



La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 13 JUIN 1998



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

La Revue 3EI

Sommaire

Responsables de la publication

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

Equipe de rédaction

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

Comité de lecture

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

Articles et abonnements

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

Abonnements

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

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

Impression

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

Dépôt légal :
juin 1998

Commission paritaire :
1202 G 78028

ISSN :
1252-770X

p II Sommaire
p III Lanceur électromagnétique
p IV Annonces

LE GENIE ELECTRIQUE DANS L'ARMEMENT

p 1 Editorial
par M. AMIET (Direction Générale de l'Armement)
p 2 Les canons électriques
par V. WEGNER (INSTITUT DE SAINT LOUIS)
p 14 Le bruit magnétique des machines électriques (début)
par J.F. BRUDNY, B. CASSORET (LSEE, BETHUNE)
p 21 Contribution de l'électricité à l'hypermobilité
par B. CARRIER, M. ROCAMORA (DGA, ANGERS)

LES CAPTEURS (fin)

p 36 Les capteurs de courant en électrotechnique
par F. COSTA, E. LABOURE, F. MAZALEYRAT, P. POULICHET (LESIR, CACHAN)
p 49 Etude d'un accéléromètre réalisé en technologie circuit imprimé
par G. AMENDOLA, L. BABADJIAN (ESIEE, NOISY le grand)
p 55 Les capteurs à sortie numérique directe "sigma-delta"
par P. ALDEBERT, R. KIELBASA (SUPELEC, GIF sur YVETTE)

FICHE TRAVAUX DIRIGES

p 62 Capteurs de courant utilisant l'effet Hall
par A. CUNIERE (lycée de MEAUX)

FICHE TRAVAUX PRATIQUES

p 66 Utilisation de PSPICE en électrotechnique
par M. GIMENEZ, H. RICARD (lycée d'ATHIS-MONS)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 71 Principe, caractéristiques et applications des supercondensateurs
par X. ANDRIEU (ALSTHOM RECHERCHE, MARCOUSSIS)

SERVICE LECTEURS

p 74 Modélisation par éléments finis ; exemples
par G. FELD, E. HOANG (IUFM, CACHAN)
p 76 Le multi-média en électronique de puissance
par N. IDIR (IUT, VILLENEUVE D'ASCQ)

EDITORIAL

Michel AMIET

Délégation Générale pour l' Armement

Direction des Systèmes de force et de la Prospective

Le secteur militaire et plus particulièrement celui de l'armement a été sensibilisé, depuis une quinzaine d'années, à tout l'intérêt que l'on pouvait avoir à exploiter l'énergie électrique. La puissance installée à bord des vecteurs ne cessant de croître ; il est en effet courant d'utiliser l'électricité en lieu et place d'autres énergies, conduisant alors à des ruptures technologiques comme :

- en aéronautique, avec les commandes de vol,
- en marine, avec le concept du navire tout électrique,
- en terrestre, avec l'entraînement des tourelles et les transmissions de puissance,
- en armement, avec les armes électriques.

Cet essor permanent du génie électrique dans l'armement est dû essentiellement aux critères de performances, à la souplesse d'utilisation et à la discrétion; critères auxquels il faut y ajouter à présent ceux de coût d'exploitation et de qualité de service.

Le génie électrique profite de sa souplesse de conception pour s'adapter aux multiples besoins. Il peut donc apparaître comme un secteur dual intéressant aussi bien les civils que les militaires. De l'électroménager à l'espace en passant par la traction, le médical ou l'armement, le génie électrique est omniprésent. Mais peut-on réellement penser qu'il y a similitude entre le moteur d'entraînement d'un tambour de machine à laver et celui de la tourelle du char Leclerc? Ou encore, comment peut-on faire entrer des "Méga Watts" dans un char ou un navire?

Pour le secteur militaire l'enjeu est : pouvoir disposer au bon moment et au moindre coût du moteur, de l'alternateur, de l'actionneur ou du convertisseur électronique répondant, d'une part, aux spécifications techniques du concepteur du système ou du vecteur et, d'autre part, aux critères opérationnels de l'utilisateur. C'est alors, en effet, qu'apparaissent les critères de discrétion, rendement, fiabilité et sécurité de fonctionnement ... ou encore de tenue aux fortes accélérations et aux températures extrêmes.

Les articles qui suivent décrivent quelques-unes des actions conduites par la DGA ou les industriels, ils sont repris du dernier colloque " Science et Défense " qui traitait entre autres du " Tout électrique dans l'armement ".

Je tiens d'une part, à remercier les auteurs pour l'autorisation qu'ils nous ont accordée de les publier dans la revue " 3EI " et d'autre part à inviter les lecteurs à se reporter à la revue REE (mars 1997) qui a tiré un numéro spécial sur la propulsion électrique navale suite au symposium AES'97. Enfin, les aspects aéronautiques seront traités dans 3EI ultérieurement.

LES CANONS ÉLECTRIQUES

ELECTRIC GUNS

Volker WEGNER

Institut Franco-Allemand de Recherches de Saint-Louis (ISL)

Résumé

La limite supérieure des vitesses des projectiles accélérés par les canons à poudre les plus récents est de 1900 m/s. Une augmentation de cette vitesse pose aux constructeurs de canons à poudre d'importants problèmes qui n'ont pas été résolus à ce jour. Les limites des résistances des matériaux sont atteintes et leur utilisation dans les systèmes d'armes est remise en question.

Avec les canons électriques, il est fait appel à d'autres principes physiques qui permettent d'accroître la vitesse jusqu'à plus de 3000 m/s. La profondeur de pénétration dans une cible atteinte par un projectile flèche lancé par un canon de char est ainsi augmentée de 50%. Avec les canons anti-aériens, la probabilité d'atteinte peut être doublée.

Les différents types de canons alimentés par de l'énergie électrique sont représentés et leurs caractéristiques discutées. Les résultats expérimentaux obtenus à l'ISL sont également présentés. Enfin, les aspects d'intégration dans un système d'arme et des estimations concernant l'énergie sont décrits.

Abstract

The velocity limit for projectiles launched by powder guns is about 1900 m/s. For higher velocities the designers of powder guns are facing a lot of fundamental problems which have not been solved up to this day. The materials are reaching their stress limits and their application in weapon systems is questionable.

With electric guns the velocities can be increased up to more than 3000 m/s by using other physical principles. The penetration depth of tank guns is increased by 50%. The hit-probability of air-defense guns is doubled.

Different types of guns powered by electrical energy are presented and their properties are discussed. The experimental results of ISL will also be presented. Finally some aspects of system integration are studied and some estimations for the stored energy are given.

1. Introduction. Intérêt des canons électriques dans l'armement classique

Bien que les premières propositions d'utilisation de canons électriques datent du début du siècle, les études sur ce sujet n'ont véritablement démarré qu'à partir de la dernière décennie lors de la mise en place de "l'initiative de défense stratégique". Les États-Unis envisagèrent l'installation de canons électriques dans l'espace où, alimentés grâce à

l'énergie solaire, ils auraient lancé des projectiles hypervéloces contre les missiles. L'intérêt de ces projets diminuant progressivement, les études s'orientèrent vers l'application des lanceurs électriques à l'armement classique en raison des nombreux avantages que présente ce type de propulsion par rapport aux canons à poudre.

Le progrès essentiel apporté par les canons électriques réside dans la possibilité d'accroître sensiblement les vitesses initiales des projectiles.

Actuellement, les vitesses obtenues avec les canons à poudre ne sont guère supérieures à 1700 m/s. Leur augmentation jusqu'à 2000 m/s nécessite le doublement de la masse de poudre, avec toutes les conséquences qui en résultent : volumes de chargement plus grands ; pressions plus élevées ; encombrement des munitions ; etc.

Or, et ceci à titre d'exemples, dans les missions antichars et antiaériennes, l'accroissement de la vitesse apporte un gain important de performance.

Ainsi, en balistique terminale dans la mission antichars, il est demandé que la profondeur de pénétration P dans une cible homogène en acier atteigne 1000 mm. Une étude de P en fonction de la vitesse d'impact v_i d'un perforant en alliage lourd a montré que la valeur de P est maximale pour une vitesse v_i optimale de 2300 m/s environ si la cible est homogène, et pour 3500 m/s si la cible est réactive. L'énergie cinétique associée à v_i optimale est alors minimale ; sa valeur dépend de l'allongement L/D du perforant (fig. 1 et 2).

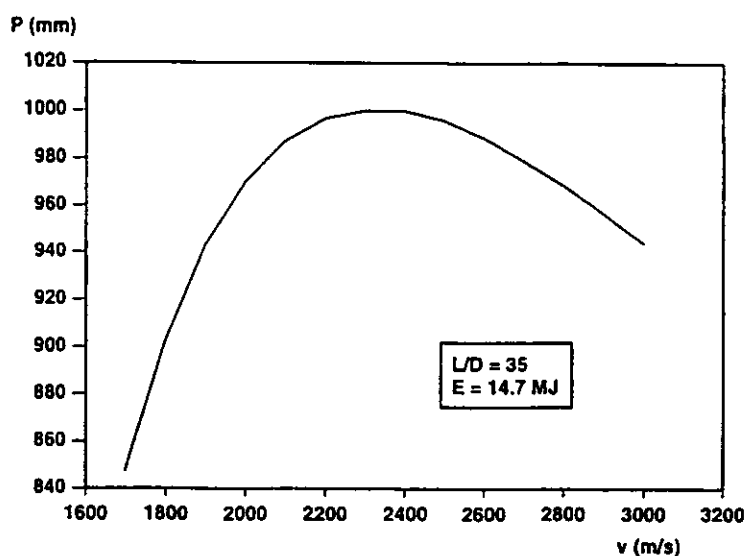


Fig. 1 : Pénétration d'un perforant en alliage dans une cible en acier en fonction de la vitesse

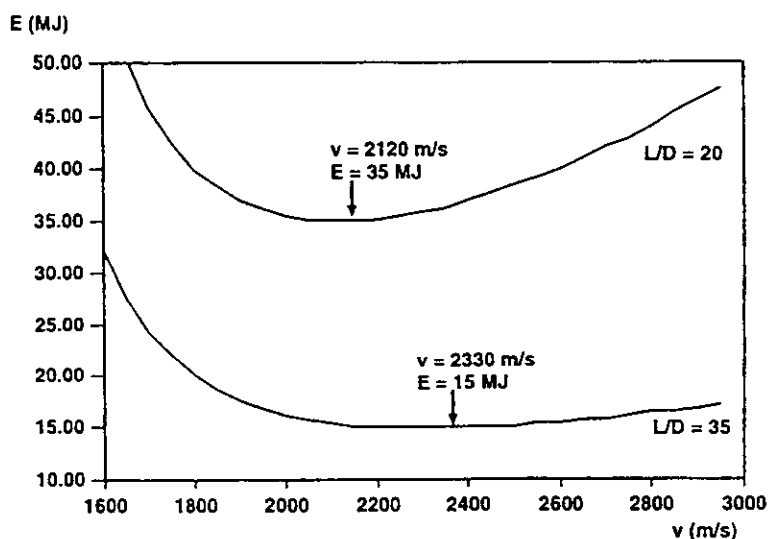


Fig. 2 : Énergie cinétique à l'impact d'un perforant en fonction de la vitesse

Par ailleurs, toujours dans le cadre de la mission antichars, l'emploi futur de blindages dits "actifs" comportant un ensemble de détection et d'interception du projectile avant son impact peut être compromis grâce à l'accroissement de la vitesse des projectiles qui se traduit par la nécessité d'utilisation de systèmes d'intervention très rapide.

Les études consacrées à la mission antiaérienne ont montré que l'accroissement de la vitesse initiale rend intéressant le tir d'une rafale de petits projectiles perforants contre des avions même manoeuvrants. À titre d'exemple, une rafale de 50 projectiles tirés avec une vitesse initiale de 3000 m/s et une fréquence de 50 Hz, contre un avion se déplaçant avec une vitesse constante de 300 m/s, permet d'atteindre une probabilité d'arrêt de mission de 80% sur une portée d'environ 3000 m. Avec une vitesse initiale de 1000 m/s cette portée n'est que de quelques centaines de mètres (fig. 3).

Les canons électriques présentent également d'autres avantages tels que la possibilité du réglage continu de la vitesse initiale, la réduction de la signature de bouche ou encore la diminution des efforts de recul due à l'absence de poudre dans les lanceurs à rails et à induction. Dans certains cas, il est aussi possible d'obtenir les mêmes performances que celles d'un canon à poudre avec des calibres plus petits et des masses de systèmes globalement inférieures. Ainsi, un canon à rails de calibre 80 mm pourrait remplacer un canon à poudre de calibre 120 mm avec les conséquences avantageuses du point de vue de la mobilité qui en résultent.

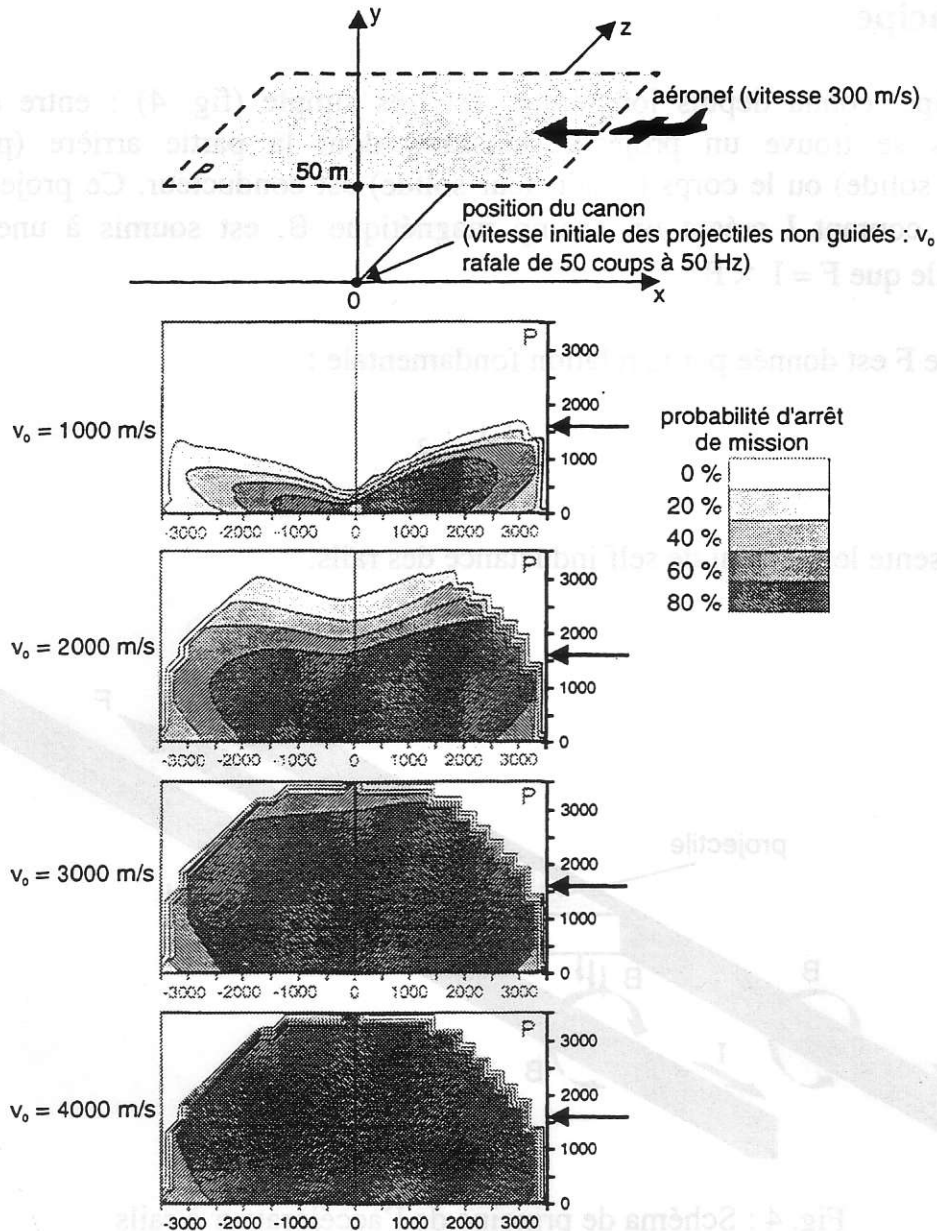


Fig. 3 : Probabilité d'arrêt de la mission d'un aéronef en fonction de la vitesse d'une rafale de projectiles non guidés

2. Les différents types de propulsions électriques

2.1 Lanceurs à rails

Les lanceurs à rails permettent d'accélérer des projectiles avec des rendements d'environ 30 à 40% dans un domaine de vitesses compris entre 2500 et 5000 m/s. De par son principe, ce type de lanceur est le plus simple à mettre en oeuvre des trois types de lanceurs électriques.

2.1.1 Principe

Leur principe, connu depuis longtemps, est très simple (fig. 4) : entre deux rails conducteurs se trouve un projectile glissant, dont la partie arrière (plasma ou conducteur solide) ou le corps (conducteur solide) est conducteur. Ce projectile, sous l'action du courant I créant un champ magnétique B , est soumis à une force de Laplace, telle que $F = I \times B$.

La valeur de F est donnée par la relation fondamentale :

$$F = \frac{1}{2} L' I^2$$

où L' représente le gradient de self inductance des rails.

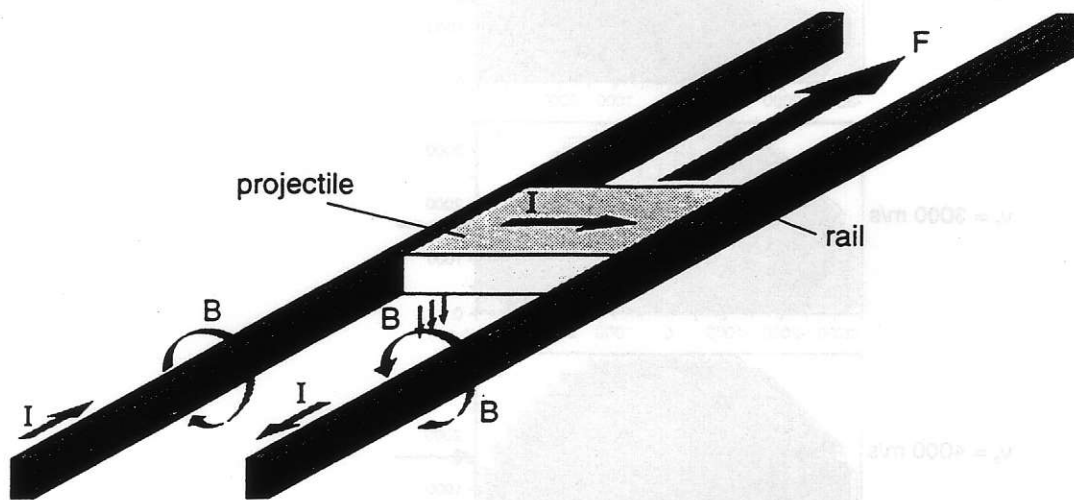


Fig. 4 : Schéma de principe de l'accélérateur à rails

À titre d'exemple, afin de fixer les ordres de grandeur, imaginons un lanceur de calibre égal à 120 mm, de longueur 8 m, devant accélérer des projectiles de 8 kg jusqu'à 2500 m/s. Ce résultat est obtenu avec un courant dont l'intensité maximale est de 6 MA et dont la durée d'application au tube est de quelques millisecondes. L'énergie électrique à stocker pour un tir est de 75 MJ.

2.1.2 Les rails

Les rails, généralement en cuivre, subissent d'importantes agressions au cours d'un lancement, notamment la friction du projectile, qui provoque leur érosion, ainsi que l'échauffement, pouvant conduire à leur fusion si l'intensité du courant est trop importante. Ils sont insérés dans un isolant qui doit permettre l'application d'une tension allant de quelques kV à 10 kV et qui est généralement constitué d'une résine renforcée de fibres de verre. Son usure, qui est encore plus importante que celle du cuivre, conduit à rechercher la mise en place de matériaux tels que les céramiques.

D'autre part, la géométrie des rails joue un rôle important dans l'optimisation du rendement du lanceur à rails. En effet, le choix judicieux d'une forme de rails permet d'augmenter le gradient d'inductance L' et donc la force F agissant sur le projectile [1].

Compte tenu de l'importante force de répulsion entre les rails, qui est supérieure à 10 MN/m, l'ensemble est maintenu dans une structure de maintien qui peut être en acier, ce qui est non seulement encombrant mais qui en plus influe sur la force de propulsion en diminuant la valeur de L' (courants de Foucault), ou, ce qui est plus intéressant, en matériau composite (par exemple en enroulés filamenteux). La forme de la section des tubes de lancement existants est circulaire (fig. 5), rectangulaire ou carrée, mais d'autres géométries peuvent être envisagées.

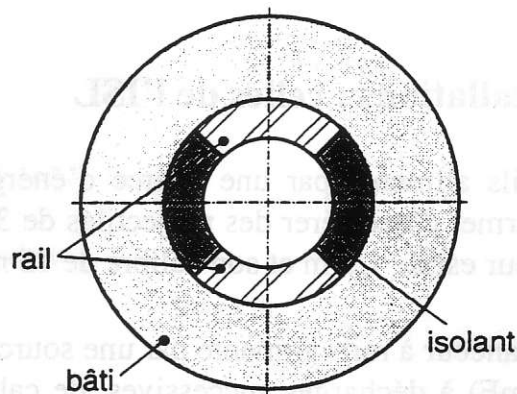


Fig. 5 : Section du lanceur

Tous ces paramètres représentent des contraintes dont il faut tenir compte lors de la conception d'un tel lanceur.

2.1.3 Le projectile

À l'heure actuelle, la plupart des lanceurs à rails de petit calibre (< 20 mm) accélèrent des projectiles en matière isolante de quelques grammes jusqu'à des vitesses comprises entre 4000 et 8000 m/s.

Les lanceurs de calibre plus important permettent d'accélérer des projectiles classiques dont les sabots sont à adapter aux vitesses plus élevées et aux problèmes de friction particuliers qui se présentent. La possibilité de répartir les forces accélératrices le long du projectile autorise la conception d'un nouveau type de sabot, avec plusieurs points d'injection des forces (fig. 6) [2].

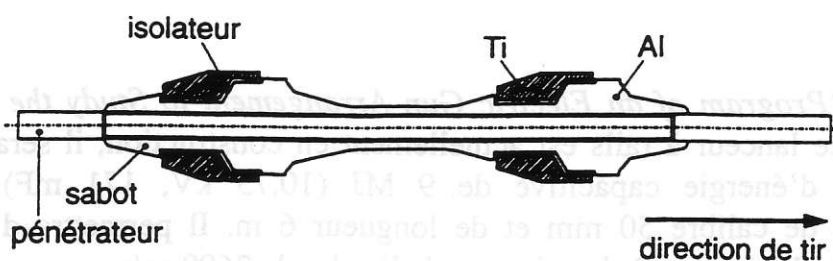


Fig. 6 : Exemple de sabot adapté au lanceur à rails

2.1.4 L'alimentation des lanceurs

Le principal problème des lanceurs à rails réside dans l'encombrement des sources d'énergie nécessaires à leur alimentation. Celle-ci se fait à l'aide de circuits dont le rôle est de transférer l'énergie de la source au lanceur et de mettre en forme l'impulsion de courant. Leur conception varie selon les sources d'énergie employées (générateurs homopolaires, condensateurs...) et peut être améliorée selon que l'on désire augmenter le gradient d'inductance (augmentation du nombre de spires du circuit formé par le lanceur), ou diminuer la résistance du circuit (distribution de l'énergie dans l'espace ou dans le temps). Le type de circuit influe sur le nombre de commutateurs et leurs caractéristiques (nécessité de réaliser des commutateurs capables de résister à de forts courants), ce qui peut entraîner de nouvelles difficultés.

2.1.5 Exemples d'installations : celles de l'ISL

- *EMA 1* : lanceur à rails alimenté par une source d'énergie capacitive de 500 kJ (10 kV, 10 mF), qui permet d'accélérer des projectiles de 3,5 g jusqu'à des vitesses de 4000 m/s. Sa longueur est de 1,5 m et son calibre de 15 mm [3].
- *Préétude PEGASUS* : lanceur à rails alimenté par une source d'énergie capacitive de 3 MJ (10 kV, 55,44 mF) à décharges successives, de calibre 50 ou 30 mm et de longueur 3 m. Il permet d'accélérer des projectiles de 430 g jusqu'à des vitesses de 1300 m/s et des projectiles de 100 g à 2350 m/s (fig. 7) [4, 5].

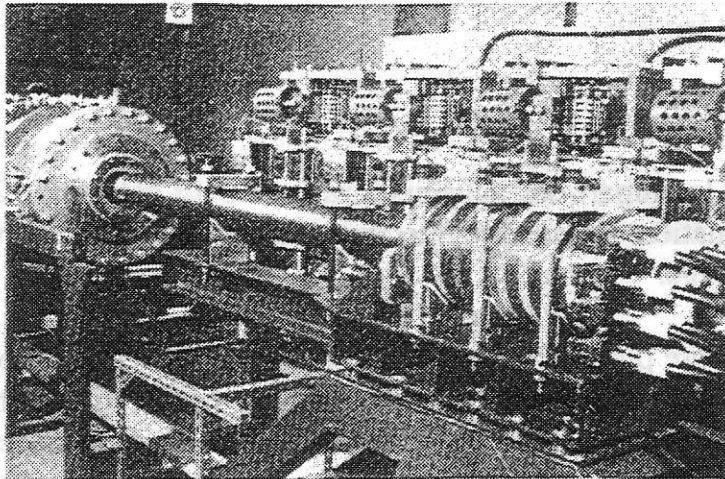


Fig. 7 : Lanceur préétude PEGASUS

- *PEGASUS (Program of an Electric Gun Arrangement to Study the Utilization in Systems)* : ce lanceur à rails est actuellement en construction, il sera alimenté par une source d'énergie capacitive de 9 MJ (10,75 kV, 171 mF) à décharges successives, de calibre 50 mm et de longueur 6 m. Il permettra d'accélérer des projectiles de 1 kg jusqu'à des vitesses de l'ordre de 2600 m/s.

2.1.6 Modélisation des lanceurs à rails

Les courants transitoires de forte amplitude (jusqu'à quelques MA) qui entrent en jeu dans le cadre de l'accélération électromagnétique sont à l'origine de nombreux problèmes de modélisation. L'analyse à l'aide de codes à éléments finis permet la modélisation des effets électromagnétiques et du comportement mécanique du lanceur à rails.

La modélisation numérique des lanceurs et des projectiles permet entre autres de visualiser la répartition des forces le long du projectile dans le cas d'un sabot tel qu'il est présenté figure 6 et de calculer la température d'un perforant cinétique échauffé par les courants de Foucault [6].

2.2 Lanceurs à bobines

Les lanceurs à bobines utilisent pour accélérer des projectiles la force d'attraction et/ou de répulsion entre un champ magnétique lié au corps à accélérer et un champ propulseur. Ce champ propulseur est engendré par un certain nombre de bobines de propulsion fixes alimentées par des sources d'énergie, dont le déclenchement est synchronisé avec la position de projectile. Le champ lié au projectile est engendré dans une bobine, fixée au corps à accélérer et excitée par induction ou bien, comme dans le cas du lanceur à rails, par un courant amené par des contacts glissants à partir d'une source d'énergie externe.

Les systèmes de ce type constituent une alternative intéressante aux autres lanceurs électriques, mais il reste encore un certain nombre de problèmes à résoudre tels que la conception de bobines adéquates possédant des caractéristiques mécanique, électrique et thermique extrêmes, l'échauffement de la bobine de projectile ou encore la synchronisation entre le mouvement du projectile et l'enclenchement des courants dans les bobines de propulsion [7, 8, 9].

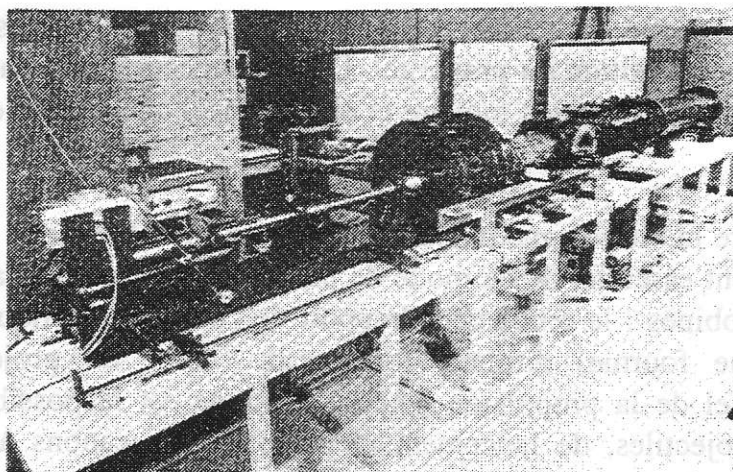


Fig. 8 : Vue de l'installation expérimentale du lanceur à bobines de l'ISL

2.3 Propulsion électrothermique

Comme pour la propulsion chimique d'un canon à poudre classique et contrairement aux lanceurs à bobines et à rails, dans lesquels la force de Laplace propulse le projectile, l'accélération du projectile dans le canon électrothermique est produite par un plasma sous haute pression généré par pyrolyse ou vaporisation de substances appropriées (milieux de travail) en utilisant de l'énergie électrique. Cette dernière est introduite dans la substance du générateur de plasma sous forme d'une décharge en arc de courte durée et de forte intensité (fig. 9).

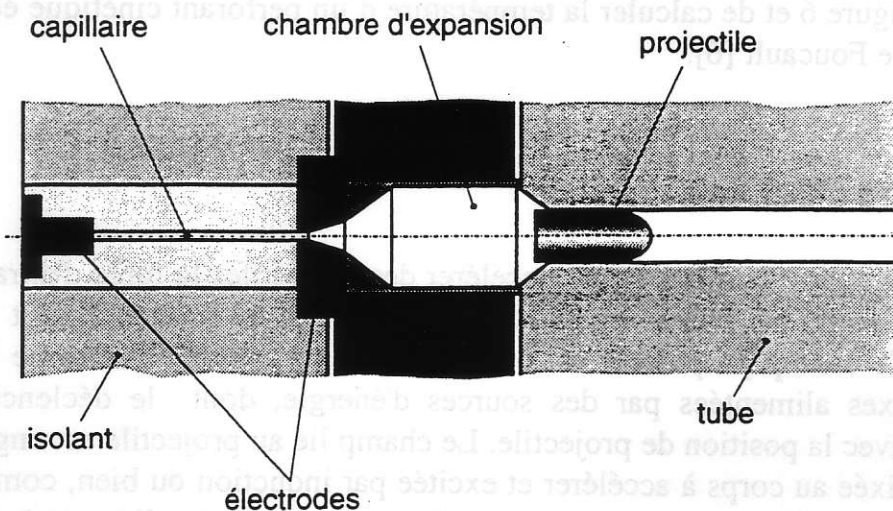


Fig. 9 : Installation mécanique

La vitesse maximale de projectile v_m que l'on peut atteindre dans un lanceur électrothermique dépend, comme dans le canon à poudre, de la vitesse du son a ou de la masse molaire M du milieu propulseur :

$$v_m = \sqrt{\frac{\mu}{\mu + 1}} \sqrt{\frac{6}{\gamma(\gamma - 1)}} a \quad \text{avec} \quad a = \sqrt{\frac{\gamma RT}{M}}$$

Dans un canon classique, la masse molaire moyenne des gaz se situe entre 18 et 26 g/mol selon la composition du propergol. Dans le lanceur électrothermique, on peut descendre en-dessous de ce poids molaire et obtenir ainsi une vitesse de projectile plus élevée.

La corrélation entre la vitesse maximale susceptible d'être obtenue et la vitesse du son décrit l'inconvénient essentiel de ce mode de propulsion par rapport au lanceur à rails ou au lanceur à bobines : le rendement (rapport de l'énergie cinétique du projectile à l'énergie électrique fournie) diminue lorsque la vitesse du projectile augmente. L'avantage essentiel de la propulsion électrothermique est la possibilité d'utiliser la technologie de projectiles, de lancement et de tubes des canons à poudre, qui est connue et a été perfectionnée pendant des décennies, alors que les autres lanceurs électriques exigent à cet égard des concepts complètement différents.

Avec le lanceur expérimental de calibre 12 mm (à l'avenir 20 mm), on réalise des études pour connaître l'influence de différents paramètres tels que la géométrie de la torche à plasma ou encore la nature et le point d'introduction du fluide propulseur à vaporiser, sur la décharge électrique et la vitesse du projectile. La vitesse obtenue jusqu'à présent dans ce dispositif d'essai avec une énergie électrique stockée de 100 kJ pour un projectile de masse 5 g est de 2,2 km/s lorsqu'on utilise du méthanol comme milieu fluide propulseur.

La description théorique et numérique de l'accélération électrothermique exige le développement de nouveaux modèles physiques et de nouveaux programmes de calcul. L'ISL exerce ses compétences dans les domaines suivants : physique des plasmas denses, arcs haute pression et balistique intérieure du canon électrothermique.

3. Formation des impulsions électriques

3.1 Alimentation des lanceurs

La fonction des circuits électriques associés au lanceur à rails réside dans le transfert de l'énergie de la source au lanceur et dans la mise en forme de l'impulsion de courant. Leur conception varie selon les sources d'énergie employées (générateur homopolaire, banc de condensateurs...) et peut être plus ou moins complexe selon le rendement et l'optimisation recherchés, cette complexité se traduisant par des difficultés techniques souvent non négligeables.

Le cas utilisé à ISL est donné en exemple : celui d'une source d'énergie capacitive. Les condensateurs de choc de haute énergie sont intéressants à utiliser car leur mise en oeuvre est aisée. L'inconvénient majeur des condensateurs actuels est leur faible densité d'énergie (0,3 à 3 MJ/m³), mais les études en cours prévoient très prochainement des valeurs de 60 MJ/m³.

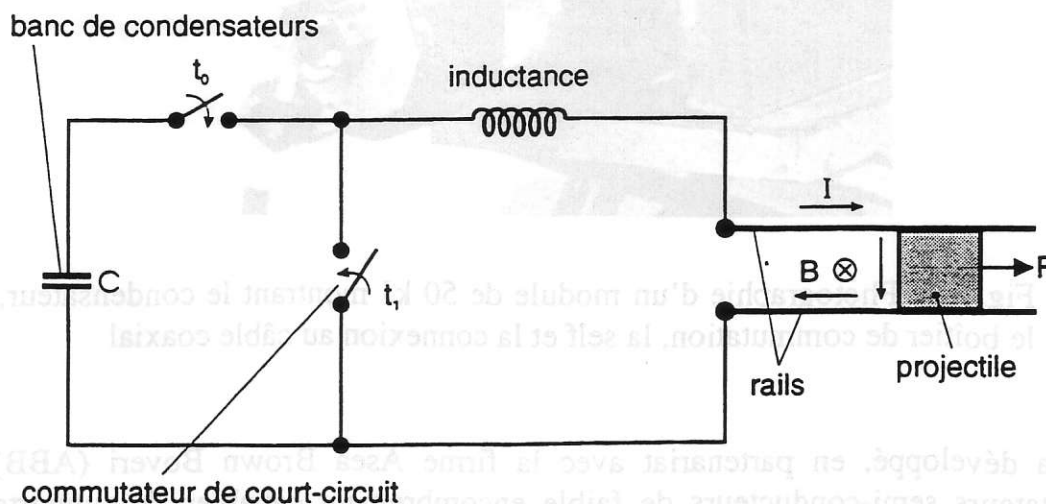


Fig. 10 : Schéma du circuit électrique d'un lanceur à rails

Le schéma de principe du circuit électrique est donné figure 10. Le condensateur est déchargé, en fermant S1 à l'instant t_0 , à travers le circuit comprenant les rails et le projectile. Lorsque le courant atteint sa valeur maximale, la tension aux bornes du condensateur est presque nulle. Afin d'éviter l'application d'une tension inverse qui provoque une réduction importante de la durée de vie du condensateur et en vue d'assurer une accélération aussi constante que possible du projectile, un commutateur S2 (appelé commutateur de "crowbar") est fermé à l'instant t_1 .

3.2 Commutation des courants forts

Pour injecter l'énergie stockée dans les condensateurs dans le lanceur électrique, il est nécessaire de commuter de manière fiable les impulsions de courant élevées (jusqu'à 2 MA) qui entrent en jeu. À cet égard, l'ISL effectue des études approfondies sur la commutation par semi-conducteurs et par décharge électrique dans le vide.

Les deux types de commutateurs mis au point à l'ISL sont capables de supporter un courant de 100 kA. Il est donc indispensable de monter de nombreux éléments de commutation en parallèle ou de scinder l'alimentation en énergie en un grand nombre de petites unités. C'est cette dernière solution qui a été retenue par l'ISL : chaque unité se compose d'un condensateur de 50 kJ, d'un commutateur principal (thyristor pour des tensions ≤ 10 kV), d'un commutateur de Crowbar (diode semi-conductrice), d'une inductance de mise en forme de l'impulsion de courant (cf. fig. 15) et d'un câble coaxial de connexion. Ces unités peuvent être utilisées en parallèle en nombre quelconque, ce qui confère une grande souplesse et un haut standard de sécurité à l'ensemble du système d'alimentation en énergie [13].

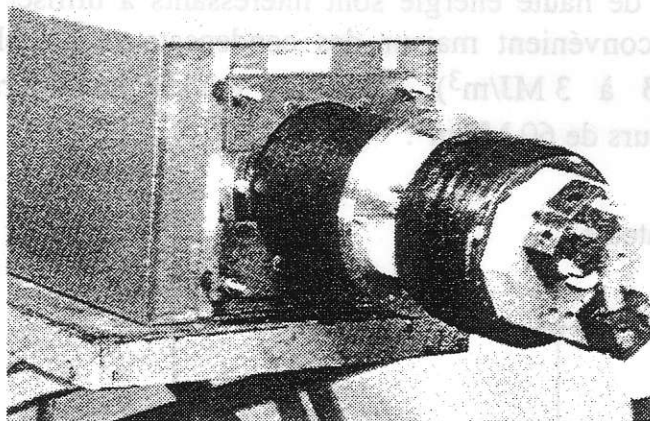


Fig. 11 : Photographie d'un module de 50 kJ montrant le condensateur, le boîtier de commutation, la self et la connexion au câble coaxial

L'ISL a développé, en partenariat avec la firme Asea Brown Boveri (ABB), des commutateurs semi-conducteurs de faible encombrement capables de supporter des tensions de blocage de 11 kV et de passer des courants de 90 kA. Ces commutateurs ont été industrialisés et sont commercialisés [14].

4. Conclusions

L'ISL, compte tenu de la diversité de ses compétences et de ses activités, s'est donné la possibilité, en créant un axe de recherche sur les canons électriques, non seulement de travailler sur les lanceurs proprement dits, mais également d'aborder l'ensemble des sujets se rapportant au thème en plein devenir de l'hypervélocité. Les aspects technico-opérationnels tels que l'association type de lanceur-mission militaire, les problèmes aérothermiques, les balistiques en vol et terminale, sont étudiés à l'ISL par des équipes dont les compétences sont établies.

Par les études expérimentales dans le domaine de la propulsion électrique [10, 11, 12], on ne cherche pas seulement à atteindre une vitesse élevée du projectile mais également à mieux comprendre les phénomènes fondamentaux très complexes de ce mode de propulsion et à mettre à disposition des données d'entrée pour des programmes de calcul, afin de déterminer si, à moyen terme, le canon à poudre classique pourra être remplacé par un système de propulsion électrique.

6. Bibliographie

- [1] - Lehmann P., Peter H., Jamet F., Wegner V., Some remarks concerning the optimization of a railgun system, *IEEE Trans. on Magnetics* 31, 546, 1995.
- [2] - Lehmann P., Schirm V., Premières réflexions sur la conception d'un sabot pour perforant cinétique accéléré dans un lanceur électromagnétique à rails, *ISL - S-R 911/93*, 1993.
- [3] - Wegner V., Jamet F., Electromagnetic acceleration activities at the French German Research Institute Saint-Louis (ISL), *IEEE Trans. on Magnetics* 25, 587, 1989.
- [4] - Wey J., Lehmann P., Peter H., DES 3 MJ-railgun experimental results at ISL, *IEEE Trans. on Magnetics* 31, 371, 1995.
- [5] - Wey J., Lehmann P., Peter H., Analyse des premiers résultats obtenus avec le lanceur de la préétude PEGASUS, *ISL - RT 503/94*, 1994.
- [6] - Lehmann P., Schmitt A.G., Theoretical study of the internal ballistics of an electromagnetically launched long-rod penetrator, *5th European Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, Toulouse, F, April 10-13, 1995.
- [7]- Nett H., Gernandt L., Considérations et études en vue de la réalisation de bobines accélératrices pour des lanceurs à induction, *ISL - CO 240/89*, 1989.
- [8] - Nett H., Gernandt L., Inductive acceleration of projectiles with a transformer coil, *ISL - PU 311/93*, 1993.

LE BRUIT MAGNETIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES

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

Introduction.

Le bruit des machines électriques est désormais un critère de qualité de plus en plus important. Le niveau acoustique des appareils destinés au grand public est un argument commercial incontournable. Les normes sont de plus en plus sévères et permettent, sur les lieux de travail, des conditions moins pénibles. Les vibrations à l'origine du bruit peuvent, à elles seules, perturber le fonctionnement des appareils environnants, provoquer une usure prématurée de certaines parties de la machine ou rendre un engin repérable. Ces considérations montrent qu'au critère qualité des ambiances vient s'ajouter celui de la sécurité. Ce dernier point est particulièrement important dans le domaine militaire puisque des sous-marins par exemple peuvent être identifiés par leur bruit. Il convient également de souligner que ce problème ne concerne pas uniquement les machines de forte puissance qui permettent la propulsion des engins. En effet de petits actionneurs présents au niveau des organes auxiliaires peuvent jouer un rôle non négligeable, comme par exemple les moteurs utilisés pour régler le siège du pilote d'un avion. De façon générale le cahier des charges relatif à la conception d'une machine impose un niveau acoustique maximal qui, s'il est dépassé, entraînera des pertes financières pour le constructeur.

L'étude des bruits et vibrations des machines électriques est donc particulièrement importante. Cette discipline est pourtant peu enseignée, peut-être parce qu'elle nécessite des connaissances non seulement en électrotechnique en considérant des phénomènes habituellement négligés mais aussi en mécanique et en acoustique. Une autre raison, plus subjective, est que, comparativement au moteur thermique, le moteur électrique est généralement connu pour son fonctionnement silencieux. Toutefois les bruits d'origine mécanique et dus à la ventilation ne sont pas toujours faibles. A ces composantes s'ajoutent celles générées par le bruit magnétique qui sont parfois particulièrement gênantes. Ce bruit provient des harmoniques d'induction dans l'entrefer et, lorsque les fréquences de ces phénomènes électromagnétiques coïncident avec les fréquences de résonances mécaniques, des vibrations et bruits de grande amplitude peuvent être générés, rendant difficile l'utilisation de la machine. Si par construction il est parfois possible de contrôler le bruit magnétique pour une vitesse donnée, le problème persiste en vitesse variable.

L'objet de cet article est de présenter le phénomène qualifié de bruit magnétique qui peut se traduire par des émissions sonores assourdissantes. Après avoir décrit les différentes origines possibles des bruits et vibrations des machines tournantes, nous nous intéresserons plus particulièrement au bruit d'origine magnétique en précisant les équations mécaniques et acoustiques qui régissent son évolution. Des relevés pratiques portant sur une machine asynchrone permettront finalement d'illustrer ces descriptions.

I) ORIGINES DES BRUITS ET VIBRATIONS.

I.1) Part du bruit magnétique dans le bruit total.

Le bruit des machines tournantes a principalement trois origines : mécanique, aérodynamique et électromagnétique.

- Les bruits d'origine mécanique sont dus aux frottements au niveau des paliers et éventuellement des balais. Leur importance dépend du type et de la qualité des roulements utilisés, de leur graissage et de la

vitesse de la machine [1]. La puissance sonore due à ces frottements augmente avec le carré de la vitesse, elle dépend également des fréquences propres des roulements, du support sur lequel repose la machine ainsi que des parties entraînées. Les fréquences sonores sont généralement assez élevées. Le bruit mécanique n'est important que sur des machines rapides et intervient rarement pour plus de 20% dans le spectre sonore global.

- Les bruits d'origine aérodynamique sont plus importants. Des turbulences dans l'air sont produites par le mouvement des parties en rotation, la présence d'obstacles dans les écoulements d'air est un facteur supplémentaire de bruit [2][3]. La ventilation permet la convection nécessaire au refroidissement, elle permet de réduire les dimensions des machines. Il apparaît alors un compromis entre machines de faibles dimensions ou machines bruyantes. L'utilisation de ventilateurs peu bruyants (à pales profilées,...) n'est pas toujours possible (double sens de rotation, longueur de la machine...). Les bruits de ventilation croissent avec la cinquième puissance de la vitesse [1], un bruit de ventilation de 80dB à 1000tr/mn atteint 105dB à 3000tr/mn. Signalons que la réponse de la structure mécanique aux sollicitations aériennes intervient également. Les bruits d'origine aérodynamique peuvent donc être ou non dominants suivant la vitesse de rotation, les types de ventilateurs et de machines utilisés.

- Les bruits dus aux phénomènes électromagnétiques peuvent également dominer ou non suivant la conception de la machine, son état de charge et sa vitesse. Pour des machines de faible vitesse le bruit magnétique est presque toujours dominant, mais il peut l'être aussi sur des machines rapides. Il provient d'efforts électromagnétiques qui produisent des déformations périodiques (ou vibrations) de certaines parties de la machine [4][5]. Lorsque les fréquences des efforts électromagnétiques coïncident avec celles des résonances mécaniques, alors ce bruit peut devenir très important. On le distingue de ceux d'autres origines en coupant l'alimentation ce qui conduit à l'annuler presque immédiatement tandis que les bruits aérodynamiques et mécaniques décroissent lentement avec la vitesse. Le bruit magnétique se caractérise dans le spectre sonore par des raies fines et généralement peu nombreuses, en étroite relation, d'un point de vue fréquentiel avec les harmoniques de couple [6].

I.2) Forces générées par l'induction.

La présence d'une induction dans l'entrefer des machines engendre des forces qui s'exercent sur le fer du stator et du rotor. Elles sont de trois natures :

- les forces tangentielles qui sont à l'origine de la rotation du rotor,
- les forces magnétostrictives liées à la propriété qu'ont certains matériaux de voir leurs dimensions se modifier lorsqu'ils sont placés dans un champ d'induction variable; ce phénomène est toutefois considéré comme négligeable dans les machines tournantes [7],
- les forces radiales qui s'exercent entre stator et rotor et qui sont régies par la relation de Maxwell : si dans l'entrefer d'un circuit magnétique de section S se trouve une induction b alors la force f qui tend à diminuer l'épaisseur de l'entrefer se calcule, si l'on ne considère que la composante de l'induction normale à la section, par la relation :

$$f = b^2 S / 2\mu_0 . \quad (1)$$

Dans cette expression, f s'exprime en Newton, b en Tesla, S en m² et μ_0 représente la perméabilité du vide ($4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$) qui correspond approximativement à celle de l'air.

L'onde d'induction dans l'entrefer étant alternative d'un point de vue spatio-temporel, les forces qui en résultent ne sont pas stationnaires. Les harmoniques présents dans cette onde ont les conséquences suivantes :

- harmoniques de couple,
- vibrations radiales des tôles.

Les harmoniques d'induction sont donc à l'origine du bruit magnétique. Pour les machines traditionnelles ils proviennent de :

- la répartition des conducteurs dans un nombre fini d'encoches, la force magnétomotrice résulte d'une somme d'ondes rectangulaires et n'est donc jamais parfaitement sinusoïdale, les harmoniques correspondants sont appelés harmoniques d'espace,
- la variation d'épaisseur donc de perméance de l'entrefer le long de celui-ci due aux encoches statoriques et rotoriques qui engendrent ce que l'on qualifie d'harmoniques de perméance,
- l'excentricité éventuelle du rotor liée aux forces radiales et à la construction,
- la saturation des tôles magnétiques.

Si α désigne la position angulaire de n'importe quel point de l'entrefer par rapport à une référence donnée et t le temps, alors l'expression générale d'un harmonique d'induction $b_h(\alpha, t)$ de rang h , d'amplitude \hat{B}_h , de pulsation ω_h et de phase ψ_h , dans l'entrefer d'une machine de $2p$ pôles, en ne considérant que la composante radiale, est :

$$b_h(\alpha, t) = \hat{B}_h \cos(\omega_h t - hp\alpha - \psi_h) \quad (2)$$

Comme il existe une infinité d'harmoniques d'induction, la force de Maxwell résultante comportera elle aussi une infinité de composantes. Ces dernières, définies par unité de surface et notées $f(\alpha, t)$, se déduisent aisément de (1) :

$$\sum f(\alpha, t) = \frac{(\sum b_h(\alpha, t))^2}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} \left[\begin{array}{l} \sum_h \hat{B}_h^2 \cos^2(\omega_h t - hp\alpha - \psi_h) + \\ 2 \sum_h \sum_{h'} \hat{B}_h \hat{B}_{h'} \cos(\omega_h t - hp\alpha - \psi_h) \cos(\omega_{h'} t - h'p\alpha - \psi_{h'}) \end{array} \right]$$

Dans cette relation, pour pouvoir distinguer les différents termes, on a introduit le paramètre h' qui joue le même rôle que h . En décomposant les lignes trigonométriques, il vient :

$$\sum f(\alpha, t) = \frac{1}{2\mu_0} \left[\begin{array}{l} \sum_h \frac{\hat{B}_h^2}{2} (1 + \cos(2\omega_h t - 2hp\alpha - 2\psi_h)) \\ + \sum_h \sum_{h'} \hat{B}_h \hat{B}_{h'} \left[\begin{array}{l} \cos((\omega_h + \omega_{h'})t - (h + h')p\alpha - (\psi_h + \psi_{h'})) + \\ \cos((\omega_h - \omega_{h'})t - (h - h')p\alpha - (\psi_h - \psi_{h'})) \end{array} \right] \end{array} \right] \quad (3)$$

Il en résulte que l'expression générale d'une composante de force non stationnaire s'écrit :

$$f(\alpha, t) = \hat{F} \cos(\omega_f t - m\alpha - \psi_f) \quad (4)$$

où m est le nombre de modes, \hat{F} l'amplitude qui s'exprime en N/m^2 , f_f la fréquence de la force qui est telle que $\omega_f = 2\pi f_f$.

On constate dans l'expression (3) qu'il existe deux sortes de composantes de forces : celles dues au carré d'une composante d'induction, et celles dues aux doubles produits entre deux composantes d'induction. Les premières, le terme constant ne jouant aucun rôle dans la formation des bruits (composante stationnaire), ont une pulsation double de celle de la composante d'induction qui en est à l'origine; les secondes présentent une pulsation qui est la somme ou la différence des pulsations des composantes en question. Les études montrent que ces dernières sont généralement à l'origine du bruit magnétique en mettant en jeu une composante générée par le stator, l'autre étant engendrée par le rotor. La fréquence du bruit magnétique est souvent proportionnelle aux nombres d'encoches statoriques et rotoriques, à la vitesse de rotation ainsi qu'à la fréquence d'alimentation [4] [7]. La détermination analytique des harmoniques d'induction est un travail difficile. Les travaux cités en référence [6] [8] permettent, à partir des caractéristiques d'une machine, de connaître les harmoniques d'espace et de perméance pour un moteur asynchrone.

Le nombre de modes m , qui représente le nombre de paires de pôles de déformation de la machine, est un facteur très important car les sollicitations diffèrent suivant sa valeur.

- Pour $m=0$, l'attraction entre stator et rotor est uniforme le long de l'entrefer, ceci se traduit par une vibration du stator uniforme sur toute sa périphérie à la fréquence f_f . La figure 1 permet de visualiser cette déformation. Elle représente en coupe transversale le stator soumis à une telle force; il est représenté au repos en trait plein et lorsque l'attraction est maximale en trait interrompu.

- Le cas où $m=1$ est particulier puisque l'attraction entre stator et rotor est maximale en un point et minimale à l'opposé. Le rotor a alors tendance à se déplacer comme le montre la figure 2 qui représente le stator et le rotor. Il y a bien une vibration car le point d'attraction maximale tourne à la vitesse angulaire ω_f .

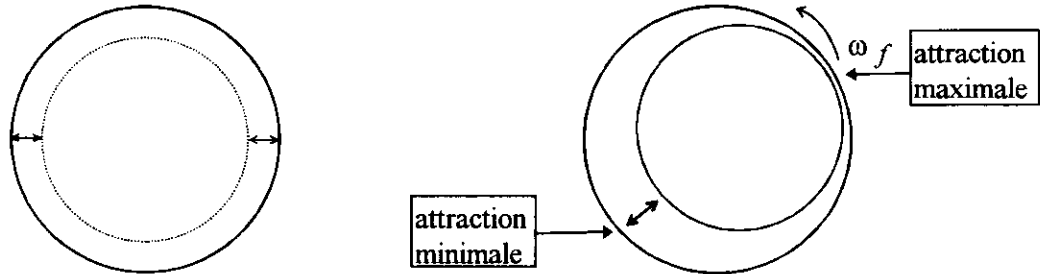


Figure 1 : déformation du stator pour $m=0$. Figure 2 : déplacement du rotor pour $m=1$.

- Pour $m \geq 2$, il y a m points d'attraction maximale entre stator et rotor, qui provoquent une déformation du stator en $2m$ pôles qui tournent à la vitesse angulaire ω_f / m . La figure 3 montre ces déformations pour $m=2$ et 3.

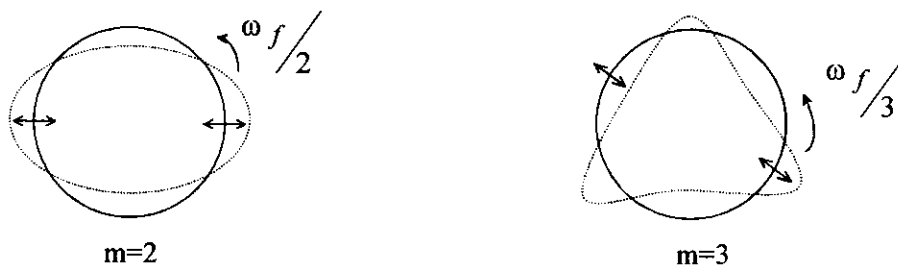


Figure 3 : déformations du stator pour $m=2$ et 3.

Une force peut être à l'origine d'une vibration plus ou moins importante suivant son amplitude, son nombre de modes, mais aussi suivant la réponse mécanique de la structure de la machine. En effet cette force jouera un rôle d'autant plus significatif que sa fréquence est proche d'une éventuelle fréquence de résonance mécanique. Ces considérations feront l'objet du paragraphe suivant.

II) EQUATIONS MECANIQUES.

Pour quantifier les vibrations qu'induit une force de Maxwell de caractéristiques connues dans l'entrefer d'une machine, on peut utiliser des relations analytiques qui permettent de calculer les amplitudes des vibrations d'un anneau auquel est assimilé le stator. On calcule d'abord l'amplitude des déformations statiques, relatives à une force constante dans le temps, puis dynamiques, en tenant compte des fréquences de résonance mécaniques.

II.1) Amplitudes des déformations statiques.

Ph. L. Alger [9][10] précise comment, à partir des équations connues de la déformation d'une poutre, on déduit approximativement celle du stator. On considère une poutre posée librement à ses extrémités et soumise à une force distribuée sinusoïdalement sur sa longueur. Ce modèle s'apparente à celui de

l'anneau dont l'épaisseur identique à celle de la poutre est aussi celle du stator. Il permet d'aboutir à des formules proches de celles données par H. Jordan [4] et P.L. Timar [7] énoncées ci-après où toutes les longueurs s'expriment en mètres. La figure 4 montre une coupe de la culasse. Les notations utilisées sont :

- Y_{ms} , amplitude de déformation statique relative à une force de m modes,
- Y_{md} , amplitude de déformation dynamique relative à une force de m modes,
- R_a , rayon d'alésage, rayon intérieur du stator,
- R_c , rayon moyen de la culasse,
- e_c , épaisseur radiale de la culasse derrière les encoches,
- L , longueur du fer,
- ℓ , distance entre appuis de l'arbre rotorique,
- d , diamètre de l'arbre,
- E , coefficient d'élasticité ou module de Young : $E=2.1 \cdot 10^{11} \text{N/m}^2$ pour le fer.

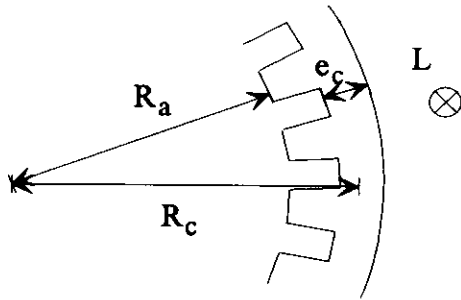


Figure 4 : coupe de la culasse.

- Pour $m=0$, l'amplitude de déformation statique du stator est donnée par :

$$Y_{0s} = \frac{R_a R_c}{E e_c} \hat{F} \quad (5)$$

- Pour $m=1$, l'amplitude statique de flexion de l'arbre rotorique est donnée par :

$$Y_{1s} = \frac{4 R_a \ell^3 L}{3 E d^4} \hat{F} \quad (6)$$

- Pour $m \geq 2$, l'amplitude de déformation statique du stator est :

$$Y_{ms} = \frac{12 R_a R_c^3}{E e_c^3 (m^2 - 1)^2} \hat{F} \quad (7)$$

On peut alors comparer les amplitudes de déformations suivant le nombre de modes pour une même amplitude de force. On constate que, pour $m \geq 2$, Y_{ms} diminue avec la quatrième puissance de m , les forces de nombre de modes élevé peuvent donc difficilement être à l'origine de bruit. En pratique il est inutile de tenir compte des forces de nombre de modes supérieur à 10.

Il est intéressant de comparer les amplitudes à celles relatives au mode 0.

- Pour $m=1$, on a le rapport :

$$\frac{Y_{1s}}{Y_{0s}} = \frac{4 L \ell^3 e_c}{3 d^4 R_c} \quad (8)$$

$$\text{où } \Delta = \frac{\text{poids des culasses} + \text{poids des dents}}{\text{poids des culasses}} \quad (12)$$

- Pour $m=1$, la fréquence de résonance relative aux flexions de l'arbre rotorique notée F_1 s'exprime :

$$F_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3Ed^4}{8 \ell^3 10^3 [L(4R_a^2 - d^2) + 0.5 \ell d^2]}} \quad (13)$$

- Pour $m \geq 2$, deux types de fréquence de résonance du stator sont utilisées, relatives aux vibrations radiales et tangentielles :

$$F_m = F_0 \frac{e_c}{2\sqrt{3}R_c} \frac{m(m^2 - 1)}{\sqrt{m^2 + 1}} \quad (14)$$

$$F_{tm} = F_0 \sqrt{m^2 - 1} \quad (15)$$

II.2.2) Amplitudes des déformations dynamiques.

On obtient l'amplitude des déformations dynamiques Y_{md} en multipliant l'amplitude des déformations statiques par un coefficient noté η_m qui dépend des fréquences.

$$Y_{md} = \eta_m Y_{ms} \quad (16)$$

- Pour $m=0$ et $m=1$, η_m est donné par :

$$\eta_m = 1 / \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_f}{F_m}\right)^2\right)^2 + \left(2\xi_a \frac{f_f}{F_m}\right)^2} \quad (17)$$

où ξ_a est un coefficient d'amortissement ajouté par P.L. Timar [7]. Celui-ci précise que la détermination de sa valeur théorique est très complexe et que généralement, pour un moteur asynchrone, $0.01 < \xi_a < 0.04$. On comprend, étant donné sa faible valeur, que H. Jordan ait négligé ce coefficient qui n'intervient que lorsque la fréquence de la force est très proche de celle de résonance. ξ_a évite que η_m ne tende dans ce cas vers l'infini, ce qui signifierait une amplitude de vibration infinie.

- Pour $m \geq 2$, l'expression donnée par H. Jordan est :

$$\eta_m = \frac{m^2 - \left(\frac{f_f}{F_0}\right)^2}{\left[\left(\frac{f_f}{F_0}\right)^2 - \left(\frac{F_m}{F_0}\right)^2\right] \left[\left(\frac{f_f}{F_0}\right)^2 - \left(\frac{F_{tm}}{F_0}\right)^2\right]} \quad (18)$$

La carcasse dans laquelle peuvent être encastrées les tôles magnétiques peut modifier toutes ces relations, toutefois on peut, en première approximation, négliger ces variations. L'amplitude de vibration de la machine étant connue, il reste à calculer le bruit qui en résulte.

Ce rapport est d'ordinaire de l'ordre de plusieurs centaines, une force de mode 1 est donc beaucoup plus dangereuse qu'une de mode 0. Toutefois la conception des machines, de part le choix presque systématique de nombres pairs d'encoches, est telle que les forces de mode 1 sont rares [4].

- Pour $m \geq 2$,

$$\frac{Y_{ms}}{Y_{0s}} = \frac{12}{(m^2 - 1)^2} \left(\frac{R_c}{e_c} \right)^2 \quad (9)$$

D'après Ph. L. Alger [9] les dimensions dans une machine asynchrone vérifient, en général, les relations suivantes : $R_c \approx 1.4R_a$ et $e_c \approx \frac{2R_a}{5p}$, on en déduit :

$$\frac{Y_{ms}}{Y_{0s}} \approx 147 \left(\frac{p}{m^2 - 1} \right)^2 \quad (10)$$

Le tableau 1 permet de comparer ce rapport pour différents nombres de modes et de paires de pôles.

p \ m	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	16.3	2.3	0.65	0.25	0.12	0.06	0.04	0.02	0.01
2	65.2	9.2	2.61	1.02	0.48	0.26	0.15	0.09	0.06
3	147	20.7	5.9	2.3	1.08	0.56	0.32	0.2	0.135
4	261	36.7	10.4	4.07	1.92	1.02	0.6	0.37	0.24
5	408	57.4	16.3	6.4	3	1.6	0.92	0.57	0.37

Tableau 1 : Y_{ms}/Y_{0s} suivant m et p pour une machine asynchrone.

On constate, pour une force de même amplitude, que le nombre de modes a un effet considérable, il faut absolument éviter les forces de nombre de modes faible. Plus la machine est lente (p grand), plus une déformation due à nombre de modes faible est importante par rapport au mode 0.

II.2) Caractéristiques des vibrations dynamiques.

Chaque machine possède plusieurs fréquences propres, chacune étant relative à un mode de vibrations. On peut exciter ces modes au moyen d'un choc unique provoqué par exemple par un marteau dont un simple coup entraîne un bruit composé de plusieurs fréquences distinctes qui correspondent à des fréquences de résonance naturelles de la structure [11] [12]. Par conséquent plus la fréquence d'une force de nombre de modes donné se rapproche de la fréquence propre de la machine relative au même mode, plus l'amplitude des vibrations augmente. Les phénomènes mécaniques sont compliqués, il est difficile d'avoir des relations analytiques simples et précises, c'est pourquoi certains les abordent par des méthodes numériques [12] [13]. Les expressions analytiques des fréquences de résonance ont été données par H. Jordan [4] et P.L. Timar [7], elles sont approximatives mais ont l'avantage d'être assez simples à utiliser. Ces formules considèrent une machine parfaitement cylindrique sans tenir compte par exemple d'éléments comme les pieds qui peuvent modifier les fréquences propres [14].

II.2.1) Fréquences de résonance.

On distingue plusieurs types de fréquences de résonance suivant que $m=0$, $m=1$, ou $m \geq 2$. Elles concernent généralement les vibrations radiales et seront notées F_m . Néanmoins elles peuvent être relatives aux vibrations tangentielles et nous conviendrons alors de les noter F_{tm} .

- Pour les vibrations de mode 0, la fréquence F_0 correspond à des vibrations radiales du stator :

$$F_0 = 837.5/R_c \sqrt{A} \quad (11)$$

CONTRIBUTION DE L'ÉLECTRICITÉ A L'HYPERMOBILITÉ

CONTRIBUTION OF ELECTRICITY TO HYPERMOBILITY

Bruno CARRIER-MARQUIS

et

Michel ROCAMORA

Établissement Technique d'Angers (DGA / DSTI / ETAS)

Résumé

Les évolutions géopolitiques des dernières années ont considérablement modifié les priorités de conception des futurs véhicules de combat, pour lesquels la fonction mobilité doit être assurée sous de nouvelles contraintes. De nouveaux véhicules, hypermobiles, devront posséder des caractéristiques privilégiées de compacité, de légèreté, d'agilité, de fiabilité et de furtivité. L'électricité permet de disposer de solutions facilitant la recherche de concepts architecturaux nouveaux et l'amélioration des performances. La multiplication des consommateurs électriques justifiera à moyen terme l'électrification de véhicules de combat légers, et à plus long terme celle de véhicules moyens et lourds dotés d'armes électriques.

Summary

Recent geopolitical evolutions have given rise to great changes as far as the development priorities of future combat vehicles are concerned, whose mobility requirements have to be adapted accordingly. New hypermobile vehicles must be compact, light, agile, reliable and stealthy. Electricity offers attractive solutions for improving architectural designs and performances. Significant increase in electrical consumers will be, in a foreseeable future, at the origin of new light vehicles with electrical drives and, in the long run, of new heavier vehicles with electrical weapons.

1. ÉVOLUTION DES BESOINS MILITAIRES

1.1 MOBILITÉ(S)

Parmi les principales fonctions des véhicules militaires de combat (Feu, Mobilité et Survivabilité), un rôle primordial doit être accordé à la fonction mobilité, pour que ces véhicules, légers ou lourds, puissent porter le feu au contact de l'ennemi en manoeuvrant au mieux, tout en réduisant leur probabilité d'être détectés, et/ou en leur permettant en cas d'agression de terminer leur mission et de revenir à leur base.

Cette fonction mobilité, définie comme la capacité des forces militaires à se déplacer d'un point à un autre, tout en conservant leur aptitude à remplir leur mission opérationnelle, recouvre :

- **la mobilité stratégique**, qui caractérise la qualité ou la capacité des forces leur permettant d'être déplacées rapidement de leur zone de stationnement à un théâtre d'opération, soit par leur propre moyen, soit par le renforcement de moyens extérieurs (aériens, maritimes, de surface),
- **la mobilité tactique**, qui caractérise la qualité ou la capacité des forces leur permettant de se déplacer d'un point à un autre du champ de bataille, en conservant leur aptitude à remplir leur mission,
- **la mobilité de manoeuvre**, composante de la mobilité tactique, qui caractérise l'aptitude des forces à se déplacer à travers tous les terrains et à franchir les obstacles naturels et artificiels : cassis, crêtes, dévers, fossés, marches, murs, pentes, troncs d'arbres, terrains peu porteurs et/ou glissants ...

Les exigences de performance relatives à la mobilité de manoeuvre sont spécifiques aux véhicules militaires de combat et imposent, en particulier lors du franchissement lent d'obstacles (cf. **Figure 1**), de fournir aux roues - ou aux chenilles - de très forts couples à basse vitesse.

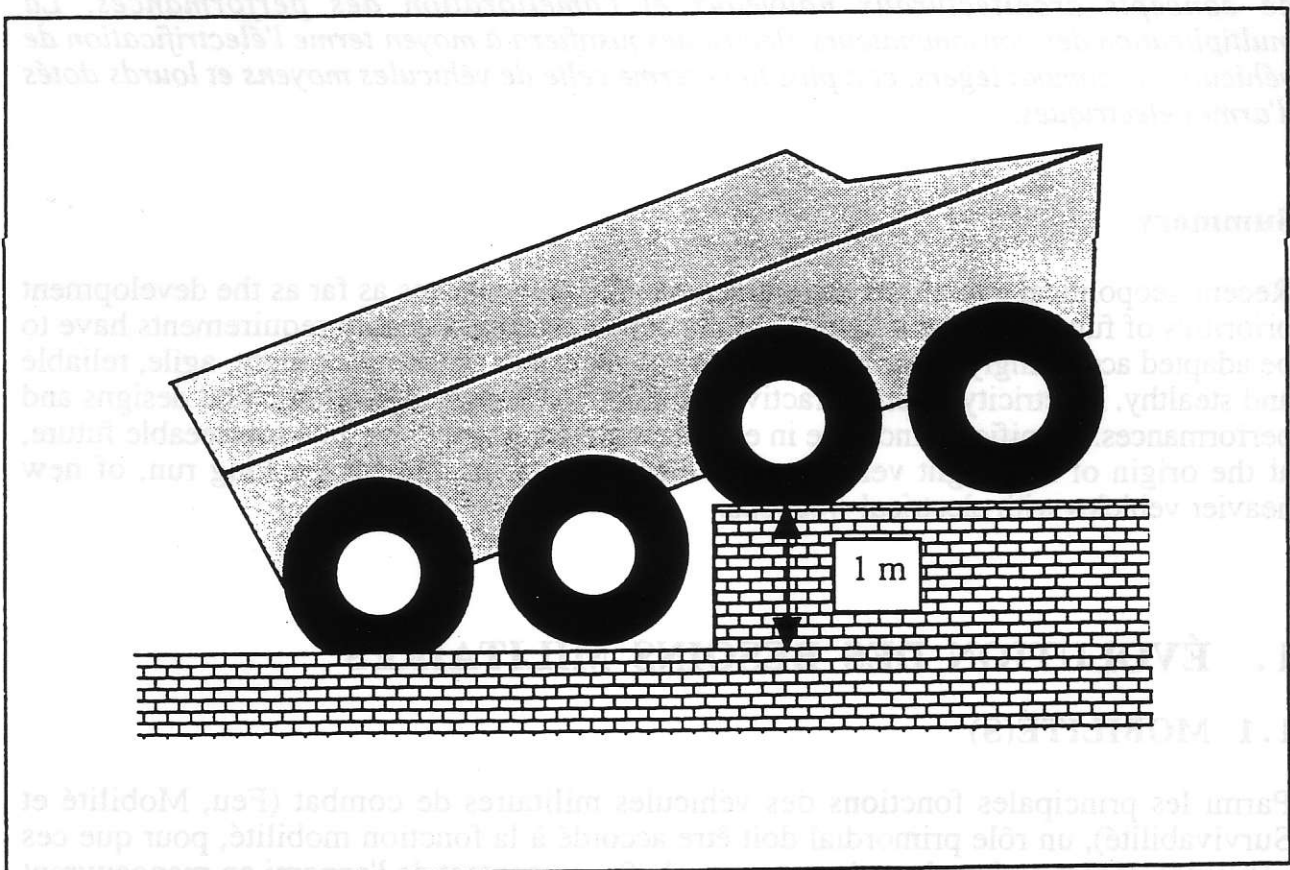


Fig. 1 - Franchissement lent d'obstacles : marche à bord franc

Il en résulte des contraintes dimensionnantes, pour le choix des composants de leur transmission, qui ne permettent pas de bénéficier d'une "dualité" technologique directe avec les véhicules civils (cf. **Figure 2**).

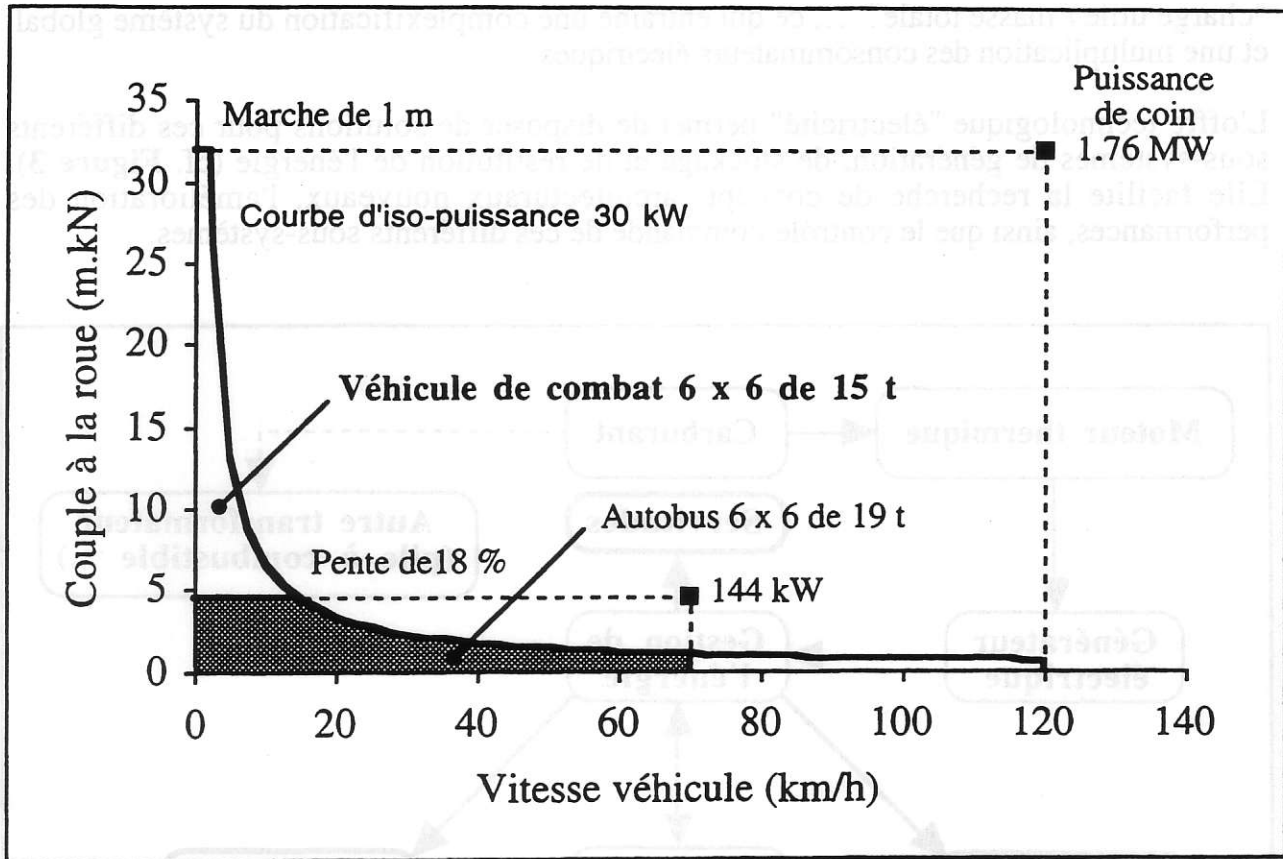


Fig. 2 - Contrainte Couple / Vitesse : comparaison des domaines civils et militaires

1.2 ÉVOLUTIONS GÉOPOLITIQUES & HYPERMOBILITÉ

L'évolution du contexte d'engagement de l'armée de terre, qui fait suite aux évolutions géopolitiques des dernières années, a considérablement modifié les priorités de conception des futurs véhicules de combat.

La compacité et la légèreté deviennent des impératifs pour accroître la projetabilité des matériels sur divers théâtres d'opérations plus ou moins lointains. Les exigences de protection des personnels prennent une importance jusqu'ici jamais atteinte. Face à l'apparition de nouvelles menaces, dont la prolifération est préoccupante, l'agilité, la fiabilité, la furtivité, voire la robotisation constituent, pour les concepteurs de véhicules de combat, des axes majeurs de performance.

L'hypermobilité se définit dans ce nouveau contexte, non comme un défi pour l'obtention de performances pures en mobilité, mais comme la capacité à assumer la fonction mobilité sous ces nouvelles contraintes. Un véhicule hypermobile sera donc un véhicule pour lequel les caractéristiques de compacité, de légèreté, d'agilité, de fiabilité et de furtivité seront privilégiées, sans dégradation de sa mobilité stratégique.

2. CONTRIBUTION DE L'ÉLECTRICITÉ

L'hypermobilité sera atteinte par le renouvellement des concepts architecturaux, l'introduction de dispositifs capables de délivrer une surpuissance transitoire, l'introduction de redondances, l'amélioration de la furtivité, l'optimisation du ratio

"charge utile / masse totale" ..., ce qui entraîne une complexification du système global, et une multiplication des consommateurs électriques.

L'offre technologique "électricité" permet de disposer de solutions pour ces différents sous-systèmes de génération, de stockage et de restitution de l'énergie (cf. **Figure 3**). Elle facilite la recherche de concepts architecturaux nouveaux, l'amélioration des performances, ainsi que le contrôle-commande de ces différents sous-systèmes.

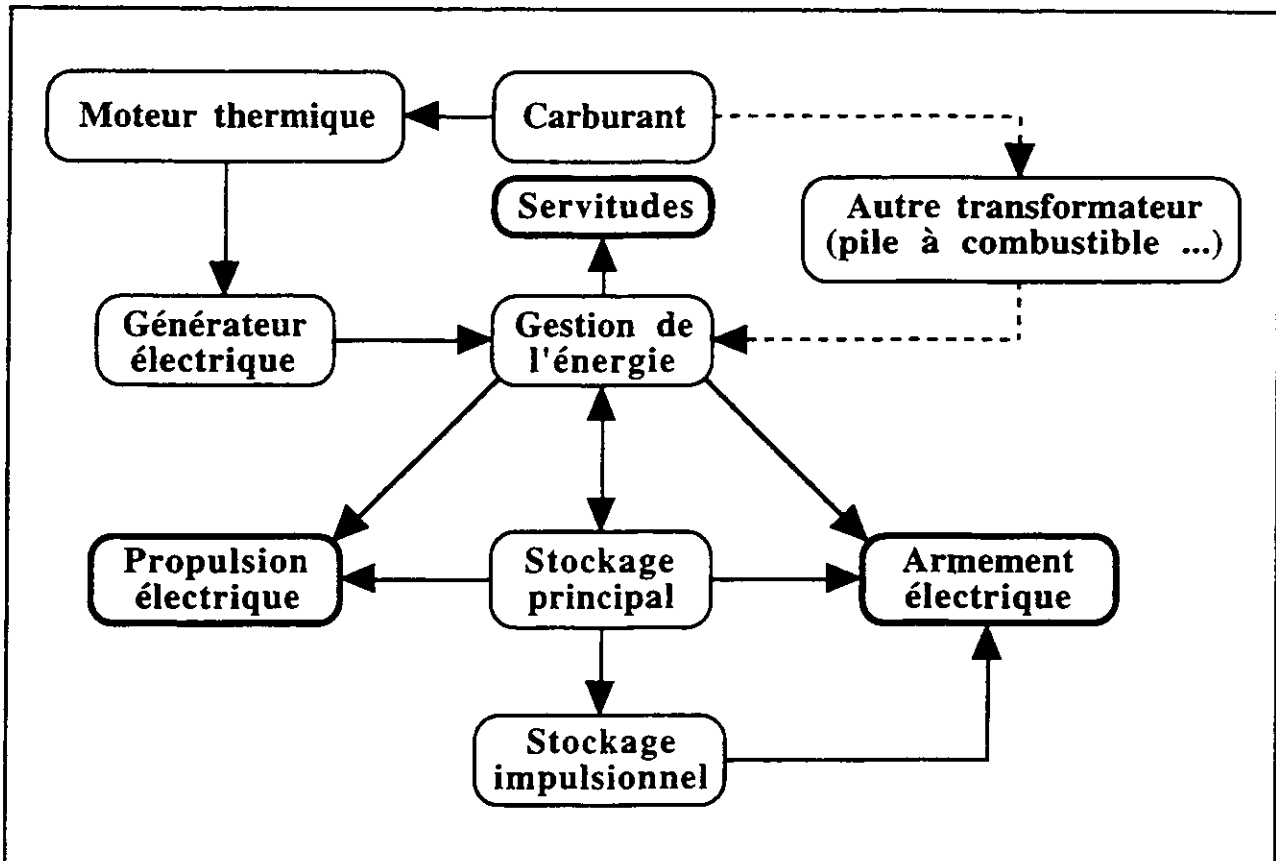


Fig. 3 - Véhicule tout électrique : système de génération-stockage-restitution de l'énergie

2.1 COMPACTITÉ ET LÉGÈRETÉ

L'utilisation de liaisons souples (câbles électriques), entre le sous-système de génération électrique (le groupe moto-propulseur = moteur thermique + génératrice électrique) et le sous-système de restitution de l'énergie pour la mobilité (les moteurs électriques de propulsion), facilite la recherche d'architectures plus compactes et plus légères :

- en permettant la suppression des composants les plus volumineux, et les plus difficiles à implanter, des transmissions mécaniques classiques : arbres de transmission, convertisseur de couple, boîte de vitesses, différentiels (classiques, ou spéciaux pour permettre la mise en oeuvre de diverses stratégies de direction pour les véhicules à roues : braquage, dérapage, braquage + dérapage), ponts, réducteurs ... ,

- en autorisant un positionnement plus souple des groupes moto-propulseurs et de leur système de réfrigération (la poutre de refroidissement), ainsi que des moteurs électriques de propulsion.

Les groupes moto-propulseurs et leur poutre de refroidissement peuvent ainsi être placés, indépendamment l'un de l'autre, à l'avant ou à l'arrière des véhicules, dans le sens transversal ou longitudinal. La position transversale avant est très favorable pour la protection des véhicules et du personnel embarqué, et facilite l'accès par l'arrière dans les véhicules.

A moyen ou à long terme, le développement d'alternateurs, accouplés directement à des turbines à gaz à grande vitesse (de 40 à 60 000 tr/min), devrait encore permettre une réduction sensible de la masse et du volume de ces groupes moto-propulseurs (cf. [1] et [2]).

Pour les véhicules à roues, les moteurs électriques de propulsion peuvent être installés dans les roues (les "moteurs-roues électriques"), ou dans les caisses des véhicules (les "moteurs électriques de roues"). Pour les véhicules chenillés, on peut également envisager de les placer dans les barbotins, voire dans les galets de roulement.

Le dimensionnement de ces moteurs électriques, et de leur électronique de puissance associée, est fonction de leur puissance de coin (produit de leur couple maximum par leur vitesse maximale : cf. **Figure 2**). L'optimisation des masses et des volumes passe donc, si possible, par la réduction de cette puissance. Cette réduction peut être obtenue par la combinaison de plusieurs moteurs identiques, de puissance de coin élémentaire plus faible, et telle que la somme des puissances de coin ainsi installées soit inférieure à la puissance de coin de base.

L'étude référencée en [3] présente ainsi, pour des véhicules de combat à roues d'une quinzaine de tonnes, des concepts novateurs de transmissions électriques et de groupes de traction multi-moteurs (à installer dans les caisses des véhicules), pour optimiser leur emport et leur mobilité.

Des solutions mettant en oeuvre des moteurs-roues électriques permettraient de maximiser l'emport de ces véhicules, mais posent, aujourd'hui, des problèmes difficiles à surmonter pour réduire le volume de leur électronique de puissance et pour fournir les couples aux roues nécessaires pour le franchissement d'obstacles. Les problèmes de mobilité liés à l'influence, sur la dynamique de tels véhicules, de masses non-suspendues élevées, sont également à étudier.

On peut donc espérer à moyen terme, pour une gamme donnée de véhicules (de préférence inférieure à quinze tonnes pour des véhicules à roues) :

- soit garder leur capacité d'emport et réduire leurs dimensions extérieures (en particulier leur hauteur et leur longueur), pour augmenter leur furtivité,
- soit conserver leurs dimensions extérieures équivalentes à celles de véhicules équipés de transmissions mécaniques classiques, et maximiser alors leur emport intérieur.

Les **Figures 4A** et **4B** présentent ainsi, à titre d'exemple de la dernière hypothèse, les deux versions d'un véhicule de combat à roues 8 x 8 de masse $M = 22$ t, équipé soit d'une transmission mécanique classique, soit d'une transmission électrique, à moteurs électriques de roues, utilisant un alternateur à moyenne vitesse accouplé au même moteur diesel.

On remarque qu'une telle transmission électrique permet, dans ce cas, une augmentation de la capacité d'emport du véhicule suite à l'abaissement de son plancher, tout en conservant la même garde au sol, ainsi qu'une installation de son groupe moto-propulseur dans le sens transversal avant.

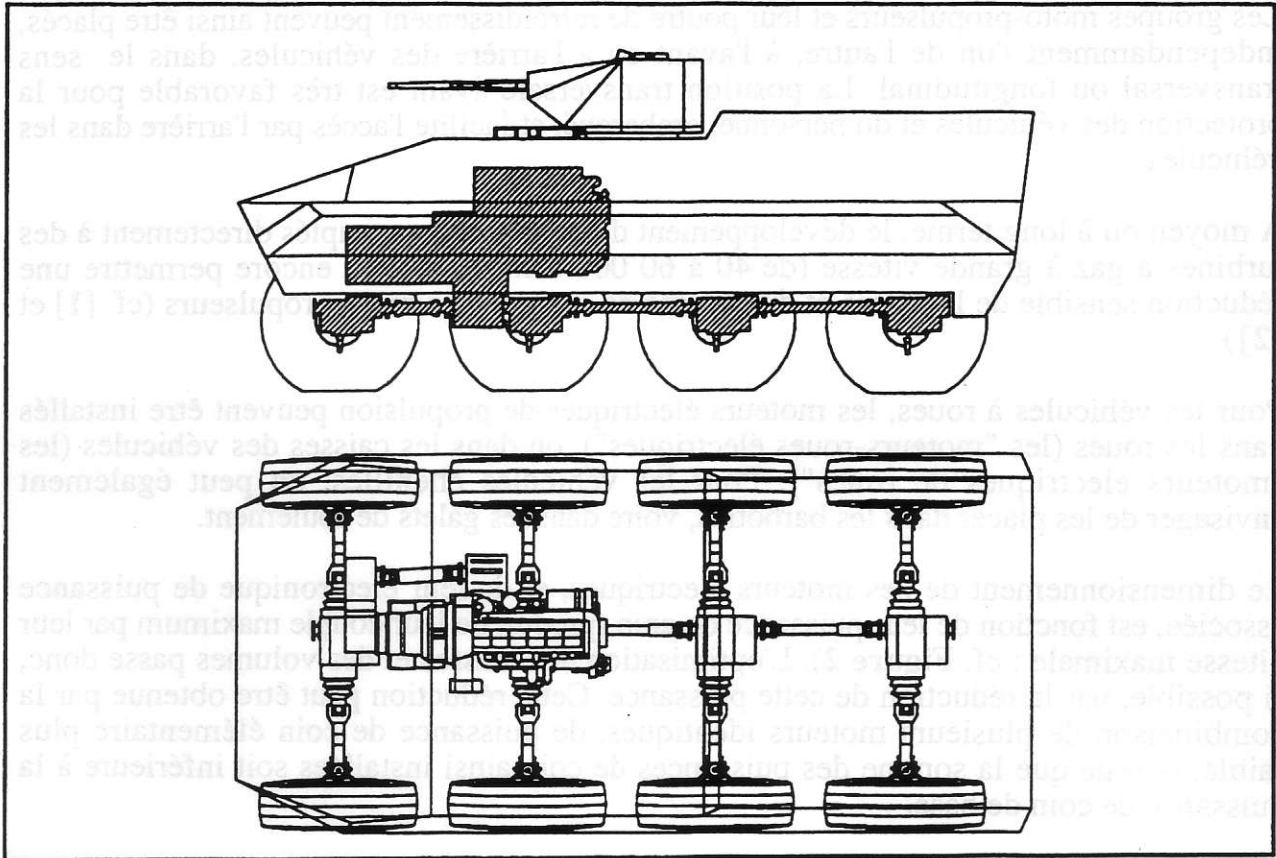


Fig. 4 A- Compacité et légèreté : véhicule 8 x 8 de 22 t à transmission mécanique

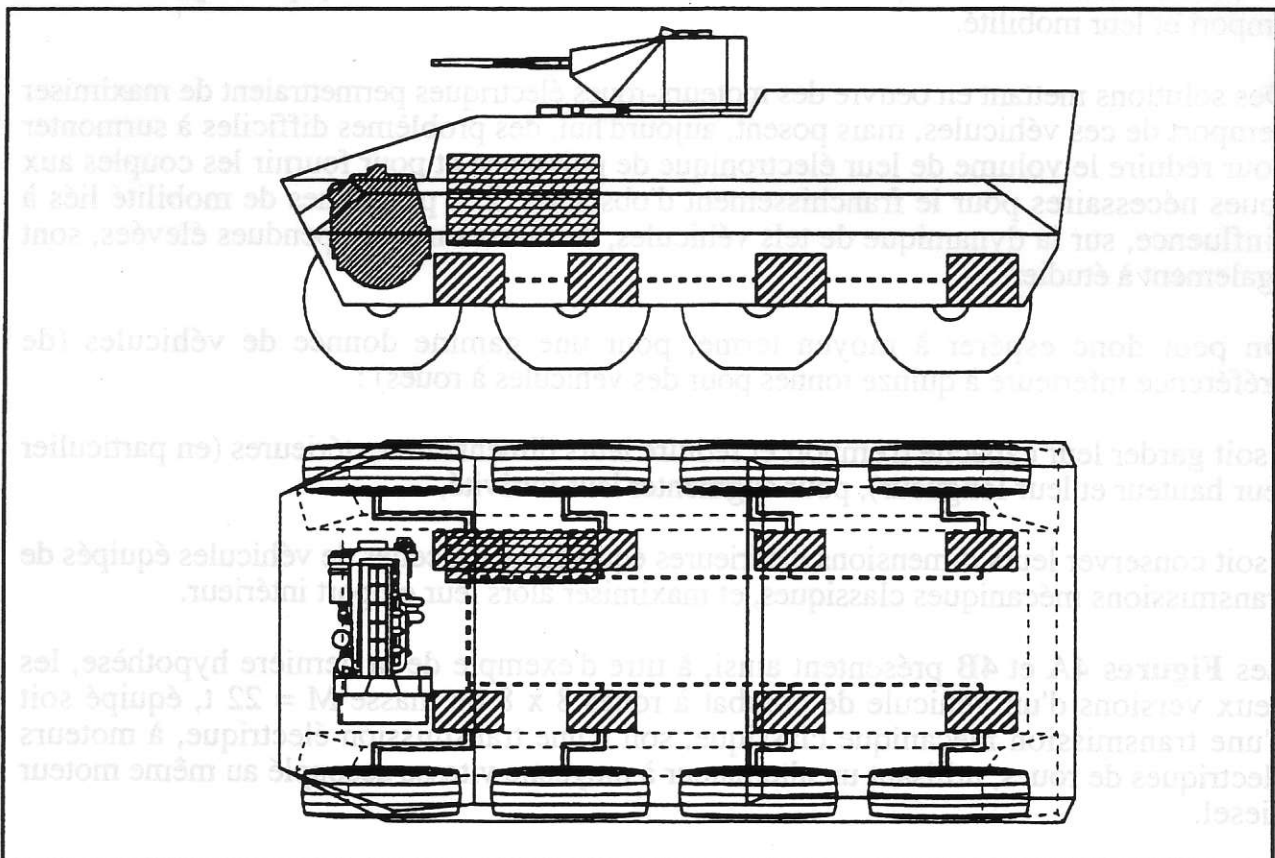


Fig. 4B - Compacité et légèreté : véhicule 8 x 8 de 22 t à transmission électrique

2.2 AGILITÉ

- RÉDUCTION DES INERTIES

Au démarrage d'un véhicule de combat, les inerties des masses rotatives de sa transmission jouent un rôle défavorable sur son accélération, comme le montre les calculs suivants. On peut en effet écrire, en faisant appel aux théorèmes généraux de la mécanique, avec quelques hypothèses simplificatrices classiques :

$$\Gamma = (FT - FR) / Ma$$

avec : Γ accélération du véhicule

FT résultante des efforts moteurs transmis aux roues ou aux barbotins
 FR résultante des efforts résistants appliqués au véhicule (résistance aérodynamique, résistance due à la pente, résistance due au terrain)

$Ma = M + Me$, masse apparente du véhicule

M masse du véhicule

$Me = I / R^2$, masse équivalente due aux inerties des masses rotatives

où $I = \Sigma$ (inerties, ramenées aux roues ou barbotins, des masses rotatives)

et R rayon dynamique des pneumatiques (ou rayon des barbotins)

L'influence de cette masse équivalente Me est, en général, loin d'être négligeable pour des véhicules de combat à transmission mécanique. Ces transmissions comprennent en effet de nombreux composants (groupe moto-propulseur = moteur thermique + boîte de vitesses, arbres de transmissions, différentiels, ponts, réducteurs, roues ou ensemble barbotins/chenilles ...) et la valeur élevée des premiers rapports de transmission entraîne une augmentation considérable de l'inertie, ramenée aux roues, de leur groupe moto-propulseur.

Cette très forte inertie explique que de nombreux véhicules de combat ne démarrent pas sur leur premier rapport de transmission, mais sur leur troisième ou même sur leur quatrième rapport, bien que la résultante des efforts moteurs soit alors inférieure.

Les transmissions électriques, utilisant des moteurs électriques placés dans les roues ou dans la caisse de ces véhicules, permettent de réduire très nettement ces inerties et d'augmenter donc fortement leur accélération au démarrage.

Ces transmissions autorisent de plus un fonctionnement à régime constant des moteurs thermiques (d'où une plus grande facilité pour minimiser leur consommation, et diminuer leur pollution gazeuse en temps de paix), et réduisent les problèmes liés à la conservation du couple moteur lors des changements de rapport des boîtes de vitesses mécaniques.

Pour mettre en évidence cette réduction des inerties, on a étudié la conséquence de l'installation, sur un véhicule de combat à roues 8 x 8 de masse $M = 22$ t équipé d'une transmission mécanique classique (véhicule de référence), d'une transmission électrique de même puissance, et on a tracé pour les deux versions de transmission :

- sur la **Figure 5A** : la variation, en fonction de la vitesse de ce véhicule, de sa masse apparente Ma .

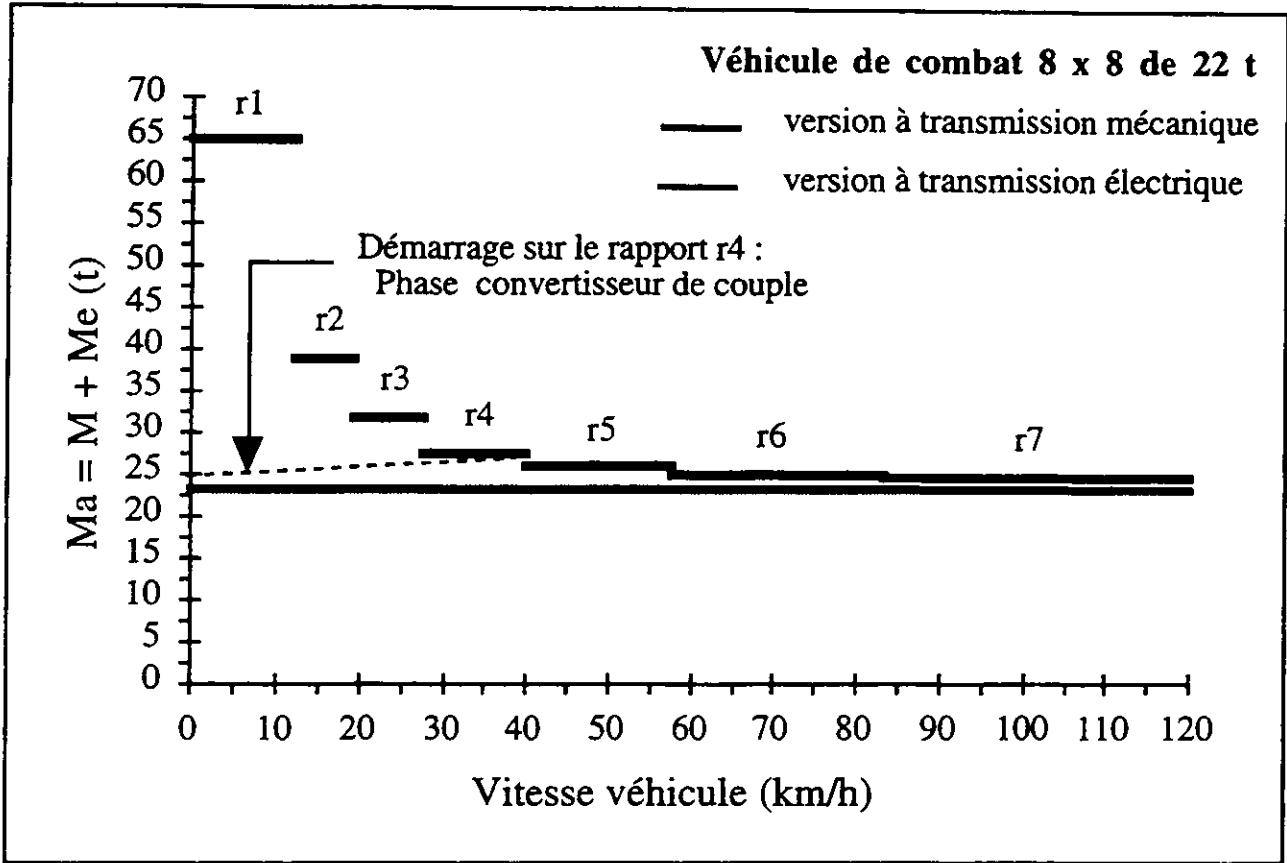


Fig. 5 A - Réduction des inerties : comparaison de versions électrique et mécanique

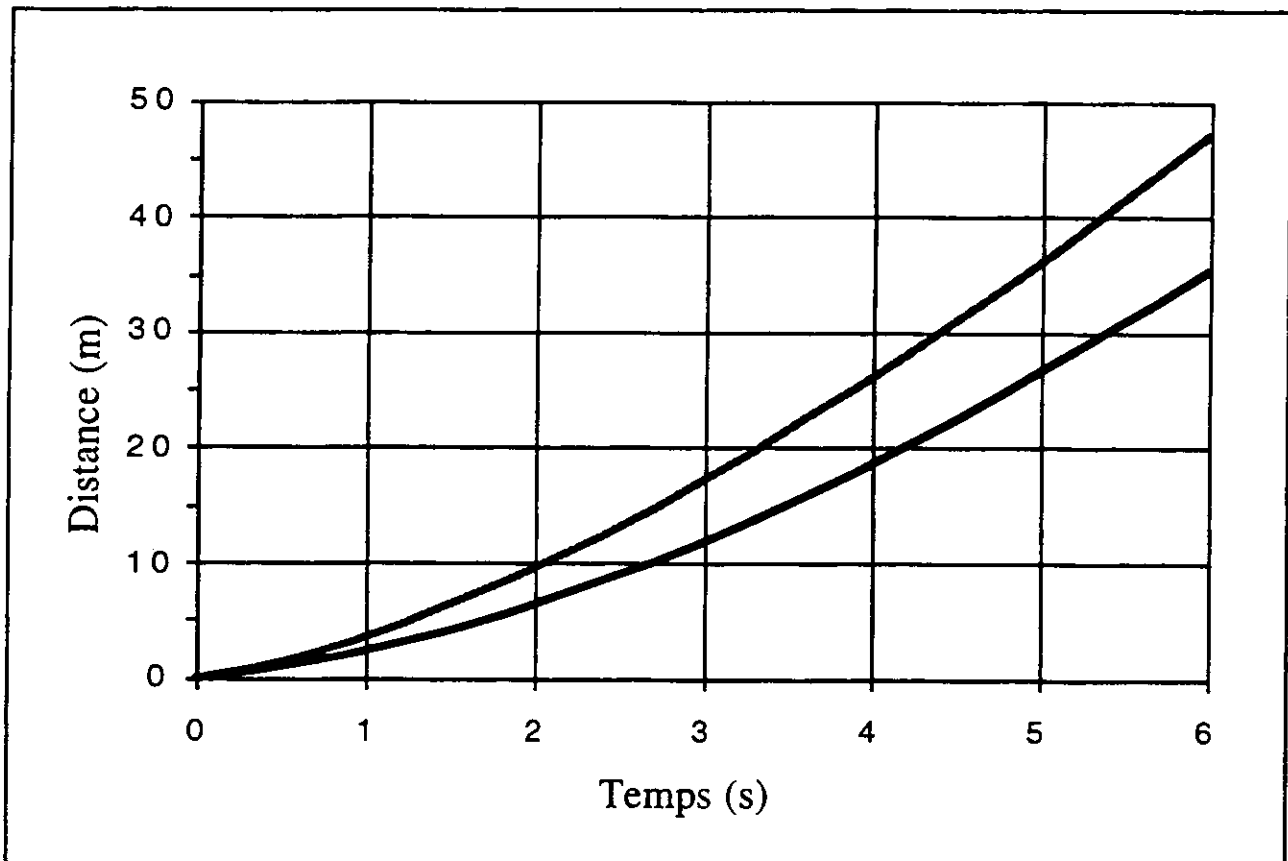


Fig. 5 B - Réduction des inerties : influence sur le "bond en avant"

Pour la version à transmission mécanique, la masse apparente du véhicule passe ainsi de $Ma = 25$ t à $Ma = 27$ t lors d'un démarrage sur le quatrième rapport ($r4$) de sa boîte de vitesses (phase d'utilisation du convertisseur de couple), décroît ensuite à $Ma = 26$ t lors du passage sur le cinquième rapport ($r5$), et à $Ma = 25$ t lors du passage sur le sixième rapport ($r6$) ...

Pour la version à transmission électrique, la masse apparente reste constante, et égale à $Ma = 23$ t.

- sur la **Figure 5B** : l'évolution, en fonction du temps, de la distance parcourue lors d'un démarrage départ arrêté.

On peut donc noter qu'une transmission électrique permet d'améliorer très nettement, pendant les premières secondes, les performances d'un véhicule lors de la réalisation du "bond en avant".

- SURPUISSANCE TRANSITOIRE

Le dimensionnement de la puissance des moteurs thermiques des véhicules de combat est effectué essentiellement à partir des performances de mobilité que doivent réaliser ces véhicules. Il faut cependant remarquer que ces moteurs ne sont utilisés à pleine charge que pendant une faible fraction de leur durée de vie totale, lors de phases opérationnelles telles que "bond en avant", franchissement d'obstacles ..., le reste de leur potentiel étant utilisé à faibles charges (phases de veille ...) pendant lesquelles les consommations spécifiques de carburant sont importantes.

Il peut donc être intéressant d'équiper ces véhicules de systèmes capables de stocker de l'énergie et de la restituer durant les phases pendant lesquelles leur motorisation doit fournir le maximum de puissance, ce qui permettrait :

- soit de conserver les performances existantes pendant ces phases, en réduisant le niveau actuel de puissance de motorisation et donc en réduisant aussi les consommations de carburant,
- soit d'améliorer les performances de mobilité de ces phases opérationnelles, en conservant le niveau actuel de puissance de motorisation.

C'est dans cette dernière hypothèse que l'influence de tels systèmes a été étudiée sur le véhicule de référence de l'exemple précédent (cf. [4]).

On a ainsi considéré différentes stratégies de fourniture de surpuissance transitoire, et calculé pour ces différents cas les performances du véhicule lors d'un démarrage départ arrêté (cf. **Figure 6**) :

- cas 1 : véhicule de référence 8 x 8 de 22 t,
- cas 2 : cas 1 + 15 % de surpuissance (suppression de la ventilation),
- cas 3 : cas 1 + 60 % de surpuissance pendant 20 secondes,
- cas 4 : cas 1 + 100 % de surpuissance pendant 10 secondes.

Sur des périodes de courte durée, les stratégies des deux derniers cas, pour lesquels la quantité d'énergie apportée est presque équivalente, sont les plus efficaces.

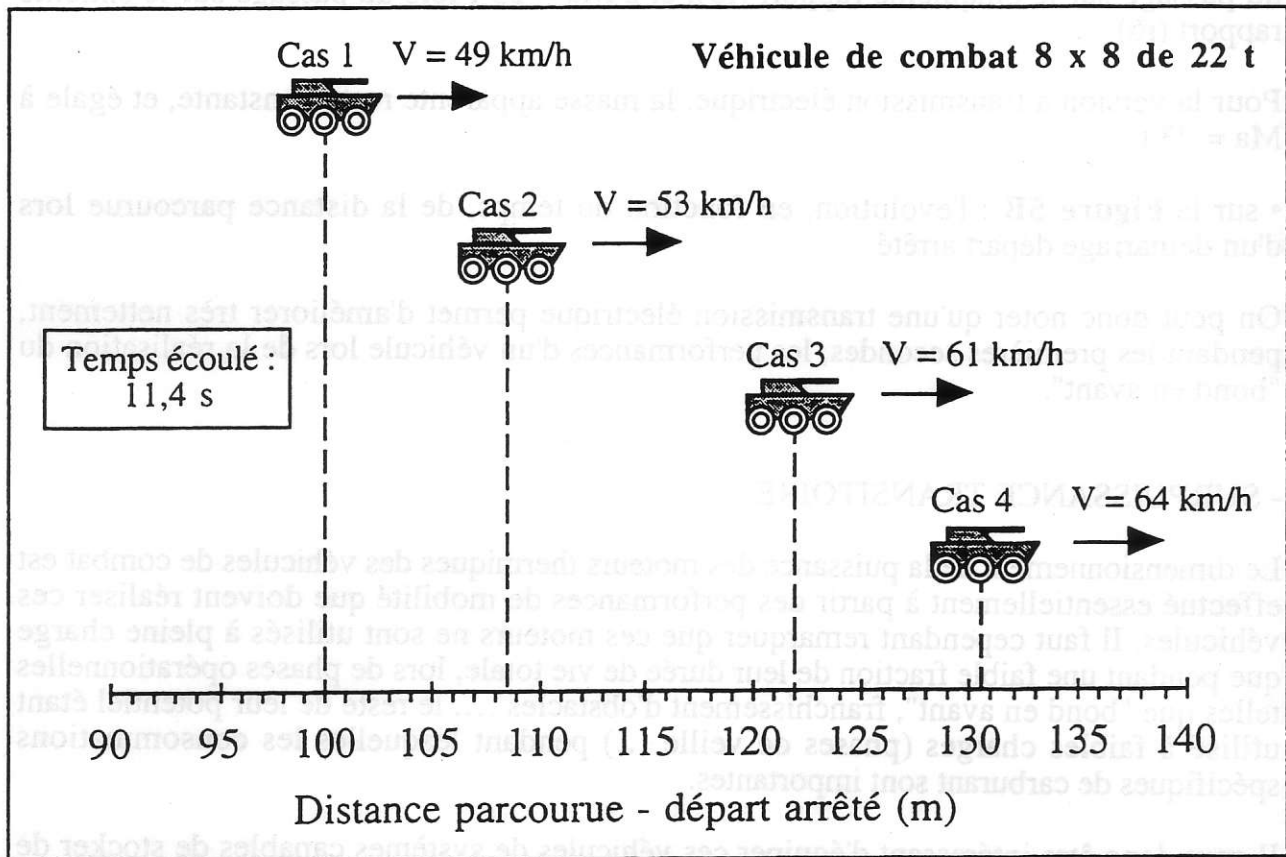


Fig. 6 - Surpuissance transitoire : influence sur le "bond en avant"

Des études menées sur des systèmes de génération, de stockage et de restitution d'énergie (cf. [4] et [5]) ont montré que différents types de dispositifs de stockage peuvent être envisagés : stockage électrochimique (accumulateurs, condensateurs ...), stockage thermique (chaleur d'absorption, chaleur d'adsorption, chaleur chimique, chaleur latente, chaleur spécifique ...), stockage mécanique (volants d'inertie, accumulateurs hydropneumatiques ...), stockage magnétique (bobines supra conductrices ...) ...

Leur association avec des dispositifs de restitution capables de fournir une énergie électrique (convertisseurs) adaptée aux moteurs électriques de propulsion, est facilitée du fait de leur plus grande simplicité de réalisation et de gestion des échanges d'énergie (cf. Figure 3), de leur fiabilité, sécurité, et volume réduit.

Un système électrique de génération, de stockage, et de restitution d'énergie permet donc là encore d'améliorer très nettement les performances d'un véhicule lors de la réalisation du "bond en avant", ou lors de franchissement d'obstacles.

Un tel système facilite également, outre la récupération de l'énergie de freinage, le contrôle et la commande du couple à appliquer à chacune des roues (ou des chenilles), d'où une mobilité maximale quel que soit le terrain, en permettant le contrôle en permanence du glissement des roues (ou des chenilles).

Son utilisation est également possible pour d'autres usages (fourniture d'énergie lors de phases de veilles discrètes ...).

2.3 FIABILITÉ ET FURTIVITÉ / AUTOMATISME ET ROBOTISATION

- FIABILITÉ

La bonne fiabilité des moteurs électriques et de leur électronique, la très grande modularité des solutions proposées par la technologie "électricité" (qui réduit aussi le nombre de composants spécifiques et simplifie les échanges standards : cf. [6]), et l'introduction possible de redondances (cf. [3] et Figure 7) offrent aux véhicules une fiabilité élevée.

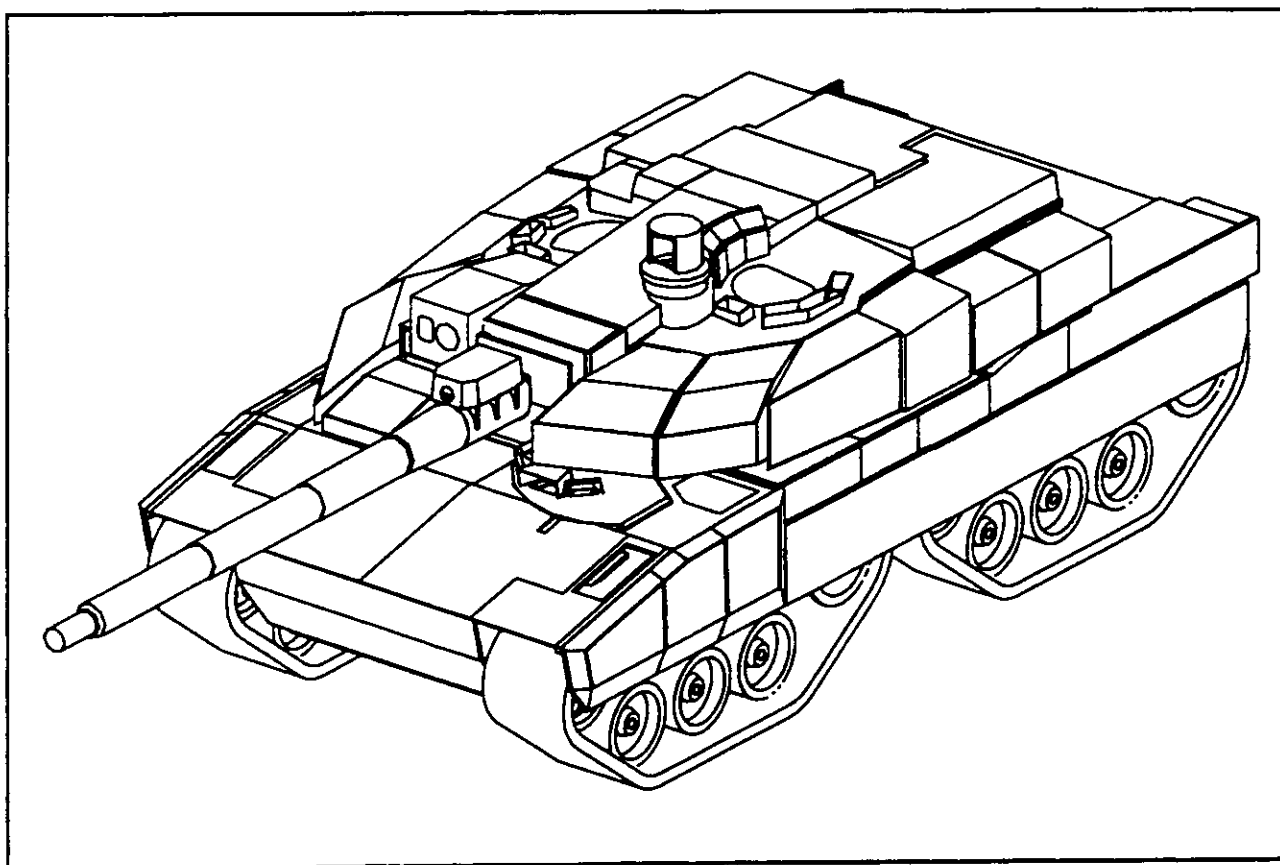


Fig. 7 - Survivabilité : introduction de redondances sur le train de roulement

Il est ainsi envisageable de permettre aux véhicules des fonctionnements en modes dégradés lorsqu'un des principaux composants de la transmission (câble électrique, élément du train de roulement, module électronique, moteur électrique ou même thermique ...) est défectueux, du fait de la possibilité d'implanter, relativement facilement, plusieurs composants électriques assurant une même fonction.

Leur maintenance est aussi facilitée, avec l'utilisation de réseaux électriques installés à bord de ces véhicules et collectant les informations de divers capteurs (informations pouvant être traitées, d'où la possibilité d'une maintenance préventive et prédictive et d'un suivi opérationnel à distance).

- FURTIVITÉ

Il est aussi possible de fonctionner plus discrètement sur les plans acoustique et thermique, lors de modes d'approches ou de veilles discrètes prolongées, ce qui est primordial pour les véhicules légers de reconnaissance.

Les véhicules de type bi-mode (comportant un moteur thermique) pour les plus lourds (gamme inférieure à dix/quinze tonnes), ou même tout électrique pour les plus légers (robots), peuvent ainsi bénéficier d'une bonne mobilité tactique en utilisant si nécessaire leur moteur thermique pour parcourir de longues distances d'approche, et d'une excellente furtivité dans les zones les plus sensibles en utilisant leurs accumulateurs électriques (cf. [7]).

Les piles à combustible devraient permettre, à long terme, de cumuler les avantages d'une autonomie importante et d'une très bonne discrétion thermique et acoustique.

- AUTOMATISATION ET ROBOTISATION

L'électricité se prête également bien à la robotisation du champ de bataille. Elle permet des architectures adaptées à des missions spécifiques (cf. **Figure 8**), pour lesquelles la furtivité est la seule défense des robots ...

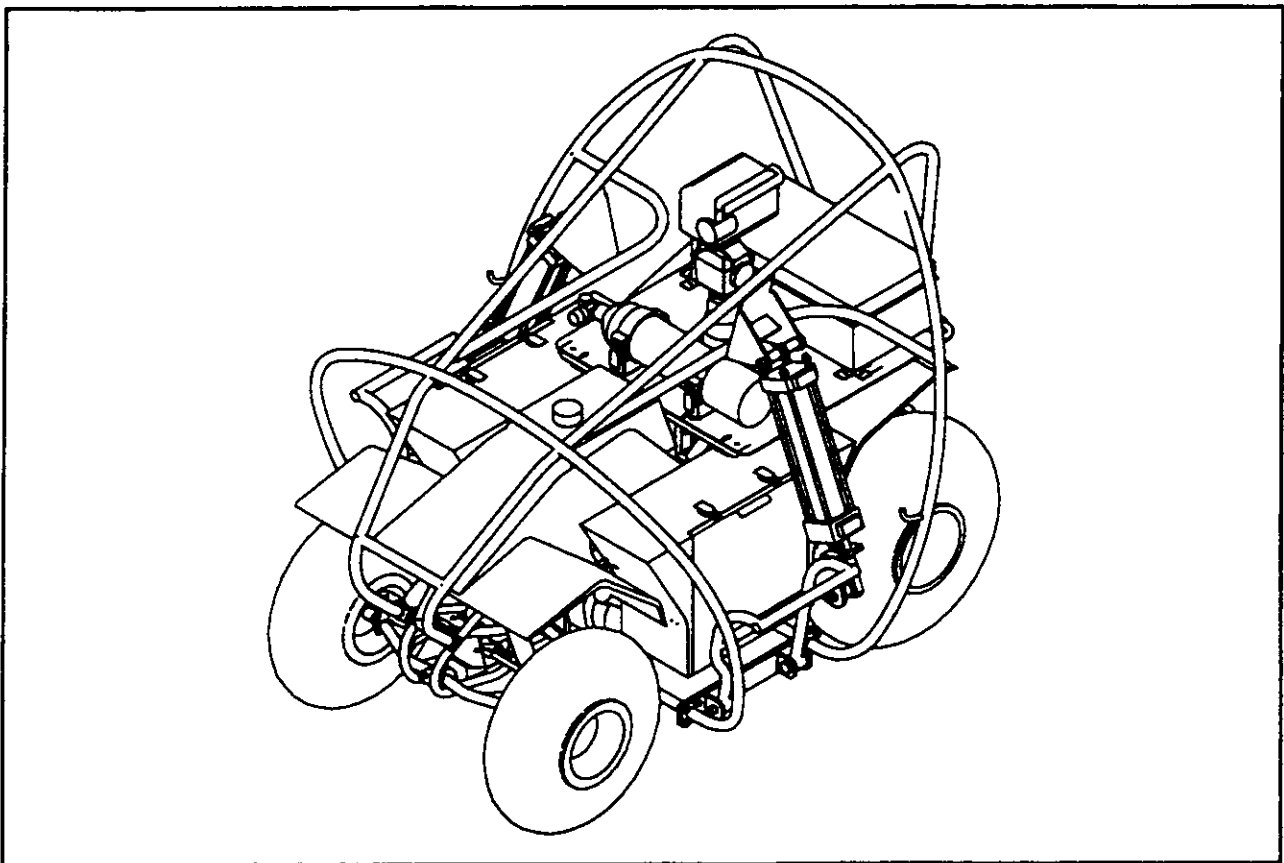


Fig. 8 - Application à la robotisation : robot de reconnaissance

Sur ces engins où le ratio "charge utile / masse totale" est élevé, le besoin d'énergie électrique peut dépasser nettement celui nécessaire à la propulsion seule. L'électricité facilite leur conduite à distance (télé opération). Elle simplifie également l'automatisation

des véhicules de combat, et apporte une assistance indispensable au personnel embarqué, dont le nombre peut être réduit, ce qui favorise leur protection, et aide à la recherche de la compacité et de la légèreté (cf. [8]).

3. PERSPECTIVES

3.1 ÉVOLUTION DES CONSOMMATEURS ÉLECTRIQUES

Le nombre des consommateurs électriques augmente régulièrement depuis de nombreuses années, ainsi que leur besoin en énergie, pour les différentes fonctions des véhicules de combat, et ce quelle que soit la gamme de ces véhicules : chargement automatique des munitions, développement de l'optronique, extension de la climatisation et augmentation de sa capacité, multiplication du nombre et des capacités des calculateurs de bord, remplacement de la motorisation hydraulique des tourelles (dangereuse à cause de l'inflammabilité des fluides hydrauliques) par une motorisation électrique ...

La recherche continue de l'amélioration des performances tire cette consommation vers le haut, et le ratio "puissance nécessaire aux auxiliaires / puissance nécessaire à la propulsion" augmente ainsi continûment. Pour un Véhicule Léger de Reconnaissance (VLR) d'une dizaine de tonnes, on pourra par exemple envisager le bilan de puissance suivant :

- puissance nécessaire à la propulsion	: <u>150 kW</u>
- puissance nécessaire aux auxiliaires	
. poutre de ventilation	: 30 kW
. système NBC et climatisation	: 10 kW
. tourelle électrique	: 5 kW
. lasers	: 5 kW
. calculateurs et automatismes	: 3 kW
. système de réchauffe des batteries	: 3 kW
. système de direction	: 3 kW
. système de freinage	: 2 kW
. optronique	: 1,5 kW
. radars	: 1,5 kW
. système de chargement automatique	: 1 kW
. pompe de cale	: 1 kW
. autres servitudes du groupe moteur	: 1 kW
total	: <u>67 kW</u>

Avec un tel ratio ($67 / 150 = 0,45$ - proche donc de 50 %), qui nécessiterait l'installation d'une forte source d'énergie électrique, l'étude d'une transmission électrique se justifie.

Pour des véhicules plus lourds équipés de canons électriques, les études actuelles indiquent que l'énergie à fournir devrait être de l'ordre de 25 MJ, ce qui impose aujourd'hui des volumes considérables pour le stockage de cette énergie, la puissance installée étant fonction du temps de recharge souhaité entre deux tirs (de l'ordre de 25 MW pour une seconde, et de 420 kW pour une minute ...). Des progrès remarquables sont donc encore à effectuer, en terme d'énergie et de puissance spécifiques des systèmes de stockage. Les problèmes de Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) entre les différents réseaux électriques, basse / moyenne et haute tension, ne sont pas non plus à oublier.

La **Figure 9** présente une synthèse de cette évolution prospective (EPC : Engin Principal de Combat, VAB : Véhicule de l'Avant Blindé, VBL : Véhicule Blindé Léger, VBM : Véhicule Blindé Modulaire).

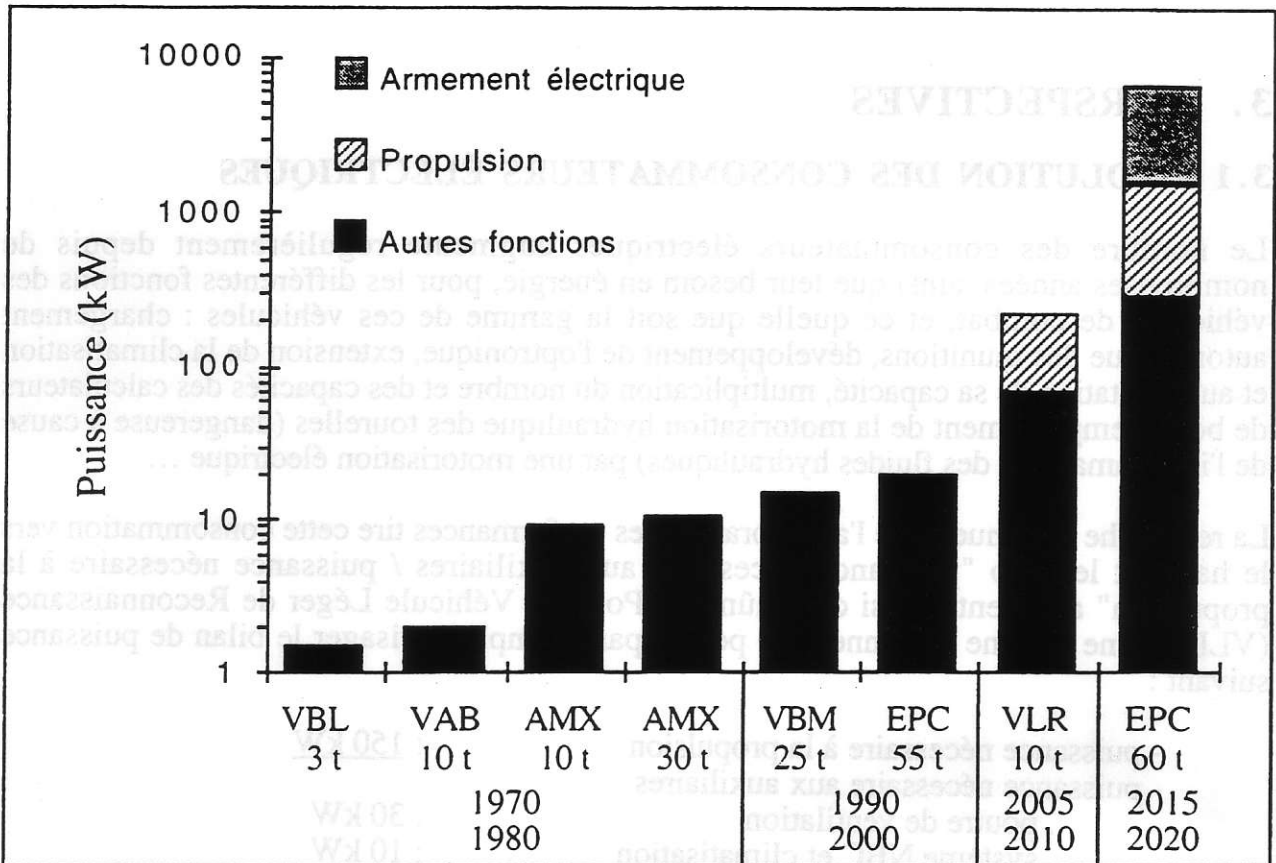


Fig. 9 - Évolution prospective des consommateurs électriques

3.2 PERSPECTIVES A MOYEN ET LONG TERME

- Les technologies actuelles, "mécanique" ou "hydraulique", sont de plus en plus limitées par les contraintes architecturales ou posent des problèmes de conception difficilement surmontables du fait de la complexité croissante de leur mise en oeuvre. Elles peuvent cependant proposer des solutions attractives, et compétitives, pour certains des points abordés précédemment (compacité, réduction des inerties, surpuissance transitoire).

Des transmissions mécaniques avec des arbres de transmission latéraux peuvent, par exemple, permettre une très bonne compacité et augmenter l'emport des véhicules. Les transmissions hydrostatiques offrent également ces avantages, sans oublier ceux liés à la réduction des inerties (cf. [10]).

Mais elles ne permettent pas un aussi bon fonctionnement en modes dégradés, et la furtivité acoustique et thermique de ces véhicules peut difficilement être réduite. La complexification du système global, et la multiplication des consommateurs électriques, entraînent de plus un accroissement des capacités de leur Groupe Auxiliaire de Puissance (GAP) dont l'intégration est rendue plus difficile.

L'emploi d'alternateurs intégrés aux moteurs thermiques des groupes moto-propulseurs peut s'avérer une voie prometteuse à étudier à court terme.

- L'appel à la technologie "électricité" apparaît cependant intéressant, sinon indispensable, dès lors que l'énergie électrique à fournir pour ces nouveaux consommateurs augmente, et que l'on souhaite en même temps donner à un véhicule un profil d'emploi très polyvalent, ce qui correspond à la définition moderne de l'hypermobilité et se révèle particulièrement important sur des engins de gamme moyenne et légère (10 t).

Un certain nombre de butées technologiques devra auparavant être levé. En particulier les moteurs électriques de propulsion devront être capables de fournir les couples nécessaires au franchissement d'obstacles, le volume de l'électronique de puissance devra être encore réduit, la sécurité des personnels assurée avec les tensions élevées envisagées (de 750 à 1000 V), et enfin les coûts de développement et de possession de ces véhicules devront rester compétitifs.

A moyen terme (10/15 ans), les applications envisagées couvrent des véhicules légers (environ 10 t) conservant une charge utile de haute valeur (observation, tir ...), et pour lesquels la levée des points durs précédents sera plus facilement obtenue, ainsi que les robots pour lesquels on pourra peut-être bénéficier d'un maximum de complémentarité avec les développements conduits dans l'industrie automobile (la logistique énergétique peut être calquée sur celle des véhicules civils).

A plus long terme (20/25 ans ?), l'électrification de l'Engin Principal de Combat (EPC) - le char lourd - est une évolution identifiée dans la mesure où elle constitue l'une des voies majeures d'amélioration des technologies de tir (canons électrothermiques, lanceurs à rails ou à induction, armes lasers et micro-ondes ...) et de protection (blindage actif ...).

4. CONCLUSIONS

L'électricité peut donc apporter aux futurs véhicules de combat un certain nombre d'avantages permettant de leur conférer une qualité et une capacité d'hypermobilité, caractérisée par la compacité, la légèreté, l'agilité, la fiabilité et la furtivité.

Du fait de l'augmentation des consommateurs électriques et du besoin de polyvalence associée cette hypermobilité, des véhicules légers, hybrides ou même tout électrique, seront vraisemblablement développés et utilisés opérationnellement, à moyen terme. A plus long terme, des armes électriques nouvelles seront installées sur des véhicules plus lourds.

En regard de ces nouveaux avantages, il convient cependant de ne pas oublier que de nouvelles menaces spécifiques (armes électromagnétiques ...) ne manqueront pas d'être développées plus ou moins rapidement. Cette nouvelle vulnérabilité devra être contrée par de nouvelles mesures de protection ...

La comparaison entre l'évolution des cycles de vie des technologies traditionnelles, "mécanique" et/ou "hydraulique", des véhicules de combat, et celle de la technologie "électricité", montrera donc probablement la percée de cette dernière, puis - pendant de nombreuses années - la coexistence de ces diverses technologies au sein des forces armées pour faire face à toute la gamme des anciennes et des nouvelles menaces.

LES CAPTEURS DE COURANT EN ELECTROTECHNIQUE

F. Costa, P. Poulichet, F. Mazaleyrat, E. Labouré

LESIR-ENS de Cachan, 61 Avenue du Président Wilson 94230 Cachan

Résumé : l'utilisation des capteurs de courant s'est répandue dans tous les domaines et à tous les niveaux de puissance de l'électrotechnique. Les applications sont très diverses : mesure du courant dans le transistor de puissance d'une alimentation à découpage, contrôle du courant pour la commande d'une machine, mesure des intensités sur les lignes haute tension... Ces exemples montrent la grande diversité de performances et de contraintes électriques et environnementales de ces capteurs. Nous nous proposons dans cet article de faire le point sur les principaux types de capteurs existants, afin que l'utilisateur puisse optimiser son choix vis-à-vis du problème qu'il doit résoudre.

1. INTRODUCTION

La mesure de l'intensité des courants est une nécessité fondamentale en électrotechnique. Elle occupe une place importante en Electronique de Puissance et en commande des machines électriques. Le capteur de courant s'avère l'interface indispensable pour la réalisation des fonctions telles que :

- surveillance du réseau de distribution d'énergie électrique
- contrôle et protection des moteurs et des générateurs électriques
- étude, surveillance et contrôle de convertisseurs statiques
- test des semi-conducteurs de puissance

Actuellement, l'électronique de puissance évolue vers de nouvelles structures de convertisseurs utilisant des techniques de commutation douce, ce qui autorise des fréquences de découpage de plus en plus élevées. Les composants utilisés sont de plus en plus rapides (jusqu'à 1000 A/ μ s), supportant des contraintes en courant et en tension élevées (quelques centaines d'ampères).

Il en résulte qu'il est nécessaire de disposer de capteurs de courant de calibre élevé et ayant une bande passante de l'ordre de plusieurs dizaines de MHz ainsi qu'une forte isolation galvanique et une bonne insensibilité aux champs parasites.

2. LES DIFFERENTES METHODES DE MESURE DE COURANT

Les capteurs de courant les plus utilisés peuvent être classés en deux familles selon les principes sur lesquels ils reposent (les grandeurs auxquelles ils sont sensibles).

- le champ électrique (shunts),
- le champ magnétique (sondes de courant, capteurs à fibres optiques, transformateurs).

Nous présentons ci-après les principes de fonctionnement des différents capteurs, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients.

2.1. Les Shunts [1,2]

Le courant est déterminé par l'intermédiaire de la tension mesurée aux bornes d'un élément résistif. En appliquant la loi d'Ohm : $I = \frac{V}{R}$.

Il existe actuellement deux structures : la structure en bande et la structure coaxiale (figure 1).

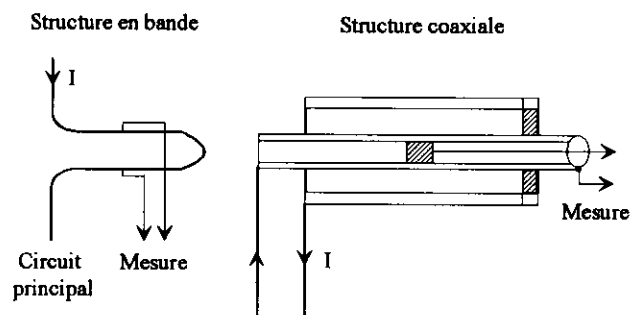


Figure 1 : Shunts de mesure

Cette méthode simple assure une large plage fréquentielle de mesure (du continu jusqu'à plusieurs MHz). La structure coaxiale permet de minimiser le terme inductif qui limite sa bande passante haute. Sa précision se dégrade en haute fréquence à cause de l'effet de peau qui fait croître la résistance de mesure. Son principal inconvénient est l'absence d'isolation galvanique.

2.2. Les transformateurs de courant [3→16]

Précision

Généralement un transformateur de courant est constitué de trois parties :

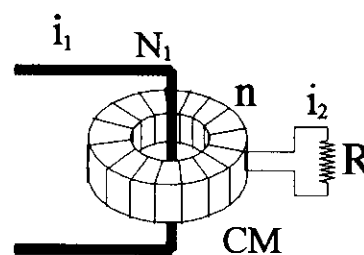


Figure 2 : Transformateur de courant

- CM, le circuit magnétique (torique pour minimiser les fuites magnétiques)

- l'enroulement secondaire comporte n spires
- l'enroulement primaire est souvent un simple conducteur traversant le tore (N_1).

L'application du théorème d'Ampère donne l'expression du champ magnétique dans le tore :

$$H = \frac{i_1 - n \cdot i_2}{\ell_e}$$

- i_1 : courant primaire
- i_2 : courant secondaire
- ℓ_e : périmètre moyen du tore

L'expression du flux est donc :

$$\Phi = \frac{\mu_0 \mu_r \cdot A_e (i_1 - n \cdot i_2)}{\ell_e}$$

- A_e : aire de la section du tore
- μ_r : perméabilité relative du matériau magnétique

La tension aux bornes de la résistance de sortie est :

$$V = R \cdot i_2 = n \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

si l'impédance équivalente série ramenée au secondaire est négligeable devant la résistance de mesure.

Le rapport de transformation des courants est donc,

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R \ell_e}{n \omega \mu_0 \mu_r A_e} + n \quad (1)$$

On définit l'erreur relative de précision par :

$$\varepsilon_p = \frac{i_{1\text{vrai}} - i_{1\text{mes}}}{i_{1\text{mes}}} = - \frac{R \ell_e}{n^2 \omega \mu_0 \mu_r A_e} \quad (2)$$

En général, la perméabilité est une fonction de la fréquence du type passe-bas du premier ordre en première approximation. L'erreur relative décroît donc avec la fréquence jusqu'à la fréquence de coupure de la perméabilité.

La perméabilité peut prendre des valeurs différentes selon la forme du courant primaire (avec ou sans composante continue). La composante continue du courant mesuré doit être très faible devant la valeur du calibre.

Pour une erreur de précision donnée à une fréquence donnée, nous voyons que le choix d'un matériau à haute perméabilité permet de minimiser la section de matériau.

D'autre part, la perméabilité est une fonction du champ magnétique, il est donc indispensable que le matériau travaille dans une gamme de champ où la perméabilité varie peu, c'est à dire à champ très faible (en pratique $H < 0,4$ A/m). L'erreur de linéarité est donnée par la formule :

$$\varepsilon_\ell \approx - \frac{R \ell_e}{n^2 \omega \mu_0 A_e} \frac{\Delta \mu_r}{\mu_i^2} = \varepsilon_p \frac{\Delta \mu_r}{\mu_i}$$

où μ_i est la perméabilité relative initiale.

Tension à vide

La tension secondaire à vide est un paramètre important pour la sécurité des utilisateurs. Dans le cas où le secondaire est ouvert, tout le courant primaire est magnétisant, ce qui conduit à la saturation du transformateur. D'où,

$$V_{20} = n \omega B_S A_e$$

Pour diminuer la tension à vide, il faut donc réduire la section de matériau donc augmenter là encore la perméabilité.

L'examen des équations qui décrivent le fonctionnement du transformateur de courant conduit à des remarques simples :

- Le transformateur de courant ne peut mesurer que des courants variables, un courant continu produit un flux constant donc une tension de sortie nulle.
- En particulier, la composante continue d'un signal, n'est pas restituée à la sortie du transformateur de courant.
- L'optimisation des caractéristiques conduit toujours à choisir les matériaux à haute perméabilité (typiquement $\mu_i \approx 10^5$). On s'orientera donc vers les permalloys (pour des fréquences inférieures à quelques kHz), vers les amorphes à base de cobalt ou encore vers les nanocristallins de type FINEMET qui sont beaucoup plus économiques.
- Contrairement aux transformateurs de tension, il n'y a pas d'intérêt à utiliser des matériaux qui ont une grande induction à saturation. Du point de vue sécurité, il est même intéressant de choisir un matériau à faible induction.

Remarque:

Dans certains cas on peut utiliser le transformateur de courant pour mesurer un courant constitué d'une composante alternative et d'une composante continue.

Supposons que l'on mesure le courant qui circule dans l'interrupteur principal d'un hacheur. Le fait que l'on sache où se situe le zéro du courant (interrupteur bloqué) permet de restituer la composante continue (à condition que la fréquence de coupure basse soit suffisamment basse) par un traitement électronique.

Nous présentons ci-après les modèles simplifiés qui décrivent avec une bonne précision le comportement du transformateur.

Modèle basse fréquence

Le modèle ne tient pas compte des résistances propres et des inductances de fuites des enroulements.

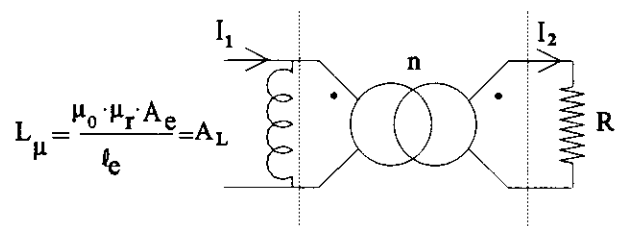


Figure 3 : Modèle basse fréquence d'un transformateur de courant

- n : nombre de spires de l'enroulement secondaire
- L_μ : inductance magnétisante

R : résistance de charge
 A_L : inductance spécifique ou perméance

A partir de (1) la fonction de transfert est donnée par la relation :

$$\frac{I_2(p)}{I_1(p)} = \frac{1}{n} \cdot \frac{\frac{n^2 A_L \cdot p}{R}}{\left(\frac{n^2 A_L}{R} \cdot p + 1\right)} \quad (3)$$

Ce modèle présente une fonction de transfert passe-haut (3) dont la fréquence de coupure basse est :

$$F_b = \frac{R}{2\pi \cdot n^2 \cdot A_L}, \text{ soit : } F_b = \frac{k}{2\pi \cdot n \cdot A_L}, \text{ avec : } k = \frac{R}{n}$$

Si on fixe la valeur de k, il résulte deux possibilités d'améliorer la fréquence de coupure basse :

- augmenter A_L (A_c , section grande ; l_c , longueur petite ; μ_r , perméabilité grande)
- augmenter n, le nombre de spires.

Limites de fonctionnement liées à la saturation

L'induction à saturation détermine une intensité maximale admissible pour une mesure linéaire. Dans certains cas, notamment en électronique de puissance, le courant à mesurer comporte une composante continue ou une composante basse fréquence hors bande passante du transformateur. Cette composante crée une polarisation magnétique continue (ou basse fréquence) qui restreint la plage de fonctionnement linéaire, comme indiqué figure 4.

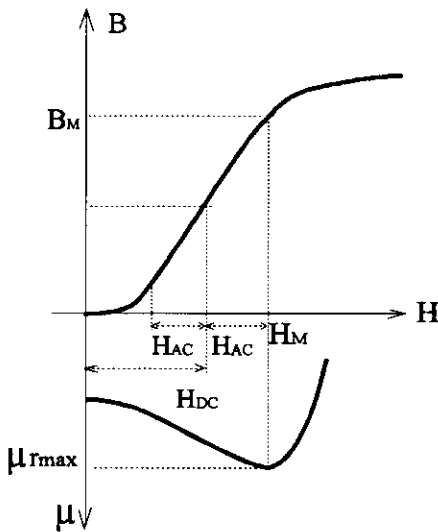


Figure 4 : limites magnétiques de saturation

Il en résulte donc un déclassement du courant alternatif maximal mesurable :

$$I_{ac} = (H_{max} \cdot l_c - I_{dc}) \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \cdot n^2 \cdot A_L}{R}\right)^2}$$

Un exemple de courbes de déclassement est donné figure 5 paramétrés par la valeur de la composante continue de courant (tore FT25 T6A, 25 spires).

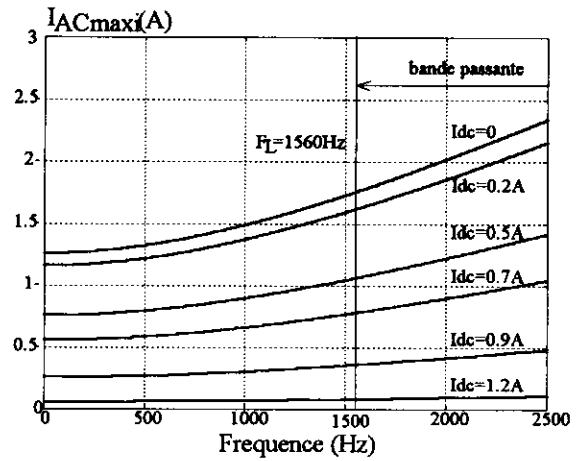


Figure 5 : courbes de déclassement par la composante continue du courant

Modèle haute fréquence

Nous proposons, figure 6, un modèle HF du transformateur de courant dans lequel apparaissent les capacités des enroulements et la capacité de couplage primaire/secondaire. Nous faisons l'hypothèse d'un point commun entre primaire et secondaire.

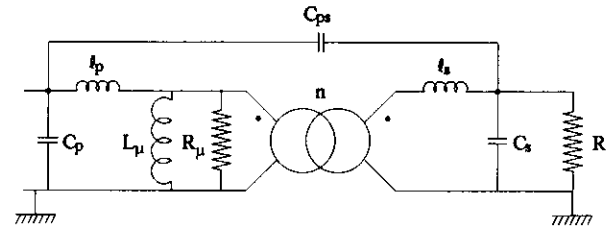


Figure 6 : Modèle haute fréquence d'un transformateur de courant

- L_μ : inductance magnétisante
- R_μ : représente les pertes fer du circuit magnétique
- C_p : capacité de l'enroulement primaire
- C_s : capacité de l'enroulement secondaire
- l_p : inductance de fuite primaire
- l_s : inductance de fuite de l'enroulement secondaire
- C_{ps} : capacité de couplage primaire/secondaire

En haute fréquence le courant dans l'inductance magnétisante est faible, donc on peut considérer qu'elle n'intervient pas dans le modèle.

De même on peut négliger l'effet de la résistance R_μ (pour des matériaux à faibles pertes).

Si l'on suppose l'annulation de C_{ps} possible avec un blindage, le modèle simplifié donnant le fonctionnement haute fréquence est le suivant :

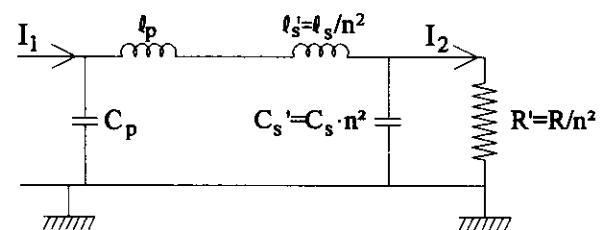


Figure 7 : Modèle haute fréquence simplifié

La fonction de transfert correspondante est :

$$\frac{I_2(p)}{I_1(p)} = \frac{1}{1 + R' \cdot (C_p + C_s') \cdot p + \ell \cdot C_p \cdot p^2 + R' \cdot \ell \cdot C_p \cdot C_s' \cdot p^3}$$

$$\text{et : } \ell = \ell_p + \frac{\ell_s}{n^2}$$

La fréquence de coupure correspondante :

$$F_h = \frac{1}{2p \cdot \sqrt[3]{R' \cdot \ell \cdot C_p \cdot C_s'}}$$

Il en résulte que pour une fréquence de coupure élevée il faut diminuer le produit $\ell C_p C_s'$.

La figure 8 présente un exemple de fonction de transfert obtenue avec ce modèle. On a tracé également la fonction de transfert dans le cas où la capacité de couplage primaire/secondaire est ajoutée. On pourra noter qu'elle introduit un zéro dans la fonction de transfert (résonance $C_{ps}-\ell$).

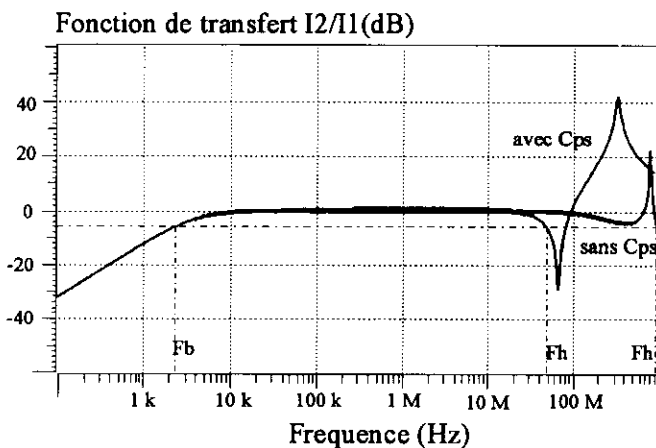


Figure 8 : fonction de transfert du transformateur de courant

Pour diminuer les phénomènes de résonance aux hautes fréquences il faut également que l'amortissement soit suffisant.

Une bonne valeur de cet amortissement (réponse Butterworth) donne :

$$C_p = 3 \cdot C_s' \quad R' = \frac{3 \cdot \sqrt{\ell}}{\sqrt{8 \cdot C_p}} \approx \sqrt{\frac{\ell}{C_p}}$$

Habituellement R' est petite (quelques $m\Omega$), donc les valeurs de C_p et de C_s' doivent être très supérieures à ℓ . D'où la nécessité de diminuer les inductances de fuite, primaire et secondaire.

La capacité du bobinage secondaire, C_s , est donnée pour un bobinage sur un tore amagnétique, par la relation :

$$C_s = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \cdot (n+1) \cdot \ell_f}{n \cdot \ln(1_p) \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \delta}{n \cdot I_{eff \max}} - 1}}$$

ℓ_f : longueur d'une spire

ℓ_p : longueur d'une ligne de champ

δ : densité maximale de courant

$I_{eff \max}$: valeur maximale du courant efficace

Il faut donc un nombre de spires faible pour obtenir un bon comportement en haute fréquence (capacité du bobinage réduite).

Conclusion

Pour réduire la fréquence de coupure basse il faut réaliser un transformateur caractérisé par :

- grand nombre de spires n , incompatible avec F_h grande
- petite résistance de mesure R , d'où une faible tension de mesure (sensibilité aux perturbations électromagnétiques)
- grande inductance spécifique A_L

L'augmentation de la fréquence de coupure haute impose la diminution des inductances de fuites primaire/secondaire (elles varient comme n^2) et la capacité d'enroulement secondaire qui se traduit par l'utilisation d'un petit nombre de spires (incompatible avec F_b basse).

En pratique il faut donc résoudre le compromis bande passante, calibre en courant du transformateur et tension de mesure. Une solution consiste à utiliser une structure à deux transformateurs en cascade comme indiqué figure 9.

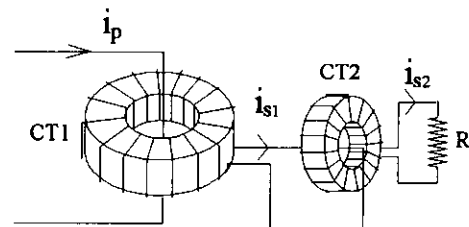


Figure 9 : structure à deux étages en cascade

Le premier transformateur, fermé sur un court-circuit, utilise un circuit magnétique à faible perméabilité, choisi pour pouvoir travailler linéairement en présence d'une forte composante continue. Sa fréquence de coupure basse est faible du fait du court-circuit. Le second transformateur possède un circuit magnétique à forte perméabilité pour avoir une fréquence de coupure basse suffisante, compte tenu de la résistance de charge. Par ailleurs, il ne voit plus de composante continue. Le nombre total de spires est $n_1 + n_2$ pour un facteur de sensibilité égal à $R/n_1 \cdot n_2$. Chaque transformateur possède un nombre réduit de spires par rapport à une solution mono-étage, ce qui permet d'obtenir de très bonnes performances en haute fréquence comme on peut le constater sur la figure 10 (transformateur deux étages, calibre 400A, bande passante 480Hz-65MHz).

Le domaine d'application des transformateurs de courant est extrêmement vaste, de l'instrumentation aux applications industrielles et à la protection. Il est employé partout où la mesure du continu n'est pas nécessaire et où il faut une isolation galvanique. Les calibres de courant s'étendent de quelques mA à des milliers d'ampères, les bandes passantes s'échelonnent de quelques Hz au GHz. Si le dimensionnement est adapté, on voit, équation (2), que la précision peut être très grande (ordre de 0.01%).

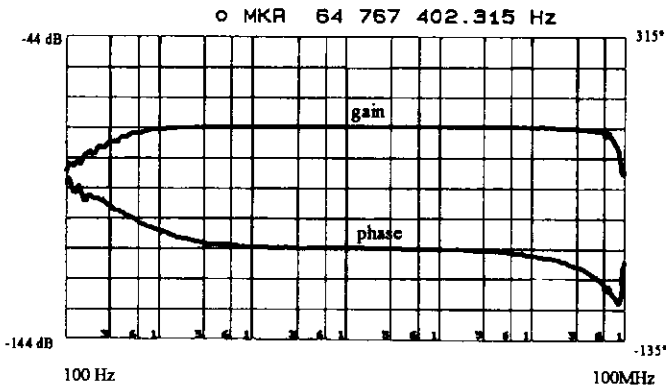


Figure 10 : bande passante V_s/I d'un transformateur à deux étages (calibre 400A)

2.8. Transformateur amagnétique de courant [17→20]

Le tore amagnétique, ou bobine de Rogowski se présente sous la forme d'un enroulement conducteur, bobiné sur un matériau amagnétique (figure 12). Le conducteur de retour est refermé par l'intérieur du bobinage, évitant de constituer une boucle sensible aux champs parasites dans le sens du conducteur. Seule la composante ortho-radiale doit être prise en compte dans la mesure.

Le courant I crée dans chaque spire du bobinage une tension induite : $M_i \cdot dI/dt$. Les spires sont mises en série pour constituer la tension de sortie. Il en résulte que cette tension est proportionnelle à dI/dt . Le coefficient de proportionnalité est la somme des termes mutuels de chaque spire. Ceux-ci sont tous identiques si le conducteur est supposé de longueur infinie et parfaitement centré, il est possible de le calculer :

$$M = \sum_{i=1}^N M_i = N \cdot M_i$$

En pratique de telles conditions ne sont pas remplies et le coefficient M fluctue en fonction de la position du conducteur. Par construction, cette fluctuation peut être limitée à quelques %. L'obtention d'une sensibilité suffisante amène à choisir un très grand nombre N de spires (de l'ordre de plusieurs milliers).

En basse fréquence l'utilisation pour la mesure du courant exige l'intégration du signal :

$$I = \frac{1}{M} \cdot \int e(t) \cdot dt$$

L'intégration est généralement réalisée par un montage à amplificateur opérationnel comme indiqué figure x.

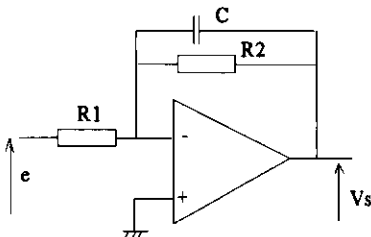


Figure 11 : pseudo-intégrateur de mesure

La constante de temps de l'intégrateur ($1/R_2C$) constitue la fréquence de coupure basse du capteur.

La tension est directement proportionnelle à la variation du courant (figure 12). Par conséquent, le capteur permet exclusivement la mesure des courants variables.

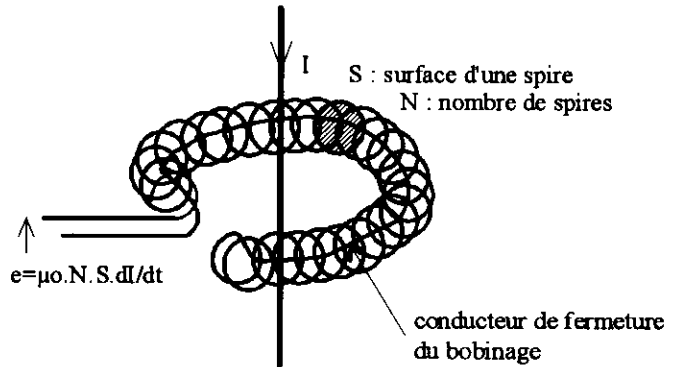


Figure 12 : Bobine de Rogowski. Principe de fonctionnement

La caractéristique linéaire de ce capteur est due à l'absence de saturation (structure amagnétique).

Utilisation particulière

la bobine de Rogowski, peut être utilisée comme un transformateur de courant conventionnel, chargé par une résistance R de très faible valeur (figure 13).

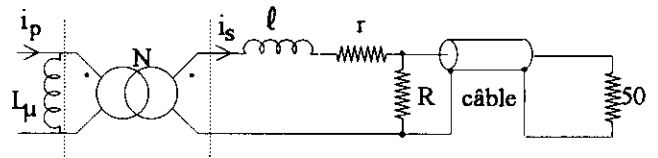


Figure 13 : Utilisation d'un transformateur amagnétique en haute fréquence

N : nombre de spires

L_μ : inductance magnétisante

l : inductance de fuite secondaire

i_p : courant primaire

i_s : courant secondaire

r : résistance de l'enroulement

La fonction de transfert du transformateur amagnétique est donnée par la relation :

$$\frac{I_s(p)}{I_p(p)} = \frac{1}{N} \cdot \frac{N^2 \cdot L_\mu \cdot p}{R + r + \left(1 + \frac{N^2 \cdot L_\mu + 1}{R + r} \cdot p\right)}$$

Cette équation décrit une fonction de transfert "passe-haut" dont la fréquence de coupure basse est :

$$F_b = \frac{R + r}{2\pi \cdot N^2 \cdot L_\mu \left(1 + \frac{1}{N^2 \cdot L_\mu}\right)}$$

Si l'on néglige l'inductance de fuite secondaire ($\frac{\ell}{N^2} \langle L_\mu \rangle$), l'expression de la fréquence de coupure basse devient :

$$F_b = \frac{R + r}{2\pi \cdot N^2 \cdot L_\mu}$$

L'inductance magnétisante (L_μ) d'un matériau amagnétique étant très faible ($\mu_r=1$), il en résulte une fréquence de coupure basse assez élevée (de l'ordre de quelques kHz).

En haute fréquence

La bande passante haute est limitée par la constitution du tore amagnétique et notamment par le grand nombre de spires. Un modèle équivalent à constantes localisées est donné figure 14. L'inductance L_μ associé à la capacité répartie (essentiellement entre le conducteur de retour et les spires) constituent un filtre passe-bas faiblement amorti.

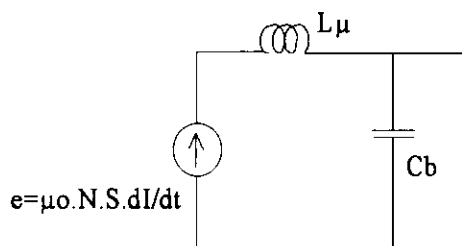


Figure 14 : modèle H.F. du tore de Rogowsky

Les expressions de L_μ et C_b sont données par :

$$L_\mu = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{S}{\ell}$$

$$C_b = \frac{4\pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \ell}{\ln(S/s)}$$

ℓ : longueur du tore
 s : section du conducteur de retour.

Il est nécessaire de charger ce circuit résonnant par une résistance, de façon à l'amortir. Un correcteur plus sophistiqué peut être associé avec l'intégrateur. Le modèle complet du capteur de courant doit faire intervenir le câble de liaison et l'intégrateur. Ces différents étages limitent les performances en haute fréquence vers 1 MHz.

Ce type de capteur à médiocre précision de par son principe, est utilisé pour les mesures des forts courants de l'ordre de la centaine d'ampères à quelques 100 kA, avec une bande passante maximale de l'ordre du MHz. Les points délicats sont :

- le bobinage doit être soigné pour obtenir une distribution linéique de spires constante,
- l'intégrateur sensible à toute composante d'offset (l'intégration numérique peut palier à cet inconvénient mais nécessite une instrumentation plus lourde),
- sa sensibilité aux champs parasites.

Son intérêt réside dans sa grande facilité d'usage, grâce à son circuit magnétique ouvrable et déformable qui permet des mesures sur site industriel.

2.2. Le capteur de courant à effet Hall [21→29]

Ce type de capteur utilise l'effet Hall dont on rappelle le principe. Un générateur de Hall est constitué d'une plaquette semi-conductrice pourvue de deux électrodes de mesure S_1 et S_2 . Pour des questions de sensibilité de linéarité, et de variations des caractéristiques en fonction de la température, les matériaux principalement utilisés sont : le silicium (Si), l'Arséniure de Gallium (As Ga) et l'Antimoine d'Indium (In Sb).

Si on place la plaquette dans une induction magnétique B normale à la grande face, il apparaît une tension de Hall V_H aux bornes S_1 et S_2 , proportionnelle au courant de polarisation i et à l'induction B .

$$V_H = k \cdot i \cdot B$$

k est le coefficient de sensibilité du générateur et i son courant de polarisation. La figure 25 représente le schéma de principe d'un capteur à effet Hall.

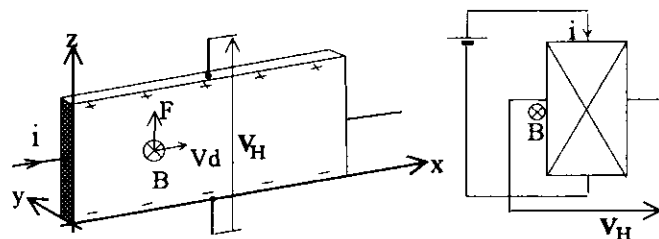


Figure 15 : Générateur à effet Hall

Sous l'action du courant i les porteurs sont animés d'une vitesse v , et soumis à l'induction B , ils subissent l'action d'une force de Lorentz qui les dévient de leur trajectoire initiale. V_H correspond à la force électrique qu'il est nécessaire d'appliquer, pour ramener les lignes de courant en position horizontale (en négligeant les collisions).

Le principe du capteur de courant basé sur l'effet Hall est présenté figure 16. Le courant à mesurer crée une induction dans un circuit magnétique muni d'un entrefer dans lequel est logée une cellule de Hall. L'induction étant proportionnelle au courant à mesurer, il en résulte que la tension délivrée par la cellule lui est également proportionnelle.

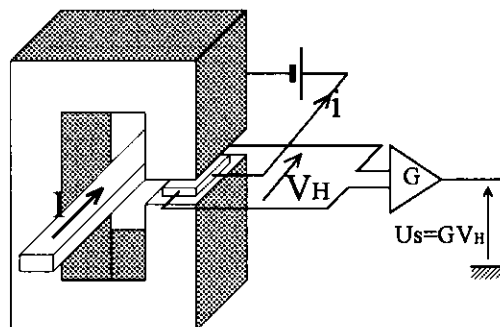


Figure 16 : Capteur de courant à effet Hall

Deux types de capteurs d'induction sont utilisables : les générateurs de Hall et les cellules magnéto-résistives. Les premiers délivrent une tension proportionnelle, au courant de polarisation et à l'induction magnétique B , tandis que la résistance des secondes est sensiblement proportionnelle à

B. Pour des raisons de précision, seuls les générateurs de Hall sont utilisés dans les capteurs de courants.

La tension de Hall est faible et doit être amplifiée par un amplificateur différentiel. On obtient ainsi à la sortie du capteur une tension U_s proportionnelle à B donc au courant mesuré I .

Un circuit magnétique possède toujours un hystérésis, qui produit une induction rémanente B_{rem} dans l'entrefer. Le matériau magnétique utilisé est optimisé pour une faible valeur de B_{rem} . Toutefois, il en résulte une tension d'offset en sortie du capteur. Un entrefer de taille importante linéarise le cycle d'hystérésis, et diminue l'induction rémanente mais crée des fuites magnétiques pouvant perturber la tension de sortie du dispositif (tension induite dans les connexions).

Les principales limitations des capteurs à effet Hall sont :

- la tension d'offset de sortie
- la variation des caractéristiques en fonction de la température
- la non-linéarité $V_H(B)$
- la dispersion de la sensibilité d'un échantillon à un autre
- Les pertes dans le circuit magnétique qui croissent avec la fréquence et l'amplitude du courant mesuré (pertes fer en I^2 , e , F et F^2). Les constructeurs définissent un produit courant x fréquence qui limite les échauffements liés à ces pertes. Le capteur est donc déclassé lorsque la fréquence croît (à l'inverse du transformateur de courant).

Pour toutes ces raisons, la précision des capteurs à effet Hall simples, ne dépasse pas 5%. Certains capteurs à effet Hall possèdent une électronique intégrée à la cellule de Hall et un système de démagnétisation pour compenser les erreurs précitées. Dans ce cas la précision peut être meilleure que 1%.

La bande passante de ce type de capteur s'étend du continu à quelques dizaines de kHz, ils sont destinés aux mesures à faible coût et précision moyenne pour des courants de l'ordre de 10 à 50A. Ils présentent l'intérêt d'un faible volume.

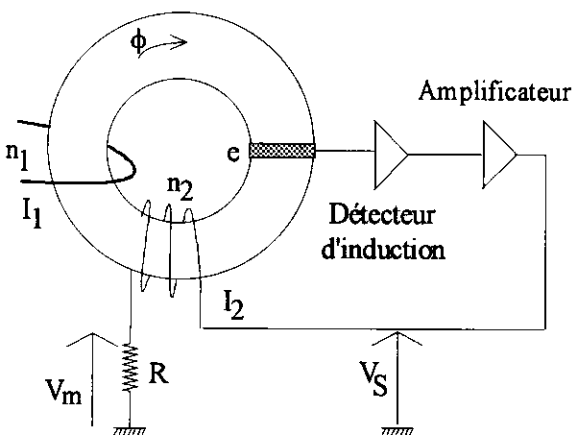


Figure 17 : Capteur à flux nul

2.3. Les capteurs de courant à flux nul [20, 21, 30, 31]

Ce principe permet de concevoir un capteur de courant précis malgré les imperfections du générateur de Hall.

Toutes les dérives, sauf la dérive de tension d'offset sont compensées.

Le capteur à flux nul comporte un circuit magnétique muni d'un entrefer dans lequel est logé un générateur de Hall. (figure 17).

Le théorème d'Ampère s'écrit :

$$H_1 \cdot \ell + H_2 \cdot e = n_1 \cdot I_1 + n_2 \cdot I_2$$

avec :

H_1 : champs dans le circuit magnétique

H_2 : champs dans l'entrefer

ℓ : longueur moyenne du circuit magnétique

e : longueur de l'entrefer

n_1, n_2 : nombre de spires primaire, secondaire

$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_1$: induction dans le matériau

$B = \mu_0 \cdot H_2$: induction dans l'entrefer

Nous obtenons :

$$n_1 \cdot I_1 + n_2 \cdot I_2 = \frac{B}{\mu_0} \left(\frac{\ell}{\mu_r} + e \right) = \frac{\phi}{\mu_0 \cdot A_e} \left(\frac{\ell}{\mu_r} + e \right)$$

Pour un circuit magnétique torique en ferrite ($\frac{\ell}{\mu_r} \ll e$), il

résulte :

$$n_1 \cdot I_1 + n_2 \cdot I_2 \approx \frac{\phi \cdot e}{\mu_0 \cdot A_e}$$

L'électronique associée produit une compensation du courant primaire par l'asservissement du flux à une valeur de consigne nulle, d'où :

$$n_1 \cdot I_1 + n_2 \cdot I_2 = 0$$

Le courant de compensation I_2 obtenu ainsi, est une image du courant primaire I_1 (figure 3).

Pour améliorer la précision du capteur, il est nécessaire de bobiner un nombre de spires secondaires élevé. Ceci implique une augmentation de l'inductance de fuite et de la capacité parasite de l'enroulement, donc une limitation de la bande passante du système.

La réponse en fonction de la fréquence de ce type de sonde de courant n'est pas très plate. En effet, en basse fréquence le capteur à effet Hall et l'amplificateur déterminent la tension de sortie. En haute fréquence, l'effet transformateur intervient. Entre ces deux plages de fréquence, le raccord se fait plus ou moins correctement. La figure 18 représente le schéma bloc décrivant le modèle du capteur de courant de la figure 17.

- n_1 et n_2 : nombres de spire primaire et secondaire.
- R_e : réluctance équivalente du matériau magnétique et de l'entrefer.
- A_e : aire du circuit magnétique.
- k : sensibilité du capteur à effet Hall
- k' : coefficient tenant compte des fuites d'entrefer.
- $A(p)$: gain de l'amplificateur.

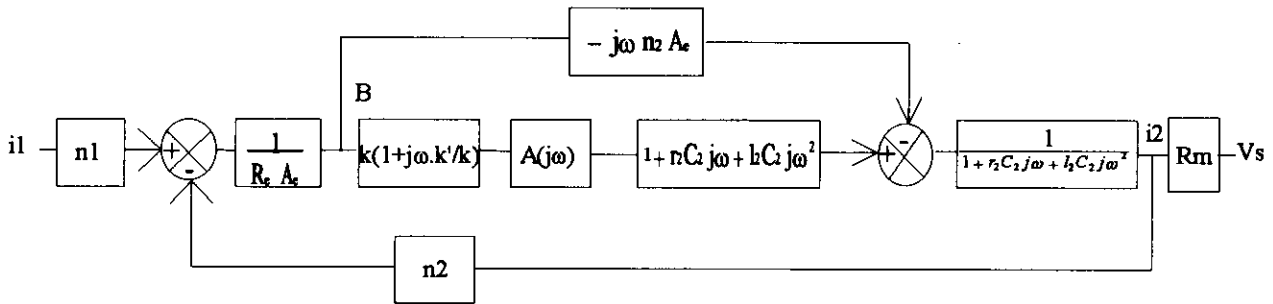


Figure 18 : schéma bloc équivalent au capteur de courant

L'enroulement secondaire est modélisé par le schéma équivalent de la figure 19 avec :

- r_2 résistance enroulement secondaire
- l_2 inductance de fuite
- C_2 capacité de l'enroulement secondaire

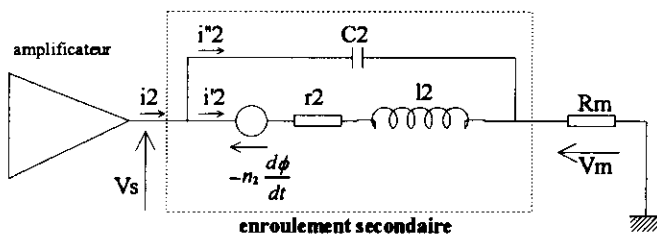


Figure 19 : schéma équivalent de l'enroulement secondaire du capteur de courant

Le rapport de la tension de sortie V_m/I est calculé en fonction de la fréquence sur la figure 20. Les courbes sont normalisées à 0 dB. La sensibilité en basse fréquence est fixée par $\frac{V_m}{I} = R \cdot \frac{n_1}{n_2}$.

On constate que pour des fréquences inférieures à 10kHz, la tension de sortie est due au capteur à effet Hall. Au delà, la tension de sortie est délivrée par effet transformateur. A 10 kHz, le creux est d'environ 0.5 dB soit une erreur d'environ 5%.

Les courbes mesurées et calculées de V_m/I sont données figure 20.

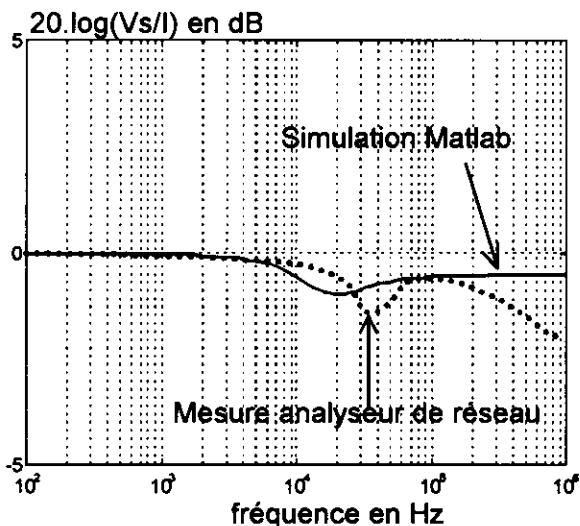


Figure 20 : simulation du schéma bloc et fonction de transfert d'un capteur de courant industriel (LEM LA 55)

Les courbes mesurées sont comparables à celles obtenues par simulation. La modélisation du bobinage en haute fréquence est approximative. Il faudrait complexifier le modèle équivalent du secondaire du transformateur, et tenir compte des fuites d'entrefer qui varient en fonction de la fréquence.

Ce type de capteur, dont la précision reste correcte (de l'ordre de 2 à 5%), est surtout utilisé comme capteur industriel (variation de vitesse, traction électrique, électrometallurgie, etc..) pour des mesures pouvant aller de 100 à 10^5 A. L'électronique de compensation constitue un point faible pour la mesure des forts courants. Elle doit en effet pouvoir fournir le courant de compensation (quelques A) avec une bonne linéarité. Ceci est souvent obtenu au détriment de la bande passante. Les capteurs situés dans la gamme des 100A présentent une bande passante de l'ordre de quelques 100kHz. Leur électronique les rend toutefois assez sensibles aux perturbations électromagnétiques, ils sont facilement perturbés par les transitoires de commutation des convertisseurs statiques.

2.4. Les sondes de courant actives [2, 32]

Les sondes actives sont réalisées par l'association d'un capteur à effet Hall pour la mesure en basse fréquence et d'un transformateur de courant pour la mesure en haute fréquence. Les tensions délivrées par le capteur à effet Hall et le transformateur sont simplement mises en série, et il n'y a pas d'asservissement corrigeant les imperfections des capteurs à effet Hall. Celui-ci doit donc être précis et stable. Un dispositif de correction permet de raccorder correctement les deux bandes passantes comme indiqué à la figure 21. Un modèle de sonde de courant fonctionnant suivant ce principe a été établi afin de réaliser précisément le raccordement de chaque effet. Les courbes de réponse simulée et mesurée ont été représentées figure 22. Ces courbes sont très proches ce qui atteste de la validité du modèle.

En corrigeant la réponse en fréquence de la sonde de courant, celle-ci est linéaire sur la plage de fréquence du continu jusqu'à 10 MHz à 2% près (courbe non-représentée).

Ce type de dispositif est destiné à l'instrumentation. L'incertitude doit être inférieure à 1% et les dérives doivent être corrigées. Ceci nécessite l'emploi de cellules de Hall intégrées à une électronique de compensation des erreurs. La gamme de courant visée s'étend de 10 à 500A pour une bande passante de 0 Hz à environ 100MHz. Ce principe permet de réaliser des dispositifs à faible volume, car

l'électronique ne fournit qu'un faible courant de sortie. L'insensibilité aux champs électromagnétiques est obtenue par blindage du dispositif. L'application de ce type de capteur est l'instrumentation en électronique de puissance.

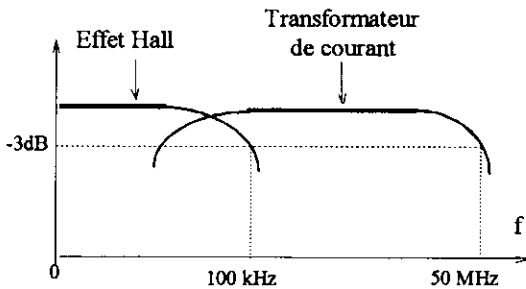


Figure 21 : Bande passante d'une sonde active

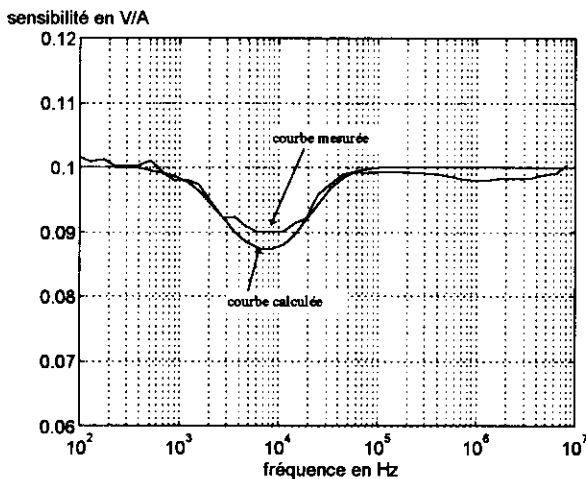


Figure 22 : comparaison de la réponse en fréquence de la courbe simulée et de la courbe mesurée

2.5. Les capteurs à champ moyen nul [12, 14, 33, 34, 35]

Principe de fonctionnement

Le principe de ce type de capteur est d'utiliser la caractéristique de saturation de la courbe $B(H)$ et notamment le champ auquel se produit le basculement de $+B_s$ à $-B_s$ (et inversement) comme référence de courant. Il est donc indispensable d'utiliser un matériau avec un cycle d'hystérésis le plus rectangulaire possible afin que cette transition soit la plus étroite possible. Le matériau idéal pour ce type de capteurs serait bistable, la transition de $+B_s$ à $-B_s$ étant quasi-instantanée : ce champ critique de transition correspond donc au champ coercitif du matériau.

On réalise un bobinage d'excitation de N_{exc} spires

Par application du théorème d'Ampère, le courant de référence est défini comme suit.

$$I_{ref} = \frac{H_c \ell}{N_{exc}}$$

Quand $I_{exc} = I_{ref}$ on recueille une impulsion de tension sur un bobinage de détection. En l'absence de courant à mesurer, les impulsions détectées sont symétriques. Si on applique un courant de mesure, il crée un champ de polarisation et les impulsions deviennent dissymétriques. On injecte alors un courant de compensation. La symétrie est

rétablie quand le champ moyen est nul dans le circuit magnétique $(H_{pol} + H_{comp}) = 0$, c'est à dire quand la force magnétomotrice de compensation est égale à la force magnétomotrice de polarisation due au courant à mesurer (Fig. 23a).

$$I_{mes} = \frac{N_{comp}}{N_{mes}} I_{comp}$$

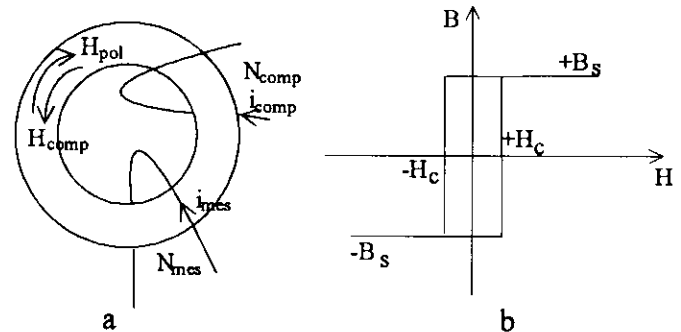


Figure 23: Principe de compensation des forces magnétomotrices. Courbe $B(H)$ du circuit magnétique

En général on applique un courant d'excitation triangulaire à une fréquence très supérieure à la fréquence du courant mesuré.

De par leur principe, ces capteurs sont parfaitement linéaires en fonction du courant à mesurer, ils sont très peu sensibles aux perturbations électromagnétiques extérieures. La précision dépend essentiellement du matériau et notamment de la rapidité du passage de $+B_s$ à $-B_s$. En pratique on utilise des tores réalisés par enroulement de rubans en alliages de fer et de nickel, en matériaux amorphes (type base cobalt) ou nanocristallins (type FINEMET®), auxquels on fait subir un traitement thermique sous un champ magnétique parallèle à l'axe du ruban.

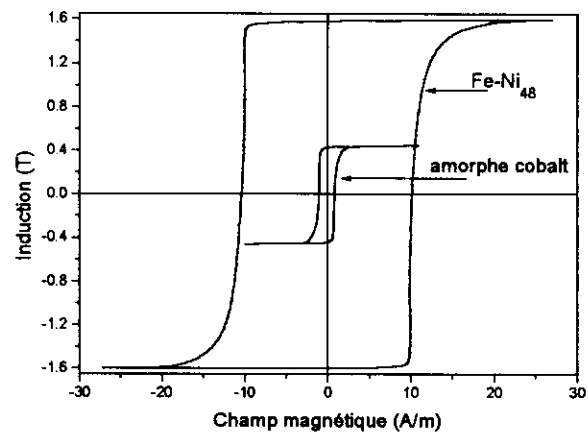


Figure 24: Cycle d'hystérésis à 50 Hz de matériaux à taux de rectitude élevé.

Les alliages $FeNi_{48}$ ont le taux de rectitude le plus élevé (99%), voir figure 24, mais pour la mesure de courants alternatifs leurs pertes sont trop élevées. Dans ce cas, on leur préfère les alliages amorphes au cobalt ($B_R/B_S = 90\%$) ou nanocristallins, plus économiques ($B_R/B_S = 80\%$).

Les deux principales méthodes de détection sont décrites ci-après.

Détection par la méthode temporelle

La figure 25 décrit un synoptique du capteur ainsi que le principe de fonctionnement (figure 9-b).

Le courant d'excitation triangulaire (i_{ex}) appliqué à l'enroulement N_2 sature fortement le circuit magnétique. A chaque passage par les intervalles A'-B' et C'-D' (figure 25b), les variations rapides du flux magnétique induisent des tensions impulsionnelles (e) dans l'enroulement de mesure (N_3). Lorsque le champ magnétique est nul (b.1. figure 9-b $i_{exP}=i_{exN}$), la sortie du sommateur (KH_T) est nulle.

Au contraire si le noyau est magnétisé par un courant i_1 , les impulsions de tension (e) sont déphasées de Δt par rapport au cas précédent (b2 figure 25).

Les blocs (SHP et SHN) sont utilisés pour échantillonner le courant i_{ex} . L'ordre d'échantillonnage est donné par le détecteur DI à chaque instant où la tension (e) est induite.

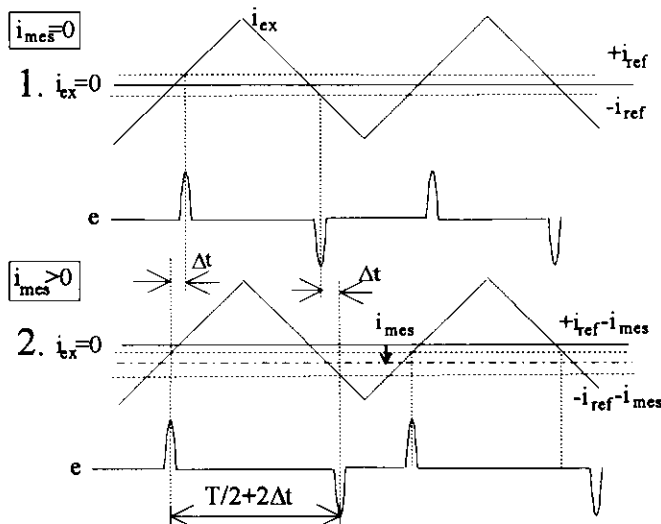
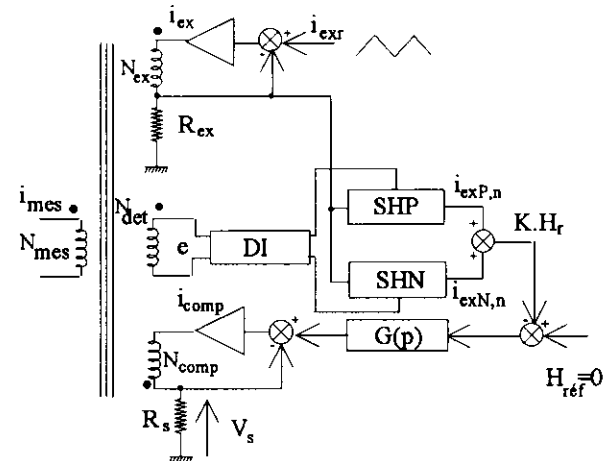


Figure 9 : Capteur à champ nul, principe de fonctionnement

La somme des signaux de sortie des blocs SHP et SHN ($KH_T=i_{exP}+i_{exN}$) permet de déterminer le niveau de polarisation du circuit magnétique (proportionnel au

courant i_1). Le circuit de réaction réalise l'asservissement du champ à valeur de consigne nulle (KH_T est comparée au signal de référence $H_{ref}=0$).

La tension de sortie V_s est proportionnelle au courant i_c , donc au courant à mesurer i_1 .

Second principe de détection : méthode fréquentielle

Un second principe consiste à détecter l'apparition d'harmonique 2 du signal de modulation en sortie du détecteur, lorsque la saturation n'est plus symétrique (présence d'un courant primaire). Après mise en forme, ce signal d'erreur permet de générer le courant de compensation qui va rétablir la symétrie de saturation. Ce principe est représenté figure 26.

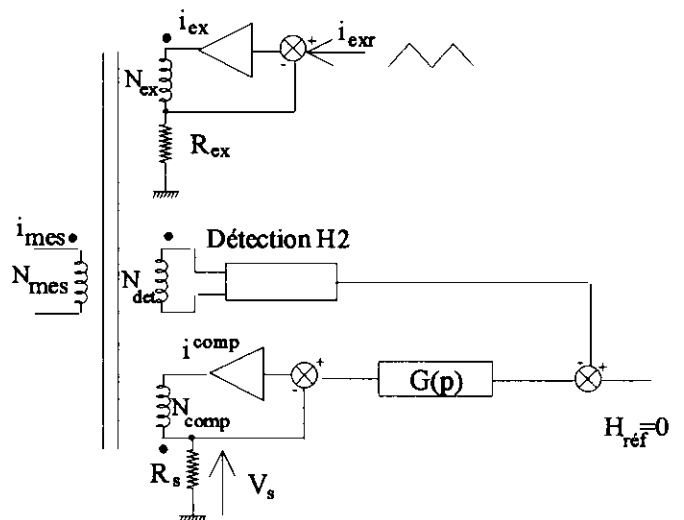


Figure 26 : compensation par détection de l'harmonique 2 du signal d'excitation

La bande passante de ce type de capteur s'étend du continu à quelques kHz, les limitations étant dues à l'électronique. Pour la mesure des courants alternatifs la fréquence du courant d'excitation doit être élevée, ce qui implique des pertes dans le noyau assez importantes.

De plus le courant d'excitation (triangulaire) peut perturber le courant à mesurer i_1 , on doit assurer sa compensation par un enroulement supplémentaire.

L'avantage de ces capteurs est une grande précision autour de zéro, ce qui n'est pas le cas des capteurs à flux nul.

Le principal inconvénient est la limitation de la bande passante. Ce principe est donc utilisé pour les mesures de grande précision (étalonnage), il est possible d'atteindre une incertitude de 10^{-6} avec ce principe.

2.7. Capteurs de courant à fibres optiques [16, 36, 37]

Tous les capteurs de courant de ce type reposent sur l'effet Faraday : lorsqu'une lumière polarisée linéairement se propage parallèlement au champ magnétique, la direction de polarisation tourne.

L'angle θ de rotation de la polarisation est proportionnel à la circulation du champ magnétique H le long du chemin optique l .

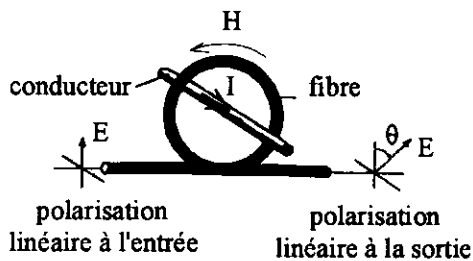


Figure 27 : Capteur à fibre optique. Principe de mesure

La valeur de l'angle de rotation en fonction du courant I est donnée par :

$$\theta = V \cdot N \cdot I$$

N : nombre de spires de la fibre optique autour du conducteur

V : constante de Verdet exprimée en radians/A ($3 \cdot 10^{-6}$ rd/A pour une fibre en Silice)

I : courant à mesurer

L'effet Faraday est non-réciproque, c'est à dire qu'il est invariant avec le sens de propagation de l'onde lumineuse. La source lumineuse doit être monochromatique, stable et de faible longueur d'onde pour accroître la sensibilité (diode laser stabilisée en température). En effet la constante de Verdet est proportionnelle à $1/\lambda^2$. La fibre optique doit être monomode à faible biréfringence linéaire intrinsèque pour ne pas dégrader la direction de polarisation.

Détection de la rotation de phase :

Plusieurs méthodes existent, nous décrivons une méthode polarimétrique performante, schématisée figure 28. Une diode laser injecte au travers d'une lame séparatrice et d'un polariseur, une onde monochromatique polarisée dans la fibre optique enroulée autour du courant à mesurer (N spires). A son extrémité un miroir réfléchit l'onde, dans la fibre, vers la source. Ce principe permet de bénéficier de l'effet de non-réciprocité qui double l'angle de rotation tout en annulant les biréfringences parasites de la fibre (effets mécaniques et de température). L'onde réfléchie est dirigée par la lame séparatrice vers un détecteur polarimétrique qui décompose le champ E_s incident en deux composantes en quadrature et inclinées à 45° par rapport au champ incident, comme indiqué figure 29.

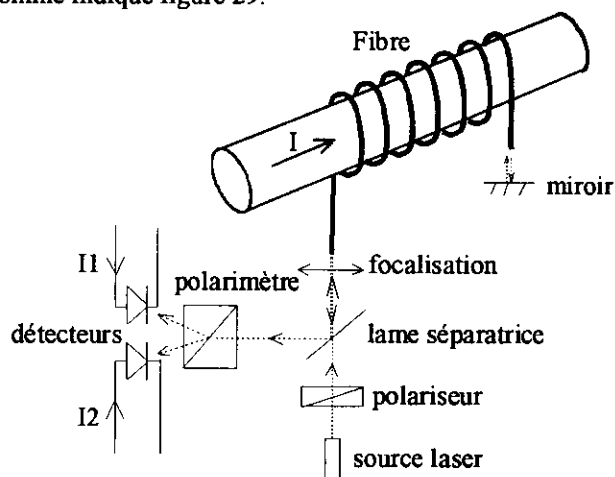


Figure 28 : schéma de principe de la mesure de courant

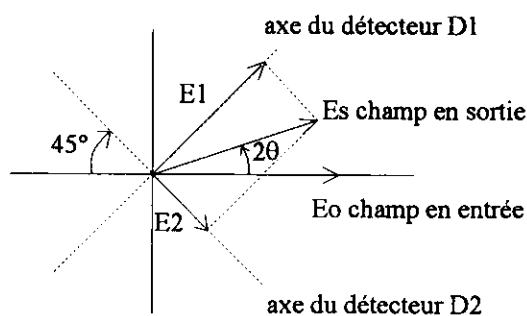


Figure 29 : décomposition du champ E incident

Deux détecteurs à photo-diodes mesurent les intensités lumineuses dues aux deux composantes orthogonales de E_s (on rappelle que l'intensité mesurée par un photo-détecteur est proportionnelle à E^2). Il en résulte que :

$$I_1 = \frac{I_0}{2}(1 + \sin 4\theta) \text{ et } I_2 = \frac{I_0}{2}(1 - \sin 4\theta)$$

I_0 est l'intensité de la source laser, θ est l'angle de rotation de la direction de polarisation.

On détermine alors simplement l'expression du courant I, indépendamment de I_0 en calculant :

$$I = \frac{1}{4VN} \arcsin \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2}$$

Ce principe, relativement simple, est d'une mise en oeuvre difficile, notamment pour corriger les biréfringences parasites de la fibre (on peut être amené à la torsader).

Actuellement ces capteurs de courants deviennent fiables et précis. Leur utilisation s'impose dans les environnements sévères (atmosphères corrosives ou explosives) et dans les applications à très haute tension et très forts courants afin de bénéficier d'une très forte isolation galvanique. La gamme de mesure s'étend entre 100 et 10^4 A pour une bande passante de plusieurs MHz, ce qui rend leur utilisation intéressante pour la mesure des courants impulsionnels de très fortes valeurs.

3. CONCLUSION

Nous avons pu voir à travers chaque section combien la diversité des capteurs de courants est grande, tant sur le plan des principes que sur celui des performances ou encore de la complexité. on trouvera ci-dessous, tableau 1, une récapitulation des performances des principaux types de capteurs dont on dispose actuellement. Il est clair que le capteur universel n'existe pas et qu'il convient de choisir une technique relativement à chaque situation en se basant sur les différents critères.

On doit choisir les capteurs en fonction des contraintes d'installation, notamment si la ligne peut être ouverte pour placer le capteur et si l'isolation galvanique est indispensable. D'une manière générale, le prix, la robustesse et la facilité de mise en oeuvre resteront des critères déterminants.

Du point de vue du prix, de la robustesse et de la mise en oeuvre, les shunts sont bien sûr les plus intéressants, surtout depuis l'apparition des résistances non inductives en couche épaisse qui permettent la mesure avec une précision de 1%

jusqu'à 10 MHz pour moins de 100 F l'unité. Pourtant, on ne pourra pas les utiliser dans la plupart des applications industrielles en raison de l'absence d'isolement qui pose des problèmes de sécurité du personnel et du matériel. Il faut également noter qu'insérer un shunt dans une ligne produit une chute de tension.

Les transformateurs de courants représentent un très bon compromis dans la plupart des applications : l'isolement galvanique est bonne, la chute de tension au primaire négligeable, ils peuvent avoir un circuit magnétique ouvrable et il existe des TI pour chaque gamme de calibres ou de fréquences. Il reste que les TI sont souvent exclus de toutes les applications dans lesquelles le courant comporte une composante continue (même si on ne désire pas la mesurer). Le prix et le volume des TI sont très variables ; ils dépendent surtout de la gamme de fréquence et de la précision.

Les capteurs à effet Hall sont médiocres sur le plan métrologique mais présentent deux avantages : ils sont peu coûteux (à partir de 50 F) et peu volumineux.

On améliore la qualité métrologique du capteur à effet Hall en asservissant un flux nul dans le circuit magnétique.

L'électronique associée est alors beaucoup plus complexe et la bande passante est alors limitée.

Dans les sondes actives on exploite l'effet transformateur à haute fréquence du capteur à flux nul. On peut alors obtenir un capteur pratiquement universel qui allie précision, bande passante, mesure du continu, isolement galvanique avec la possibilité d'avoir un circuit magnétique ouvrable. Mais tous ces avantages ne se concilient qu'au prix d'une électronique complexe ; ainsi lorsque l'on désire une précision de 1% du continu au MHz, les sondes atteignent rapidement des prix de l'ordre de 10 000 F.

Les autres capteurs restent d'utilisation très marginale car ils sont en fait très spécialisés.

Par principe, les transformateurs amagnétiques ne peuvent être utilisés que pour mesurer des courants fortement variables, on les utilise surtout pour mesurer des courants de décharge. Les capteurs à champ nul sont cantonnés aux applications de recherche et de métrologie surtout en raison de leur prix (> 50 000 F). Toujours pour une question de prix mais aussi de mise en œuvre, les capteurs à fibre optique sont réservés aux cas où l'on a besoin d'une isolation galvanique absolue (en très haute tension notamment).

	Mesure du continu	Gamme de mesure (A)	Fréquence maximale	Isolement galvanique	Précision	Réalisation technologique	Immunité aux champs externes
Shunt	Oui	1-10 ²	qq 10 MHz	Non	< 0.1% à 1%	Simple	Bonne
Capteur à effet Hall	Oui	1-10 ⁴	100 kHz	Oui	2-5%	Simple	Faible
Transformateurs de courant (selon calibre)	Non	10 ⁻³ -10 ³	qq 10 Hz à qq 10 MHz	Oui	< 0.1%	Simple	Bonne
Capteurs à flux nul	Oui	10-10 ⁴	qq 10 kHz	Oui	1%	Moyen	Faible
Capteurs à champ nul	Oui	10 ³	qq kHz	Oui	1 ppm	Complexe	Bonne
Sondes actives, (effet Hall + TC)	Oui	1-10 ³	qq 10 MHz	Oui	1%	Complexe	Moyenne
Transformateurs amagnétiques	Non	10 ² -10 ⁵	qq MHz	Oui	2-5%	moyen	Faible
Capteurs à fibres optiques	Oui	10 ² -10 ⁵	qq 10 MHz	Oui	0.2%	Complexe	Très bonne

Tableau 1 : Principaux types de capteurs de courant

Références

[1] FARJAH E., BARBAROUX J., PERRET R., "Incertitude dans les mesures de courant : un obstacle dans la caractérisation des composants en électronique de puissance" Journal de Physique III 3 (1993) pp. 1509-1523.

[2] LESNE P., "Les sondes de courant", Electronique Radio Plans 510 p. 13.

[3] MERCIER R., SAUVIGNET H., "Mesures d'intensité de courant" Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, R 1015.

[4] DUPRAZ J.P., "Transformateurs de mesure. Généralités. Théorie. Fonctionnement" Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 4720

[5] LABOURE E., COSTA F., FOREST F., "Current Measurement in Static Converters and Realization of a High Frequency Passive Current Probe (50A-300MHz)" EPE '93, Brighton, pages 4.478-4.483

[6] COSTA F., "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence" Thèse de doctorat de l'université d'Orsay Paris-sud, 1992.

- [7] LAVEUVE E, "Modélisation des transformateurs des convertisseurs haute fréquence" Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1991.
- [8] METZGER G., VABRE J.P., "Electronique des impulsions", Tome 1 Circuits à éléments localisés, Ed. Masson, Paris 1985.
- [9] FERRIEUX J.P. , FOREST F., "Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance" Ed. Masson, Paris 1987.
- [10] SCHUELLER P., "Méthode rapide de prédétermination des transformateurs de courant" RGE 4 (1990) pp. 41-45.
- [11] SOUDERS MICHAEL T., "Wide-Band Two-Stage Current Transformers of High Accuracy" IEEE Instrumentation and Measurement 4 (1972) pp. 340-345.
- [12] VACUUMSCHMELTZE, "Amorphous and nanocrystalline magnetic cores VITROVAC® and VITROPERM®", doc. technique.
- [13] MECAGIS S.A., "Alliages magnétiques spéciaux", doc. technique.
- [14] MAZALEYRAT F., COSTA F., "A survey of nanocrystalline applications in power electronics", EPE'97 Trondheim 1997, pp. 2.032-2.037.
- [15] BRISSONNEAU P., "Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique", Hermes, Paris 1997.
- [16] LU S., LIU Y., DE LA REE J., "Harmonics Generated from a DC Biased Transformer" IEEE Transaction on Power Delivery 2 (1993) pp. 725-731.
- [17] DUPRAZ J.P., "Transformateurs de mesure. Transformateurs spéciaux. Evolution future" Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 4724.
- [18] RAY W.F., DAVIS R.M., "Wide Bandwidth Rogowski Current Transducers Part 1 : The Rogowski Coil" EPE Journal 1 (1993) pp. 51-59.
- [19] SOUQUES G., "Capteurs de courant sans noyau magnétique" RGE 5 (1984) pp. 293-296.
- [20] FULCHIRON D., "Les tores amagnétiques : utilisation dans un laboratoire d'essais" RGE 5 (1984) pp. 297-302.
- [21] ETTER J.P., "Méthodes modernes de mesure des courants. Le capteur LEM" RGE 5 (1984) pp. 283-287.
- [22] GAUTHIER G., "Le capteur d'intensité à effet Hall" RGE 5 (1984) pp. 288-292.
- [23] POPOVIC R.S., "Hall Effect Devices, Magnetic Sensors And Characterisation Of Semiconductors", Ed. Adam Hilger, Bristol 1991.
- [24] KIREEV P., "La physique des semiconducteurs", Edition MIR, Moscou 1975 pp. 280-291.
- [25] SEPTIER A., Cours du CNAM, "Physique des composants électroniques", Fascicule 1.
- [26] GRANCOIN B., "Les générateurs à effet Hall de précision", Electronique Industrielle 112 pp. 203-210, 113 (1968) pp. 327-330.
- [27] GRANCOIN B., "Nouveaux composants de précision à EFFET HALL", Electronique Industrielle 118 pp. 65-66, 120 (1969) pp.713-720.
- [28] "Applying Magnetoresistance", Electronics World, December 1996, pp.969-973.
- [29] SCHOTT C., BLANCHARD H., POPOVIC R. S., RACZ R., HREJSA J., "High-Accuracy Analog Hall Probe", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 2 (1997) pp. 613-616
- [31] OTT HENRY W., "Noise Reduction Techniques In Electronics Systems", Ed. John Wiley & Sons, Inc, 1988.
- [32] TEKTRONIX, "Notices techniques et notes d'application des sondes de mesure de courant et de tension".
- [33] ETTER M. , FRIOT M., "Wide bandwidth, Accurate current and Voltage Transducers" PCIM Europe Nov./Dec. 1993
- [34] TOSHIKATSU S., UEDA R., KOGA K., "An AC and DC Current Sensor of High Accuracy" IEEE Transaction on Industry Applications 5 (1992) pp. 1087-1094.
- [35] GROENENBOOM M., LISSER J., "The Zero-Flux Current Transformer a High Precision Wide-Band Measuring Device" IEEE Trans. on Nuclear Science (1977).
- [36] ROYER P., "Capteurs de courant à fibres optiques" Techniques de l'ingénieur, Traité Mesures et Contrôle, R 1016.
- [37] FERDINAND P., "Un nouveau type de capteur de mesure des courants électriques : l'interféromètre bifréquence à fibre optique unimodale sensible à l'effet Faraday" RGE 5 (1984) pp. 309-312

e-mail : francois.costa@lesir.ens-cachan.fr
 frederic.mazaleyrat@lesir.ens-cachan.fr

ENSEIGNEMENT DES MICROSYSTÈMES SANS SALLE BLANCHE :

étude d'un accéléromètre réalisé en technologie circuit imprimé.



Gilles AMENDOLA, Lionel BABADJIAN

ESIEE, cité Descartes, BP 99, 2 Bd Blaise-Pascal, F 93162 Noisy-le-Grand,

<http://www.esiee.fr/>

email : amendolg@esiee.fr, babadjil@esiee.fr

Résumé.

L'étude d'un accéléromètre capacitif permet, à des étudiants en projet, d'aborder le domaine des Microsystèmes en ayant recours à des moyens technologiques assez simples. Après une phase de dimensionnement faite à partir d'un cahier des charges, le capteur est assemblé puis testé par des séries de mesures assez diverses. L'exploitation de ces résultats permet de vérifier la cohérence des mesures et de retrouver des paramètres propres au capteur, jusqu'à certaines constantes physiques du matériau. Ces mesures sont l'occasion de développer un certain nombre de montages électroniques, interfaces indispensables à associer aux capteurs. Après la mise en oeuvre de plusieurs maquettes, l'étude approfondie d'un circuit analogique intégrable est faite à partir d'outils de CAO.

1- Introduction.

Les Microsystèmes constituent un domaine pour lequel l'ESIEE a établi, en partenariat avec les industriels du secteur, des activités de recherche et développement depuis un bon nombre d'années [1][2]. Le Laboratoire des Systèmes Microélectronique (LSM) coordonne ces activités et dispose d'une salle blanche de 300 m² permettant de réaliser des capteurs et actionneurs en silicium.

L'enseignement par projets a toujours eu une place importante dans cette école. Néanmoins, l'utilisation de la salle blanche pour l'étude d'un Microsystème par les étudiants n'est pas pour autant aisée, ceci pour diverses raisons (disponibilité de matériel, coût, volume important d'heures à passer en salle blanche pour réaliser un prototype...). Nous avons choisi de transposer notre expérience des Microsystèmes en silicium dans une technologie plus simple afin de proposer cette unité d'enseignement à un grand nombre d'étudiants.

L'exemple que nous traitons constitue une étude de cas destinée aux élèves ayant choisi la spécialité

électronique et micro-électronique. Le capteur décrit ici est un accéléromètre capacitif réalisé en technologie circuit imprimé. A partir d'un cahier des charges, les étudiants calculent les dimensions du capteur, le réalisent et en effectuent la caractérisation. Cette phase de test leur permet d'aborder différentes solutions de circuits électroniques adaptés.

Après avoir énoncé les objectifs pédagogiques, nous décrivons dans un premier temps le capteur ainsi que les phénomènes physiques liés au cahier des charges et aux mesures. Puis sont abordés différents circuits électroniques associés au capteur soit sous la forme de maquettes soit sous la forme de simulation d'un circuit destiné à l'intégration.

2- Objectifs pédagogiques.

Dans cet exemple les étudiants se trouvent dans un cas concret de développement d'un Microsystème. Cette unité représente au total 20 heures de travaux dirigés et travaux pratiques. De la conception à la caractérisation, ils mettent en application les différentes connaissances acquises au cours de leur scolarité (physique, électronique, mesure et circuits intégrés).

Le cahier des charges est défini par trois paramètres physiques. Chaque groupe d'élèves reçoit un cahier des charges distinct, généré automatiquement par programme.

La première tâche consiste à définir les dimensions du capteur correspondant aux spécifications demandées. Le dispositif est ensuite réalisé par procédé photolithographique à partir d'un dessin.

Une série de mesures de capacité est effectuée et un certain nombre d'oscillogrammes sont relevés. Ces mesures permettent d'une part de faire une comparaison des caractéristiques du capteur avec celles du cahier des charges et d'autre part de revenir à des constantes du matériau. Cet ensemble de mesures

permet de faire des recoupements et ainsi valider la cohérence des résultats.

Pour relever les signaux, différents circuits électroniques d'interface du capteur sont mis en oeuvre dont un amplificateur de charge à JFET et un circuit de modulation d'amplitude utilisant un amplificateur opérationnel. Une solution intégrée, basée sur une modulation et démodulation synchrones, est aussi étudiée à l'aide des outils de CAO.

3- Etude du capteur.

3-1-Description du capteur.

Le capteur est un accéléromètre capacitif [3], [4] formé d'une lamelle de laiton terminée par un plateau (figure 1). Cette lamelle flexible se déforme lorsqu'une accélération γ engendre une force $F=M \cdot \gamma$ sur la masse M du plateau. Une contre-électrode, réalisée par un circuit imprimé, est placée en regard de ce plateau à une distance définie par des épaisseurs de cales placées lors de l'assemblage.

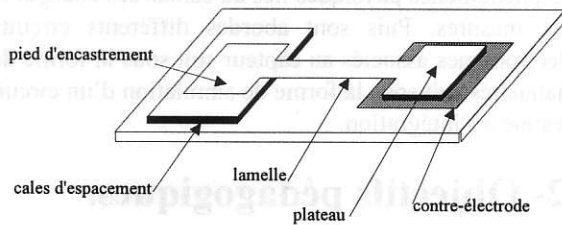


fig1: Dessin de l'accéléromètre

L'ensemble constitue un condensateur dont la capacité varie en fonction des accélérations. Suivant certaines conditions, l'ensemble mécanique est assimilable à un système masse - ressort (figure 2).

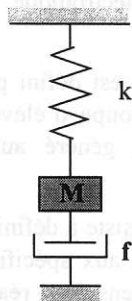


fig2: Modèle mécanique

k : constante de raideur du ressort équivalent de la poutre flexible (lamelle en laiton).

M : masse du plateau.

f : facteur d'amortissement.

3-2-Le cahier des charges.

Le cahier des charges impose les valeurs de trois paramètres. La sensibilité est définie, ici, comme la différence de valeur de capacité lorsque le capteur est soumis aux accélérations de $0g$ et de $+1g$. La capacité étant assimilable à un condensateur plan, sa valeur s'écrit :

$$C = \frac{\epsilon_0 S}{e - x(F)} \quad Eq(1)$$

ϵ_0 : permittivité diélectrique de l'air

S : surface du plateau

e : distance plateau-électrode à $0g$

$x(F)$: déplacement de l'extrémité de la poutre lorsqu'une force F est appliquée à cette extrémité.

L'ensemble étant assimilé à un système équivalent masse - ressort (figure 2), la pulsation de résonance est

$$\text{donnée par } \omega = \sqrt{\frac{k}{M}}$$

La constante de raideur équivalente k de la poutre est calculée à partir des équations d'élasticité linéaire. On se ramène aux équations d'une poutre encastree [5] [6] [7]. Un certain nombre d'hypothèses simplificatrices sont faites. On suppose tout d'abord que le plateau reste toujours plan et parallèle à la contre-électrode et que l'encastrement de la poutre est parfait. Le calcul de l'amplitude de déplacement à l'extrémité de la poutre tient ou ne tient pas compte de la contribution due au poids de la poutre elle-même.

Enfin, la tension de collage est la valeur de la tension qui, appliquée à la capacité variable, engendre une force d'attraction électrostatique qui ramène les deux électrodes en contact. Ce phénomène de collage arrive subitement lorsque l'on augmente progressivement la tension V appliquée puisque la force électrostatique varie au carré du déplacement (alors que la force de rappel varie, elle, linéairement avec le déplacement). Cette tension est obtenue en écrivant :

- d'une part que la somme des forces (électrostatique + rappel du ressort) est égale à zéro,

$$\frac{\epsilon_0 \cdot S \cdot V^2}{2 \cdot (e - x)^2} - (k \cdot x) = 0 \quad Eq(2)$$

- d'autre part que la limite de stabilité du système est obtenu lorsque la dérivée de cette

somme des forces par rapport au déplacement x s'annule.

$$\frac{\partial}{\partial x}(\Sigma \text{forces}) = 0 \quad \text{Eq(3)}$$

La résolution de ce système d'équations donne une expression de la tension de collage V_c .

$$V_c = \sqrt{\frac{k}{\epsilon_0 \cdot S}} \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot e\right)^{3/2} \quad \text{Eq(4)}$$

3-3-Mesures et caractérisations.

Une première série de mesures est effectuée en mesurant la capacité suivant différentes valeurs d'accélération continue. Des accélérations de $0g$, $-1g$ et de $+1g$ sont aisément obtenues en orientant le capteur de façon parallèle ou perpendiculaire à l'axe de la pesanteur. Compte tenu des ordres de grandeur, il est nécessaire de tenir compte de la capacité parasite C_p . On obtient celle-ci en faisant l'hypothèse qu'elle est la même dans les trois conditions de mesure et que l'amplitude du déplacement du plateau est identique pour $-1g$ et $+1g$ par rapport à $0g$. Connaissant C_p on détermine ensuite la valeur de l'entrefer au repos ainsi que les variations de capacité et les amplitudes de déplacement du plateau correspondantes. Ceci permet de calculer une première fois la valeur de la constante de raideur du ressort équivalent k et la valeur de la constante d'élasticité du matériau E .

D'autres valeurs d'accélération sont obtenues artificiellement en ajoutant des masses sur le plateau. En exprimant $1/C$ en fonction de la masse M on trouve une fonction linéaire (figure 3). Du tracé des points de mesure on relève ensuite la pente de la droite d'où un nouveau calcul des valeurs de k et de E .

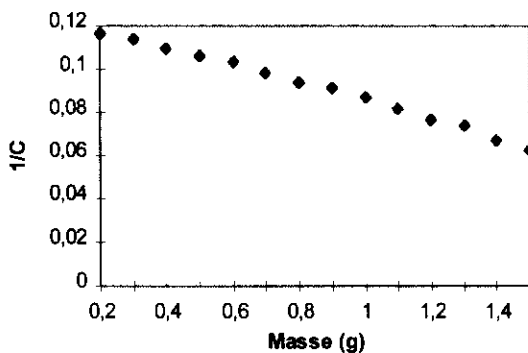


fig3: $1/C$ en $(pF)^{-1}$ en fonction de la masse

La tension de collage est mesurée en appliquant une tension à la capacité du capteur, le phénomène de collage est observé visuellement. Cette mesure est effectuée dans diverses conditions d'accélération

continues.

La fréquence propre du système est mesurée en réponse à une excitation impulsionnelle (figure 4). L'amplificateur de charge à JFET permet de transcrire le mouvement mécanique (variation de capacité) en une variation de tension. Cette fréquence propre peut être déplacée en changeant la valeur de M . Cette démarche présente plusieurs intérêts. Elle permet d'une part de retrouver la valeur de k et d'autre part de séparer différents modes de vibration. En effet, contrairement au modèle simple de la figure 2, on se trouve parfois dans un système plus complexe à plusieurs modes de vibration. Lorsque deux fréquences correspondant à deux modes de vibration sont très proches, la réponse impulsionnelle n'est plus sinusoïdale.

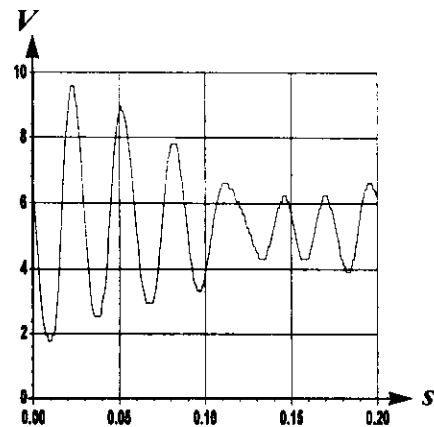


fig4: Réponse impulsionnelle

A partir de ces mesures diverses, on peut non seulement effectuer une comparaison avec le cahier des charges mais aussi retrouver plusieurs fois un même paramètre du capteur. Ceci permet de vérifier la cohérence des résultats expérimentaux.

4- Electronique associée au capteur.

4-1-Amplificateur de charge à JFET

Le capteur capacitif peut être représenté par une capacité dont une partie est fixe C_0 et une partie est variable dC .

Une solution simple, utilisant un transistor JFET, permet d'obtenir une tension de sortie proportionnelle à dC et à une tension de polarisation V_{pol} (l'accéléromètre étant symbolisé par la capacité C_0+dC voir figure 5).

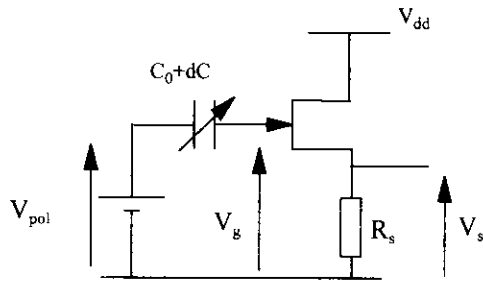


fig5: Étage à JFET

Le signal obtenu provient d'une variation de la tension de grille dV_g . Sous certaines conditions, on peut établir la relation entre la tension de sortie et la variation de capacité (équation (5)).

$$dV_s = \frac{g_m R_s (V_{pol} - v_{g0})}{(g_m R_s + 1)(C_0 + C_{gs} + C_{gd})} dC \quad Eq(5)$$

avec v_{g0} potentiel de polarisation de grille, C_{gd} et C_{gs} capacités grille-drain et grille-source du JFET.

Il est préférable de placer la résistance de charge dans la source du JFET pour s'affranchir des disparités de caractéristiques des JFET car alors le résultat est indépendant de g_m si le produit $g_m \cdot R_s$ est très supérieur à l'unité. La faible valeur du gain en tension du montage drain commun est partiellement compensée par l'absence d'effet Miller sur la capacité grille-drain du JFET. Ce montage présente deux inconvénients:

- Il ne permet pas de détecter les accélérations continues.
- La sensibilité de l'ensemble capteur-amplificateur dépend des capacités d'interconnexions et des capacités parasites du JFET

4-2-Circuit de modulation d'amplitude.

Le principe de ce circuit (figure 6) est de réaliser la modulation d'amplitude d'un signal sinusoïdal. Les variations d'amplitude obtenues sont proportionnelles aux variations de capacité du capteur. Pour les fréquences supérieures à $1/(2\pi R_p C_1)$ on a:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{C_0 + dC}{C_1} \quad Eq(6)$$

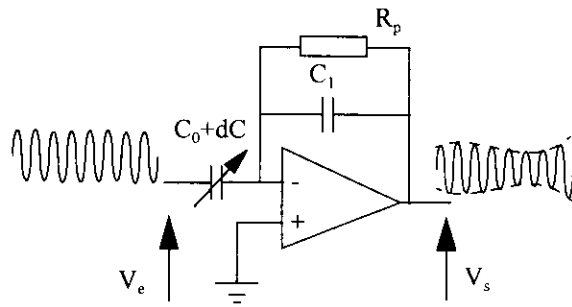


fig6: Circuit de modulation d'amplitude

Ce circuit permet de détecter les accélérations continues et par conséquent de mesurer l'accélération de la pesanteur (voir § 3-3-).

4-3-Simulation d'un circuit d'interface réalisable en circuit intégré CMOS.

Pour adapter les "interfaces capteur" aux microstructures réelles, il faut tenir compte du fait que les variations relatives de capacité sont de l'ordre de 10^{-6} à 10^{-3} , ce qui est très faible. La difficulté principale est, alors, d'extraire l'information utile du bruit et du signal correspondant à la capacité nominale. La solution proposée est décrite dans la figure 7.

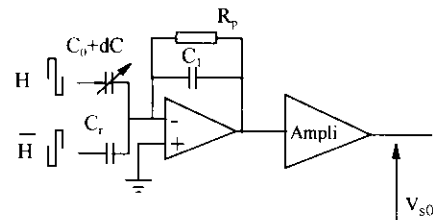


fig7: Elimination de la capacité à vide

L'équation simplifiée du circuit est :

$$V_{s0}(t) = G \times V_H(t) \left[\frac{dC}{C_1} + \frac{C_0 - C_r}{C_1} \right] \quad Eq(7)$$

(à condition que $V_H(t) = -V_{\bar{H}}(t)$ à chaque instant).

G est le gain en tension de l'amplificateur.

On constate que le signal résiduel de porteuse $V_H(t) \frac{C_0 - C_r}{C_1}$ est éliminé si $C_0 = C_r$.

Pour obtenir le signal utile on utilise une démodulation synchrone sur le signal V_{s0} (figure 8). Ce principe de modulation-démodulation synchrone supprime avantageusement l'influence du bruit basse fréquence des amplificateurs dans le signal de sortie [8].

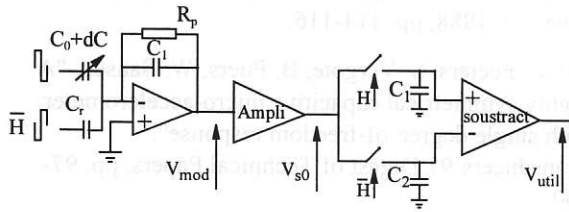


fig8: Schéma de principe d'une interface réalisable en circuit intégré

Les étudiants effectuent des simulations sur ce circuit avec le simulateur ELDO ainsi que des modèles comportementaux d'amplificateurs et un modèle HDLA du capteur capacitif (voir figure 9).

Après les premières étapes d'analyse de ce schéma, les élèves mettent en évidence les effets dus aux imperfections. Nous pouvons mettre progressivement en lumière ceux induits par une différence des valeurs des capacités C_0 et C_r (utilisation de modèles comportementaux) ainsi que les effets de la bande passante limitée des amplificateurs, de la vitesse de balayage et des problèmes de désynchronisation entre horloges et signal à démoduler.

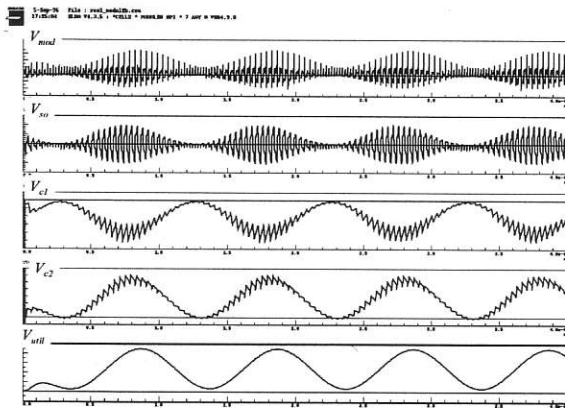


fig9: Résultats de simulations

Une étude complémentaire prolonge ce travail et permet d'explorer des solutions d'asservissement compensant les différences de valeurs entre C_0 et C_r (figure 10).

Dans la figure 10, l'amplitude de la tension appliquée V_r sur la capacité de référence C_r est asservie à la valeur moyenne du signal de sortie. A l'équilibre du système, l'amplitude du signal résiduel de porteuse (correspondant à $G \times \left[|V_H| \left[\frac{C_0}{C_1} \right] - |V_r| \left[\frac{C_r}{C_1} \right] \right]$) tend vers zéro.

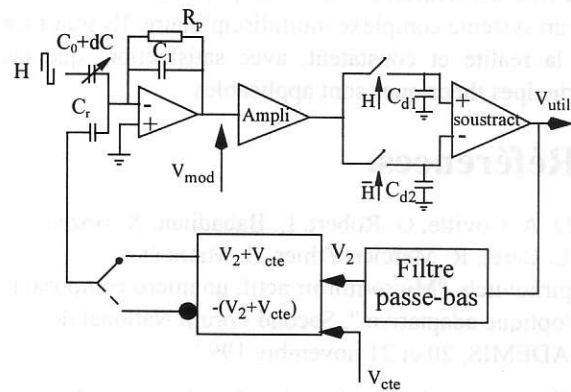


fig10: Circuit d'interface avec asservissement

Une simulation effectuée sur MatrixX (figure 11) permet de montrer la réponse transitoire du système de la figure 10. Ici le modèle tient compte de la saturation des amplificateurs à + ou - 2.5 volts.

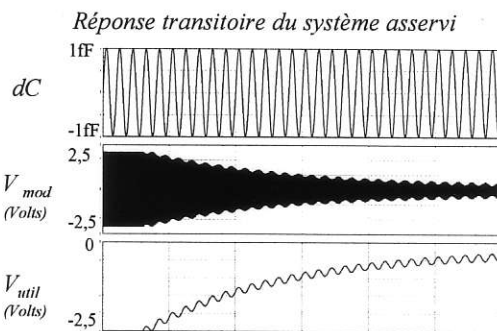


fig11: Résultats de simulation sur MatrixX

Conclusion.

A travers l'étude d'un accéléromètre, les étudiants ont pu mettre en application les connaissances diverses accumulées au cours de leur scolarité, allant de la physique à la CAO des circuits intégrés en passant par les indispensables maquettes électroniques. Ce travail a été aussi pour eux l'occasion d'effectuer des mesures assez diverses et, confrontés au souci de cohérence de ces mesures, d'exploiter au mieux ces résultats. La mise en oeuvre des différentes maquettes électroniques leur ont permis d'effectuer des comparaisons et de comprendre les difficultés d'interfaçage propres aux Microsystèmes. Enfin, ce travail d'ingénieur électronique ne pouvait se terminer sans l'étude d'une solution intégrable en faisant appel aux moyens de simulation analogiques. Au cours de ce projet, les étudiants sont mis en situation concrète de concepteurs

de Microsystèmes, c'est à dire qu'ils abordent l'étude d'un système complexe multidisciplinaire. Ils sont face à la réalité et constatent, avec satisfaction, que les principes théoriques sont applicables.

Références.

- [1] A. Coville, G. Robert, L. Babadjian, X. Bozec, J.L. Carel, R. Mercier-Ythier, B. Miara et S. Spirkovitch, "Micro-miroir actif, un micro composant d'optique adaptative.", Second Forum National de l'ADEMIS, 20 et 21 novembre 1997.
- [2] T. Bourouina, A. Exertier, S. Spirkovitch, B. Chaumet and E. Pleska, "Preliminary results on a silicon gyrometer based on acoustic mode coupling in small cavities.", Journal of microelectronic systems, Vol. 6, NO. 4, december 1997.
- [3] S.C. Terry, "A miniature accelerometer with built-in damping", Trans.IEEE Solid-State Sensors and Actuators Workshop, Hilton Head Island, sc, USA, June 6-9, 1988, pp. 114-116.
- [4] E. Peeters, S. Vergote, B. Puers, W. Sansen, "A highly symmetrical capacitive micro-accelerometer with single degree-of-freedom response", Transducers'91 Digest of Technical Papers, pp. 97-100.
- [5] Y. Rocard, "Dynamique générale des vibrations", ed. Masson et Cie.
- [6] M. Soutif, "Vibrations, propagation, diffusion.", ed. Dunod.
- [7] G. Bruhat, "Cours de physique générale - Mécanique.", ed. Masson et Cie.
- [8] B. de Geeter, O Nys, J-P.Bardyn, "A wide temperature micropower sensor interface circuit" in Proc of 22nd ESSCIRC Neuchâtel Switzerland pp136-139, 1996.

Les capteurs à sortie numérique directe « sigma-delta »

Patrick ALDEBERT, Richard KIELBASA
École Supérieure d'Électricité - Service des Mesures
Plateau du MOULON

91192 GIF sur YVETTE Cedex

E-Mail : Patrick.Aldebert@supelec.fr, Richard.Kielbasa@supelec.fr

URL : <http://www.supelec.fr/ecole/mesures/>

L'apparition des techniques de micro-usinage, issues des procédés mis au point pour la fabrication des circuits intégrés, permet d'intégrer sur la même puce des éléments sensibles, des actionneurs et l'électronique associée. Les micro-systèmes ainsi réalisés sont peu coûteux, compacts et performants. Ils permettent en particulier de mettre en œuvre de nouveaux principes de capteurs à sortie numérique directe ou capteurs sigma delta.

1. EVOLUTION DES CAPTEURS

Les applications destinées aux domaines à grande diffusion (automobile, domotique, médical,...) font appel à un nombre croissant de capteurs performants mais à faible coût. La demande du marché a suscité de nombreuses recherches sur des solutions originales à ce problème ([1], [2]). Classiquement, on distingue plusieurs familles de capteurs :

Les *capteurs* les plus simples sont des transducteurs bruts entre la grandeur physique et une grandeur électrique.

Les *capteurs avec électronique intégrée* comportent en plus du transducteur un conditionnement (polarisation, amplification, linéarisation, filtrage, interface normalisée,..., asservissement, numérisation) qui facilite son interfaçage avec des systèmes d'acquisition.

Les *capteurs intelligents* intègrent un traitement numérique local (calibration, test, ..., gestion d'état, identification, transmission).

Les capteurs micro-usinés ou micro-capteurs bénéficient pour leur réalisation des techniques de dépôt, de gravure, de dopage mises au point pour la microélectronique. La possibilité de les intégrer avec des circuits électroniques sur un même substrat de silicium permet d'envisager la mise en œuvre de nouveaux principes et l'élaboration de nouvelles architectures. Les capteurs sigma-delta exploitent un de ces nouveaux principes permettant de réaliser des capteurs dont la sortie est directement disponible sous forme numérique.

1.1 Architectures conventionnelles de capteurs

Les architectures de capteurs les plus simples (figure 1) sont constituées d'un transducteur à réponse électrique, d'une éventuelle électronique de condi-

tionnement (amplification, filtrage, linéarisation, adaptation d'impédance).

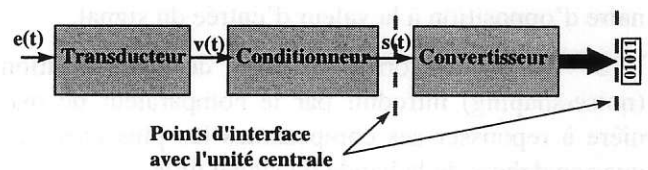


Figure 1 : Architecture conventionnelle

Le signal électrique est transmis à un système d'acquisition dont le convertisseur analogique numérique est commun à plusieurs voies grâce à un multiplexeur d'entrée. Cette architecture est simple, modulaire, les interfaces standardisées (boucles 4-20mA par exemple) assurant ainsi la compatibilité avec des systèmes d'acquisition existants. La précision et la résolution sont déterminées par les qualités du transducteur et du conditionneur dont les erreurs se cumulent.

1.2 Capteurs asservis simples

Dans les capteurs asservis (figure 2), l'ensemble transducteur-conditionneur est remplacé par l'association dans une boucle d'asservissement, d'un actionneur $B(p)$ qui, commandé par un "senseur" associé à une électronique $G(p)$, délivre une grandeur qui équilibre la grandeur d'entrée.

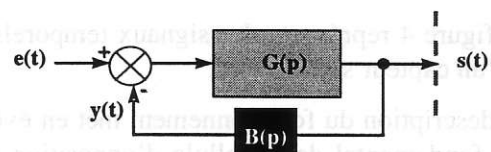


Figure 2 : Capteur asservi

En faisant référence au vocabulaire de la mesure, il s'agit d'une méthode d'opposition ou de zéro. Les performances sont limitées principalement par celles de l'actionneur. La numérisation des signaux est séparée. Les capteurs asservis sont caractérisés par une

bonne précision et ils ne sont pas nécessairement moins rapides que les capteurs conventionnels.

2. LE CAPTEUR SIGMA DELTA

2.1 Principe

Par son principe, le capteur sigma delta (figure 3) est un cas particulier de capteur asservi pour lequel la grandeur de retour ne peut prendre que deux valeurs y_{min} et y_{max} . Construite sur le principe des convertisseurs sigma-delta, la boucle (ou modulateur) comporte une cellule d'opposition, un filtre $G(p)$ en chaîne directe, un comparateur synchronisé.

Le rôle de la boucle est triple :

1° entretenir une oscillation chaotique de la sortie binaire,

2° asservir la *valeur moyenne* de la grandeur binaire d'opposition à la valeur d'entrée du signal,

3° mettre en forme le bruit de quantification (noise-shaping) introduit par le comparateur de manière à repousser ses composantes les plus énergétiques en dehors de la bande du signal utile.

Ces trois fonctions sont réalisées simultanément grâce à un choix judicieux de la transmittance $G(p)$. On obtient en sortie un signal binaire mono-bit de fréquence élevée à partir duquel on pourra obtenir une valeur numérique des échantillons, codée sur un nombre de bits important en éliminant le bruit de quantification par un filtrage numérique associé à une décimation. La cadence du train mono-bit recueilli en sortie du modulateur est beaucoup plus élevée que la fréquence de sortie des codes à la sortie du filtre numérique. On parle de convertisseur à sur-échantillonnage.

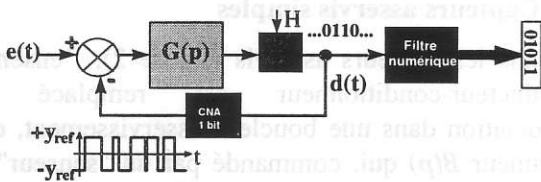


Figure 3 : Capteur sigma delta

La figure 4 représente des signaux temporels typiques d'un capteur sigma-delta.

La description du fonctionnement met en évidence le rôle fondamental de la cellule d'opposition physique. On réalise ainsi une méthode d'opposition statistique. Le principe physique du capteur intervient directement dans le processus de conversion, en cela le capteur peut être réellement qualifié de numérique.

La figure 5 représente l'allure du spectre du signal mono-bit $d(t)$ recueilli en sortie du modulateur. Elle met en évidence la mise en forme du bruit de quantification réalisé au sein de la boucle sigma-delta.

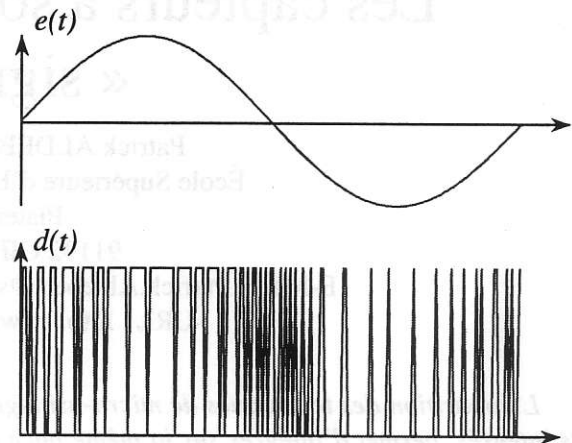


Figure 4 : Signaux temporels typiques

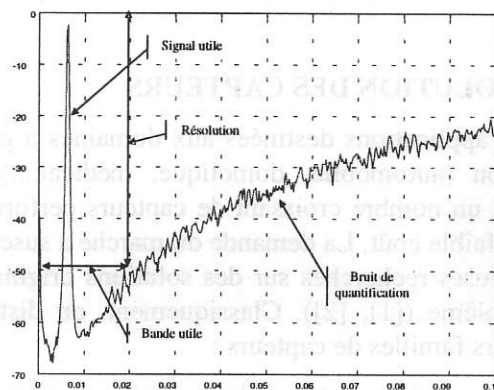


Figure 5 : Spectre du signal de sortie

2.2 Avantages

Les capteurs sigma delta cumulent les avantages du capteur asservi et de la numérisation directe du signal. En combinant une forte réjection du bruit de quantification en dehors de la bande du signal utile et un filtrage efficace de ce bruit, on peut atteindre des résolutions importantes. La précision dépend principalement de la qualité de l'actionneur. La réalisation n'exige que peu de composants de précision ce qui facilite l'intégration de l'ensemble.

La souplesse d'utilisation du signal binaire de sortie est un avantage spécifique de ces capteurs. On peut envisager la transmission directe du signal mono-bit, des traitements complexes complémentaires dans la partie numérique, la réaction sur le modulateur pour une autocalibration.

En réalisant la partie physique du capteur (cellule d'opposition) par micro-usinage sur silicium et en intégrant sur un même substrat les fonctions analogiques et numériques, on peut réaliser des produits de grande diffusion à faible coût.

Selon le principe utilisé, on peut bénéficier d'avantages spécifiques tels que l'isolement galvanique (capteurs magnétiques ou optiques), la réjection du bruit,...

2.3 Inconvénients

Le principe sigma delta n'est pas applicable lorsqu'on ne sait opposer à une grandeur physique une grandeur binaire de même nature.

La conception des capteurs sigma-delta est toujours délicate car il est difficile de maîtriser les transmittances de la partie physique. On corrige leurs défauts par une structure électronique adaptée. Les performances doivent réaliser un compromis entre la stabilité de la boucle, la précision des mesures, la bande passante du système, le bruit.

D'autres problèmes comme la bidirectionalité des phénomènes physiques exploités, le risque de réinjection de bruit sur la grandeur mesurée, peuvent rendre ce principe inexploitable.

3. EXEMPLES DE CELLULES D'OPPOSITION

3.1 Cellule d'opposition physique

La cellule d'opposition physique est l'élément clé des capteurs sigma delta. En pratique, la grandeur de retour appliquée $y(t)$ n'a pas toujours la même nature physique que la grandeur d'entrée $e(t)$. Il faut donc connaître avec une bonne précision la relation entre la grandeur appliquée et la grandeur effectivement opposée en interne.

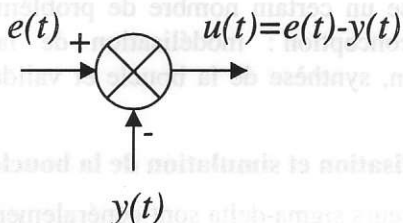


Figure 6: Cellule d'opposition (senseur & actionneur)

Nous présentons ci-après un certain nombre d'exemples de cellules d'opposition déjà mis en œuvre [3] dans des réalisations effectives de micro-capteurs.

3.2 Cellule capacitive ([4], [5], [6], [7], [8], [9])

On peut réaliser un capteur d'accélération en suspendant par des fixations élastiques, une armature mobile conductrice, jouant le rôle de masse sismique entre deux électrodes fixes. L'ensemble constitue donc une capacité différentielle variable en fonction de la position de la masse sismique.

L'application d'une accélération perpendiculaire aux armatures crée un déplacement de la masse sismique qui modifie les capacités des deux condensateurs. L'électrode centrale est ramenée à sa position de repos par les forces électrostatiques développées en appliquant une tension sur une des électrodes fixes.

La mesure de la capacité différentielle permet d'accéder indirectement à la position de la masse sismique.

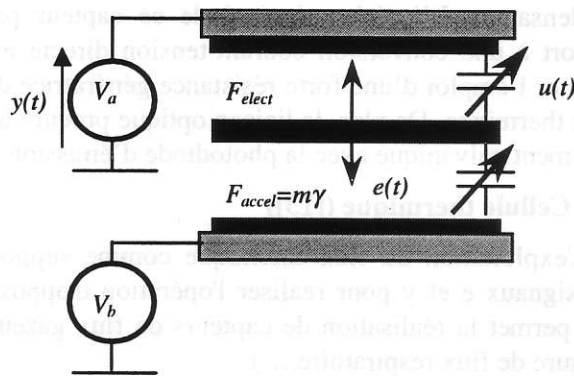


Figure 7 : Cellule capacitive

Un des inconvénients de la cellule capacitive provient de la non linéarité de la relation liant les forces électrostatiques à la tension.

3.3 Cellule piézoélectrique ([10], [11],[12])

La cellule piézoélectrique ressemble beaucoup à la cellule capacitive.

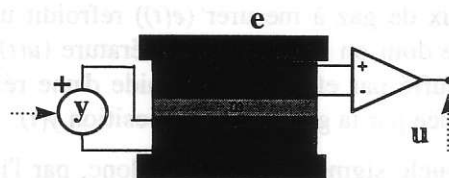


Figure 8 : Cellule piézoélectrique

L'élasticité de la suspension est réalisée par l'élasticité du matériau piézoélectrique. En exploitant l'effet piézoélectrique, on peut appliquer une force d'opposition sur la masse sismique en imposant une tension aux bornes d'un des éléments piézoélectriques. En exploitant la charge qui apparaît aux bornes du deuxième élément piézoélectrique sous l'action des contraintes mécaniques, on peut accéder facilement à la grandeur d'écart notée $u(t)$ sur la figure 6. La linéarité des phénomènes est meilleure que dans le cas de la cellule capacitive.

3.4 Cellule opto-électronique

Le principe d'opposition peut s'appliquer au traitement du courant délivré par une photodiode.

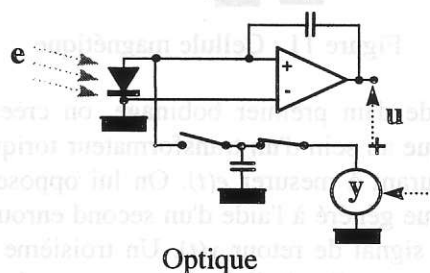


Figure 9 : Cellule opto-électronique

Le courant généré par la photodiode est opposé aux charges délivrées à chaque coup d'horloge par le condensateur. L'intérêt principal de ce capteur par rapport à une conversion courant-tension directe est d'éviter l'emploi d'une forte résistance génératrice de bruit thermique. De plus, la liaison optique procure un isolement galvanique avec la photodiode d'émission.

3.5 Cellule thermique ([13])

L'exploitation du flux thermique comme support des signaux e et y pour réaliser l'opération d'opposition permet la réalisation de capteurs de flux gazeux (mesure de flux respiratoire,...).

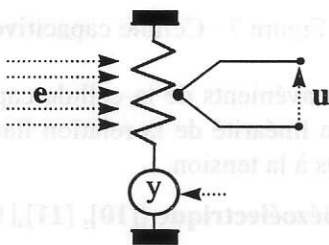


Figure 10 : Cellule thermique

Le flux de gaz à mesurer ($e(t)$) refroidit un corps d'épreuve dont on mesure la température ($u(t)$) et qui est réchauffé par effet Joule à l'aide d'une résistance commandée par la grandeur d'opposition $y(t)$.

La boucle sigma-delta délivre donc, par l'intermédiaire du signal $y(t)$, la puissance thermique qui permet de compenser la quantité de chaleur évacuée par le flux gazeux $e(t)$ à mesurer et de maintenir la température $u(t)$ du corps d'épreuve à une valeur qui est en moyenne constante.

3.6 Cellule magnétique ([14])

L'utilisation du flux magnétique comme support des signaux intervenant dans l'opération d'opposition permet la réalisation de capteurs de courant.

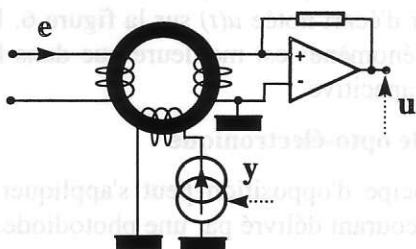


Figure 11 : Cellule magnétique

A l'aide d'un premier bobinage, on crée un flux magnétique au sein d'un transformateur torique à partir du courant à mesurer $e(t)$. On lui oppose un flux magnétique généré à l'aide d'un second enroulement à partir du signal de retour $y(t)$. Un troisième enroulement permet enfin d'effectuer la mesure de la différence entre ces deux flux.

3.7 Cellule en pont ([3])

Des structures en pont telles que des jauges de contraintes ou des diviseurs potentiométriques peuvent être utilisées pour mettre en œuvre le principe de la conversion sigma-delta.

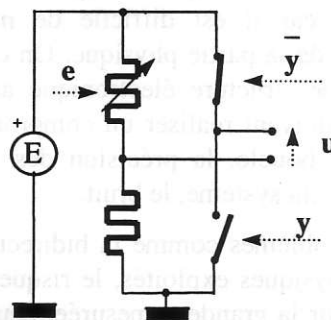


Figure 12 : Cellule en pont

Une des branches du pont contient un élément (résistance) sensible à la grandeur $e(t)$ que l'on cherche à mesurer. On applique sur l'autre branche du pont une grandeur binaire qui garantit l'équilibre du pont en moyenne statistique.

4. CONCEPTION DES CAPTEURS $\Sigma\Delta$

La conception des capteurs sigma delta s'appuie sur les nombreux travaux ([16], [17], [18], [19], [20]).

Elle pose un certain nombre de problèmes généraux de conception : modélisation de la cellule d'opposition, synthèse de la boucle et validation par simulation.

4.1 Modélisation et simulation de la boucle $\Sigma\Delta$

Les capteurs sigma-delta sont généralement conçus à partir d'une architecture simple de convertisseur sigma-delta passe-bas à temps discret d'ordre 1 ou 2 (figures 13 ou 14) dans laquelle on réalise l'opérateur de sommation-soustraction par une des cellules d'opposition décrites précédemment.

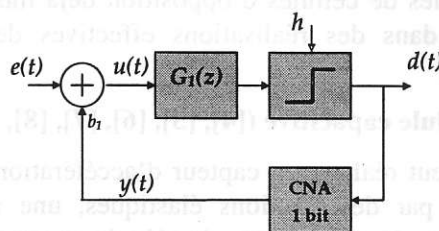


Figure 13 : Architecture d'un modulateur d'ordre 1

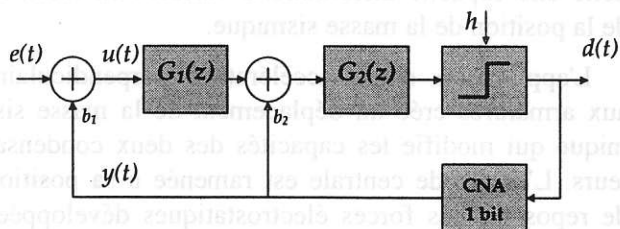


Figure 14 : Architecture d'un modulateur d'ordre 2

La présence du comparateur confère au modulateur un caractère non-linéaire. Mais, pour l'analyse, on peut toujours considérer que le signal $d(t)$ en sortie du comparateur est la somme du signal de sortie délivré par la transmittance $G_2(z)$ et d'un bruit de quantification $n(t)$. On montre que, pour que le fonctionnement de la boucle soit satisfaisant, le bruit $n(t)$ doit avoir les caractéristiques d'un bruit blanc. Il en résulte que le modulateur doit présenter un comportement chaotique.

Pour un modulateur d'ordre 2, la transmittance du modulateur peut alors s'exprimer à partir de l'équation (1) et se décompose en deux termes caractérisant respectivement les traitements du signal utile et du bruit de quantification.

$$(1) \quad D(z) = \frac{G_1(z)G_2(z)E(z) + N(z)}{1 + b_1G_1(z)G_2(z) + b_2G_2(z)} \\ = T_S(z)E(z) + T_B(z)N(z)$$

Un choix judicieux des différentes transmittances permet d'avoir une transmission quasi-idéale du signal et une réjection du bruit $n(t)$ (noise-shaping) hors de la bande utile du capteur. Pour un modulateur destiné à traiter des signaux en bande de base, ces transmittances sont des intégrateurs.

L'efficacité de la réjection du bruit de quantification, donc la résolution du capteur, est d'autant meilleure que l'ordre du modulateur (ordre de la transmittance $T_B(z)$) et la fréquence de suréchantillonnage sont élevés.

Cependant, le choix des transmittances intervenant dans la boucle sigma-delta doit également respecter les contraintes de stabilité (pôles des transmittances $T_S(z)$ et $T_B(z)$ à l'intérieur du cercle de rayon unité).

4.2 Modélisation de la cellule d'opposition

La cellule d'opposition remplit la fonction de soustraction et partiellement celle de filtrage.

Pour optimiser le modulateur, il est nécessaire d'élaborer un modèle à constantes localisées de la cellule d'opposition (figure 15).

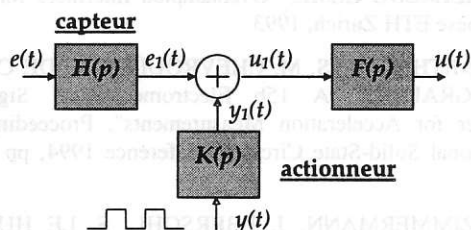


Figure 15 : Modèle de la cellule d'opposition

Celui-ci s'obtient en étudiant le comportement physique du corps d'épreuve. Ce modèle peut être implanté sous la forme d'un schéma équivalent en s'appuyant sur un système d'analogies électriques

pour être utilisé au sein d'un simulateur électrique de type SPICE, ou décrit à l'aide d'un langage de description comportementale spécialisé ([21]) qui, associé à un environnement de simulation mixte, permet d'envisager la simulation complète de l'ensemble du capteur.

Comme l'indique la figure 15, la cellule d'opposition (au sens des asservissements) agit sur une grandeur interne et non directement sur $e(t)$ et $y(t)$. Mais par symétrie de construction, une compensation éventuelle du senseur $H(p)$ et de l'actionneur $K(p)$ peuvent parfois être exploitées. Ce modèle fonctionnel masque certains phénomènes bidirectionnels, en particulier, l'influence du signal d'opposition qui peut être injecté au niveau de l'entrée (ex. : cas de la cellule magnétique).

Une identification précise des paramètres est ensuite indispensable pour pouvoir exploiter ce modèle.

Une analyse du modèle physique par un logiciel aux éléments finis est souvent nécessaire pour confirmer que le mode de fonctionnement de la cellule est conforme aux hypothèses adoptées pour mettre au point le modèle précédent.

4.3 Conception et détermination des caractéristiques de la boucle

Le modèle de la cellule d'opposition étant inséré dans l'architecture de principe du convertisseur en lieu et place du sommateur, il reste à adapter la transmittance G_I pour retrouver un comportement du modulateur proche de celui obtenu avec l'architecture de principe.

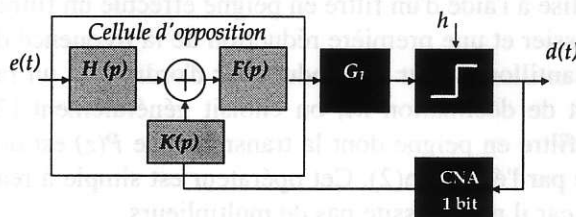


Figure 16 : Insertion de la cellule d'opposition au sein d'un modulateur d'ordre 1

Cette transmittance est composée pour partie de la transmittance $F(p)$ de la cellule et d'une transmittance électronique ajoutée G_I qui peut être réalisée à l'aide d'un circuit électronique à temps continu [22] (filtres actifs ou passifs) ou à temps discret (filtre à capacités commutées [23])

La transmittance $F(p)$ joue en général pour le convertisseur le rôle favorable de filtre antirepliement de spectre. Dans certains cas [3], elle peut même tenir le rôle de la transmittance G_I .

4.4 Simulation du modulateur complet

La simulation du modulateur permet de valider sa conception. Une simulation à temps continu demande des temps de calculs prohibitifs (plusieurs dizaines d'heures de CPU) car la caractérisation spectrale du signal de sortie $d(t)$ nécessite un nombre de points important.

Quelque soit la nature continue ou échantillonnée des transmittances intervenant dans la boucle sigma-delta, on peut établir un modèle équivalent à temps discret décrivant le comportement de l'ensemble du modulateur et permettant de réduire de manière drastique les temps de simulation nécessaires. Une méthodologie [24] et un ensemble d'outils logiciels [25] ont été développés à cet effet.

4.5 Conception du filtre numérique

Le traitement numérique situé en aval du modulateur permet d'éliminer la quasi-totalité du bruit de quantification situé en dehors de la bande utile et de réduire la cadence des échantillons pour se ramener à la fréquence de Nyquist. Cette opération de décimation revient finalement à convertir la quantité d'information contenue dans le signal mono-bit très rapide recueilli en sortie du modulateur sous forme d'un ensemble d'échantillons de cadence beaucoup plus faible mais codés sur un nombre de bits plus important.

En pratique, compte tenu de la fréquence du signal à traiter et de l'ordre du filtre nécessaire, la complexité du circuit permettant d'implanter un tel traitement numérique est prohibitive. On est alors amené à procéder en deux étapes. Un premier étage très simple réalisé à l'aide d'un filtre en peigne effectue un filtrage grossier et une première réduction de la fréquence des échantillons. Pour un modulateur d'ordre k et un rapport de décimation M , on choisit généralement [26] un filtre en peigne dont la transmittance $P(z)$ est donnée par l'équation(2). Cet opérateur est simple à réaliser car il ne nécessite pas de multiplieurs.

$$(2) \quad P(z) = \left(\frac{1 - z^{-M}}{N - z^{-1}} \right)^k$$

Un deuxième étage de filtrage numérique d'ordre plus élevé mais travaillant à une fréquence beaucoup plus faible achève l'élimination du bruit de quantification. Son ordre élevé garantit une atténuation très importante des composantes du bruit de quantification situées en dehors de la bande passante du capteur. Le choix d'une réponse impulsionnelle finie garantit une bonne linéarité sur la phase.

5. EXEMPLES DE REALISATIONS PRATIQUES

Plusieurs types de capteurs sigma-delta ont été réalisés à ce jour. Certains sont déjà employés dans des applications industrielles. Dans les publications qui les concernent, on trouve malheureusement très peu d'informations sur les performances effectives de ces capteurs.

Citons, à titre d'exemple :

- Capteur de flux gazeux (Delft University of Technology [13])
- Capteur d'humidité (ETH Zurich/CSEM [3])
- Transducteur de courant (Coventry University [14])
- Capteurs d'accélération à effet capacitif. (Supélec, U.C.Berkeley [7], CSEM [4, 6], Sagem/CNRS/ESIEE/CEA-LETI [5], Ford [9], Coventry University [15], Yamagata R.I.T [8])
- Capteurs d'accélération à effet piézoélectrique (Supélec [10, 11, 12] TMS).

6. CONCLUSION

Le capteur sigma-delta est un concept intéressant pour la réalisation de nouveaux capteurs à sortie numérique. Il permet d'obtenir des systèmes de mesure à haute résolution et faible coût si certaines conditions sont remplies.

Cependant, la difficulté de leur conception ne doit pas être sous-estimée. A cet égard, des perspectives d'amélioration sont possibles, ce qui laisse grand ouvert ce nouveau domaine de recherche.

7. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] M. DEGRAUWE, M. CHEVROULET, J. BERGQVIST, J.P. BARDYN, "Microsystems : A Challenge for IC Designers", Proceedings of ESSCIRC'95 (Invited Papers), Lille, 1995,
- [2] J. H. HUIJING, F. R. RIEDIJK, G. VAN DER HORN, "Developments in integrated smart sensors", Sensors and Actuators A, 43, 1994, pp 276-288
- [3] C. AZEREDO LEME, "Oversampled Interfaces for IC Sensors", Thèse ETH Zurich, 1993
- [4] T. SMITH, O. NYS, M. CHEVROULET, Y. DE COULON, M. DEGRAUWE, "A 15b Electromechanical Sigma-Delta Converter for Acceleration Measurements", Proceedings IEEE International Solid-State Circuits Conference 1994, pp 160-161, 1994
- [5] L. ZIMMERMANN, J. EBERSOHL, F. LE HUNG, J.P. BERRY, F. BAILLIEU, J.P. REY, B. DIEM, S. RENARD, P. CAILLAT, "Airbag application : a microsystem including a silicon capacitive accelerometer, CMOS switched electronics and true self test capability", Sensors and Actuators, A 46-47, 1995, pp 190-195

- [6] H. LEUTHOLD, F. RUDOLF, "An ASIC for High-resolution Capacitive Microaccelerometers", *Sensors and Actuators A*, 21-24, 1990, pp 278-281
- [7] M. LEMKIN, M. ORTIZ, N. WONGKOMET, B. BOSER, J. SMITH, "A 3-Axis Surface Micromachined $\Sigma\Delta$ Accelerometer", *ISSCC Digest of Technical Papers*, 1997.
- [8] T. MINETA, S. KOBAYASHI, Y. WATANABE, S. KANAUCHI, I. NAKAGAWA, E. SUGANUMA, M. ESAHI, "3-Axis capacitive accelerometer with uniform axial sensitivities", *J. Micromech. Microeng.*, 6, 1996, pp 431-435
- [9] LELAND CHIP SPANGLER, C. J. KEMP, "ISAAC : Integrated Silicon Automotive Accelerometer", *Sensors and Actuators A*, 54, 1996, pp 523-529
- [10] A. SPINEANU, Ph. BENABES., R. KIELBASA, "Design of a Digital Piezoelectric Accelerometer with Sigma-Delta Techniques", *Euro sensors X*, pp 379-382, Leuven, 8-11 septembre 1996
- [11] A. SPINEANU, R. KIELBASA, "A Electromechanical Sigma delta Modulator for Acceleration Measurement Systems", *IEEE International Symposium on Circuit and System (ISCAS'97) Hong-Kong 9-12 Juin 1997*
- [12] A. SPINEANU, Ph. BENABES., R. KIELBASA, "A digital piezoelectric accelerometer with sigma-delta servo technique", *Sensors and actuators, A* 60, 1997, pp 127-133
- [13] H.J. VERHOEVEN, J.H. HUIJSING, "design of thermal sigma-delta modulators for smart thermal sensors", *Proceedings IEEE International Symposium on Circuits and Systems 1995*, pp 179-182, 1995.
- [14] C.P. LEWIS, T.G. HESKETH, "A digital current transducer", *Proceedings EME Firenze 1991, 4th European Power Electronics Conference*.
- [15] C.P. LEWIS, M. KRAFT, T.G. HESKETH, "Development of a digital accelerometer for low-frequency structural vibration measurement", *Proceedings MTEC, Birmingham*, 1996
- [16] J.C. CANDY, G.C TEMES, "Oversampling Delta Sigma Converters", *IEEE Press*, 1992
- [17] Ph. BENABES, "Etude de nouvelles structures de convertisseurs sigma-delta en bande passante", *Thèse de l'Université de Paris-Sud*, Septembre 1994
- [18] L. BENETEAU, "La conversion analogique-numérique haute résolution", *Thèse TELECOM Paris 90 E 012*, 1990
- [19] R. VAN DER PLASSCHE, "Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters", *Ed. Kluwer Academic Publishers*, 1994
- [20] S.R. NORSWORTHY, R. SCHREIER, G.C THEMES, "Delta-sigma data converters : theory, design and simulation", *IEEE PRESS*, 1996
- [21] IEEE-1076, *VHDL-AMS Language Reference Manual*
- [22] R. SCHREIER, B. ZHANG, "Delta-Sigma Modulators employing continuous-time circuitry", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : fundamental theory and applications*, vol 43, avril 1996, pp 324-332
- [23] F. BAILLIEU, Y. BLANCHARD, P. LOUMEAU, H. PETIT, J. PORTE, "Capacités commutées & Applications", *Ed. Dunod*, 1996
- [24] Ph. BENABES, M. KERAMAT, R. KIELBASA, "A Methodology for designing Continuous-time Sigma-Delta Modulators", *Proceedings of EDTC'97, Paris*, 1997
- [25] Ph. BENABES, P. ALDEBERT, R. KIELBASA, "A Matlab based tool for bandpass continuous-time sigma-delta modulators", 1997, soumis pour publication.
- [26] J.C. CANDY, "Decimation for Sigma Delta Modulation", *IEEE Transactions on Communications*, vol COM-34, Janvier 1986, pp 72-76

Capteur de courant utilisant l'effet Hall

Alain CUNIERE
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77100 Meaux

AVANT PROPOS :

Dans ce document est présenté le texte d'une séance de travaux dirigés dispensée en fin de première année. Cette séance s'inscrit dans une séquence pédagogique consacrée aux capteurs. Nous proposons **deux heures de cours** proprement dit (*généralités, mesure des déplacements, températures, vitesses*), suivi d'une séance de **deux heures de travaux dirigés** (*étude d'un capteur de courant à effet Hall*) puis d'une séance de **deux heures d'expérimentation** (*étude d'un capteur de position*). Les objectifs pédagogiques poursuivis sont d'illustrer sur un exemple, l'importance des mots-clés qui caractérisent les capteurs et partant, de proposer une technique d'amélioration du dispositif afin de satisfaire des critères métrologiques.

PRINCIPE DU DISPOSITIF :

Pour mesurer les courants, on utilise aujourd'hui un capteur exploitant les propriétés d'une sonde à effet hall. Le schéma de principe de ce capteur est indiqué figure 1. La sonde est placée dans un entrefer pratiqué dans le circuit magnétique du dispositif. Elle délivre une tension v_H proportionnelle à B ($V_H = K_H \cdot B$), valeur algébrique de l'induction supposée uniforme dans le noyau, pour $-0.1T \leq B_M \leq 0.1T$. Au delà, il y a saturation de la sonde (figure 2).

La sonde est parcourue par un courant continu i_0 de polarisation (non représenté)

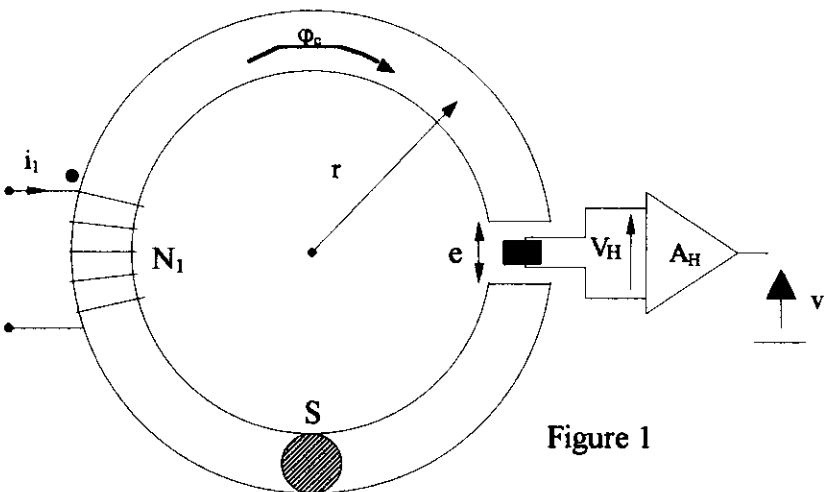


Figure 1

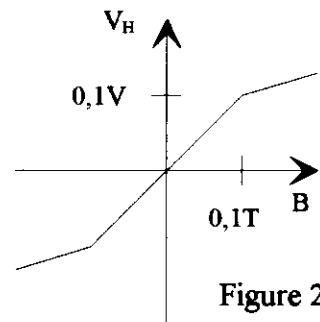


Figure 2

Pour accroître la sensibilité du capteur, le signal v_H est amplifié par un amplificateur de gain A_H . Le champ magnétique B est créé par le courant i_1 à mesurer traversant les N_1 spires. Les lois de l'électromagnétisme donnent les relations suivantes :

loi d'Ampère : $N_1 \cdot i_1 = \mathcal{R} \cdot \Phi_c$

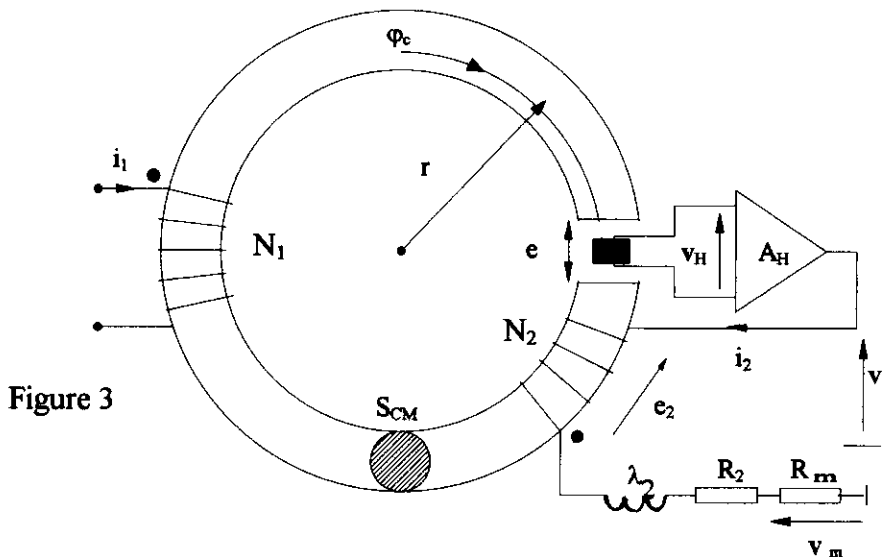
loi du circuit magnétique : $\mathcal{R} = \frac{2\pi r - e}{\mu_0 \mu_r S} + \frac{e}{\mu_0 S} = \frac{1}{\mu_0 S} * \left(e + \frac{2\pi r - e}{\mu_r} \right) \approx \frac{e}{\mu_0 S}$ si $\mu_r \gg 1$

- A. Exprimer la relation entre la tension v_s et le courant i_1 .
- B. Citer les grandeurs qui limitent la **précision** du capteur.
- C. Citer les grandeurs qui limitent la **linéarité** du capteur.
- D. Citer la grandeur qui limite l'**étendue de mesure** du capteur.
- E. Citer la grandeur qui limite la **bande passante** du capteur.
- F. Citer la grandeur qui limite la **fidélité** du capteur.

Afin d'améliorer les performances de ce capteur de courant, on raccorde la sortie de l'amplificateur à un enroulement de N_2 spires dont les ampères-tours produits négatifs sont en contre-réaction avec ceux produits par les N_1 spires.

Le schéma devient celui de la figure 3. Les hypothèses de travail sont les suivantes :

- ϕ_c , le flux commun dans le noyau,
- S_{CM} , la section utile de l'entrefer identique à celle du tore,
- λ_2 l'inductance de fuite du bobinage secondaire,
- μ_r la perméabilité relative du matériau supposée constante,
- r le rayon moyen du tore,
- e l'épaisseur de l'entrefer,
- R_2 la résistance du bobinage secondaire,
- N_1, N_2 les nombres de spires des bobinages primaire et secondaire,
- A_H , le gain de l'amplificateur idéal,
- R_m la résistance de mesure.



loi d'Hopkinson : $N_1 i_1 - N_2 i_2 = \mathcal{R} \phi_c$

loi de Faraday : $e_2 = -N_2 \frac{d\phi_c}{dt}$

loi des mailles : $e_2 = v_s - (R_2 + R_m) i_2 - \lambda_2 \frac{di_2}{dt}$

On propose figure 4 une représentation fonctionnelle du capteur :

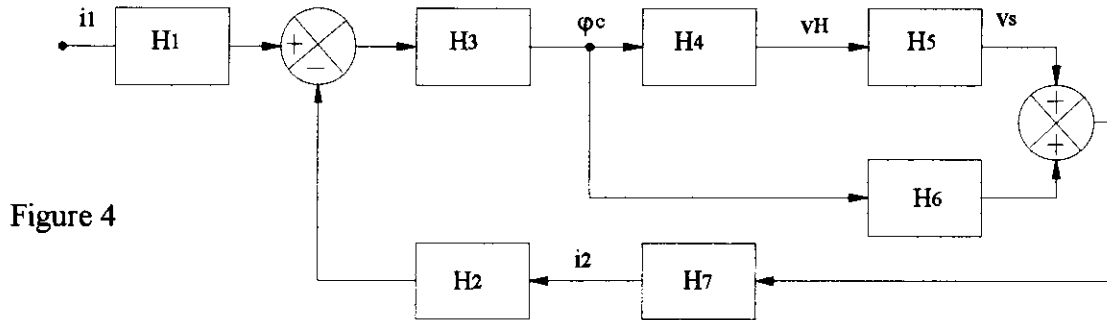


Figure 4

G. A partir de ce qui précède, exprimer les différentes fonctions de transfert qui apparaissent dans ce schéma, puis le réduire sous une forme montrant une chaîne directe et une chaîne de retour, la grandeur d'entrée étant i_1 , la grandeur de sortie i_2 .

On étudie le comportement de la sonde en régime sinusoïdal de pulsation ω .

H. Vers quelle valeur tend le module de la fonction de transfert en boucle fermée $|H(j\omega)| = i_2/i_1$ en haute fréquence ? A quelle condition cette valeur est-elle peu différente de N_1/N_2 ?

I. Que vaut le rapport I_2/I_1 en régime continu ($\omega = 0$) ? A quelle condition cette valeur est-elle peu différente de N_1/N_2 ? Que peut-on alors dire du flux ϕ_c ?

J. Que devient le schéma obtenu à la question G si le secondaire n'est pas alimenté par l'amplificateur mais refermé uniquement sur la résistance R_m . Vers quelle valeur tend le module de la fonction de transfert en boucle fermée $|H(j\omega)| = i_2 / i_1$ en haute fréquence ? Conclure.

K. Que vaut maintenant le rapport I_2 / I_1 en régime continu ? Conclure sur les avantages du capteur de courant fonctionnant en boucle fermée.

ELEMENTS DE REPOSE :

A.
$$V_s = A_H * K_H * \frac{1}{S_{CM}} * \frac{1}{\mathcal{R}} * N_1 i_1$$

- B. -)tolérance sur A_H due aux grandes valeurs de gain
 -)tolérance sur K_H due aux dispersions de fabrication
 -)incertitude sur \mathcal{R} due aux dispersions de μ_r
 -)tolérance sur S_{CM} due au retrait de frittage.

C. les variations de μ_r avec i_1 donc de la réluctance \mathcal{R} . La relation ($V_H = K_H.B$) n'est pas rigoureusement linéaire.

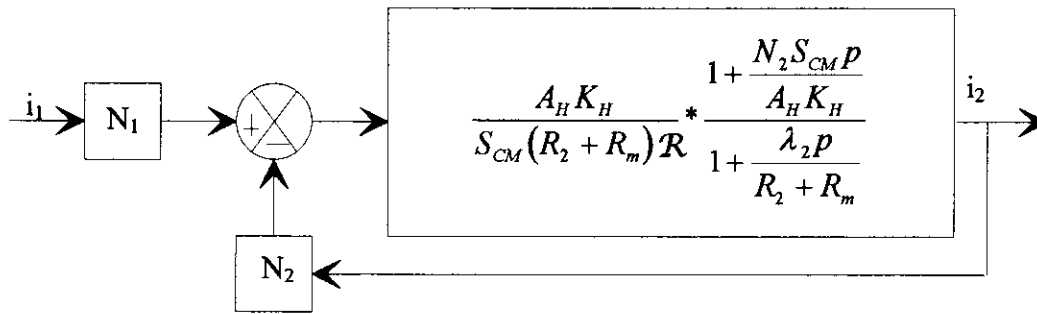
D. L'étendue de mesure est limitée par la sonde afin que le champ produit par le courant i_1 soit compris entre $\pm 0.1T$.

E. la bande passante de l'amplificateur de grand gain.

F. l'hystérésis du circuit magnétique, les dérives de l'amplificateur.

G.
$$H1 = N1 ; H2 = N2 ; H3 = \frac{1}{\mathcal{R}} ; H4 = \frac{K_H}{S_{CM}} ; H5 = A_H ; H6 = N2 * p ;$$

$$H7 = \frac{1}{R_2 + R_m} * \frac{1}{1 + \frac{\lambda_2 p}{R_2 + R_m}}$$



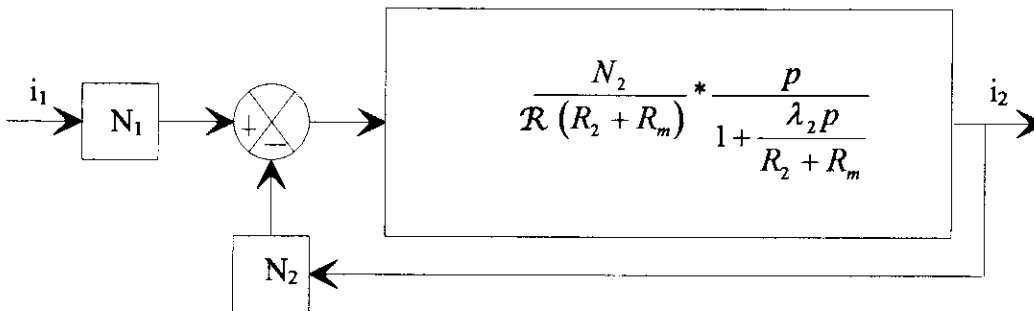
$$H. \frac{i_2}{i_1} \cong \frac{N_1}{N_2} * \frac{1}{1 + \frac{\mathcal{R} \lambda_2}{N_2^2}}$$

$i_2/i_1 \# N_1/N_2$ si l'on respecte la condition : $\mathcal{R} \lambda_2 \ll (N_2)^2$. Circuit magnétique peu réactant, faibles fuites secondaire, N_2 élevé.

$$I. \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} * \frac{1}{1 + \frac{S_{CM} (R_2 + R_m) \mathcal{R}}{N_2 A_H K_H}}$$

$I_2/I_1 \# N_1/N_2$ si le gain de la chaîne d'action et donc A_H est élevé. Il y a compensation des ampères-tours magnétisants par la contre réaction. On dit que la sonde fonctionne à flux quasi nul.

J.



en HF, le module est identique à celui de la question H car l'amplificateur n'intervient pas en HF. Le fonctionnement ne nécessite donc pas un amplificateur de bande passante élevée grâce au transformateur de courant mais devra présenter une impédance de sortie faible en HF pour ne pas perturber la maille secondaire.

K. $\frac{I_2}{I_1} = 0$. Le transformateur de courant n'intervient plus en continu. L'amplificateur est donc nécessaire.

↪ Jusqu'au courant continu, le gain de la chaîne d'action reste élevé grâce à l'amplificateur. Pour les fréquences supérieures à quelques kHz, au vu du modèle de description simple proposé, le gain de la chaîne d'action reste élevé grâce au transformateur de courant.

En boucle fermée, pour toutes les fréquences allant de 0 à f_{MAX} telles que le gain de la chaîne d'action reste grand devant $1/N_2$, la précision est peu affectée par les tolérances de A_H , K_H , \mathcal{R} , S_{CM} .

↪ la sonde travaille à flux quasi nul. La linéarité de fonctionnement est améliorée.

↪ pour la même raison l'étendue de mesure se trouve élargie.

↪ la bande passante limitée en boucle ouverte par l'amplificateur, se trouve élargie par la contribution du transformateur de courant en HF.

↪ les dérives sont régulées par la contre réaction. La fidélité est améliorée.

Utilisation de PSPICE en Electrotechnique

Marc Gimenez , Hervé Ricard Lycée technique Clément Ader , 91200 Athis-Mons, 01 69 38 36 36

Résumé : Nous souhaitons montrer, à partir d'exemples simples, le transformateur d'impulsion et un convertisseur à découpage de type PFC (Power Factor Correction), que PSPICE, plus qu'un simple logiciel de simulation, est un véritable outil pédagogique de compréhension des phénomènes physiques dans les montages d'électronique ou d'électrotechnique. Ces exemples seront traités avec la version d'éducation, gratuite. Dans le cas du convertisseur à découpage, la comparaison sera effectuée avec le montage expérimental.

I. Transformateur d'impulsions (T.L) :

Le montage utilisé est le suivant :

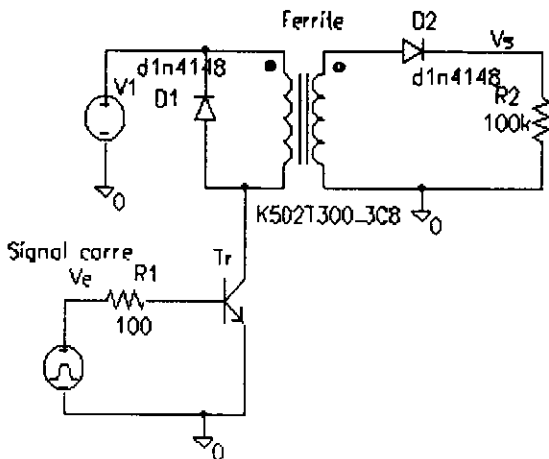
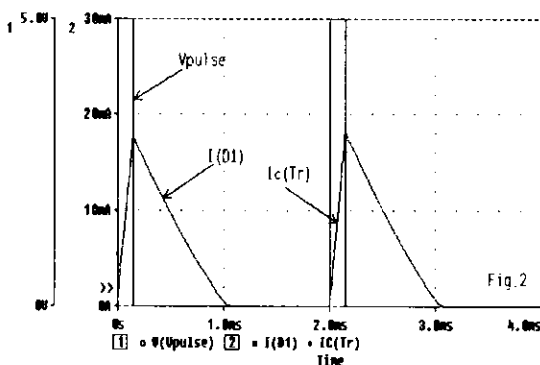


Fig 1

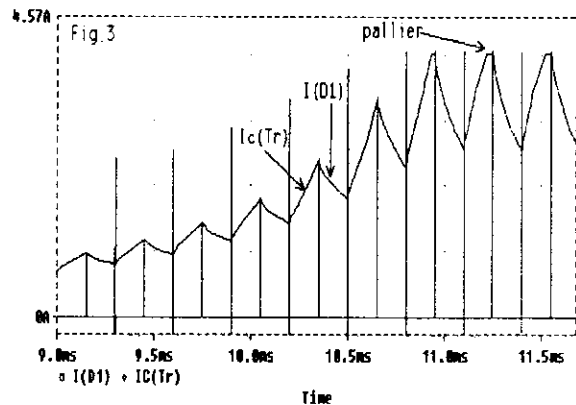
La bibliothèque de la version d'évaluation appelée eval.lib contient trois transformateurs (ferrite) dont le modèle magnétique est celui de Jiles-Atherton⁽¹⁾. Les paramètres du modèle que nous aurons à modifier sont : la section du noyau et le champ magnétique maximal (à la limite de la saturation). Par ailleurs, nous ferons varier le nombre de spires (primaire et secondaire) du transformateur.

I.1 Etude de la saturation du T.L :

L'amplitude de l'impulsion est fixée à 5 V, sa largeur PW (Pulse width) = 150 μs et la période est PER = 2000 μs. Nous avons choisi un transistor idéal (gain de 100), appelé Qbreak N dans la bibliothèque Breakout.lib. Le montage est alimenté



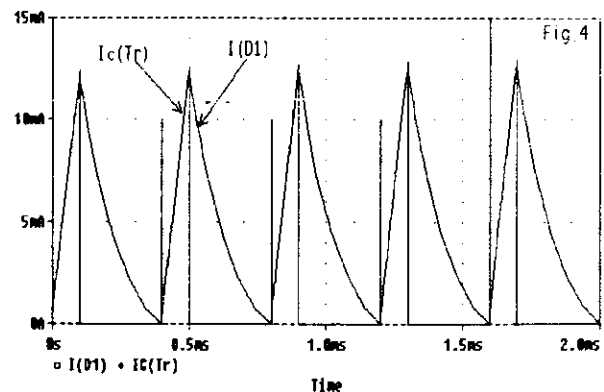
sous 10 V. D'autre part, le nombre de spires primaire N1 et secondaire N2 est de 20. Les courbes $i_{collecteur}(t)$, $i_{diode}(t)$ (diode en parallèle sur le primaire du T.I.) sont représentées Fig.2. On remarque que la démagnétisation est complète. Si maintenant, on diminue la période PER = 300 μs du signal carré (Fig.3), la démagnétisation devient incomplète, $i_{collecteur}$ et i_{diode} croissent de manière drastique, pour atteindre un palier à 4 A qui correspond à un primaire d'inductance nulle.



Si on augmente d'un facteur 10, la résistance de base R1, le palier diminue d'un facteur 10 (400mA) et le temps du palier correspond donc bien à un régime de fonctionnement linéaire du transistor (Dans le cas de la Fig.2, le transistor fonctionne en bloqué-saturé).

Si on veut éviter la saturation du T.L., en gardant à peu près la même période, 2 solutions sont possibles :

1^{ère} solution : On place une résistance de 100 Ω , par exemple, en série avec D1 pour diminuer la constante de temps de démagnétisation (Fig.4).



On constate qu'il n'y a plus le phénomène de saturation du T.I. On peut augmenter la valeur de cette résistance et il est intéressant d'observer aux bornes du transistor la surtension de plus en plus élevée qui apparaît.

2^{ème} solution (classique) : On place une diode zéner en série avec D1 (composant D1N750 dans eval.lib)

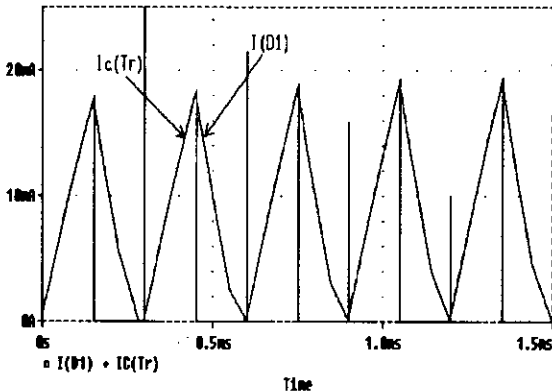


Fig.5

Si on compare avec la figure 2, le temps de démagnétisation est nettement amélioré.

L2 Mesure et modification du E.T. du T.I. :

L'intérêt de PSPICE est de pouvoir modifier le E.T. du T.I. et de comprendre qu'il dépend des trois paramètres suivants : le nombre de spires au primaire N1, la section S du noyau et le champ magnétique maximal Bmax (limite de saturation) à l'intérieur du T.I.

$$E.T. = N_1 \times S \times B_{max}$$

Pour avoir accès aux paramètres du modèle du T.I., il faut cliquer sur « edit », « model » et « edit instance model »

a) Influence de la section du noyau

Pour une section $S = 0,2 \text{ cm}^2$, V_{pulse} et la tension aux bornes de R2 sont représentées à la figure 6 (ci-dessous)

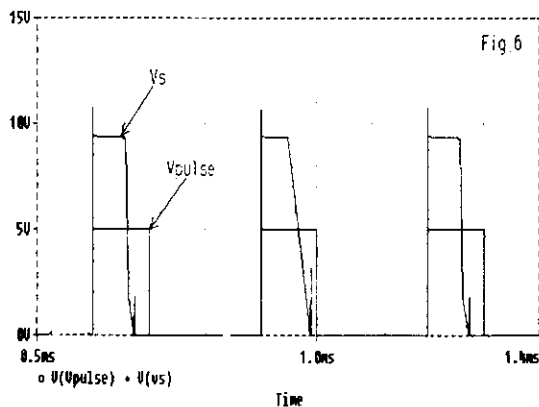


Fig.6

On en déduit $E.T. = 64 \times 9 = 576 \text{ V} \cdot \mu\text{s}$

Si on divise la section par 2, on observe que la largeur du signal de sortie est divisée par 2

b) Influence du nombre de spires

On garde la même section que dans le cas de la fig.6, mais on divise le nombre de spires par 2 ($N1 = N2 = 10$). Les courbes de la fig.7 montrent clairement que la largeur du signal de sortie (et donc le E.T.) est divisée par 2.

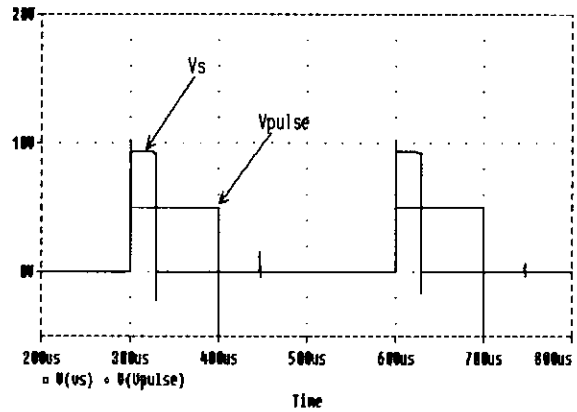


Fig.7

c) Influence de B_{max} :

$N1 = N2 = 20, S = 0,2 \text{ cm}^2$

On divise par 2 la valeur de B_{max} (paramètre Ms « magnetisation saturation » dans le modèle du T.I.), la figure 8 montre que la largeur du signal de sortie est pratiquement divisée par 2

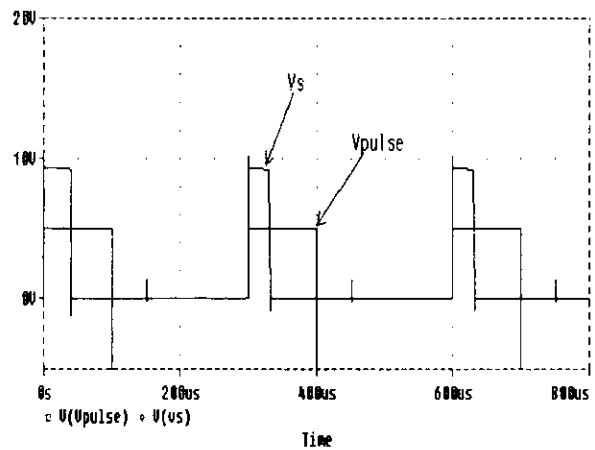


Fig.8

Remarque : On peut ajouter un entrefer dans le modèle. Le transformateur peut alors être utilisé, par exemple, pour une alimentation de type flyback

II. Convertisseur à découpage de type PFC (Power Factor Correction).

II.1 Introduction.

Dans un premier temps, nous donnons les résultats du montage expérimental simple (sans réguler la tension de sortie) qui correspond à un hacheur parallèle à facteur de puissance unitaire. Puis nous essayons de montrer l'apport de PSPICE dans cette étude.

II.2 Hacheur parallèle avec correcteur PFC.

* Montage expérimental: schéma de principe

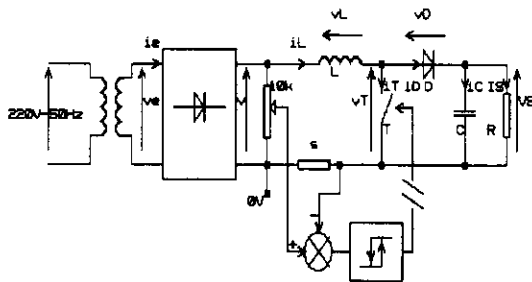


Fig.9

v_E : 24V-50Hz

commande PWM de marque Leybold

interrupteur T : MOSFET (IRF 840)

diode D : BYW 29-200

bobine de 500spires : $L=12,4\text{mH}$ et $r=2,7\Omega$

condensateur : $C = 330\mu\text{F}$

rhéostat R de 330Ω réglé $\approx 243\Omega$

shunt s de 1Ω

* Mesures :

Les mesures sont effectuées avec des appareils classiques : multimètre RMS, wattmètre, sonde de tension et de courant. Les spectres de Fourier sont obtenus avec le logiciel Sandlab après acquisition avec un oscilloscope numérique.

En entrée : $P_E = 23\text{W}$ $V_E = 23,8\text{V}$ $I_E = 980\text{mA}$

puissance apparente calculée $S_E = V_E \cdot I_E = 23,3\text{VA}$

En sortie : $\langle v_S \rangle = 60,7\text{V}$ $\langle i_S \rangle = 250\text{mA}$

puissance active calculée : $P_S = \langle v_S \rangle \cdot \langle i_S \rangle = 15,2\text{W}$

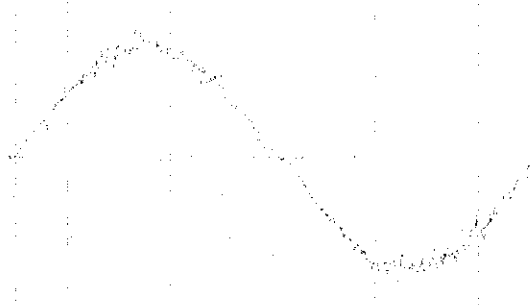


Fig. 10 : $v_E(t)$ (10V/div) et $i_E(t)$ (0,5A/div) : les 2 courbes sont confondues

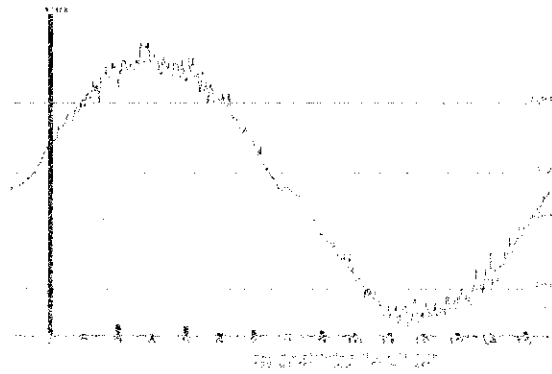


Fig. 11 : courbe $i_E(t)$ et spectre correspondant

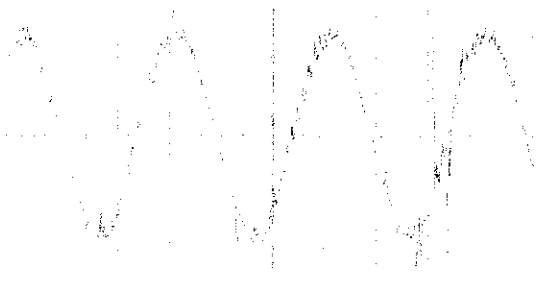


Fig.12 : Ondulation $\Delta v_S(t)$ de $v_S(t)$ (0,4V/div)

*Exploitation rapide :

En sortie du montage une tension continue V_S de 60,7V est disponible, avec une ondulation de tension $\Delta V_S = 2,4\text{V}$ (sans régulation , la tension de sortie dépend de la charge)

A l'entrée du montage, le contenu harmonique du courant d'entrée i_E respecte bien la norme CEI1000 pour les équipements $\leq 16\text{A}$ en classe A et D :

harmonique 3 : 3,4mA/W (ici 48,2mA pour 23W)

harmonique 5 : 1,9mA/W (ici 40,9mA pour 23W)

harmonique 7 : 1,0mA/W (ici 22,9mA pour 23W)

Une façon simple de vérifier les résultats précédents est de comparer P_E et S_E . Ces deux puissances ont une valeur voisine ce qui implique une puissance déformante D_E faible (le fondamental de i_E étant en phase avec v_E , voir Fig.10, la puissance réactive Q_E est nulle).

* Première conclusion :

Cette étude est menée en BTS électrotechnique 2^{ème} année lors d'une séance de mesures ou d'essais d'une durée de 4 ou 5 heures. Les étudiants doivent relever les signaux principaux et faire un bilan de puissance. Ils n'ont pas le temps en une séance d'étudier les conséquences d'un réglage différent de la fourchette de courant, d'une variation de la valeur de l'inductance L ...

Pour poursuivre l'étude, l'utilisation d'un logiciel de simulation comme PSPICE devient intéressante car elle permet d'éviter de recâbler le montage, elle permet aussi d'éviter de mobiliser une grande quantité de matériel ...

II.3 Utilisation de Pspice.

* Schéma :

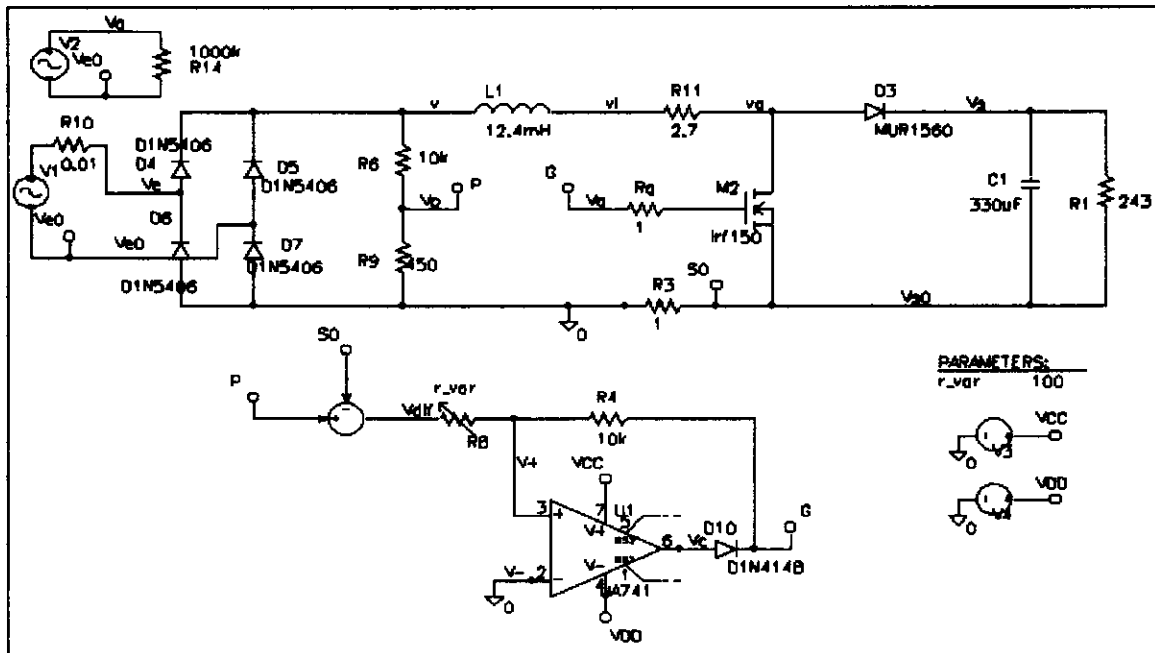


Fig.13

* Remarques :

- la source de tension V2 est une source de tension sinusoïdale en quadrature arrière avec la source de tension V1. Elle permet de calculer avec Pspice la valeur de la puissance réactive Q_E en entrée.
- la diode en sortie du montage comparateur à deux seuils évite de commander le transistor MOSFET avec une tension négative.
- dans la suite de l'étude les noms des signaux correspondent à ceux des figures 9 et 13.

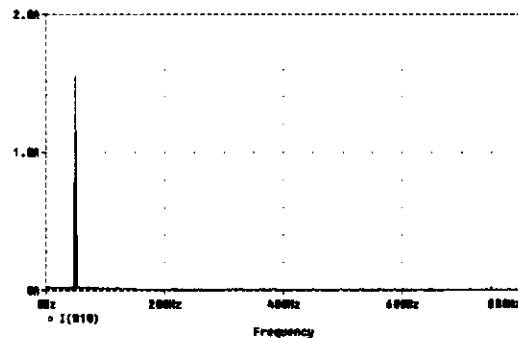


Fig.15 : spectre de $i_E(t)$

* Résultats de la simulation.

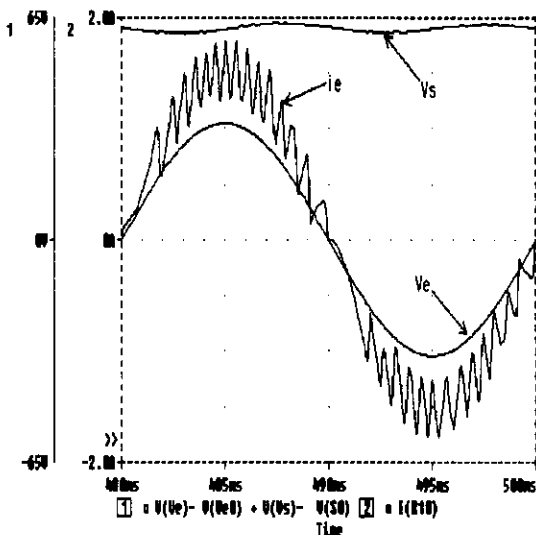


Fig.14 : $v_E(t)$, $v_S(t)$ et $i_E(t)$ en régime permanent

En régime permanent, les signaux d'entrée (v_E et i_E) sont quasi-sinusoidaux et la tension V_S aux bornes de la charge présente une faible ondulation.

* Résultats donné par Pspice pour les puissances en entrée :

Ces puissances sont calculées à l'aide des formules suivantes et relevées sur des courbes avec des curseurs à un instant correspondant au régime permanent.

$$S_E = V_E \cdot I_E \leftrightarrow \text{RMS}(V_E - V_{E0}) * \text{RMS}(I_{R10})$$

$$P_E = \frac{1}{T} \int_0^T v_E(t) \cdot i_E(t) dt \leftrightarrow (1/\text{time}) * s((V_E - V_{E0}) * (I_{R10}))$$

$$Q_E = \frac{1}{T} \int_0^T v_E(t - \frac{T}{4}) \cdot i_E(t) dt \leftrightarrow (1/\text{time}) * s((V_q - V_{E0}) * (I_{R10}))$$

$$S_E = 26,8 \text{VA} \quad P_E = 26,4 \text{W} \quad Q_E = 0,011 \text{VAR}$$

On vérifie bien l'absorption sinusoïdale car $P_E \approx S_E$ avec $Q_E \approx 0$.

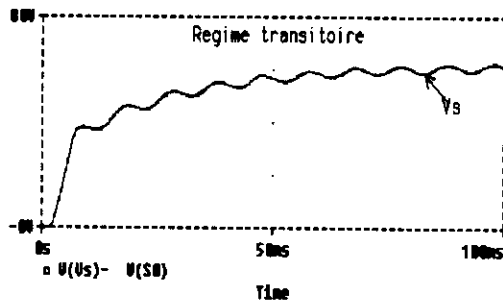
***Bilan de puissances** : les puissances sont calculées comme précédemment en différents points du montage.

On en déduit :

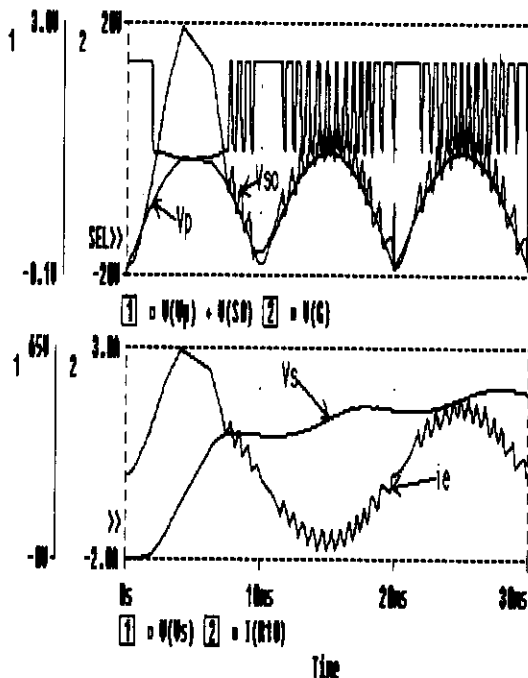
- puissance dissipée dans le pont : 1,18W
- puissance dissipée dans le transistor : 4,12W
- puissance dissipée dans l'inductance ($r=2,7\Omega$) et le shunt de visualisation (1Ω) : 4,59W
- puissance dissipée dans la diode : 0,26W
- puissance aux bornes de la charge : 16,3W

* **Bref aperçu des études possibles avec Pspice :**

→ régimes transitoires (Fig.16)



→ démarrage : V_p , V_{SO} et V_G puis V_S et i_e (Figs.17 et 18)



→ études multiples

Le courant d'entrée i_E en régime permanent avec une inductance $L=3mH$ est représenté Fig.19 et Fig.20 pour une inductance $L = 30 mH$:

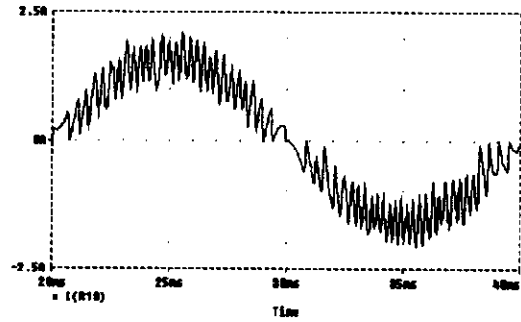


Fig.19

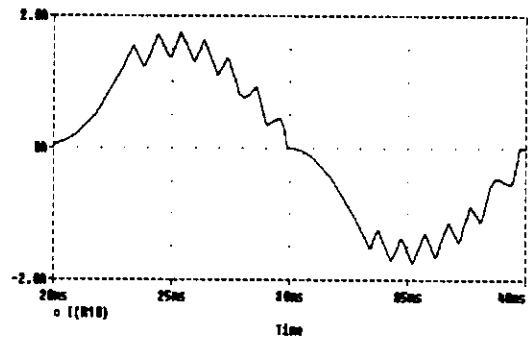


Fig.20

IL4 Conclusion.

Sans prétendre remplacer l'expérimentation, l'utilisation d'un logiciel de simulation comme Pspice permet une étude rapide des montages de l'électronique de puissance tout en conservant une approche naturelle par l'élaboration d'un schéma avec des fils et des composants, évitant ainsi des calculs pas toujours facile à mener, notamment pour les régimes transitoires.

Il permet bien sur les simulations multiples en paramétrant une variable (résistance, inductance, rapport cyclique, fréquence ...). D'autres études sont possibles : transitoires, fréquentielles, Fourier ... On peut faire appel à des outils plus sophistiqués, par exemple, en insérant dans un schéma un bloc contenant une expression mathématique écrite en coordonnées de Laplace.

Références :

(1) : D.C. Jiles, D.L. Atherton, « Theory of ferromagnetic hysteresis », Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 61, 48 (1986)

Ouvrages sur PSPICE :

- 1) PSPICE for Windows, Roy W. Goody, Ed. Prentice Hall
- 2) Simulation de circuits électriques avec PSPICE, Carl Konrad, Ed. Eyrolles
- 3) La vitesse variable électrique, F. Bernot, Ed. International Thomson Publishing France

Les ouvrages 2) et 3) comportent le CD de la version d'évaluation

Principe, caractéristiques et applications des supercondensateurs

Xavier Andrieu
Alcatel Alsthom Recherche
Route de Nozay, 91460 Marcoussis

Résumé : Cet article explicite le fonctionnement des différents types de supercondensateurs existants et compare leurs caractéristiques. Les applications actuelles et futures de ces composants sont aussi analysées et commentées.

1. INTRODUCTION

Les supercondensateurs sont des dispositifs de stockage d'énergie intermédiaires entre les accumulateurs électrochimiques et les condensateurs diélectriques. Pour le même volume, la capacité des supercondensateurs est 100 fois plus élevée que celle de condensateurs diélectriques traditionnels. Leur puissance spécifique instantanée peut être jusqu'à 100 fois plus élevée que celle des accumulateurs, mais leur densité d'énergie est environ 20 à 50 fois plus faible. En raison de leur fonctionnement quasi électrostatique, leur durée de vie est bien supérieure à celle des générateurs électrochimiques et comparable à celle des composants passifs.

Le premier brevet décrivant un supercondensateur date de 1957 [1], mais les premières commercialisations remontent seulement à la fin des années 70 (NEC et Matsushita). Durant les années 80, les recherches ont principalement concerné les applications militaires et spatiales nécessitant des composants de très forte puissance spécifique. Les recherches et développements actuels sont plus orientés vers les applications industrielles de moyenne et forte puissances.

2. PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES

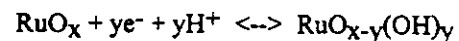
La constitution d'un supercondensateur est très proche de celle d'un accumulateur électrochimique: deux électrodes et un électrolyte. Il existe trois types principaux de supercondensateurs qui sont différenciés par la nature de leurs électrodes. Leurs caractéristiques sont résumées sur le tableau 1.

Le premier utilise des électrodes en charbon actif de grande surface spécifique (de 1000 m²/g à 3000 m²/g). Dans ce cas, l'électricité est stockée à l'interface électrode/électrolyte par accumulation d'ions par le phénomène de couche double électrochimique (H. Von Helmholtz, 1879) et le fonctionnement est de type électrostatique. La capacité spécifique de chaque électrode est de l'ordre de 100 F/g à 200 F/g suivant que l'on utilise un électrolyte organique ou aqueux. L'intérêt de l'électrolyte

organique est d'offrir une tension par cellule plus élevée (de l'ordre de 3V) et ainsi une haute densité d'énergie. En contrepartie l'électrolyte aqueux, en raison de sa conductivité élevée, permet de réaliser des supercondensateurs de haute puissance spécifique. Les densités d'énergie obtenues sont de l'ordre de 4 à 6 Wh/kg (soit 5 à 10 fois moins qu'un accumulateur au plomb) pour une densité de puissance de quelques kW/kg. Récemment une énergie spécifique de 12 Wh/kg a pu être obtenue [2] en utilisant des matériaux d'électrode de très grande surface spécifique.

Les avantages principaux de ce type de supercondensateurs sont leur faible coût potentiel, leur longue durée de vie due à leur fonctionnement complètement électrostatique. C'est un composant très répandu et utilisé principalement dans des applications de type grand public (sauvegarde mémoire par exemple). De nombreux développements sont en cours pour améliorer les densités d'énergie et de puissance.

Le second type comporte des électrodes réalisées à partir d'oxydes de métaux de transition (oxyde de ruthénium ou d'iridium principalement) et l'électrolyte est de l'acide sulfurique. Le fonctionnement des électrodes est majoritairement faradique (réactions redox de surface) et faiblement électrostatique (couche double). Les réactions peuvent être décrites pour l'oxyde de ruthénium par le processus suivant :



La composition de l'oxyde varie proportionnellement au potentiel appliqué. C'est un comportement de type capacitif ($Q=C.V$) qui peut être expliqué par la nature amorphe de l'oxyde ou par une succession continue de différentes étapes thermodynamiques. La capacité spécifique de ces matériaux peut atteindre pour les formes hydratées des valeurs de 600 F/g. En raison de la surface spécifique moyenne de ces matériaux (100m²/g) et de la faible épaisseur des électrodes (10 à 20 μm), le temps de réponse de ces systèmes est très faible et la puissance spécifique est très élevée (de 10 à 100 kW/kg). Les densités d'énergie sont comparables au précédent. En comparaison avec le premier type, ces supercondensateurs sont complexes et coûteux.

	Charbon actif acide sulfurique	Charbon actif électrolyte organique	Oxydes métalliques acide sulfurique	polymères conducteurs électrolyte organique
Densité d'énergie	0,7 - 4 kJ/kg	2 - 20 kJ/kg (--> 40 kJ/kg)	10 - 20 kJ/kg	10 kJ/kg (--> 40 kJ/kg)
Densité de puissance	1 - 10 kW/kg	0.1 - 2 kW/kg	10 - 100 kW/kg	100 W/kg
Tension	0,8 - 1,2 V	2,3 - 3 V	0,8 - 1,2 V	1,3 V (--> 2,5 V)
Cyclabilité	>100000	>100000	> 100000	10000 (--> 100000)
Coût	faible	faible	élevé	?

Tab. I : caractéristiques comparées des différents types de supercondensateurs

Enfin le troisième type utilise des polymères conducteurs électroniques tels que le polypyrrole ou la polyaniline comme matériau d'électrode [3]. Ces polymères deviennent conducteurs quand ils sont dopés par des ions et présentent dans ces conditions un comportement de type pseudo-capacitif. La première étape correspond à un processus faradique caractérisé par un potentiel standard. Des ions peuvent encore être ajoutés par surdopage dans une deuxième étape sans modification des propriétés de conductivité. Dans ce cas, la quantité de charge injectée est proportionnelle à la tension appliquée (comportement capacitif). La capacité spécifique mesurée peut dépasser 200 F/g pour une tension de 2 V en présence d'un électrolyte aprotique. Les potentialités de ces matériaux en terme de densité d'énergie sont grandes. De nombreux problèmes restent cependant à résoudre : stabilité en température, puissance et cyclabilité limitées . . . Ces problèmes résolus, les polymères conducteurs électroniques devraient cependant à terme permettre de réaliser des supercondensateurs de très haute performance.

En raison de la nature de leur fonctionnement, le comportement électrique du supercondensateur est différent de celui d'un condensateur diélectrique. La figure 1 montre le schéma électrique équivalent d'un condensateur à couche double. R_s représente la résistance due à la conductivité ionique entre les deux électrodes, la conductivité électronique des électrodes et des collecteurs de courant. C_d est la capacité de couche double liée à la macroporosité des électrodes. R_t vient de la conductivité ionique entre les particules et les contacts électriques intergranulaires. R_l provient principalement de la conductivité ionique dans la microporosité du matériau d'électrode. Enfin C_t est la capacité de couche double totale. Un spectre d'impédance typique correspondant au précédent circuit électrique est donné sur la figure 2. Un comportement similaire est aussi observé pour les supercondensateurs utilisant des oxydes métalliques et des polymères conducteurs.

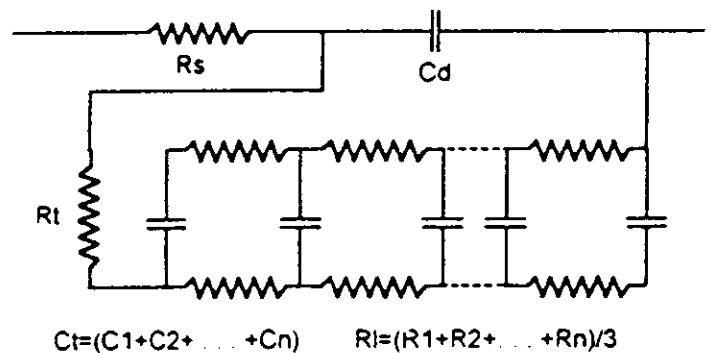


Fig.1 : Schéma électrique équivalent d'un supercondensateur

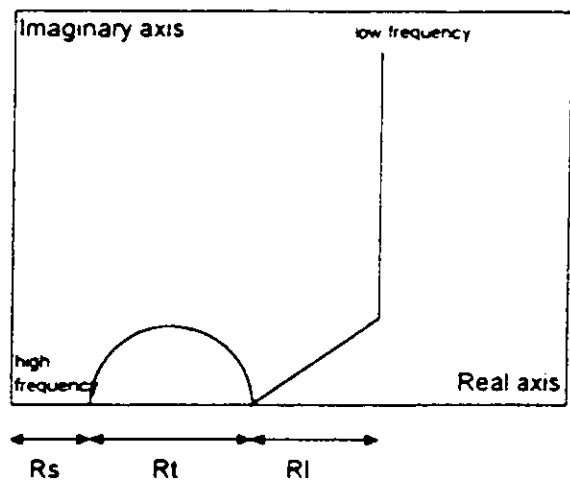


Fig. 2 : Spectre d'impédance typique d'un supercondensateur

3. APPLICATIONS

Les supercondensateurs peuvent être utilisés en remplacement ou en complément des accumulateurs électrochimiques. Les caractéristiques qui sont mises à profit sont la puissance spécifique élevée et une durée de vie identique à celle des composants passifs. Cette dernière peut dépasser 100000 cycles sans modification des caractéristiques initiales.

Les applications des supercondensateurs dans l'électronique de grande diffusion sont nombreuses. Ils sont utilisés en remplacement des batteries ou des piles pour l'alimentation de secours de mémoires, d'horloges temps réel et de microprocesseurs. Leurs principaux avantages en comparaison avec les générateurs électrochimiques sont leur robustesse, la grande fiabilité et une durée de vie équivalente à celle des composants auxquels on les associe. En raison de l'augmentation de la densité d'énergie, les supercondensateurs pourraient aussi pour des moyennes et fortes puissances remplacer efficacement les accumulateurs au plomb dans des alimentations sans interruption (ASI). En effet, dans le cas de décharges de courte durée (10 à 15 minutes) la densité d'énergie pratique d'accumulateurs au plomb étanche ne dépasse pas 10 à 15 Wh/kg, ce qui est au niveau des performances des meilleurs supercondensateurs actuels. Dans les ASI les accumulateurs au plomb ont des inconvénients majeurs : une durée de vie faible (2 à 4 ans dans un environnement non contrôlé), des possibilités de défaillance brutale et un suivi difficile de l'état de la batterie. Le supercondensateur peut être dans cette application une solution efficace. De plus les caractéristiques du supercondensateur peuvent être contrôlées en circuit de façon quasi permanente, ce qui est à peu près impossible avec un accumulateur.

Une application intéressante dans le domaine de l'électrotechnique est la réalisation des sources localisées de forte puissance pour moteurs, relais ou servomécanismes. Cette utilisation permet de réduire le dimensionnement de la source primaire électrique, la taille des fils d'alimentation et les perturbations électromagnétiques en aval du dispositif. L'utilisation pour la suppression de transitoires est aussi efficace pour des perturbations allant de 10 millisecondes à plusieurs dizaines de secondes. Le filtrage, même s'il peut être possible sous certaines conditions, est généralement à éviter en raison de l'échauffement du composant qu'il pourrait provoquer.

L'automobile est un domaine important pour les supercondensateurs. De nombreux travaux sont menés à travers le monde sur l'utilisation de ces composants dans le véhicule électrique (VE) et le véhicule électrique hybride (VEH). Les avantages potentiels sont nombreux :

- augmentation de la puissance disponible,
 - performance du véhicule indépendante de l'état de la batterie (état de charge et vieillissement),
 - récupération efficace de l'énergie au freinage,
 - régulation de charge
- (la batterie fonctionne à un régime moyen)

- augmentation de la durée de vie de la batterie,
- augmentation de l'autonomie.

Les applications possibles dans les véhicules traditionnels sont aussi nombreuses. La première est le remplacement de l'accumulateur au plomb pour le démarrage. Ainsi un supercondensateur de un kilogramme peut faire démarrer une automobile 30 fois de suite sans recharge (expérience réalisée à Alcatel Alsthom Recherche avec une 305 Peugeot). La batterie remplacée pesait 14 kg. Les autres applications envisagées concernent :

- les suspensions actives et la direction assistée,
- le freinage à commande électrique,
- le préchauffage de pots catalytiques,
- les dispositifs de sécurité (air bag, ceintures de sécurité).

Enfin l'intérêt des supercondensateurs dans le domaine militaire est mentionné pour des applications telles que :

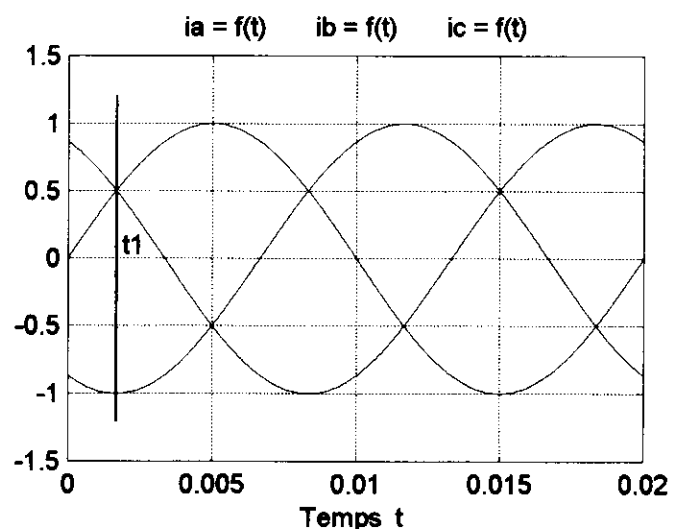
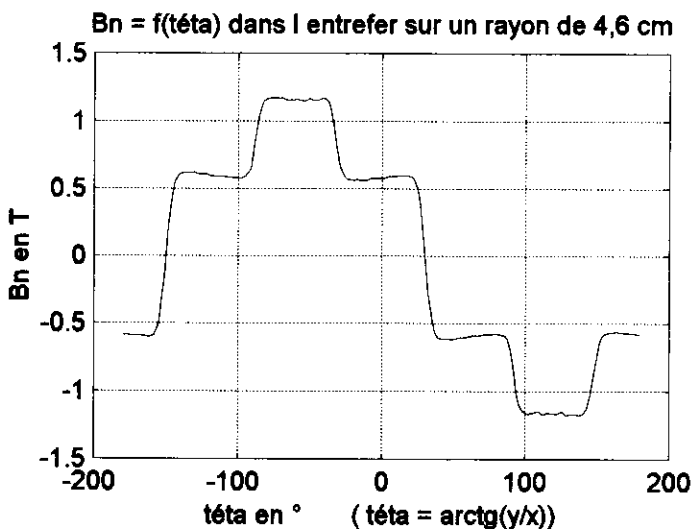
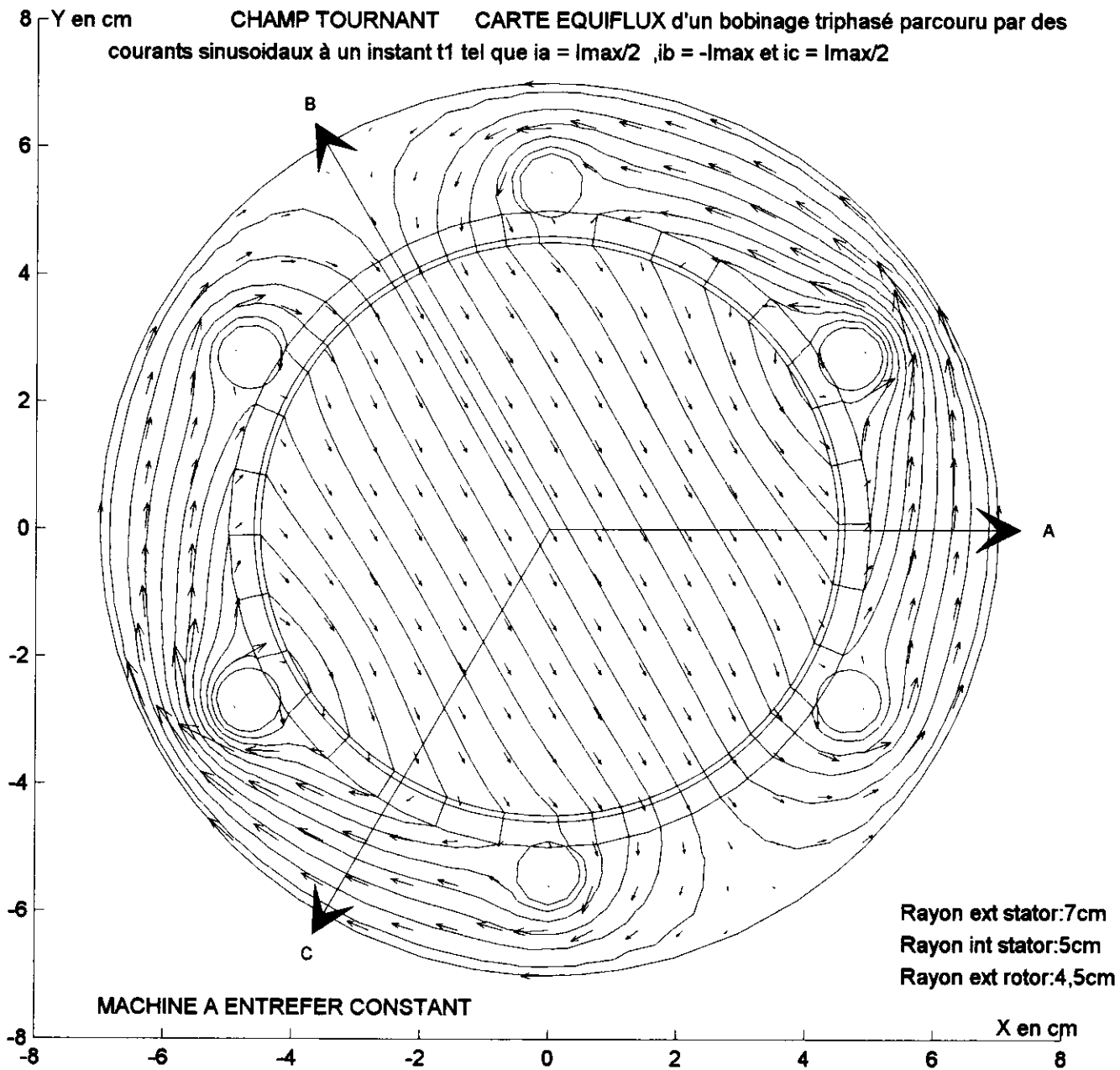
- le canon électromagnétique,
- le pistolet électrique,
- les radars et lasers embarqués . . .

4. CONCLUSION

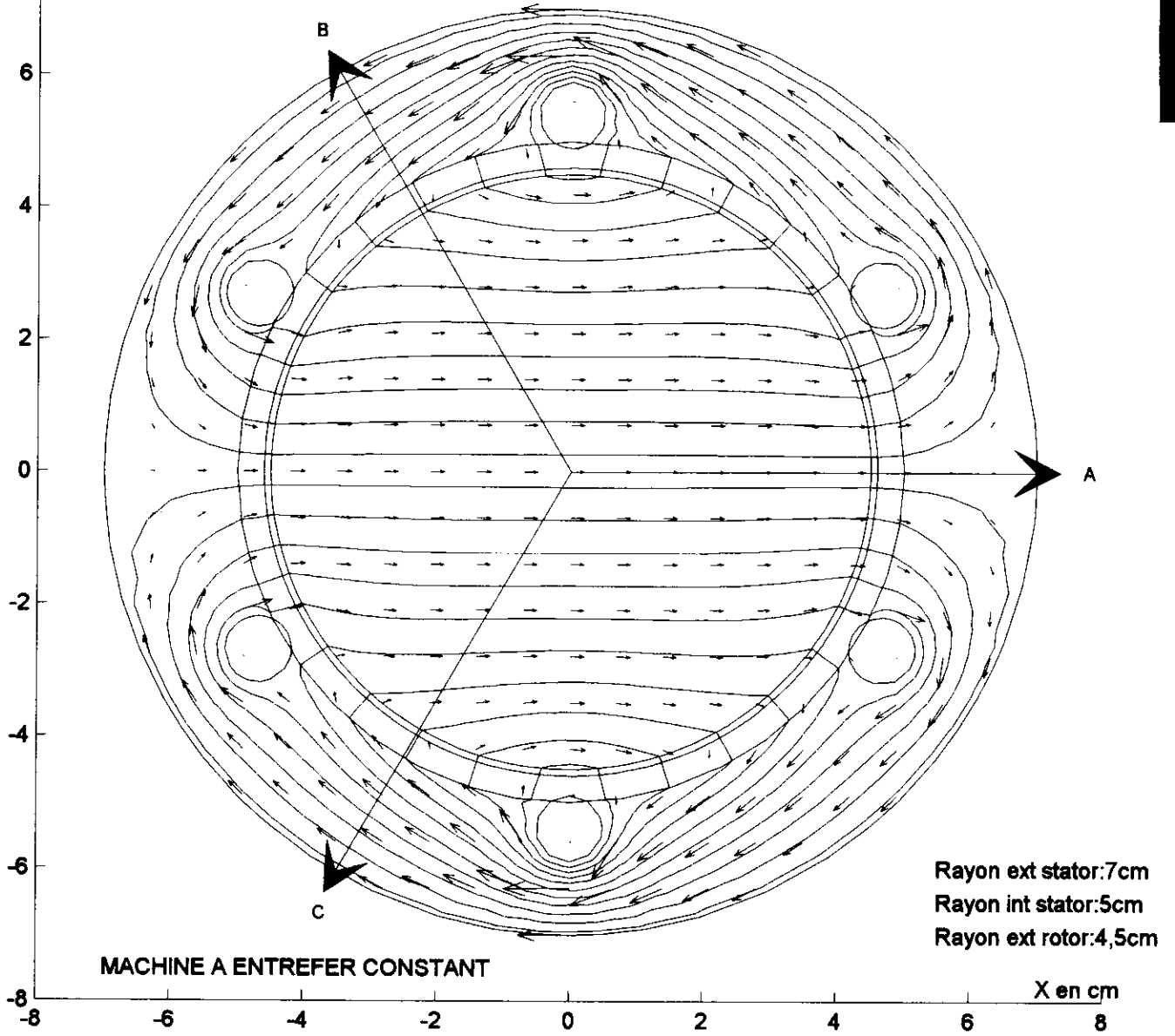
Les caractéristiques des supercondensateurs sont encore perfectibles et des progrès seront encore réalisés pour ce qui concerne les densités d'énergie et de puissance. Les applications de ces composants n'en sont qu'à leurs débuts, mais leurs applications touchent de nombreux domaines de l'électronique de puissance comme le montrent les quelques exemples présentés dans cet article. Actuellement, la technologie qui paraît être la plus intéressante est celle basée sur des électrodes en charbon actif et un électrolyte organique en raison de son faible coût potentiel, de ses performances élevées et des procédés de réalisation. Ces nouveaux composants suscitent aussi de plus en plus d'intérêt comme en témoigne le nombre de brevets déposés qui croît continuellement depuis plus de 10 ans.

RÉFÉRENCES

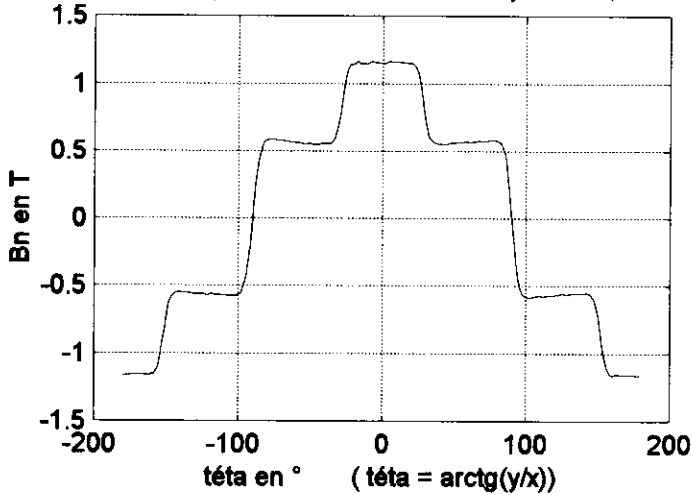
- [1] H.J. Becker, USP 2 800 616, 1957
- [2] X. Andrieu, L. Josset, B. Pichon, "A High Energy Density Capacitor", Proceedings of the Fall Meeting of the Electrochemical Society, San Antonio TX, USA, Oct. 7-11, 1996
- [3] A. Rudge, J. Davey, I. Raistrick and S. Gottesfeld. "Conducting polymers as potential active materials in electrochemical supercapacitors". The second international seminar on double layer capacitors and similar energy storage devices, Florida, USA, dec 1992



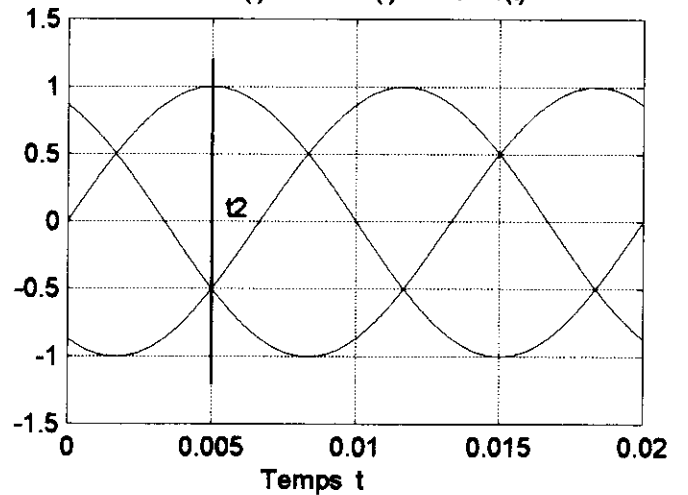
8 - Y en cm **CHAMP TOURNANT** **CARTE EQUIFLUX** d'un bobinage triphasé parcouru par des courants sinusoïdaux à un instant t_2 tel que $i_a = I_{max}$, $i_b = -I_{max}/2$ et $i_c = -I_{max}/2$



$B_n = f(\theta)$ dans l'entrefer sur un rayon de 4,6 cm



$i_a = f(t)$ $i_b = f(t)$ $i_c = f(t)$



LE MULTIMEDIA EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ***"LOGICIEL MEP"***

Nadir IDIR

IUT-A de Lille, Département Génie Electrique

BP: 179, F-59653 Villeneuve d'Ascq cedex

Tel: 03 20 33 77 90, Fax: 03 20 43 67 69.

email: Nadir.Idir@Univ-lille1.fr

Résumé

Ces dernières années, l'informatique - en particulier le multimédia - a envahi tous les domaines scientifiques et techniques même dans notre vie quotidienne. Ce dont on est sûr aujourd'hui, c'est que les nouvelles technologies de communication vont modifier l'accès à l'information ainsi que la façon de travailler. Actuellement on se pose la question: quel sera l'impact de ces outils sur l'enseignement ?

Il faut noter que l'introduction du multimédia dans l'enseignement va contribuer à la création de nouveaux concepts de l'apprentissage et à améliorer la pédagogie. C'est dans cette optique que nous avons développé un cours sur CD-ROM pour l'enseignement de l'électronique de puissance: le Multimédia en Electronique de Puissance (MEP).

1 Introduction

Les nouvelles technologies d'information et de communication apparaissent depuis quelques temps comme un outil pour le développement de nouvelles méthodes d'enseignement, plus efficaces que les méthodes traditionnelles. Certains brandissent même le spectre d'un enseignement sans enseignant.

Chacun se pose actuellement la question pour savoir de quelle manière on peut faire évoluer le contenu de sa formation technique et comment ces nouvelles technologies peuvent être utilisées pour faire évoluer et améliorer la forme et l'efficacité de son enseignement.

Actuellement, l'évolution des méthodes pédagogiques tend vers l'utilisation des outils d'enseignement modernes. Dans le domaine du Génie Electrique, il est indispensable de faire appel à ces nouvelles méthodes éducatives. Parmi les outils de formation, il faut noter l'utilisation du multimédia.

Il est désormais nécessaire que de nouvelles méthodes soient utilisées dans le domaine de l'enseignement. Compte tenu de l'essor du multimédia et de son importance pour la transmission de l'information, nous avons développé un cours interactif sur CD-ROM pour l'enseignement de l'électronique de puissance.

Ce cours a un seul objectif: une auto-formation en complément de l'enseignement traditionnel en privilégiant l'interactivité plutôt que la quantité d'informations.

Le logiciel est conçu pour être simple à utiliser et permettre une compréhension "accélérée" de l'électronique de puissance. Son utilisation est

instantanée et ne nécessite aucune formation préalable.

2 Pourquoi le CD-Rom ?

Le CD-Rom a vu le jour il y a quelques années. Son utilisation au départ était limitée à des domaines bien spécifiques. Ces dernières années suite au développement des nouvelles technologies informatiques, le CD-Rom est devenu l'outil multimédia le plus répandu dans le grand public. De ce fait, l'enseignement n'a pas été épargné par son succès grandissant. La question que la plupart des enseignants se posent actuellement avant de se lancer dans l'utilisation de ces nouvelles technologies et en particulier le multimédia est la suivante: quel est l'intérêt de développer un cours sur support CD-Rom qui sera comme le support papier obsolète dès sa publication ? Cependant, malgré cette interrogation, il existe des établissements qui utilisent déjà le CD-Rom dans leur enseignement.

Nous avons choisi d'utiliser le CD-Rom comme support de stockage, car il procure une grande souplesse d'utilisation.

L'utilisation du CD-Rom est devenue techniquement et économiquement possible depuis quelques années; ceci est dû essentiellement à l'augmentation des performances des microprocesseurs, des mémoires et à la baisse continue des prix des équipements informatiques. Le CD-Rom, en plus d'être utilisé dans les applications privilégiant l'interactivité, permet aussi d'obtenir des informations de grande qualité (séquences vidéo, son...) avec un temps d'accès quasi instantané.

3 Un logiciel didactique

La structure du programme est conçue d'une telle façon que l'utilisateur choisisse un thème à étudier dans le menu principal. L'évolution dans le programme consistera alors en plusieurs enchaînements pré-définis de documents multimédias ayant une progression pédagogique, ce qui va permettre à l'utilisateur de découvrir chaque thème. Ceci permet d'éviter le passage d'un thème à un autre au cours du déroulement du programme.

Partant de la fenêtre du menu principal, on peut naviguer dans le programme, en passant d'une fenêtre à une autre par un simple cliquet sur un des boutons de la souris. Ainsi pour faciliter l'utilisation du logiciel, on a eu recours à deux types de fenêtres.

- Fenêtres du menu par boutons.
- Fenêtres du menu graphique.

3.1 Fenêtres du menu par boutons

Les fenêtres du menu par boutons permettent à l'utilisateur de s'orienter facilement dans le logiciel. La figure 1 représente une fenêtre d'un menu par bouton correspondant au menu principal.

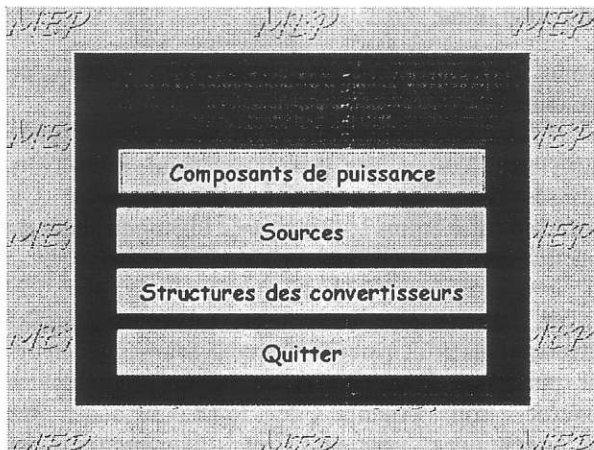


FIG. 1 - Fenêtre du menu principal

Pour accéder à la partie concernant un composant de puissance donné, la diode par exemple, il suffira de cliquer sur le bouton "Diode" du menu de cette fenêtre (figure 2). En bas de chaque fenêtre, on dispose de deux icônes: l'une représente une flèche permettant à l'utilisateur de revenir vers la fenêtre précédente et l'autre un livre permettant de revenir directement au menu principal.

3.2 Fenêtres du menu graphique

Elles ont la même fonction que les fenêtres du menu par boutons mais sont représentées différemment.

En effet, les boutons sont remplacés par un ou plusieurs graphiques ou photos représentant les différents composants à étudier. Sur la figure 3, on a

représenté un exemple d'une fenêtre utilisant un menu graphique.

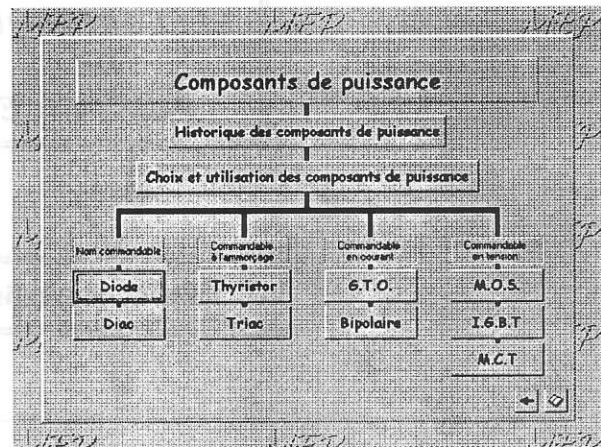


FIG. 2 - Fenêtre du menu par boutons

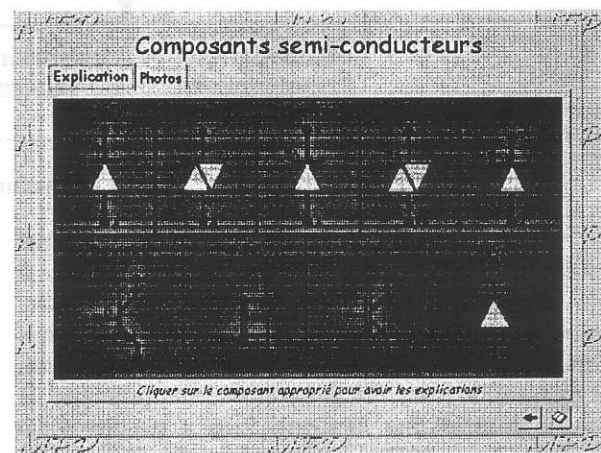


FIG. 3 - Fenêtre du menu graphique

4 Structure du programme

Ce logiciel a été conçu dans un but didactique. Il comprend trois parties principales, selon la figure 4. La première décrit le principe de fonctionnement des différents **composants de puissance** à semi-conducteurs, leurs structures et leurs circuits de commande, ainsi qu'un historique sur l'évolution de ces composants depuis le début de ce siècle. La deuxième partie décrit les différents types de **sources** utilisées dans les convertisseurs. La troisième partie est consacrée à l'étude des différents types de **convertisseurs de puissance**.

4.1 Composants de puissance

Les composants de puissance constituent un élément essentiel dans les différentes structures de conversion de puissance. L'évolution de l'électronique de puissance dépend en grande partie de celle des composants. Cette partie comprend 3 sections:

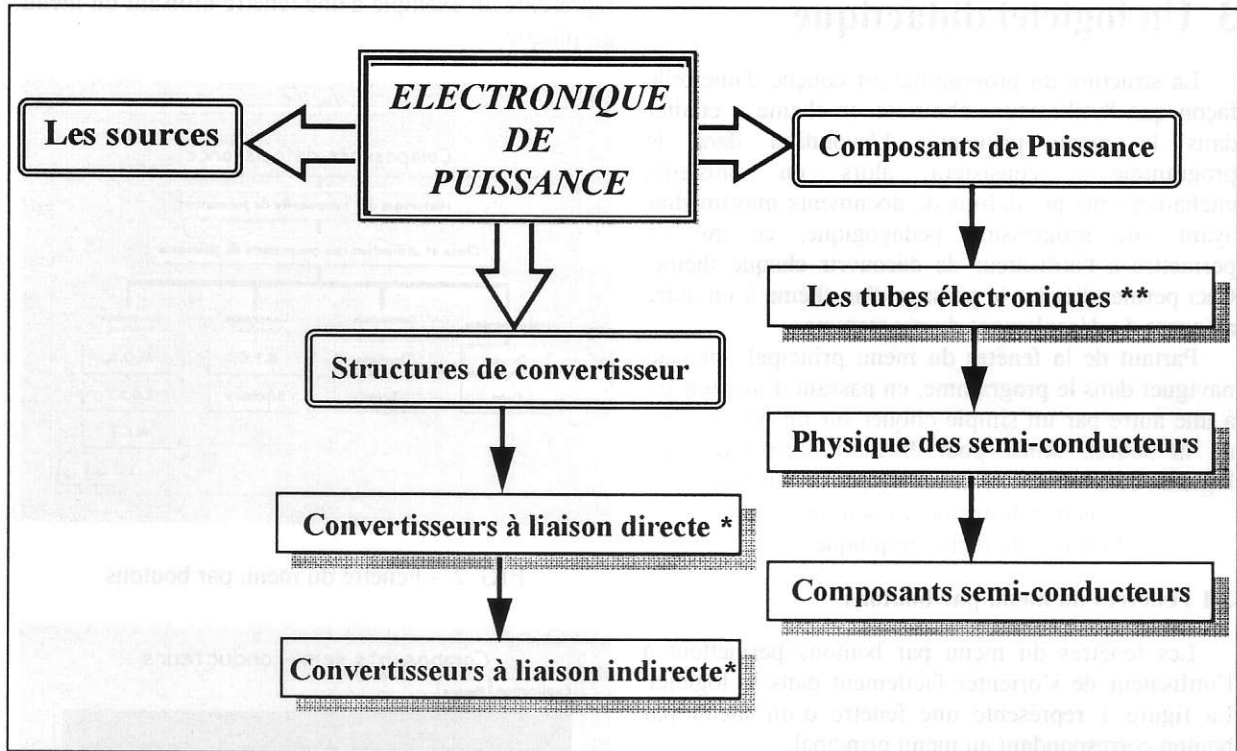


FIG. 4 - Structure du programme

☞ La première section est une étude historique retraçant l'évolution des différents tubes à vide puis à gaz depuis leur apparition au début de ce siècle, jusqu'à la découverte de la jonction à semi-conducteur. Elle sera associée à une présentation (son et images) de leurs structures et de leurs principes de fonctionnement. Sur la figure 5 on a représenté un exemple d'une fenêtre traitant des tubes à vide et à gaz.

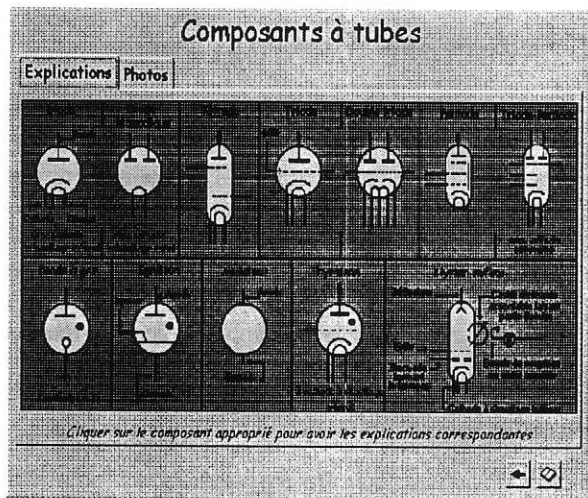


FIG. 5 - Tubes électroniques

Dans celle-ci, on a représenté les différents symboles de ces tubes. En cliquant dans le tableau de la figure 5 sur l'un des symboles des tubes, on va provoquer l'ouverture d'une fenêtre qui donnera, en

son et images, sa structure interne et son principe de fonctionnement.

☞ La deuxième section est un cours détaillé sur la structure physique des principaux semi-conducteurs utilisés dans les composants de puissance. On présente entre autres le principe de fonctionnement de la jonction à semi-conducteur.

☞ La troisième section est un cours complet décrivant les principaux composants semi-conducteurs de puissance. Pour chacun on indique sa structure interne, son principe de fonctionnement, ses caractéristiques statiques et dynamiques, sa commande, les précautions pour sa mise en oeuvre et ses applications types.

Les fenêtres du cours disposent toutes d'onglets permettant de décomposer celles-ci en plusieurs fiches. Chacune de ces dernières contient le plus souvent des boîtes de défilement vertical contenant elles mêmes du texte et des figures. On a représenté sur la figure 6 la partie descriptive d'un cours sur le thyristor.

L'onglet "Commande" permet d'ouvrir une fenêtre dans laquelle on donne le principe de fonctionnement des différents schémas des circuits de commande de ce composant.

En cliquant sur l'onglet "Fonctionnement", on ouvre une fenêtre qui donne la caractéristique statique et dynamique de l'interrupteur considéré. Pour étudier les différentes transitions de l'interrupteur, une animation vidéo montre le chemin suivi par le point de fonctionnement durant la commutation à l'amorçage "On" et au blocage "Off".

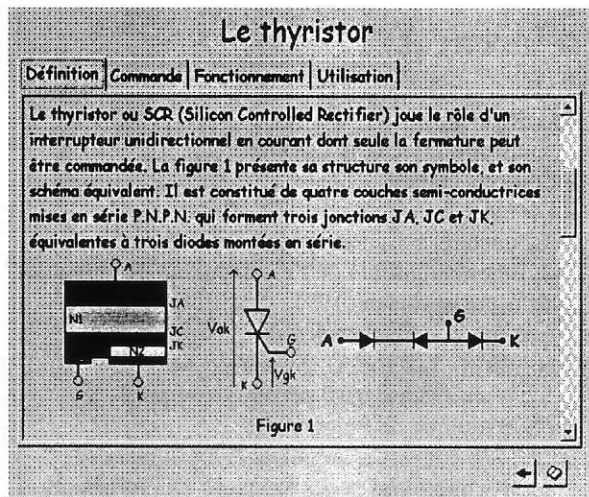


FIG. 6 - Structure interne du thyristor

En appuyant sur le bouton "Statique" le programme trace la caractéristique statique du composant.

La figure 7 représente la fenêtre qui décrit la caractéristique de commutation d'un transistor bipolaire.

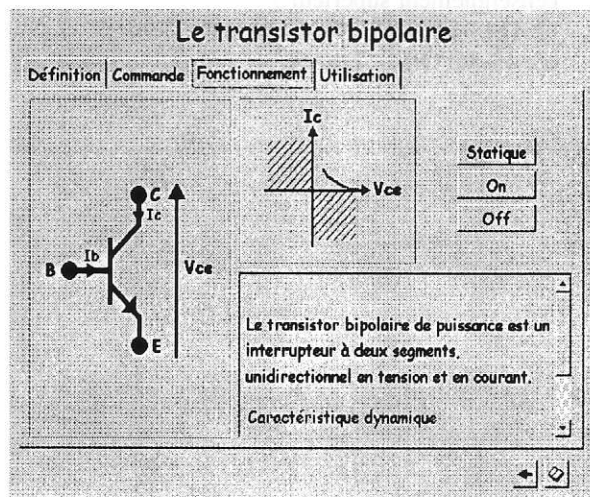


FIG. 7 - Caractéristiques statique et dynamique du transistor bipolaire

4.2 Les sources

Dans cette partie, on définit les deux types de sources utilisés dans les convertisseurs: source de courant et source de tension. On donnera un exemple de leur réalisation pratique.

4.3 Structures des convertisseurs

La troisième partie traite des différentes structures de convertisseurs de puissance (hacheurs, redresseurs, onduleurs et gradateurs...).

A partir des sources d'entrées et de sorties, des règles d'association de celles-ci, du type de la conversion à réaliser, on définit la nature des interrupteurs à utiliser, leurs assemblages et leurs commandes.

L'étude de chaque convertisseur est associée à une simulation du fonctionnement de ce montage. Pour simplifier l'étude des convertisseurs, on utilisera dans un premier temps des interrupteurs mécaniques dont la commutation entraînera le changement de la topologie du circuit.

Sur la figure 8 est représentée la structure d'un convertisseur continu-continu, dans notre cas: un hacheur série. En bas de la fenêtre de la figure 8, on a représenté les différents éléments de la charge du hacheur ainsi que le rapport cyclique et la fréquence de commutation qui peuvent être modifiés. En utilisant les boutons du menu de commande, représentés en haut de la fenêtre, on peut choisir une simulation en pas à pas ou en continu. Sur le même menu, on peut remplacer les interrupteurs mécaniques par des semi-conducteurs.

Pour visualiser les formes d'ondes de simulation, on utilisera deux icônes représentant des façades d'oscilloscopes. En cliquant sur l'une de ces icônes, on ouvre une fenêtre sous la forme d'une façade d'oscilloscope.

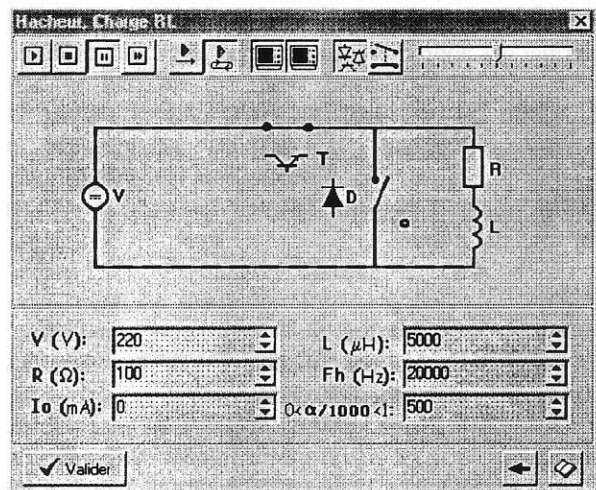


FIG. 8 - Fenêtre de simulation

Grâce à cette dernière, on visualise les formes d'ondes qui résultent des différentes simulations avec la possibilité de changer la base de temps et les calibres. Sur la figure 9 on montre les résultats de simulation du hacheur série.

Dans cette partie, on introduit, l'un des avantages du multimédia, l'interactivité. Pour chaque structure de convertisseur, l'utilisateur peut modifier les différents paramètres électriques du circuit, et ainsi modifier les formes d'ondes de simulation obtenues.

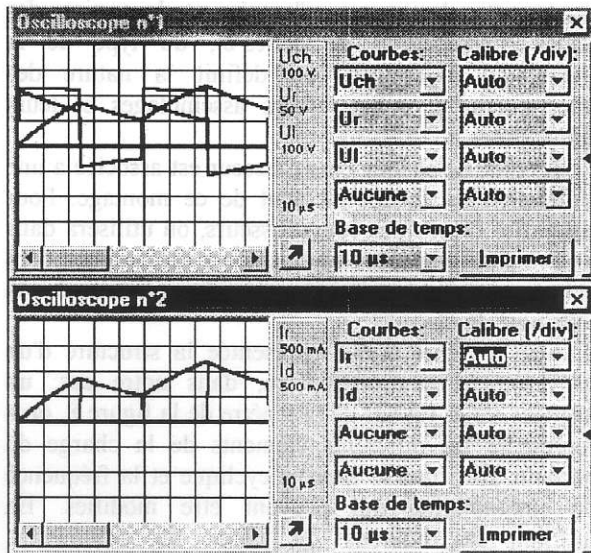


FIG. 9 - Formes d'onde des simulation

Conclusion

Ce cours sur CD-Rom est un exemple d'utilisation du multimédia dans l'enseignement de l'électronique de puissance. C'est une première étape vers un enseignement interactif "étudiant - machine".

L'avantage principal du multimédia est qu'il permet des apprentissages en temps et en lieu différés.

Le multimédia permet alors, sur un seul support CD-Rom par exemple, de faire alterner théorie et pratique, d'adapter la méthode pédagogique à l'étudiant, de proposer l'illustration (son, graphique, vidéo, texte...) la plus adaptée au concept ou au savoir-faire étudié.

Il ne faut pas que le contenu du CD-Rom se réduise à une retranscription du cours sur papier sans son ni images animées, mais à un cours bien élaboré et structuré auquel sont incorporées de la vidéo, des animations et des voix enregistrées.

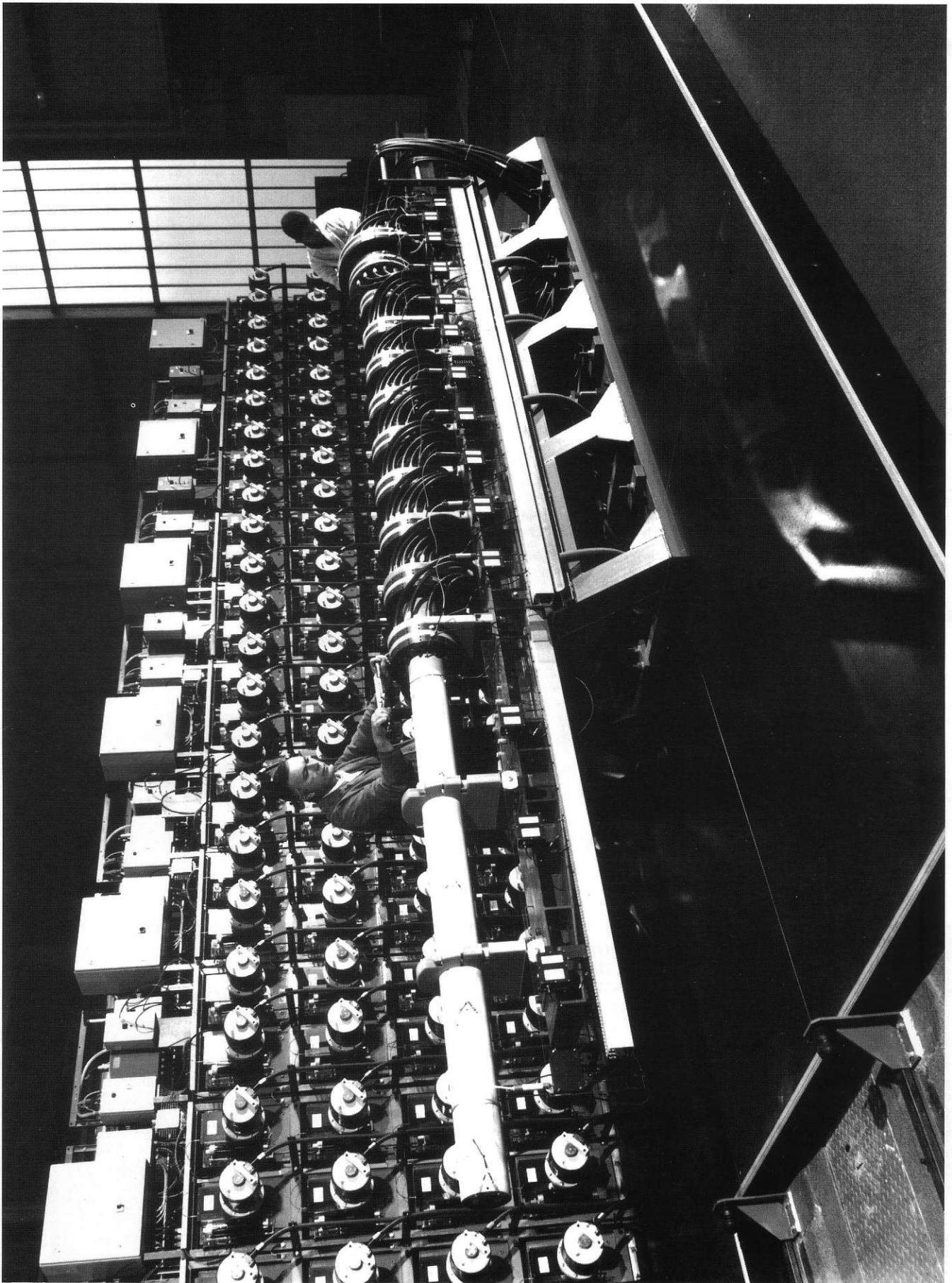
Les enseignants doivent acquérir la maîtrise de nouveaux outils et analyser leur impact sur les élèves. Il faudra du temps pour appréhender pleinement les bénéfices pour la pédagogie.

Il faut noter que la présence de l'enseignant reste indispensable et nécessaire. L'utilisation du multimédia sera donc un outil supplémentaire dans la formation.

Ce programme est destiné actuellement, dans le cadre de l'IUT, à l'enseignement de l'électronique de puissance en formation continue.

Références

- [1] G.Séguier.
"L'électronique de puissance".
Editions Dunod, 1995.
- [2] R.Bausière, F.Labrique et G.Segulier.
"Les convertisseurs de l'électronique de puissance"
Editions Lavoisier, 1997.
- [3] N. Idir, L. Lagatie, D. Swambergh
"Le Multimédia: outil pédagogique pour
l'électronique de Puissance".
CETSIIS-EEA (Colloque sur l'Enseignement
des Technologies et des Sciences de l'Information
et des Systèmes),
20-21 Novembre 1997, pp. 331-334, Orsay, France
- [4] G. Bunge, N. Demassieux et ...
"Multimédia et Enseignement supérieur".
Editions du Go, 1996.
- [5] A. Galisson et H. Choplin
"Prisméo ou comment concevoir, développer et
exploiter un cédérom pédagogique dans
l'enseignement supérieur ?"
CETSIIS-EEA 97, 20-21 Novembre 1997,
pp. 43-46, Orsay, France.



Banc Expérimental d'un lanceur électromagnétique à rails "PEGASUS"

Energie stockée : 10 MJ

Projectile : 1 kg à 2600 m/sec

Etude et développement par l'ISL

JOURNÉE D'ÉTUDE

le mardi 29 septembre 1998 à SUPELEC, à l'initiative du club 13 de la SEE

horaires 9h-17h, lieu SUPELEC, plateau du Moulon, 91 Gif sur Yvette (accès RER B, station "le guichet")

TRANSFORMATEURS ET COMPOSANTS MAGNÉTIQUES EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE :
comprendre, concevoir et caractériser les composants magnétiques.

La journée comportera des exposés en séance plénière, des informations présentées sous forme de posters, des stands d'industriels et de laboratoires de recherche; des démonstrations seront organisées et des ateliers animés par des spécialistes.

Cette journée, regroupant des industriels, des fabricants de noyaux magnétiques, des chercheurs et enseignants, fera le point sur les thèmes suivants :

- modélisation des composants (pertes, échauffement, fuites magnétiques, couplages capacitifs...)
- conception des composants (choix des matériaux et bobinages)
- matériaux et circuits magnétiques, caractérisation.

Renseignements auprès de la SEE : Madame LE BRUN tel : 01 44 49 60 15 fax : 01 44 49 60 44

Les professeurs de STS des lycées techniques et abonnés à la Revue 3EI bénéficient d'un tarif exceptionnel : 300F, la journée + recueil des communications (repas compris).

Leur inscription se fera UNIQUEMENT en adressant un chèque de 300 F libellé à l'ordre de la SEE

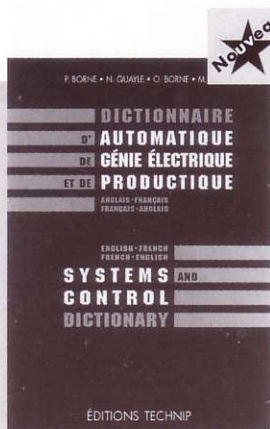
avant le 18 septembre 1998 à

G. DELAVIER, L. T. Louis ARMAND, 173 Bd de Strasbourg, 94 136 Nogent sur Marne CEDEX



ÉDITIONS TECHNIP

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



DICTIONNAIRE D'AUTOMATIQUE, DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE PRODUCTIQUE

FRANÇAIS-ANGLAIS
ANGLAIS-FRANÇAIS

Un dictionnaire original qui associe la rigueur des termes et expressions scientifiques à la richesse du jargon professionnel.

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

Relié, 17 x 24, 528 p. 850 F

MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

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

J.-P. CARON, J.-P. HAUTIER. Relié, 16 x 24, 304 p. 340 F

INTRODUCTION À LA COMMANDE FLOUE

La logique floue au service de la commande des processus : théorie et exercices.

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

Broché, 16 x 23, 110 p. 160 F

DE LA DIODE AU MICROPROCESSEUR

Un ouvrage essentiel à la compréhension et à la mise en œuvre des microprocesseurs modernes.

P. DEMIRDJIAN

(Avec disquette simulateur de code 68000).

Broché, 16 x 23, 320 p. 280 F

AUTOMATIQUE DES SYSTÈMES CONTINUS Éléments de cours et exercices résolus

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

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

