d'énergie thermique peuvent devenir supérieurs à l'énergie interne de l'arc et celui-ci «meurt» de froid (arc grêle), dès lors ceci se traduit par une tension d'arc qui augmente (cf. fig. 3a).

Pendant cette augmentation de tension, une brutale extinction peut même apparaître si les capacités parasites «court-circuitent» l'arc, ce qui se produit quand la tension d'arc devient et reste plus grande que la tension de charge des capacités réparties (cf. fig. 3b). Ce phénomène est appelé «arrachement».

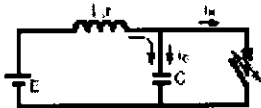
Il n'en est pas toujours ainsi :

◆ si le courant d'arc vient se stabiliser contre une paroi isolante, sa surface d'échange thermique diminue et les composants de l'isolant, localement très chauds, peuvent favoriser la conduction et l'entretien de l'arc ;

◆ si le courant d'arc est important, la colonne d'arc est très exothermique et seule les évolutions conjointes de la tension d'arc et de la tension réseau permettent de réduire ce courant puis de l'annuler.



a : extinction de l'arc.



b : les capacités parasites «court-circuitent» l'arc.

fig. 3 : extinction d'un arc électrique par «arrachement»

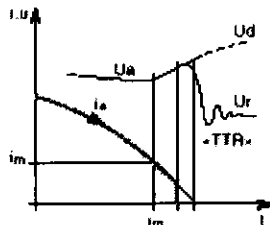


fig. 4 : la tension transitoire de rétablissement, TTR

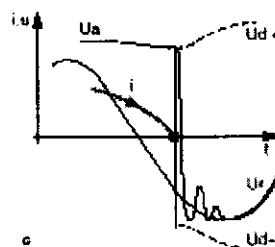
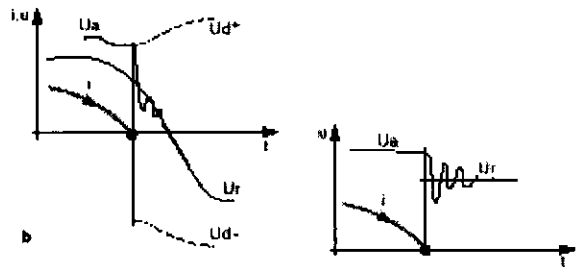
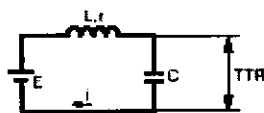


fig. 5 : l'arc en condition d'extinction.
a : sous tension continue
b : sous tension alternative avec L_r de même signe que L_i à l'instant du zéro de courant.
c : sous tension alternative avec L_r de signe opposé à L_i .

S

2.4.2. Aspect diélectrique

Il ne suffit pas que le courant d'arc devienne nul pour assurer son extinction : il faut que le milieu jusque là ionisé se régénère diélectriquement pour «résister» à la tension réseau encore présente !

Ces phénomènes de régénération par recombinaison des ions + ou - et des électrons sont heureusement très rapides ! Aussi dans la pratique, pour que le courant d'arc reste nul, la tension du réseau doit donc être inférieure à la caractéristique de régénération (U_d). Si la tension d'arc devient et reste supérieure à la tension réseau (en valeur absolue s'il s'agit de tension alternative), le phénomène de régénération sera amorcé pendant nombre de charges électriques du plasma s'ajuste au strict minimum et devient nul en même temps que le courant.

Mais l'arc et les capacités parasites ont la même tension jusqu'à l'extinction du courant d'arc. Une fois le courant d'arc annulé, cette tension rejoint la tension réseau par un phénomène d'oscillation libre entre ces capacités réparties et les constantes L et R du circuit (cf. fig. 4). Ce «raccordement» en tension est appelé Tension Transitoire de Rétablissement «TTR». Ces capacités étant faibles, ces oscillations ont une fréquence très élevée et sont très amorties.

Ces conditions ont lieu :

◆ sous tension continue : (cf. fig. 5a) ;

La tension d'arc U_a est supérieure à la tension de réseau U_r au moment où le courant s'annule et la caractéristique de régénération U_d reste supérieure à U_r avec TTR.

◆ sous tension alternative :

- quand la valeur instantanée de la tension du réseau est encore de même signe que la tension d'arc au moment du zéro de courant (cf. fig. 5b). La condition de coupure définitive sera que l'évolution ultérieure de la tension réseau ne recoupe plus les caractéristiques de régénération, tant en valeurs positives que négatives,
- quand la valeur instantanée de la tension du réseau est de signe opposé à la tension d'arc, mais de valeur absolue inférieure (cf. fig. 5c). L'extinction de l'arc est définitive si la TTR ne dépasse pas la caractéristique de régénération. Dans le cas contraire, la TTR coupant la «courbe» de régénération, il peut s'en suivre l'apparition de courant postarc de type électroluminescent. Et alors :
 - si le courant postarc reste de type grêle, des conditions d'extinction subsistent ;
 - si le courant postarc dépasse une valeur critique sous une tension également critique, il s'en suivra un redémarrage du courant d'arc et il faudra attendre un prochain «zéro» pour couper.

3. couper grâce à l'arc

Le courant établi à la fermeture peut être calculé par la loi d'Ohm généralisée : $e - R \cdot i - L \cdot di / dt = 0$.

Après un régime transitoire de fermeture le courant devient stable, dit en régime établi, il a pour valeur $I = e / R$.

Sur la base d'une telle loi, le courant ne pourrait être annulé définitivement que si la tension «e» devient nulle, ou si R devient infini.

A ces deux extrêmes, qui seraient trop contraignants en exploitation, il s'est avéré préférable d'introduire un arc dans le circuit pour utiliser ses propriétés de tension U_a et ses conditions d'extinction. Dès l'ouverture du circuit l'équation devient :

$$e - R \cdot i - L \cdot di / dt - u_a = 0.$$

Ainsi, le courant sera forcé vers zéro ou passera par zéro ; et ce sont les conditions d'extinction de l'arc qui permettront la coupure du courant. Une approche progressive de la théorie de la coupure se fait en distinguant les deux cas suivants selon que la tension d'arc U_a est introduite dans le circuit :

◆ alors que le courant était en régime établi (cf. chapitre 4) ;

◆ avant que le courant n'ait atteint la valeur stabilisée du courant de court-circuit présumé (cf. chapitre 5).

4. couper des courants établis

Par courants établis, il faut entendre courants nominaux, courants de surcharge et courants de court-circuit qui ont atteint une valeur stable quelconque au moment de l'ouverture du circuit.

L'ouverture du circuit peut être

◆ soit volontaire, commandée par l'utilisateur, indépendamment de la valeur du courant ;

◆ soit «réflexe», par l'action d'un dispositif, sensible à la valeur même du courant, qui commande directement ou indirectement l'ouverture du circuit.

Pour des raisons de simplicité, les conditions de coupure sont étudiées :

◆ sous tension continue ;

◆ puis sous tension alternative.

4.1. sous une tension continue (cf. fig. 6)

$$u = E \quad \text{avant ouverture : } i_0 = E/R \quad \text{après ouverture : } E - R \cdot i - L \cdot di/dt - u_a = 0$$

Dès l'ouverture des contacts, U_a évolue vers une valeur maximale U_a .

La loi d'Ohm généralisée montre que le courant ne pourra être forcé vers «0» que si U_a devient supérieur à E. Sinon,

celui-ci évoluera vers : $i_0 = (E - U_a)/R$, non nulle. Dans le but de couper le courant, il est dès lors plus simple et

suffisamment démonstratif de considérer cette tension d'arc comme une fonction échelon, $u_a = U_a$ pour $t > t_0$, (t_0 = instant où $u_a = E$).

S

Le calcul complet donne alors :

$$i_a = \frac{E}{R} - \frac{U_a}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \text{ et } t_a = \tau \text{Log} \frac{U_a}{U_a - E}$$

en considérant qu'il y a coupure dès l'instant où le courant passe par zéro (un courant « négatif » qui serait dû à la prépondérance du U_a par rapport à U_r n'ayant aucun sens physique).

Le calcul de l'intégrale :

$$W_a = \int_{t_0}^{t_a} u_a \cdot i_a \cdot dt \text{ donne}$$

$$W_a = \left(\frac{1}{2} L i_0^2 \right) 2 \frac{U_a}{E} \left[1 + \left(1 - \frac{U_a}{E} \right) \text{Log} \frac{U_a}{U_a - E} \right]$$

L'interprétation de cette expression est plus aisée en posant $W_{L0} = (1/2 L i_0^2)$, et en observant les courbes (W_a / W_{L0}) , et (t_a / τ) en fonction de (U_a / E) , (cf. fig. 7).

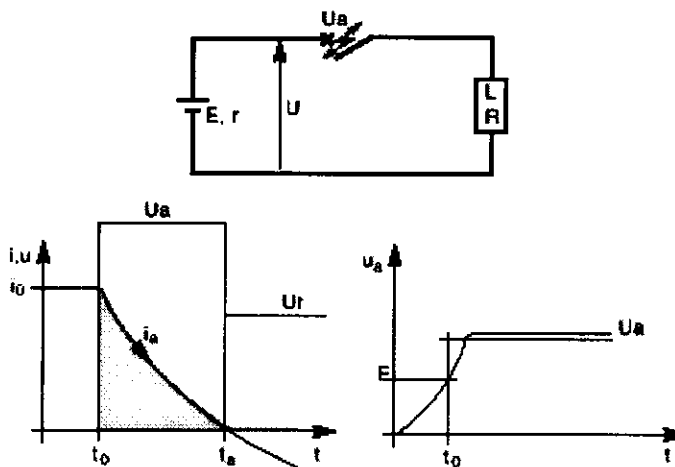


fig. 6

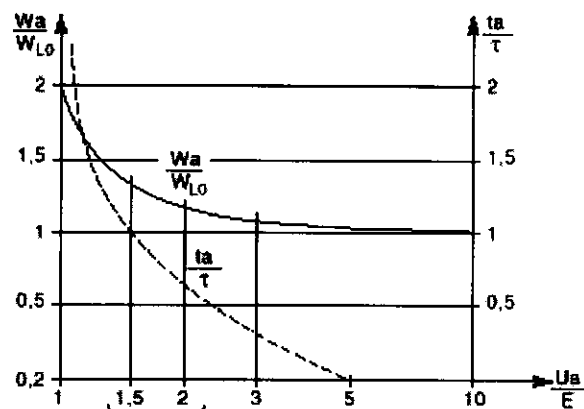


fig. 7 : courbes W_a/W_{L0} et t_a/τ .

Ces courbes montrent :

◆ si $U_a = E$ alors $W_a / W_{L0} = 2$ seulement ! Mais le temps de coupure est infini !

◆ si U_a est très grand, voire infini alors : $W_a / W_{L0} = 1$.

L'énergie d'arc est égale à l'énergie selfique initiale, et le temps de coupure est quasiment nul :

la puissance de l'arc W_a / t_a très élevée !

◆ que le coude de la courbe W_a/W_{L0} est un optimum pratique, et donc que $1,5 < U_a / E < 2,5$ est un bon compromis ;

alors $W_a \approx 1,2 W_{L0}$ et $t_a \approx \tau$.

Le coefficient 1,2 (relevé sur la courbe) est très satisfaisant parce que proche du minimum minimorum «1» difficile à atteindre.

4.2. sous une tension alternative monophasée

$$u = E \cdot \sin \omega t$$

$$i = i_0 \cdot \cos (\omega t + \varphi), \text{ avec}$$

$$\cos \varphi = \frac{L \cdot \omega}{\sqrt{(L \cdot \omega)^2 + R^2}}$$

$$\text{et } i_0 = E \sqrt{(L \cdot \omega)^2 + R^2}$$

Dès la séparation des contacts, l'arc apparaît, et l'évolution de sa tension dans le temps peut paraître complexe. Néanmoins, u_a est toujours du signe de «i» et sa valeur absolue moyenne tend vers U_a (cf. fig. 8).

L'étude mathématique de i_a , t_a et W_a , à partir de la loi d'Ohm généralisée

$$u - R \cdot i - L \cdot di / dt - u_a = 0$$

est toujours possible mais moins aisée. De plus, ces seuls calculs ne prenant pas en compte les conditions de rétablissement en tension d'une réelle coupure en alternatif, l'analyse des deux cas $U_a \geq E$ et $U_a < E$ s'impose :

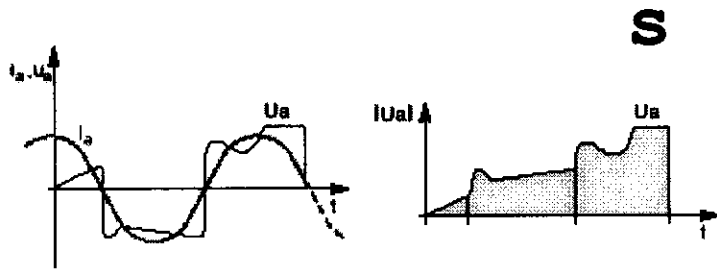


fig. 8

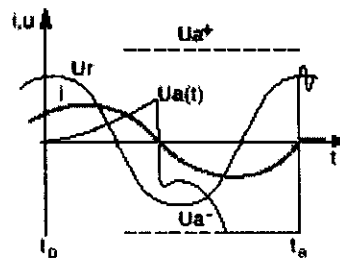


fig. 9

◆ si $U_a \geq E$, (cf. fig. 9), la tension d'arc contribue à forcer le courant vers «0» et à y rester. Ceci quel que soit le déphasage « φ » de «i» par rapport à «u» ;

◆ si $U_a \ll E$, la coupure reste possible et globalement plus aisée qu'en continu puisqu'il y aura des zéros «naturels» de i. La réussite de la coupure est conditionnée par des phénomènes postarcs à chaque zéro de courant, cette condition se résumant à une course de vitesse entre la régénération diélectrique de l'arc et la tension réseau.

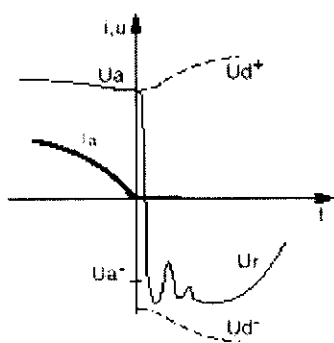


fig. 10a

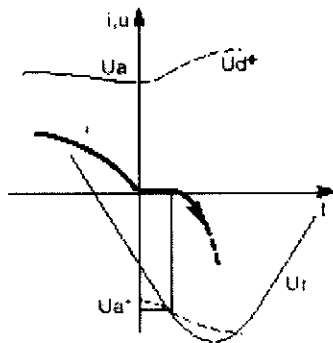


fig. 10b

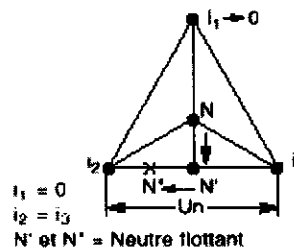


fig. 11

Examinons deux possibilités :

- si le symétrique de U_a acquis à un zéro de courant est supérieur à la tension réseau à cet instant (cf. fig. 10a), TTR comprise, alors la «courbe» d'évolution de la régénération diélectrique reste plus grande que la tension réseau : il y a coupure ;

- si le symétrique de U_a acquis à un zéro de courant est inférieur à la tension réseau à cet instant (cf. fig. 10b), TTR comprise, alors cette tension réseau risque de couper la courbe de régénération diélectrique si celle-ci est trop lente. Dans ce cas l'arc peut se réamorcer, il y a non coupure, du moins à ce zéro de courant !

Dans ces deux possibilités l'influence du facteur de puissance $\cos \varphi$ du circuit à couper est importante du fait du déphasage des zéros de courant par rapport à la valeur de la tension du réseau. En particulier, si $\cos \varphi \approx 1$, tension et courant sont nuls en même temps, et la coupure est très facile.

4.2. sous une tension alternative triphasée

Lorsque le neutre est distribué, les conditions de coupure sous une tension triphasée sont les mêmes que sous une tension monophasée, en raisonnant en tension simple, phase par phase.

Lorsque le neutre n'est pas distribué le point de court-circuit définit un point neutre «flottant» (cf. fig. 11).

Ainsi :

◆ le premier pôle qui coupe devra supporter une tension de rétablissement égale à une tension semi-composée du fait que le point neutre se déplace de N vers N' (en fait N' tend vers N'' au prorata des tensions d'arc sur les deux autres phases). Le rétablissement en tension se trouve ainsi pénalisé d'un facteur 1,5 (à 3) ;

◆ les deux pôles restants sont en série pour assurer la coupure définitive sous une tension composée. Cette fin de coupure est favorisée si chaque phase a une tension d'arc U_a . Néanmoins ce n'est guère plus aisé que de couper le même courant sur une seule phase en tension simple ($\sqrt{3}/2 = 0,86$ au lieu de 1 et de plus la moindre faiblesse diélectrique d'un pôle amènerait l'autre à couper sous tension composée).

5. couper des courants présumés (avec limitation)

5.1 définitions

Courant présumé

Dans une installation, c'est le courant qui circulerait dans un circuit, si chaque pôle de l'appareil de connexion, ou le fusible, était remplacé par un conducteur d'impédance négligeable. (CEI 50).

Dans un circuit d'essais d'appareillage, c'est le courant d'étalonnage.

S

Rappelons que :

5.1.1. sous une tension continue, l'évolution du courant est de la forme, (cf. fig. 12) :

$$i = \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = I_p (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

5.1.2. sous une tension alternative monophasée, l'instant «d'apparition du défaut» ou de fermeture par rapport à la valeur de la tension réseau a un grand rôle dans l'évolution du courant transitoire.

En caractérisant cet instant d'apparition par son angle d'enclenchement α , la tension peut s'écrire :

$$u = E \cdot \sin(\omega t + \alpha), \text{ (cf. fig. 13a)}$$

L'évolution du courant est de la forme :

$$i = \frac{E}{Z} \left[\sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{L}t} \right]$$

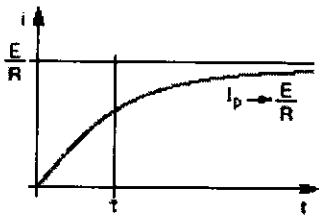


fig. 12

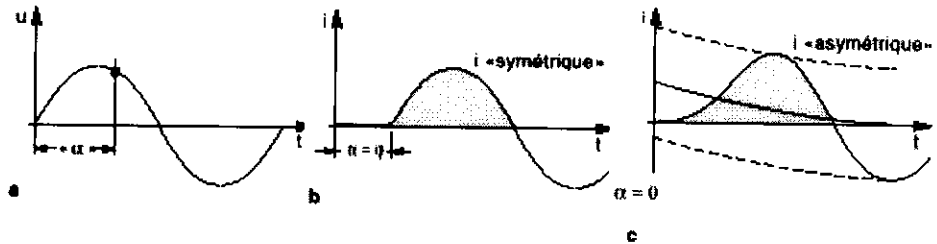


fig.13

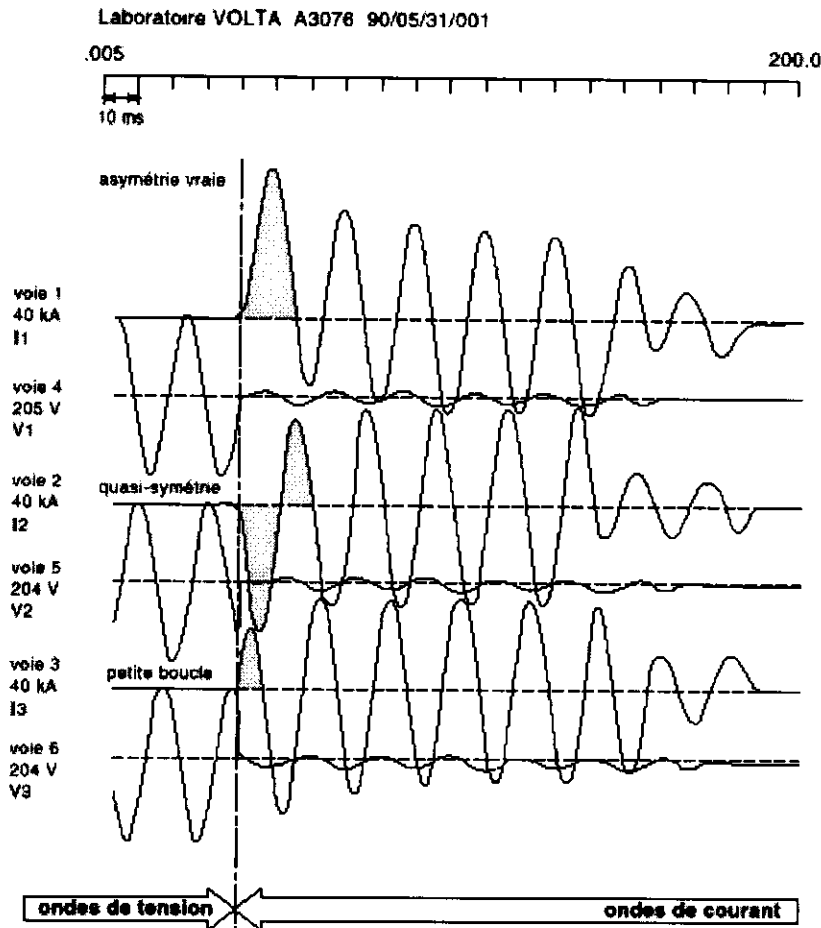


fig. 14 : oscilloscope d'une coupure d'un circuit d'essai sous une tension alternative triphasée

S

avec deux composantes :

- l'une alternative, déphasée de φ/ω ,
- l'autre continue, tendant vers 0 pour t tendant vers l'infini.

Deux cas particuliers sont définis par :

- $\alpha = \varphi$, dit « régime symétrique » (cf. fig. 13b)

Le courant est de la forme :

$$i = E / Z \sin \omega t$$

Le courant a, dès le départ, la même allure qu'en régime établi et une valeur crête E / Z .

- $\alpha = 0$, dit « régime asymétrique » (cf. fig. 13c).

Le courant est de la forme :

$$i = \frac{E}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \right]$$

Ainsi la première valeur crête du courant est fonction du $\cos \varphi$ du circuit. (Dans le cas limite où $R = 0$, alors le courant resterait toujours de même signe que la première demi onde de tension) !

5.1.3. sous une tension alternative triphasée (cf. fig. 14)

Le courant dans chaque phase peut donner lieu aux mêmes cas particuliers (symétrique et asymétrique) qu'en monophasé.

De toute façon, quelque soit α il y a presque toujours :

- ♦ une phase en régime quasi-symétrique,
- ♦ une phase en régime asymétrique,
- ♦ la dernière phase étant dite en « petite boucle ».

5.2. coupure avec limitation

Il est entendu par cette expression, que des dispositions sont prises pour empêcher le courant de court-circuit d'atteindre la valeur crête maximale de son courant présumé (cf. fig. 15a).

Pourquoi limiter ?

- pour réaliser des disjoncteurs plus économiques, surtout dans les faibles intensités.
- pour minimiser les effets du courant de défaut dans une installation électrique.

Quels sont ces effets ?

Effet électromagnétique

A une distance d d'un conducteur parcouru par un courant d'intensité I , il y a dans l'air une induction magnétique B de valeur :

$$B = 2 \cdot 10^{-7} I / d$$

Exemple : avec $I = 50$ kA et $d = 10$ cm, $B = 0,1$ tesla

Conséquence possible : perturbations des dispositifs électroniques situés à proximité de conducteurs parcourus par un courant de court-circuit.

Effets mécaniques

♦ si à la distance d d'un conducteur parcouru par un courant I se trouve un autre conducteur parallèle au premier de même longueur L , et parcouru par un courant I' , ce conducteur est soumis à un effort F (d'attraction si I et I' sont de même sens, de répulsion dans le cas contraire) qui vaut par unité de longueur :

$$F / L = B \cdot I'$$

Si les deux conducteurs sont parcourus par le même courant I , la formule devient :

$$F / L = 2 \cdot 10^{-7} I^2 / d$$

Exemple : avec $I = 50$ kA et $d = 10$ cm, $F / L = 5000$ N / m

Conséquence possible : déformation ou rupture de pièces.

♦ dans tout appareillage, les contacts séparables, maintenus en contact par des ressorts, tendent à s'ouvrir sous l'effet d'une force électrodynamique dite de répulsion. Efforts qu'il faut parfois équilibrer par des systèmes de « compensation ».

Pour $I = 50$ kA, cette force atteint 1000 N.

Conséquence possible : amorçage entre les contacts d'appareils de comm

Effet thermique

Lors d'un court-circuit, il y a un échauffement adiabatique $\Delta\theta$ des conducte

$$\Delta\theta = k / S^2 \int T i^2 \cdot dt$$

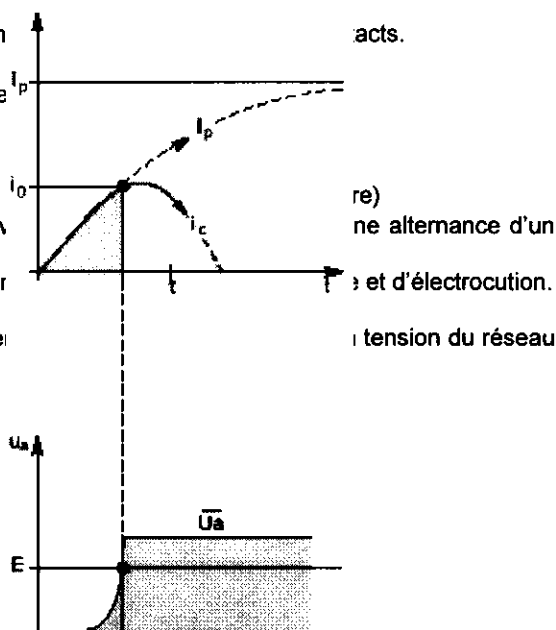
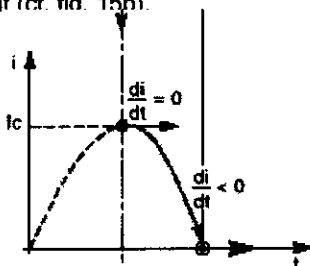
♦ $\int T i^2 \cdot dt$ est appelée la contrainte thermique (exprimée en $A^2 s$) ;

♦ K est un coefficient dépendant de la nature des conducteurs [environ 6 Exemple : Un fil de cuivre, de section $1,5 \text{ mm}^2$, s'échauffe de 110°K en courant de 2000 A eff à 50 Hz.

Conséquences possibles évidentes : déformation de matériel et destructio

Comment limiter ?

Cette limitation ne sera obtenue grâce à l'arc que si sa tension d'arc devie et s'y maintient (cf. fig. 15h).



S

En effet, la loi d'Ohm,

$$e - R \cdot i - L \frac{di}{dt} - U_a = 0, \text{ permet de définir trois conditions de limitation (cf. fig. 15c) :}$$

- ◆ création d'une tension d'arc au plus tôt ;
- ◆ évolution de cette tension d'arc au plus vite pour avoir $U_a = e - R \cdot i$ et ainsi $L \frac{di}{dt} = 0$, ce qui signifie que le courant atteint alors une valeur maximale i_c ;
- ◆ maintien de cette tension d'arc U_a au plus haut, alors $\frac{di}{dt}$ est négatif et le courant est forcé vers 0.

En résumé "Tôt, Vite, Haut", telle est la devise pour :

«Couper grâce à l'arc des courants présumés, avec limitation»

5.2.1. sous une tension continue

La tension continue est de la forme $u(t) = E$.

- ◆ jusqu'à ouverture du circuit, le courant évolue selon la formule :

$$i = \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = i_p (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

- ◆ après ouverture du circuit, une tension d'arc apparaît. Si celle-ci croît rapidement, son évolution globale peut être assimilée à une fonction échelon dont le front de montée serait défini par : $u_a = E$ à un instant t_0 (cf. fig. 16). Le courant ayant alors atteint une valeur i_0 décroît ensuite d'une façon exponentielle et s'annule après un temps $t_a \ll \tau$.

Le calcul de l'énergie d'arc,

$$W_a = \int_{t_0}^{t_1} u_a \cdot i_a \cdot dt, \text{ donne :}$$

$$W_a = \left[\frac{1}{2} L \cdot i_0^2 \right] \left[2 \frac{U_a}{R \cdot i_0} \left(1 - \frac{U_a - U_n}{R \cdot i_0} \log \left(1 + \frac{R \cdot i_0}{U_a - U_n} \right) \right) \right]$$

D'où le réseau de courbes (W_a/W_{L0}) , (cf. fig. 17) en introduisant le rapport de limitation $k = i_0 / i_p$.

A noter que l'énergie d'arc est d'autant plus petite que le rapport k est petit. Cette énergie est «optimale» pour $1,5 < U_a/E < 2,5$; ce qui était le cas en courant établi.

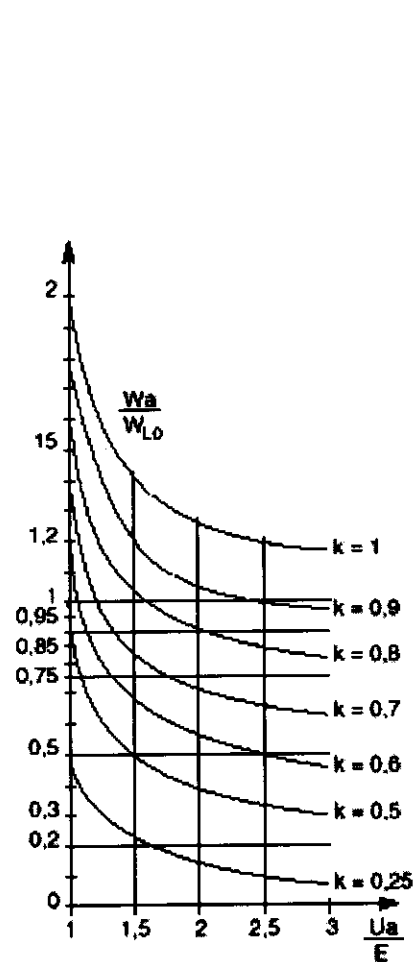
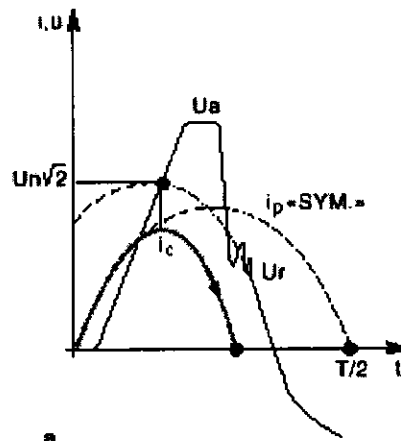
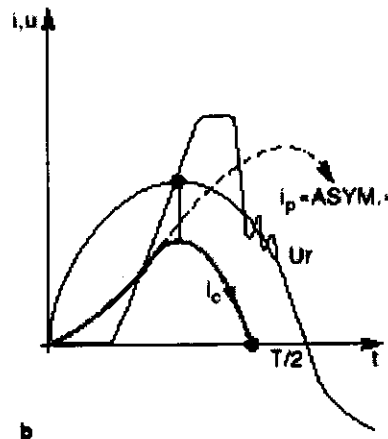


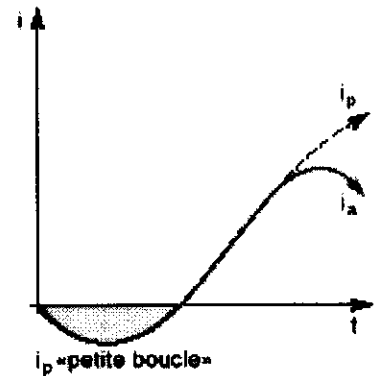
fig. 17



a



b



c

fig.18

S

5.2.2. sous une tension alternative monophasée

En condition de limitation, la coupure d'un tel courant se fait comme s'il s'agissait momentanément d'une coupure sous tension continue.

◆ dans le cas du régime symétrique, en particulier, il est quasiment équivalent de considérer une coupure sous courant présumé avec une tension réseau $E = U_n \sqrt{2}$ (cf. fig. 18a).

◆ dans le cas du régime asymétrique, la limitation est souvent meilleure car la tension d'arc «coupe» la tension réseau avant que le courant n'ait fortement évolué (cf. fig. 18b).

◆ dans tous les cas «intermédiaires», avec «petite boucle», la coupure avec limitation peut n'avoir lieu que lors de la deuxième demi onde de courant, la première ayant été trop faible en intensité (cf. fig. 18c).

Remarque :

Une limitation performante sur forts courants de court-circuit, ne peut être obtenue que si la tension d'arc intervient dans un temps très inférieur à $T/4$.

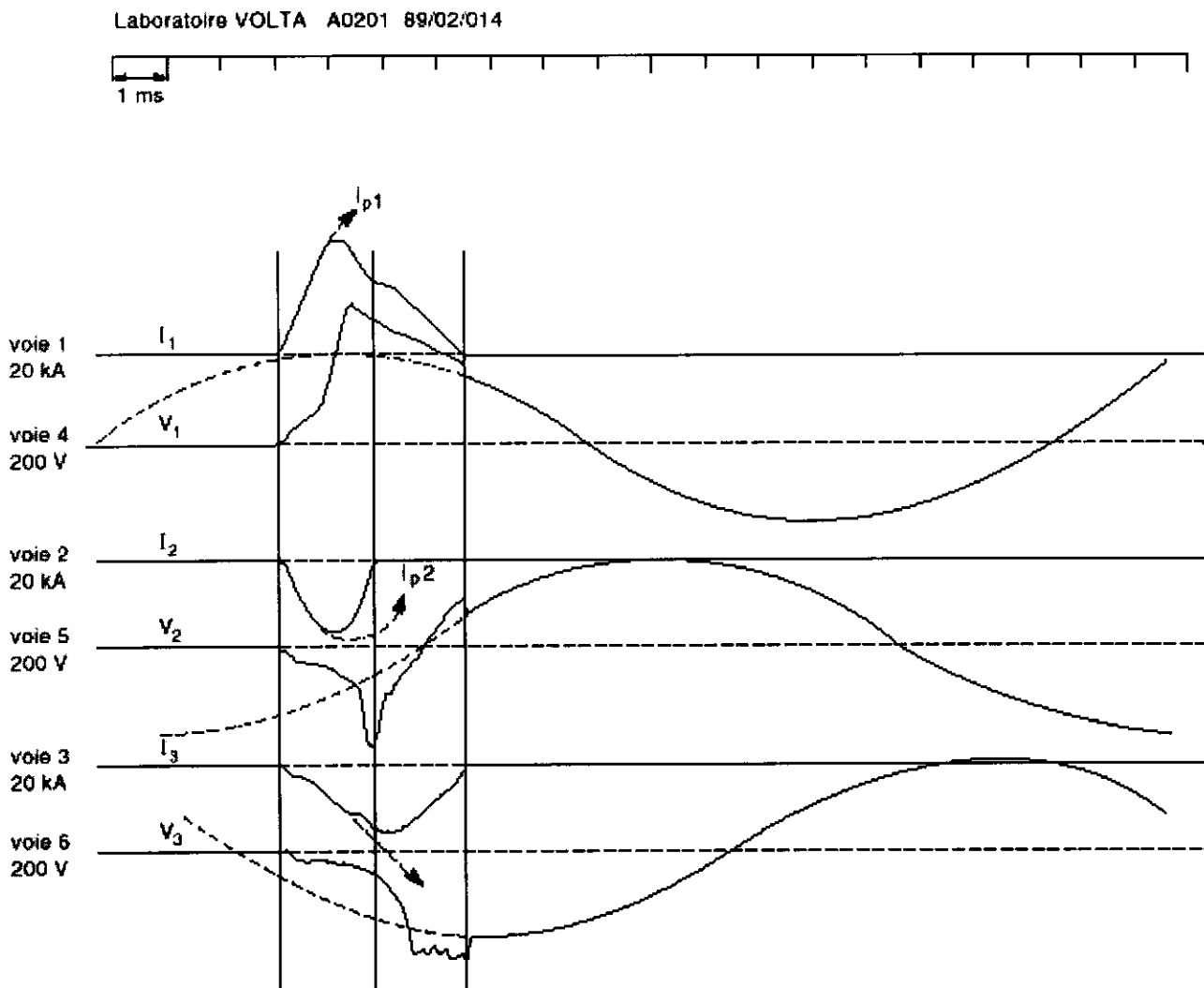


fig. 19 : oscillogrammes d'une coupure d'un court-circuit d'essais sous une tension triphasée, avec ouverture indépendante des pôles.

S

5.2.3. sous une tension alternative triphasée

Deux cas sont à considérer :

1^{er} cas : *ouverture indépendante des pôles.*

Chaque phase fait apparaître une tension d'arc en fonction du courant qui la traverse. (cf. fig. 19) En première approche, tout se passe comme si :

- ◆ une des phases coupe en régime symétrique monophasé mais dont le rétablissement en tension se fait sous une tension semi-composée ;
- ◆ enfin, les deux autres phases assurent une coupure en biphasé d'une «queue de courant».

2^e cas : *ouverture simultanée des pôles.*

Le courant de la phase en régime symétrique réagit, le premier, sur un dispositif de déclenchement qui assure une ouverture omnipolaire très rapide. Auquel cas les tensions d'arc se développent sur les trois phases à partir du même instant.

Tout se passe comme si la phase en régime quasi-symétrique était coupée sous sa tension composée avec une tension d'arc doublée.

Cette ouverture omnipolaire doit se faire dans un temps $< T/4$ et aura une efficacité maximale pour $< T/8$, la phase en «petite boucle» étant alors coupée bien qu'ayant vu peu de courant. Un tel comportement en coupure,

- ◆ a lieu sur des dispositifs à faible inertie totale des pièces en mouvement ;
- ◆ est recherché sur de gros appareils à énergie de manœuvre externe ultra rapide (à effet Thomson avec décharge capacitive par exemple).

5.3. les paramètres de coupure

Afin d'apprécier l'efficacité de la coupure, les paramètres retenus sont :

- ◆ courant crête coupé = I_c (valeur absolue du courant crête maximum).

Sa connaissance permet de définir les contraintes électrodynamiques maximales dans le circuit ;

- ◆ «*contrainte thermique*» ou *intégrale de Joule* = $\int i^2 \cdot dt$

Cette dénomination est consacrée par l'usage. La forme du courant coupé ne correspondant pas à une fonction mathématique simple, cette intégrale est calculée pas à pas, par informatique.

Cette intégrale traduit les contraintes d'énergie thermique, mais aussi électrodynamique, sur les éléments du circuit ;

- ◆ *durée de coupure* = t_a Temps total de coupure si le circuit est triphasé ;

- ◆ *tension d'arc maximum* = U_a Ordres de grandeur :

- ◆ 250 à 500 V pour un disjoncteur standard,

- ◆ 600 à 900 V pour un disjoncteur limiteur.

Ces «surtensions» ne sont pas dangereuses car elles sont inférieures aux tensions d'essais normalisées pour les installations BT ;

- ◆ *énergie d'arc* = $\int U_a \cdot i_a dt$

Cette intégrale est aussi calculée, pas à pas, par ordinateur. Elle traduit l'énergie consommée dans la zone d'arc. Ordres de grandeur : 1, 10, 100 kJ suivant les appareils et les courants coupés.

Elle conditionne l'endurance des appareils en coupure.

6. le disjoncteur basse tension

Un disjoncteur (cf. fig. 21) est un appareil de connexion capable de fermer et d'interrompre un circuit quel que soit le courant jusqu'à son *Pouvoir de coupure ultime* : I_{cu} (cf. norme CEI 947-2).

Bien que sa fonction essentielle soit la coupure des courants de court-circuit et de surcharge par action «réflexe» à propre courant, il permet aussi par une action volontaire extérieure, les coupures des courants de surcharge et des courants «normaux», (d'emploi et plus petits). De plus, après toute ouverture il assure un isolement en tension du circuit coupé.

La conception d'un disjoncteur pouvant réunir dans un même boîtier toutes ces fonctions a conduit à adopter des solutions spécifiques quant aux :

- ◆ mécanismes de fermeture/ouverture ;
- ◆ déclencheurs ;
- ◆ circuits électriques des pôles ;
- ◆ éléments de coupure (contacts, chambre de coupure,...).

Ce chapitre est une analyse de ses fonctions, ses technologies, et ses performances.

6.1. ses fonctions

6.1.1. Fermer le circuit

Par action sur le mécanisme, dès le moindre contact, le ou les récepteurs sont alimentés en courant ; à la mise sous tension certains absorbent des courants bien supérieurs à I_n (exemple : moteur 7 à 8 I_n pendant quelques secondes). Pour que ces surintensités ne donnent pas lieu à des phénomènes néfastes pour la zone de contact (érosion due aux arcs), l'accostage à la fermeture doit être brusque pour des valeurs $\geq 100 A$.

Aussi, pour convenir à tous les cas usuels, les disjoncteurs doivent pouvoir établir des courants de 15 à 20 fois supérieurs à leur intensité nominale. La réalisation de cette fonction requiert des spécificités, car un disjoncteur doit toujours être prêt à ouvrir en cas de défaut dans l'installation, y compris pendant ou très peu de temps après sa fermeture!

S

6.1.2. Conduire le courant

Cette fonction passive nécessite des précautions constructives, pour avoir tout à la fois un échauffement admissible et une possibilité d'ouverture rapide. Et en plus, si le disjoncteur est sélectif il peut nécessiter une tenue électrodynamique élevée pour accepter les courants de court-circuit pendant la durée de sélectivité, nécessaire au fonctionnement des appareils aval.

6.1.3. Ouvrir le circuit, couper le courant

- ◆ par action volontaire sur le mécanisme, manuelle ou télécommandée ; le courant à couper peut être quelconque.
- ◆ par l'action réflexe sur le mécanisme, provoquée par le déclencheur suite à une surintensité : il s'en suit une ouverture automatique et définitive du disjoncteur, même si l'organe de manœuvre est maintenu sur la position «fermé».
- ◆ par action d'un déclencheur auxiliaire sur le mécanisme : dispositifs à manque de tension, à mise sous tension, à courant différentiel...

L'ouverture est automatique et définitive, le courant ayant une valeur quelconque à cet instant. Assurer le sectionnement. Quand le disjoncteur est ouvert, un niveau d'isolement est requis entre les parties «sous tension» et «hors tension».

Ce niveau est validé par des tests diélectriques, tels ceux prescrits par la norme CEI 947-2 :

- ◆ un essai de courant de fuite maxi entre entrée et sortie sous U_e max ;
- ◆ une tension de choc supérieure (par exemple à 12,3 kV au lieu des 9,8 kV exigés pour un appareil de même type n'ayant pas cette fonction) ;
- ◆ un essai de robustesse du mécanisme, dit «du contact soudé» ; (cf. Cahier Technique Merlin Gerin n° 150).

6.2. ses technologies

6.2.1. Les mécanismes

Les trois principes de base sont :

- ◆ mécanisme «à 2 positions» stables «O» et «F» (pour les disjoncteurs de calibre inférieur à 100 A) ;
- ◆ mécanisme à 3 positions stables O, F, O/D, surtout utilisé dans les disjoncteurs industriels (cf. fig. 21) dont l'organe de manœuvre permet :
 - la fermeture brusque des contacts, indépendante de la façon de manœuvrer,
 - l'ouverture brusque des contacts, indépendante de la façon de manœuvrer,
 - l'ouverture par déclenchement, brusque et indépendante du maintien de la poignée en position «F» ; un réarmement doit alors précéder la refermeture,
 - le sectionnement apparent (l'organe de manœuvre ne peut être cadenassé en position «O» que si les contacts sont réellement ouverts) ;
- ◆ mécanisme pour disjoncteur forte intensité, plus sophistiqué, car il comporte un dispositif d'armement à accumulation d'énergie avant fermeture et ouverture, permettant ainsi un cycle «O - FO» sans réarmement intermédiaire.

6.2.2. Les déclencheurs

Les déclencheurs sont d'une très grande diversité, aussi seuls les principes de bases qui constituent des minimums pour aborder la coupure des surintensités sont rappelés ci-après.

- ◆ les déclencheurs magnéto-thermiques
 - en condition de surcharge, c'est l'atteinte d'un échauffement significatif d'un courant déterminé, (ou d'une température pour beaucoup d'entre-eux) qui provoque le déclenchement grâce à un élément «thermo-mécanique», généralement un bilame.
 - lorsque la surcharge est faible le calibre nominal du déclencheur est défini par des conditions d'échauffement en régime asymptotique. Le déclencheur peut être «compensé» pour éviter l'influence de la température ambiante.
 - pour des surcharges importantes, les échauffements évoluent en régime adiabatique. Le temps de déclenchement est donc fonction de l'état d'échauffement préalable du disjoncteur.
 - en condition de court-circuit, à partir d'un certain seuil de courant, les déclenchements seront assurés en «instantané» par un circuit magnétique qui actionne une palette ou un noyau. Ce seuil est défini sur impulsion de courant de 200 ms, mais son temps d'action devient très petit (3 à 5 ms) sur fort courant ;
- ◆ les déclencheurs «électroniques». L'objectif premier reste une évaluation du courant qui traverse les pôles du disjoncteur pour agir en conséquence sur un dispositif de déclenchement.

Leurs intérêts :

- plus grande précision des seuils recherchés,
- courbes de déclenchement réglables selon l'emploi,
- des possibilités d'information locale ou à distance.

6.2.3. Les contacts

Les contacts des disjoncteurs BT sont constitués par des zones d'éléments conducteurs mis en pression dans le même sens que leur déplacement possible (cf. fig. 22), donc pas de contact «couteau» comme dans beaucoup d'interrupteurs. Deux phénomènes physiques liés aux matériaux utilisés et à la force de contact doivent retenir notre attention :

- ◆ la résistance de contact (R_c).

Celle-ci doit être la plus faible possible car elle conditionne la puissance ohmique développée au point de contact qu'il faut évacuer par conduction. Ces échauffements peuvent accentuer les phénomènes d'oxydation et de corrosion, pour s'en préserver, les contacts peuvent être en cuivre jusqu'à 100 A et doivent être à base d'argent au-delà. Sur forts courants, au point de contact, la puissance produite peut dépasser la puissance dissipable. La zone de contact peut alors être portée à la fusion; aussi pour éviter la soudure des contacts un couple de matériaux hétérogène est généralement prévu, par exemple avec l'introduction de tellure ou de carbone dans l'un des deux matériaux de contact. La technique de «contact unique» est employée jusqu'à $I_n = 630$ A. Au-delà il s'avère préférable d'utiliser un système à plusieurs «doigts» de contact en parallèle.

S

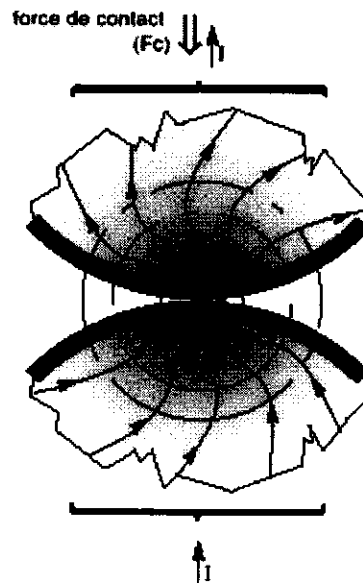


Fig. 22 : les contacts des disjoncteurs BT sont mis en pression dans le même sens que leur déplacement.

◆ la répulsion de striction.

Par interaction magnétique entre les lignes de courants «rayonnantes», il apparaît une force de répulsion des contacts dite répulsion de striction. Cette répulsion de striction a des conséquences néfastes, car pendant toute sa durée il y a :

- érosion inutile des pastilles par l'énergie d'arc,
- risque de soudure ou de microsoudure si les contacts se referment,
- création de «points chauds» favorisant la stagnation de l'arc et ainsi l'émission thermoionique ; les conditions d'extinction de l'arc pendant sa phase de régénération pouvant être ainsi compromises.

Il est à noter que pour améliorer la tenue électrodynamique au-delà de $I_n=630$ A, la répulsion de striction conduit aussi à utiliser la technique multi«doigts».

En définitive, le choix des matériaux et de la force de contact sont déterminants quant à la résistance de contact, au seuil de répulsion et, à d'autres aspects tels que érosion, micro soudures etc.

6.2.4. Contact mobile

Sur forts courants, au-delà de 15 In, il faut :

- ◆ pour des appareils devant rester fermés, renforcer la tenue électrodynamique par un effet de «compensation» à propre courant. Quelques schémas possibles :

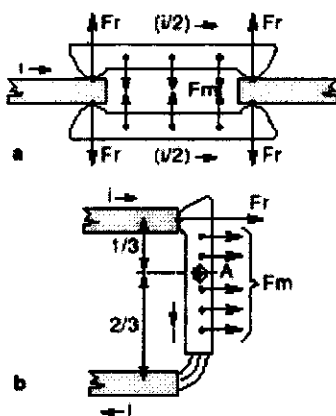


fig. 23 : renforcement de la tenue électrodynamique des contacts.

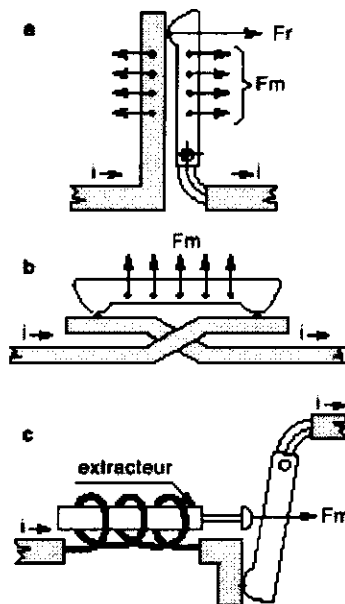


fig. 24 : principe de répulsion des contacts :
 a : à simple boucle de répulsion ;
 b : à double répulsion (souvent réalisé par un double «contact») ;
 c : à «extracteur», un noyau magnétique pousse ou tire le contact mobile.

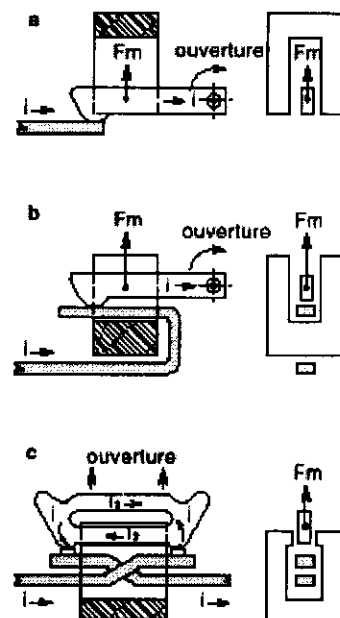


fig. 25 : dispositif magnétiques de répulsion des contacts :
 a : circuit avaleur en U ;
 b : circuit expulseur en U ;
 c : répulsion à fort di/dt.

S

- par attraction mutuelle, ce schéma utilisé dans les interrupteurs empêche l'ouverture sous fort courant. (cf. fig. 23a),
 - par répulsion équilibrée, utilisée dans les disjoncteurs à forte intensité nominale (cf. fig. 23b). Ces disjoncteurs étant en tête d'installation, ils sont souvent à déclenchement retardé pour obtenir une sélectivité ; leur tenue électrodynamique doit donc être élevée, proche des valeurs de court-circuit «20 In» ;

- pour des appareils devant s'ouvrir et couper rapidement, améliorer les conditions de répulsion du contact mobile afin d'obtenir au plus vite une tension d'arc. Quelques schémas sont possibles (cf. fig. 24) :

- à simple boucle de répulsion,
- à double répulsion (souvent réalisée par un «double contact»),
- à «extracteur», un noyau magnétique pousse ou tire le contact mobile.

Les effets de répulsion peuvent être renforcés par la mise en œuvre de circuits magnétiques :

- avec des effets proportionnels au carré du courant :

- circuit avaleur en U (cf. fig. 25a),
- circuit expulseur en U (cf. fig. 25b),

- avec des effets proportionnels à la pente du courant (di/dt) donc particulièrement efficace sur fort courant (I_{cc}), (cf. fig. 25c).

Il est parfois recherché que les contacts mobiles se referment «tous seuls» après un laps de temps afin de ne rouvrir définitivement que si le court-circuit n'a pas été éliminé par un disjoncteur plus en aval... Ce principe est utilisé dans les blocs limiteurs du système «SELLIM» (cf. Cahier Technique Merlin Gerin n° 126).

6.2.5. Les chambres de coupure

Le rôle essentiel de cette zone est de maintenir la tension d'arc à une valeur convenable tout en absorbant l'énergie développée par l'arc (cette énergie est parfois phénoménale : si U_a = 500 V et i = 10 000 A pendant 2 ms, alors P_a = 5 MW et W_a = 10 kJ !).

Cette zone doit aussi satisfaire à des conditions de régénération diélectrique suffisantes pour assurer la coupure définitive du courant, malgré la présence de la tension réseau. Les phénomènes physiques à prendre en compte pour assurer la coupure ne sont plus essentiellement électriques : la thermique (fusion, sublimation, évaporation), l'aérodynamique, le rayonnement, jouent également un rôle dans les bilans d'énergies de chaque instant.

Le principe de base d'une chambre de coupure consiste à envoyer l'arc contre un empilage de séparateurs, ou plaquettes, disposés transversalement à la colonne d'arc principale afin de :

◆ fractionner l'arc en autant d'arcs élémentaires qu'il y a d'intervalles (cf. fig. 26a), chacun d'eux génère ainsi une tension d'arc minimale U_{AC} de 20 à 40 V, due au phénomène anode/cathode et provoque un allongement de cet arc. La tension d'arc escomptée quand il y a fractionnement se calcule ainsi :

$$U_a \approx N \times U_{AC} + (L - N \cdot e) U_L \quad \text{où :}$$

e = espace entre 2 séparateurs,
 N = nombre de séparateurs,
 L = longueur de la chambre de coupure.

Par exemple : avec N = 10, L = 4 cm, e = 0,2 cm, U_{AC} ≈ 30 V et U_L ≈ 75 V/cm, U_a ≈ 200 + 150 = 350 V

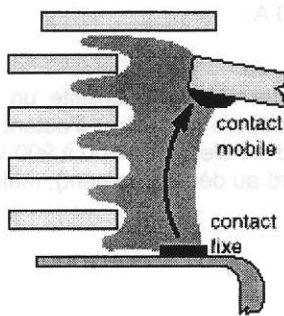
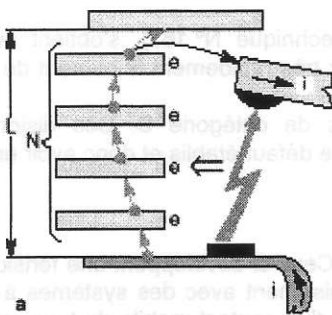


fig. 26 : les séparateurs placés dans les chambres de coupure facilitent la coupure.

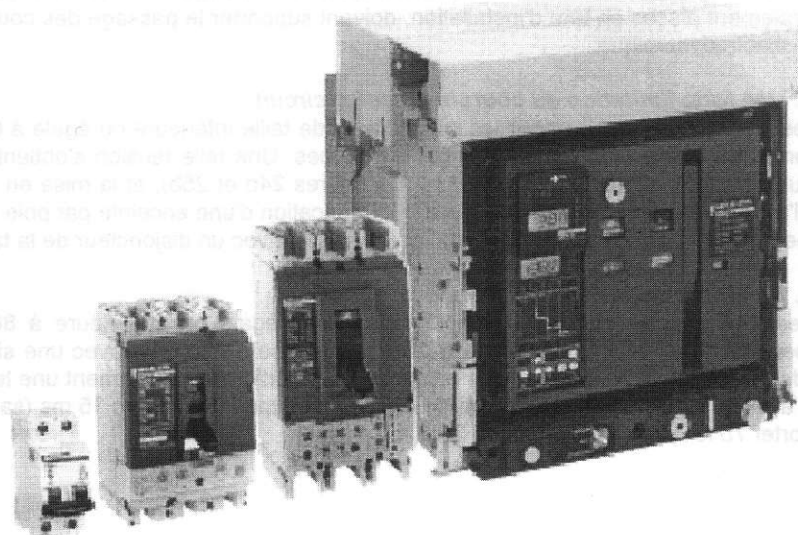


fig. 27 : gamme de disjoncteurs Basse Tension Merlin Gerin.

◆ emmagasiner, par échauffement ou liquéfaction temporaire des séparateurs, l'énergie produite sous forts courants dans la colonne de plasma. Mais dans un contexte donné et sous forts courants, il existe une limite supérieure en intensité au-delà de

S

laquelle, l'arc reste en avant des séparateurs tout en ayant des échanges thermiques très importants avec ceux-ci (cf. fig. 26b). Bien que l'arc ne soit plus fractionné, la tension d'arc est de même ordre de grandeur ou un peu plus petite.

6.2.6. La préchambre

Cette zone est constituée par le volume qui sépare la zone de séparation des contacts et le début des séparateurs composant la chambre de coupure. Son aménagement est souvent nécessaire, voire indispensable pour :

- ◆ éviter la stagnation de l'arc sur les contacts (érosion et points chauds) ; le pare-étincelles «inférieur» y contribue en assurant le déplacement du pied d'arc des contacts fixes vers le dessous des séparateurs de la chambre ;
- ◆ favoriser un allongement de l'arc plus rapide et plus grand que celui provoqué par la seule ouverture mécanique des contacts.

Les effets magnétiques déjà évoqués pour la répulsion du contact mobile contribueront à ces objectifs, en agissant sur le courant d'arc. En plus de ce «soufflage magnétique» un réel soufflage aérodynamique apparaîtra si l'énergie de l'arc naissant vaporise ou sublime des matériaux isolants gazogènes.

Enfin une pression, inévitable lors de la coupure de forts courants en milieu confiné, favorise l'évolution de la tension d'arc, car :

- ◆ la section droite de la colonne d'arc s'en trouve réduite et sa «résistance» augmentée ;
- ◆ les différences de pressions entre cette zone (surpression due à l'arc) et l'arrière de la chambre de coupure (pression atmosphérique) favoriseront son entrée et son maintien dans la chambre.

6.3. ses performances

Les performances d'un disjoncteur permettent d'assurer son aptitude à l'emploi dans une installation électrique donnée et en point donné de celle-ci. Les installations électriques nécessitent l'emploi de nombreux disjoncteurs (à l'origine de l'installation, aux changements de section des lignes, près de certains récepteurs,...) dont les performances peuvent être très différentes :

- ◆ des tensions nominales de 400 à 690 volts en triphasé ;
- ◆ des intensités nominales I_n comprises entre quelques ampères et 3200 A, selon leur place dans l'installation ;
- ◆ des protections contre les surcharges de 1,3 à 10 I_n , selon les éléments protégés ;
- ◆ des pouvoirs de coupure de valeurs souvent inférieures à 35 kA, mais atteignant parfois 150 kA selon la puissance installée.

6.3.1. Particularités des disjoncteurs BT

Pour satisfaire l'ensemble des besoins d'une distribution électrique de caractère industriel ou tertiaire, il est donc nécessaire de disposer d'une «gamme de disjoncteurs» (cf. fig. 27). Disjoncteurs dont les caractéristiques sont obtenues par des solutions techniques adaptées à leurs fonctions et à leur tailles.

C'est ainsi que la fonction coupure, adaptée à chaque niveau, contribue à la sûreté de toute une installation :

- ◆ la protection (des personnes et des matériels),
- ◆ la disponibilité de l'énergie, ou continuité de service notamment par la sélectivité au déclenchement des disjoncteurs.

En BT, deux types de sélectivité sont essentiellement utilisés : la sélectivité ampèremétrique et la sélectivité chronométrique.

- ◆ la première, renforcée par l'emploi de la sélectivité énergétique (cf. Cahier Technique N° 167), s'obtient avec les disjoncteurs de catégorie A selon la norme CEI 947-2. Ces disjoncteurs doivent couper très rapidement le courant de défaut, et limiter fortement les courants de court-circuit.

- ◆ la deuxième, la sélectivité chronométrique, est réalisée avec les disjoncteurs de catégorie B. Ces disjoncteurs, généralement placés en tête d'installation, doivent supporter le passage des courants de défaut établis et donc avoir une forte tenue électrodynamique.

6.3.2. Une forte limitation du courant de court-circuit

Elle est surtout recherchée pour les disjoncteurs de taille inférieure ou égale à 630 A. Ceux-ci développent une tension d'arc de l'ordre de 600 à 900 V dans des petits volumes. Une telle tension s'obtient plus aisément avec des systèmes à double coupure (par combinaison des schémas des figures 24b et 25b), et la mise en œuvre d'un contact mobile de type rotatif qui offre l'avantage supplémentaire de faciliter la fabrication d'une enceinte par pôle (cf. fig. 28).

Couper "100 kA" en 2,5 ms est ainsi devenu possible avec un disjoncteur de la taille 250 A.

6.3.3. Une forte tenue électrodynamique

Elle est recherchée pour les disjoncteurs de taille égale ou supérieure à 800 A. Cet objectif nécessite un principe de compensation des efforts électromagnétiques plus aisé à résoudre avec une simple coupure (fig. 23 b) d'autant plus que la grande ouverture (distance entre les contacts) permet d'obtenir également une tension d'arc élevée de 600 à 900 V.

C'est ainsi qu'un disjoncteur d'une taille de 3200 A coupe "100 kA" en 15 ms (sans retard au déclenchement), mais peut aussi supporter 75 kA pendant 3 s (cf. fig. 29).

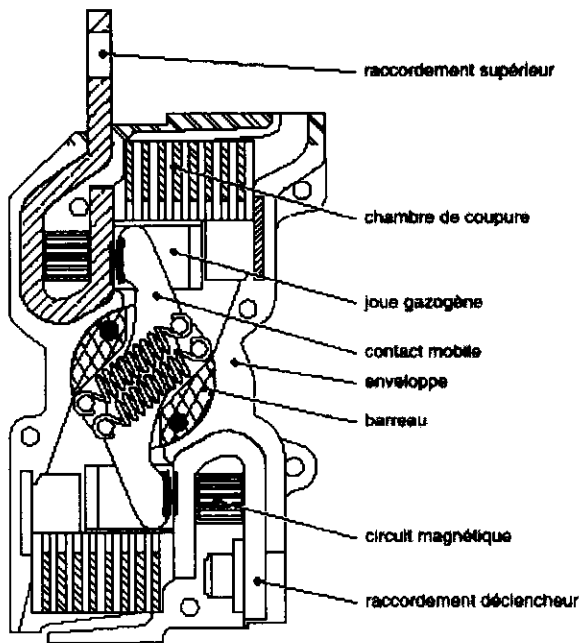


Fig. 28 : enceinte de coupure d'un disjoncteur BT à contacts rotatifs (COMPACT NS Merlin Gerin).

S

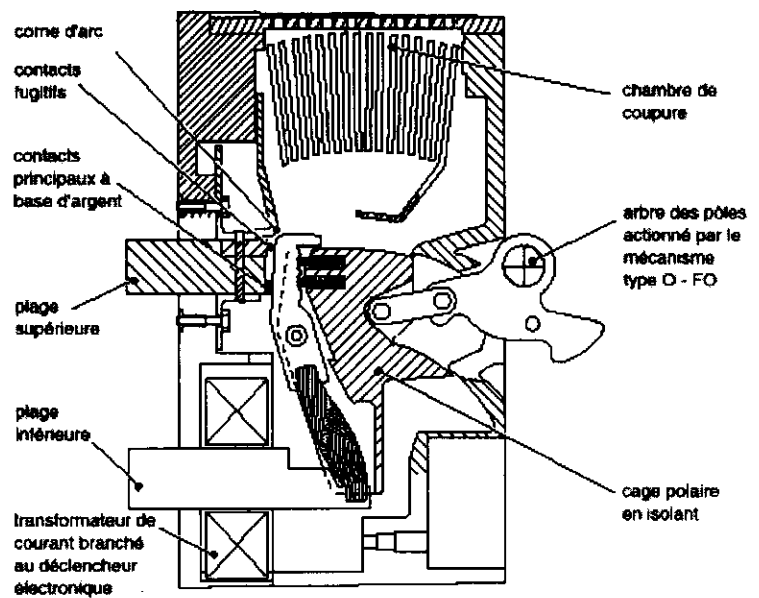


fig. 29 : enceinte de coupure d'un disjoncteur BT de forte tenue électrodynamique (MASTERPACT).

8. conclusion.

Aujourd'hui encore l'arc électrique reste un moyen très adapté à la coupure avec limitation des courants en basse tension. De plus les disjoncteurs basse tension bénéficient d'importantes améliorations liées aux évolutions des connaissances, des matériaux et à l'emploi de l'électronique.

Cet article vous a permis d'apprécier l'importance des recherches nécessaires pour offrir des gammes de disjoncteurs performants. Schneider Electric, comme d'autres constructeurs, a participé à l'amélioration de la sécurité en général et de la fiabilité de la distribution électrique.

Pendant de nombreuses décennies encore, la protection des circuits électriques nécessitera des disjoncteurs avec la « maîtrise de l'arc ».

L'ARC ELECTRIQUE DANS L'APPAREILLAGE BASSE TENSION

Robert Haug

Directeur de Recherches au CNRS

L'arc électrique est souvent considéré comme néfaste parce qu'il est un facteur d'usure des contacts, néanmoins il joue un rôle jusqu'ici irremplaçable dans l'appareillage de coupure : Il permet de dissiper une grande énergie, tout en ne mettant en œuvre que des techniques relativement peu coûteuses. Dans l'appareillage à basse tension, il est bien adapté à la production d'une contre tension, s'opposant à la tension du réseau, qui permet une décroissance progressive du courant à interrompre.

1. Propriétés de l'arc électrique

L'arc électrique est un plasma

L'arc électrique est un conducteur gazeux. Sa conductivité électrique est due à la présence, en son sein, d'espèces chargées, électrons et ions. Ils sont le plus souvent en équilibre thermique avec les autres composants du gaz, atomes neutres ou excités. Les gaz constituant le plasma sont, par exemple, les gaz de l'air, contaminés par des vapeurs métalliques issues des électrodes. L'ensemble forme ce que l'on appelle un plasma thermique. L'ionisation est maintenue par la température, située entre 5 et 50 kK, entretenue elle-même par la dissipation de l'énergie électrique. On comprend, dès lors, que la conductivité dépend de la température par une loi croissante : Plus la température est élevée, plus la concentration en espèces chargées est importante. Le taux d'ionisation reste cependant modéré, d'environ quelques pour-cents.

L'arc électrique a un comportement spécifique

Cette loi de variation de la conductivité électrique du plasma d'arc avec la température diffère de celle des métaux, —qui diminue avec la température—, et rapproche le plasma de l'arc des semi-conducteurs, des électrolytes, des isolants, etc.. Elle a des conséquences sur la stabilité de fonctionnement d'un circuit incluant un arc électrique. Par exemple, la mise en parallèle de deux arcs électriques est impossible, un des deux arcs captant tout le courant, l'autre s'éteignant. De même, on ne peut alimenter un arc électrique sous une tension constante.

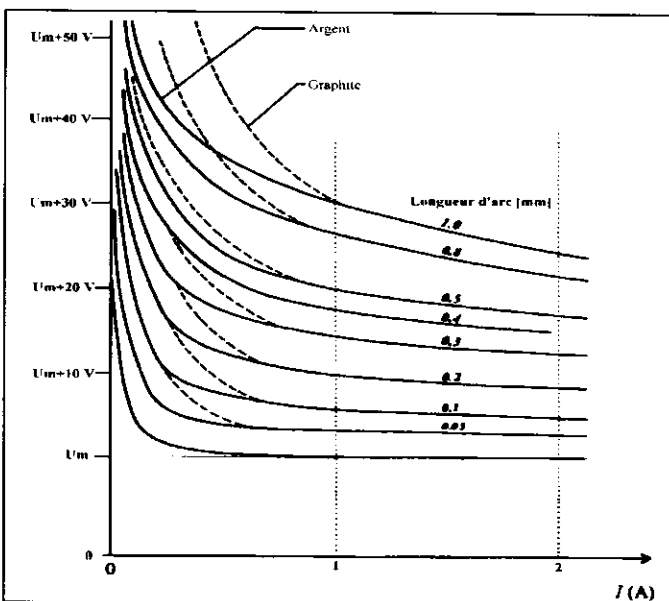


Fig. 1 Caractéristique courant-tension d'un arc entre électrodes d'argent ou de graphite.

Cette instabilité apparaît sur la caractéristique stationnaire courant-tension qui présente une pente négative, fig. 1. En fait, comme ce mécanisme met en jeu l'élévation de la température, il n'est donc pas instantané : L'arc électrique conserve une impédance positive en régime transitoire rapide.

Une autre conséquence de la loi de variation de la conductivité électrique est la concentration des lignes de courant ou striction. En effet, l'augmentation de la densité locale de courant provoque une élévation de la température et donc de la conductivité. Tant qu'il en résulte une diminution de la chute de tension, le processus de striction peut continuer. On observe ainsi dans la colonne d'un arc électrique des densités de courant de l'ordre de 10^8 Am^{-2} . La limite de cette évolution vers la striction vient de la valeur maximale de la conductivité, de l'ordre de 10^4 Sm^{-1} qui est atteinte pour une température de 15 kK environ à la pression atmosphérique, quelle que soit la composition du plasma. On en déduit que le champ électrique moyen dans l'arc est de l'ordre de 10^4 Vm^{-1} .

Interaction de l'arc électrique avec les électrodes

Le raccordement du plasma d'arc avec les électrodes est particulier, du fait qu'aucun matériau solide ou liquide ne peut soutenir une température voisine de celle du plasma. Il existe alors, au voisinage des électrodes, deux zones ou gaines, une cathodique et une anodique, où règne un champ électrique élevé, et qui sont le siège de phénomènes spécifiques d'émission ou de collection d'électrons. En particulier, à la cathode, l'émission d'électrons est facilitée par l'élévation de la température. La surface cathodique est portée à haute température, —pour certains métaux non réfractaires jusqu'à la température de volatilisation—, sous l'impact des ions chargés positivement, qui bombardent une surface qui tend à être la plus petite possible. En effet, la réduction de la surface bombardée diminue les pertes thermiques par conduction mais, en contrepartie, augmente la chute de tension dans le métal de la cathode. L'équilibre se réalise quand la diminution de la chute de tension dans le plasma compense l'augmentation de la chute de tension dans le métal. Le diamètre observé de cette surface ou spot, est de quelques μm pour un courant d'arc de quelques ampères, diamètre qui augmente régulièrement avec le courant. Il reste que cette surface reçoit une densité de puissance considérable, typiquement $1\text{--}10 \text{ MWm}^{-2}$, qui produit des modifications localisées de la surface par élévation rapide de la température entraînant dilatation, vaporisation, éjection de métal liquide, etc..

On observe également que le fonctionnement de l'arc s'accompagne souvent d'une mobilité du spot. La surface du spot perd rapidement ses propriétés émissives initiales sous l'effet du bombardement ionique, par modification du relief, de la composition chimique en surface, etc., entraînant son extinction. La surtension engendrée par celle-ci permet alors l'allumage d'un autre site qui prend le relais. De ce fait, de l'extérieur, l'arc électrique apparaît comme une source de bruit, avec une tension fluctuante, génératrice de perturbations électromagnétiques.

2. Formation de l'arc électrique

La plupart du temps, dans l'appareillage de coupure, l'arc électrique prend naissance lors de la séparation des électrodes elles-mêmes parcourues par le courant à interrompre. Dans quelques cas seulement, il s'agit de la disruption du milieu gazeux qui sépare les électrodes. Lors de la séparation des contacts, on observe une séquence d'événements qui sont bien repérés par la tension qui leur correspond : Resserrement autour du dernier point de contact des lignes de courant, resserrement accompagné d'un échauffement qui entraîne la liquéfaction puis la volatilisation du métal. Cette élévation de la température s'accompagne d'une élévation de la tension, qui est de 420 mV pour la fusion de l'argent et de 700 mV pour sa volatilisation. Quand, à la suite de l'étirement du pont liquide qui s'est formé, la tension atteint un niveau suffisant pour communiquer aux électrons l'énergie nécessaire pour ioniser, 14–18 V, le plasma se forme. La longueur de l'arc est alors de l'ordre de quelques dizaines de μm seulement. La vitesse de croissance de la tension est extrêmement grande, de l'ordre de 10^9 Vs^{-1} , quelle que soit la vitesse de séparation des électrodes.

3. Durée de l'arc électrique.

La plupart des appareils de coupure sont utilisés en courant alternatif. Ainsi, après l'annulation naturelle du courant, une coupure n'est définitive que si l'arc, après s'être éteint, ne se rallume pas. Le rallumage de l'arc résulte d'une conduction résiduelle du plasma qui, par la dissipation d'énergie dont il est le siège, se réchauffe, s'ionise de nouveau et redevient conducteur. Pour maîtriser ce phénomène, on doit tenir compte de la tension de rétablissement qui résulte de la réaction du circuit consécutive à l'annulation du courant ; elle peut atteindre trois fois la tension du réseau. Le rallumage de l'arc résulte en fait de la compétition entre la croissance de la rigidité diélectrique du plasma qui vient de s'éteindre, et la croissance de la tension aux bornes de l'appareil. La croissance de la rigidité diélectrique dépend de la désionisation du plasma par recombinaison des ions et des électrons. Elle dépend de la nature des constituants du plasma, en qualité et en quantité, c'est à dire du courant. Les matériaux d'électrodes ont également une grande influence : L'ionisation des vapeurs qu'ils émettent, qui dépend de leur potentiel d'ionisation, l'émissivité électronique qui dépend du travail de sortie, la vitesse de refroidissement, qui dépend de la conductivité thermique sont des facteurs qui influencent le rallumage. Ainsi les métaux alcalins, par exemple, même en très faible concentration, facilitent le rallumage.

Plus le courant d'arc est important, plus la récupération de la rigidité est tardive. Ceci introduit une distinction entre les modes de fonctionnement en contacteur et en disjoncteur.

4. Evolution de l'arc électrique dans un boîtier de contacteur à petit calibre.

Dans le mode contacteur à petit calibre, le courant ne dépasse pas cinq fois le courant nominal. L'arc reste confiné sur les pièces de contacts, le soufflage magnétique n'est pas utilisé : Il serait source de perte supplémentaire de matière. L'arc s'éteint alors à l'annulation naturelle du courant. La réussite de la coupure, c'est à dire l'absence de rallumage, dépend alors fortement de la nature du matériau de contact, puisque l'atmosphère de l'arc est alors contaminée par les

vapeurs issues des pièces de contact. Cette influence est visible sur la fig. 2. On note qu'à bas courant, la tension est suffisamment élevée pour ne pas nécessiter de soufflage.

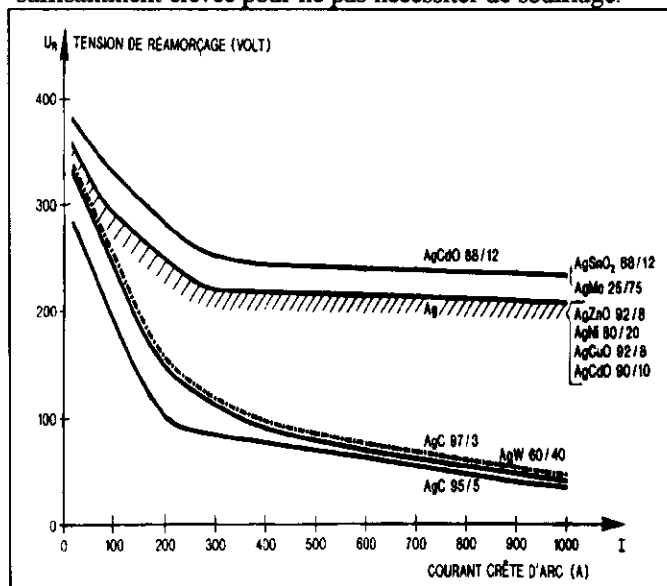


Fig. 2 Influence du matériau de contact et du courant sur le rétablissement de la rigidité diélectrique

5. Evolution de l'arc électrique dans un boîtier de coupure à fort calibre ou de disjoncteur.

Après sa formation, l'arc commence à éroder les électrodes. Si on attend que le courant s'annule naturellement, en alternatif, l'arc peut durer 10 ms en courant monophasé, ou 3.3 ms en courant triphasé. Du fait de l'érosion, ceci est considéré comme trop long. On utilise souvent un champ magnétique pour exercer une force de soufflage sur la colonne d'arc et déplacer l'arc, source d'érosion, vers des électrodes consommables. On peut également forcer l'arc à se déplacer entre des parois isolantes. Sous l'impact énergétique de l'arc, celles-ci subissent une ablation et un dégazage important, venant modifier l'atmosphère de l'arc et réduire sa conductivité électrique. Il est aujourd'hui courant de faire pénétrer l'arc dans un empilage de tôles, isolées les unes des autres, pour fractionner l'arc sur sa longueur et réaliser ainsi une succession d'arcs en série. Ces arcs, particulièrement bien refroidis, ajoutent leurs tensions, leur somme passant à un niveau élevé. Celle-ci peut atteindre et même dépasser 1 kV.

6. L'arc électrique comme composant d'un circuit

Pendant le fonctionnement d'un contacteur, en simplifiant, du fait de l'absence de soufflage, la tension peut être considérée comme constante, et a peu d'influence sur le courant. Lors du fonctionnement d'un disjoncteur, à cause du soufflage, les tensions que nous venons de citer s'opposent à la tension du réseau, et sont chargées de faire décroître le courant le plus rapidement possible. En cas de coupure d'un courant de défaut, la puissance correspondante est très élevée. Pour chiffrer : l'énergie dissipée pendant la coupure est au moins égale à celle qui est accumulée dans les inductances du circuit. Comme nous venons de le voir, un soufflage énergétique et le fractionnement permettent de réduire la durée de l'arc et de réaliser une coupure en un temps pouvant descendre à 1 ms. On profite ainsi du fait que

la vitesse de montée du courant reste finie, pour faire apparaître très rapidement la contre tension de l'arc. La valeur crête du courant atteint alors un niveau bien inférieur au courant présumé. Il s'agit là du courant qui pourrait circuler si aucun dispositif ne le limitait. L'énergie dissipée, grossièrement proportionnelle au carré du courant maximal est ainsi fortement réduite.

7. Les matériaux d'électrodes

Les matériaux de contacts doivent assurer plusieurs fonctions simultanément :

- assurer une faible chute de tension à l'état fermé par une résistance de contact la plus faible possible ;
- si les pièces de contacts viennent à être soudées, la soudure doit être fragile et facile à casser ;
- l'atmosphère peut être corrosive. Malgré cela, les pièces de contact doivent garder leurs propriétés ;
- l'érosion de l'arc doit être minimisée, en évitant notamment les pertes de métal liquide ;
- les vapeurs produites doivent permettre la récupération rapide de la rigidité diélectrique ;
- les matériaux subissent une usure se traduisant par la formation de fumées. La composition des contacts fonctionnant à l'air libre ne doit pas poser de problèmes de pollution.

Les composés les plus utilisés sont à base d'argent. Ils sont mélangés à des adjuvants permettant de satisfaire le mieux possible les critères précédents. Ce sont généralement des oxydes métalliques, Cd O, Sn O₂, Fe O, dispersés en fines particules dans la matrice d'argent.

8. Modèles de plasma d'arc

L'évolution détaillée d'un arc électrique est très complexe du fait des différentes interactions, collisionnelles et radiatives, entre les nombreuses espèces, électrons, ions, atomes, etc., présentes dans le plasma. Connaissant sa composition, des considérations théoriques permettent de chiffrer les coefficients de transport du plasma. Ceux-ci sont, en effet, inaccessibles à l'expérience, étant donné les hautes températures qu'il faut considérer. Les figs. 3-4 montrent un exemple de ces coefficients de transport en fonction de la température, à la pression atmosphérique.

Le problème de l'écoulement du plasma, considéré comme un fluide, doit être traité par la magnéto-aérodynamique. Ce problème n'a pu être abordé, avec des moyens de calcul considérables, que dans quelques cas typiques. Ceux-ci ont montré une évolution très tourmentée. De ces calculs et des expériences, la propriété qu'il faut retenir est la non-reproductibilité dans le détail de l'évolution du plasma. Par exemple, à titre expérimental, partant de conditions initiales bien maîtrisées, l'évolution n'est reproductible que pendant une centaine de μs ; or, comme nous l'avons vu, la plupart des arcs ont des durées bien supérieures.

Cependant, pour simplifier en considérant les gaines aux électrodes comme invariantes et en négligeant les échanges d'énergie radiatifs et convectifs, la modélisation à une dimension permet de représenter trois familles de configurations d'arcs dans un boîtier de coupure.

- Tout d'abord, lors des tout premiers instants de la séparation des contacts, on a une configuration plate où l'énergie dissipée dans l'arc s'évacue par les deux surfaces équipotentielles figurant les électrodes.

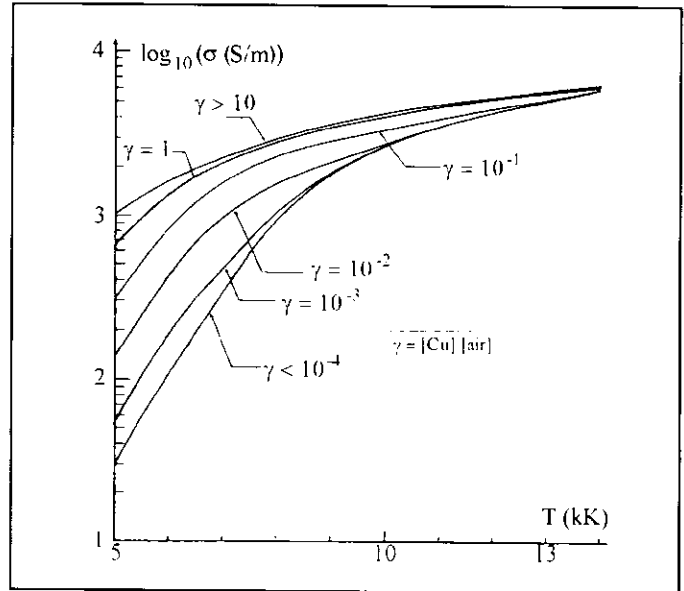


Fig. 3 Conductivité électrique d'un plasma d'air enrichi en vapeurs de cuivre.

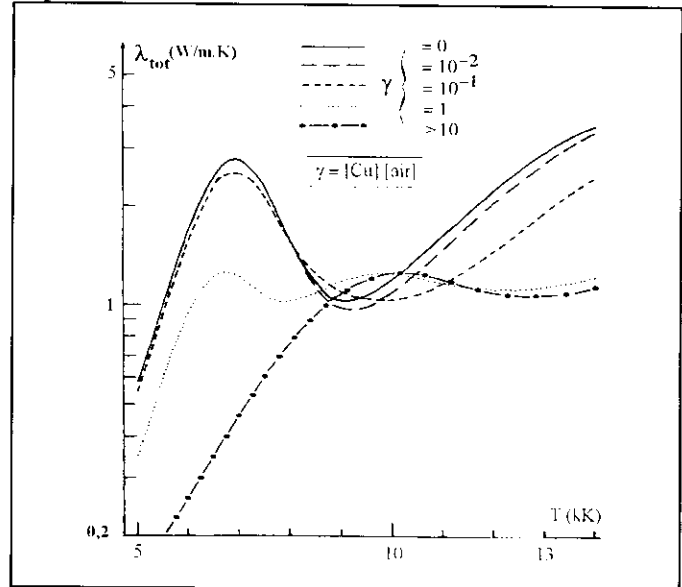


Fig. 4 Conductivité thermique d'un plasma d'air enrichi en vapeurs de cuivre.

Dans cette configuration, le champ électrique et le gradient de température sont colinéaires et fonctions de l'épaisseur dans le plasma.

L'équation de l'écoulement stationnaire de la chaleur s'écrit :

$$\text{div}(\lambda \text{ grad } T) = J E$$

soit, à une dimension :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) = J E$$

où λ est la conductivité thermique, E le champ électrique et J la densité de courant, liés par la relation :

$$J = \frac{E}{\rho}$$

Par deux intégrations suivant l'axe de description, on aboutit à :

$$V^2(T_m) = 2 \int_{T_0}^{T_m} \lambda(T) \rho(T) dT$$

où la tension V est la demi-chute de tension dans le plasma, ρ la résistivité, T_0 la température des électrodes et T_m la température maximale du plasma au centre. On a de même l'intégrale :

$$Jl(T_m) = \int_{T_0}^{T_m} \frac{\lambda(T)}{V(T)} dT$$

où $V(T)$ est la tension définie ci-dessus, l la demi-épaisseur du plasma et J la densité locale de courant.

En prenant T_m comme paramètre, ces relations sont utilisées pour tracer la tension d'arc V en fonction de la quantité Jl . Confrontées avec l'expérience, elles permettent d'évaluer la densité de courant J dans la colonne, en supposant connues les évolutions avec la température, des grandeurs λ et ρ du plasma, principalement constitué de vapeurs métalliques.

– Plus tard, lorsque l'arc est pincé entre deux parois isolantes, on retrouve une autre configuration plate où l'énergie est évacuée par les parois isolantes latérales. Le champ électrique et le gradient de température sont alors perpendiculaires et fonctions de l'épaisseur transverse.

On a :

$$\frac{I^2}{h^2}(T_m) = 2 \int_{T_0}^{T_m} \frac{\lambda(T)}{\rho(T)} dT$$

où h est la longueur du plasma dans la direction perpendiculaire au champ électrique et I le demi-courant circulant dans la couche de plasma de demi-épaisseur d :

$$E d(T_m) = \int_{T_0}^{T_m} \frac{\lambda(T)}{I/h(T)} dT$$

En traçant $\frac{I}{h}$ en fonction de $E d$, comme précédemment, on détermine le champ électrique E en fonction du courant réduit $\frac{I}{h}$. Les coefficients de transport λ et ρ du plasma sont ici ceux des gaz d'ablation des parois, constituées le plus souvent de polymères organiques. A titre d'exemple, les figs. 5-6 donnent les conductivités des gaz de décomposition de deux polymères et de l'hydrogène.

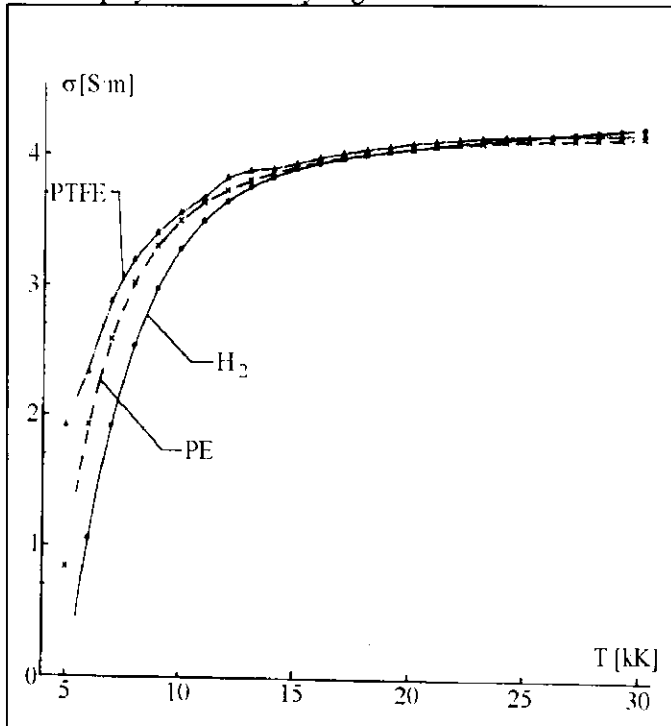


Fig. 5 Conductivité électrique du polytétrafluoroéthylène, du polyéthylène et de l'hydrogène.

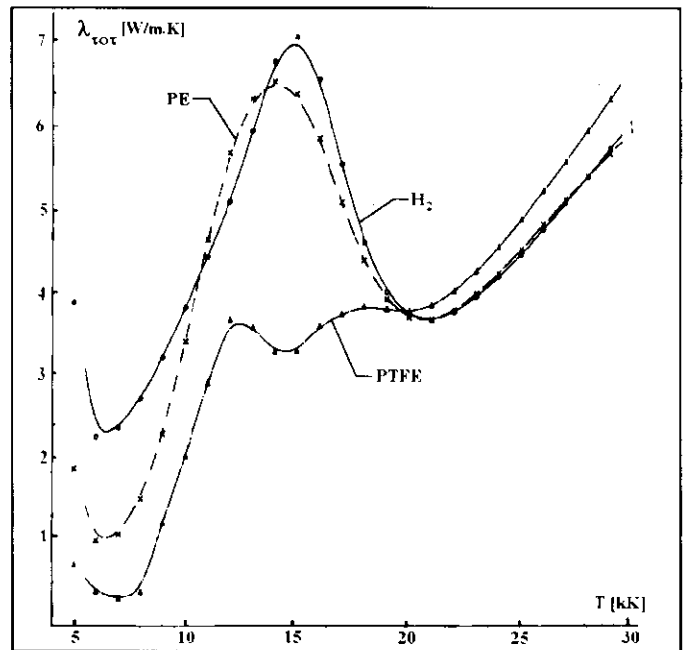


Fig. 6 Conductivité thermique du polytétrafluoroéthylène, du polyéthylène et de l'hydrogène.

– Lorsque la distance entre les électrodes est grande, avec des parois éloignées, on peut représenter l'arc par un cylindre dans lequel l'énergie est évacuée radialement. Le champ électrique et le gradient de température sont alors perpendiculaires et fonctions du rayon r .

Dans cette géométrie axisymétrique, l'écoulement stationnaire de la chaleur s'écrit :

$$\text{div}(\lambda \text{grad } T) = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\lambda r \frac{\partial T}{\partial r} \right) = J E$$

Avec :

$$dI = 2 \pi r J dr$$

où dI est le courant qui circule entre les rayons r et $r + dr$, il vient :

$$\lambda R \frac{\partial T}{\partial r} = E \int_0^R J r dr = \frac{E I(R)}{2 \pi}$$

ou encore :

$$\frac{\lambda}{\rho} \frac{\partial T}{\partial r}(R) = \frac{J(R) I(R)}{2 \pi R}$$

En faisant varier R de 0 à R_0 , on a :

$$\int_{T_0}^{T_m} \frac{\lambda}{\rho} dT = \frac{1}{2 \pi} \int_0^{R_0} \frac{J I}{R} dR$$

Si on tient compte du champ magnétique : $B = \mu_0 \frac{I}{2 \pi R}$, et

de la force de Laplace :

$$dF = h dI \wedge B = 2 \pi r h J B dR = J \mu_0 I h dR$$

une pression dP s'exerce sur une surface $S = 2 \pi R h$. On a :

$$\int_{T_0}^{T_m} \frac{\lambda}{\rho} dT = \frac{1}{\mu_0} \int_0^{R_0} dP = \frac{1}{\mu_0} (P_{axe} - P_{ext})$$

Ainsi, en géométrie cylindrique, l'accroissement de la pression par effet de striction magnétique, ne dépend que de la température sur l'axe de l'arc.

Pour toute information complémentaire, on se reportera à l'ouvrage : « Le contact électrique », collection SEE, tomes 1 et 2, Editions HERMES, Paris 1996.

LES CONTACTS ELECTRIQUES DANS L'APPAREILLAGE

Louis Féchant

ancien directeur général R&D, la Télémechanique Electrique

Quel que soit l'appareil électromécanique considéré, son calibre, sa catégorie d'emploi et les contraintes que son utilisation lui impose, le contact électrique en est l'élément vital : de lui vont dépendre les qualités de conduction, d'antisoudure et d'anti-érosion, en dépit, notamment, de l'action destructrice de l'arc électrique. D'où les nombreuses investigations effectuées sur les matériaux de contact, à propos desquels on ne peut donner ici qu'un bref aperçu.*

1. Echauffement des contacts sous le courant traversant

Il est souvent question de la résistance électrique des contacts, ce qui est légitime, vu la très faible surface de passage d'un contact à l'autre. Cette surface dépend de la force appliquée, de la dureté du matériau et de la géométrie de l'interface (rugosité, particules d'oxydes, pollution). La déformation peut être élastique ou plastique ou partagée. Pour l'appareillage, on retient la déformation plastique, favorisée par les aspérités, avec un facteur de réduction appliqué à la dureté Brinell. Les surfaces de conduction restent très faibles comparées aux dimensions des contacts : supposées circulaires, les "strictions" ont un rayon de 10 à 100 µm pour une force de 0,1 à 10 N. Elles sont donc très sensibles aux surcharges fonctionnelles même rapides.

1.1. Modèles de striction à température uniforme T_0

Une première étape consiste donc déterminer les conséquences de la striction sur la géométrie des lignes de courant et des équipotentielles, dans le cas où la résistivité reste constante = ρ_0 , pour la température T_0 .

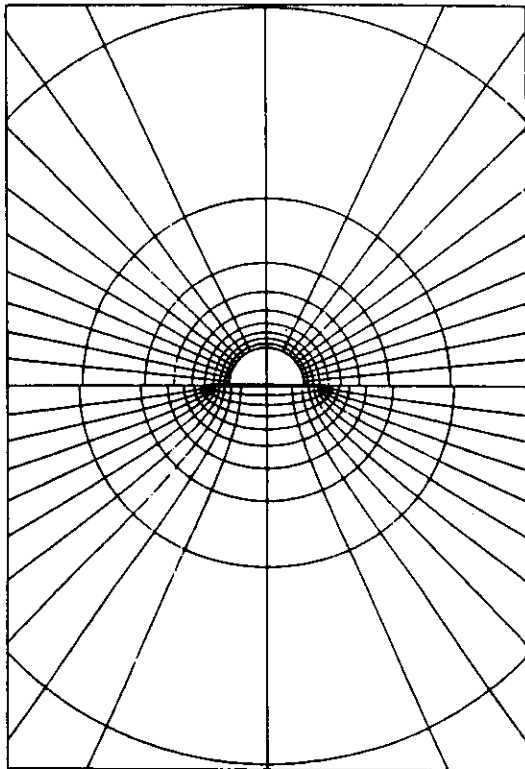


Fig. 1. Modèles sphérique (bas) et ellipsoïdal (haut)

* Pour plus ample information et bibliographie, se reporter à l'ouvrage : « Le contact électrique », collection SEE, tomes 1 et 2, Editions Hermès, Paris, 1996.

Un modèle très simplificateur dit « sphérique » est celui où le passage entre contacts se fait par une microsphère infiniment conductrice, de rayon b : les lignes de courant sont alors radiales et les équipotentielles hémisphériques.

Un modèle plus réaliste, dit "ellipsoïdal", correspond à une coupure infiniment mince, délimitant un passage circulaire de rayon a entre deux espaces semi-infinis. Les tubes de courant sont dans ce cas des hyperboloïdes orthogonaux aux équipotentielles qui sont des ellipsoïdes aplatis. Le potentiel sur l'axe Oz de révolution est alors :

$$V = \frac{\rho_0 I}{2a} \arctan\left(\frac{z}{a}\right)$$

On peut dans ce cas déterminer une « résistance de striction » qui vaut, entre les points à l'infini de part et d'autre : $R_c = \rho_0 / \pi b$ (sphérique) ou $R_c = \rho_0 / 2a$ (ellipsoïdal) l'équivalence, de ce point de vue, exigeant : $b = 2a/\pi$.

La figure 1 montre que les résultats des deux modèles sont proches dès que l'on s'éloigne de la striction ; en outre, la demi-résistance est atteinte à la distance a , les 9/10^{èmes} à $6a$ et les considérations qui vont suivre sont donc valables autour de la striction sur un espace limité.

1.2. Echauffement en régime stationnaire

L'accroissement de la densité de courant autour de la striction est considérable et l'on ne peut négliger l'échauffement local qui en résulte. On est alors conduit à supposer que l'énergie due à l'effet Joule, ne peut que s'écouler dans le métal, sans dissipation latérale, ce qui reste valable en pratique pour des strictions moins prononcées.

L'hypothèse a été faite par Kohlrausch (1900), qu'à température non-uniforme, le réseau des équipotentielles et des lignes de courant existant à température uniforme restait inchangé, les équipotentielles U (surfaces où le potentiel était V) étant également des isothermes de température T ; cela à condition que les conductivités électrique σ et thermique λ ne soient fonction que de T . Or cette condition est normalement remplie et, qui plus est, λ et σ obéissent en théorie à la « loi de Wiedemann-Franz » car toutes deux résultent de la dérive des électrons libres dans le métal ; c'est ce qu'exprime la relation :

$$\lambda / \sigma = \rho \lambda = LT$$

où L est le « nombre de Lorenz » = $2,45 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2 \text{K}^{-2}$.

Dans ces conditions, si l'on note T_m la température maximale atteinte sur la surface S_m (dont la position dépend de la géométrie et des températures imposées aux extrémités et où, par convention, le potentiel U est nul), on a, le long d'un tube élémentaire de section dS et de courant dI , l'égalité des flux thermiques :

$$U dI = \sigma U \frac{dU}{ds} dS = -\lambda \frac{dT}{ds} dS$$

d'où l'on tire l'équation de Kohlrausch :

$$U = \left(2 \int_r^{r_m} \rho \lambda dT \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{L} \sqrt{T_m^2 - T^2}$$

En se bornant au cas symétrique où la striction est l'isotherme maximale T_m , on a la différence de potentiel entre les surfaces d'extrémité supposées à T_0 :

$$U_c = 2\sqrt{L} \sqrt{T_m^2 - T_0^2}$$

En théorie, toutes ces relations ne dépendent pas du matériau, elle sont même valables dans l'état liquide (supposé immobile); la mesure de U_c donne donc la température de striction T_m , d'accès direct impossible. Chaque matériau peut ainsi être caractérisé par sa tension « de fusion U_f » et de « volatilisation U_v ». Selon la formule, elles valent pour l'argent-métal 375 mV (1235 K) et 772 mV (2485 K), ce qui diffère très peu des mesures à la fusion, (davantage à la volatilisation où elle est difficile à observer). Ces valeurs restent inchangées quand le métal contient des oxydes (neutres électriquement et thermiquement) même à pourcentage élevé; elles diffèrent lorsqu'il s'agit d'un alliage, par exemple AgCu 72/28 donne 316 mV car il fond à 1052 K.

1.3. Relation tension-courant en régime stationnaire

Dans le passage d'une résistivité constante à une résistivité variable, l'invariance de la densité de courant permet d'écrire :

$$J = - \frac{dV}{\rho_0 ds} = - \frac{dU}{\rho ds}$$

où V est le potentiel à T_0 . On en déduit, pour un hypothétique « métal-M » qui obéit à la loi de W-F et a une conductivité thermique constante = λ_0 :

$$V = \rho_0 \lambda_0 \int_r^{r_m} \frac{dT}{U} = \frac{\rho_0 \lambda_0}{\sqrt{L}} \int_r^{r_m} \frac{dT}{\sqrt{T_m^2 - T^2}}$$

ce qui donne en tout point la température locale et le potentiel local en fonction du potentiel V en ce même point :

$$T = T_m \cos \left(\frac{V}{T_0 \sqrt{L}} \right) \quad \text{et} \quad U = T_m \sin \left(\frac{V}{T_0 \sqrt{L}} \right)$$

Pour T_0 sur les deux surfaces d'extrémité, on obtient alors la ddp U_c aux bornes du contact, en fonction de la ddp V_c à T_0 :

$$U_c = 2T_0 \sqrt{L} \tan \left(\frac{V_c}{2T_0 \sqrt{L}} \right) = 2T_0 \sqrt{L} \tan \left(\frac{\rho_0 I / 2a}{2T_0 \sqrt{L}} \right)$$

la dernière expression valant pour le modèle ellipsoïdal.

1.4. Caractéristiques $U_c(I)$ pour quelques métaux

A partir de données récentes sur ρ et λ jusqu'à la fusion, ont été calculées les tensions de tension de contact de plusieurs métaux en fonction de la tension à T_0 , courbes que l'on peut dès lors reporter sur un même diagramme, quel que soit le matériau (Figure 2). On peut y voir à quel degré et en quel sens les matériaux s'écartent du métal-M :

- * Pt et Pd : U_c croît plus lentement car λ évolue positivement,
- * Ag, Cu, Al, Zn : U_c croît plus rapidement car la conductivité thermique décroît avec la température,

- * Mo et W : U_c croît plus rapidement encore et une instabilité se manifeste que le point de fusion élevé accentue,
- * Fe et Ni : deviennent très rapidement instables, car λ décroît jusqu'au point de Curie et, si Ni se restabilise, il n'en est pas de même pour Fe qui manifeste à 616 K une instabilité pouvant le conduire prématurément à la fusion.

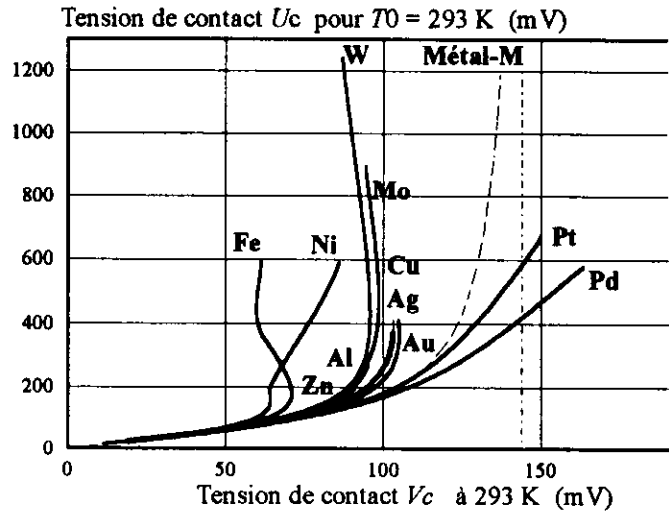


Fig. 2. Tensions de contact U_c (à chaud) et V_c (à froid)

2. Soudure des contacts

Les formules précédentes mettent en évidence le rôle de la géométrie des contacts comme de la résistivité du métal à la température de référence T_0 . Si l'on considère le modèle ellipsoïdal, on voit que la température atteinte par la striction est simplement dépendante du courant relatif I/a et qu'il existe une valeur pour laquelle la fusion se produit :

$$I_f / a = 4 \frac{T_0 \sqrt{L}}{\rho_0} \arccos \left(\frac{T_0}{T_f} \right)$$

On trouve ainsi pour Ag : 13,5 kA/mm. Après avoir amené le contact jusqu'à cette limite, il suffit que le courant décroisse pour qu'une soudure se produise : c'est là une soudure « statique » qu'une surcharge excessive peut provoquer sur appareil fermé sans qu'un arc électrique ne se produise au contact.

2.1. Soudure statique des contacts

Cette évolution d'un contact vers la soudure est bien mise en évidence par un cycle de surcharge, par exemple une demi-onde de courant d'évolution assez lente, traversant un contact soumis à une force de fermeture constante. La figure 3 montre l'évolution de la tension de contact, directement liée à la température de la striction. On observe :

- une montée réversible où la striction conserve sa dimension d'origine ;
- un palier dû au ramollissement du métal, faible pour certains matériaux (Mo, Cd et certains pseudo-alliages comme Ag Ni 60/40), mais important pour Ag et ses composites, allant jusqu'à doubler le rayon de striction ;
- une zone de collages irréguliers, par thermocompression, pendant laquelle la striction va jusqu'à tripler son rayon initial ;

- un palier de fusion, très net, qui reste de niveau constant si la striction liquide s'adapte rapidement à l'intensité traversante ; mais il se peut que des instabilités apparaissent, dues à des surchauffes de la striction au delà de la fusion avant que le métal liquide ne s'étale, et provoquant des chutes brusques de la tension de contact (W, Zn ...);

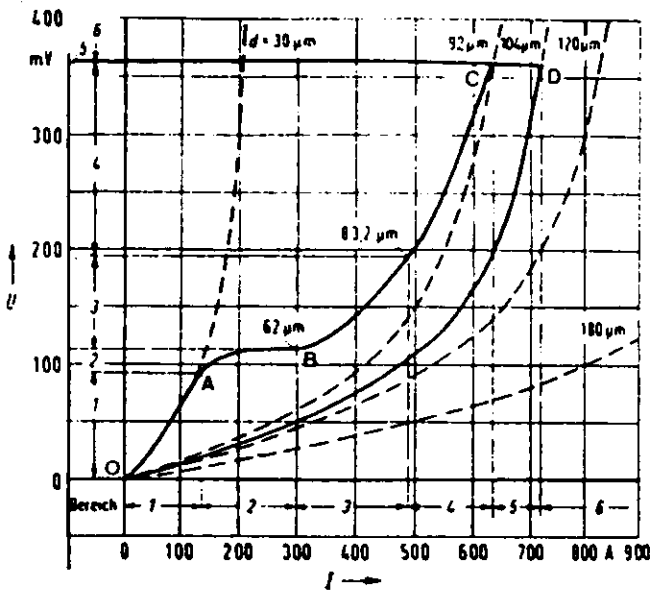


Fig. 3. Cycle de fusion-soudure de l'argent

- en fin de palier, lorsque le courant commence à décroître, une solidification très rapide et une branche descendante parcourue à striction constante. Une mesure de la force de rupture est alors possible, sur des surfaces soudées qui sont pratiquement circulaires, et l'on en déduit le taux de rupture de la soudure pour le matériau retourné à l'état froid.

On voit que, pour un contact sous force constante, le métal peut plus ou moins s'auto-adapter par agrandissement de la striction : pour Ag, la dureté de « préfusion » est de l'ordre de 10 fois moindre que la dureté à T_0 ambiante.

On peut donc définir une force de « non-fusion F_{nf} », au delà de laquelle le palier de fusion apparaît, de même qu'une force de « soudure F_s », qui correspond, pour le même courant, à la résistance à la traction du métal soudé, revenu à l'état froid.

Les matériaux se comportent différemment selon le métal de base et les additifs incorporés (Figure 4). Dans les métaux de faible dureté, les forces de non-fusion restent faibles et les additifs réduisent les forces de rupture. On remarque la performance du couple Ag/Ag C3 : bonne conduction coté Ag et facilité de rupture coté Ag C3.

2. Soudure dynamique des contacts

On appelle ainsi la soudure qui résulte d'un mouvement des contacts provoquant l'apparition d'un arc électrique. On peut distinguer plusieurs cas :

♦ arc de « pré-fermeture »

Lors de la fermeture des contacts, un arc peut s'amorcer sous une tension bien inférieure au « minimum de Paschen (330 V dans l'air) ». Cela résulte de l'intense vaporisation à l'anode due au bombardement électronique sous très faible écartement. La fermeture peut alors se produire sur une surface en fusion mais il n'y a soudure préjudiciable que pour les surintensités fortes et rapides (circuits résistifs, en particulier de lampes à incandescence, capacitifs). Il a été récemment observé (Ben Jemaa), sur circuit purement résistif, des soudures aléatoires au début même de l'arc de rebond, celui-ci contribuant à l'échauffement mais réduisant simultanément le courant et laissant le métal liquide relier entre eux les contacts et se solidifier ;

♦ arc de répulsion

Un arc se produit par ouverture des contacts lors des surintensités excessives si aucun système d'autocompression n'est utilisé, ce qui est le cas général, et une soudure peut en résulter si l'ouverture n'est pas confirmée. Un cas typique est celui des contacteurs protégés par disjoncteur : les contacts se séparent pendant la montée du courant de court-circuit et se referment à la réduction de celui-ci ; ils le font plus ou moins rapidement selon la vitesse de décroissance du courant et selon leur propre inertie, de sorte que les conditions de refermeture (intensité et percussion) peuvent largement différer selon l'allure du courant de coupure ;

♦ arc aux rebonds

Dans ce cas, un arc apparaît, qui ne s'éteint que sur circuit résistif TBT (inférieure à la tension minimale d'arc). En alternatif 380 V, le courant est très peu réduit sur résistance et, à l'inverse peut avoir le temps de s'établir partiellement, sur inductance. C'est typiquement le cas des contacteurs, en AC1, AC3 ou AC4, qui se ferment à environ 1 m/s et dont les rebonds aléatoires peuvent s'étaler sur quelques millisecondes, favorisés par le déséquilibre du pont de contact.

Pour un appareil tripolaire, chaque pôle peut être caractérisé par un « profil statistique » des rebonds qui, après rodage initial, évolue peu avec l'érosion des pastilles de contact. Il se produit le plus souvent un train de rebonds, dont le nombre et la durée diminuent selon l'ampleur du courant de fermeture.

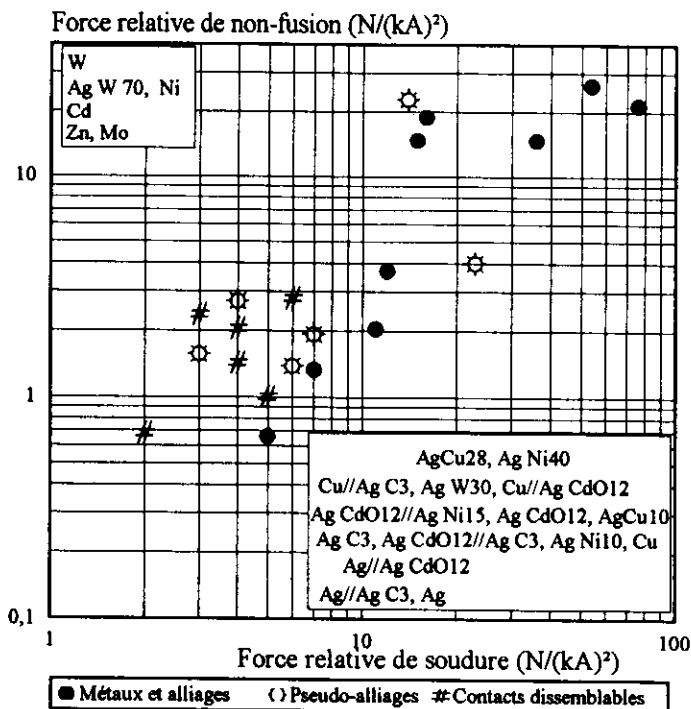


Fig. 4. Forces relatives de non-fusion et de soudure

2.3. Matériaux antisoudure

La défaillance critique par soudure a donné lieu à de multiples analyses tant sur le comportement du métal que sur sa responsabilité dans la dimension des soudures. Des modèles théoriques ont recherché les dimensions des taches cathodiques et anodiques, dans un bilan thermique qui tente de tenir compte de la répartition de l'énergie entre électrodes. Dans certaines études on calcule, au même courant, des rayons de fusion bien plus élevés à l'anode qu'à la cathode, les deux dépassant les rayons de fusion statique.

Pour le classement des matériaux usuels selon leur qualité antisoudure, des essais systématiques sont nécessaires, soit sur appareils (essais normalisés), soit sur machine à fermeture dynamique contrôlée, ou encore à rebonds à courant constant contrôlés en écartement et durée (mais non en percussion à la refermeture). La figure 5 montre des résultats pour les durées moyennes de 2 à 3 ms, sous 1 400 Å. On notera une forte dispersion, de l'ordre de 1 à 100. Elle peut résulter d'un écart de position des surfaces en fusion lors de la refermeture ; en outre, dès le contact métallique rétabli, l'énergie est brusquement réduite, ce qui provoque, dans des conditions aléatoires d'écrasement, une solidification dont le seuil minimal pourrait être celui de la fusion statique. Les essais montrent néanmoins un écart significatif entre matériaux, par exemple Ag pur comparé au pseudo-alliage Ag C 97/3.

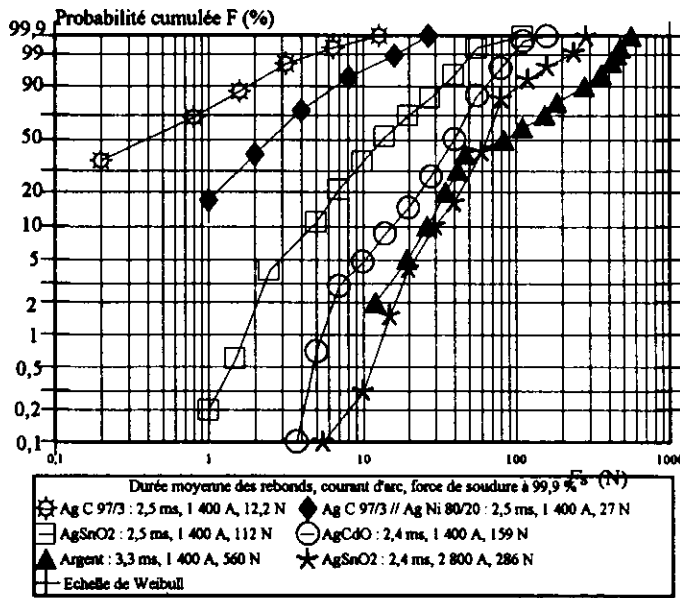


Fig. 5. Distribution cumulée de forces de soudure

De façon générale, l'incorporation d'additifs dans Ag (CdO, SnO₂, ZnO, Bi₂O₃, CuO ...) améliore la tenue à l'érosion à l'ouverture, par l'accroissement de viscosité qu'ils entraînent, sous réserve toutefois qu'ils ne disparaissent pas en surface sous l'effet des arcs (AgCdO) nuisant ainsi à la tenue antisoudure. Quant à Ag C, sa qualité semble liée à la structure spongieuse qui se forme en surface, due à l'affinité de C pour l'oxygène ; mais un graphite finement dispersé intensifie l'érosion, d'où son remplacement, au moins partiel, par des fibres de graphite.

3. Erosion électrique des contacts

L'érosion par l'arc est, en définitive, le problème le plus important : on attend des appareils une grande durabilité sans nuire à leurs qualités de conduction et d'antisoudure.

3.1. Bilan général de l'érosion à l'ouverture

Depuis plusieurs décennies, de très nombreux essais et analyses ont été effectués, mais plusieurs grandeurs participent à l'érosion et il n'est pas toujours facile de délimiter leurs actions individuelles. On trouve :

- *le courant d'arc*, qui va de la fraction d'ampère à plusieurs dizaines de milliers, et dont l'intensité est bien entendu variable pendant la coupure. Dans un but scientifique, de nombreux essais utilisent des courants constants ou, plus fréquemment, des fractions d'onde sinusoïdales. Dans ce cas, la référence est le courant moyen I_m , parfois la charge traversante I_{mfa} , sur la durée d'arc ;
- *la durée d'arc t_a* , dont le domaine utile est ici assez restreint (1 à 10 ms). A courant faible, l'érosion tend à rester en proportion de t_a , ce qui permet de parler de vitesse d'érosion ;
- *les dimensions des pastilles de contact*, qui sont un paramètre important. La surface « apparente » sur appareils est de l'ordre de 1 mm²/A d'emploi, mais le courant de coupure atteint normalement 6 fois le courant d'emploi en fonctionnement répétitif et largement plus en fonctionnement accidentel. Aux intensités normales, les surfaces jouent un rôle de récupération du métal vaporisé (qui conserve plus ou moins bien ses qualités initiales) ; aux fortes intensités, apparaissent des « jets de plasma » antagonistes qui érodent d'autant plus que les contacts sont proches et où celui de plus petit diamètre a une action destructrice prédominante sur celui de plus grand diamètre.
- *la vitesse d'ouverture*, qui joue un rôle essentiel : elle correspond à des essais plus réalistes que ceux effectués à écartement constant, lesquels masquent l'évolution de l'érosion pendant la croissance de la distance intercontacts : aux faibles courants continus ces derniers peuvent donner un transfert opposé à celui obtenu à vitesse imposée ;
- *le champ magnétique*, qui joue aussi un rôle important, et nécessaire, dès les courants moyens (quelques dizaines d'ampères). Cet aspect diminue l'intérêt de nombreux essais réalisés à courant fort, à écartement fixe et sans soufflage. Selon certains, le soufflage met en jeu deux mécanismes antagonistes : la réduction du temps de présence de l'arc aux contacts (ce qui réduit l'éjection et la vaporisation de métal) et le soufflage du métal liquide ou gazeux lui-même (très dense au départ) ce qui nuit à la récupération ;
- *le milieu ambiant*, qui peut avoir une grande influence, mais qui reste en pratique l'environnement naturel ; des mélanges de deux gaz ont montré l'existence d'un minimum d'érosion pour une certaine proportion (l'air ambiant est dans ce cas).

3.2. Transfert par l'arc en courant continu

Il existe bien, aux faibles intensités, un transfert « fin », dû à la rupture dissymétrique du pont fondu qui se forme sous étirement lent ; il est minime pour Ag et Cu. Mais, dès la présence d'une inductance, même faible, on observe un transfert « grossier » dû à l'arc, lequel, l'écartement croissant, passe du type « anodique » (en phase « métallique ») au type cathodique (en phase « gazeuse »).

Comme le montrent les résultats de la figure 6 (Ben Jemma) le transfert est alors inversé (ici à partir de 10 μm), réduisant, mais très lentement, la masse accumulée sur la

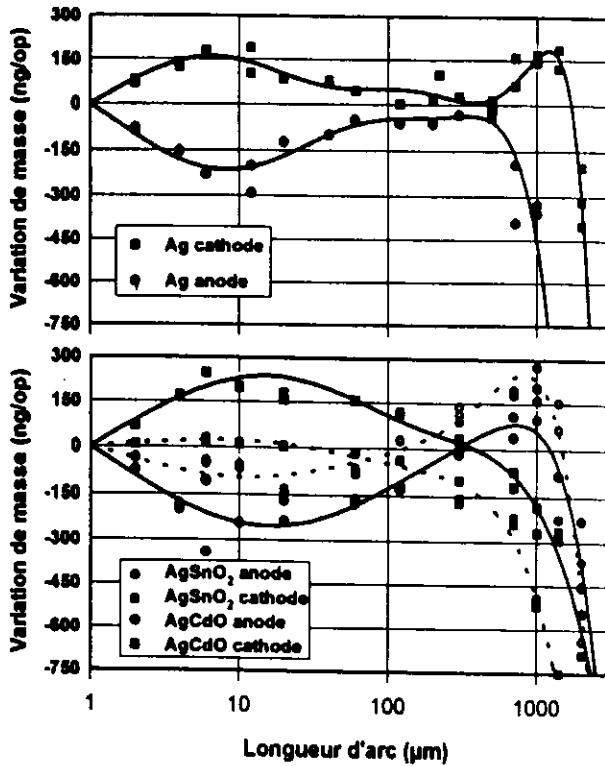


Fig. 6. Transfert par l'arc à 40 A, ouverture à 20 cm/s

cathode, et le transfert devient une perte bilatérale au delà de 1 mm d'ouverture environ. On notera le moindre transfert de Ag SnO₂ aux faibles cotes, ce qui peut intervenir favorablement dans l'érosion aux rebonds de fermeture.

3.3. Erosion en courant fort, avec soufflage magnétique

A l'opposé, aux courants forts où le soufflage est indispensable, il y a toujours perte sur chaque électrode, comme le montre la figure 7 (Schröder), perte ici mesurée en fonction de la charge électrique traversante pendant la présence de l'arc aux contacts (demi-ondes alternatives à polarité fixe). Elle est aussi à dominante anodique aux plus faibles courants, cathodique aux forts, où la dispersion liquide prédomine. On retrouve la moindre érosion des composites (ex. Ag CdO 85/15) où les oxydes stabilisent les pieds d'arc et rendent prépondérante la vaporisation.

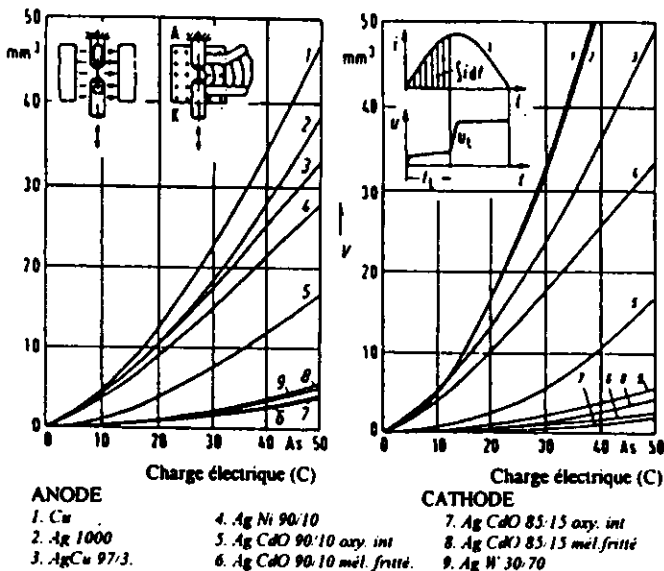


Fig. 7. Erosion avec soufflage dans le domaine 1-10 kA

3.4. Essais sur une gamme de contacteurs

Les essais directs sur appareils sont évidemment indispensables au cours de leur développement comme pour le suivi de leur production. La figure 8 indique l'érosion brute (masse utile de métal noble par contact divisée par la durabilité en nombre de manoeuvre) mesurée sur une gamme de 14 calibres, de 25 A à 630 A. On observe que :

- * les appareils à fort soufflage (courant d'emploi > 100 A) ont un rendement un peu meilleur en AC3 qu'en AC4 ;
- * Ag SnO₂, comparé à Ag CdO, a un effet légèrement négatif sur les bas calibres mais atteint un gain de 20% pour le courant d'emploi de 100 A ;
- * Ag SnO₂ est nettement plus performant aux forts calibres, pouvant atteindre, à 630 A, 50% en AC3 et plus encore en AC4.

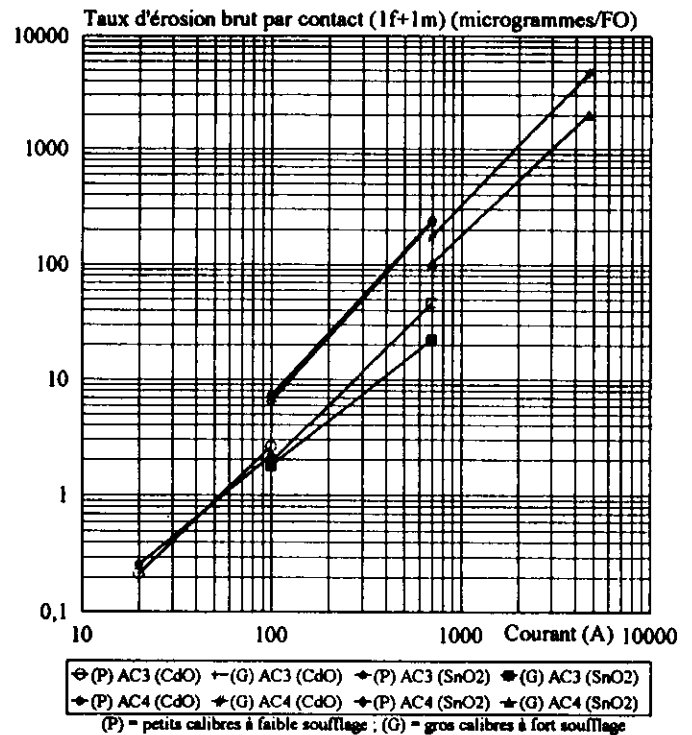


Fig. 8. Vitesse d'érosion brute sur contacteurs, AC3 et AC4

Dans cette gamme de contacteurs, le passage de Ag CdO à Ag SnO₂ s'est désormais effectué, donnant lieu à de nombreuses investigations pour éviter la dégradation de la conduction (addition de WO₃ ou de MoO₃) ou pour améliorer la tenue en érosion à la fermeture (dopage par plusieurs oxydes séparés ou combinés : Bi₂O₃ et CuO). Mais les plus bas calibres restent équipés de contacts en AgNi.

En conclusion, les nombreux essais d'érosion réalisés ne sont pas toujours faciles à interpréter ou exploiter. Comme ordre de grandeur, on peut cependant retenir une relation empirique (Turner) entre la vitesse d'érosion v et le courant de coupure moyen I_m , pour des contacts de dimensions correspondant au courant de coupure imposé (géométrie, dynamique d'ouverture, durée d'arc, présence de soufflage). La formule est :

$$v = dm/dt = k I_m^{1,6}$$

où $k = 0,8$ pour Ag et $2,4$ pour Cu. Les résultats de la fig. 8, bien qu'en fonction de I_c , correspondent à cette relation. Dans tous les cas, en cas de surcharge excessive, une discontinuité apparaît dans la vitesse d'érosion, laquelle passe de « dominante vapeur » à « dominante liquide ».

Calcul de l'actionneur électromagnétique du contacteur

Alain NICOLAS
Ecole Centrale de Lyon – Département EEA

La fonctionnalité de fermeture et d'ouverture du circuit électrique impose les critères de dimensionnement pour l'actionneur qui produira le mouvement des contacts. Cet actionneur sera généralement électromagnétique, constitué d'un circuit magnétique à reluctance variable, par variation d'entrefer, et d'une bobine. Nous verrons dans un premier temps quelles sont les techniques à mettre en œuvre pour le dimensionnement de cet actionneur, puis nous aborderons le problème de la conception automatique et de l'optimisation de cet actionneur. La contrainte principale, celle qui apparaît de manière la plus évidente, est la force : force pour vaincre les efforts de rappel, force de maintien pour conserver un contact électrique performant même sous forte intensité. Une autre contrainte, toujours liée à la fonctionnalité du contacteur, est la dynamique d'ouverture et de fermeture des contacts. Ceci se traduit par une contrainte sur la dynamique de l'actionneur.

Nous nous intéresserons aux actionneurs de type électromagnétique. La force sera directement liée à la distribution des grandeurs magnétiques dans le circuit. Cette même distribution influera sur la dynamique du système de même que les caractéristiques du circuit d'alimentation. Un des paramètres importants dans le dimensionnement du circuit magnétique sera donc la parfaite connaissance de la distribution des grandeurs électromagnétiques (champ magnétique, courants de Foucault) et des grandeurs dérivées comme les inductances.

1. CALCUL DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES

Le calcul des champs électromagnétiques dans l'actionneur électromagnétique sera au cœur du processus de conception. Cet actionneur est un électroaimant : il est donc constitué d'une bobine et d'un circuit magnétique. Les phénomènes électromagnétiques satisfont aux équations de Maxwell :

$$\text{Rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$$\text{Rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu(\vec{H}, \vec{B})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$

le problème pourra être considéré comme résolu lorsque ces équations le seront. Fort heureusement pour le physicien et l'ingénieur, nul modèle implanté sur aucune machine ne permet de résoudre ces équations sans un certain nombre de simplifications découlant de considérations physiques.

1.1 QUELS PHENOMENES ?

Il s'agit de la première question à se poser. Quels sont les phénomènes importants, les paramètres indispensables que l'on doit prendre en compte absolument afin de rendre compte au mieux de la réalité dans l'optique de l'application envisagée. A priori la géométrie est tridimensionnelle, les matériaux saturables et les phénomènes varient avec le temps de manière apériodique. Une simplification est alors nécessaire afin d'obtenir des résultats fiables dans des délais raisonnables.

1.1.1 La géométrie :

Tout dispositif, de type électroaimant, est un objet purement tridimensionnel, c'est à dire qu'il n'existe pas de direction d'invariance évidente. Cependant 95% des problèmes d'électromagnétisme peuvent être résolus dans l'approximation bidimensionnelle. Il est alors important de savoir quels effets ont été négligés avec une telle approximation. S'il nous est familier de passer du 3D au 2D dans certaines configurations, d'autres nous demanderont plus de réflexion alors que certaines, en petit nombre heureusement, résisteront à tous nos efforts de simplification et nécessiteront alors une résolution tridimensionnelle. Dans ce dernier cas, de sévères simplifications sur le comportement des matériaux et sur les phénomènes comme les courants de Foucault seront alors nécessaires.

1.1.2 L'alimentation :

Courant continu ou bien courant alternatif ? Dans ce dernier cas les courants de Foucault qui vont contribuer à l'accroissement des pertes et également influencer sur la dynamique du système devront être pris en compte. La différence entre la modélisation de ces deux types d'alimentation est importante. En effet une alimentation en courant continu autorise une formulation simple en potentiel scalaire. La prise en compte des matériaux conducteurs et donc des courants de Foucault nécessitera une formulation en potentiel vecteur. Cette contrainte sera pénalisante si l'on est obligé de traiter le problème en trois dimensions : le nombre d'inconnues passe de un à quatre entre une formulation en potentiel scalaire et une formulation en potentiel vecteur. Il sera donc relativement aisé de traiter un problème d'alimentation alternative en 2D, continue en 3D, beaucoup plus délicat de prendre en compte ces courants de Foucault en 3D.

Autre conséquence d'une alimentation en alternatif, les pertes par hystérésis. Si l'approche traditionnelle est simple (xW/kg à 1T et à 50Hz selon la variété des tôles) la prise en compte de l'hystérésis en tant que phénomène dynamique demeure encore du domaine des modèles spécifiques et extrêmement complexes. Elle n'est donc pas implantée dans les logiciels "industriels" de conception d'actionneurs. Cependant, pour les actionneurs rapides, l'hystérésis dynamique, de même que les courants induits par le déplacement de l'actionneur, sont des éléments clefs du fonctionnement et des modèles spécifiques, même simplifiés, devront être utilisés.

Certains actionneurs utilisés en courant alternatif possèdent une spire en court-circuit afin de limiter les variations temporelles des efforts. Les courants induits dans cette spire modifient la distribution (en module et en phase) du champ magnétique. Cette spire doit être considérée comme un circuit extérieur : dans la formulation mise en œuvre ce couplage avec l'équation électrique de ce circuit (la spire est fermée sur une résistance nulle) devra être prise en compte.

1.1.3 Les matériaux :

Les équations de Maxwell décrivent l'évolution des phénomènes électromagnétiques. Leur résolution n'est d'aucune utilité si on ne leur associe pas une caractéristique précise des matériaux. Ceux qui constituent l'actionneur sont des matériaux ferromagnétiques et généralement feuilletés. La non linéarité de la relation $B(H)$ devra être prise en compte, ce qui imposera une résolution itérative des équations de Maxwell. Il n'est pas question de décrire le circuit magnétique tôle par tôle. Il sera fait appel à des techniques d'homogénéisation qui

permettent de définir, pour le matériau feuilleté, des caractéristiques d'un matériau homogène et isotrope équivalent.

1.2 LES FORMULATIONS

Si l'on ne se satisfait pas d'un calcul unidimensionnel pour lequel une solution analytique existe, une formulation intermédiaire est nécessaire car les méthodes numériques que nous serons amenés à utiliser pour des problèmes 2D ou 3D nécessitent l'utilisation d'une méthode numérique et seule une équation unique peut être traitée efficacement par les techniques numériques usuelles.

Formulation en potentiel scalaire

Cette formulation ne peut être développée qu'en l'absence de courants. C'est pourquoi elle est fréquemment mise en œuvre en association avec une formulation en potentiel réduit. Malheureusement une telle formulation ne permet pas de prendre en compte les phénomènes dépendants du temps.

La forme générale de l'équation obtenue est la suivante :

$$\Delta\Phi = \frac{1}{\mu} H_m \cdot \text{grad} \mu$$

Formulation en potentiel vecteur

Plus générale mais aussi plus complexe, cette formulation permet de décrire tous les phénomènes qui peuvent apparaître dans le circuit magnétique d'un actionneur électromagnétique. Elle est particulièrement intéressante dans le cas de géométries bidimensionnelles car le vecteur potentiel n'a alors qu'une seule composante.

La forme générale de l'équation obtenue est la suivante :

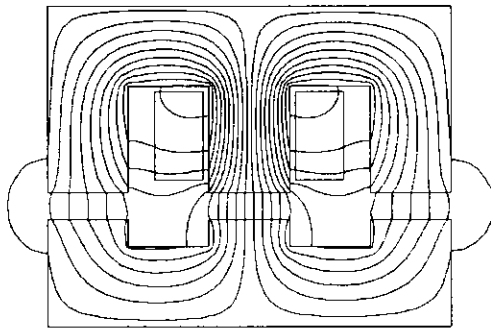
$$\text{Rot} \left[\frac{1}{\mu} \text{Rot} \vec{A} \right] - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \sigma \text{grad} \Phi$$

1.3 LES METHODES NUMERIQUES

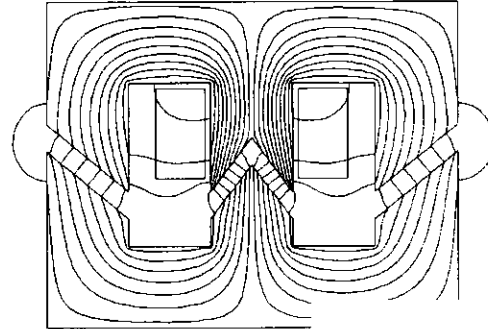
Les méthodes numériques utilisées en électromagnétisme sont maintenant bien connues. Chronologiquement nous avons vu apparaître la méthode des différences finies, celle des éléments finis puis enfin celle des équations intégrales de frontière.

Les avantages et les inconvénients de ces trois méthodes utilisées pour la modélisation des phénomènes électromagnétiques sont les suivantes :

Méthode	Avantages	Inconvénients
Différences finies	Formalisme simple	Conditions d'interface à expliciter Conditions aux limites à l'infini délicates Symétries et périodicités difficiles à prendre en compte
Eléments finis	Prise en compte de tous les phénomènes Conditions d'interface implicites Structure matrielle intéressante	Conditions aux limites à l'infini Maillage lourd en 3D
Equation Intégrales de Frontière	Maillage aisé Méthode bien adaptée au 3D	Limitée aux matériaux à comportement linéaire



F=33N



F=72N

Répartition du champ dans un actionneur, deux géométries différentes, même bobine, même course

2. DE L'ANALYSE A LA CONCEPTION

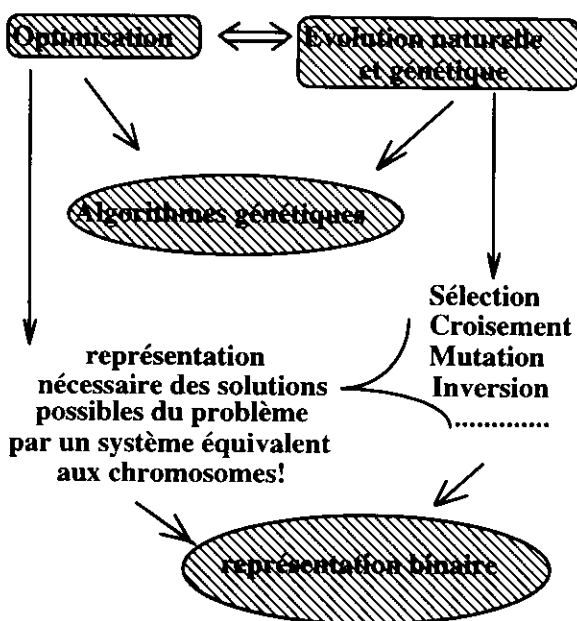
La mise en œuvre des techniques énoncés plus haut permettent une analyse des performances du système. Cependant la résolution de ce problème est directe : elle permet d'obtenir les performances d'un système donné. Or, dans un processus de conception, le problème est un problème dit inverse : les performances du système sont les données, les caractéristiques du système sont le résultat de la conception. Traditionnellement le concepteur itère en faisant évoluer les paramètres de façon à converger vers les performances souhaitées. Il est aisé d'imaginer qu'un processus de conception automatique autour d'un logiciel de calcul de champs électromagnétiques permettrait de diminuer et d'améliorer ce processus. C'est

l'association d'algorithmes d'optimisation et de méthodes numériques comme les éléments finis qui permettra cette optimisation automatique.

Les méthodes d'optimisation se classent en deux grandes catégories : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques. Les méthodes déterministes, qui utilisent généralement les gradients ou les dérivées des fonctions à optimiser, se caractérisent par une grande rapidité de convergence vers un optimum. Cependant elles ne présentent a priori aucune garantie de fournir l'optimum des optima.

Les méthodes stochastiques garantissent quant à elles d'obtenir le meilleur des optima. En outre elles ne nécessitent pas de s'appuyer sur les dérivées des fonctions à optimiser. Par contre les temps de calculs nécessaires sont beaucoup plus importants. Parmi celles-ci les algorithmes génétiques sont de plus en plus employés en électromagnétisme. Ils consistent à reproduire l'évolution naturelle d'une espèce. C'est ainsi qu'un individu (une solution correspondant à un dispositif avec sa géométrie, son alimentation, ses matériaux) verra sa performance calculée par éléments finis. Par performance il faut entendre la force d'attraction, l'inductance du bobinage ou toute autre grandeur que l'on cherche à optimiser. Les performances des plusieurs individus sont alors comparées et les meilleurs sont retenus. Plusieurs opérations de croisement, de mutation, d'inversion permettent d'obtenir de nouvelles générations dont les performances sont calculées et comparées. Ce qui va différencier deux individus ce sont leurs chromosomes. Les chromosomes d'un dispositif sont les éléments de la représentation binaire des paramètres constitutifs du système.

Le schéma type d'une optimisation à l'aide des algorithmes génétiques peut être le suivant :



3. CONCLUSION

Quelle tâche et quelles responsabilités restent alors au concepteur? Est-ce que nous nous orientons vers une conception entièrement automatique par une machine? Fort heureusement toutes ces techniques d'analyse et d'optimisation sont des techniques mathématiques, performantes certes, bien adaptées à l'électromagnétisme mais **elles ne sont et ne doivent demeurer que des outils**. Les algorithmes d'optimisation optimisent une fonction, appelée fonction de forme, dépendant d'un certain nombre de paramètres. Cet outil performant déchargera le concepteur de tâches fastidieuses et lui permettra de se concentrer sur des actions nobles comme la définition de la fonction de forme, véritable traduction mathématique du cahier des charges, et le choix des paramètres influants et importants pour lesquels les contraintes de réalisabilité devront être traduites dans l'algorithme de conception. L'utilisation d'une méthode numérique nécessite un maillage de la structure. Il existe des maillages automatiques certes mais ceux-ci ne peuvent pas connaître le problème physique qu'ils permettront de résoudre. Seul le concepteur, par sa connaissance des phénomènes physiques, sera en mesure de donner les indications nécessaires pour la réalisation d'un maillage optimal. On peut donc dire que ces outils numériques, bien implantés dans des logiciels de conception comme il en existe maintenant, permettent de focaliser la tâche du concepteur sur les problèmes et les phénomènes physiques en le déchargeant des contraintes de l'analyse mathématique.

4. REFERENCES

- [1] **VASCONCELOS J.A., KRAHENBUHL L., NICOLAS A.:**
Optimisation of insulators using genetic algorithms,
From numerical models to industrial applications, Edité par A. Nicolet and R. Belmans,
Plenum Press, pp 273-276.
- [2] **VASCONCELOS J.A., NICOLAS L., BURET F., NICOLAS A.:**
Shape optimisation of an HV connector in an GIS,
From numerical models to industrial applications, Edité par A. Nicolet and R. Belmans,
Plenum Press, pp 277-280.
- [3] **KRAHENBUHL L., NICOLAS A., DE VASCONCELOS J.A.:**
*Simulated annealing coupled with the TABU search method for continuum optimization
in electromagnetics,*
IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 32, n° 3, pp 1206-1209.

- [4] **SARENI B., KRÄHENBÜHL L., BEROUAL A., BROSSEAU CH.:**
Complex effective permittivity of a lossy composite material,
 Journal of Applied Physics, Vol. 80, n° 8-oct96, pp 4560-4565.
- [5] **BURET F., MULLER D., NICOLAS A., NICOLAS L.:**
A C.A.E. tool to understand magnetostatic,
 ACES Journal, Edité par K.R. RICHTER, DA LOWTNER, G. MOLINARI, Vol. 12, n° 2, pp 81-84.
- [6] **DE VASCONCELOS J., SALDANHA R.R., KRÄHENBÜHL L., NICOLAS A.:**
Genetic algorithm coupled with deterministic method for optimization in electromagnetics,
 IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 33, n° 2-mars97, pp 1860-1863.
- [7] **SARENI B., KRÄHENBÜHL L., NICOLAS A.:**
Nitching genetic algorithm for optimization in electromagnetics I : fundamentals,
 IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 34, n° 5-septembre 98, pp 2984-2987.
- [8] **DE VASCONCELOS J.**
Optimisation de forme des structures électromagnétiques.
Modèles de comportement électromagnétique de matériaux inhomogènes et composites.
 Thèse de docteur de l'Ecole Centrale de Lyon soutenue le 4 juillet 1994.
- [9] **CLAUZON P.:**
Modèles de comportement électromagnétique de matériaux inhomogènes et composites.
 Thèse de docteur de l'Ecole Centrale de Lyon soutenue le 15 décembre 1998.
- [10] **SARENI B. :**
Méthodes d'optimisation multimodales associées à la modélisation numérique en électromagnétisme.
 Thèse de docteur de l'Ecole Centrale de Lyon soutenue le 20 janvier 1999.

MODÉLISATION SIMPLIFIÉE DE SURINTENSITÉS TRANSITOIRES EN ÉLECTROTECHNIQUE

Patrick LAGONOTTE Dominique JACOB

I.U.T de POITIERS Département G.E.I.I
6, allée Jean MONNET
B.P 389 86010 Poitiers CEDEX

1. INTRODUCTION

L'étude rigoureuse des régimes transitoires en électrotechnique n'est pas au programme en I.U.T G.E.I.I, ni en classes de B.T.S électrotechnique. Ces régimes ont en pratique une importance considérable dans le dimensionnement et la protection d'une distribution électrique. Les contraintes les plus fortes sur les appareils sont toujours obtenues lors des régimes transitoires, comme par exemple, les courants d'appel à la mise sous tension des transformateurs, ou la fatigue mécanique de moteurs asynchrones lors des démarrages, ou lors de couples impulsionnels (transferts rapides de charges).

Les choix de matériel doivent être effectués par les techniciens que nous formons et qui doivent alors appliquer les normes de construction en vigueur. Il est donc important que nos étudiants connaissent l'existence de ces phénomènes physiques, sans que pour cela notre enseignement ne ressemble à un cours de mathématique appliquée.

Cependant, l'étude de la variation de vitesse des machines électriques, qui figure dans les programmes pédagogiques, nécessite théoriquement l'utilisation d'un modèle transitoire. Mais la modélisation linéaire classique (transformation de Park) demande un arsenal mathématique décourageant pour nos étudiants et futurs techniciens, et dont notre enseignement doit se passer au niveau Bac+2.

Pour concilier la nécessité, la difficulté et le souci pédagogique, nous avons recherché une modélisation simplifiée ne faisant appel qu'à des notions maîtrisées au niveau bac+2, et qui met en évidence, au moins **de façon qualitative**, les phénomènes existants lors des surintensités transitoires.

Trois régimes transitoires, qui doivent être connus pour le choix des protections, seront abordés :

- les courants de court-circuit d'une ligne ou d'un câble ;
- les courants de démarrage d'une machine asynchrone ;
- les courants à la mise sous tension (part exemple des transformateurs) qui nécessite la prise en compte de la saturation du circuit magnétique.

2. PRESENTATION DES TROIS CAS PARTICULIERS ETUDIES

2.1 La mise en court-circuit d'une ligne électrique

Le schéma équivalent d'une ligne électrique basse tension permet en général de négliger l'aspect capacitif. On ne tient compte que de l'impédance des câbles électriques (résistance R et réactance X) pour effectuer le dimensionnement des installations et de leurs protections. Le courant de court-circuit d'une ligne initialement à vide est le même que celui obtenu lors de la mise sous tension de cette même ligne en court-circuit, comme présenté figure 1.

Schéma monophasé simplifié d'une ligne électrique à vide

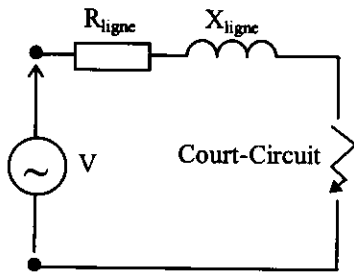


Schéma équivalent triphasé lors du court-circuit

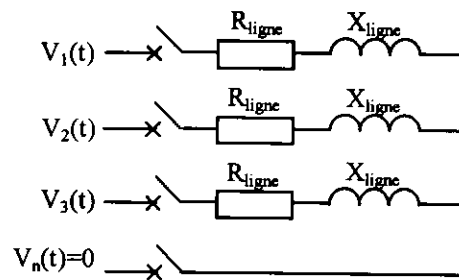


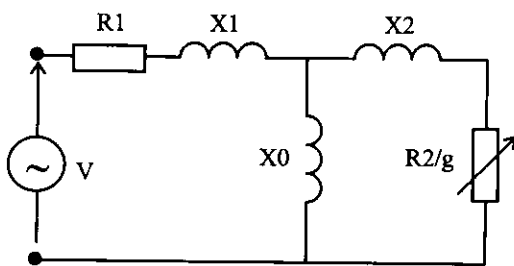
Figure 1 : Le modèle du court-circuit triphasé d'une ligne électrique.

Dans le cas d'une ligne électrique, il n'y a pas de phénomène de saturation.

2.2 Le démarrage d'une machine asynchrone

Le schéma équivalent de la machine asynchrone est présenté figure 2, où R_1 , X_1 , R_2 , X_2 et X_0 représentent la résistance et la réactance de fuite du bobinage stator, la résistance et la réactance de fuite de la cage rotor, et la réactance de magnétisation. Lors du démarrage, la vitesse de la machine est nulle, l'impédance du rotor ramenée au stator est très faible et le courant magnétisant est négligeable devant le courant absorbé par la machine. Ainsi en négligeant le courant dans X_0 , nous pouvons là encore passer du schéma équivalent à un circuit R-L auquel on applique brusquement un système de tensions sinusoïdales. Ce modèle est justifié tant que la vitesse reste faible (g proche de 1).

Schéma équivalent monophasé d'une machine asynchrone



En négligeant le courant dans X_0

g = 1 au démarrage

Schéma équivalent triphasé lors de la mise sous tension

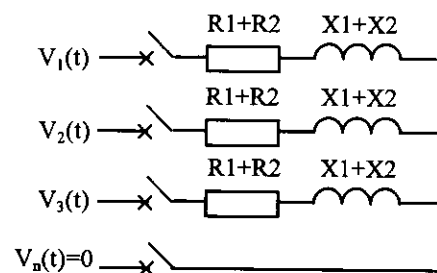


Figure 2 : Le modèle simplifié de la machine asynchrone au démarrage.

En charge il existe une chute de tension due à l'impédance du stator qui conduit à une diminution du flux maximum. Cette chute de tension est très élevée au démarrage (le courant est important) et on peut penser qu'elle conduit à un fonctionnement non saturé. Cependant nous verrons (cf. § 5) que ce raisonnement est faux en régime transitoire.

2.3 La mise sous tension d'un transformateur triphasé (secondaire à vide)

Le schéma équivalent du transformateur est présenté figure 3, où R_{cu} , X_f , et X_{mag} représentent la résistance et la réactance de fuite du bobinage primaire et la réactance de magnétisation. En négligeant la saturation et les pertes fer on aboutirait simplement à un circuit R-L triphasé auquel on applique brusquement un système de tensions sinusoïdales, comme présenté figure 3.

Dans l'hypothèse linéaire ces trois cas se ramènent donc à l'étude d'un circuit R-L triphasé équilibré en étoile, soumis à un système triphasé de tensions sinusoïdales.

Cependant pour obtenir une modélisation réaliste la prise en compte de la saturation est indispensable, nous en présenterons une modélisation simplifiée plus loin

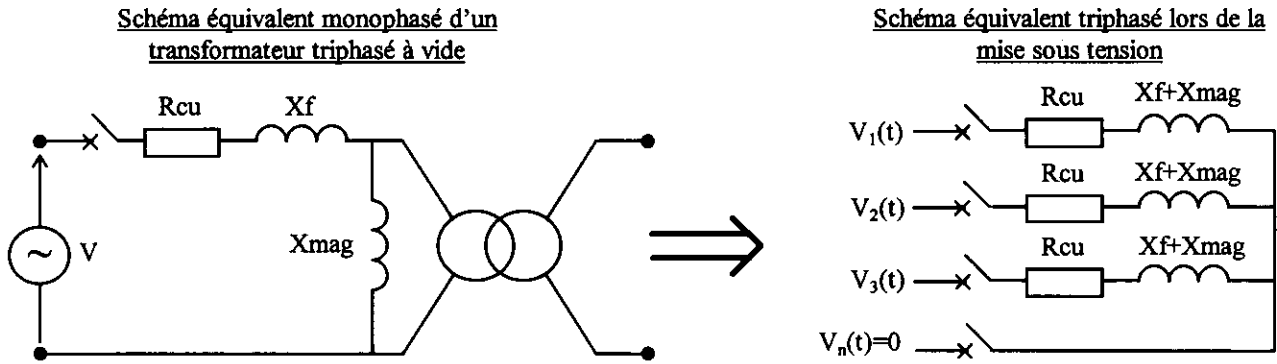


Figure 3 : Le modèle linéaire simplifié du transformateur.

3. L'ETUDE DE LA MISE SOUS TENSION D'UN CIRCUIT R-L

Nous allons déterminer les expressions analytiques des courants transitoires répondants aux équations de la mise sous tension sinusoïdale d'un circuit R-L.

Le réseau impose les tensions suivantes :

$$V_1(t) = V_{\max} \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha)$$

$$V_2(t) = V_{\max} \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha - 2\pi/3)$$

$$V_3(t) = V_{\max} \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha - 4\pi/3)$$

A l'instant de la fermeture ($t = 0$) de l'appareillage de mise sous tension, la phase à l'origine de la tension simple $V_1(t)$ est α quelconque.

Nous notons l'impédance $\underline{Z} = R + j \cdot X$ avec $X = L \cdot \omega$ et l'angle de la charge $\varphi = \text{artg}\left(\frac{X}{R}\right)$

Le courant i_1 dans la phase 1 est alors solution de l'équation différentielle :

$$R \cdot i_1 + L \frac{di_1}{dt} = v_1 = V_{\max} \cos(\omega t + \alpha)$$

La solution de cette équation différentielle comprend le terme transitoire, solution de l'équation sans second membre, et la solution particulière correspondant au régime permanent sinusoïdal, soit :

$$i_1(t) = i_{\text{Libre}}(t) + i_{\text{Particulière}}(t) = A \cdot e^{-t \cdot R/L} + \frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + X^2}} \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha - \varphi)$$

La condition initiale est : $i(0) = 0$ et donc : $A = -\frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + X^2}} \cdot \cos(\alpha - \varphi)$

La solution générale est donc : $i_1(t) = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + X^2}} \left[\cos(\omega \cdot t + \alpha - \varphi) - \cos(\alpha - \varphi) \cdot e^{-t \cdot R/L} \right]$

Pour les autres phases, il suffit de remplacer α par $\alpha - \frac{2 \cdot \pi}{3}$ (phase 2) et $\alpha - \frac{4 \cdot \pi}{3}$ (phase 3), il

$$\text{vient : } i_1(t) = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + X^2}} \left[\cos(\omega \cdot t + \alpha - \varphi) - \cos(\alpha - \varphi) \cdot e^{-t \cdot R/L} \right]$$

$$i_2(t) = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + X^2}} \left[\cos(\omega \cdot t + \alpha - 2\pi/3 - \varphi) - \cos(\alpha - 2\pi/3 - \varphi) \cdot e^{-t \cdot R/L} \right]$$

$$i_3(t) = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + X^2}} \left[\cos(\omega \cdot t + \alpha - 4\pi/3 - \varphi) - \cos(\alpha - 4\pi/3 - \varphi) \cdot e^{-t \cdot R/L} \right]$$

Si nous traçons l'évolution des courants à partir des expressions analytiques précédemment établies, nous obtenons les courbes de la figure 4. Les courants, tous nuls à l'origine, sont plus ou moins "excentrés" en fonction de l'instant d'application du système triphasé. Le régime transitoire dure environ

$$3 \cdot \tau \text{ avec } \tau = \frac{L}{R}.$$

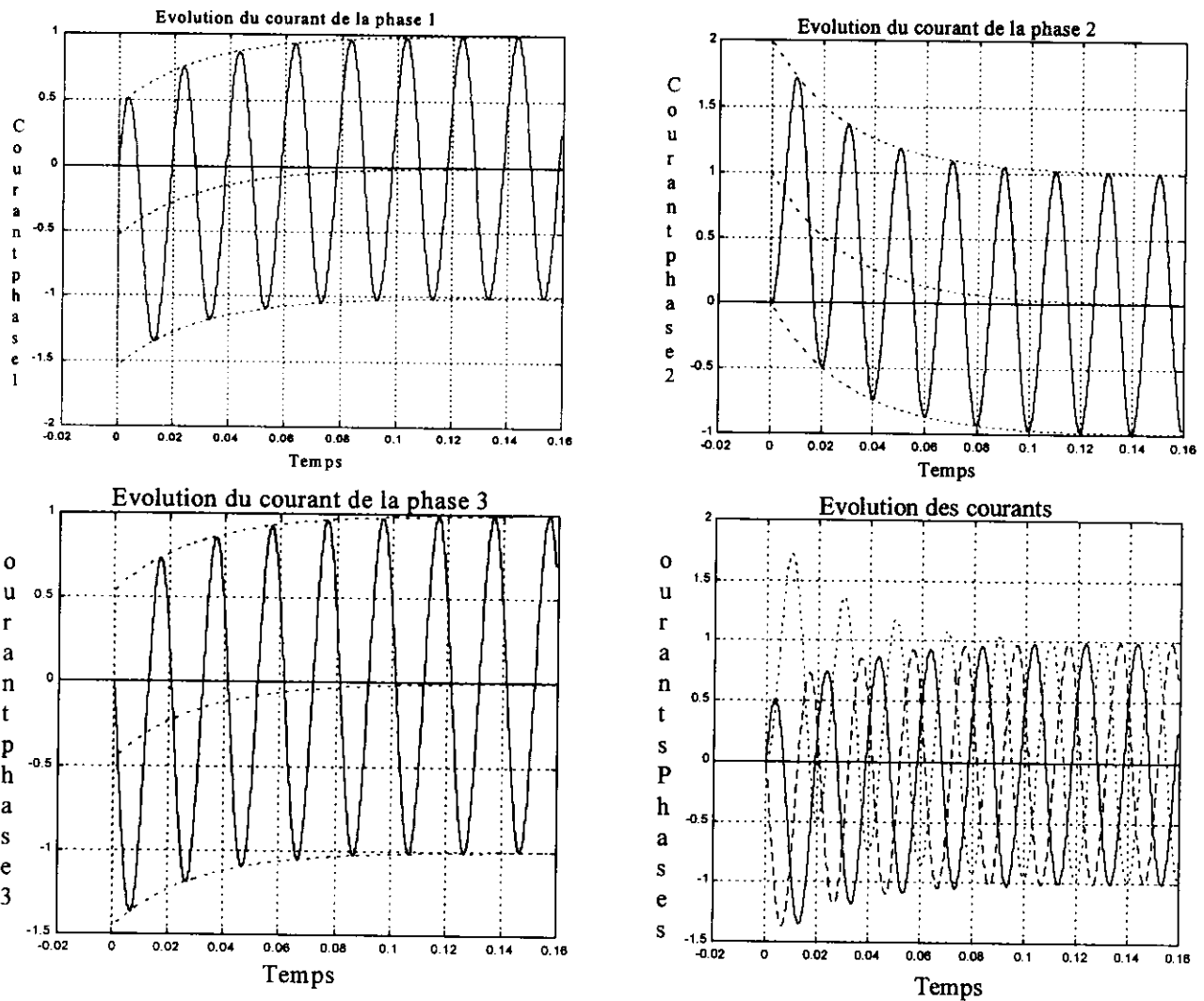


Figure 4 : L'évolution des différents courants ($\alpha = 0$, $\tau = 0,03$ s).

Remarque :

Si nous calculons le courant dans le fil neutre, nous obtenons : $i_{\text{neutre}}(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0$, ce qui justifie a posteriori la résolution de l'équation différentielle en monophasé. Les courants seront les mêmes si le fil neutre n'est pas connecté.

4. COURT-CIRCUIT SUR UNE LIGNE

4.1 L'analyse des courants de court-circuit théoriques

Nous ferons l'hypothèse que les courants en charge sont négligeables devant les courants de court-circuit, ce qui revient à prendre les courants initiaux nuls à l'origine des temps. Ce cas correspond à celui de la mise sous tension d'un circuit R-L que nous venons d'étudier.

On note, $I_{\text{max}n}$, l'intensité maximale nominale, obtenue en régime permanent, soit :

$$I_{\text{max}n} = \frac{V_{\text{Max}}}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

La surintensité maximale, $I_{\text{max}i}$, correspondant au maximum de la fonction :

$$i_1(t) = I_{\text{max}n} \left[\cos(\omega \cdot t + \alpha - \varphi) - \cos(\alpha - \varphi) \cdot e^{-t \cdot R/L} \right]$$

On a forcément $I_{\text{max}i} < 2 \cdot I_{\text{max}n}$ car l'expression de $i_1(t)$, est la somme de deux termes en "cosinus" et est toujours inférieure à 2.

La surintensité maximale sera maximum aux premiers instants lorsque $e^{-t.R/L} \approx 1$. Elle dépend également fortement de la phase de la tension α à l'instant d'application du court-circuit et déphasage propre du circuit φ , et sera maximum lorsque $|\cos(\alpha - \varphi)| = 1$.

Si la constante de temps est grande devant la demie période de la tension, nous pouvons faire l'approximation suivante : $I_{\max i} \approx (1 + |\cos(\alpha - \varphi)|) \cdot I_{\max n}$

L'instant d'enclenchement étant aléatoire, nous pouvons calculer la valeur moyenne de $\overline{I_{\max i}}$ pour $\alpha \in [-\pi, +\pi]$ indépendante de l'angle φ de la charge. Or $|\cos(\alpha - \varphi)| = \frac{2}{\pi}$ pour α variant de $-\pi$ à $+\pi$.

Il vient alors : $\overline{I_{\max i}} < (1 + \frac{2}{\pi}) \cdot I_{\max n}$ ou en introduisant la valeur efficace du courant de court-circuit en régime établi noté $I_{cc \text{ eff } n}$, on a :

$$\overline{I_{\max i}} < (1 + \frac{2}{\pi}) \cdot \sqrt{2} \cdot I_{cc \text{ eff } n} = 2,31 \cdot I_{cc \text{ eff } n}$$

Le dispositif de protection devra donc couper "en moyenne" 2,31 fois le courant de court-circuit efficace obtenu en régime permanent. C'est ce critère qui est retenu par les constructeurs pour le choix du pouvoir de coupure du dispositif de protection (cf. figure 6).

Afin de s'assurer une marge de sécurité les constructeurs garantissent même qu'un appareil prévu pour le courant de court-circuit théorique nominal (en régime permanent) $I_{cc \text{ eff } n}$ pourra couper effectivement le courant $I_{\max} = 2,5 \cdot I_{cc \text{ eff } n}$. Ainsi le seul calcul du courant de court-circuit en régime permanent est nécessaire pour le choix d'une protection qui, pourtant, ne doit intervenir que lors d'un régime transitoire (court-circuit). Ce coefficient 2,5 qui apparaît dans les catalogues des constructeurs d'appareillages (cf. figure 5 à 7) n'est donc pas un coefficient de sécurité comme on peut le penser a priori mais correspond bien à la contrainte réelle.

4.2 Evolution du courant de court-circuit en présence de fusibles ou de disjoncteurs

Les fusibles et disjoncteurs sont des dispositifs limitant fortement la surintensité. Le courant qu'ils "laissent effectivement passer" lors d'un court-circuit, noté $I_{cc \text{ crete coupé}}$ doit être nettement inférieur en amplitude au courant de court-circuit théorique, $I_{cc \text{ crete présumé}}$.

Cette limitation du courant de court-circuit est indispensable pour en diminuer les conséquences mécaniques, thermiques, ou électromagnétiques sur les installations à protéger.

On présente figure 5 et 7 un exemple d'évolution réelle du courant lors d'un court-circuit limité par un fusible ou un disjoncteur par rapport au courant théorique qui existerait en l'absence de protections. Elles mettent en évidence la différence d'évolution du courant lors d'un court-circuit protégé par fusible ou disjoncteur.

On rappelle que le courant crête présumé sur les courbes des constructeurs (figure 6) correspond à 2,5 fois le courant de court-circuit efficace en régime établi .

La limitation du courant par un fusible :

Ces courbes indiquent la durée et la surintensité réelle qui existe en cas de défaut.

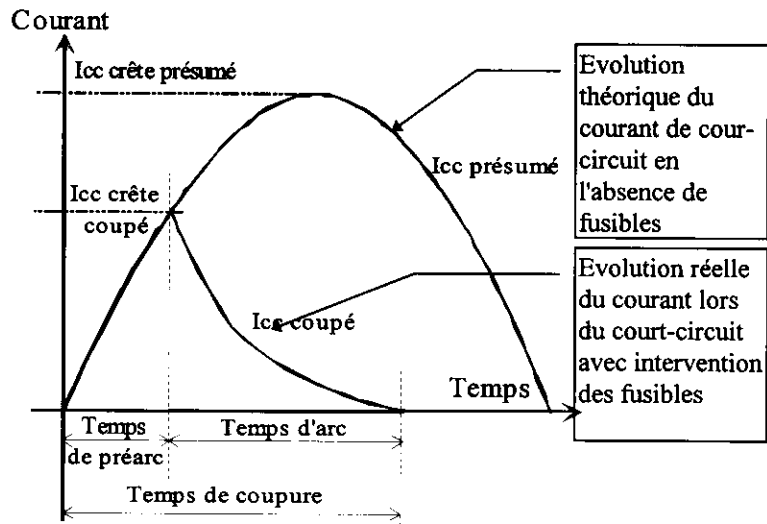


Figure 5 : La limitation du courant par un fusible.

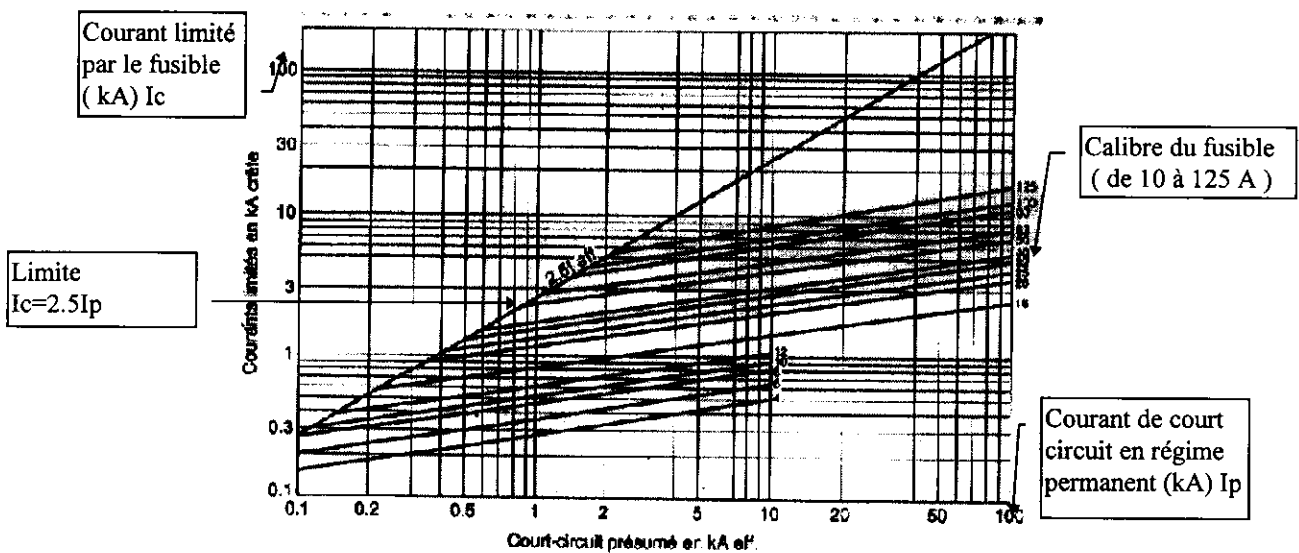


Figure 6 : Les courbes de limitation en courant des cartouches fusibles (d'après Legrand) .

La limitation du courant par un disjoncteur

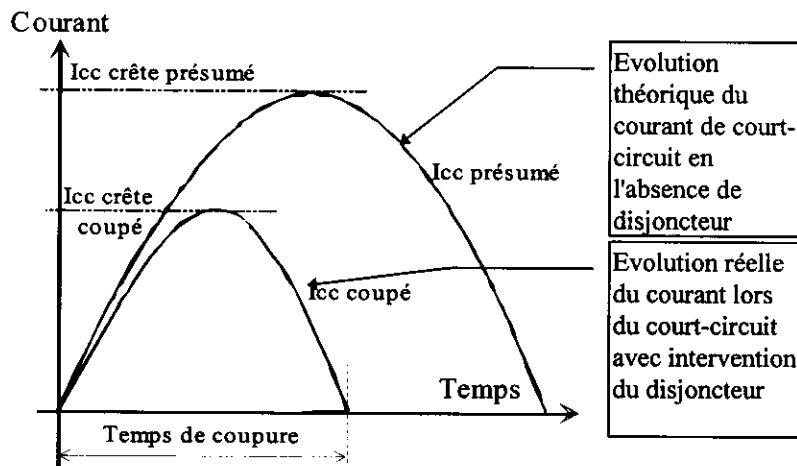


Figure 7 : La limitation du courant par un disjoncteur (d'après Merlin-Gérin).

Les trois courbes ci dessus sont d'une grande importance pratique pour le technicien appelé à faire le choix d'un dispositif de protection. Elle permettent de déterminer un composant à partir du courant de court-circuit obtenu en régime permanent lequel est aisé à estimer. Mais on a montré que le dispositif de

protection sera soumis à une contrainte bien supérieure à cette valeur (coefficient 2.31 au pire) ainsi le choix ne doit pas être sous estimé en considérant que le constructeur propose systématiquement un coefficient de sécurité de 2.5 que l'on pourrait éventuellement minorer.

5. DEMARRAGE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

On a vu que, dans l'hypothèse de non saturation du circuit magnétique et pour les vitesses faibles, le courant évolue de la même façon que lors de la mise sous tension d'une charge R-L. Nous allons à partir de cette évolution des courants montrer qu'il existe des oscillations du couple, source de fortes contraintes mécaniques, lors du démarrage. On insiste sur la volonté de simplification qui conduit à cette modélisation dont on n'attend que des résultats qualitatifs (on ne peut pas calculer le courant de démarrage effectif à l'aide de ce modèle mais il permet de montrer l'existence d'un régime transitoire pour l'établissement du champ tournant).

On adopte les notations et hypothèses suivantes :

- Chaque phase du stator comporte N spires et son coefficient de bobinage est K. Le champ créé par chaque bobine est supposé à répartition sinusoïdale. La mise en rotation progressive du rotor ne sera pas prise en compte, c'est à dire que la vitesse reste faible (et même nulle). La modélisation n'est donc correcte que pour le "début" du démarrage.
- La répartition du champ étant sinusoïdale, la bobine de la phase 1 parcourue par le courant i_1 crée au point θ (angle entre l'axe de la phase 1 et le rayon passant par le point considéré) de l'entrefer la force magnétomotrice (F.M.M) $f_1 : f_1(t) = K.N.i_1.\cos(\theta)$ et de même la phases 2 crée la F.M.M $f_2(t) = K.N.i_2.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$ et la phase 3 la F.M.M $f_3(t) = K.N.i_3.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$.

La force magnétomotrice résultante de ces trois composantes est donc :

$$f(t) = K.N.(i_1.\cos(\theta) + i_2.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_3.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}))$$

Soit en utilisant les expressions des courants établies précédemment lors de la mise sous tension d'un circuit R-L, nous obtenons :

$$f(t) = \frac{3 K.N.V_{Max}}{2 \sqrt{R^2 + X^2}} \left[\cos(\omega.t + \alpha - \varphi - \theta) - \cos(\alpha - \varphi - \theta).e^{-t.R/L} \right]$$

Le terme $\cos(\omega.t + \alpha - \varphi - \theta)$ correspond à une F.M.M tournante d'amplitude constante $\frac{3 K.N.V_{Max}}{2 \sqrt{R^2 + X^2}}$ et dont le maximum est situé, à l'instant t, à l'angle $\theta = \omega.t + \alpha - \varphi$.

Le terme $e^{-t.R/L} . \cos(\alpha - \varphi - \theta)$. correspond à une F.M.M constante sur l'axe $\theta = \alpha - \varphi - \pi$ dont l'intensité s'atténue de manière exponentielle au cours du temps.

La F.M.M initiale est nulle.

Dans l'hypothèse linéaire le champ magnétique est proportionnel à la F.M.M. or le champ magnétique ne peut subir de discontinuité (loi d'Hopkinson $\sum N.I = \mathcal{R}.\Phi$), il est donc supposé nul à l'instant initial. (Cette modélisation ne permet pas de prendre en compte un autre état magnétique initial). La loi d'évolution de la F.M.M permet ainsi de passer de manière continue d'un champ nul dans la machine au repos, à un champ tournant d'amplitude constante. La figure 8 présente la trajectoire de l'extrémité du vecteur champ magnétique résultant, nul à l'origine et qui décrit un cercle en régime permanent.

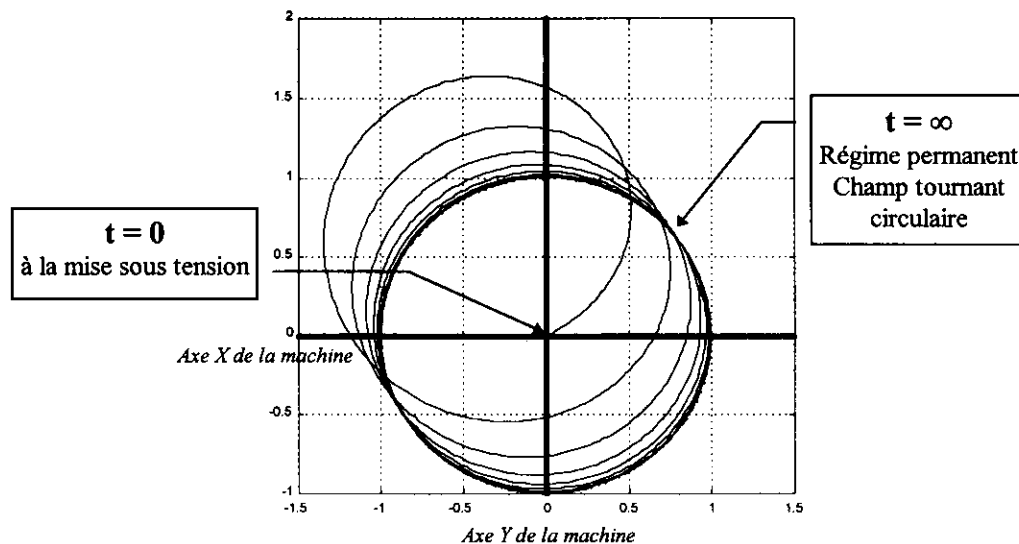


Figure 8 : Trajectoire de l'extrémité du vecteur champ magnétique due aux courants transitoires.

Lors des premières périodes le champ passe par un maximum et un minimum dans l'axe d'excentration. Le passage par ce maximum entraîne une forte saturation de la machine, et le passage par le minimum entraîne une forte démagnétisation.

Même si la tension est réduite lors du démarrage ce phénomène conduit en général à une saturation transitoire du circuit magnétique.

Cette saturation transitoire de la machine conduit à des surintensités plus fortes que celles déterminées ici avec une modélisation linéaire et à des distorsions de courant en ligne non négligeables. De plus à l'instant initial le champ magnétique n'est pas forcément nul, ainsi la condition initiale change lors de chaque démarrage. (La modélisation effectuée ici suppose que le champ initial est nul).

En régime permanent le couple dépend du carré du champ magnétique maximal. Les variations transitoire de l'intensité du champ d'induction sont donc aussi la cause des oscillations du couple lors du démarrage de la machine.

La relation, établie en régime permanent, donnant le couple est $C = \frac{K^2 \cdot N^2 \cdot B_M^2 \cdot S^2 \cdot g \cdot \Omega_s \cdot r}{2 \cdot (r^2 + (\ell g \Omega_s)^2)}$ si

le rotor comporte deux bobines en quadrature caractérisées par les paramètres suivants : résistance r , inductance de fuite ℓ , Nombre de spires de N , surface d'une spire S , coefficient de bobinage K . Le champ magnétique maximal est B_M , sa vitesse de rotation est Ω_s , et le glissement du rotor est g .

Lors du démarrage B_M possède une composante continue et une composante variable qui s'atténue exponentiellement, le couple possède donc également une composante continue et une composante variable qui s'atténue. L'emploi de cette expression du couple est en fait inadapté ici car elle est obtenue en régime permanent. Il convient pour obtenir le couple en régime transitoire d'effectuer une modélisation plus rigoureuse, nous utilisons cette relation uniquement pour justifier l'existence des oscillations de couple lors du démarrage, mais en aucun cas pour les quantifier.

Ces oscillations sont aisément décelables en observant l'évolution de la vitesse lors du démarrage (figure 15).

L'intérêt principal de ce modèle simplifié est de montrer l'existence des saturations transitoires et les oscillations de couple lors du démarrage.

6. MISE SOUS TENSION D'UN TRANSFORMATEUR

Contrairement au cas de la ligne électrique où les inductances ne sont pas saturables, et au cas de la machine asynchrone où l'entrefer atténue les effets dus à la saturation du circuit magnétique, le transformateur est une machine dont le circuit magnétique se sature très facilement.

Les équations établies au paragraphe 3 ne sont plus applicables. A cause de la saturation la valeur de crête de la première onde de courant atteint fréquemment 10 à 15 fois le courant efficace nominal du transformateur, et peut même pour des puissances inférieures à 50 kVA atteindre des valeurs de 20 à 25 fois le courant nominal. Alors que les calculs établis sur un circuit R-L limitent la surintensité à 2.31 fois le courant en régime permanent. La prise en compte de la saturation est obligatoire.

Nous présentons ci-dessous, dans le cas monophasé, une méthode simplifiée de prise en compte de la saturation. Nous négligeons l'hystérésis et les pertes par courants de Foucault, ainsi le schéma équivalent du transformateur est donné figure 9. Ce schéma est correct en régime transitoire dans le cas monophasé mais pas dans le cas triphasé où on doit tenir compte des couplages entre phases.

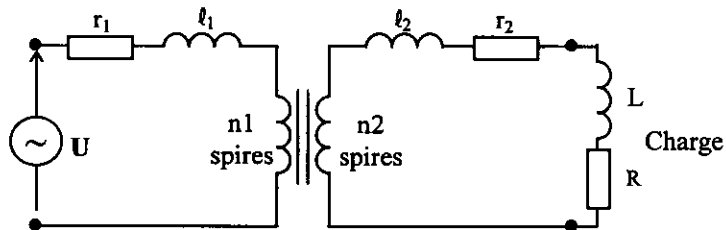


Figure 9 : Schéma équivalent du transformateur en charge.

On adopte les notations suivantes : N_1 (N_2) : Nombre de spires du primaire (secondaire), φ le flux par spire, r_1 (r_2) résistance du primaire (secondaire), ℓ_1 (ℓ_2) inductance de fuite du primaire (secondaire). La charge est constituée par une résistance R en série avec une inductance L . s désigne la variable de Laplace.

Le système est alors modélisé par les 6 relations suivantes :

- (1) : $u = r_1 \cdot i_1 + \ell_1 \cdot s \cdot i_1 + e_1$ (2) : $e_1 = n_1 \cdot s \cdot \varphi$ (3) : $e_2 = n_2 \cdot s \cdot \varphi$
 (4) : $e_2 = (r_2 + R) \cdot i_2 + (\ell_2 + L) \cdot s \cdot i_2$ (5) : $n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 = f$ est la force magnétomotrice
 (6) : Le flux est donné en fonction de la F.M.M, f , par la courbe d'aimantation du matériau magnétique, en régime linéaire cette relation est la loi d'Hopkinson $f = \mathcal{R} \cdot \varphi$ où \mathcal{R} est la réluctance du circuit

magnétique. On a choisi la relation la relation approchée : $\varphi = \frac{2 \cdot \varphi_{sat}}{\pi} \arctg\left(\frac{\pi \cdot f}{2 \cdot \mathcal{R} \cdot \varphi_{sat}}\right)$ qui est une représentation possible figure 10. Cette relation s'identifie à la loi d'Hopkinson pour f faible et fixe le flux maximum en régime saturé (f très grand) à la valeur φ_{sat} .

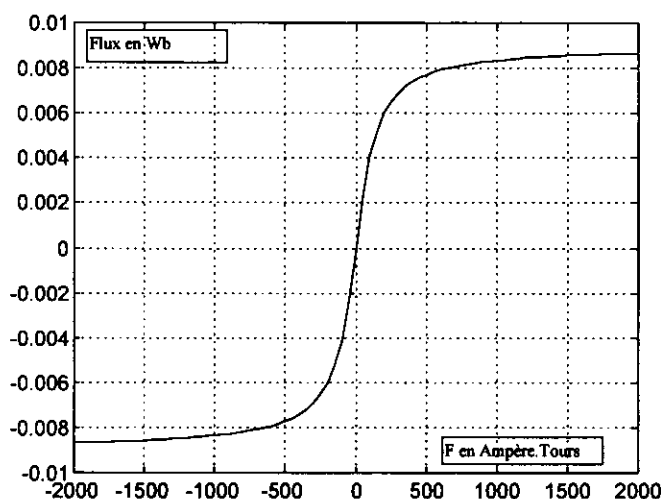


Figure 10 : Courbe de prise en compte de la saturation.

Ces 6 équations (dont une non linéaire) conduisent au modèle en régime transitoire de la figure 11. A vide on prend R et L infini. Si l'on néglige l'influence des courants de Foucault dans le circuit magnétique, on aboutit alors au modèle de la figure 12.

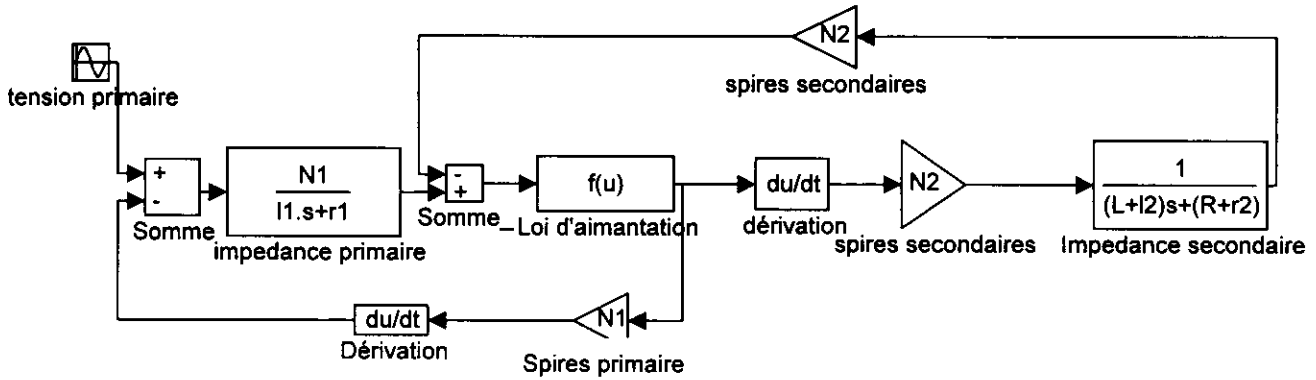


Figure 11 : Modèle en régime transitoire du transformateur monophasé en charge (s désigne la variable de Laplace).

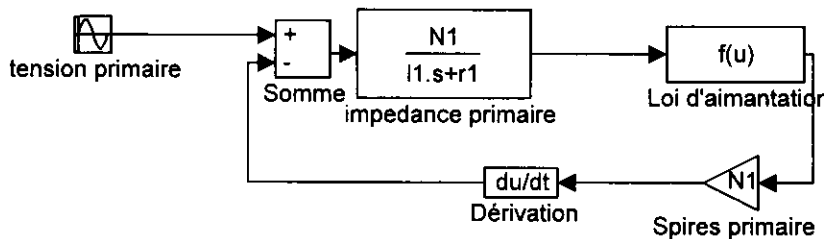


Figure 12 : Modèle en régime transitoire du transformateur à vide (s désigne la variable de Laplace).

Le régime transitoire obtenu dépend des conditions initiales, l'état magnétique du transformateur (valeur initiale du flux) et phase de la tension primaire $u = \sqrt{2} \cdot U \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \theta)$. Dans notre cas l'hystérésis du matériau magnétique n'est pas prise en compte, le courant primaire avant enclenchement étant nul, le flux l'est aussi. Le modèle permet de tester uniquement l'influence de la phase initiale θ et pas de l'état magnétique initial du circuit magnétique. Nous présentons figure 13 et 14 l'évolution du courant primaire et du flux dans deux cas extrêmes $\theta = 0$ (enclenchement lorsque la tension est nulle) et $\theta = \frac{\pi}{2}$ (enclenchement lorsque la tension est maximale). Les paramètres numériques caractérisant cette simulation sont $\varphi_{sat} = 0.09 \text{ Wb}$, $\mathcal{R} = 20.000 \text{ H}^{-1}$, $N_1 = 250 \text{ spires}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $U = 210 \text{ V}$, $l_1 = 0$, $r_1 = 10 \Omega$.

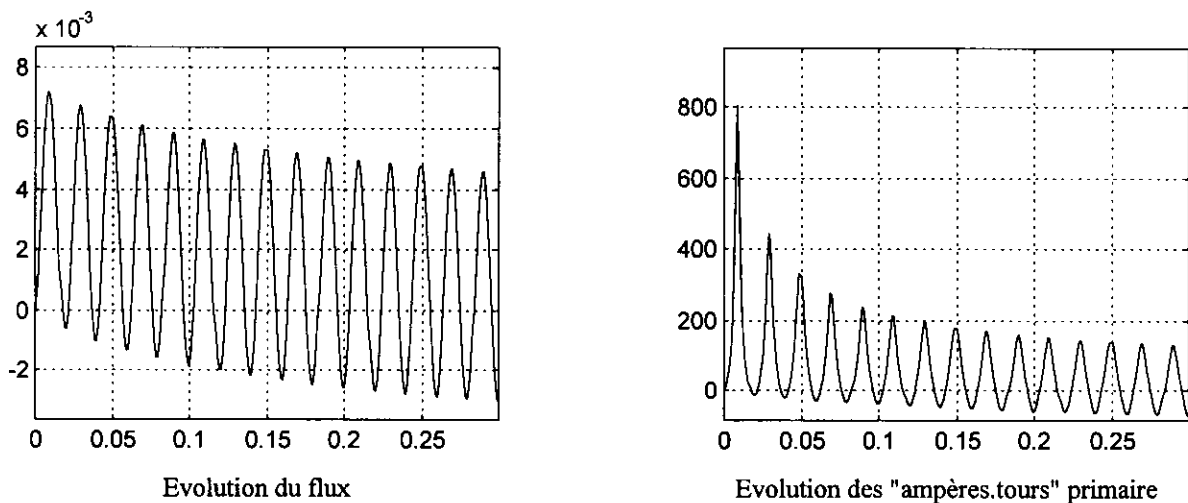


Figure 13 : Le courant transitoire à la mise sous tension d'un transformateur, la tension est nulle lors de l'enclenchement. (le temps est en s, le flux en Wb, le courant en A).

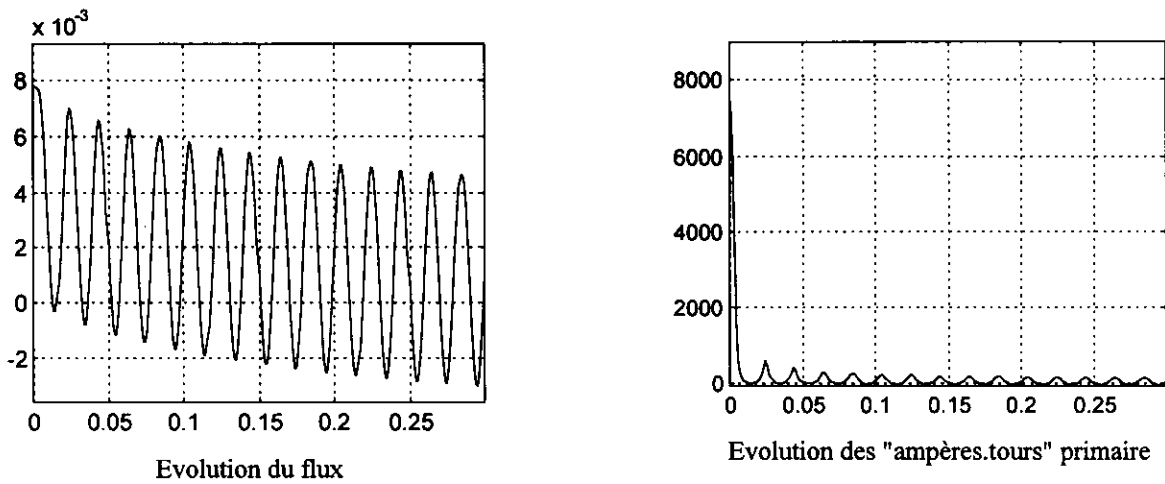


Figure 14 : Le courant transitoire à la mise sous tension d'un transformateur, la tension est maximale lors de l'enclenchement. (le temps est en s, le flux en Wb, le courant en A).

Ces résultats mettent en évidence que la surintensité maximale est fortement dépendante de cette phase initiale, et qu'elle est très élevée par rapport au courant nominal du transformateur et quelle dépasse largement la valeur obtenue avec un simple circuit R-L (2,31 fois le courant en régime permanent). Pourtant le transformateur à vide est bien un circuit R-L si on néglige la saturation. La durée du régime transitoire est fixée par la constante de temps du circuit.

Le tableau 1 donne en fonction de la taille du transformateur la valeur maximum du courant d'enclenchement ainsi que la constante de temps d'amortissement.

S : puissance apparente	I enclenchement crête / INominal	τ : constante de temps
50 kVA	15	0,10 s
100 kVA	14	0,15 s
160 kVA	12	0,20 s
400 kVA	12	0,25 s
630 kVA	11	0,30 s
800 kVA	10	0,30 s
1000 kVA	10	0,35 s
1250 kVA	9	0,35 s
1600 kVA	9	0,40 s
2000 kVA	8	0,45 s

Tableau 1 : Les surintensités et l'amortissement des courants transitoires à la mise sous tension d'un transformateur (avec saturation). (d'après Merlin-Gerin)

Une méthode pour limiter les surintensités sans nuire au rendement consiste à augmenter les inductances de fuite du transformateur. Mais alors on augmente également la chute de tension en charge.

7. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les régimes transitoires étudiés ci-dessus sont concrétisés par un T.P sur le démarrage du moteur asynchrone et l'enclenchement d'un transformateur sur le réseau.

La figure 15 donne l'évolution du courant et de la vitesse lors du démarrage direct d'un moteur asynchrone de 3 kW couplé à un génératrice balance. Le modèle ne prenant pas en compte l'évolution de la vitesse seule le "début" (de 0 à 100 ms la vitesse est faible) de l'essai est interprétable de façon qualitative. Le courant présente une forte surintensité et commence à diminuer tandis que la vitesse montre des variations rapides dues aux oscillations du couple. A partir d'une certaine valeur de la vitesse la résistance R2/g augmentant le circuit devient suffisamment amorti pour qu'il n'y ait plus d'oscillation du

couple. Les oscillations de l'enveloppe du courant correspondent à la rotation de l'excentration du flux avec celle du rotor.

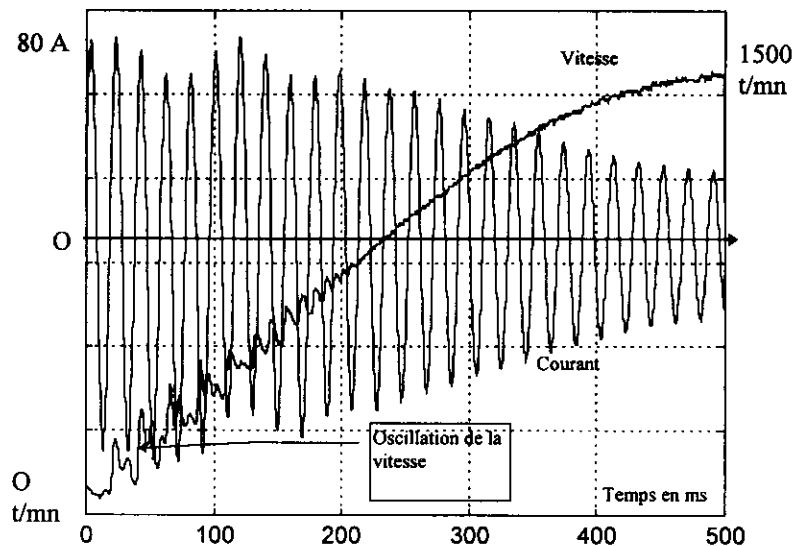


Figure 15 : Evolution de la vitesse et du courant lors du démarrage direct d'un moteur asynchrone.

La figure 16 est obtenue lors de la mise sous tension d'un transformateur de 3,4 kVA à vide. L'influence de la saturation est nette, la surintensité est importante (près de 20 fois le courant en régime permanent) et le courant n'est pas sinusoïdal même en régime établi. (Un transformateur est toujours saturé à vide mais l'est moins en charge à cause de la chute de tension au bobinage primaire). L'influence de la phase lors de la mise sous tension est montrée en présentant deux courbes différentes.

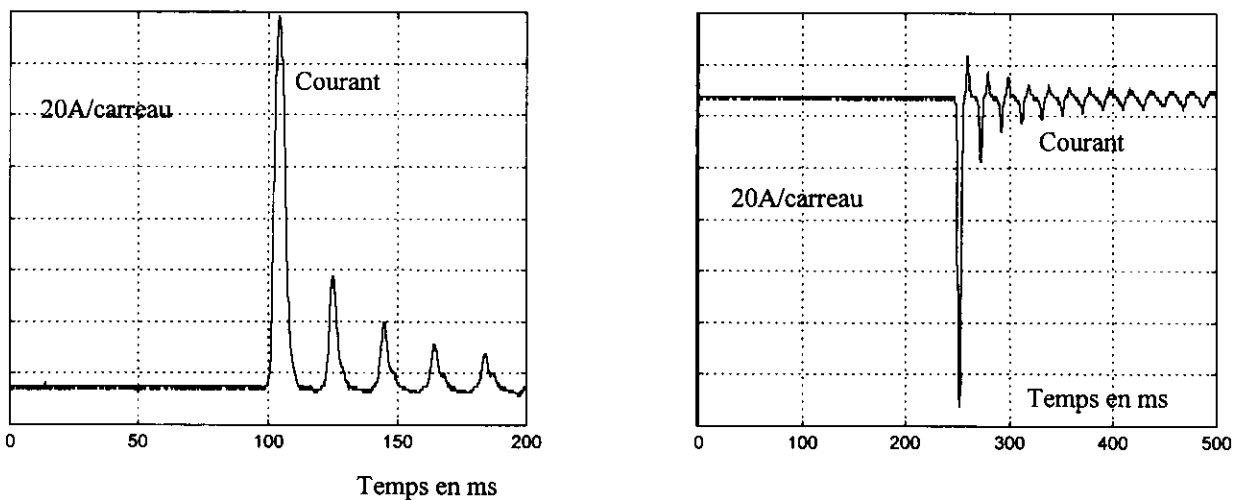


Figure 16 : Le courant lors de l'enclenchement d'un transformateur à vide.

8. CONCLUSION

La modélisation simplifiée des régimes transitoires pour un système triphasé, présentée ici, ne nécessite pas d'outils mathématiques inabornables par nos étudiants et permet de mettre **qualitativement** en évidence les principales propriétés des régimes transitoires habituellement rencontrés. En particulier, elle permet de justifier le rapport de 2,31 entre l'intensité de court-circuit présumée et l'intensité transitoire qui devra parfois être coupée pour les câbles et lignes électriques et de justifier les courants très élevés obtenus lors de l'enclenchement de transformateur.

Cette modélisation ne résiste pas aux critiques dans son application à la machine asynchrone, mais elle a cependant l'intérêt de montrer que même sous tension réduite une saturation transitoire est inévitable, et elle prouve que les surintensités transitoires sont plus élevées que celles obtenues en utilisant le modèle en régime permanent. Dans le cas du démarrage du moteur asynchrone on montre aussi le problème des oscillations de couple qui est souvent constaté expérimentalement par l'examen de l'évolution de la vitesse, mais ne peut pas être justifié par la modélisation en régime permanent. On justifie également et les surintensités transitoires lors du passage étoile vers triangle obtenues lors du démarrage étoile-triangle. Ces phénomènes que l'on ne peut éluder lors des séances de travaux pratiques ne peuvent pas être justifiés par l'utilisation du schéma équivalent en régime permanent.

On peut étendre cette modélisation pour faire comprendre les surintensités transitoires à la mise sous tension des transformateurs triphasés, avec la prise en compte de la saturation qui augmente considérablement ces surintensités transitoires.

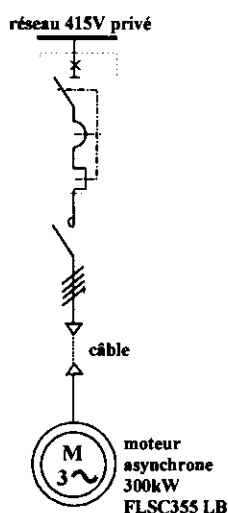
La modélisation simplifiée présentée permet ainsi de justifier qualitativement ces phénomènes tout en évitant l'utilisation de modèles rigoureux qui sont à juste titre hors du programme de formation des techniciens à Bac+2.

FICHE TD : PROTECTION DE MOTEUR BASSE TENSION

Monsieur EOUZAN Jean-Luc
Lycée Pierre de Coubertin
77100 Meaux

I) Introduction : le réglage des seuils de déclenchement des protections est essentiel pour la sécurité des personnels et la sauvegarde du matériel dans une installation électrique. L'exemple développé met en œuvre un déclencheur électronique de disjoncteur comportant neuf réglages de seuil temps ou courant. Il est demandé aux étudiants de BTS électrotechnique, afin de se familiariser aux courbes de protection, de prédéterminer ces réglages en fonction des caractéristiques du moteur et de la canalisation électrique utilisée.

II) Installation à protéger :



Choix du disjoncteur

Le moteur est alimenté par un câble en cuivre de 60 mètres isolation PRC. La section de celui-ci sera 240mm^2 (chute de tension inférieure à 2 % en régime normal et inférieure à 10% au démarrage), câble enterré (résistance thermique du sol faible et condition de température favorable).

La coordination choisie est du type 1 (suivant la norme CEI 947-4-1), on admet une détérioration du contacteur celle-ci ne générant aucun risque pour le personnel et pour les autres matériels.

A l'aide de la documentation Merlin Gérin (groupe Schneider), on choisit :

le disjoncteur C801N (pouvoir de coupure 50 kA) et le déclencheur à lui associer STR55UE.

Le contacteur sera un LC1-F630.

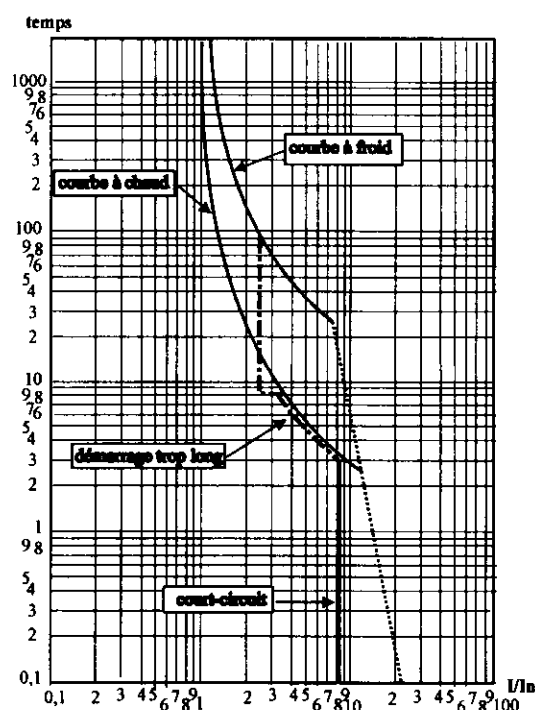
III) Courbes de protection du matériel :

a) Le moteur asynchrone 300kW :

La courbe de protection du moteur de constante de temps thermique $\tau = 12\text{mn}$ fait apparaître différentes zones à ne pas dépasser :

La surcharge thermique due à un accroissement du couple résistant ou à une baisse du couple moteur consécutive à une baisse de la tension d'alimentation qui, si elle est maintenue, peut entraîner un échauffement excessif de la machine et une diminution de sa durée de vie (vieillessement des isolants). Classe F pour le moteur considéré.

La courbe thermique à chaud tenant compte de la température initiale du moteur est la plus contraignante et devra être la seule prise en compte si l'unité de protection ne comporte pas une image thermique du moteur (notre cas).



La protection liée au démarrage trop long qui risque de faire accroître l'échauffement de la machine du fait du courant absorbé plus important et du refroidissement moins énergique pendant cette montée en vitesse.

Par ailleurs afin de protéger au mieux le moteur, deux autres conditions pourront être prises en compte :

Le nombre de démarrages, afin d'interdire un redémarrage en fonction de l'état thermique de la machine, une logique d'autorisation doit être associée à la commande du moteur afin de satisfaire éventuellement à cette contrainte.

Le blocage de la ligne d'arbre doit être envisagé si le moteur entraîne par exemple un concasseur ce qui n'est pas notre cas.

Les seuils de déclenchement que nous imposons sont les suivants :

$$I_{\text{thermique}} = I_{\text{nominal}} = 504\text{A}$$

Démarrage trop long $2,5I_{\text{thermique}}$ sur 8 secondes

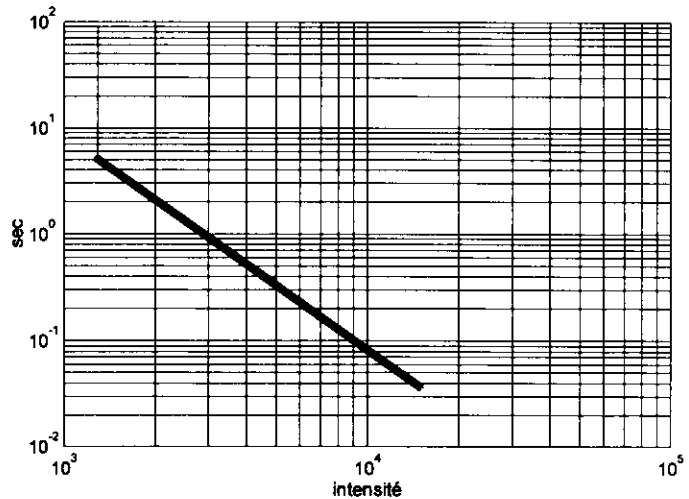
$$I_{\text{démarrage}} = 7,9 I_{\text{nominal}}$$

b) Le câble :

La norme NF C15-100 nous donne la formule ci-dessous liant le courant et le temps de coupure lors d'un court-circuit de durée inférieure à 5s, la température de l'âme du conducteur ne devant pas dépasser 250°C afin de ne pas détériorer l'isolant.

$$t = k^2 S^2 / I^2 \quad \text{avec } k = 143$$

La courbe ci-contre représente la caractéristique temps / courant suivant ces conditions. Celle-ci se prolonge naturellement vers le courant nominal d'utilisation du câble.



IV) Choix du matériel de protection :

Le déclencheur de Schneider à utiliser comporte comme on peut le remarquer différents réglages.

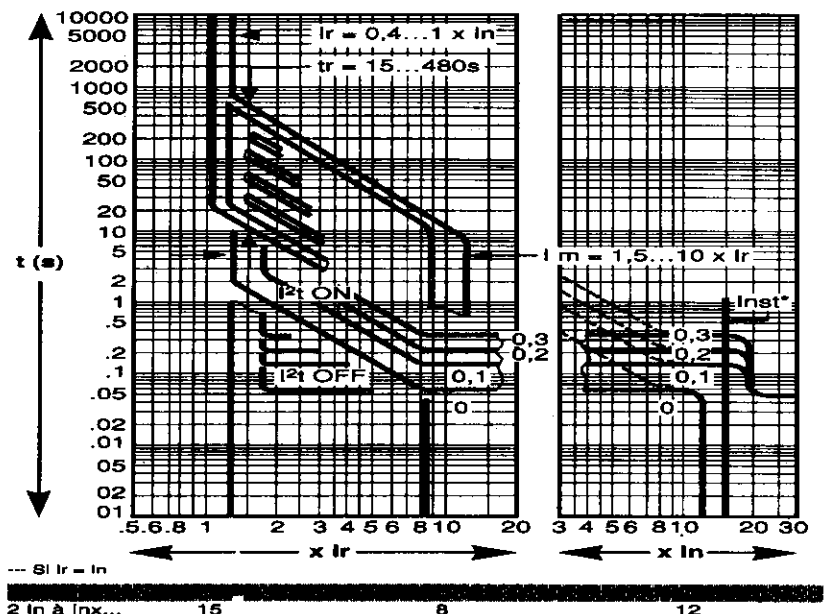
I_r et t_r protection long retard type RMS.

I_m et t_m protection contre des court-circuits d'intensité moyenne.

I_{inst} protection contre les court-circuits de forte intensité.

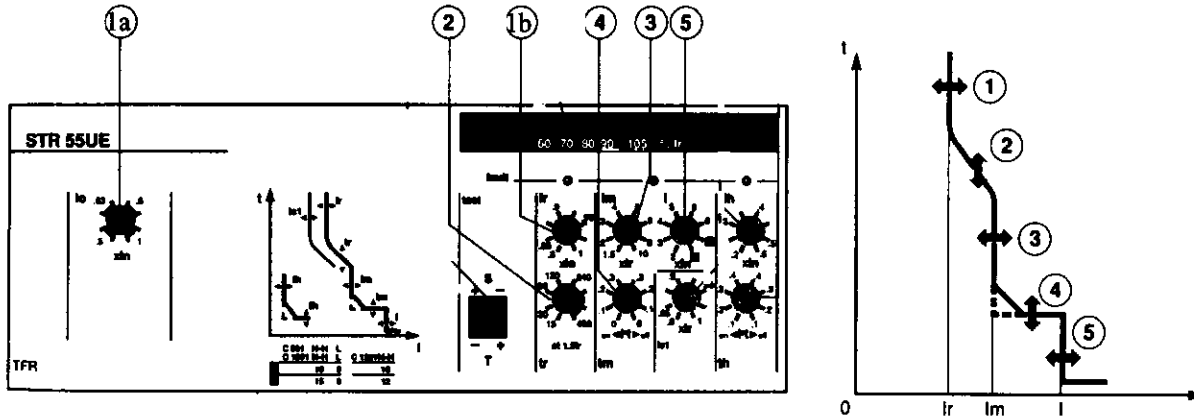
Une protection en I^2t constante possible.

STR55UE



Par ailleurs, une protection dont nous ne tiendrons pas compte de défaut de terre est disponible sur ce relais (seuil I_h et t_h avec ou sans I^2t).

Les différents réglages à utiliser pour le TD apparaissent ci-dessous

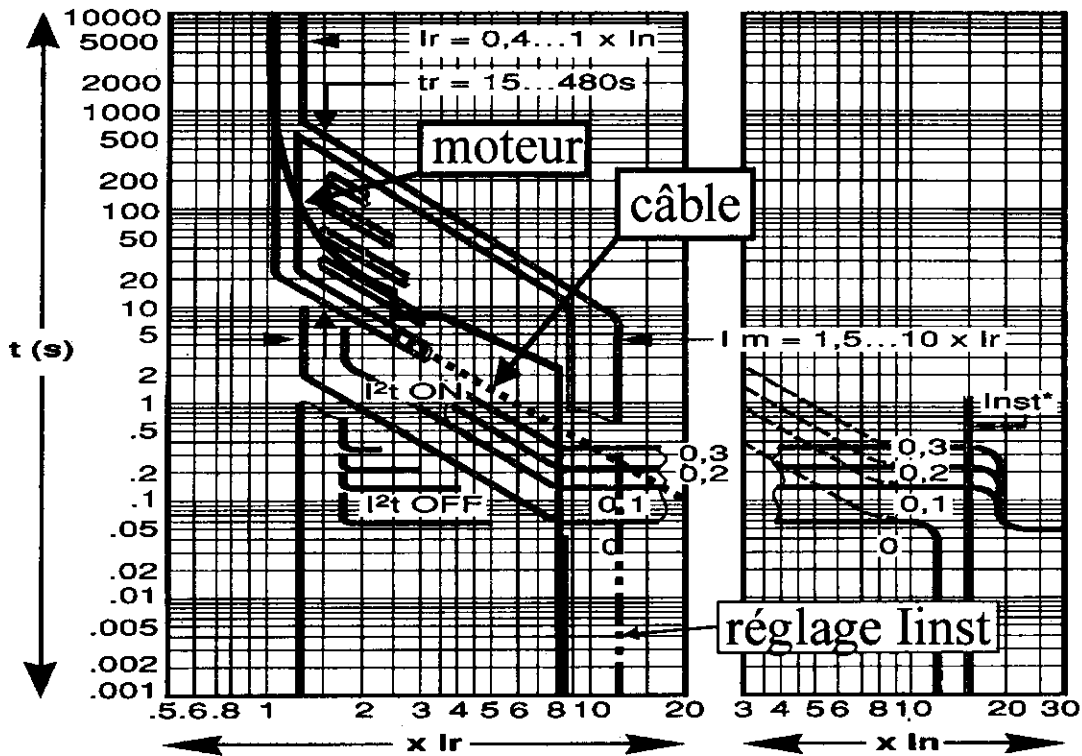


V) Questions :

Indiquer les différents seuils à fixer sur le déclencheur proposé.

VI) Eléments de réponse :

En juxtaposant les courbes de protection du moteur à chaud et du câble sur la caractéristique du déclencheur STR55UE nous obtenons la figure suivante :



On rappelle la valeur du courant nominal du disjoncteur C801N : 800 A.

Le courant de déclenchement I_r long retard doit se situer au plus près du courant nominal du moteur sans tenir compte des incertitudes des réglages.

Le réglage de I_r dépend d'un réglage gros (1a) et fin (1b).

Pour 1a (réglage de 1 à 0,5 I_{nominal} disjoncteur) en position 0,63 on obtient :

$$I_0 = 800 * 0,63 = 504 \text{ A soit le courant nominal du moteur.}$$

Pour 1b (de 1 à 0,8) le cran 1 du commutateur permettra d'avoir $I_r = 504 \text{ A}$.

t_r réglé sur 24...30s.

I_m permettra de protéger le moteur pour les démarrages trop longs. Le cran 2,5 n'existant pas on réglerà I_m sur la position 2.

I^2t sur ON sera réglé à 0,3 et assurera à priori la préservation du câble.

I_{inst} doit être réglé par rapport au courant nominal du disjoncteur 800A et doit être supérieur au courant maximal de démarrage, ce qui nous donne $I_d = 7.9 * 1.4 * 504 \text{ A}$ soit 5630A.

Le choix du cran du positionnement du commutateur de I_{inst} devrait être $5630 / 800 = 7$.

Celui-ci n'existant pas, nous choisirons la position 8, soit un déclenchement du relais à 6400A. Cela garantira ainsi la protection contre les court-circuits.

Si nous traçons la droite correspondant à 6400 A sur le réseau de courbes de protection précédent, nous remarquons une non protection du câble entre 5000A et 6400A. Il faudra positionner I^2t ON sur 0,2 afin de rétablir cette contrainte.

VII) En conclusion :

Le réglage des protections n'est pas une chose aisée en distribution et doit répondre à certaines règles très contraignantes comme la sélectivité ou le fonctionnement zéro défaut...

Dans l'exemple développé, on peut tirer l'avantage des déclencheurs numériques intégrant de nombreuses possibilités de réglages afin de "coller" au mieux les courbes de protection du matériel.

D'avoir eu la possibilité de choisir un I^2t constant sur le courant I_m nous permet d'assurer au mieux la protection du câble suivant la norme. Cette fonction absente, nous aurions été obligé de sur dimensionner le câble générant un surcoût ou d'augmenter la sensibilité du relais au risque d'avoir des déclenchements intempestifs autour de 750A.

Il existe aujourd'hui sur le marché, des relais de protection numériques très sophistiqués intégrant de nombreuses fonctions de protections et la possibilité d'échange d'informations avec un superviseur.

VIII) Bibliographie :

Catalogue industrie Leroy Somer.

Catalogue technique moteurs asynchrones triphasés Leroy Somer.

Catalogue distribution basse tension groupe Schneider.

Guide d'application pour le choix des relais de protection CEE (Continental d'Equipements Electriques).

JAMES MAXWELL ET LA REPRESENTATION DU "REEL"

Christian MAIRE, CPGE PSI
Lycée Henri Moissan
Cours de Verdun 77100 Meaux

1- INTRODUCTION

Bien que James Clerk Maxwell (1831-1879) ait joui de son vivant d'une grande renommée, son œuvre ne fut pleinement appréciée qu'après sa mort. Parmi ses admirateurs, figurent Albert Einstein (1879-1955) et Ludwig Boltzmann (1844-1906) qui déclara, en se référant à ses fameuses équations: "War es ein Gott der diese Zeichen schrieb?" ("Fut-ce un dieu qui écrivit ces signes?", citation de Goethe). Et pourtant, ses camarades de l'académie d'Edimbourg le surnommèrent "Dafty" ("l'Idiot")!...

La formulation des équations de Maxwell a évolué au cours du temps; elles figurent, sous une forme presque définitive, dans un mémoire publié en 1864[1] et sous une forme plus élaborée dans son "Traité d'électricité et de magnétisme" daté de 1873[2]. En fait, leur écriture "moderne" est due à l'un de ses disciples, l'ingénieur autodidacte Oliver Heaviside (1850-1925); j'ajouterai cependant que l'invention de l'opérateur "NABLA" (" ∇ ") est de Maxwell.

Pour plus de simplicité, je me contenterai de rappeler les équations dans le "vide"; ces dernières suffisent pour mettre en évidence la symétrie entre les champs électrique et magnétique, ainsi que leur couplage assurant la possibilité de propagation d'une onde électromagnétique:

$$\begin{array}{lll} \nabla \cdot \mathbf{D} = 0 & \nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t & \text{Dans le vide: } \mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} \text{ et: } \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 & \nabla \times \mathbf{H} = \partial \mathbf{D} / \partial t & (\text{ les vecteurs sont notés en } \mathbf{gras}) \end{array}$$

Pour Maxwell, la propagation d'ondes électromagnétiques nécessitait l'existence d'un milieu servant de support: c'était "l'éther", notion aussi vieille que la physique, mais dont le sens a considérablement varié selon les époques. Sa tentative de représentation géométrique de la "Réalité physique" au moyen d'un éther aux propriétés contradictoires, son opposition aux théories "newtoniennes"(actions instantanées à distance) de son temps, ont contribué à la lente diffusion de ses idées. Il fallut attendre Heinrich Hertz (1857-1894), qui prouva l'existence des ondes électromagnétiques en 1886, pour voir s'imposer la théorie de Maxwell: cependant, Hertz débarrasse cette théorie de tous ses fondements mécaniques; il ne subsiste que les équations sous forme axiomatique, ce qui lui fait dire: "la théorie de Maxwell, c'est le système d'équations de Maxwell".

Cette attitude marque une rupture dans l'histoire de la Physique: le langage mathématique en vient à définir les propriétés du monde physique, non sans respecter les acquis expérimentaux; l'exigence d'une correspondance bijective entre les éléments de la "Réalité indépendante de l'esprit humain" et les éléments du modèle mathématique (attitude du "Réalisme physique" à la Einstein) s'efface devant l'idée que l'homme ne peut espérer mieux que décrire de manière

cohérente et opérationnelle l'ensemble des phénomènes accessibles à son expérimentation (attitude du "Positivism", conforme à l'interprétation dite "de Copenhague" de la Mécanique Quantique). Nous y reviendrons plus loin.

2-LES PRECURSEURS DE MAXWELL ET LE CONCEPT DE CHAMP

C'est au XIXème siècle que la mécanique acquiert son autonomie par rapport aux mathématiques, en premier lieu et paradoxalement avec l'émergence de la physique mathématique: si, par exemple, Joseph Lagrange (1736-1813) explique dans sa "Mécanique analytique" que l'objet de son étude appartient à l'analyse mathématique, Pierre Simon de Laplace (1749-1827) ouvre à la mécanique des espaces distincts de ceux des mathématiques, en généralisant le théorème des quantités de mouvement, la loi des aires et le principe de moindre action.

L'efficacité de la mécanique à expliquer ou à représenter les phénomènes étudiés lui confère un statut particulier au sein de la physique, qui se donne peu ou prou la mécanique pour véritable modèle. C'est notamment le cas de l'électricité, de la thermodynamique (en cours de construction) et de l'optique. Ce rôle de référence provoquera le mouvement "mécaniste" dans lequel se reconnaissent de nombreux savants: il sera contesté à la fin du siècle par l'école "énergétiste" qui tentera d'imposer la prééminence de la méthode thermodynamique. Parallèlement, les progrès des disciplines constitutives de la physique contribuent à affirmer les spécialisations mais en même temps les interactions.

Vers 1820, les actions à distance des courants étaient parfaitement décrites par André-Marie Ampère (1775-1836), le "Newton de l'électricité" selon Maxwell; mais comment expliquer la force "perpendiculaire" (anormale pour un "newtonien"...) qui s'exerce sur la boussole dans l'expérience d'Oersted (1777-1851)? Michael Faraday (1791-1867), un autodidacte qui n'est pas imprégné de physique newtonienne, va totalement renouveler la manière de poser le problème.

Issu d'une famille de travailleurs manuels, Faraday fut d'abord apprenti relieur, puis eut une activité scientifique prodigieuse: à la fin de sa carrière, vers 1860, ses notes de laboratoire comportaient plus de seize mille inscriptions soigneusement numérotées et reliées...Jusqu'en 1830, Faraday est avant tout chimiste, sauf durant une période courte suivant la découverte d'Oersted; ruminant l'idée d'un lien entre courant électrique, mouvement et champ magnétique durant près de dix ans, il réalisa en 1831 l'expérience décisive mettant en évidence le phénomène d'induction. Intéressons-nous surtout à son approche originale: Faraday pense qu'il est essentiel de décrire très précisément l'action des courants et des aimants **dans tout l'espace qui les entoure**. Manquant de formation mathématique, il a l'idée de caractériser les forces qui s'exercent en tous points en regardant tout simplement comment elles orientent des fragments de limaille de fer. Faraday appelle "lignes de forces" les lignes selon lesquelles s'oriente la limaille, et les interprète ainsi:

1) chaque petit morceau de limaille prend la direction de la force qui s'exerce sur lui; la tangente à la courbe en un point quelconque de celle-ci a même direction que le fragment de limaille placé en ce point.

2) les lignes sont plus serrées près des pôles de l'aimant, là où les forces sont plus grandes; la densité des lignes permet donc de caractériser l'intensité des forces.

A l'aide d'un moyen très simple, Faraday vient de définir l'ensemble des actions produites par un aimant, de décrire géométriquement ce qui sera appelé son "**champ de forces**" ou encore son "**champ magnétique**". Ses différentes expériences lui permettent d'affirmer que la variation

d'un champ électrique est toujours accompagnée d'un champ magnétique et réciproquement, ce qui exprime une belle symétrie à partir de laquelle l'électromagnétisme va pouvoir se développer. Pour interpréter ces faits, Faraday imagine que **l'espace n'est pas vide** mais rempli d'une matière invisible ayant une structure **fibreuse**, ressemblant un peu à une "pieuvre" qui aurait un nombre infini de tentacules. Ces tentacules, les "tubes de forces", pourraient être attirés ou repoussés par les sources électriques ou magnétiques; quand aucune modification n'a lieu dans les sources, les tubes prennent une configuration stationnaire: lorsque au contraire une source est en mouvement, la distribution des tubes se modifie.

Ce modèle fut mal reçu par la communauté scientifique; pourtant, en proposant ce modèle naïf, Faraday apporte deux modifications essentielles à la physique newtonienne:

1) il fait ressortir **l'influence déterminante du milieu** dans lequel se produisent les phénomènes.

2) il rejette la notion d'action **immédiate** à distance: puisque le milieu se déforme sous l'influence des courants, il n'atteint son équilibre qu'au bout d'un certain temps, **le champ se propage**.

La comparaison avec l'optique (théorie ondulatoire de la lumière avec des vibrations transversales), où le support mécanique permettant la propagation des ondes serait un éther infiniment fluide (passant au travers du globe mais ayant la consistance de la gelée visqueuse...) sera l'œuvre de Maxwell.

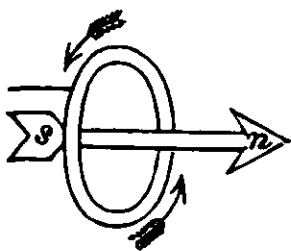
3-LE MODELE MECANIQUE DE MAXWELL

En 1855, Maxwell publie un article intitulé "**On Faraday's lines of force**" où l'on peut lire: "Pour pouvoir nous appuyer sur les concepts physiques sans nous enfermer dans une théorie, nous devons nous familiariser avec l'existence **d'analogies physiques**, c'est-à-dire des ressemblances partielles entre les lois d'une discipline et celles d'une autre, de manière à ce que l'une permette d'éclairer l'autre..."[3].

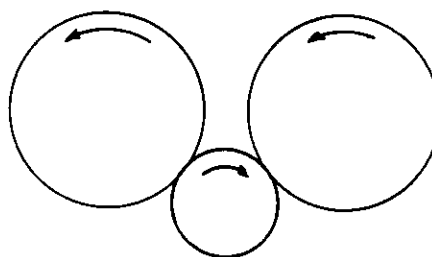
Qu'appelle-t-il analogies? Prenant l'exemple de la lumière, il souligne que l'on peut décrire le chemin des rayons lumineux en prenant l'analogie d'une particule qui se déplace en lignes droites, mais que pour rendre compte des interférences et de la polarisation, il faut prendre l'analogie d'ondes transversales (c'est l'amorce de la notion de dualité onde-corpuscule). Ainsi, les représentations physiques perdent le statut de vérité: Maxwell ne prétend pas décrire par un mécanisme le monde tel qu'il est, mais veut se servir d'un mécanisme qui rende compte des faits pour développer une analyse mathématique.

Maxwell reprend donc les images de Faraday, mais en fondant une analyse mathématique pour calculer les positions des "tentacules de la pieuvre"...Il lui faudra six années pour résoudre le problème! Il imagine que le champ électromagnétique résulte de **tensions** et de **pressions** qui s'exercent sur un fluide. Les tensions s'exerceraient selon les lignes de champ magnétique, les pressions dans le plan axial. La manière la plus simple de décrire des forces de pression perpendiculaires à un axe, c'est de supposer qu'elles résultent de "...forces centrifuges produites par des **tourbillons** ou des remous dont les axes sont parallèles aux directions des lignes de forces..."[4] (cf. figure 1). Maxwell remarque: "...J'ai éprouvé les plus grandes difficultés à me représenter l'existence de tourbillons contigus animés de mouvements de rotation identiques autour d'axes parallèles...la seule idée qui m'ait servi...c'est de m'être représenté ces tourbillons comme séparés de couches de particules animées chacune sur son axe d'un mouvement de rotation en sens contraire des mouvements tourbillonnaires...parce que en **mécanique**, quand on

veut que deux roues tournent dans le même sens, on interpose entre elles un pignon..."[5] (cf. figure 2).

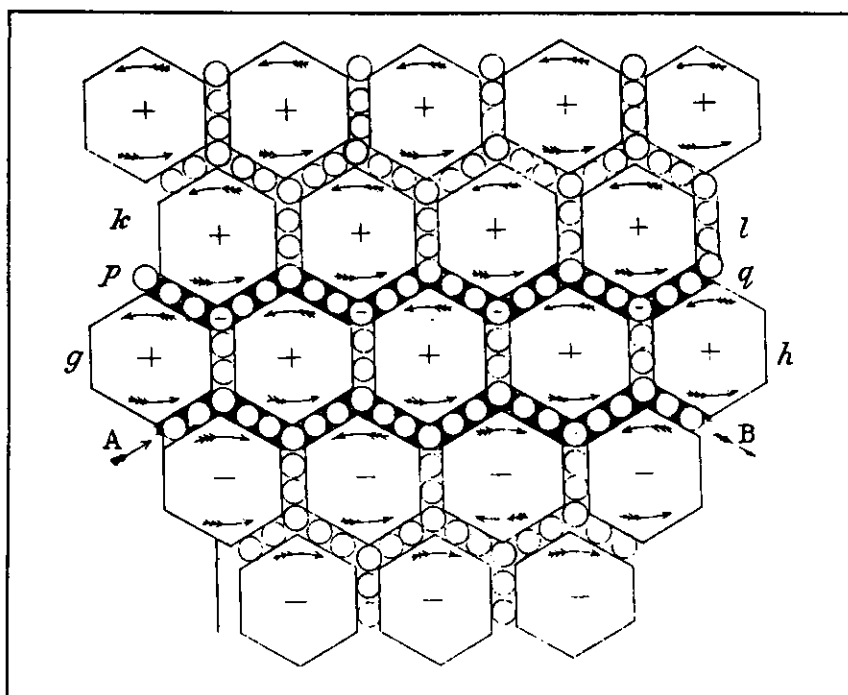


- **Figure 1** -



- **Figure 2** -

La figure 3, extraite de la 3^{ème} partie de "On physical lines of force" (publiée début 1862), nous montre la représentation de Maxwell (cette figure comporte des erreurs que le lecteur trouvera facilement...):

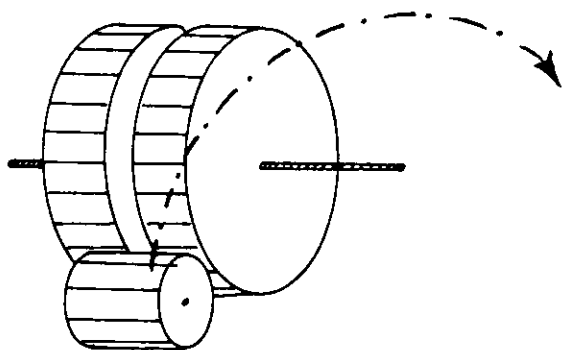


- **Figure 3** -

Les lignes de champ magnétique sont perpendiculaires au plan de la figure, les tourbillons sont représentés par des hexagones, les pignons par des particules rondes qui tournent à la circonférence des tourbillons et dont les déplacements rendent compte du courant électrique. Le courant, passant de A en B, met en rotation les cellules hexagonales de "l'éther" fluide: le sens de rotation des cellules donne l'orientation du champ magnétique ("+" ou "-" sur la figure); la figure traduit bien le caractère **antisymétrique** du champ magnétique par rapport au courant.

Le mouvement est ensuite **propagé** dans le milieu par les particules (les pignons) voisines: dans un conducteur, ces particules sont libres de se déplacer et forment un courant induit; dans le "vide" ou dans un diélectrique, elles tournent sur place et, par "frottements", induisent la rotation des cellules voisines, propageant ainsi le champ magnétique. Mais le modèle n'est pas complet: il ne décrit qu'un seul plan, alors que le champ règne dans tout l'espace; pour

le parfait, Maxwell pense à un procédé mécanique de roues et de pignons, inspiré de Siemens, qui permet de communiquer un mouvement d'un plan à l'autre (cf. figure 4).



- **Figure 4** -

Insistons sur le fait que la propagation du champ est assurée soit par un déplacement "macroscopique" des pignons, soit par leur déplacement élastique "microscopique" autour de leur position d'équilibre: c'est l'un des apports majeurs de la théorie de Maxwell, l'introduction du "**courant de déplacement**" (le terme en $\partial \mathbf{D} / \partial t$ des équations... terme malheureux pour nos étudiants, qui pensent à un déplacement macroscopique de charges et le confondent avec le courant de conduction!)

Rappelons que dans un conducteur électrique, et dans le cadre de l'approximation des régimes quasi-stationnaires, le courant de déplacement est négligeable devant le courant de conduction: avec les moyens de l'époque, le terme en $\partial \mathbf{D} / \partial t$ ne pouvait pas être mis en évidence expérimentalement; cependant, la cohérence logique du système "équations de Maxwell" et du **principe de conservation de la charge** (exprimé par la relation: $\nabla \cdot \mathbf{J} + \partial \rho / \partial t = 0$) nécessitait l'introduction de ce terme supplémentaire.

En combinant les équations de Maxwell du "vide", on obtient une équation de d'Alembert qui fournit la vitesse de propagation de l'onde en fonction des caractéristiques du milieu (ϵ_0 et μ_0): Maxwell trouve 300000 km/s, la vitesse de la lumière que vient de mesurer Fizeau! D'autres considérations sur la structure transverse du champ électromagnétique dans le "vide" et celle de la lumière ("vecteur de Fresnel" associé au champ électrique) lui permettent d'écrire [6]:

"la vitesse des ondulations transverses dans notre milieu **hypothétique**, calculée à partir des expériences de MM.Kohlrausch et Weber coïncide si exactement avec la vitesse de la lumière calculée à partir des expériences optiques de M.Fizeau que **nous ne pouvons guère éviter d'inférer que la lumière n'est autre que les ondulations transverses du même milieu qui est la cause des phénomènes électriques et magnétiques**".

Les publications de 1864 et de 1873 se présentent sous la forme d'un raisonnement purement mathématique: il n'y a plus la moindre référence au modèle mécanique qui avait servi de point de départ. Une fois "l'analogie" conçue et décrite, une fois son caractère opératoire vérifié, elle n'avait plus été qu'un guide permettant à l'analyse de se développer "sans s'égarer dans de vaines subtilités". Maxwell parle de "**représentation mentale**": il s'agit d'établir une relation entre un élément de ce qui est représenté et un élément de la représentation, non une photographie; l'adjectif "mental" n'a pas été choisi par hasard: c'est le terme qu'emploie Maxwell pour évoquer les lignes de force de Faraday qui permettent de voir le champ avec "**les yeux de l'esprit**".

Si l'on peut parler d'échec en ce qui concerne l'œuvre de Maxwell, il réside dans sa recherche de "l'éther": dans un article écrit à la fin de sa vie pour l'**Encyclopedia Britannica**, il justifie longuement l'existence de ce milieu et donne toutes les "preuves" qui nécessitent son introduction. Il note qu'il est très certainement constitué de molécules et ressemble peut-être à un gaz, qu'il est homogène à l'échelle macroscopique et non homogène à l'échelle des molécules (n'oublions pas que l'autre grande réalisation de Maxwell est la mécanique statistique). En revanche, il ne formulera plus d'hypothèse quant à la nature et au fonctionnement de cet éther,

contrairement à William Thomson (1824-1907; devient Lord Kelvin en 1866) qui, jusqu'à sa mort, restera fidèle à une représentation mécanique des forces électrique et magnétique au prix de modèles, certes ingénieux, mais aux propriétés contradictoires et paradoxales.

A la veille de la relativité restreinte et avec les débuts de la physique quantique, un certain découragement pointe chez Lord Kelvin: " Là où je sens mon échec, c'est dans mes efforts persévérants de cinquante années pour comprendre quelque chose de plus à l'éther. Je n'en sais pas plus". Et Max Planck (1858-1947) d'ajouter: " L'éther, cet enfant de chagrin de la mécanique classique...". Nous allons maintenant nous intéresser au regard porté par la physique du XXème siècle sur le problème de la représentation du "Réel".

4- A LA RECHERCHE DU REEL

Même dans ses derniers écrits, Maxwell n'aborde pas le problème du déplacement relatif de la Terre par rapport à l'éther mais sait que les physiciens devront mettre en évidence le "**vent d'éther**" que nécessite la théorie électromagnétique. On connaît les résultats négatifs de l'expérience de Michelson et Morley (de 1881 à 1884), le rejet de l'éther (en tant que référentiel absolu) qui en découle et l'interprétation qu'en fera Einstein en construisant la Relativité Restreinte, puis la Relativité Générale: en fait, les "vieilles" idées ne meurent jamais tout à fait et l'observation du FDC (Fond Diffus Cosmologique ou encore "rayonnement thermique cosmologique"), qui est isotrope et baigne tout l'univers, permet de proposer un référentiel universel provenant du Big-bang primitif, notre déplacement par rapport à ce référentiel pouvant donc être qualifié de "nouveau vent d'éther" (l'expérience menée sur cette base en 1976 par une équipe de Berkeley nous a donné l'image d'un univers très turbulent à grande échelle).

Dans sa version originale de la Relativité Générale (datant des années 1915), Einstein (partisan d'un Réalisme physique, je le rappelle) se proposait de **géométriser** les phénomènes gravitationnels; plus tard, des extensions furent tentées vers l'électromagnétisme (et si possible au-delà) pour essayer d'obtenir une géométrisation plus large (voire complète) des phénomènes physiques: mais est-ce possible? Il n'y a pas, actuellement, de réponse certaine: cette idée est néanmoins très riche car elle constitue un "programme" de recherche.

Le "tout géométrique", cher à Einstein, pose un certain nombre de problèmes:

- ce qui caractérise un modèle géométrique, ce sont des équations, qui sont à **variation continue** en fonction des coordonnées, ainsi que leurs solutions. Elles représentent une modélisation physique du champ construite sur le corps des **réels** (et même des **complexes**), alors que toute mesure effective, par principe, mais aussi pour des raisons expérimentales, ne peut fournir que des nombres **rationnels**.
- l'introduction de **discontinuités** (les particules) dans les équations pose d'importants problèmes jusqu'à présent non résolus; les divergences qui apparaissent ne sont éliminées qu'au prix d'artifices, certes efficaces, mais non interprétables en terme de réalisme.

Einstein a beaucoup discuté de la nature des particules matérielles, sans trouver de solution satisfaisante: dans tous les cas, c'est le passage du discontinu au continu qui pose problème du fait que la théorie de la Relativité (restreinte ou générale) ignore la constante de Planck; elle n'intègre pas de façon **naturelle** et **satisfaisante** les propriétés quantiques des particules. La Relativité est d'abord une théorie du **cadre**, alors que la physique quantique est d'abord une modélisation des **propriétés de ce qu'il contient**, l'incompatibilité (dans l'état actuel des connaissances) étant le passage du continu géométrique au discret corpusculaire et quantique.

Il n'est évidemment pas question d'énoncer en quelques lignes le formalisme général de la théorie quantique: rappelons simplement qu'il fait appel à des "règles" (ou "postulats" ou "axiomes"?), comme la "règle de représentation des états physiques" (les états d'un système physique sont décrits par des vecteurs unitaires d'un espace de Hilbert), la "règle de correspondance" (à toute grandeur physique observable, i.e. mesurable, correspond un opérateur linéaire et hermitien défini dans l'espace de Hilbert) etc...

Il est clair que la plupart de ces règles **n'ont pas de rapport direct** avec une quelconque interprétation physique, qui n'est d'ailleurs pas fournie par l'axiomatique: par exemple, le vecteur d'état est un être abstrait dont l'interprétation est forcément problématique (quel sens donner à la notion de "spin"?). Par ailleurs, l'espace de Hilbert peut avoir un nombre de dimensions infini et ne peut jouer le rôle d'espace géométrique de représentation.

On comprend alors comment Niels Bohr (vers 1927) en est venu à "l'interprétation de Copenhague" de la théorie quantique: pour lui, l'attribution systématique des phénomènes observés à une réalité indépendante est, dans l'ensemble, une démarche qui ne s'inscrit pas dans le cadre strict de la science, qui n'a rien à voir avec le but de cette dernière: ce but serait exclusivement de faire une synthèse des observations et de fournir des règles mathématiques qui, à partir d'observations passées, permettent certaines prédictions quant aux résultats des expériences à venir.

5- CONCLUSION

Au fur et à mesure que la Réalité se "dilue" dans les équations mathématiques, l'espoir d'un "réalisme proche" (comme dans l'atomisme de Démocrite, où il est aisé de concevoir un "petit grain") s'évanouit; au mieux peut-on espérer la connaissance toujours plus fine d'un "réel voilé". Néanmoins, les représentations mentales, en tant que métaphores de cette réalité, seront toujours nécessaires: la méthode diagrammatique de Maxwell sera fructueuse, comme en témoignent les " **diagrammes de Feynman**" qui en sont l'exemple le plus illustre.

6- REFERENCES

- [1] J.C. Maxwell, "A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field", Scientific Papers, 1864.
- [2] J.C. Maxwell, "Traité d'électricité et de magnétisme" (1873), Paris, Gauthier-Villars, 1885.
- [3] J.C. Maxwell, "On Faraday's Lines of Force", Scientific Papers, 1855, vol.1, p.155.
- [4] J.C. Maxwell, "On Physical Lines of Force", 1^{ère} partie, opus cité [3], vol.1, p.451.
- [5] J.C. Maxwell, "On Physical Lines of Force", 2^{ème} partie, op.cit. [3], vol.1, p.467.
- [6] J.C. Maxwell, "On Physical Lines of Force", 3^{ème} partie (janv.1862), op.cit. [3], vol.1, p.489

7-BIBLIOGRAPHIE

- Jean Rosmorduc, "Histoire de la physique", tome 1, Paris, Tec & Doc, 1987.
- Emilio Segré, "Les physiciens classiques et leurs découvertes", Paris, Fayard, 1987.
- Bernard d'Espagnat, "A la recherche du Réel", Paris, Gauthier-Villars, 1981.
- Marceau Felden, "Le modèle géométrique de la physique", Paris, Masson, 1992.
- "The Scientific Letters and Papers of J.C. Maxwell: 1846-1862", vol.1, P.M. Harman, 1990.
- "The Scientific Letters and Papers of J.C. Maxwell: 1862-1873", vol.2, P.M. Harman, 1995.
- sur le Web: <http://www-history.mcs.st-andrews.ac.uk/history/Mathematicians/Maxwell.html>
(des liens vers d'autres sites y sont proposés, avec des photos de James, de sa maison etc...)
- les livres de l'éditeur Harman se commandent sur: <http://www.amazon.com> (special offer à 295\$...)

EPF 98 : TENDANCES ET ENSEIGNEMENTS

Jean-Marie PETER
Peregiou 18 chemin du marbre noir
13 100 Aix en Provence

Tous les deux ans la communauté française du Génie Electrique se retrouve pour le congrès EPF (Electronique de Puissance du Futur). En décembre 1998, c'était à Belfort, ville et région caractérisée, d'une part par une activité industrielle ancienne et importante, d'autre part, par une activité universitaire nouvelle et dynamique dans le domaine du Génie Electrique.

En deux journées de congrès, et en étudiant les actes, il ne m'est pas possible d'en donner une vue générale. Mon point de vue sera celui d'un participant, axé sur sa spécialité, les composants, et je donnerai également quelques tendances générales à partir d'exposés qui m'ont particulièrement intéressés.

Thème composants: amélioration des performances.

14 communications (4 de l'université, 7 mixtes université - industrie, 2 de l'industrie et 1 d'un consultant). L'exposé de synthèse du début donnait les grandes tendances pour le futur du paysage international :

- Augmentation considérable de l'intégration de puissance monolithique et hybride.
- Révolution dans le domaine du MOSFET par l'introduction d'une nouvelle technologie permettant d'obtenir une résistance à l'état passant proportionnelle à la tension nominale V_N et non plus à $V_N^{2,6}$.
- Maintien des composants à réaction positive (thyristors) uniquement pour les applications simples ou le coût restera un facteur prépondérant : en faible puissance (triac) et en très forte puissance.
- Développement des IGBT dans toutes les directions, et échec des très nombreux successeurs prévus (MCT - SIT - EST; - Autres combinaisons MOS-Bipolaires)
- Remplacement progressif des composants à réaction positive notamment GTO par des composants commandés issus de la famille des IGBT.
- Peu d'évolutions attendues dans le domaine des diodes rapides. Apparition dans quelques années de diodes très rapides SiC d'abord en faible puissance (2/3 ans), et ultérieurement pour les courants forts (5/8 ans).

En dehors de l'usine ST Microelectronics de Tours, qui a en charge les triacs, les composants de protection, et les diodes rapides, la France n'a plus d'industrie de composants de puissance. L'ensemble des autres exposés du thème était donc représentatif de ce qui se fait en France, mais pas du tout de l'évolution de l'ensemble des composants de puissance. Les exposés les plus intéressants étaient focalisés sur les spécialités développées par le LAAS, l'université de Tours, et ST Microelectronics sur l'intégration de petite puissance monolithique. Nous avons été particulièrement intéressés par le développement de l'intégration « ASD » qui représente une partie de l'avenir des triacs et des composants de protection. Cette intégration est particulière, en ce sens qu'elle ne combine sur une puce que des composants de puissance (thyristors - transistors - GTO - IGBT - diodes) et non pas l'ensemble des composants de traitement de l'information que l'on retrouve sur les circuits « Smartpower » classiques. Parmi les exposés sur ce sujet, on peut citer :

- ◆ « *Intégration d'un interrupteur MOS à tenue inverse en tension et définition d'une cellule de commutation pour le cas alternatif* » L.Gonthier. Ces petits commutateurs MOS bidirectionnels sont en fait des IGBT capables de tenir une tension inverse. Ils sont destinés à remplacer dans le futur, dans une technologie intégrée, une partie des commutateurs triacs aujourd'hui bipolaires et discrets.
- ◆ « *Utilisation en mode linéaire d'un GTO pour commuter sur le 240 v/50Hz des puissances inférieures à 1 kW* » F.Guitton, et « *Caractérisation fonctionnelle d'un GTO utilisé comme cellule élémentaire ASDTM dans les applications de petite puissance* » Y.Raingeaud. Il s'agit d'un vieux rêve des spécialistes : réaliser un commutateur pour les applications 50 Hz qui commute suffisamment lentement pour ne pas

émettre de perturbations radioélectriques, et donc pouvoir se passer du filtre antiparasite, filtre dont le coût est en général bien supérieur à celui du composant semiconducteur. Aujourd'hui grâce à l'intégration ASD ce vieux rêve devient une réalité. Avec ces nouveaux commutateurs, on demande « plus » au silicium, (c'est une tendance générale en électronique de puissance), pour pouvoir demander moins aux composants passifs coûteux.

◆ « *Détermination d'une fonction de protection basée sur le mode d'intégration fonctionnelle* » J.Jalade. Les composants de protection deviennent « intelligents » (au sens anglosaxon ; "qui traite beaucoup d'informations") grâce aux possibilités d'intégration ASD qui permettent de combiner de nombreuses fonctions.

De son côté le LAAS propose plusieurs solutions d'intégration de fonctions ou de composants.

Notons que l'ensemble de ces travaux sur l'intégration ne sont pas des publications inspirées de la littérature étrangère, mais des publications innovatives et originales issues de collaboration université (ou LAAS) -industrie.

Thème Caractérisation de performances des composants de puissance

9 exposés dont un seul de l'industrie.

J'ai été très intéressé par plusieurs exposés originaux

◆ « *Comportement des IGBTs au blocage à fort niveau de courant coupé* » S.Lefevre, montrant des phénomènes d'avalanche à forte densité de courant. Ces phénomènes ne sont pas expliqués dans la littérature technique internationale. Les travaux de recherche concernant ces phénomènes et la façon de les éviter sont nouveaux.

◆ « *Vieillesse des transistors bipolaires à grille isolée* » par A.Bouzourene. Très peu d'éléments concrets ont été publiés à ce sujet sur les IGBT. Les auteurs ont montré que la tension de seuil est le principal paramètre qui évolue avec la durée du stress imposé à l'IGBT. Sans être catastrophique, l'évolution de cette tension qui joue aussi sur le retard au blocage, peut conduire à des perturbations dans les applications, notamment pour les montages de composants en parallèle ou en série.

◆ Les petits commutateurs MOS à tenue en tension inverse définis précédemment ont été bien caractérisés « *IGBT à tension symétrique Caractéristique statique et dynamique* » J.J.Huselstein. Le domaine de ces IGBT intégrés, dont les performances sont limitées par le fait qu'ils ont à tenir une tension inverse a été bien défini, c'est celui des commutateurs lents destinés en particulier à remplacer les triacs bipolaires dans le futur.

◆ Les fabricants de composants savent bien que les paramètres des composants, définis dans les catalogues, ne suffisent pas pour en caractériser le fonctionnement. L'exposé « *Caractérisation des transistors MOS en ZVS* » S.Lefevre, a montré des exemples intéressants. Les résultats doivent néanmoins être interprétés avec discernement, car les paramètres cachés, qui physiquement jouent un rôle dans le comportement des composants, ne sont en général pas spécifiés, donc pas garantis et évoluent souvent dans la vie du composant en fonction des progrès technologiques et des réductions de coût.

◆ Plusieurs exposés présentaient des estimations de comportement des IGBT à partir de simulations. Nous pensons que dans des domaines aussi classiques, et accessibles à l'expérimentation que celui des IGBT l'on ne devrait accepter des exposés traitant de la simulation que si :

- d'une part ces estimations sont vérifiées par une expérimentation et des conditions de mesures bien définies,
- d'autre part que l'auteur sache porter un jugement critique sur sa simulation, en montrer le domaine de validité, mais aussi les domaines où la simulation ne reproduit plus la réalité.

De plus si ces travaux permettent aux auteurs de mieux maîtriser les outils de simulation et de les vérifier, ils offrent souvent peu d'intérêt pour les utilisateurs. Le composant réel, celui qui sera utilisé dans les équipements, est entaché de dispersions de fabrication. Il possède des paramètres cachés qui ne sont pas spécifiés. La garantie que peut donner un fabricant de semiconducteurs sur la tenue en court circuit par exemple, tient compte de ces données et peut être très différente des résultats partiels obtenus à partir de

quelques échantillons essayés dans un laboratoire. Ce genre d'essais ne peut que vérifier les assertions du fabricant, mais pas estimer les limites en utilisation industrielle d'un type de composant.

Thème composants passifs. (8 exposés).

Les composants passifs ont été longtemps sous-estimés, et beaucoup de travaux et de progrès ont été effectués sur les composants semiconducteurs. Aujourd'hui, il y a probablement plus à faire dans le domaine des passifs pour progresser en électronique de puissance que dans celui des semiconducteurs. La place manque ici pour citer de nombreux exposés utiles et intéressants venant en grande partie des laboratoires de recherche universitaires. Un de ces exposés, traitant de la simulation m'a semblé particulièrement intéressant par le fait qu'il faisait état d'une confrontation permanente entre la simulation et la physique du composant. : « *Modélisation haute fréquence des transformateurs : de la recherche aux applications industrielles* ». B. Cogitore. Cet exposé fruit d'une collaboration université-industrie montre ce qu'il est possible d'obtenir quand l'outil de simulation est confronté à la réalité physique, et exploité dans son domaine de validité.

Les autres thèmes : méthodologie, CEM, et topologies. 38 exposés dont 7 seulement venant de l'industrie.

Je pense que contrairement aux exposés consacrés aux composants qui traitaient des domaines limités, les exposés relatifs aux convertisseurs et à la CEM d'EPF 98 donnaient une bonne vue générale des travaux réalisés en France, et qui sont bien représentatifs de l'état de l'art. Il est difficile d'en faire une synthèse. J'ai été frappé par deux domaines :

1) « *La fiabilité de commutateurs 25kV - 1,6kA utilisant 3.500 MOS* » D. Chatroux. Contrairement à la technique traditionnelle, D. Chatroux utilise non pas des composants de forte puissance du type professionnel, mais un grand nombre de composants de petite puissance MOSFET ou IGBT fabriqués en grande série, pour réaliser ses interrupteurs de puissance dans le domaine des dizaines de kV et des kA. Il a mis au point une stratégie particulière ; le système doit continuer à fonctionner même avec un ou plusieurs composants en défaut. Il est passionnant de voir comment, à partir d'analyses physiques et de mesures rigoureuses, il est parvenu avec une méthode non conventionnelle à obtenir d'excellents résultats de fiabilité, non pas simulés, mais obtenus après de longues durées de fonctionnement sur machines. Je pense qu'il y a là matière à réflexion pour la pédagogie ; les exposés de l'équipe de D. Chatroux pourraient être utilisés avec fruit pour la réflexion de beaucoup d'enseignants. Comment sortir des sentiers battus, mais en gardant toujours un oeil sur la réalité physique et des méthodes rigoureuses.

2) L'importance prise en France (et ailleurs) par les travaux de recherche sur, d'une part le thyristor dual (et ses conséquences), d'autre part les convertisseurs multicellulaires. Il y a là des concepts très riches qui donnent lieu à de plus en plus de réalisations industrielles. De nombreux exposés d'EPF 98 ont traité de ces sujets, depuis la caractérisation du convertisseur en cas de défaut, aux réalisations industrielles, et en passant par les convertisseurs multicellulaires à commutation douce. L'ensemble de ces exposés constitue une véritable somme sur l'état de l'art de ce genre de topologie, qui apporte et apportera une amélioration considérable dans la réalisation des convertisseurs de forte puissance. Il y a également là matière à réflexion pour la formation. Ces dernières années, de nombreux spécialistes ont affirmé qu'il n'y avait plus grand chose à trouver dans les topologies des convertisseurs de puissance, et l'apparition de ce concept « multicellulaire » par opposition aux concepts « multicomposants » ou « multiconvertisseurs » apporte des idées nouvelles et beaucoup de renouvellement.

Plusieurs réalisations industrielles (Groupe Thomson - CEGELEC - Alcatel) ont montré l'état de l'art.

Thème CEM 6 exposés dont un seul venant de l'industrie

Ce thème prend de plus en plus d'importance dans le monde de la puissance. Là encore malheureusement la place nous manque pour citer de nombreux exposés, souvent originaux, bien construits qui là aussi montrent la vitalité de la recherche française.

EPF 98 : LES POINTS ESSENTIELS

Serait-il important pour des enseignants d'une part d'étudier les actes du colloque, d'autre part d'assister au prochain EPF 2001 ? Analysons-en d'abord les points faibles et les points forts.

Les points faibles

1) la participation des industriels était beaucoup trop réduite (29% des communications). Si la majeure partie de ceux qui ont eu le courage ou le temps de rédiger des exposés ont apporté une contribution importante et de qualité, nous regrettons que des domaines aussi importants que la commande de moteurs, la traction électrique, l'électroménager aient été absents d'EPF 98, et que le stress de plus en plus contraignant vécu dans beaucoup d'industries empêche les concepteurs de publier leurs travaux.

2) Dans les domaines où la France n'a pas d'industrie, comme celui des semiconducteurs de puissance il y a eu des exposés innovants, originaux à la pointe du progrès, mais qui ne concernaient que des spécialités très restreintes. En dehors de STM qui a apporté une très importante contribution au congrès, à une exception près les fabricants de composants de puissance n'ont pas été présents pour donner des indications sur leur futur qui est bien le thème du congrès

3) A EPF, comme ailleurs, nous avons trop d'exposés sur la simulation qui ne sont pas suffisamment étayés par des vérifications expérimentales, et où les auteurs n'arrivent pas à porter de jugement objectif sur les domaines de validité de leurs travaux. Les travaux de simulation coûtent beaucoup moins cher que certaines expérimentations : ce sont des outils indispensables pour la conception, et notamment pour les industriels. Mais dans le domaine de la recherche qui par essence concerne l'inconnu, l'outil ne doit pas passer avant le véritable contact avec la physique.

Les points forts.

1) dans l'ensemble nous avons eu des exposés d'excellente qualité.

2) La participation à EPF est l'occasion de rencontrer la majeure partie des équipes de recherche françaises, ainsi que de nombreux industriels. Aucune autre manifestation française ne rassemble une audience pareille. Les contacts informels qui y sont noués, et les discussions sont quelquefois aussi utiles que l'assistance aux exposés. EPF a aussi montré le renouvellement des équipes de recherche, le nombre de jeunes chercheurs et de nouveaux venus augure bien du futur de ces équipes.

3) EPF donne un aperçu, certes incomplet mais intéressant, de réalisations récentes de l'industrie française.

4) EPF est l'occasion de faire le point sur l'état de l'art de la recherche française en électronique de puissance. Nombre de ces recherches n'entreront pas tout de suite dans le domaine industriel, mais une partie d'entre elles préfigure l'avenir. Le participant qui sort d'EPF a non seulement une vue d'ensemble de l'état de l'art de la recherche, mais il a reçu beaucoup d'idées nouvelles qui lui serviront à son retour.

EPF 98 CONCLUSION

J'ai été très intéressé par cette manifestation de la communauté française du génie électrique, et je tiens à remercier ici les organisateurs, en particulier Michel AMIET qui est l'ouvrier infatigable du Génie Electrique en France, et toute l'équipe de Jean-Marie KAUFFMAN de l'IGE et du Crebel, qui s'est dépensée sans compter pour assurer le succès de cette manifestation.

Je sors d'EPF 98, d'abord avec une vue d'ensemble sur la recherche française en électronique de puissance, ensuite avec des idées nouvelles qui vont alimenter ma réflexion et mes travaux à venir. Voilà pourquoi je conseillerai aux enseignants, d'une part de puiser dans les actes du congrès des idées qui les aideront dans leurs réflexions, et d'autre part de penser dès maintenant au prochain EPF 2.000.

Pour toute demande, s'adresser à :

IGE PARC TECHNOLOGIQUE
secrétariat du département électrotechnique
2 av. jean moulin
90000 BELFORT

Bilan du colloque CEMD'99 (La Conversion Electromécanique Directe : vers la simplicité de la chaîne de transmission) du 4 février 1999 à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan

ENS Cachan - SEE Club 13 parrainé par le Club EEA et l'ASE (association suisse des électriciens)

Ce colloque a attiré environ 130 personnes dont la moitié d'industriels de tous les secteurs de l'industrie concernés par l'électromécanique. Il a regroupé six conférences orales, seize communications posters (présentées ensemble, avant l'exposition, dans une séance orale), trois exposants (CEDRAT : actionneurs piézo-électriques et magnétostrictifs, Radio-Energie : vélo électrique et vérin électrique, Linear Drives : actionneurs linéaires) et une table ronde.

La thématique des « entraînements directs » ne doit pas être confondue avec celle fréquemment évoquée du « tout électrique ». Dans le cas des entraînements directs, il s'agit de transmettre directement les efforts à la charge sans système mécanique de conversion (réducteur, multiplicateur ou changement de mouvement, pignon crémaillère, roue et vis sans fin, etc...). On les rencontre déjà dans bon nombre d'applications où le mouvement est une rotation et où cette vitesse est compatible avec les machines les plus économiques du moment (ventilateurs, aspirateurs ...) mais généralement, la solution globalement la plus économique consiste à utiliser un adaptateur mécanique. Alors pourquoi vouloir le supprimer, sachant que l'objectif à atteindre est toujours un coût minimal, à condition, bien entendu, de satisfaire le cahier des charges ? Selon les applications, ce coût n'est pas seulement celui du système complet, il doit prendre en compte les gains éventuels de consommation d'énergie (meilleur rendement), la réduction des opérations de maintenance et les gains possibles de productivité (cas des machines outils par exemple). En outre, dans un certain nombre de situation, il faut pouvoir répondre à des exigences que les systèmes indirects ne sont pas capables de satisfaire, c'est le cas, des très grandes vitesses et grandes puissances (pas de multiplicateurs de vitesse assez fiables), des très grandes précisions de positionnement et très grandes raideurs (les jeux des systèmes mécaniques, même précontraints ne sont pas satisfaisants), des systèmes sans entretien (pas de graissage..., cas des éoliennes de grande puissance), d'un très faible bruit acoustique, etc...

Les conférences ont ainsi porté sur :

- Les généralités sur les entraînements directs avec un accent particulier sur les limites de faisabilité en puissance et vitesse maximales des machines tournante d'architecture cylindrique ;
- les limites de pression magnétique due à la thermique mais également aux limites éventuelles de désaimantation des machines à aimants, et les couples massique et volumique que l'on peut obtenir raisonnablement en fonction des dimensions (effets d'échelles) ;
- Les entraînements directs de forte puissance à basse vitesse, tout particulièrement destinés à la propulsion de navires et la génération d'électricité éolienne. Pour la propulsion de navires, ce sont des structures cylindriques multiphasées (avantage en terme de vibrations et d'ondulations de couple) à aimants qui sont étudiées pour des puissances de 5 MW à 120 tr/mn jusqu'à 20 MW à 200 tr/mn. Des structures innovantes multi-discoïdales à aimants permanents ont été étudiées et réalisées pour des aérogénérateurs en prise directe (de 100 kW à 2 MW à quelques 10 tr/mn). Les avantages de ces diverses machines sont, outre leur compacité et leurs bonnes performances à très basses vitesses, une très grande redondance grâce au fractionnement de leur alimentation (les nombreuses phases sont alimentées par des convertisseurs indépendants).
- Les actionneurs linéaires : les différentes technologies rencontrées et l'évolution de la pénétration du marché via la standardisation ou les applications très spécifiques. On constate, après de longues années d'hésitation, une réelle progression du marché des actionneurs linéaires (directs) ;
- L'électricité dans les actionneurs des systèmes de vol dans les avions (trains d'atterrissage, commandes de vol...) s'impose. Les objectifs sont, ici, la sécurité, les coûts de maintenance (la masse également, mais un surcroît de masse peut être toléré s'il engendre une baisse substantielle des coûts de maintenance). Différents cahiers des charges précisant les niveaux d'effort requis, les vitesses et les angles de déplacement montrent tout le chemin qui reste à

parcourir pour arriver, dans ce domaine, à des entraînements électriques directs ;

- La dernière conférence a mis en évidence les nombreux progrès apportés par l'évolution des matériaux. La domination des machines électromagnétiques est évidente mais depuis une vingtaine d'année, de nouveaux principes de conversion émergent, tout particulièrement pour les « direct drives » et atteignent aujourd'hui une certaine maturité industrielle. Il s'agit des dispositifs piézo-électriques dont les progrès ont porté, entre autres, sur la durée de vie du matériau d'interface (2000 heures sont maintenant possibles) et magnétostrictifs (plutôt pour des très faibles courses et des très grandes densités d'effort). Les supra-conducteurs ont également permis des avancées importantes (réalisations de moteurs à aimants très fort couple massique) mais les réalisations industrielles tardent. Ils semblent qu'elles soient dues à un manque de réel besoin.

Les 16 posters ont traité de sujets variés comme

- les actionneurs piézo-électriques,
- des actionneurs à aimants spéciaux,
- des méthodes d'alimentation et de contrôle particulières mieux adaptées à la problématique de l'entraînement direct dans un cas de propulsion de navire et dans celui de l'entraînement direct d'une poulie d'ascenseur (onduleur de courant asservi),
- les moteurs destinés à être intégrés dans des roues de véhicules, y compris de bicyclettes. Cela a fait l'objet de plusieurs débats : dans le domaine des bus, les contraintes ont fait pencher la balance vers des moto-réducteurs, l'exemple suisse du véhicule urbain Serpentine, alimenté par induction, a montré, à travers une réalisation comparative que la solution à 4 moteurs intégrés dans les roues permettait, pour un surcoût acceptable, un gain intéressant sur l'entretien. Dans le domaine ferroviaire, la concurrence acharnée conduit à un seul objectif : la baisse des prix.
- les moteurs linéaires asynchrones (étude des performances limites) et de types synchrones, y compris polyentrefers.
- les moteurs fort couple à réluctance variable, à réluctance excités, à aimants et commutation de flux... ont fait l'objet de plusieurs communications.
- les « altermo-démarreurs » ont été au cœur de plusieurs posters. Il s'agit de machines électriques destinées à remplir la double fonction démarreur de moteur thermique et générateur d'électricité. D'autres fonctions sont également envisagées comme le lissage de la rotation du moteur à explosion aux basses vitesses et le fonctionnement en véhicule tout électrique à puissance réduite (en zone urbaine).

Points importants :

Réduction des coûts, nécessité de standardiser, de réaliser des systèmes modulaires pour monter en puissance ;
Baisse du coût des aimants réellement amorcée (actuellement moins de 1000 F/kg pour les meilleures nuances NdFeB), la construction de grosses machines à aimants va faire croître rapidement la production d'aimants (les générateurs d'éoliennes de 750 kW construits par Schneider Industrie d'une masse totale de 15 tonnes) ;
Nombreuses architectures innovantes de machines, souvent à aimants ;
Pour satisfaire les exigences de moindre de coût et de fiabilité maximale, l'approche système est indispensable : il faut considérer, outre l'ensemble de l'entraînement (alimentation électronique, machine, capteurs et contrôle), le process complet dans lequel il s'insère.
L'énergie électrique pénètre inexorablement tous les domaines des entraînements mécaniques et la prise directe constitue l'ultime évolution vers la fiabilité et la qualité du système mais elle est encore souvent trop coûteuse ou de performances massiques insuffisantes (cas des actionneurs de gouverne en aéronautique). Dans ces cas, les technologies actuelles sont généralement mixtes : électromécaniques ou électrohydrauliques.

Bernard MULTON

Il est possible de se procurer les actes du colloque au service de la formation continue (ENS de Cachan - 61, avenue du Président Wilson 94235 CACHAN Cedex, Tel : 01 47 40 22 66, fax : 01 47 40 24 55, email : fed@ens-cachan.fr) ou à la SEE (48, rue de la Procession 75015 Paris) et de trouver les titres des communications de leurs auteurs sur le site web de l'ENS : <http://www.lesir.ens-cachan.fr/lesir/CEMD99/main.html>.

MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS POUR LA TRACTION ELECTRIQUE

J.Y. Voyant ⁽¹⁾, A. Fonseca ⁽²⁾, C. Chillet ⁽¹⁾

(1) LEG, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, UMR 5529 INPG/UJF-CNRS, France

(2) RENAULT, Direction de la Recherche, ZI Trappes-Elancourt, 78190 Trappes, France.

INTRODUCTION

Il existe actuellement une grande variété de machines synchrones à aimants permanents couvrant une très large gamme de puissances. Les plus répandues se trouvent sans aucun doute dans les applications de faible puissance où les aimants permettent d'obtenir des inductions de bon niveau avec des dimensions géométriques réduites. Suite à l'amélioration de l'offre et de la qualité des aimants sur le marché, leur domaine d'application s'est fortement élargi. Il couvre maintenant une gamme de puissance jusqu'à 100 kW. Il faut cependant ajouter que des projets existent pour des machines encore plus puissantes telles que les alternateurs d'éolienne [Gordon 98], les moteurs électriques de train ou encore de navire.

Les machines synchrones présentées dans cet article sont utilisées ou proposées pour répondre au cahier des charges de la traction électrique. Elles sont donc capables, notamment, de fournir un couple constant jusqu'à une certaine vitesse et, ensuite, de fonctionner à puissance et tension constantes pour des vitesses supérieures. C'est un fonctionnement en mode de "réduction de flux" [Teixeira 94]. Le bon dimensionnement des inductances de la machine suivant les axes d et q (modèle de Park) est la clef pour obtenir de bonnes performances en couple à basse vitesse, un bon facteur de puissance et une grande zone de fonctionnement en survitesse par défluxage [Bianchi 98, Fratta 87, Murakami 96]. Pour les applications en traction, la gamme de vitesse est souvent ainsi étendue dans un rapport de 1 à 4 (environ).

Après un bref rappel sur les aimants utilisés dans les machines synchrones puis sur les caractéristiques de ces dernières, nous présenterons différentes structures de machines que l'on peut rencontrer. Nous nous appuierons sur trois critères pour les classer, à savoir :

- la forme de l'entrefer ;
- la localisation des aimants dans le rotor ;
- les différents types de bobinages (et stators).

Les formes d'ondes de tension (sinus ou trapèze) [Eriksson 93] ne nous semblent pas être un critère de tri intéressant, chaque structure pouvant

générer les deux. Une évolution en trapèze impose seulement des conditions particulières sur la structure (bobinage à 1 encoche/pôle/phase par exemple) mais semble moins adaptée aux fonctionnements en "réduction de flux" (harmoniques de courant et de flux, ondulation de couple).

LES AIMANTS PERMANENTS POUR LA TRACTION ELECTRIQUE

Les aimants permanents que l'on peut rencontrer dans les machines de traction sont principalement de trois types.

Ferrite : C'est le matériau le plus ancien et le moins cher. Ses performances modestes le cantonne dans les machines de petite puissance ou de faible puissance massique. C'est un matériau très cassant mais résistant à la corrosion. Ses performances n'évoluent plus beaucoup.

Samarium-Cobalt : Ce sont les premiers aimants terres-rares apparus sur le marché. Leur énergie est très supérieure à celle des ferrites, de même que leur prix. Il semble que le domaine d'utilisation de ces aimants se réduise peu à peu aux applications fonctionnant à haute température et à champ inverse élevé (militaire, nucléaire, etc.).

Néodyme-Fer-Bore : C'est la version d'aimants terres-rares la plus récente et la plus performante sur pratiquement tous les points. Les progrès constants réalisés ces dernières années dans leur élaboration, et leur coût inférieur aux Samarium-Cobalt, leur assurent une quasi exclusivité dans les machines de traction. Malheureusement ils sont par nature très sensibles à la corrosion ; cependant des techniques récentes (revêtements ou additifs) font quasiment disparaître cet inconvénient.

Pour comparer ces aimants entre eux, nous avons rassemblé quelques caractéristiques dans les tableaux suivants. Pour chaque type d'aimant, nous présentons une nuance à fort champ coercitif (H_{cJ})

Tableau 1 : récapitulatif des performances typiques de quelques types d'aimants à 25°C

		Br (T)	HcJ (kA/m)	(BH) _{max} (kJ/m ³)	ΔBr/Br (% K)	ΔHcJ/HcJ (% K)	T _{max} (°C)	Densité
Les ferrites	1	0.41	255	32	-0.2	+0.5		4.9
	2	0.37	290	26	-0.2	+0.3		4.8
Sm ₂ Co ₁₇ fritté	3	1.04	2070	205	-0.03	-0.2	350	8.4
	4	1.12	800	240	-0.03	-0.1	300	8.4
NdFeB fritté	5	1.0	3260	190	-0.10	-0.4	210	7.5
	6	1.41	1030	385	-0.11	-0.8	100	7.5
NdFeB lié	7	0.61	1000	55	-0.12	-0.4	150	5.9
	8	0.66	620	68	-0.12	-0.4	100	5.9

- (1) : Koerox 420 (WIDIA Magnettechnik) (2) : Koerox 350 (WIDIA Magnettechnik)
 (3) : Vacomax 225 (Vacuumschmelze) (4) : Vacomax 240 HR (Vacuumschmelze)
 (5) : Vacodym 411 (Vacuumschmelze) (6) : Vacodym 510 HR (Vacuumschmelze)
 (7) : Koerdym 63p (WIDIA Magnettechnik) (8) : Koerdym 75p (WIDIA Magnettechnik)

Tableau 2 : performances d'un aimant en NdFeBr (5) et en SmCo (3) en fonction de la température

Température	Néodyme-Fer-Bore			Samarium-Cobalt		
	25 °C	100 °C	Evolution	25 °C	100 °C	Evolution
Br (T)	1	0.925	- 7.5 %	1.04	1.02	-2.25
HcJ (kA/m)	3260	2280	- 30 %	2070	1760	-15 %

ou à forte induction rémanente (Br) ; on peut observer que ces deux critères sont opposés. De même si les performances des aimants NdFeBr sont plus élevées que les SmCo, elles évoluent par contre beaucoup plus vite avec l'augmentation de la température, comme le présente le tableau 2.

Il faut remarquer un point singulier dans le tableau 1 : il s'agit du coefficient de variation de HcJ pour les ferrites qui est positif [Leprince]. Les ferrites sont donc plus sensibles à la démagnétisation, à basse température.

Toutes les réalisations industrielles récentes pour la traction électrique (P ≈ quelques dizaines de kW), utilisent des aimants en NdFeBr mais pas de ferrites, sûrement pour des raisons de compacité. L'aspect matériau étant vu, passons maintenant aux différentes structures de machines rencontrées.

LES CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES

Le rotor de la machine contient des aimants qui créent dans l'entrefer une succession de pôles nord et sud. On note par "p" le nombre de paires de pôles au rotor et on distingue deux axes dits direct et en quadrature (fig. 10), l'axe direct représentant la direction privilégiée du flux des pôles.

Toutes les machines tournent à une vitesse synchrone $\Omega_s = \omega/p$ où ω est la pulsation des courants et p le nombre de paires de pôles réalisés par les aimants sur le rotor (le nombre de pôles au stator est parfois plus difficile à déterminer ; cf. fig.

12 et 13). Le couple de la machine est lié pour une part au flux des aimants et pour une autre part à la saillance des pôles, c'est-à-dire leur anisotropie magnétique entre l'axe d et l'axe q [Sugiy 96].

La tension induite à vide (FEM) dans les enroulements est proportionnelle à ω et au flux créé par les aimants [Jahns 87] : à grande vitesse, cette tension ne peut être supérieure à la tension maximum que peut délivrer l'onduleur [Miura 96]. On peut cependant dépasser cette limite de vitesse [Xu 95] si on alimente la machine de telle façon que le flux créé par les courants au stator (composante I_d) s'oppose au flux des aimants suivant l'axe d. Ainsi la plupart des machines sont pilotées par contrôle vectoriel afin de bien maîtriser cette réduction de flux. Pour que le contrôle d'amplitude soit possible sur une large plage de vitesse, il faut que le terme de réactance $X_d \cdot I_d$ soit du même ordre de grandeur que la FEM. Seule la dernière machine, présentée en fin d'article, est dispensée de cette contrainte car c'est une machine hybride : elle possède un bobinage d'excitation, en plus des aimants.

LES DIVERSES CONFIGURATIONS

1 Les formes géométriques de l'entrefer

Entrefer cylindrique

La forme la plus classique et la plus rencontrée est à entrefer radial (cylindrique) et à rotor intérieur. Cette structure offre l'avantage d'avoir une partie externe fixe (stator) qui est

facilement accessible pour le système de refroidissement. Le rotor a une allure globalement cylindrique. Un exemple de rotor est présenté à la figure 1.

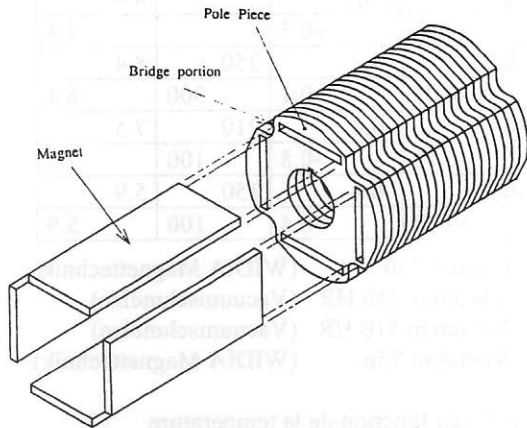


Figure 1 : rotor cylindrique [Yamakoshi 92]

On peut évidemment choisir de placer le rotor autour du stator. Cette architecture à l'avantage d'offrir une bonne tenue mécanique des aimants sur le rotor puisque, lors de la rotation, les forces d'inertie tendent à plaquer les aimants sur la couronne qui les supporte. Ce moteur trouve particulièrement bien sa place dans une roue (figure 2).

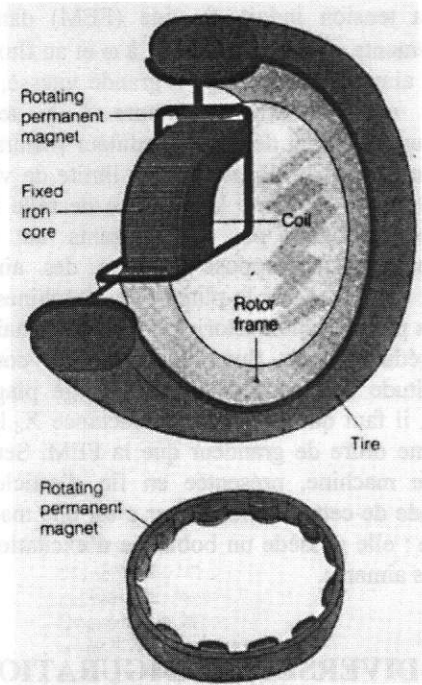


Figure 2 : moteur roue [Riezenman 92]

Entrefer plan

Une autre forme de réalisation est possible en plaçant face à face deux disques. L'un est le stator, l'autre le rotor et le flux dans l'entrefer est orienté selon la direction axiale. Cette solution pose plus de

problèmes pour loger les conducteurs en particulier du côté de l'axe. La zone utile est donc reportée en périphérie de la machine.

On obtient cependant de bons couples massiques car il est possible de réduire fortement la quantité de circuit magnétique et aussi d'augmenter le nombre d'entrefers consécutifs en ajoutant alternativement un stator puis un rotor. Le flux axial de la machine traverse alors les entrefers consécutifs en ne nécessitant que de très petites portions de circuit magnétique. Une réalisation avec deux stator et un rotor est présenté en figure 3.

La structure à entrefer plan est très utilisée pour les moteurs de véhicules solaires (sun-racers) [Patterson 97].

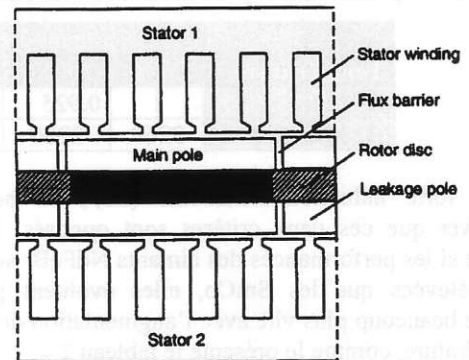


Fig. 3: moteur disque à deux entrefers [Profumo 98]

2 Localisation des aimants dans le rotor

Que ce soit pour une machine à flux axial ou à flux radial, on peut distinguer trois méthodes de placements des aimants dans le rotor : en surface, encastrés ou enterrés. Toutes ces solutions techniques permettent d'obtenir diverses valeurs d'inductance (L_d et L_q) en favorisant plus ou moins

les trajets du flux suivant ces deux axes.

Le rotor à aimants en surface

La machine la plus simple à concevoir, consiste à disposer les aimants à la surface du rotor. La perméabilité des aimants étant pratiquement identique à celle de l'air, les machines ne sont pas saillantes ($L_d \approx L_q$). Compte tenu du grand entrefer magnétique, des charges linéiques d'entrefer élevées sont nécessaires pour pouvoir contrôler le flux dans la machine. Ceci ne semble pas être un problème compte tenu du système de refroidissement efficace des machines.

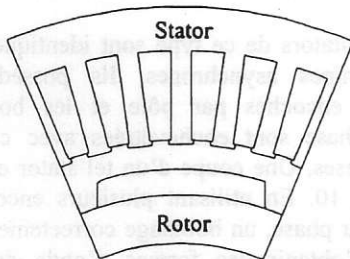


Figure 4 : rotor à aimants en surface [Lutz 96]

Les aimants peuvent être collés à la surface du rotor (fig. 4). Cependant, pour maintenir ces derniers à haute vitesse, on utilise généralement une frette. Des travaux sont en cours chez les fabricants d'aimants en vue d'obtenir directement un anneau d'aimant homogène. Un tel aimant permettrait d'éviter l'utilisation d'une frette. R.L. Hodkinson précise qu'un tel tube peut être utilisé à haute vitesse (13500 tr/mn).

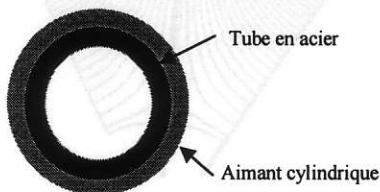


Figure 5 : rotor à aimant cylindrique en surface [Hodkinson 97]

Une autre solution consiste à utiliser un rotor externe. L'épaisseur de la frette, si elle est nécessaire, est alors réduite [Lutz 96] car la culasse magnétique supporte une partie des efforts.

Le rotor à aimants encastrés (Inset PM rotor)

Comme précédemment, les aimants sont placés à la surface du rotor. Ils sont cependant séparés par une partie ferromagnétique qui les fait apparaître comme étant encastrés dans le rotor. La réactance synchrone de l'axe q est dans ce cas supérieure à celle de l'axe d. Cette configuration avec aimants insérés possède de meilleures

performances en terme de couple et de défluxage que les aimants montés en surface grâce à l'utilisation du couple réluctant [Lindström 96].

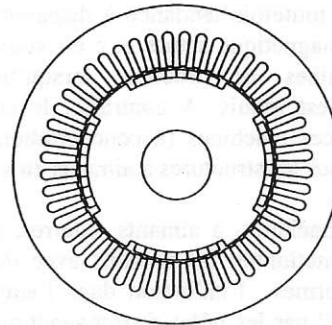


Fig. 6 : rotor à aimants encastrés [Lindström 96]

Pour une performance en couple identique et sachant qu'un couple réluctant existe, le besoin en flux créé par les aimants est moins important. Si l'épaisseur des aimants est réduite, alors X_d est accrue et le défluxage est facilité car le courant i_d nécessaire est plus faible. Ces aspects positifs sont malheureusement à tempérer : du fait d'une réactance X_q plus grande, le circuit magnétique sature beaucoup plus vite ce qui réduit les avantages.

Le rotor à aimants enterrés et pièces polaires (Interior PM rotor)

Dans ce type de structure, les aimants sont localisés à l'intérieur même du rotor. Chaque pôle de ce dernier est constitué d'une partie ferromagnétique excitée par les aimants. Cette configuration permet d'avoir une liberté supplémentaire par rapport aux aimants en surface, à savoir pouvoir ajuster la largeur des aimants, indépendamment de la longueur du pas polaire. Lorsque la somme des largeurs des aimants qui excitent un pôle est supérieure à celle du pôle, nous obtenons une structure à concentration de flux. Une telle machine est présentée en figure 7.

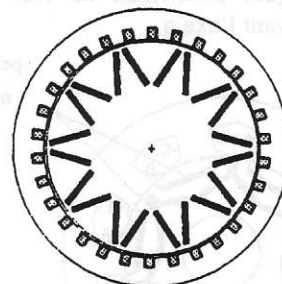


Figure 7 : rotor à aimants enterrés et concentration de flux [Pyrhönen 98]

L'induction dans l'entrefer peut alors être supérieure à celle qui existe dans les aimants. Ces structures présentent une forte anisotropie rotorique

($L_q \gg L_d$), car le flux dans l'axe en quadrature passe au travers des pièces polaires sans traverser les aimants. On peut donc utiliser l'effet de réluctance pour diminuer la masse d'aimants utilisée. Ce bénéfice a toutefois tendance à disparaître lorsque le circuit magnétique sature et c'est souvent le cas des machines de traction lorsqu'un couple maximum est requis. A contrario, le contrôle du flux dans ces machines (à concentration) est plus aisé que pour les structures à aimants en surface.

Ces machines, à aimants enterrés, permettent de faire fonctionner les aimants avec des champs quasi uniformes ; l'induction dans l'entrefer étant "moyennée" par les pôles ferromagnétiques [Merle 93, Teixeira 94]. On peut donc ainsi utiliser la totalité du volume d'aimant jusqu'à sa limite de désaimantation. Certaines machines utilisent ce type de structure sans chercher à concentrer le flux. C'est le cas des machines dessinées en figures 8 et 1. On peut aussi trouver l'équivalent en structure à entrefer axial (voir figure 3).

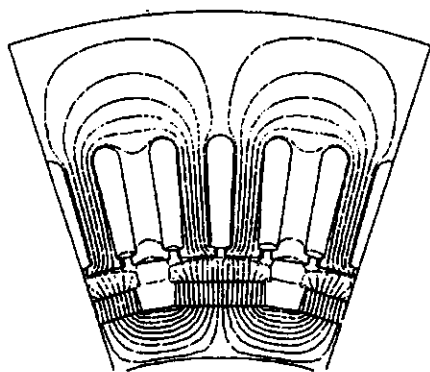


Figure 8 : aimants enterrés avec pièces polaires [Pyrhönen 98]

Le rotor à aimants enterrés, multi-couches

La configuration de la figure 9 permet d'obtenir des moteurs à forte saillance ($L_q/L_d > 3$ ou plus) en ménageant entre les aimants des couches ferromagnétiques permettant au flux de circuler librement suivant l'axe q.

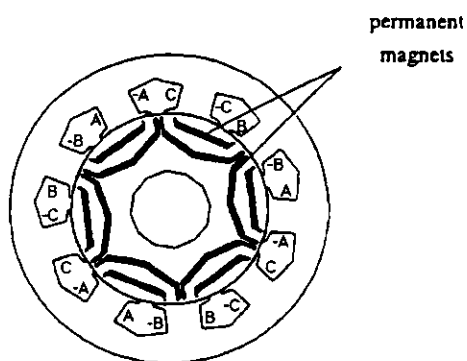


Fig. 9 : rotor à deux couches d'aimants [Honda 97]

Ce type de machine peut être conçu en utilisant des aimants à basse induction rémanente (Ferrite ou NdFeBr lié) car le couple synchrone recherché (dû aux aimants) est plus faible que dans les autres machines. Le complément de couple est fourni par l'effet de saillance. Il faut toujours cependant, garder à l'esprit que cette machine ne fonctionne bien que si les matériaux magnétiques du rotor (et du stator) ne sont pas saturés, et cela est difficile à éviter pour des machines à forte contrainte massique ou volumique.

3 Structures des stators

Les bobinages classiques (répartis)

Les stators de ce type sont identiques à ceux des machines asynchrones. Ils possèdent tous plusieurs encoches par pôle et les bobines de chaque phase sont enchevêtrées avec celles des autres phases. Une coupe d'un tel stator est visible en figure 10. En utilisant plusieurs encoches par pôle et par phase, un bobinage correctement réparti permet d'obtenir des formes d'onde de tension parfaitement sinusoïdales.

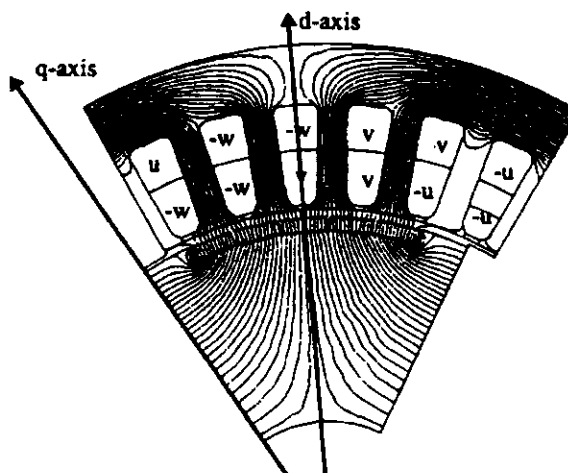


Figure 10 : distribution des conducteurs des phases u, v et w sous un pôle [Pahner 98]

Si on veut simplifier la réalisation ou si l'espace au stator n'est pas suffisant pour placer autant d'encoches, on peut se contenter d'une seule encoche par pôle et par phase (fig. 11). Les formes d'ondes ne sont plus aussi parfaites que dans les cas précédents et des couples pulsants peuvent apparaître.

Les bobinages par plot

Pour des machines à vitesse de rotation moyenne, on peut être tenté d'augmenter le nombre de pôles pour réduire par exemple l'encombrement des culasses et des têtes de bobines ; mettre alors

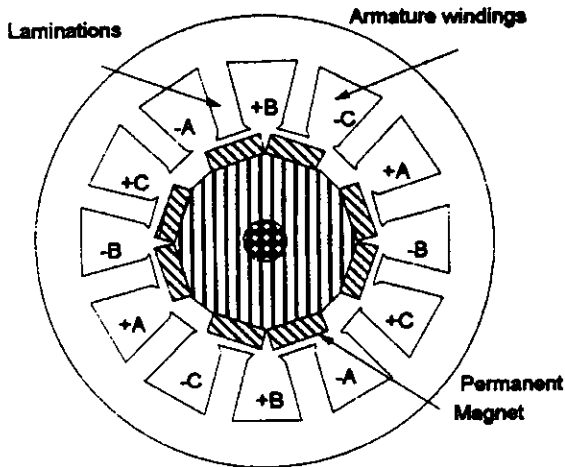


Figure 11 : stator avec une seule encoche par pôle et par phase (A, B ou C) [Zeroug 98]

plusieurs encoches par pôle devient très difficile, voire impossible. Il faut alors recourir à un bobinage par plot, où chaque dent joue le rôle d'un "plot magnétique" [Mecrow 98]; une bobine est alors attribuée à chaque dent. Le chevauchement des bobines de chaque phase est ainsi éliminé, ce qui simplifie grandement la fabrication de l'induit.

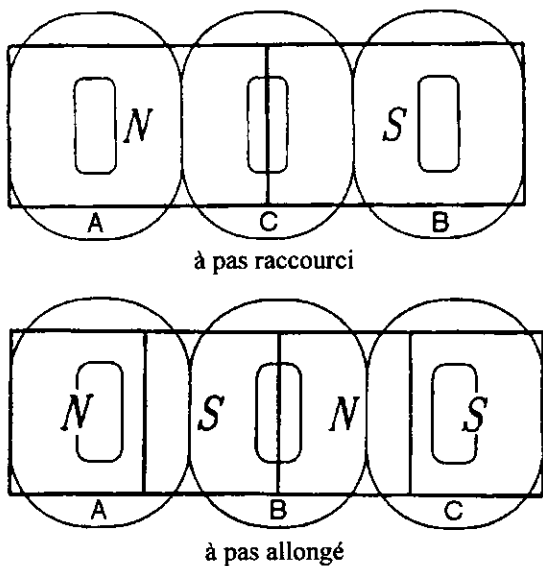


Figure 12 : bobinages par plot [Jufer 98]

La figure 12 présente deux exemples de bobinage par plot. Les trois phases sont devenues adjacentes et sont représentées sur les pôles Nord et Sud du rotor. Le premier dessin correspond à un pas dentaire raccourci (machine 2/3), l'autre à un pas allongé (machine 4/3, 4 pôles, 3 dents). Cette dernière solution simplifie encore plus la construction, mais nécessite un nombre de pôles multiple de 4.

En choisissant bien le nombre de plots par rapport au nombre d'aimants et en les excitant de manière convenable, on crée dans l'entrefer un

harmonique de champ statorique de même polarité que le rotor, ce qui engendre un couple. Ces techniques s'emploient, bien sûr, indifféremment sur des machines à flux radial (figure 9) ou axial.

Les bobinages globalisés

Enfin, il existe un dernier type de bobinage dit globalisé où chaque bobine excite simultanément plusieurs plots (dents) magnétiques [Pirhönen 98, Schoepp 98] (split-pole synchronous machines). Un gain notable sur les ampère-tours statoriques est donc réalisé puisque ceux-ci servent pour plusieurs dents. En contre-partie, les réactances (X_d , X_q) deviennent élevées, ce qui engendre des facteurs de puissance faibles dès que la vitesse augmente. Les machines de ce type sont donc destinées à des applications à vitesse lente, par exemple, l'entraînement direct d'une roue sans utiliser de réducteur.

Structure cylindrique

Un exemple de structure cylindrique à bobinage globalisé est visible en figure 13. Le rotor (externe) comporte une succession d'aimants alternés (40 pôles Nord ou Sud). Cette machine triphasée possède deux bobines par phase, et chaque bobine excite 3 dents.

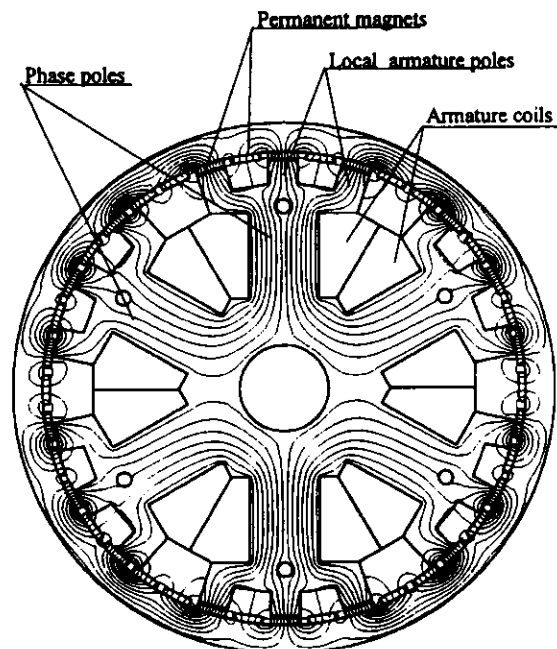


Figure 13 : machine à pôles stator subdivisés [Schoepp 98]

On peut remarquer que cette structure n'utilise au mieux que la moitié du potentiel des aimants pour créer le couple instantané. En effet, plutôt que de voir une succession de pôles N et S, les aimants voient une succession de pôles (dents) N, zéro

(encoche), N... Ce défaut peut être corrigé en plaçant côte à côte deux stators décalés angulairement de la largeur d'un aimant. Les "dents" du stator sont alors munies de becs pour canaliser vers chaque stator les flux d'un aimant sur deux [Schoepp 98].

La machine à flux transversal

Cette machine pousse le principe du bobinage globalisé à ses extrêmes. En effet tous les plots du stator sont excités en même temps par la même bobine. La structure de base est monophasée ; pour réaliser une machine complète il faut donc associer plusieurs modules, généralement trois.

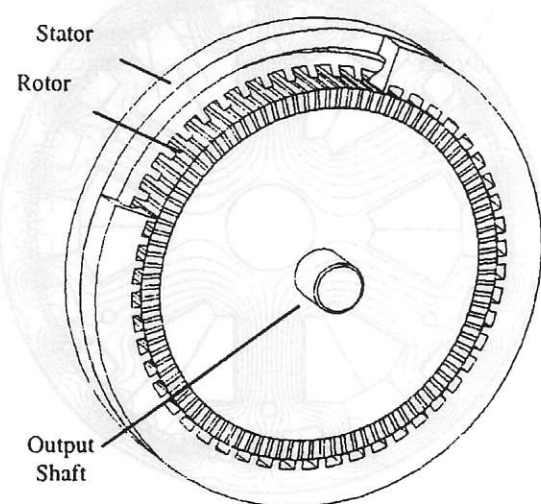
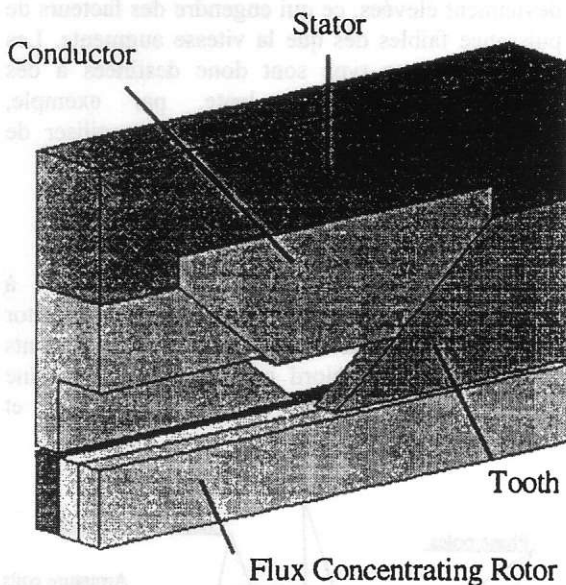


Figure 14 : machine à flux transversal et bobinage globalisé [Maddison 98]

Un exemple de ce type de machine est représenté en figure 14 ci-contre. Le rotor est constitué d'une suite d'aimants permanents placés tangentiellement à la surface du rotor et séparés par

des pièces interpolaires (structure à concentration de flux). Le circuit magnétique extérieur recueille le flux du rotor par l'intermédiaire de griffes en forme de "C". Le bobinage d'une phase est réduit à sa plus simple expression : un anneau circulaire. Dans ces machines, les couples massiques obtenus sont très élevés, mais aussi leur inductance ce qui en retour limite les performances en vitesse.

De nombreuses configurations de circuit magnétique existent pour les machines à flux transverse [Hadjidj 98, Masmoudi 98]. Le point commun entre toutes ces machines est d'avoir un bobinage globalisé et une circulation du flux à la fois radiale et axiale (d'où le nom transverse). Une machine complète est visible en figure 15.

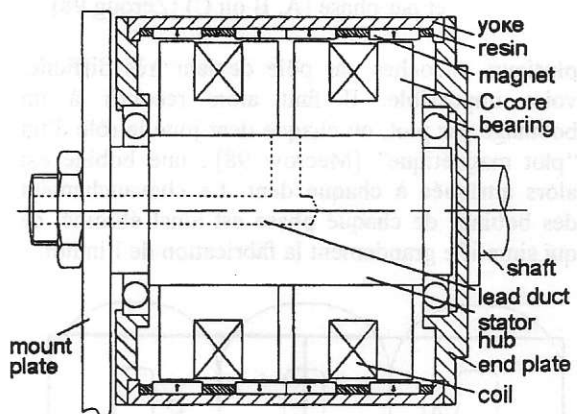


Figure 15 : machine à flux transversal bi-phasée [Harris 98]

4 Perspectives futures

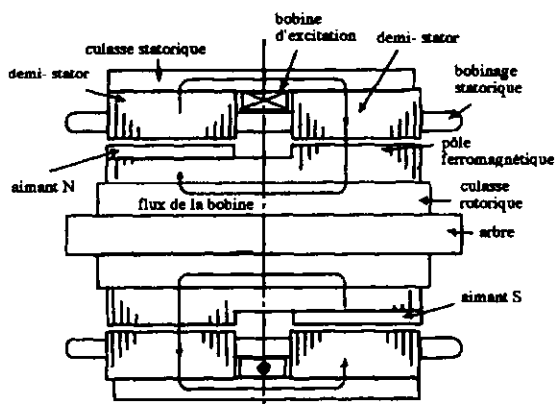
D'autres structures peuvent encore être imaginées, on peut trouver par exemple des machines pour lesquelles le rotor est réalisé par la juxtaposition axiale d'une partie à aimants permanents et sur le reste une structure de moteur à réductance. On peut ainsi dissocier l'emplacement des aimants et le rapport L_d/L_q [Chalmers 98]. Le moteur présenté ci-après est lui aussi relativement original avec la combinaison d'aimants permanents et d'une excitation de type homopolaire.

La machine Meidensha

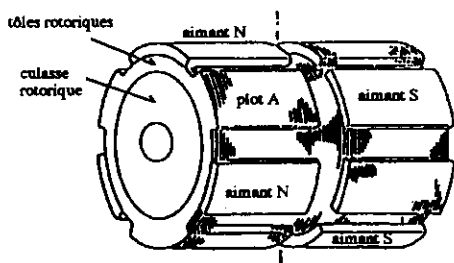
Récemment, lors d'un colloque sur les véhicules électriques (EVS-13), une société japonaise (Meidensha Corp.) a présenté une machine synchrone hybride [Sugii 96]. Le terme d'hybride provient du fait qu'il existe un bobinage d'excitation en plus des aimants. Une coupe axiale et une vue du rotor sont visibles en figure 16. On remarque, sur une partie du rotor, une alternance de pôles Nord et de pôles ferromagnétiques, et sur l'autre, la même chose avec des pôles Sud décalés

par rapport aux pôles Nord. Le stator est conventionnel à ceci près qu'il est séparé en deux et enveloppé d'une culasse extérieure ferromagnétique. Le bobinage d'excitation est placé entre les deux stators. Le flux qu'il génère va donc passer par la culasse extérieure, le centre du rotor et principalement par les plots ferromagnétiques du rotor car leur réluctance est plus faible que celle des aimants. Nous allons donc admettre en première approximation, que le courant d'excitation ne crée une induction qu'au droit de ces plots.

Un conducteur, par exemple placé devant le pôle sud et la pièce polaire "A", va être soumis sur la moitié de sa longueur au flux du pôle sud et sur l'autre moitié à celui du plot "A" dont la polarité dépend du sens du courant d'excitation. Si le flux du pôle A est de même signe, la tension induite globale dans le conducteur augmentera, dans le cas inverse, elle diminuera. Il y a bien un contrôle de la tension induite dans cette machine, mais celui-ci se fait sans diminuer le flux principal dans le circuit magnétique comme dans les autres machines.



coupe axiale de la machine



vue du rotor

Figure 16 : structure de base de la machine hybride Meidensha [Sugii 96]

CONCLUSION

Les machines présentées dans cet article sont toutes utilisées ou proposées pour répondre au cahier des charges de la traction électrique. Les applications sont variées, à commencer par les véhicules

autonomes industriels (par ex. les chariots filoguidés) mais surtout les véhicules avec conducteurs comme la bicyclette assistée, le scooter, le chariot manipulateur, la voiture particulière et le véhicule utilitaire.

Nous avons vu que les machines synchrones offrent une multitude de réponses technologiques avec des structures classiques se rapprochant des machines traditionnelles mais aussi des structures magnétiques plus complexes mais dont la production en grande série pourrait être facilitée (par ex. les bobinages globalisés). La progression des ventes de véhicules électriques ou de véhicules hybrides devrait permettre à toutes ces structures de moteurs de rentrer véritablement en concurrence [Yonnet 97]. La progression des ventes des aimants permanents qui en découlerait pourrait entraîner une baisse de leur prix et par conséquent augmenter d'autant la viabilité économique de ces structures.

Les progrès récents dans les domaines des matériaux ferromagnétiques et des aimants permanents permettent de concevoir de nouvelles machines où l'on privilégie les performances sans être contraint par les formes géométriques simples des tôles ou des aimants "en tuile". En particulier, les matériaux en poudre et les aimants liés permettent de concevoir des pièces moulées [Cros 98] avec des trajets de flux utilisant les trois dimensions de la machine : ce sont les machines à flux transverse qui finissent notre classification.

Enfin, nous avons vu que des combinaisons entre les différents types de structure peuvent apporter certains avantages et sont encore loin d'être toutes explorées. On peut donc encore s'attendre à voir apparaître de nouvelles machines à aimants au cours des années à venir.

BIBLIOGRAPHIE

1 Références

[Bianchi 98] "Comparison of different synchronous motor drives for flux weakening applications", N. Bianchi, S. Bolognani, B.J. Chalmers, p. 946-51, Vol. II, IECM, Istanbul, septembre 1998.

[Chalmers 98] "Design and field-weakening performance of permanent-magnet/reluctance motor with two-part rotor", B.J. Chalmers, R. Akmesse, L. Musaba, p. 133-39, Vol. 145, N°2, IEE Proc.-Electr. Power Appl., mars 98.

[Cros 98] "Design of PM brushless motors using iron-resin composites for automotive applications", J. Cros, P. Viarouge, C. Gélinas, p. 5 à 11, IEEE-IAS, St Louis, Missouri, octobre 1998.

[Eriksson 93] "Drive systems with permanent magnet synchronous", S. Eriksson, p. 1 à 21, Document Asea Brown Boveri (ABB), 1993.

[Fratta 87] "Design criteria of an IPM machine suitable for field-weakened operation", A. Fratta, A. Vagati, F. Villata, p. 1059-65, IAS, Atlanta, Géorgie, octobre 1987.

[Gordon 98] "Segmental construction of large modular permanent-magnet machines", P. Gordon, E. Spooner, p. 1271-76, Vol. I, ICEM, Istanbul, septembre 1998.

[Hadjidj 98] "Optimization of a transverse vernier individual hybrid reluctance motor for an electrical wheel", D. Hadjidj, A. Miraoui, J.M. Kauffmann, p. 1768-73, Vol. III, ICEM, Istanbul, septembre 1998.

[Harris 98] "Comparison of flux-concentrated and surface-magnet configurations of the VRPM (transverse-flux) machine", M.R. Harris, G.H. Pajooman, S.M. Abu Sharkh, p. 1119-22, Vol. II, ICEM, Istanbul, sept. 1998.

[Hodkinson 97] "Towards 4 Dollars per kilowatt", R.L. Hodkinson, Session 3B, EVS 14, 1997.

[Honda 97] "Motor design considerations and test results of an interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles", H. Honda, T. Nakamura, T. Higaki, Y. Takeda, p. 75 à 82, Vol. I, IAS 1997.

[Jahns 87] "Flux weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor", T.M. Jahns, p. 681-89, Vol IA-23, NO. 4, IEEE Transactions on Industry Applications July/August 1987.

[Jufer 98] "Slotted and slotless BLDC motor comparison", M. Jufer, M. Kudelski, p. 1161-65, Vol. II, ICEM, Istanbul, septembre 1998.

[Leprince] "Aimants permanents. Matériaux et applications", F. Leprince-Ringuet, Tech. de l'Ingé., D 187.

[Lindström 96] "Design of high-efficiency electrical motors for a hybrid electric vehicle", J. Lindström, J. Hellsing, J. Luomi, Vol II, p. 64-69, EVS 13, 1996.

[Lutz 96] "Motor/generator design considerations for flywheel applications", J.F. Lutz, Vol. II, p. 183-89, EVS 13, 1996.

[Maddison 98] "Claw pole geometries for high performance transverse flux machines", C.P. Maddison, B.C. Mecrow, A.G. Jack, p. 340-45, Vol. I, ICEM, Istanbul, septembre 1998.

[Masmoudi 98] "TFPM concept based hybrid bus electric propulsion machinery: pre-prototyping design assessment of two major topologies", A. Masmoudi, A. Elantably, p. 1150-55, Vol. II, ICEM, Istanbul, sept. 98.

[Mecrow 98] "Permanent Magnet Machines with Soft Magnetic Composite Stators", B.C. Mecrow, A.G. Jack, S.A. Evans, p. 346-51, Vol. I, ICEM, Istanbul, sept. 1998.

[Merle 93] "Utilisation des aimants Néodyme-Fer-Bore dans les machines électriques", R. Merle, Thèse de Docteur de l'I.N.P. de Grenoble (France), 1993.

[Miura 96] "Development of motor for electric vehicles", T.Miura, Y. Kawabata, E. Yamada From TOYOTA Motor Corp. (Japan), Vol II p 57-63, EVS 13, 1996.

[Murakami 96] "Optimum design of an interior permanent magnet motor for electric vehicles", H. Murakami, Nishiyama, Kawano, Honda, Kondo, Higaki, p. 135-41, Vol. I, EVS-13, Osaka, octobre 1996.

[Pahner 98] Comparison of two methods to determine the d/q-axis lumped parameters of permanent magnet machines with respect to numerical optimisation",

U. Pahner, S. Van Heute, R. Belmans, K. Hameyer, p. 352-57, Vol. I, ICEM, Istanbul, septembre 1998.

[Patterson 97] "High efficiency permanent magnet drive systems for electric vehicles", D.J. Patterson, p. 391-96, Vol. II, IECON, 1997.

[Profumo 98] "Design and realisation of a novel axial flux interior PM synchronous motor for wheel-motors applications", F. Profumo, A. Tenconi, Z. Zhang, A. Cava-gnino, p. 1791-1796, Vol. III, ICEM, Istanbul, sept. 1998.

[Pyrhönen 98] "Desirable properties of a PM-motor from the viewpoint of the control", J. Pyrhönen, J. Luukko, M. Seppä, M. Hirvonen, O. Pyrhönen, p. 1219-24, Vol. II, ICEM, Istanbul, sept. 1998.

[Riezenman 92] "Electric vehicles", J. Riezenman, p. 18 à 24 et 93 à 101, IEEE Spectrum, Novembre 1992.

[Schoepp 98] "Low-speed split-poles synchronous generator for wind-plant application", K. Schoepp, P. Zielinski, p. 1699-704, Vol. III, ICEM, Istanbul, sept. 1998.

[Sugii 96] "Applicability of various motors to electric vehicles" Y. Sugii, M. Yada, S. Koga From Tepco T. Ashikaga, Vol I p 757-64, EVS 13, 1996.

[Teixeira 94] "Etude des machines synchrones à aimants permanents fonctionnant en réduction de flux", J.C. Teixeira, Thèse de Docteur de l'I.N.P. de Grenoble, 1994.

[Xu 95] "A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation", L.Xu, L.Ye, L. Zhen, A. El-Antably, p 373-378, Vol 31, NO. 2, IEEE Transactions on Industry Applications March/April 95.

[Yamakoshi 92] "Easily assembled small size electric vehicles DC brushless motor", I. Yamakoshi, K. Endo, T. Shimoda, p. 1 à 11, paper n° 8.07, Florence, 1992.

[Yonnet 97] "L'évolution technique des véhicules électriques dans le monde", J.P. Yonnet, C. Chillet, J.Y. Voyant, p. 1-13, Les entretiens de la technologie, Lille, mars 1997.

[Zeroug 98] "Modelling and analysis of a brushless DC motor drive", H. Zeroug, B. Boukais, H. Sahraoui, p. 1255-60, Vol. II, ICEM, Istanbul, septembre 1998.

2 Adresses Internet

Fabriquants de moteurs à aimants :

Auxilec :

<http://www.gifas.asso.fr/Entreprises/e-22.htm>

Aisin AW :

<http://www.aisin-aw.co.jp/eng/frameset.html>

L.M.T. Corp. (Moteurs disques) :

<http://www.katech.com>

Unique Mobility : <http://www.uqm.com>

Fabriquants d'aimants permanents :

http://www.widia.de/html/home_e.html

<http://www.vacuumschmelze.de/index1.htm>

<http://www.carbonelorraine.com/french/produits/ugimag/panug.htm>

APPROCHE GLOBALE DE LA COMMANDE DYNAMIQUE DE MACHINES ELECTRIQUES

Alain Bouscayrol^{1,2}, Thierry Communal²

¹L2EP Lille & ²UFR d'IEEA de l'USTL

USTL, Bât. P2, Cité Scientifique, 59 651 Villeneuve d'Ascq cedex

Alain.Bouscayrol@univ-lille1.fr, Thierry.Communal@univ-lille1.fr, <http://www.univ-lille1.fr/l2ep/>

Résumé

La commande de machines électriques classiques est abordée sous une approche modulaire. Ce découpage permet en effet de mettre en évidence les différences et similitudes des commandes les plus courantes des machines classiques. Cet article présente une version étendue de la communication au congrès CETSIS'97 [BOU-97].

I. Introduction

L'utilisation des machines électriques est en pleine expansion grâce aux performances qu'elles offrent. Cette évolution est liée aux progrès réalisés dans de nombreux domaines. Les matériaux ont donné naissance à des composants de plus en plus performants (aimants permanents, semi-conducteurs de puissance, circuits intégrés...). Ces composants ont à leur tour permis de créer des ensembles convertisseur-machine de plus en plus évolués (précision et rapidité de fonctionnement via les convertisseurs et les calculateurs de la dernière génération).

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent des machines électriques pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissance sont très variées (mW au MW) et les applications sont très diverses (électroménager, robotique, traction...).

Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande de machines électriques est devenue un élément important dans les formations EEA de maîtrise et d'école d'ingénieur.

L'étude de la commande des ensembles convertisseur-machine est une discipline transversale, et demande des connaissances de base en Electrotechnique, Electronique de Puissance et Automatique. Cette discipline pose de ce fait des problèmes d'adaptation aux étudiants de génie électrique. D'autre part, les commandes des machines à courant continu, synchrones et asynchrones sont

souvent enseignées de manière séparée, ce qui entraîne des confusions. Il semble donc nécessaire d'avoir une approche systématique des structures de commande des grandes catégories de machines électriques. Cette synthèse doit faire ressortir les principes de la commande de machines électriques avant de présenter la complexité des algorithmes les plus récents (contrôle vectoriel...).

Dans cette communication, les termes employés sont tout d'abord clairement définis, car il s'avère que le vocabulaire reste un écueil délicat pour les étudiants. Un modèle généralisé est ensuite présenté afin de mettre en évidence les similitudes et les différences entre ces commandes. Ensuite, la particularité de la commande de chacun des trois types de machines classiques est explicitée à l'aide de cas concrets. Cette partie se limite à la commande des machines courantes en régime dynamique ("contrôles vectoriels" notamment).

I.1. Prérequis et vocabulaire utilisé

L'enseignant en EEA se trouve souvent confronté à une incompréhension de l'étudiant, due à une mauvaise maîtrise du vocabulaire spécifique. Les termes génériques employés sont donc définis pour une meilleure clarté. Malheureusement, les notions présentées dans cette partie ne correspondent pas toujours à des définitions unanimes. Dans ces cas délicats, les choix ont été effectués sur des critères étymologiques et devraient permettre une meilleure lisibilité des paragraphes suivants.

Nous utiliserons le terme "commande" pour désigner l'action appliquée pour faire évoluer un processus. Commander ou donner un ordre ne sous-entend pas d'être sûr qu'il a effectivement été exécuté. D'autre part, la notion de "contrôle" sera utilisée dans le cas d'une commande avec prise en compte de l'évolution des grandeurs à maîtriser (commande en boucle fermée). Contrôler implique en revanche une prise en compte du résultat. On peut remarquer que la notion de "commande" est plus générique et peut s'appliquer aussi bien à une boucle fermée qu'à une boucle ouverte [NUS-86].

Plusieurs types de contrôle peuvent être utilisés. La "régulation" correspond au rejet d'une perturbation d'un

poursuite) est un suivi de consigne variable en considérant généralement les perturbations comme négligeables dans la synthèse. Même si le contrôle d'un processus aspire souvent à ces deux aspects, l'un est souvent prépondérant [GIL-85]. De manière générale, le terme "correcteur" sera utilisé au lieu de "régulateur", car il est plus général et ne sous-tend pas seulement l'aspect "régulation".

On peut noter de surcroît l'utilisation de techniques de rejet de perturbations en complément de l'action des correcteurs : compensation d'une perturbation de type additive, linéarisation dynamique d'une perturbation de type multiplicatif [HAU-97]. Des exemples sont donnés dans les paragraphes suivants.

Les techniques de contrôle "vectoriel" de machine à courant alternatif sont liées à la maîtrise du vecteur flux (amplitude et position instantanée) et correspondent de ce fait à un contrôle tant des régimes permanents que transitoires [LEO-85], [DAV-88]. Ils ont avantageusement remplacé les contrôles dit "scalaires" basés sur la maîtrise de la seule amplitude du flux. Ces derniers sont principalement performants en régime permanent (exemple : la loi V/f) [BOS-86].

Afin de simplifier les structures de commande étudiées, les divers correcteurs seront symbolisés par la majuscule C indicée de la valeur à régler. De même les divers gains constants intervenant seront symbolisés par la majuscule G .

De plus, les modélisations présentées sont établies en utilisant la transformation de Laplace. Toujours dans le but simplifier les équations, la différence entre les variables réelles et leurs transformées de Laplace ne sera pas faite (elle est sous-jacente).

1.2. Schéma de principe global

Le schéma global de la commande d'une machine électrique peut se décomposer en deux parties, selon une représentation classique, l'axe de puissance et l'axe de commande (FIG.1). Le premier caractérise les différents transferts de flux d'énergie, tandis que le

second n'implique que le transfert de flux d'information [CAR-95]. L'approche de modélisation par graphe informationnel causal [HAU-96] semble particulièrement intéressante pour la mise en évidence des grandeurs influentes et influencées. Le graphe de commande du processus ainsi modélisé se déduit naturellement par des règles d'inversion spécifiques à la nature des relations entre les diverses variables. Même si nous n'utilisons pas cette approche, nous la recommandons vivement au lecteur, car elle systématise l'approche de la commande.

1.2.1. Description de l'axe de puissance

L'axe de puissance utilise un convertisseur statique pour transformer une énergie électrique brute en énergie électrique variable et adaptée à la charge.

Associée à une alimentation variable, la machine électrique produit sur son arbre un couple utile variable, lié au couple électromagnétique. La manière d'obtenir ce dernier, à partir d'une alimentation électrique donnée, dépend du type de machine utilisée.

Enfin, le mouvement est transmis à la charge mécanique qui va alors subir une rotation dont l'amplitude et/ou la vitesse dépendent de la nature de cette charge. On obtient ainsi des grandeurs mécaniques variables. En fait la charge considérée est composée de la charge réelle et de la partie mécanique du rotor de la machine, qui a sa propre inertie [BUH-97]. Mais la modélisation de ce module « Charge Mécanique » est indépendante du type de machine utilisée.

Il faut en outre noter que les divers modules sont aussi reliés par des variables de couplage (ou de réaction).

En effet, la machine qui alimente le convertisseur par une variable électrique d'entrée (la tension par exemple) produit en retour une variable électrique de sortie qui se répercute sur le convertisseur (le courant, dans cet exemple). Cette variable de couplage peut influencer le comportement du convertisseur (conduction discontinue dépendant du niveau du

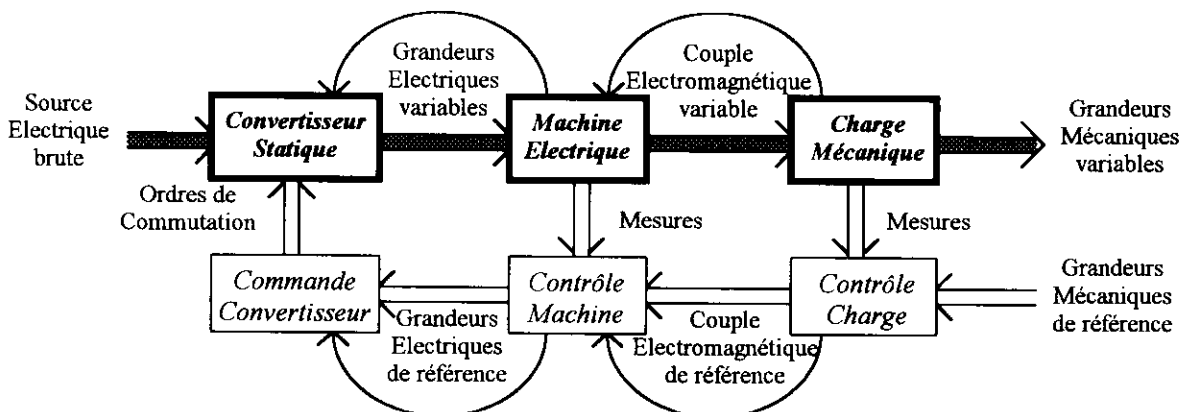


FIG.1 - Schéma de principe de la commande de machine électrique

courant, par exemple).

De même, la charge mise en mouvement par la machine va générer une vitesse. Ce terme assure un couplage électromécanique qui influence le comportement de la machine (la force électromotrice fonction de la vitesse, par exemple, dans le cas de la machine à courant continu).

La séparation entre les grandeurs électromécaniques (liées à la machine) et les grandeurs mécaniques (propres à la charge) est à bien préciser car elle est souvent peu perçue par les étudiants. De ce fait, une confusion s'opère dans leur vision entre causes et effets des divers phénomènes mis en jeu. Le développement d'une structure de commande est alors fort compromis.

1.2.2. Dédution de l'axe de commande

L'axe de commande se déduit naturellement de l'axe de puissance, par un cheminement inverse (inversion du modèle, [HAU-97]).

Le but étant d'obtenir des grandeurs mécaniques déterminées, le module "Contrôle Charge" doit définir le couple de référence (à fournir par la machine) pour obtenir la variable mécanique de référence, connaissant sa valeur réelle via une mesure.

De même le module "Contrôle Machine" doit déterminer les variables électriques de référence (à fournir par l'alimentation) pour obtenir ce couple de référence, connaissant sa valeur réelle (ou une estimation).

Enfin le module "Commande Convertisseur" doit définir les ordres de commutation des interrupteurs composant le convertisseur, en fonction des variables électriques de référence.

Il est à noter que les termes de couplage entre les différents modules de puissance devront être retrouvés dans l'axe de commande. Ces perturbations dues aux réactions de modules avais, peuvent être rejetées par des techniques de compensation ou de linéarisation dynamique.

Cette organisation modulaire est tout à fait générale pour les machines électriques classiques. Le module "Contrôle Charge" peut ainsi être identique aux trois grands types de machines. Même si le choix du convertisseur statique est fonction de la machine utilisée, le module "Commande Convertisseur" est spécifique au convertisseur choisi. Le module "Contrôle Machine" est quant à lui caractéristique de la machine d'étude.

1.3. Module "Contrôle Charge"

Le module "Contrôle Charge" le plus général est défini dans le cas de la maîtrise de la position de l'arbre de la machine. Le modèle de la charge est fonction de la position mécanique Θ_m , de la vitesse mécanique Ω_m ,

du couple C_{em} , et des caractéristiques de la charge (frottement visqueux f , moment d'inertie J et couple résistant C_r , pour reprendre un exemple courant). Les termes non linéaires (couple sec...) ne sont pas pris en compte dans cette présentation.

$$\begin{cases} \Theta_m = \frac{1}{p} \Omega_m \\ \Omega_m = \frac{1}{J} F_{\Omega}(p) (C_{em} - C_r) \end{cases} \quad F_{\Omega}(p) = \frac{1/f}{1 + \frac{J}{f} p}$$

La structure de contrôle se déduit directement de ces deux relations en utilisant des correcteurs (voir § III pour les conventions utilisées) et en considérant le couple résistant accessible (perturbation compensée) (FIG.2) :

$$\begin{cases} \Omega_{ref} = C_{\Theta}(p) [\Theta_{ref} - \Theta_{mes}] \\ (C_{em})_{ref} = C_{\Omega}(p) [\Omega_{ref} - \Omega_{mes}] + (C_r)_{est} \end{cases}$$

Les relations de correction sont alors de type asservissement car la perturbation (couple résistant) est prise en compte par la structure de contrôle.

Dans le cas fréquent où le couple résistant n'est pas estimé, le correcteur de vitesse doit avoir une fonction de régulation afin de rejeter la perturbation non compensée.

Les structures de commande pour maîtriser la vitesse ou le couple se déduisent naturellement de cette première structure liée à la position, par suppression des correcteurs correspondants. On peut noter que leurs synthèses se feront alors de manière différente.

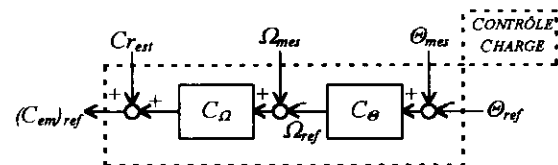


FIG. 2 - Module de "Contrôle Charge"

1.4. Module "Contrôle Machine"

Ce module doit définir les variables électriques de référence à partir du couple de référence et de sa mesure (ou son estimation). Mais la maîtrise d'une grandeur supplémentaire de la machine, le flux, est nécessaire. En général, on choisit de le maintenir à sa valeur nominale afin d'assurer un modèle linéaire et un fonctionnement optimum. La modélisation de la machine devra donc exprimer le flux et le couple en fonction de ses variables d'entrée.

On peut noter que le couple électromagnétique et le flux n'étant pas directement mesurables, des courants équivalents sont souvent utilisés et asservis. On retrouve de ce fait plutôt des mesures de courant à la place de mesures ou d'estimation de couple et de flux. Mais ces substitutions, implicites pour les spécialistes, ne doivent pas masquer aux étudiants, les objectifs d'asservissement du couple et du flux. Même si les

schémas blocs classiques ne les font pas apparaître, il est sans doute judicieux de faire ressortir ces deux variables dans un descriptif didactique.

1.5. Module "Commande Convertisseur"

Le module "Commande Convertisseur" doit générer les ordres de commutations des interrupteurs. Il n'est pas abordé dans cet article car de nombreuses techniques sont utilisées [LAB-98]. Le terme commande, employé dans ce cas, correspond à la démarche où une boucle fermée n'est pas utilisée (la modulation par largeur d'impulsion naturelle, par exemple, ne fait que traduire une référence de tension en ordres de commutation, sans utiliser de correcteur ni de mesure de tension : on est alors en boucle ouverte qui réalise la conversion amplitude temps). On peut noter cependant que cela n'est pas une règle générale. Par exemple la technique appelée "fourchette de courant" permet de définir les ordres de commutation à l'aide d'un correcteur non linéaire à hystérésis qui compare le courant réel à un courant de référence.

II. Exemples de "Contrôle Machine"

Ce paragraphe se limite à l'étude de modules "Contrôle Machine" dans le cas des machines électriques les plus courantes : machines à courant continu, synchrone et asynchrone. Un bilan des ces trois exemples permet de mettre en évidence les sous-modules incontournables en commande de machine.

Les exemples choisis sont restreints à des systèmes dont l'alimentation est de type tension. En effet, les enroulements d'alimentation de ces machines leur confèrent un comportement de type "source" de courant. Elles doivent donc être reliées à des "sources de tension" pour respecter les règles de connexion de l'électronique de puissance [FOCH-89]. On peut noter par exemple que l'alimentation d'une machine asynchrone par un commutateur de courant nécessite des condensateurs comme sources de tension intermédiaires (respect des causalités) [DEG-97].

L'inversion des relations dépendant du temps (fonctions de transfert du premier ordre notamment) est réalisée par l'intermédiaire d'un correcteur selon le principe des causalités [HAU-96].

II.1. Exemple de "Contrôle Machine" pour la machine à courant continu

L'exemple porte sur une machine à courant continu à excitation séparée, alimentée par un hacheur. La modélisation de ce système permet d'exprimer le couple C_{em} et le flux Φ en fonction des grandeurs d'entrée, la tension d'excitation u_e et la tension d'induit U , par l'intermédiaire du courant d'induit I , grandeur interne (et de couplage machine-convertisseur) et du courant d'excitation i_e . Les relations établies s'appuient sur le schéma électrique équivalent de l'induit avec

l'hypothèse d'un fonctionnement linéaire sans saturation (R , L et E force électromotrice) [LOU-88] :

$$\begin{cases} \Phi = k_1 i_e \\ C_{em} = k_2 \Phi I \\ I = F(p)(U - E) \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} F(p) = \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R}p} \\ E = k_2 \Phi \Omega_m \end{cases}$$

Par inversion du modèle de la machine la structure du module "Contrôle Machine" est obtenue (FIG.3) :

$$\begin{cases} (i_e)_{ref} = G_1 \Phi_{ref} \\ I_{ref} = G_2 (C_{em})_{ref} \\ U_{ref} = C_1(p)(I_{ref} - I_{mes}) + E \end{cases} \quad \begin{cases} G_1 = 1/k_1 \\ G_2 = 1/(k_2 \Phi) \end{cases}$$

La structure de commande fait apparaître des contrôles séparés du couple et du flux, variables de surcroît continues. Le module "Modèle", que l'on retrouvera dans les autres structures, permet de déterminer le terme de compensation. De plus, on peut noter que le couplage électromécanique est bien pris en compte par l'intermédiaire de la vitesse dans le modèle.

On peut noter qu'en règle générale le contrôle du courant d'excitation n'apparaît pas. Mais, cette représentation de l'axe lié au flux va permettre une meilleure analogie avec les commandes des machines à courant alternatif.

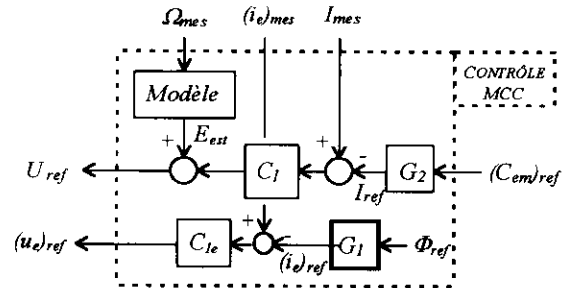


FIG. 3 - Module "Contrôle Machine Courant Continu"

II.2. Exemple de "Contrôle machine" pour la machine synchrone

L'exemple porte sur une machine synchrone à pôles lisses alimentée par un onduleur de tension. Pour assurer un contrôle aisé de la machine en régime dynamique, un changement de repère est effectué à l'aide de la transformation de Park. Le repère diphasé équivalent utilisé (d, q) est celui qui est associé à la position du rotor, θ . Cette transformation permet de retrouver des variables continues et d'obtenir une structure de commande proche de celle de la machine à courant continu. La modélisation de la machine synchrone dans le repère (d, q) utilise le flux Φ_e , le flux créé par le rotor et exprimé sur l'axe d [BER-86] [GRE-97] (avec l'hypothèse de non-saturation) :

$$\begin{cases} C_{em} = k_1 \Phi_e I_{sq} \\ \Phi_e = k_2 i_e \end{cases} \quad \begin{cases} I_{sd} = F_I(p) (V_{sd} - E_{sd}) \\ I_{sq} = F_I(p) (V_{sq} - E_{sq}) \end{cases}$$

$$\text{avec } F_I(p) = \frac{K_I}{1 + \tau_I p} \quad \begin{cases} K_I = 1/R_S \\ \tau_I = T_S = L_S/R_S \end{cases}$$

Les termes de couplage E_{sd} et E_{sq} , prennent en compte le couplage électromécanique (réaction de la charge) par la composante liée à la vitesse et les couplages entre les axes d et q (avec a nombre de paires de pôles) :

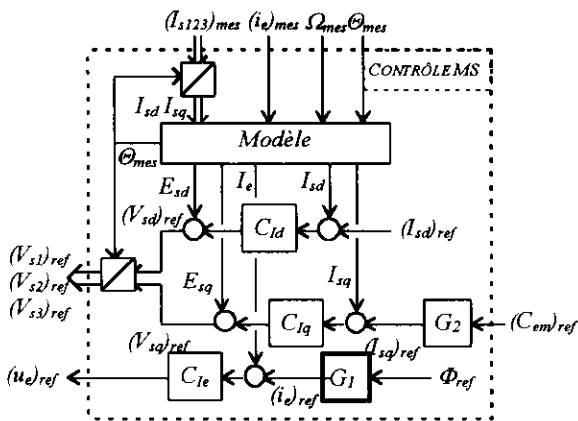
$$\begin{cases} E_{sd} = -a L_S \Omega_m I_{sq} \\ E_{sq} = a L_S \Omega_m I_{sd} + a \Phi_e \Omega_m \end{cases}$$

Comme pour la machine à courant continu, on obtient la structure du bloc de contrôle par inversion du modèle de la machine synchrone (FIG.4) :

$$(i_e)_{ref} = G_1 (\phi_e)_{ref} \quad G_1 = 1/k_1$$

$$\begin{cases} (I_{sq})_{ref} = G_2 (C_{em})_{ref} \\ (V_{sq})_{ref} = C_{Iq}(p) [(I_{sq})_{ref} - (I_{sq})_{mes}] + E_{sq} \end{cases} \quad G_2 = 1/(a\Phi_e)$$

$$(V_{sd})_{ref} = C_{Id}(p) [(I_{sd})_{ref} - (I_{sd})_{mes}] + E_{sd}$$



☑ changement de repère

FIG. 4 - Module "Contrôle Machine Synchrone"

Le module "Contrôle Machine Synchrone" possède en plus des équations précédentes, des changements de repère en tenant compte de l'angle de transformation, la position du rotor qui est mesurée. En effet, seules les grandeurs triphasées sont mesurables, et la commande s'effectue sur les grandeurs du repère diphasé. Le courant I_{sd} de référence est imposé à une valeur nulle la plupart du temps afin d'avoir un rapport couple/courant maximum, mais aussi pour éviter de changer l'état de saturation de la machine.

Le sous-module "Modèle" permet de reconstruire les termes de couplages à l'aide des courants et de la vitesse. Les compensations de ces perturbations sont ensuite effectuées. On peut remarquer la prise en compte du couplage électromécanique par l'intermédiaire de la vitesse et de la position du rotor.

II.3. Exemple de "Contrôle machine" pour la machine asynchrone

Le contrôle présenté est associé à une machine asynchrone à cage d'écurie alimentée par un onduleur de tension. Pour assurer une maîtrise en régime dynamique, le modèle de Park est utilisé. On peut choisir un repère diphasé (d, q) associé au flux rotorique comme repère de travail, ce qui donne la modélisation classique de la méthode du flux orienté [DAV-88] [DeF-90] [CAR-97]:

$$\begin{cases} C_{em} = k_{cem} \Phi_r I_{sq} \\ \Phi_r = F_\phi(p) I_{sd} \end{cases} \quad \begin{cases} I_{sd} = F_I(p) (V_{sd} - E_{sd}) \\ I_{sq} = F_I(p) (V_{sq} - E_{sq}) \end{cases}$$

avec les fonctions de transfert suivantes, issues des caractéristiques de la machine :

$$F_\phi(p) = \frac{K_\phi}{1 + \tau_\phi p} \quad \begin{cases} K_\phi = M_{sr} \\ \tau_\phi = T_r \end{cases}$$

$$F_I(p) = \frac{K_I}{1 + \tau_I p} \quad \begin{cases} K_I = \frac{T_S T_r}{L_S T_r + L_S T_S (1 - \sigma)} \\ \tau_I = \frac{\sigma T_S T_r}{T_r + T_S (1 - \sigma)} \end{cases}$$

Les termes de couplage, E_{sd} et E_{sq} , prennent en compte les interactions entre les deux axes d et q , liées à la variation de l'angle de transformation de repère θ_{ds} , mais aussi le couplage électromécanique via la vitesse.

$$\begin{cases} E_{sd} = -\sigma L_S \frac{d\theta_{ds}}{dt} I_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r \\ E_{sq} = \sigma L_S \frac{d\theta_{ds}}{dt} I_{sd} + a \Omega_m \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \end{cases}$$

La structure de contrôle s'organise, elle aussi, selon deux axes liés au flux et au couple par inversion du modèle (FIG.5) :

$$\begin{cases} (I_{sd})_{ref} = C_\phi(p) [(\Phi_r)_{ref} - (\Phi_r)_{est}] \\ (V_{sd})_{ref} = C_{Id}(p) [(I_{sd})_{ref} - (I_{sd})_{mes}] + E_{sd} \end{cases}$$

$$\begin{cases} (I_{sq})_{ref} = G (C_{em})_{ref} \\ (V_{sq})_{ref} = C_{Iq}(p) [(I_{sq})_{ref} - (I_{sq})_{mes}] + E_{sq} \end{cases} \quad \text{avec } G = 1/k_{cem}$$

Les termes de couplage, E_{sd} et E_{sq} , sont compensés après calcul en ligne dans la partie modèle, liée au repère (dq) . On peut noter de plus les deux changements de repère. Enfin, on retrouve le couplage électromécanique entre la charge et la machine par l'intermédiaire de la vitesse qui est utilisée dans le modèle. Ce dernier comprend en outre une partie estimation qui permet de définir l'amplitude et la position instantanée du flux, Θ_{ds} , nécessaire pour le changement de repère. Mais nous ne la développerons pas.

Cette structure est relativement similaire à celle de la machine à courant continu. Ce type de contrôle vectoriel pour machine asynchrone est le plus courant dans le monde industriel. Il faut cependant noter que d'autres contrôles vectoriels ont été proposés soit en maîtrisant un autre flux, soit en utilisant un autre repère d'étude (voir [VAS-90], [BOU-95], [DEG-97] par exemple). Les structures de commande associées sont assez différentes.

Outre son utilisation courante, ce type de contrôle vectoriel (méthode du flux rotorique orienté) paraît la plus adaptée dans une approche pédagogique.

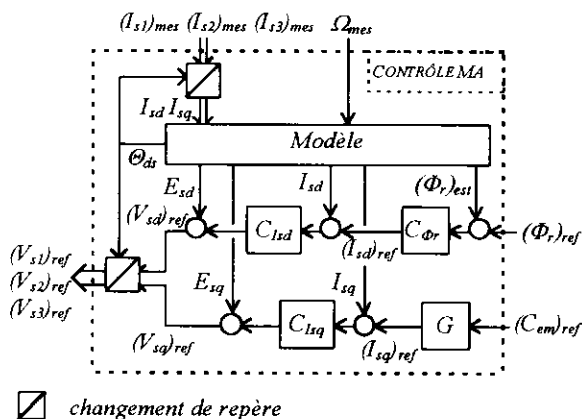


FIG. 5 - Module "Contrôle Machine Asynchrone"

II.4. Bilan sur le module "Contrôle Machine"

L'objectif de ce module vise à définir les tensions de références pour la commande du convertisseur statique grâce à une double maîtrise du couple et d'un flux. De ce fait, on retrouve deux boucles de contrôle, l'une associée au flux, l'autre au couple. Les divers changements de repère pour les machines à courant alternatif visent souvent à trouver un découplage judicieux entre ces deux boucles. On peut noter qu'un découplage efficace est obtenu lorsque le flux est maintenu à une valeur constante.

En fait ces deux grandeurs sont la plupart du temps assimilées à des courants images par le biais de transformations ou de changements de repère. On peut noter que ces variables équivalentes sont si courantes que de nombreuses structures ne présentent plus le couple et le flux dans leurs algorithmes. Elles sont en

fait sous-jacentes pour les spécialistes. En revanche, il paraît particulièrement judicieux de ne pas faire ces simplifications pour des novices. Les relations entre le couple, le flux et ces courants doivent être explicités, tant dans la modélisation que dans les algorithmes de commande.

On retrouve dans tous les cas, la compensation des termes de couplage. Ils correspondent principalement à deux phénomènes. Le premier reflète le couplage électromécanique par l'intermédiaire de la vitesse. Le second représente les couplages inter-axes dans le cas de machines à courant alternatif. Une reconstruction d'une partie du modèle est ainsi nécessaire afin de déterminer ces termes de compensation pour les boucles de flux et de couple.

III. Conclusion

Le découpage structurel proposé permet de bien définir les similitudes et spécificités des commandes des machines électriques. Le module spécifique "Contrôle Machine" est alors développé à partir d'une modélisation appropriée liant le couple et le flux aux variables électriques d'entrée choisies (dépendant du convertisseur utilisé).

Cette approche modulaire, testée en travaux dirigés et pratiques, semble démystifier cette discipline transversale, car elle s'appuie sur une modélisation "système" synthétique (entrée-sortie). En revanche, la définition des différents modules de commande demande une bonne connaissance du fonctionnement interne de la partie concernée. Cette approche est donc complémentaire à l'approche classique et ne peut la remplacer.

L'utilisation des graphes de causalité devrait permettre de justifier les choix des entrées et sortie de chaque module. L'inversion du modèle que réalise la commande se décrit alors de manière très naturelle.

Nomenclature

- a : nombre de paires de pôles
- C_{em} : couple électromagnétique
- C_r : couple résistant
- (d, q) : repère biphasé tournant
- E_i : termes de couplage
- f : coefficient de frottement visqueux
- $F_i(p)$: fonction de transfert
- I_b, I_i : courants d'alimentation
- J : moment d'inertie
- G_b, k_i : gains ou constantes
- L_i : inductances cycliques (stator et rotor)
- M_i : mutuelles inductances cycliques
- p : opérateur de Laplace
- R_b : résistances d'enroulement (stator, rotor)
- T_i : constantes de temps électriques ($T_i = L_i / R_i$)

V_b, U : tensions d'alimentation
 Φ_i : flux (stator, rotor ou d'excitation)
 θ_{ds} : angle entre l'axe d et l'axe α lié au stator
 θ : position (mécanique) de l'arbre de rotation
 σ : coeff. de dispersion, $\sigma = 1 - (M_{sr}^2 / L_s L_r)$
 Ω_m : vitesse mécanique de rotation en rad/s
 $C_X(p)$: correcteur associé à la variable X
 X_e : variable d'excitation
 X_{est} : valeur estimée de la variable X
 X_{mes} : valeur mesurée de la variable X
 X_{ref} : valeur de référence de la variable X
 X_r : composante rotorique de la variable X
 X_s : composante statorique de la variable X
 X_d, X_q : composantes selon (d, q) de la variable X

Références

- [BER-86] C. Bergmann, "Etude d'une machine synchrone diphasée à aimant permanent : structure et modélisation", Journées électrotechniques du Club EEA, 1986.
- [BOS-86] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1986.
- [BOU-95] A. Bouscayrol, "Structures d'alimentation et stratégies de contrôle pour des systèmes multimachines asynchrones : application à la motorisation d'un robot mobile", Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, n°990, janvier 1995.
- [BOU-97] A. Bouscayrol, T. Communal, "Approche globale de la commande dynamique de machines électriques", CETSIS'97, Orsay, novembre 1997, pp 419-426.
- [BUH-97] H. Bühler, "Réglages de systèmes d'Electronique de Puissance", vol. 1, Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne 1997.
- [CAR-95] J.P. Caron, J.P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Editions Technip, Paris 1995.
- [DAV-88] M. Pietrzak-David, "Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone : contrôle dynamique du flux, commande optimale en position", Thèse de Docteur es-Sciences, LEEI-INP Toulouse 1988.
- [DEG-97] P. Degobert, "Formalisme pour la commande des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques, application à la commande numérique d'un ensemble machine asynchrone - commutateur de courant", thèse de doctorat de l'Université de Lille 1, juin 1997.
- [FOCH-89] H. Foch et autres, "Electronique de Puissance - Principes fondamentaux : éléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques", Techniques de l'ingénieur, traité Génie Electrique, D 3152., pp 1-17, Paris 1989.
- [DeF-90] B. de Fornel, "Contrôle et régulation des machines asynchrones", Techniques de l'ingénieur, traité Génie Electrique, ref. D 3621, pp 6-17, Paris 1990.
- [GIL-85] J.C. Gilles, P. De Caulne, M. Pellegrin, "Dynamique de la commande linéaire" et "Théorie et calcul des asservissements linéaires", Editions Dunod, Paris 1985.
- [GRE-97] G. Grelet, G. Clerc, "Actionneurs électriques : principes, modèles, commande", Editions Eyrolles, Paris, 1997.
- [HAU-96] J. P. Hautier, J. Faucher, "Le graphe informationnel causal", Bulletin de l'Union des Physiciens, vol. 90, juin 1996, pp 167-189.
- [HAU-97] J.P. Hautier, J.P. Caron, "Systèmes automatiques, tome 2 : Commande des processus", Editions Ellipses, Paris, 1997.
- [LAB-98] F. Labrique, H. Buyse, G. Séguier, R. Bausière, "Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance", Volume 5 (Commande et comportement dynamique). Editions Lavoisier, Techniques et Documentation. Paris, 1998.
- [LEO-85] W. Leonard, "Control of electrical drives", Editions Springer-Verlag, 1985.
- [LOU-88] J.P. Louis, B. Multon, M. Lavabre, "Machines à courant continu utilisées à vitesse variable", Techniques de l'ingénieur, traité Génie Electrique, ref. D 3610, pp 6-14, Paris 1988.
- [NUS-86] H. Nussbaumer, "Informatique Industrielle", Tome 1, Presses polytechniques romandes, Lausanne 1986.
- [VAS-90] P. Vas, "Vector control of AC machines", Clarendon Press, Oxford, 1990.

Remerciements

Nous remercions l'équipe pédagogique du service Electrotechnique de l'UFR IEEA de l'USTL et les membres de l'équipe "Commande des processus électriques" du L2EP (Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance) de Lille, pour leurs précieux avis et conseils quant à la réalisation de cet article.

DEA
ENSEIGNEMENT ET DIFFUSION
DES SCIENCES ET DES TECHNIQUES

Responsable : Jean-Louis MARTINAND
Professeur à l'ENS de Cachan

ENS Cachan

Université Paris XI

INRP

Génie Mécanique, Génie Civil, Génie Électrique, Informatique, Technologie,
Physique, Chimie, Biologie, Sciences de la Terre et de l'Univers, Techniques des Activités Physiques et Sportives, Technologies de
l'Information et de la Communication, Santé et Environnement

PUBLIC :

- Professeurs de Collèges et de Lycées d'enseignement général, technique ou professionnel ayant déjà une pratique de recherche ou d'innovation pédagogiques en relation avec l'INRP, les IUFM, ou envisageant de commencer des recherches.
- Formateurs d'adultes en Sciences et Techniques.
- Spécialistes de la vulgarisation, de l'animation, des expositions scientifiques et techniques.
- Formateurs de Professeurs des Lycées et Collèges, de Professeurs de Lycée Technique et de Lycée Professionnel, de Professeurs des Écoles dans le cadre des IUFM .
- Élèves des Écoles Normales Supérieures.
- Corps d'inspection.

L'enseignement donné n'est pas un enseignement de formation continue en sciences expérimentales et disciplines techniques, ni une formation professionnelle pour l'enseignement ou la diffusion du savoir scientifique et technique, mais une formation à la recherche.

CONDITIONS D'INSCRIPTION :

Être titulaire d'une maîtrise en Sciences, Sciences Appliquées, Sciences pour l'ingénieur, ou d'un autre titre admis en équivalence (diplôme d'ingénieur, etc...). En plus, il est requis d'avoir une expérience pratique (enseignement, formation, vulgarisation, animation, exposition) ou d'être élève-professeur agrégé.
Il est possible de faire une inscription sur deux ans, la première année est alors consacrée au stage en laboratoire.:

Les cours ont lieu le mercredi après midi et le jeudi

Option Didactique des Sciences expérimentales et des disciplines technologiques.

Responsable : Alain DUREY
GDSTC-LIREST - Bâtiment Cournot
ENS de Cachan

Tel. : 01 47 40 22 89

Fax : 01 47 40 24 59

durey@lirest.ens-cachan.fr

Option Diffusion des Sciences et des Techniques

Responsable : Daniel RAICHVARG
GHDSO-LIREST - Bâtiment 407
Université Paris XI – Orsay

Tel. : 01 69 15 61 90

Fax : 01 69 85 54 93

daniel.raichvarg@ghdso.u-psud.fr

Option Technologie de l'information et de la communication pour
l'enseignement et la diffusion des sciences

Responsable : Georges-Louis BARON
INRP

91, rue G Péri
92120 Montrouge

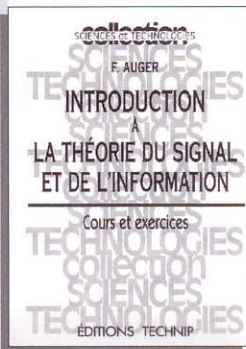
Tel. : 01 46 12 87 07

Fax : 01 46 12 87 01

baron@inrp.fr

Renseignements : Mme. WEHRLÉN - GDSTC - LIREST - ENS Cachan
Tel. 01 47 40 23 00 Fax : 01 47 40 24 59 wehrlen@lirest.ens-cachan.fr

Inscription AVANT LE 30 JUIN 1999 avec C.V. & texte d'un projet personnel de 3 à 4 pages

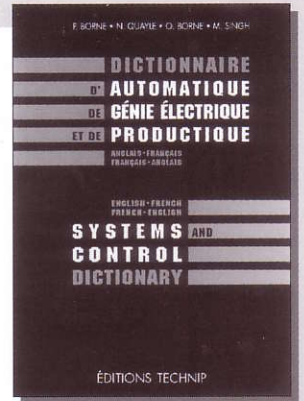


INTRODUCTION À LA THÉORIE DU SIGNAL ET DE L'INFORMATION

Une présentation rigoureuse des techniques de traitement du signal, illustrée par des exercices corrigés abordant des situations concrètes souvent liées à des applications industrielles. F. Auger. *Broché*, 480 p. **290 F**

DICTIONNAIRE D'AUTOMATIQUE, DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE PRODUCTIQUE

Anglais-Français/Français-Anglais
 Un dictionnaire original qui associe la rigueur des termes et expressions scientifiques à la richesse du jargon professionnel. P. Borne, et al. *Relié*, 530 p. **850 F**



CONVERTISSEURS STATIQUES Méthodologie causale de modélisation et de commande

Enfin une méthode structurée pour le contrôle électronique du transfert de l'énergie électrique. J.-P. Hautier, J.-P. Caron. *Relié*, 320 p. **290 F**

GÉNIE ÉLECTRIQUE Du réseau au convertisseur

Apprendre par l'exemple, une démarche rapide et efficace appliquée au génie électrique. J.-L. Cocquerelle. *Broché*, 304 p. **280 F**



CEM ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Pour mieux comprendre les implications de la compatibilité électromagnétique en électronique et électrotechnique. J.-L. Cocquerelle. *Broché*, 240 p. **220 F**

LA COMMANDE PAR CALCULATEUR Application aux procédés industriels 100 exercices et problèmes résolus

Une approche essentiellement pratique des problèmes de commande numérique. P. Borne, M. Ksouri. *Broché*, 288 p. **230 F**

Chères, chers collègues,

Nous recherchons activement des articles sur les sujets suivants :

-) la traction ferroviaire (décembre 1999)
-) les énergies renouvelables (mars 2000)
-) les petits moteurs de grande série (juin 2000)

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

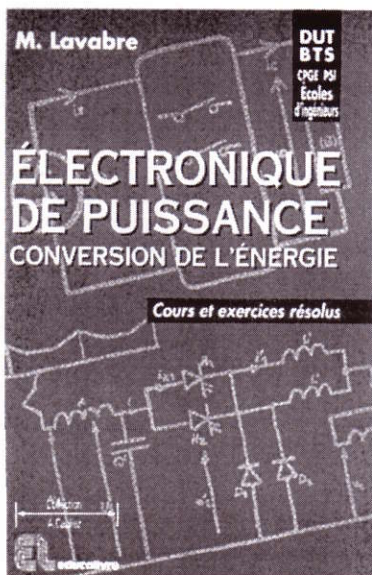
**lycée Pierre de Coubertin
 la Revue 3E.I
 chaussée de Paris
 77100 Meaux**

Ils devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages environ) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word sous Windows95.

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

Dans la mesure du possible, éviter de terminer un article en utilisant moins de la moitié de la dernière page et réduire la bibliographie aux seules références accessibles à nos lecteurs.

La parution annuelle d'un numéro non thématique (*septembre*) doit permettre aux collègues désireux de s'exprimer sur un sujet personnel, de le faire. Sont toujours les bienvenus des textes de leçons, de travaux pratiques, de travaux dirigés, de problèmes personnels.



Les éditions EDUCALIVRE ont confié à Monsieur LAVABRE la rédaction d'un ouvrage traitant de l'électronique de puissance et s'adressant aux étudiants de BTS, IUT, CPGE, PSI, écoles d'ingénieurs.

La compétence scientifique reconnue de l'auteur, doublée d'une longue pratique pédagogique à l'école normale supérieure de Cachan ont permis la rédaction d'un ouvrage innovant sur un sujet pourtant abondamment traité dans la littérature.

Monsieur LAVABRE est également membre du comité de lecture de la revue 3E.I. C'est donc avec beaucoup de plaisir que nous vous présentons cet ouvrage dans lequel le lecteur trouvera :

- des exercices résolus concluant chaque chapitre
 - pour chaque classe de convertisseurs étudiés, un chapitre consacré aux applications dont certaines empruntées à EDF ou à la SNCF, forcent à la réalité technologique
 - une étude du transformateur précédée des rappels sur les circuits magnétiques
- un rappel des outils mathématiques nécessaires et une présentation technologique des composants complètent admirablement cet ouvrage.

Nul doute que cet ouvrage est appelé à figurer dans la bibliothèque de nos étudiants mais également dans celle des enseignants que nous sommes pour toutes les idées pédagogiques rencontrées.

La revue 3E.I

Nouvelle collection électrotechnique, électronique, automatisme

Magnard-Vuibert

MMM Editores

Crée une collection de livres techniques destinés à un public d'étudiants et de scolaires. Des livres qui seront faciles à lire, richement illustrés, et qui donneront envie de découvrir la matière exposée. Ils seront conformes aux programmes scolaires officiels, mais leur contenu les rendra attrayants pour les techniciens et les ingénieurs en activité. Les thèmes abordés seront regroupés en séquences indépendantes de quatre à six pages, qui permettront à son lecteur d'aller droit au but. Des exercices complets accompagneront les sections de cours. Un graphisme simple permettra de distinguer les différentes sections : modéliser, technologie, s'exercer...

Crée une collection de didacticiels interactifs (CD ROMs ou téléchargement Internet) destinés à un public d'étudiants et de scolaires. Des supports de cours et d'exercices, qui accompagneront l'utilisateur depuis les notions les plus simples, jusqu'aux théories les plus évoluées. Grâce à un logiciel d'aide à la conception de didacticiels interactifs, vous pourrez scénariser vos cours de façon très professionnelle. Cet outil développé par MMM Editores, guide le concepteur dans sa démarche. En étant ouvert aux autres logiciels, il intègre directement, les images, textes et clips vidéos dans une base de données interne.

Votre expérience d'enseignant nous intéresse. Vous disposez de cours polycopiés que vous vous diffusez sous la forme de livres, ou bien l'aventure du multimédia vous intéresse, mais vous avez peur de vous tromper de logiciel. N'hésitez plus, nous vous aiderons dans votre démarche, en vous faisant bénéficier de notre expérience. Les premiers ouvrages et applications sortiront sous peu, alors rejoignez-nous !

François Bernot, directeur des deux collections, livres (Magnard-Vuibert) et didacticiels (MMM Editores),
électrotechnique, électronique, automatisme

Université de Technologie de Belfort Montbéliard, laboratoire pédagogique d'électrotechnique, 90010 Belfort Cedex
tél.(33) 03 84 58 23 84, (33) 03 84 54 00 62 fax, mail francois.bernot@UTBM.fr