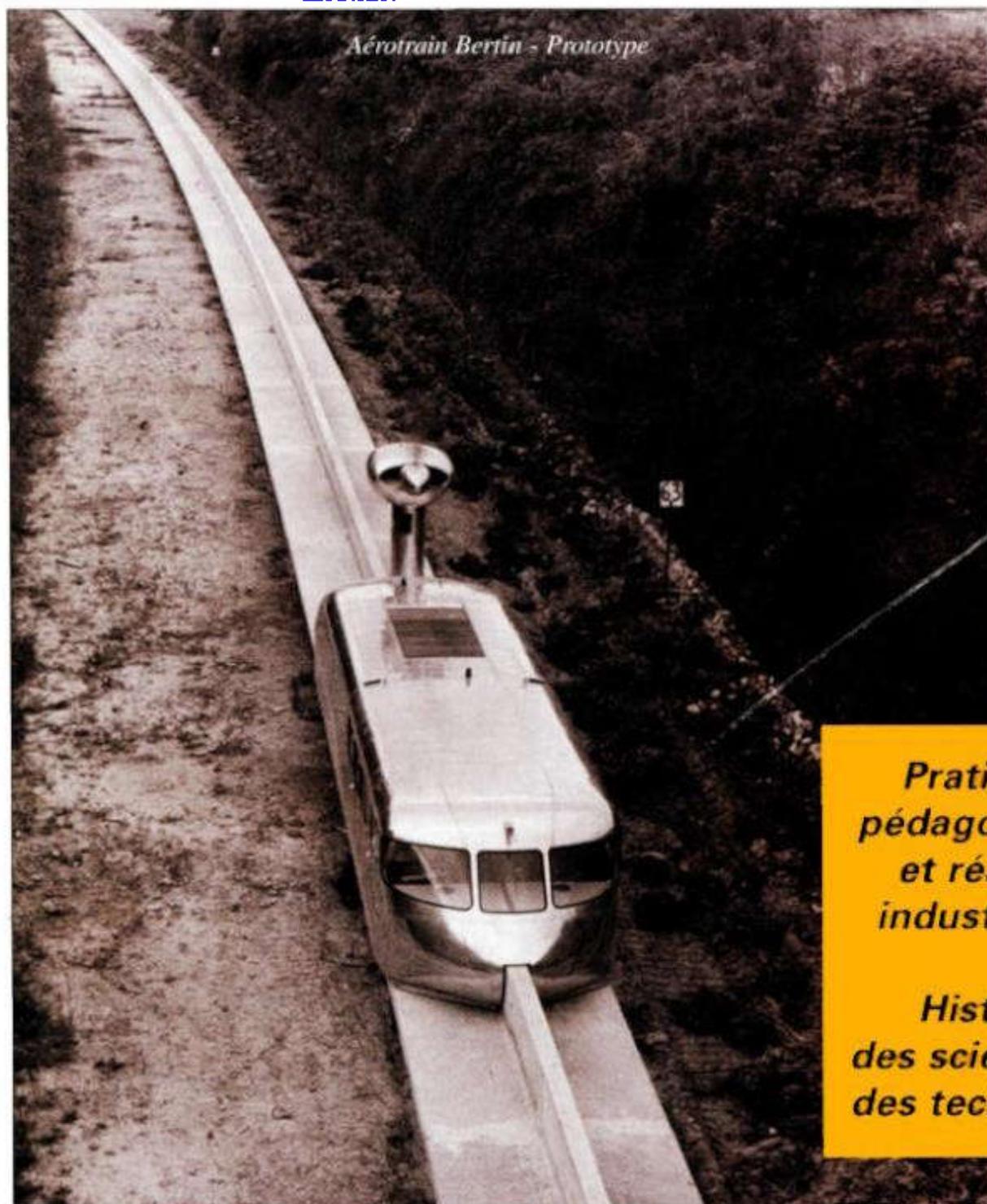


La Revue SEE



Aerotrain Bertin - Prototype

**Pratiques
pédagogiques
et réalités
industrielles**

**Histoire
des sciences et
des techniques**

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



*Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication*

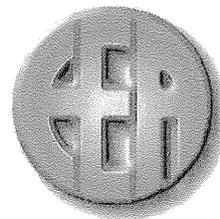
N° 30 - Septembre 2002



JOURNEES

3 EI' 2003

Eclairage - Induction



Programme prévisionnel

Induction (1er Jour)

Historique de cette technique : M. Claude OBERLIN

Jacques NUNS – EDF R&D : Alimentation pour fours industriels (structures, perturbations électriques et CEM)

Noël BURAI – CEGELY: Les plaques à induction (étude de l'inducteur)

François FOREST – LEM : Présentation d'une application domestique et des contraintes industrielles, Exposé sur la partie convertisseur

Un industriel (CFEI) : traitement de surface

Présentation de maquettes pédagogiques

Alain GUIGNABEL – Schneider – Présentation de la maquette HARMOCEM

Eclairage (2ème Jour)

Jean-Jacques DAMELINCOURT – CPAT: Lumière et environnement visuel.

Jean BASTIE – CNAM : Aspect mesure en éclairage

Georges ZISSIS – CPAT : Etat de l'art dans le domaine des sources de lumière de la lampe à incandescence aux LEDs et O-LEDs en passant par les lampes à décharge.

Olivier NORMAND – EDF R&D : Projet d'éclairage

Association Française de l'Eclairage - AFE :

1 – Ballasts électroniques : technologie et fonctionnement

2 – Lampes à induction

Pierre ALBOU – Valéo : Eclairage et automobile (contraintes industrielles et technologies)

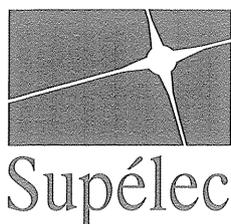
Présentation de TP sur le thème de l'éclairage

Présentation de maquettes.

20 et 21 Mars 2003

IUFM Créteil – site de Saint-Denis

Les inscriptions se font directement auprès de la SEE, en adressant le bulletin qu'ils trouveront sur le site WEB des journées 3EI <http://etp.creteil.iufm.fr/evenements-internes/int-journees-3ei.htm> (sauf pour les professeurs ayant pu bénéficier d'une inscription par les rectorats via le PAF).



La Revue
3E.I

ENVS
C A C H A N





SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITE, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

17, rue Hamelin, PARIS 75 783 CEDEX 16

Tel : 01 56 90 37 00 fax : 01 56 90 37 19

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00026, APE 731 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

La REVUE 3EI publication trimestrielle du **Cercle Thématique 13-01 de la SEE :**
Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle.

<p>Edition SEE, 11/17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p>Directeur de la publication François AILLERET Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Comité de publication Jean BONAL Jean-Claude BOUDENOT Jean-Pierre CARON Gérard DELAVIER Jean FAUCHER Gilles FELD François FOREST Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Michel LAVABRE Marie-Michèle LE BIHAN Pascal LOOS Michel MEUNIER Bernard. MULTON Philippe NEVEU Oviglio SALA Michel THION</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Fabrice BAUDOIN Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p>Abonnement annuel (4 numéros) Année scolaire 2002/2003, tarifs TTC :</p> <p>Individuel : France et CEE.....30 € Pays hors CEE.....40 €</p> <p>Collectivités France et CEE.....45 € Pays hors CEE.....60 €</p> <p>Réalisation et impression (1100 ex) Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p>Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : septembre 2002 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°30</p> <p>Pratiques pédagogiques et réalités industrielles, histoire des sciences et des techniques</p> <p>p. 1 Bulletin d'abonnement année 2002/2003. p. 3 Sommaire. p. 4 Editorial p. 5 Publications</p> <p style="text-align: center;">-----Thème Les alimentations et convertisseurs embarqués (réédition du n°29)-----</p> <p>p. 7 Electronique de puissance basse tension, haut rendement, pour les applications portables. François FOREST, LEM, Université de Montpellier 2, 34 095 MONTPELLIER.</p> <p style="text-align: center;">-----Pratiques Pédagogiques & réalités industrielles-----</p> <p>p.17 Expérimentation et approche technologique en éclairage. Gilles BEAUFILS, Yves PATIN, Christian GLAIZE, LEM, Université de Montpellier 2, 34 095 MONTPELLIER.</p> <p>p.24 Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage. Nicolas BERNARD, ENS-Cachan, Antenne de Bretagne, 35 170 BRUZ.</p> <p>p.40 L'électronique d'alimentation des Lasers. Luc LASNE, Université de Bordeaux I, 33 400 TALENCE.</p> <p>p. 52 Etude, par la simulation, du comportement de circuits couplés idéaux ou transformateur parfait en régime impulsionnel Oviglio SALA, LT Louis ARMAND, 94 130 NOGENT SUR MARNE.</p> <p>p. 60 Fonctionnement d'un gradateur à trains d'ondes. Frédéric IMBERT, Eric LORRAIN, Institut Professionnel des Sciences et des Techniques de STRASBOURG.</p> <p style="text-align: center;">-----Histoire des sciences et des techniques-----</p> <p>p.66 L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire : l'ère des thyristors, vers la fin des derniers matériels uniquement monophasés. Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF.</p> <p>p.73 HERTZ et la découverte des ondes électromagnétiques. Étienne BOLMONT, LPHS Archives Henri Poincaré, 54 015 NANCY.</p> <p>p.83 L'aérotrain. Maurice BERTHELOT, Ingénieur en Chef de la Société BERTIN.</p>
---	---

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'œuvre dans laquelle elles sont incorporées.

Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Le point à la fin de la huitième année

Les abonnements : leur nombre reste stable depuis plusieurs années, environ 800, mais la répartition évolue : 620 "individuels" et 180 "collectivités, CDI et médiathèques" répartis dans les trois groupes suivants : 110 destinés à des lecteurs du monde industriel, 170 du domaine universitaire et 520 enseignants du secondaire, des sections de techniciens supérieurs pour la plupart d'entre eux. L'évolution est très importante parmi les ingénieurs et continue de croître pour les CDI au détriment des abonnements individuels des professeurs de STS ; cette diminution ne peut être sans conséquence sur les tarifs que nous proposons.

L'Equipe de rédaction est inquiète pour l'avenir ...

La particularité de La Revue 3EI réside dans le fait que la plupart des sujets sont traités avec une approche pédagogique et rédigés par des auteurs enseignants ou concernés par la formation scientifique et technique.

L'équipe de rédaction, exclusivement composée de bénévoles, fait vivre cette revue (choix des thèmes, recherche et collecte des articles, lecture et remise en forme, relations avec l'imprimeur) et profite de ces quelques lignes pour vous faire part de son inquiétude pour l'avenir de La Revue 3EI. Les auteurs ne sont malheureusement pas assez nombreux à proposer spontanément des textes de leçons, de travaux pratiques, d'essais de systèmes, de logiciels, de projets d'étude, de descriptions de matériels ou de réalisations industrielles... L'équipe "travaille à flux tendu" avec un volant d'articles assurant, au mieux, le numéro en cours. Ce n'est qu'au dernier moment que la revue prend sa forme définitive, souvent dans la hâte, parfois dans la précipitation, mais toujours avec l'angoisse du numéro inachevé ; cette méthode de travail, involontaire, engendre parfois des imperfections sur la qualité de la reprographie liée à des problèmes techniques de dernière minute et que faute de temps nous n'avons pu corriger. Ce fut malheureusement le cas en juin, pour l'article de F. Forest, qui est intégralement réédité dans ce numéro.

Nous allons poursuivre néanmoins la parution durant cette neuvième année avec les thèmes prévus : mesures électriques ; micro-ondes de forte puissance (chauffage par induction, pertes diélectriques, traitement de surface, etc.) ; l'électricité dans l'automobile (actionneurs, propulsion, CEM) l'énergie (les grands réseaux, économies d'énergie, gestion, production). **Nous attendons avec impatience vos contributions sur ces thèmes ou sur d'autres.**

Le numéro de septembre consacre traditionnellement une place importante aux applications pédagogiques ; il faut que régulièrement, au cours de l'année dans chacun des numéros, des articles axés sur cet aspect, donnant toute sa particularité à notre publication, soient aussi proposés.

Nouveau : adresses électroniques pour envoyer vos articles : revue3EI.art@voilà.fr;

Pour toute communication concernant votre abonnement, renseignements, changements d'adresse, réclamations : revue3EI.cour@voilà.fr

Tarifs d'abonnements 2002/2003

Chaque année, dans le but de réaliser l'équilibre du budget de la revue, nous réactualisons les tarifs d'abonnement. Une bonne nouvelle pour les abonnements individuels : le tarif reste le même, soit 30 € TTC (40 € pour les pays hors CEE). En revanche, nous nous voyons obligés de porter le tarif collectivités à 45 € (60 € pour les pays hors CEE), ceci se justifie par le coût du traitement (assuré par la SEE : bon de commande, établissement de facture, courrier supplémentaire...) et aussi par une baisse des abonnements individuels des professeurs de STS au profit des CDI.

Journées 3EI'2003

Ces journées se concrétisent ; le programme prévisionnel, déjà publié dans le numéro de mars, est confirmé, l'équipe responsable de l'organisation travaille désormais sur les présentations des sessions "Posters". De nouveau vous êtes sollicités. Nous attendons que ceux d'entre vous, ayant des thèmes de travaux expérimentaux sur les applications du chauffage par induction ou l'éclairage, profitent de ces sessions "Posters" pour les présenter.

Adresser votre proposition à Francisco ALVES : alves@lesir.ens-cachan.fr.

Ces sessions constituent les temps forts des Journées 3EI pour les rencontres, dialogues et échanges de méthodes et sujets d'études il est indispensable que vous soyez nombreux à participer à leur animation.

Les inscriptions se font directement auprès de la SEE, en adressant le bulletin qu'ils trouveront sur

le site WEB des journées 3EI <http://etp.creteil.iufm.fr/evenements/evenements.htm>.

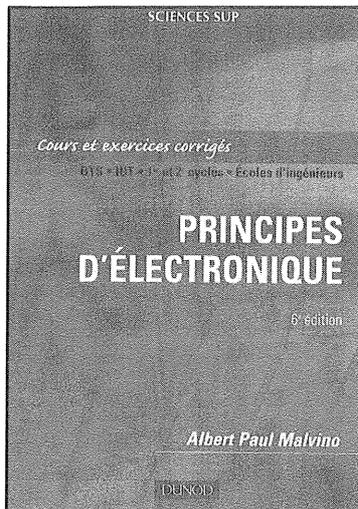
(sauf pour les professeurs ayant pu bénéficier d'une inscription par les rectorats via le PAF)

L'Equipe de rédaction de La Revue 3EI

Tarifs des abonnements TTC pour l'année 2002-2003 (numéros 31,32,33, et 34).

Abonnement individuel :	Abonnement collectif souscrit pour le compte d'une bibliothèque, CDI, laboratoire, entreprise etc.) donnant lieu à facturation
France et Pays de la CEE : 30 €	France et Pays de la CEE : 45 €
Pays hors CEE : 40 €	Pays hors CEE : 60 €

Une seule adresse : La Revue 3EI-SEE, 17 rue Hamelin, 75 783 PARIS CEDEX 16



PRINCIPES D'ÉLECTRONIQUE

Albert Paul MALVINO

Traduit de l'américain par Bernard BOITTIAUX

Editions DUNOD, collection SCIENCES SUP (49 € TTC).

Cet ouvrage est la référence incontournable de tout étudiant en électronique. Sa sixième édition se distingue notamment par une approche pédagogique extrêmement étudiée.

Vous trouverez au début de chaque chapitre les listes précises des compétences et du vocabulaire que vous allez acquérir. Le cours est très bien structuré. Il met toujours l'accent sur la pratique de l'électronicien, les situations de dépannage, bref, il vous permet d'aborder très concrètement la discipline. Il est accompagné d'encadrés traitant de l'électronique au quotidien ou des découvertes ou développements récents dans le domaine, ainsi que de nombreuses questions d'applications résolues pour vous permettre de mieux saisir les solutions abordées. Le texte est abondamment illustré : plus de mille figures en couleur, des photos, des tableaux apportent la lumière nécessaire à sa compréhension.

L'auteur fait un résumé de chaque paragraphe du cours et répertorie chaque définition, loi ou relation importante, en l'accompagnant d'un schéma explicatif, ce qui constitue un excellent aide-mémoire avant d'attaquer les exercices.

Le résumé est suivi d'un questionnaire à choix multiples très complet pour vous permettre d'évaluer votre compréhension du cours. Et pour savoir si vous maîtrisez bien le sujet, ou en tout cas suffisamment pour ne pas être déstabilisé, des questions qui pourraient être posées lors d'un entretien d'embauche vous sont proposées.

Des exercices et des problèmes corrigés, de difficulté progressive, sont regroupés par sujet. Vous trouverez aussi les rubriques « grille de dépannage » et « analyse variationnelle » qui sont destinées à vous mettre en situation concrète de dépannage en vous apportant des méthodes.

Des liens avec un site Web comprenant des exercices complémentaires et des TP vous sont proposés. L'ouvrage se termine par un récapitulatif de toutes les notations employées, un lexique précieux intégrant les termes d'électronique en français et en anglais, ainsi qu'un index très complet.

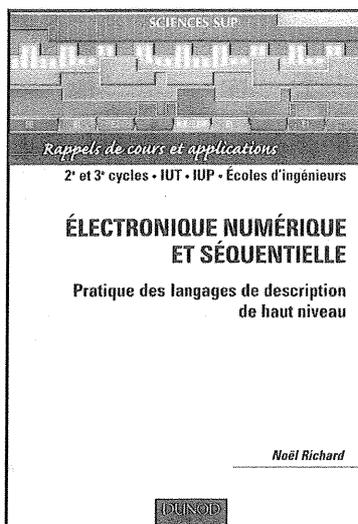
ELECTRONIQUE NUMERIQUE ET SEQUENTIELLE. Pratique des langages de description de haut niveau

Noël RICHARD, maître de conférences à l'Université de Poitiers, responsable de la filière « Génie des Systèmes Industriels » de l'IUP (SPI).
Editions DUNOD, collection SCIENCES SUP (26,50 € TTC).

Cet ouvrage aborde les bases de l'électronique numérique et séquentielle, ainsi que les méthodes actuelles de développement axées sur l'utilisation de langages de description (VHDL, AHDL, VERILOG...). La technique d'analyse basée sur l'utilisation combinée des langages et de la description graphique par CAO permet un prototypage rapide et une validation simple des applications.

Après des rappels de cours, l'apprentissage de ces notions importantes s'organise autour de la réalisation d'applications concrètes et réutilisables dans de nombreux contextes : lecteur de code-barres, fréquencemètre à changement de calibre automatique, capteur intelligent... Ces différentes applications permettent d'aborder les problèmes classiques des systèmes séquentiels : synchronisation des commandes, gestion de protocoles de communication, séquences de commandes, interfaçages divers. Les réalisations pratiques permettent d'appréhender le développement rapide d'applications complexes au travers de langages de description de haut niveau (AHDL et VHDL).

Ce livre est plus particulièrement orienté vers les étudiants des licences, maîtrises, IUT, IUP, écoles d'ingénieur et 3^e cycle orientés vers l'électronique, l'informatique industrielle ou le génie des systèmes. Il intéressera aussi les concepteurs de circuits numériques désireux d'acquérir rapidement les bases nécessaires au développement à partir de langages de haut niveau. Ils trouveront





dans la démarche proposée les éléments indispensables au prototypage rapide de circuits électroniques à bases de composants logiques programmables ou prédiffusés.

Le logiciel utilisé dans cet ouvrage est disponible gratuitement en version d'évaluation sur le Web. Les sources et fichiers de simulation sont quant à eux disponibles sur le site de l'auteur.

INTRODUCTION A L'ELECTROTECHNIQUE **Fondements d'électricité et d'électromagnétisme**

Jacques LAROCHE,

Professeur agrégé de Sciences Physiques

En STS Electrotechnique, Lycée E. BELIN de VESOUL

Editions DUNOD, Collection SCIENCES SUP (19 € TTC).

Voici un ouvrage indispensable à toute personne, étudiant ou professionnel, concernée par l'électrotechnique et confrontée à terme à la résolution de ses problèmes (machines tournantes, convertisseur, etc.). A la fois complet et accessible, il expose les notions essentielles à une bonne compréhension des phénomènes :

-électrocinétique : lois des réseaux en continu, régimes variable et sinusoïdal, effet Joule, valeurs moyenne et efficace, développement en série de Fourier, puissances d'un dipôle, quadripôles linéaires, courants triphasés ;

-électromagnétisme : lois de l'électromagnétisme, ferromagnétisme, aimants permanents, inductances, bobines à noyau de fer.

Des exercices corrigés complètent le cours. Ils sont souvent inspirés de sujets d'examens de BTS ou de concours de même niveau. Classés dans un ordre qui respecte le mieux la progression du cours, ce sont en règle générale des problèmes de synthèse.

L'ouvrage s'adresse à tous ceux qui abordent des études supérieures d'électrotechnique, particulièrement les étudiants en BTS ou IUT, mais également les techniciens en formation continue et tous ceux qui souhaitent rafraîchir leurs connaissances dans ce domaine.

Envoyer un article pour La Revue 3EI, ou contacter les membres de l'équipe de publication, pour la rédaction d'un article, faites-le par courrier électronique ; une adresse :

revue3EI.art@voila.fr.

Contactez l'équipe pour toute communication concernant votre abonnement, renseignements, changement d'adresse, problème de réception etc., le courrier électronique est le moyen le plus efficace :

revue3EI.cour@voila.fr.

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE BASSE TENSION, HAUT RENDEMENT POUR LES APPLICATIONS PORTABLES

F. FOREST

LEMI Université Montpellier 2, CC 079
Place E. Bataillon, 34 095 – Montpellier cedex 5
Email : forest@univ-montp2.fr

Résumé : *L'une des problématiques de la conception des systèmes portables est leur alimentation en énergie. Les batteries d'accumulateurs sont les éléments les plus fréquemment utilisés pour répondre à cette évidente nécessité mais ne peuvent délivrer les tensions requises par les différentes fonctions présentes dans ces systèmes. Une électronique de puissance d'interface est alors indispensable dont la structure et les composants doivent être choisis en adéquation avec les particularités du contexte.*

Ce texte, associé à la conférence tenue le 22 mars 2002, lors des journées de la section Electrotechnique du club EEA intitulées : "Energie portable : autonomie et intégration dans l'environnement humain" a été publié dans le n°29 de La Revue 3EI. La mauvaise qualité de la reprographie de plusieurs schémas ne permettant pas leur exploitation correcte, l'Equipe de publication a décidé de publier à nouveau le texte de F. Forest dans son intégralité. L'Equipe de publication présente à nouveau ses excuses à F. Forest ainsi qu'aux lecteurs de La Revue 3EI pour ce désagrément.

Club EEA : <http://www.clubeea.org>

1 - Introduction.

Les objets portables électriques et électroniques ont envahi depuis longtemps notre univers quotidien, qu'il soit familial ou professionnel. Depuis la montre à quartz jusqu'à l'ordinateur portable, en passant par l'agenda numérique ou l'appareil photo, tous ces objets nécessitent une source d'énergie, le plus souvent une batterie d'accumulateur à basse tension, et une électronique de conversion. Cette dernière permet de conditionner l'énergie "brute" pour la rendre compatible avec des récepteurs divers et souvent exigeants en terme de qualité, comme l'électronique de signal numérique et/ou analogique. L'autonomie est évidemment une donnée essentielle dans ce contexte et concerne tous les maillons du système portable. Chacun d'entre eux doit être conçu ou choisi en prenant fortement ce critère en considération, sachant qu'il sera évidemment pondéré par d'autres critères, dont le principal est quasiment toujours d'ordre économique. Dans cet environnement "portable", l'électronique de conversion doit alors être à la fois simple (coût) et efficace (rendement), caractéristiques apparemment contradictoires mais qui peuvent être obtenues par un mélange judicieux de différents principes de conversion et par l'utilisation systématique de techniques d'intégration.

Dans cette présentation, nous nous attacherons surtout au premier aspect, en nous appuyant néanmoins, le cas échéant, sur certaines réalités technologiques.

2 - Contexte et contraintes

L'électronique de conversion se trouve, par principe, à l'interface entre les batteries (nous considérerons ici uniquement cette forme de source, largement majoritaire) et l'ensemble des blocs

constitutifs du système portable considéré, qui peuvent être de nature assez diverse : des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans, des actionneurs, des claviers, etc....

Cette situation intermédiaire impose donc, lors de la conception, de bien identifier les exigences amonts et aval.

2.1 - Les sources d'énergie

Ce sont donc les batteries d'accumulateurs qui constituent les sources préférentielles pour une très grande majorité de systèmes. Nous ne rentrerons ici ni dans le détail des caractéristiques des différentes familles technologiques, ni dans les motivations du choix de telle ou telle famille dans la conception d'un système portable. Nous précisons simplement les points essentiels qui auront un impact sur la conception de l'électronique de conversion.

Rappelons que les deux principales familles utilisées le plus couramment dans des applications très représentatives comme le téléphone et l'ordinateur portables, sont les Nickel-MétalHydruure (Ni-MH) et les Lithium-Ion (Li+). La tension par élément est d'environ 1,2V pour les premiers, 3,6V pour les seconds.

Par associations de ces éléments, on constitue des batteries dont les tensions sont logiquement dans les gammes de celles des récepteurs à alimenter (cf. paragraphe suivant), et sont généralement comprises entre 2,4V et 15V. Néanmoins, la discrétisation en tension imposée par ces éléments, en particulier dans le cas du Li+, ne permet pas toujours une adéquation optimale sources-récepteurs et c'est donc l'électronique de conversion qui aura en charge de réaliser la nécessaire adaptation.

Un second volet essentiel de l'interaction batteries / électronique de conversion est la grande fluctuation des tensions délivrées. En simplifiant, on peut considérer que les écarts de tension entre les états chargés et déchargés se situent dans une fourchette de $\pm 30\%$ autour de la tension nominale. En aval, les fluctuations admises au niveau des récepteurs sont plutôt de l'ordre de grandeurs de quelques pour cent. L'Électronique devra également assurer ce second niveau d'adaptation.

2.2 – Exigences énergétiques des systèmes portables

A l'autre extrémité de la chaîne, les récepteurs apportent également leur lot d'exigences et de contraintes. La plupart des systèmes portables sont multi-tensions. Par exemple, pas moins de 5 à 6 niveaux différents (avec des niveaux de puissance eux-aussi variables) peuvent cohabiter dans un ordinateur portable :

CPU	3V (vers 2V puis 1V)
DRAM	3,3V
Entrées/sorties	5V
PCMCIA*	12V
BUS GTL (à venir)	1,5V
ECRAN LCD	Polarisation+ < +30V Polarisation- > -30V

* Personal Computer Memory Card International Association

Pour l'autre exemple typique, celui du téléphone portable, le nombre de voies peut atteindre 3 ou 4, avec des niveaux généralement compris entre 1,5V et 3,3V. La mise en oeuvre, dans certains étages RF, de composants AsGa peut nécessiter une polarisation négative.

Par ailleurs, le dispositif d'alimentation doit répondre à des critères de qualité statiques et dynamiques. L'aspect statique est relatif à l'amplitude des ondulations résiduelles de tension.

La plupart des récepteurs requièrent des taux d'ondulation de l'ordre de quelques pour cent. Certains autres, comme les étages analogiques de réception et d'émission RF, peuvent être encore plus exigeants. L'aspect dynamique concerne les variations brutales des régimes de charge. Dans les systèmes portables, la gestion fonctionnelle de l'énergie est particulièrement développée (notons que cette tendance est générale dans les circuits numériques complexes). Les fonctions consommatrices d'énergie peuvent être cycliquement mises en veille ou activées selon les "nécessités du service". Il en résulte des régimes de charge pulsés auxquels les lignes d'alimentation doivent être capables de répondre

2.3 – Conversions à opérer en fonctions des paramètres amonts et avals

Les exigences et contraintes précédentes vont directement déterminer les caractéristiques de base du système d'alimentation selon une logique qui peut être résumée par le graphe de la figure 1.

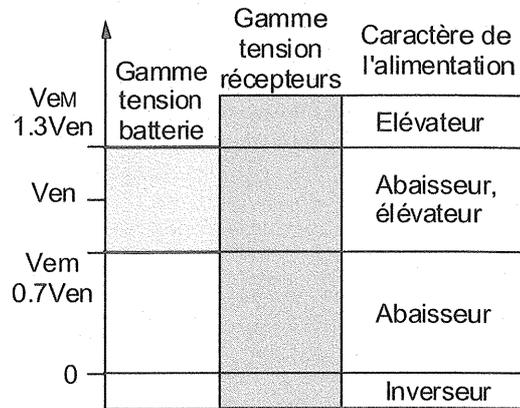


Figure 1 : Caractéristiques de l'alimentation en fonction des tensions de source et de récepteurs

Ce graphe fait apparaître que, d'une façon générale, la chaîne de conversion sera susceptible de fonctionner dans les trois régimes de conversion DC-DC, à savoir abaisseur, élévateur, inverseur.

Il apparaît également que le choix de la tension batterie en regard de la gamme de tension à fournir a un impact direct sur la nature du régime, en particulier du fait de la grande variation de tension entre état chargé et état déchargé.

Par exemple, dans le cas simple d'un système mono-alimentation, si la tension du récepteur se trouve au milieu de la fourchette de tension batterie, le convertisseur devra être capable de fonctionner aussi bien en abaisseur qu'en élévateur, si l'on veut exploiter la totalité de la capacité énergétique de la batterie.

2.4 – régimes d'utilisation et efficacité énergétique

Comme nous l'avons déjà évoqué, les régimes de charge de la chaîne d'alimentation d'un système portable sont largement variables. On peut identifier principalement deux formes de régimes transitoires :

- les régimes correspondants aux variations de consommation d'un récepteur sur sa ligne d'alimentation en fonctionnement normal (processeur, par exemple),

- les régimes, fortement caractéristiques des systèmes portables, qui correspondent à la mise en oeuvre ou à l'inhibition d'une fonction généralement associée à une ligne d'alimentation dédiée. Inversement, la consommation de la dite-fonction peut être sensiblement constante lorsqu'elle est active.

C'est donc à la combinaison de ces deux types de sollicitation que devra répondre dynamiquement le système d'alimentation, tout en conservant une bonne efficacité énergétique

D'une manière générale, on peut considérer qu'une énergie disponible W permettra à un système de supporter n régimes de charge, caractérisés par une puissance P_n , une durée Δt_n , un rendement moyen $\langle \eta_n \rangle$ sur cette durée, avec la relation suivante :

$$W = \frac{P_1 \Delta t_1}{\langle \eta_1(\Delta t_1) \rangle} + \frac{P_2 \Delta t_2}{\langle \eta_2(\Delta t_2) \rangle} + \dots + \frac{P_n \Delta t_n}{\langle \eta_n(\Delta t_n) \rangle} \quad [\text{Eq.1}]$$

Note : Le rendement moyen est l'intégrale sur la durée considérée du rendement instantané qui, nous le verrons plus loin, peut varier au cours du temps avec la tension délivrée par les batteries.

Pour un régime unique, l'autonomie s'écrit simplement :

$$\Delta t = \frac{W \langle \eta(\Delta t) \rangle}{P}$$

Il apparaît de façon évidente que l'optimisation de l'autonomie passe par la maximalisation du rendement de conversion. Dans le cas général [Eq.1], ce sont tous des rendements qui doivent être maximalisés, ce qui conduit aux observations brutes suivantes :

- le rendement de toutes les voies d'alimentation doit être optimal,
- le rendement d'une voie doit être optimal sur sa plage d'utilisation, si elle subit des variations importantes de charge.

Ces propositions maximalistes doivent évidemment être nuancées au cas par cas. Si un récepteur fonctionne 90% du temps au régime nominal et le temps restant à 10% de ce régime, l'optimisation du rendement dans ce second cas n'aura pas une grande influence sur l'autonomie liée à cette fonction.

Inversement, il faut prendre garde à ne pas négliger les régimes à faible charge qui peuvent être importants sur le plan fonctionnel. Un exemple typique est celui du téléphone portable qui fonctionne selon deux régimes principaux, l'émission-réception (conversation) et la veille. Le rapport des puissances absorbées dans ces deux modes est de l'ordre de 30 à 50 (2W crête en conversation, quelques 10mW en veille). On serait donc tenté d'accorder plus d'importance au régime le plus "puissant", mais il est fonctionnellement aussi important d'optimiser l'autonomie en veille que l'autonomie en émission-réception. Il faut donc que le rendement énergétique soit bon dans les deux cas.

Sans rentrer plus dans le détail, on sent bien que les différentes considérations qui précèdent tendent à promouvoir des chaînes d'alimentations distribuées, dans lesquelles chaque fonction principale du système portable possède sa propre voie, optimisée pour son mode de fonctionnement. Si les contraintes économiques limitent fatalement l'ampleur de cette distribution, elle n'en demeure pas moins une tendance de base dans ces systèmes portables.

3- Les principes utilisables

Différents principes de conversion peuvent répondre, pour tout ou partie, aux exigences listées dans la partie précédente. Pour les familles que nous présenterons rapidement ici, nous insisterons essentiellement sur la nature de la conversion possible (caractères abaisseur, élévateur, inverseur) et sur les performances énergétiques potentielles. Nous donnerons également quelques éléments sur les performances dynamiques.

Le premier et sûrement le plus ancien de ces principes correspond à une conversion linéaire utilisant les propriétés d'amplification de composants à semi-conducteurs.

3.1 - Les convertisseurs linéaires

Principe

Le schéma de principe d'un convertisseur linéaire et ses variantes sont indiqués figure 2.

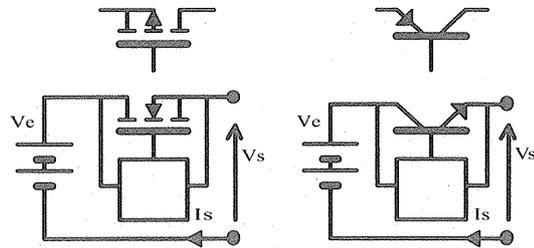


Figure 2 : Convertisseurs linéaires

Ces structures sont obligatoirement abaisseur et non inverseuses, donc :

$$v_e > v_s > 0$$

La différence des tensions d'entrée et de sortie est absorbée par le composant de puissance fonctionnant en régime linéaire.

Caractéristiques

Dans ce principe, le rendement s'exprime très simplement :

$$\eta = \frac{v_s}{v_e}$$

Une alimentation linéaire peut donc présenter un bon rendement, pour peu que l'écart entrée-sortie soit faible. Il sera limité, en valeur inférieure, par la tension minimale en conduction du composant de puissance (cf. ci-après). La difficulté est que la

tension batterie minimale doit être ici supérieure à la tension de sortie (supposée constante), si bien que la valeur maximale V_{eM} peut atteindre près de deux fois celle de la tension de sortie, dans le cas d'une variation de $\pm 30\%$ (cf. figure 3).

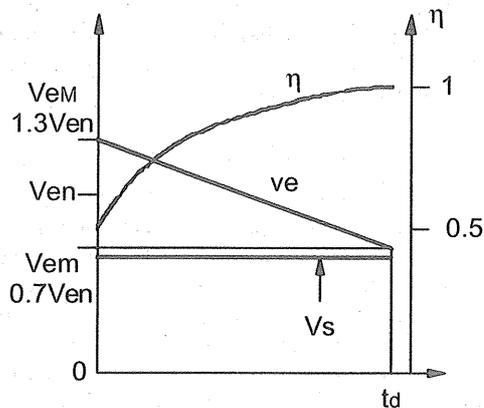


Figure 3 : Batterie et convertisseur linéaire

Si l'on suppose que $V_s \equiv V_{eM}$, la valeur initiale du rendement est donc mauvaise (50%) mais il croît au fur et à mesure de la décharge de la batterie (figure 3). C'est donc sa valeur moyenne sur la durée de décharge t_d qui importe. En admettant que la décharge est linéaire, le rendement moyen s'écrit :

$$\langle \eta \rangle = \int_0^{t_d} \frac{k}{1 - (1-k) \frac{t}{t_d}} dt = -\frac{k}{1-k} \ln k$$

avec $k = v_s/V_{eM}$

La figure 4 montre l'évolution de ce rendement moyen en fonction du rapport k . On constate que, pour $k = 0,5$, il atteint une valeur de 70%, ce qui est tout à fait admissible dans un système portable économique ou dans une voie auxiliaire d'un système distribué. Ces convertisseurs linéaires sont utilisés pour des puissances de quelques 100mW à quelques W.

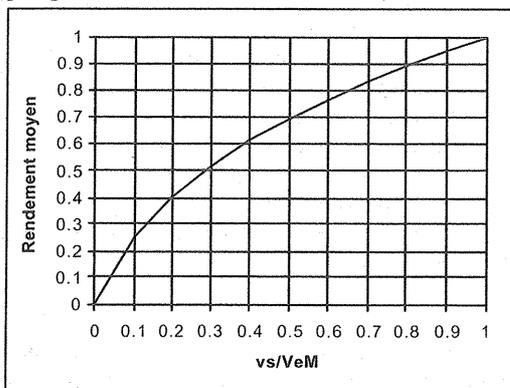


Figure 4 : rendement moyen

Sur le plan des performances dynamiques, les alimentations linéaires ont, par principe, un excellent comportement. Ceci est d'autant plus vrai avec des composants basse tension dont la fréquence de transition est élevée.

Composants

Les composants utilisés ici doivent présenter une faible chute de tension directe. Les transistors bipolaires sont relativement limités de ce point de vue et l'on ne peut espérer obtenir des tensions de saturation inférieures à 300mV. Les transistors MOSFET permettent d'atteindre des niveaux beaucoup plus faibles, de l'ordre de 100mV.

Par ailleurs, dans le cas des transistors bipolaires NPN ou MOSFET canal N, il n'est pas possible d'exploiter ces faibles chutes de tension car la tension de commande (v_{be} ou v_{gs}) "s'intercale" entre V_e et V_s .

3.2 - Les convertisseurs à découpage

Principe

Les convertisseurs à découpage sont maintenant bien connus et universellement utilisés à des niveaux de puissance très variables. Dans le contexte qui nous préoccupe, ces convertisseurs sont très rarement utilisés dans des versions isolées (avec transformateur). En effet, aucun isolement de sécurité n'est requis car nous sommes en très basse tension, et le besoin d'une adaptation d'impédance ne se fait pas vraiment sentir, les tensions d'entrée et de sortie étant proches. Nous nous en tiendrons donc à une présentation des structures non-isolées.

Les principales structures représentatives de cette famille sont représentées figure 5. Cette "panoplie" permet de réaliser théoriquement n'importe quel type de conversion. Nous avons fait figurer, en regard du schéma, la relation entrée-sortie en régime continu et la valeur maximale VTM de la tension aux bornes du transistor, valeur qui aura son importance dans l'analyse énergétique. α est le rapport cyclique, c'est-à-dire le rapport entre le temps de conduction de l'interrupteur et la période de découpage supposée constante dans cette partie.

Les systèmes à découpage exploitent les composants de puissance en commutation, ce qui élimine théoriquement l'inconvénient des systèmes linéaires. Ils doivent alors inclure des filtres et des composants de stockage pour éliminer les effets harmoniques indésirables. Les différentes topologies de la figure 5 sont finalement très similaires dans la mesure où elles utilisent le même couple composant actif-diode et différents composants L, C. Globalement, le découpage reste relativement coûteux, du fait de la présence de ces filtres.

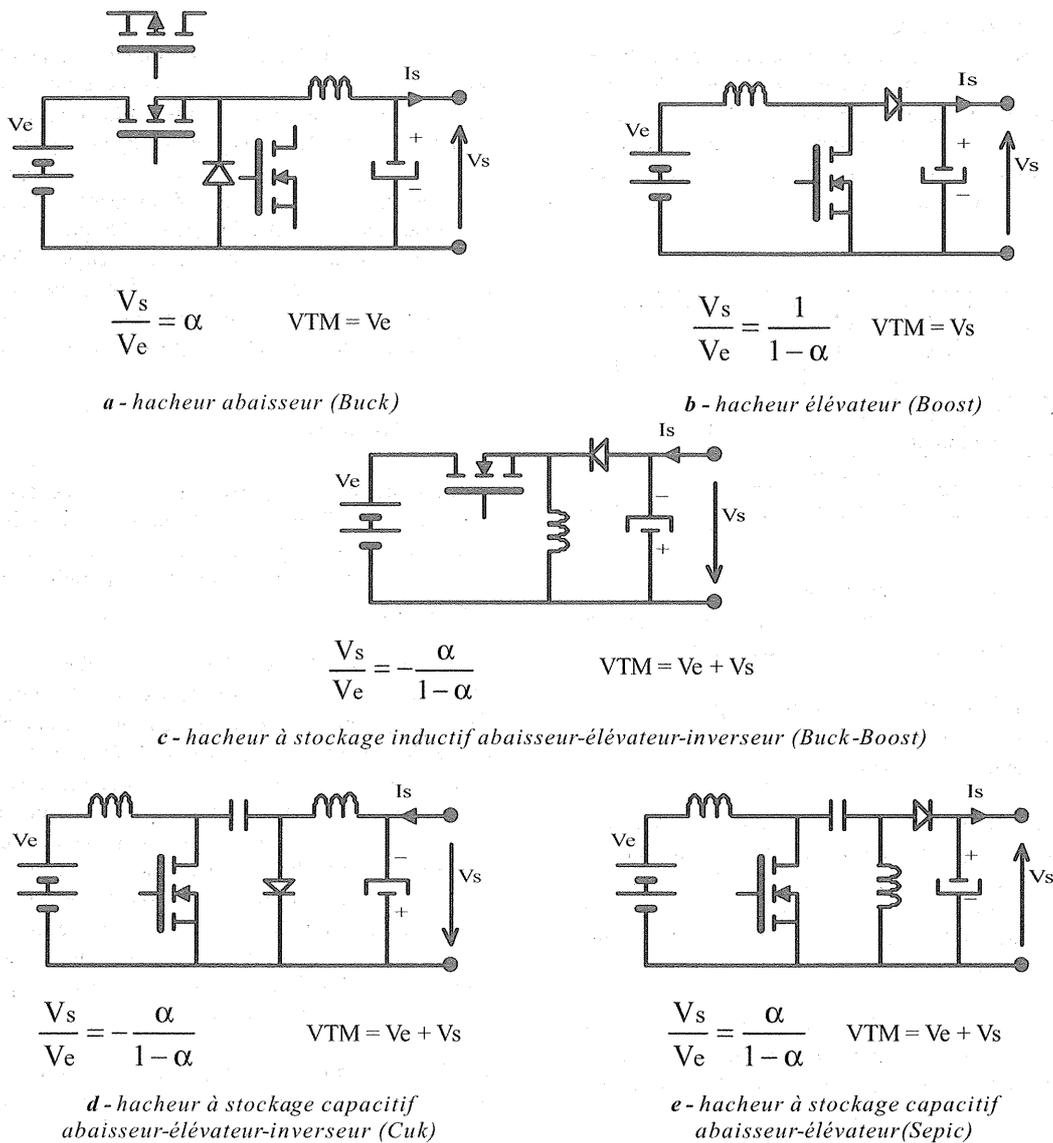


Figure 5 : Structures des convertisseurs à découpage non-isolés

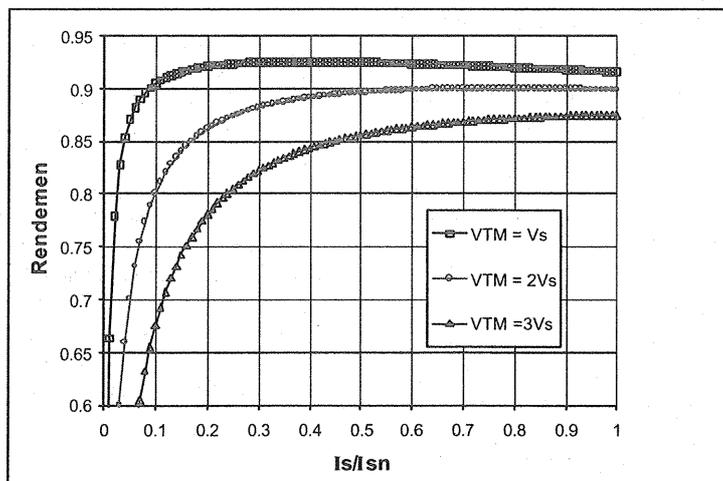


Figure 6 : Forme du rendement dans une structure à découpage

Caractéristiques

Si intrinsèquement le rendement énergétique des systèmes à découpage est bon, ils sont néanmoins le siège de pertes qui peuvent être significatives. Ce rendement, selon une approche assez approximative mais générale, peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\eta = \frac{VsIs}{VsIs + \frac{aF}{VT^2} + \frac{bF}{VT.I} + c + d + \frac{c}{Is} + \frac{d}{Is^2}}$$

	+ aF x VT ²	+ bF x VT.I s	+ c x Is	+ d x Is ²
Effets capacitifs commutation				
Conduction seuil				
Conduction resistive				

Avec :

- F, fréquence de découpage
- a, b, c, d, coefficients dépendants de la structure et des caractéristiques des composants,

Le dénominateur de cette expression fait naturellement apparaître les principales pertes caractéristiques du découpage :

- les pertes liées à l'excitation des capacités parasites, en particulier celles des composants à semi-conducteurs. En considérant que ces capacités peuvent être regroupées dans une capacité équivalente aux bornes du transistor, on obtient un terme en F.VT².
- les pertes par commutation liées au performances dynamiques des composants à semi-conducteurs, proportionnelles à F et au produit VT.Is.
- les pertes par conduction proportionnelles à Is lorsqu'il y a présence d'un seuil (diodes), à Is² pour les effets résistifs (MOSFET, connexions, bobinages).

Les différents coefficients dépendent de la structure utilisée et de la technologie des composants.

Les effets capacitifs demeurent, indépendamment du courant de charge, à partir du moment où il y a découpage. Le rendement tend donc vers 0 à faible charge.

L'existence de ces différentes pertes conduit à des courbes de rendement qui ont l'allure qualitative de la figure 6, à fréquence donnée. Vers les faibles charges, le rendement dépend des capacités parasites mais également de VT. A tension d'entrée donnée, les structures c, d, e seront désavantagées dans ces régimes (VT = Ve + Vs). De la même façon, les pertes par commutation y seront plus élevées.

Les pertes en conduction déterminent largement le rendement maximal et dépendent des caractéristiques des composants actifs et passifs. Compte tenu des exigences dynamiques du contexte, les alimentations à découpages fonctionnent ici à des fréquences élevées, comprises entre 300kHz et 1Mhz. Malgré cela, on atteint des rendements maximaux proches de 95%, dus essentiellement aux performances des composants à semi-conducteurs et ce, pour des puissances pouvant atteindre plusieurs dizaines de watt.

Composants

Pour atteindre les performances précédentes, les composants utilisés doivent présenter de faibles chutes de tension à l'état passant et de faibles capacités parasites, relativement à la puissance à convertir.

Le transistor MOSFET règne en maître dans ce contexte. Des composants sont développés spécifiquement pour ces applications, caractérisés par de faibles tenues en tension (30V) et de faibles Rdson (de 10 à 100mΩ). Leur grille présente un faible niveau de seuil (dit "logic level", environ 1V), ce qui permet leur commande dans l'environnement à basse tension dont il est question ici. Ce faible niveau de commande permet également de minimiser l'énergie perdue dans la commande qui pourrait devenir significative, compte tenu des fortes valeurs de capacité Cgs et des fréquences de travail.

Enfin, lorsqu'ils ne sont pas directement intégrés dans un circuit contenant toutes les fonctions de l'alimentation, un conditionnement en boîtiers "CMS" les rend bien adaptés à une insertion dans les structures "planes" des systèmes portables.

Les diodes utilisées dans ces structures sont généralement des schottky dont les chutes de tension peuvent atteindre 0,2 à 0,3V. Elles tendent de plus en plus à être remplacées par les transistors MOSFET précédents, utilisés en redresseurs synchrones et qui permettent d'obtenir des seuils beaucoup plus bas. Ceci est couramment mis en application dans les hacheurs abaisseurs conformément au schéma de la figure 7.

Nous ne pouvons évoquer ici toutes les finesses de la commutation d'un redresseur synchrone (ici T2), en particulier en haute fréquence.

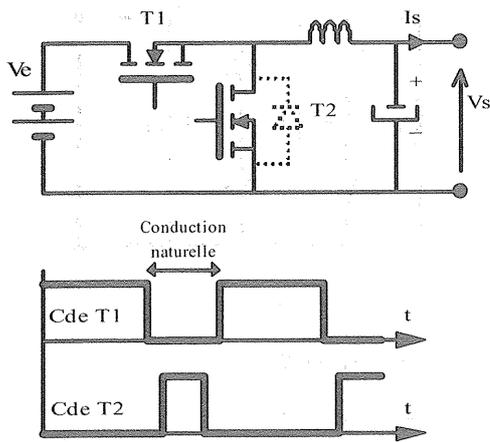


Figure 7 : Redresseur synchrone dans un hacheur abaisseur

Disons simplement que la diode intrinsèque du MOSFET T2 permet un fonctionnement normal du hacheur (roue libre) sur la base duquel on commande le canal dans une fenêtre correspondant à la conduction naturelle de cette diode. Il est alors parcouru en inverse par le courant de charge, ce qui ne pose pas de problème compte tenu de sa nature bidirectionnelle. Pour être maximale efficace, le redresseur synchrone doit conduire pendant une durée la plus proche possible de la durée de conduction naturelle, sans tomber dans le défaut de conduction simultanée avec T1.

Les autres composants sensibles sont les inductances présentes dans ces montages. Les fréquences et tensions de travail font que leur valeur est généralement faible, de l'ordre de quelques μH . Les technologies toriques et planar sont les plus couramment utilisées.

3.3 - Les convertisseurs à transfert de charge Principe

Ces dispositifs, généralement beaucoup moins connus, résultent, d'une certaine façon, de l'application d'un mélange des principes précédents, dans la mesure où ils fonctionnent en commutation mais avec un mode de conversion intrinsèquement dissipatif.

Leur mécanisme de conversion est simple et peut être aisément décrit à l'aide du schéma de principe de la figure 8-a. Un jeu d'interrupteurs (fonctionnellement, deux d'entre eux peuvent être des diodes) permet de charger un condensateur de transfert par l'intermédiaire de la source (K1-K4) puis de connecter ce condensateur en série avec la source (K2-K3) pour alimenter la sortie sur laquelle est placé un condensateur de stockage.

Cette séquence est opérée à fréquence fixe avec un rapport cyclique de charge-décharge ajustable, qui constitue le moyen de réglage. Cette structure

permet théoriquement d'atteindre la tension $2V_e$. Les cycles de charge-décharge s'opère à travers la résistance dynamique des interrupteurs, que nous avons représentée de façon localisée sur la figure 8-a, et sont donc dissipatifs.

Le même principe peut être appliqué pour réaliser un montage inverseur (figure 8-b) en connectant alternativement le condensateur de transfert à la source et au récepteur ($V_s = -V_e$). Un montage à deux voies (figure 8-c) peut facilement être obtenu par juxtaposition des deux précédents.

Enfin, l'association de n étages permet d'obtenir une structure élévatrice délivrant nV_e (figure 8-d) ou inverseuse délivrant $(1-n)V_e$.

Caractéristiques

Le schéma de la figure 8-a permet, en supposant les interrupteurs parfaits (mais en introduisant une résistance localisée) et en négligeant les ondulations de tension aux bornes des condensateurs, de déterminer simplement les caractéristiques de fonctionnement en régime permanent. Les formes du courant dans la source et dans le condensateur de transfert sont représentées figure 10. Par ailleurs, La tension de sortie s'exprime :

$$V_s = V_e \left[2 - \frac{X}{2\alpha(1-\alpha)} \right] \quad [\text{Eq.2}]$$

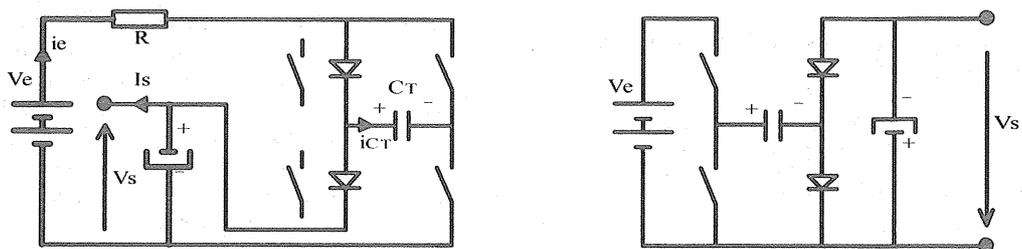
$$\text{avec } X = 2RI_s/V_e$$

Enfin, l'expression du rendement est :

$$\eta = \frac{1 - \frac{X}{4\alpha(1-\alpha)}}{1 + \frac{X}{4\alpha(1-\alpha)}} \quad [\text{Eq.3}]$$

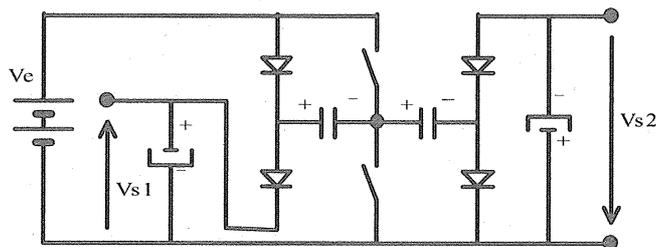
L'équation 2 fait bien apparaître le caractère dissipatif du principe puis que le réglage via α agit sur un terme résistif.

L'évolution du rendement en fonction du courant de sortie normalisé et de α est donné figure 9. On constate que l'on peut obtenir des rendements tout à fait honorables à condition de placer le régime de charge loin du courant de court-circuit et de rester proche du réglage $\alpha = 0,5$. Malheureusement, ce rendement chute très rapidement lorsque l'on s'éloigne de ce point optimal sur lequel il est difficile de se placer puisqu'il correspond à un rapport entier entre entrée et sortie.

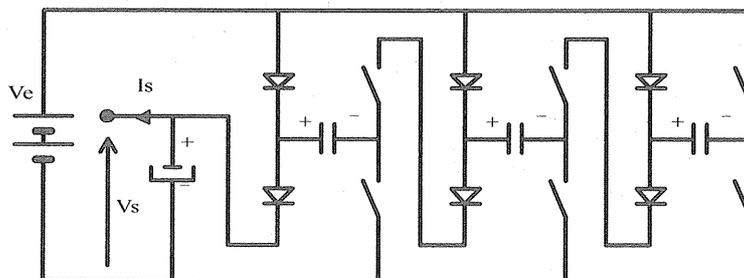


a - Structure élévatrice à 1 étage

b - Structure inverseuse à 1 étage



c - Structure à deux sorties, élévatrice et inverseuse



d - Structure élévatrice à n étages

Figure 8 : Structures à transfert de charge

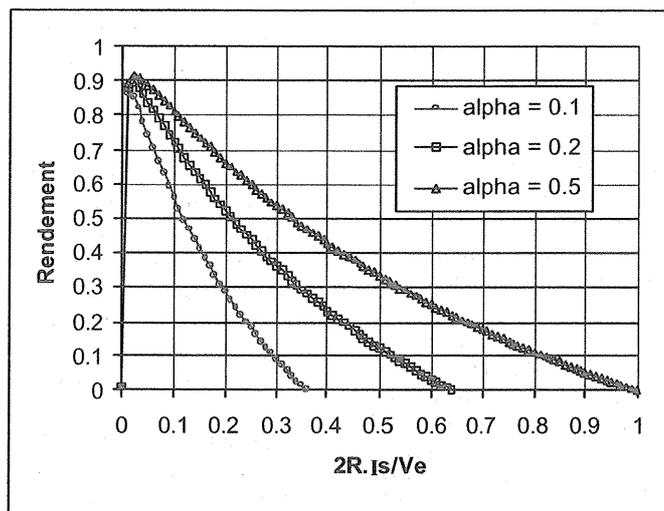


Figure 9 : rendement d'une structure à transfert de charge

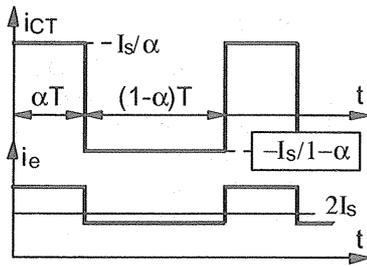


Figure 10 : Courants dans une structure à transfert de charge

Ces structures nécessitent, de toute façon, un nombre important d'interrupteurs. Leur utilisation se cantonne donc aux faibles puissances (quelques 100mW) lorsqu'il y a nécessité d'élever ou d'inverser la tension sur une voie auxiliaire. Le nombre d'étage est généralement limité à deux, sachant qu'il est tout à fait possible de moduler le nombre d'étage en fonction (en utilisant uniquement des interrupteurs actifs) pour s'adapter plus efficacement aux variations de tension d'entrée. Le rendement évolue approximativement entre 60 et 80%.

Il faut souligner que l'absence de composant inductif est un gros atout dans le cas de l'intégration et de la réalisation.

Composants

Comme nous venons de l'indiquer, ce principe de conversion est "gourmand" en composants. Il n'est viable qu'en passant par une intégration quasi-complète de la fonction avec des technologies à effet de champ, fonction intégrée sur laquelle on vient connecter les différents condensateurs de transfert et de stockage.

3.4 - Courants de repos

Il faut préciser que, dans toutes les solutions que nous venons de décrire, la commande nécessite des courants de polarisation qui participent donc à la génération de pertes à vide. Ces courants sont généralement minimisés (quelques 10 à 100 μ A) mais il faut éventuellement y prendre garde dans les fonctionnements à faible charge.

4- Associations des différents principes - structures des systèmes

Nous avons donc passé en revue les différents principes susceptibles de répondre aux attentes de la conversion d'énergie portable, en essayant d'indiquer quelques tendances. Il est très difficile de donner ici des exemples précis et génériques de systèmes d'alimentation complet, d'abord parce leurs formes sont très variées, ensuite parce que des données précises ne sont guère accessibles. Nous pouvons néanmoins résumer ici les directions générales de la conception de ces systèmes d'alimentation.

Les exigences multi-voies des systèmes

portables requièrent d'associer, la plupart du temps, les différents principes précédents. Les techniques linéaires ou à transfert de charge sont logiquement réservées aux faibles puissances (quelques 10 à 100mW) tandis que le découpage intervient plutôt dans la gamme du W à quelques 10W. Pour rendre ces systèmes économiquement viables et compatibles avec les technologies portables, l'intégration est systématiquement utilisée. Pour les faibles puissances, les circuits correspondant intègrent toutes les fonctions à semi-conducteurs, tandis qu'en plus forte puissance, ils contiennent les éléments de commande et de contrôle, les composants principaux devant être rajoutés. Tous les composants passifs, condensateurs et inductances restent externes. Pour ces derniers, leur technologie doit s'accorder avec l'implantation "CMS", logiquement généralisée dans ce contexte.

Certains des circuits proposés par les fondeurs spécialisés dans ce domaine sont multi-voies et intègrent tout ou partie des principes présentés. En faible puissance, le mélange linéaire / transfert de charge est assez répandu. On trouve également communément l'association découpage / linéaire. L'exemple de la figure 11 montre un cas poussé à l'extrême de cette juxtaposition.

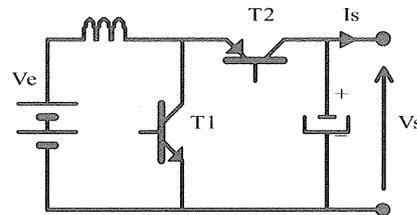


Figure 11 : Mélange découpage / linéaire

Cette structure peut fonctionner aussi bien en découpage qu'en linéaire. Dans le premier cas, on a affaire à une structure élévatrice (Boost), dans laquelle la diode de sortie est remplacée par un redresseur synchrone bipolaire (T2). Le passage dans le second mode est obtenu par blocage de T1 et commande en régime linéaire de T2, l'inductance d'entrée étant parcourue par un courant continu. On est alors en régime abaisseur. Cette astucieuse association permet d'obtenir un convertisseur remarquablement simple et bien adapté aux grandes fluctuations de tension batteries (tension de sortie incluse dans la gamme de tension d'entrée). Notons que ce schéma permet de déconnecter complètement le récepteur de la source par inhibition de T2 (veille de la fonction). Ceci est d'ailleurs généralisable aux convertisseurs linéaires et à certains convertisseurs à découpage.

Un second exemple d'association inhabituelle est celui de la figure 12.

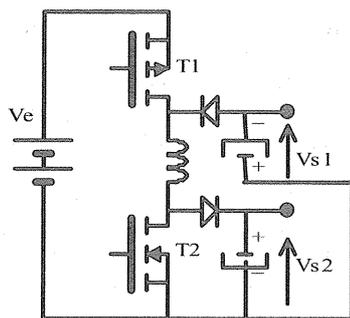


Figure 12 : Association de structures à découpage

Ce montage permet d'imbriquer un hacheur élévateur et un hacheur inverseur avec une inductance unique. Nous ne détaillerons pas le fonctionnement de l'ensemble, rendu un peu compliqué par l'interdépendance des deux étages, mais il faut souligner l'intérêt de ce type de montage dans un contexte où les inductances sont encore plus indésirables qu'à l'accoutumée.

5 - Conclusion

Nous avons donc tenté de faire ici une synthèse rapide de la conversion électrique dans les systèmes portables. Il apparaît que, sur cet aspect, l'explosion du marché n'a pas entraîné de révolution conceptuelle mais plutôt une adaptation de principes connus de longue date.

Il s'avère finalement que la relative adéquation entre les tensions des sources et des récepteurs permet d'obtenir d'excellents résultats avec des structures simples. Le choix réfléchi des architectures d'alimentation à partir des principes existants, l'optimisation de composants de puissance basse tension, l'intégration généralisée, l'introduction de composants passifs planar sont les véritables leviers de l'évolution dans ce domaine.

EXPERIMENTATION ET APPROCHE TECHNOLOGIQUE EN ECLAIRAGE

Gilles BEAUFILS, Yves PATIN, Christian GLAIZE.

Laboratoire d'Electrotechnique de Montpellier (L.E.M). CC 079. Université Montpellier 2.

34 095 MONTPELLIER CEDEX 5.

<http://www.lem.univ-montp2.fr>

Résumé : *l'article présente un TP sur le thème de l'éclairage, dont l'objectif essentiel est de favoriser la compréhension des connaissances en photométrie. Le point de départ est l'éclairage de la salle d'enseignement dans laquelle sont les étudiants. En partant des exigences de niveaux d'éclairement, ils déterminent de manière simplifiée le nombre de sources à installer et effectuent des mesures d'éclairement et des observations dans la salle. Cela leur permet de déterminer eux-mêmes les grandeurs nécessaires à un avant-projet d'éclairage. L'aspect économique est aussi abordé dans l'analyse globale d'une installation d'éclairage.*

Le deuxième volet du TP porte sur la caractérisation d'une lampe à induction, moins fréquemment analysée, réalisée et exploitée. Un bras articulé permet le réglage de la distance et de la position d'un luxmètre. L'étudiant peut construire le diagramme d'intensité lumineuse en coordonnées polaires et vérifier l'éclairement en fonction de la distance.

Préambule : l'énergie électrique est principalement utilisée¹ pour le chauffage (> 40 %), pour la force motrice ($\approx 30\%$), pour l'éclairage (> 10 %). Aussi est-il intéressant de proposer à des étudiants d'autres TPs d'électrotechnique que des TPs sur des machines tournantes. C'est ce que nous proposons ci-après.

Introduction :

L'électrotechnique s'intéresse à la production, au stockage, au transport et à la distribution de l'énergie électrique ainsi qu'à sa conversion. L'éclairage qui est un des modes de conversion d'énergie trouve naturellement sa place en enseignement dans la filière EEA. Le TP présenté s'inscrit en maîtrise EEA, dans le module intitulé Applications Modernes de l'Electrotechnique d'une durée de 50 heures qui comprend l'éclairage, l'électrothermie et le transport d'énergie.

L'étudiant est amené à s'interroger et à réfléchir d'abord sur les besoins d'éclairage de la salle où il effectuera ce TP, et ensuite sur une source d'éclairage innovante. Sa démarche expérimentale et son observation sont privilégiées.

Il procède par une approche globale qui prend en compte un lieu à éclairer, une installation d'éclairage, des sources lumineuses, des lois de physique et une installation électrique. Son travail lui permet la mise en évidence, la maîtrise et l'application des relations et liens entre tous ces éléments.

Les objectifs du TP sont d'une part la compréhension des grandeurs et lois photométriques vues en cours, d'autre part la réflexion des étudiants à partir d'observations avec divers points de vue (éclairagiste,

électrotechnicien, occupant ou gestionnaire) sur l'éclairage de lieux qu'ils fréquentent couramment, enfin la consolidation des connaissances d'électrotechnique de base appliquées à une installation et à une source d'éclairage.

Les compétences visées pour les étudiants à travers ce TP sont :

- s'informer sur les techniques et matériels d'éclairage,
- définir les grandeurs nécessaires à un avant-projet d'éclairage,
- évaluer la qualité d'une installation d'éclairage (éclairement, aspect économique),
- décoder des documents constructeurs et des normes,
- effectuer en toute sécurité des mesures de caractéristiques et performances en choisissant les instruments adaptés.

Les finalités de l'article sont de présenter une expérimentation dans le domaine de l'éclairage qui ne nécessite pas de matériel coûteux, de suggérer des idées de TP, thème, projet aux collègues et les inviter à montrer leur réalisation, et enfin de donner un sens et une signification à notre approche technologique toujours couplée avec la physique.

N.B: certains documents constructeurs, catalogues papier ou normes en libre consultation pour les étudiants, ne sont pas joints à l'article. Les sites Internet des constructeurs sont accessibles à partir de la salle d'enseignement.

L'autre partie du TP, plus classique, qui aborde l'aspect énergétique de l'installation d'éclairage de la salle et de la lampe à induction n'est pas reproduite dans le présent article.

¹ Chiffres extraits d'une étude réalisée pour l'ADEME (Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Énergie) par l'INESTENE (Institut d'Évaluation des Stratégies sur l'Énergie et l'Environnement en Europe) portant sur l'année 1995.

Éclairage d'une salle d'enseignement Caractérisation d'une lampe à décharge

1. Photométrie

1.1. Objectifs

Mesurer les grandeurs photométriques d'une salle d'enseignement et d'un type de lampe à décharge ; vérifier expérimentalement certaines lois de la photométrie.

1.2. Préparation

1.2.1. Rappels théoriques

- Rappeler la définition et les unités du flux lumineux, de l'intensité lumineuse et de l'éclairement. Illustrer par un dessin ces différentes grandeurs. Quelle est leur utilité ?

- Donner les relations entre ces grandeurs et les lois essentielles de la photométrie.

- Indiquer un ordre de grandeur des éclairements pour des usages courants et compléter éventuellement par des valeurs définies ou précises pour quelques applications.

1.2.2. Éclairage d'une salle d'enseignement

- Estimer ou évaluer le nombre N de sources lumineuses pour fournir le niveau d'éclairement recommandé de 400 lux au niveau des plans de travail de la salle où se dérouleront les TP.

Données : dimensions de la salle : L x l x h: 16,5 x 10,6 x 4 mètres. Source disponible fournie par le service général: tube fluorescent de marque Mazda, référence TFP 58 INC/830, de flux lumineux 5200 lm.

1.2.3. Lampe à décharge

Vous disposez d'une lampe à induction G.E Lighting, équipée d'un réflecteur, de puissance 23W et de flux lumineux en début de vie de 1100 lm. Une vue en coupe de cette lampe vous est donnée.

Rappel : l'angle solide d'un cône de révolution de demi-angle d'ouverture α est :

$$\Omega = 2\pi(1 - \cos\alpha).$$

a) Calculer l'intensité lumineuse I de la lampe dans l'axe principal ($\gamma = 0^\circ$).

Calculer l'éclairement E à 1 m pour $\gamma = 0^\circ$;

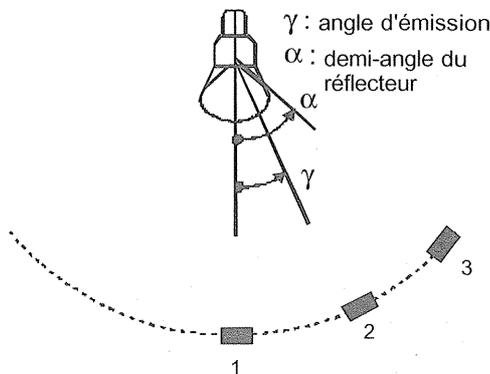
$-\alpha < \gamma < \alpha$ et $\gamma > |\alpha|$.

b) Tracer l'allure du diagramme de l'intensité lumineuse I(γ) en coordonnées polaires en tenant compte de la symétrie de révolution.

c) Comment déterminer l'intensité lumineuse I à partir de la mesure de l'éclairement E.

d) Capteur

Le principe de la détection et des mesures des rayonnements lumineux repose sur l'effet photoélectrique. En rappeler le principe. Quelles sont les propriétés attendues de ces capteurs ?



1.3. Mesures

Instrument mis à disposition : luxmètre Chauvin Arnoux CdA 815 (20 à 20 000 lux).

1.3.1. Éclairement de la salle

Mesurer l'éclairement E en différents points de la salle. Relever les dispositifs d'éclairage : nombre de luminaires, nombre total N de tubes fluorescents, leurs types (couleur rayonnée,...).

1.3.2. Lampe à induction

Un dispositif expérimental (cf. annexe) permet des mesures d'éclairement pour différentes positions angulaire et linéaire du capteur par rapport à la source.

La lampe est alimentée en 230 V à partir d'une prise secteur.
Toutes les mesures seront effectuées dans une chambre noire (ancien laboratoire photo), et après un temps minimum de fonctionnement de la lampe de 15 min.
Mesurer les éclairagements E pour divers points de l'espace.
Vérifier la loi de l'éclairage en fonction de la distance.

1.4. Exploitation

1.4.1. Éclairage de la salle

- Commenter les points intéressants de vos observations sur l'installation d'éclairage de la salle.
- Comparer les nombres de sources lumineuses estimé et installé.

Justifier les écarts. Mentionner les facteurs à prendre en compte dans un avant-projet d'éclairage.
On peut lire la phrase suivante dans une brochure du Syndicat de l'Éclairage et de l'ADEME: «Les coûts

d'investissement d'aujourd'hui génèrent les coûts d'exploitation (= fonctionnement + maintenance) de demain.»

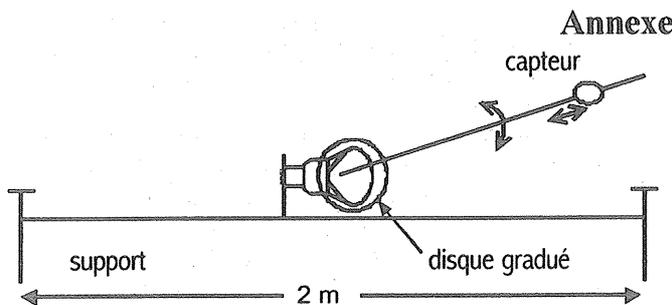
- Traduire graphiquement ces propos.
- Quels facteurs des sources lumineuses d'une part et de l'installation d'autre part influencent ces coûts?

1.4.2. Lampe à induction

Tracer le diagramme d'intensité lumineuse. Analyser la courbe obtenue. Comparer aux prédéterminations.
Quelles sont les sources d'erreur?
Comment déduire le flux lumineux de la lampe à partir de mesures d'éclairage ?

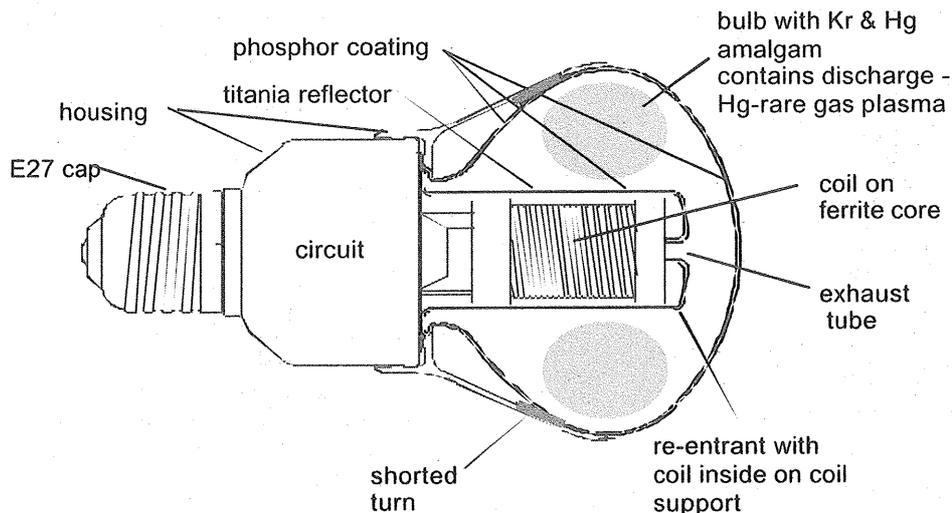
Sites Internet de constructeurs :

- www.osram.fr ;
- www.mazdaclairage.com ;
- www.gelighting.com.



Dispositif expérimental de mesure d'éclairage

Construction d'une lampe à induction Genura de General Electric



Dessin de M.David Wharmby – Consultant
Journées Electrotechnique du club EEA. Toulouse. 15-16 mars 2001

Corrigé du TP

1. Photométrie

1.1. Préparation

1.1.1. Rappels théoriques

Grandeurs photométriques

Flux lumineux : Φ ou F en lumen (lm)

$$\Phi = 683 \int_{380\text{nm}}^{720\text{nm}} W(\lambda) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda \quad (1) \quad \text{avec } W(\lambda)$$

spectre de répartition énergétique de la source rayonnante en W/m; $V(\lambda)$: fonction de pondération égale à la sensibilité spectrale de l'œil, λ longueur d'onde.

Φ : quantité d'énergie lumineuse par seconde (ou puissance lumineuse) rayonnée par la source qui tient compte de la sensibilité de l'œil en fonction de la longueur d'onde dans le visible.

Intensité lumineuse : I en candela (cd)

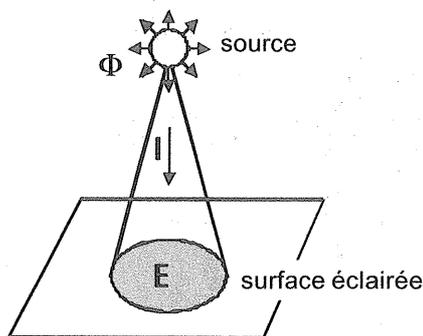
$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad (2) \quad \text{avec } \Omega : \text{angle solide en stéradian (sr)}.$$

I : densité de flux lumineux par unité d'angle solide dans une direction donnée.

Éclairement : E en lux (lx)

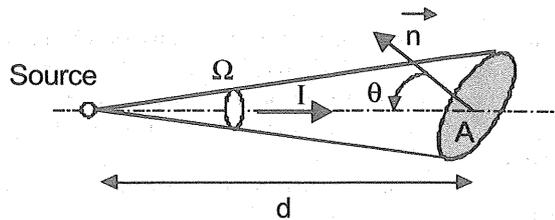
$$E = \frac{d\Phi}{dS} \quad (3) \quad \text{avec } dS : \text{élément de surface éclairée en m}^2.$$

E : densité de flux lumineux reçu par unité de surface.



Le flux lumineux Φ caractérise l'émission lumineuse totale d'une source, l'intensité lumineuse I cette émission dans une direction, E est une caractéristique de la surface éclairée.

Relations :



Loi de Bouguer $E = \frac{I}{d^2} \cos \theta \quad (4)$

E : éclairement ponctuel en A. I : intensité lumineuse de la source. d : distance source - point éclairé θ : inclinaison de la normale à la surface.

Il en découle pour des surfaces orientées de façon identique, la relation entre les éclairements aux distances d_1 et d_2 de la source: $E_1 = E_2 \cdot d_2^2 / d_1^2 \quad (5)$

Ordre de grandeur d'éclairements usuels : $\approx 10 \text{ lx}$ à $\approx 1000 \text{ lx}$

Exemples : stade de foot avec retransmission TV : 1000 ou 2000 lx (coupe du monde).

Eclairage de sécurité dans un stade : 50 lx afin de permettre l'évacuation de la foule.

Ecran de cinéma : 20 à 40 lx. Locaux d'enseignement : 300 à 500 lx. Tertiaire : 500 lx et davantage pour certaines activités de commerce. Industrie : 100 à 1000 lx selon les secteurs d'activités, les tâches accomplies et la nature des locaux.

1.1.2. Éclairage d'une salle d'enseignement

Un calcul élémentaire peut donner une indication très approximative du nombre de tubes. En considérant que le flux lumineux total Φ_T n'éclaire que la surface utile de la salle (sous entendu pas les murs) par application de la relation (3), on trouve un flux total de 70 000 lm, soit 14 tubes fluorescents.

1.1.3. Lampe à induction

À partir de la définition de l'intensité lumineuse $I = \frac{\Phi}{2\pi(1 - \cos\alpha)}$, on trouve $I = 490 \text{ cd}$

avec $\alpha \approx 50^\circ$ qui est déterminé graphiquement à partir du dessin de la lampe. I est établi de la mesure de E par

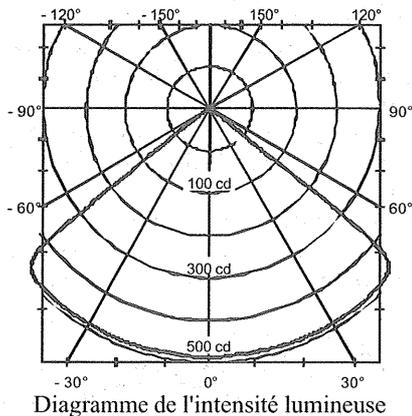
la relation $I = \frac{E}{\cos \theta} d^2$ tirée de (4).

Avec la relation (4), si le réflecteur concentre uniformément le flux lumineux uniquement dans l'angle plan 2α , l'éclairement est constant pour toute surface perpendiculaire au rayonnement, située à la distance d et comprise entre $-\alpha$ et α (α demi-angle du réflecteur).

Dans ces conditions, pour $d = 1 \text{ m}$, $E = 490 \text{ lx}$.

Pour $\gamma > |\alpha|$ $E = 0$.

L'allure du $I(\gamma)$ se déduit des mêmes considérations sur le réflecteur et la direction d'émission lumineuse



1.1.4. Capteur

Principe de l'effet photoélectrique : création d'un courant électrique par l'augmentation du nombre d'électrons et de trous libres dans un semiconducteur touché par un rayon lumineux. Ce courant électrique est proportionnel à la quantité de lumière reçue.

Propriétés des capteurs : étendue de mesure, linéarité, réponse spectrale selon la sensibilité de l'œil, précision, sensibilité.

1.2. Mesures

1.2.1. Éclairage d'une salle d'enseignement

E varie entre 170 lx dans la zone la moins éclairée où manquent des tubes fluorescents sur les luminaires et 450 lx à 8 heures du matin en hiver (faible apport de lumière extérieure). A 12 heures avec l'ensoleillement par des ouvertures supérieures en toiture et sur le pignon, l'éclairage varie entre 190 et 510 lx. L'éclairage naturel mesuré varie de 50 à 140 lx selon l'endroit.

Système d'éclairage : 3 rangées de 9 luminaires, chacun avec 2 tubes fluorescents en principe, soit 54 sources lumineuses au maximum. 1 tube manque et 5 ne fonctionnent plus.

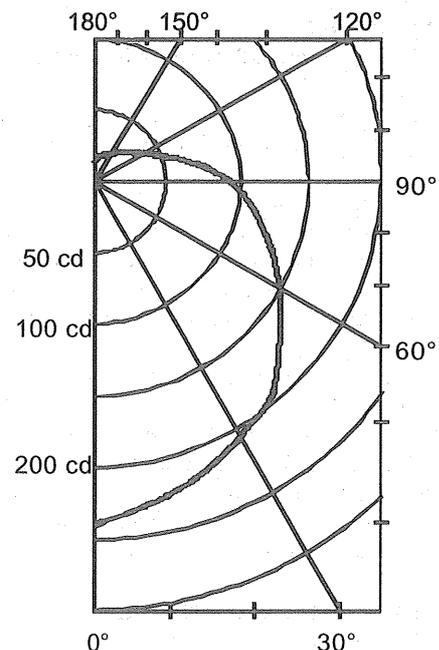
Tous les tubes (diamètre 26mm, longueur 1,5m) diffusent une lumière blanche, hormis 5 tubes de diamètre plus grand (50 mm) dont la couleur est sur le blanc-gris et un sur le blanc-jaune. Les luminaires et réglettes sont identiques et d'origine (1968).

1.2.2. Lampe à induction

Conditions de mesure : le local est de type couloir ($\approx 6 \times 2$ m), avec les murs gris clairs, le sol et le plafond qui réfléchissent la lumière.

Le dispositif expérimental est posé sur le sol.

Le diagramme de l'intensité lumineuse est établi à partir des mesures d'éclairage E et de la relation (4) vue en préparation $I = E d^2$ pour $\theta = 0$ et distance $d = 850$ mm.



Intensité lumineuse. Lampe à induction Genura de G E Lighting. 23 W – 1100 lm – 230 V

Mesure de l'éclairage en fonction de la distance dans l'axe de la lampe ($\gamma = 0$) et perpendiculairement à l'émission du flux lumineux ($\theta = 0$).

d (mm)	830	730	630	530
E (lx)	345	430	574	800
d (mm)	430	330	230	130
E (lx)	140	1840	3580	10130

On vérifie pour quelques points la variation de E en $1/d^2$

$E_{530\text{mm}} = 800 \text{ lx} \approx E_{850\text{mm}} \cdot (830/530)^2 = 846 \text{ lx}$, soit un écart de près de 5%. Voir l'analyse de ces mesures en 1.3.2.

1.3. Exploitation

1.3.1. Éclairage d'une salle d'enseignement

Commentaires :

- Éclairage inégal de la salle, zones plus ou moins bien éclairées : les conditions de travail peuvent être fatigantes à la longue.

- Tubes manquants ou ne fonctionnant plus : l'entretien et la maintenance peuvent être améliorés.

- Tubes de couleurs différentes : contacter le fournisseur ou l'acheteur pour les raisons de changement du type de tubes. Pas de gêne a priori pour les étudiants.

- Luminaires d'origine (1968), non entretenus semble-t-il.

- Ajoutons le bruit émis par les ballasts qu'on ne peut percevoir qu'en conditions particulièrement silencieuses (examen par exemple). Il traduit le vieillissement des composants magnétiques (inductances, autotransformateurs,...).

Nombres de sources estimé et installé :

Par application de la loi de base $n\Phi = E.S$, avec n nombre de sources et Φ flux d'une source, on trouve n théorique = 14. Il est intéressant de constater que cette valeur est 3 fois plus petite que la valeur réelle $n = 48$. En s'interrogeant sur les raisons de cette grande différence, l'étudiant est amené à reconsidérer la formule et à prendre en compte d'autres paramètres qu'il aura déjà intégrés lorsque la méthode rigoureuse de calcul d'éclairage lui sera présentée.

L'écart des nombres de sources estimé et installé provient du flux lumineux et plus précisément du flux utile déduit de l'éclairage exigé de la surface de travail, qui n'est pas celui émis par les sources lumineuses installées.

Les différentes grandeurs à prendre en compte dans un avant projet d'éclairage apportent une réponse à cette différence de flux lumineux. Ces grandeurs, parmi d'autres et que l'on a négligées, sont relatives :

- au local : dimensions (L, l et h); réflexion de la lumière par les murs, plafonds et plan de travail,
- aux luminaires : hauteur de suspension, type, rendement,
- aux évolutions dans le temps : vieillissement des sources, empoussièrement.

Tous ces éléments sont nécessaires pour mener convenablement à bien un projet d'éclairage qui sort du cadre de ce travail et peut être développé par ailleurs.

Citons des logiciels d'éclairage : DIALUX et EULUMDAT d'OSRAM, MAZDALUX de Mazda qui peuvent être utilisés. Le lecteur trouvera des informations dans l'article de M. Vandeplanque dans le numéro 24 de cette revue.

Coûts

Facteurs qui interviennent dans les différents coûts :

Investissement :

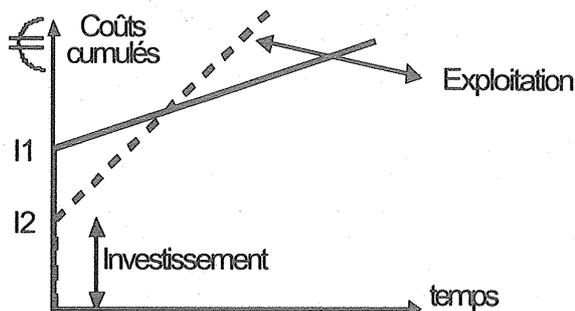
Source lumineuse : type et technologie, auxiliaires (ballasts magnétiques ou électroniques, condensateurs, starters), nombre.

Luminaires : type et technologie (haut rendement), nombre.

Installation : nature, occupation du local et hauteur des luminaires et sources (conditions et temps d'installation).

Fonctionnement : efficacité lumineuse des sources en W/lm, puissance des ballasts => coût d'énergie, rendement des luminaires.

Maintenance : nombre de lampes et éventuellement starters, hauteur des lampes (équipement + temps de changement), entretien des luminaires.



1.3.2. Lampe à induction

Analyse de la courbe d'intensité lumineuse :

L'intensité lumineuse n'est pas constante dans l'angle d'émission du réflecteur (+/-50°) de la lampe et tout le rayonnement n'y est pas concentré.

Une grande partie du rayonnement lumineux est concentrée sur +/- 40°, l'intensité diminuant de manière plus importante au delà de cet angle (50 cd entre 40° et 60°).

On note un rayonnement à l'arrière de la lampe.

Comparaison aux prédéterminations :

- Intensité lumineuse I dans l'axe de la lampe ($\gamma = 0^\circ$).

Valeur théorique $I = 490$ cd. Mesure $I = 238$ cd. Au-delà des erreurs de mesures qui seront détaillées plus loin, les sources d'erreur sur le calcul de I à partir de la relation $I = \Phi / 2\pi (1 - \cos \alpha)$ peuvent provenir :

- du flux lumineux Φ dont la valeur exacte n'est pas connue après la durée de fonctionnement estimée à 200 heures de la lampe,
- de l'angle d'émission α qui est différent de 50° (cf. diagramme $I(\gamma)$),
- de Φ et α : tout le flux lumineux n'est pas concentré dans l'angle solide Ω délimité par le réflecteur d'un total 2α . On peut diminuer Φ ou augmenter α . Pour corriger, à $\Phi = 1100$ lm et $I = 238$ cd, on trouve un angle d'émission $2 \times \alpha = 2 \times 75^\circ$. On retrouve cette valeur sur le diagramme $I(\gamma)$.

- Éclairement E à 1 m à $\gamma = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$:

Valeur théorique $I = 490 \text{ lx}$. Mesure $E = 345 \text{ lx}$ à 830 mm, soit 238 lx à 1 m. Les sources d'erreur sur le calcul ont la même origine (erreur sur I) mentionnée précédemment.

- Allure de $I(\gamma)$:

- I n'est pas constant sur $\pm 50^\circ$: les conditions de réflexion du flux lumineux modifiées par l'antenne amènent une non-uniformité de I,

- La direction d'émission de Φ n'est pas limitée à $\pm 50^\circ$: la géométrie du réflecteur n'est pas aussi simple à modéliser qu'un cône d'ouverture 100° ; la diffusion et les réflexions de la lumière par le local interviennent également.

- Rayonnement à l'arrière: la lumière réfléchie par les murs et le sol de la pièce amènent une intensité lumineuse, certes faible ($< 10 \text{ Cd}$), à l'arrière de la source qui ne rayonne pas cette direction opposée à celle de son émission.

Éclairement E en fonction de d^2 :

La relation $E_1 = E_2 \frac{d_2^2}{d_1^2}$ se vérifie bien pour $d > 500 \text{ mm}$ avec un écart inférieur à 10% et en prenant pour référence E à 830 mm. Pour $d < 500 \text{ mm}$ et en se rapprochant de la source de lumière, l'écart augmente (39% à 130 mm) car les erreurs de distance par rapport à la source qui n'est pas ponctuelle sont plus importantes.

Sources d'erreur:

Elles se situent principalement au niveau:

- du capteur: calibration, positionnement (d , γ et θ), décalage du centre du capteur par rapport à l'axe de la lampe,
- de la source qui n'est pas ponctuelle avec l'incertitude sur la distance d ,
- du support expérimental: position de l'axe de l'articulation du bras du capteur, précision du disque gradué,
- des conditions de mesure: réflexion des murs et sols, de l'opérateur qui maintient la bras support du capteur et de ses erreurs de lecture sur γ .

Flux lumineux Φ à partir de E:

Comme $\Phi = \iint E \cdot dS$, il faut intégrer pour tout élément de surface l'éclairement mesuré provenant uniquement de la source lumineuse et non des réflexions dans le local.

1.4. Retour d'expérience du TP

Ce TP fait suite à un cours sur les grandeurs et lois de la photométrie qui en constituent les pré requis. Il ne présente pas de problèmes particuliers dans son déroulement et sa mise en oeuvre. Les principales difficultés rencontrées par les étudiants apparaissent dans l'établissement du diagramme de l'intensité lumineuse. Malgré leurs connaissances mathématiques des courbes planes, ils ont du mal à transférer et appliquer le système de coordonnées polaires à la grandeur qu'il mesure. De même la compréhension de diagramme d'intensités lumineuses fournis par des constructeurs n'est pas toujours immédiate.

Les étudiants arrivent majoritairement à s'informer sur le domaine de l'éclairage tant au niveau des technologies que de l'avant-projet par le biais des sites Internet indiqués ou qu'ils trouvent eux mêmes, par les cours qu'ils ont reçus antérieurement (en licence d'Ingénierie Électrique, BTS ou IUT...), ou par les ouvrages généraux qui abordent ce thème. Les compétences visées dans ce TP sont pour la plupart acquises, ce qui nous conforte dans la démarche retenue.

La partie expérimentale sur la lampe à induction vient après le cours et permet l'assimilation des 3 grandeurs photométriques (flux lumineux, intensité, éclairement). L'autre partie sur l'éclairage de la salle précède et prépare le cours d'avant-projet d'éclairage, auquel les étudiants auront été sensibilisés en étant confronté au problème. Les séances d'avant projet ne sont pas la simple application d'une méthode avec des résultats numériques, mais s'appuient ainsi sur un vécu et une réflexion soutenue.

MACHINE SYNCHRONE : DE LA BOUCLE OUVERTE A L'AUTOPILOTAGE

Nicolas BERNARD

Ecole Normale Supérieure de Cachan

Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ

e-mail : bernard@bretagne.ens-cachan.fr

Résumé : Pour les applications à vitesse variable, la machine synchrone pilotée en boucle ouverte de vitesse et de position présente un comportement très instable. Une variation brutale de charge, crée des oscillations de couple et de vitesse très peu amorties qui provoquent généralement le décrochage de la machine. Une analogie avec le système mécanique, représenté au chapitre II, illustre assez bien ces phénomènes. L'objectif, dans un premier temps, est d'étudier ce comportement par une mise en équation simple, basée sur la résolution de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée aux systèmes en rotation. Cette approche, peu connue, nous amènera naturellement, dans un second temps, à envisager une solution plus "robuste", bien connue sous le nom d'autopilotage, dont le principe est de maintenir les champs statorique et rotorique en parfait synchronisme. Dans cette optique, la mise en oeuvre de la commande, dite en "abc", est finalement proposée dans sa version la plus élémentaire, à partir d'un codeur de position de type incrémental et d'une électronique numérique de commande à base d'EPROM's.

Le fonctionnement de la machine synchrone couplée au réseau, fonctionnant en génératrice et à fréquence fixe, est en général bien connu et bien traité dans la littérature [CHA]. Depuis de nombreuses années maintenant, l'enseignement privilégie ce mode de fonctionnement au détriment du mode de fonctionnement en moteur et à fréquence variable qui nécessite, il est vrai, une approche un peu différente. Quant à la machine synchrone autopilotée, alimentée par un commutateur de courant à thyristors en commutation naturelle (ex. du TGV Atlantique), il s'agit d'un cas trop particulier pour introduire le principe général de l'autopilotage.

Les évolutions récentes des composants semi-conducteurs de l'électronique de puissance, associées aux performances croissantes de l'informatique industrielle (μ contrôleurs, DSP,...) ont accéléré le renouvellement du parc des entraînements électromécaniques. La nécessité d'adapter l'enseignement à cette évolution rapide devient donc indispensable.

I. Généralités sur la machine synchrone

Les machines de type synchrone représentent aujourd'hui une part importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie et couvrent une gamme de puissance très large qui s'étend de quelques μ W, jusqu'à 1 GW environ. Traditionnellement, les fortes puissances restent le domaine réservé de la production d'électricité. En fonctionnement moteur, en revanche, les puissances installées dépassent rarement quelques dizaines de MW. Le moteur synchrone fonctionnant en vitesse variable le plus puissant connu à ce jour, d'une puissance de 100 MW, a été conçu pour une soufflerie de la NASA (figure 1c).

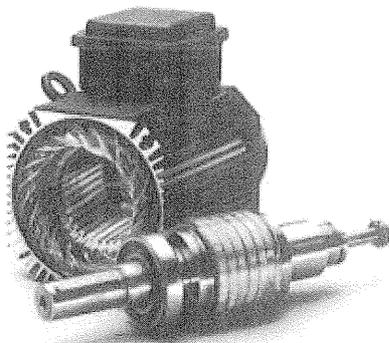


Figure 1a : moteur industriel à aimants permanents qq kW
(doc. aimants Philips)



Figure 1b : démonstrateur de propulsion navale à aimants permanents, 1.8 MW

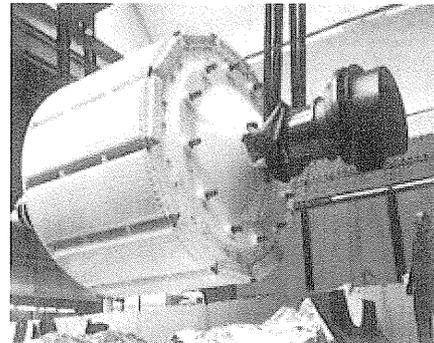


Figure 1c : rotor de moteur synchrone 100 MW (à 600 tr/mn) [ABB]

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19^{ème} siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants. L'utilisation d'aimants permanents est aujourd'hui quasiment systématique pour les puissances inférieures à 10 kW et s'étendent maintenant vers les fortes puissances (au delà du MW). Au-delà, le coût d'utilisation d'aimants devient souvent prohibitif (de l'ordre de 150 euros/kg pour le Nd/FB). Seules quelques applications très spécifiques, comme par exemple la propulsion navale où les contraintes d'encombrement sont majeures, envisagent l'utilisation des aimants pour des fortes puissances (4.5 MW à 120 tr/min [LET]).

a. Exemples usuels de moteurs à aimants permanents

Il existe pour ces machines de nombreuses topologies. Les types de moteurs présentés ci-dessous représentent les plus courantes.

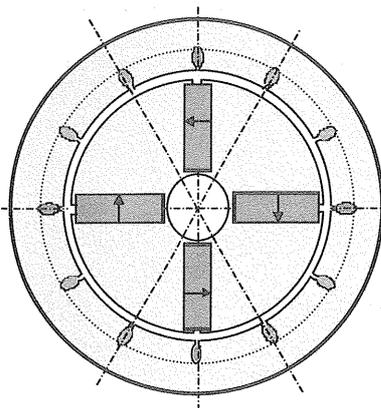


Figure 2a :
machine à concentration de flux

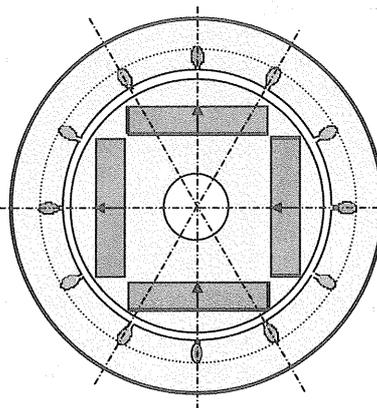


Figure 2b :
machine à aimants enterrés

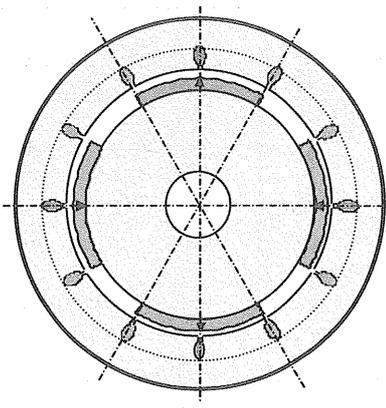


Figure 2c :
machine à aimants collés

b. Le calcul du couple électromagnétique (hyp d'un entrefer constant)

Parce que nous nous intéressons ici au pilotage de la machine, nous devons exprimer le couple électromagnétique en fonction des grandeurs utiles à la commande, c'est-à-dire les f.e.m. (celles que l'on peut observer à vide) et les courants. Il est important de noter que ces deux grandeurs sont, en fonctionnement moteur non autopiloté, complètement indépendantes. Les courants sont imposés, en forme, en amplitude et en fréquence par des consignes via des boucles de régulation alors que les f.e.m. dépendent de la répartition des bobinages (pas raccourcis, pas répartis...), de la forme de l'induction dans l'entrefer créée par l'inducteur et leur amplitude est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

On peut classer, en première approche, ces machines en deux familles selon l'allure des f.e.m. :

- les machines dites à f.e.m. trapézoïdales pour lesquelles la forme de courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur le couple) est de type créneaux à 120°,
- les machines dites à f.e.m. sinusoïdales. Celles-ci sont constituées d'un bobinage dont les spires sont réparties de manière à ce que la densité de courant, aux discontinuités des encoches près, suive une évolution sinusoïdale [MIL]. La forme de courant la plus appropriée est alors la forme sinusoïdale.

Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à f.e.m. trapézoïdales en courants sinusoïdaux et vice-versa. L'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités attendues pour l'application (faible coût avec les premières, grande qualité de couple avec les secondes).

Étudions le cas d'une machine synchrone triphasée à p paires de pôles et à entrefer constant. Lorsque l'on s'intéresse à la commande des machines, la plupart des modèles utilisés ne prennent pas en considération les effets de saturation magnétique et les pertes d'origine magnétique. Le modèle de la machine synchrone à pôles lisses et fonctionnant en régime linéaire est le modèle de Behn-Eschenbourg. Le schéma équivalent et le diagramme de Fresnel qui lui sont associés sont représentés figures 3 et 4. Nous supposons les f.e.m. parfaitement sinusoïdales (si la machine est à f.e.m. trapézoïdales, l'étude au premier harmonique reste applicable) et les pertes Joule négligées (acceptable en forte puissance et/ou haute vitesse).

E : f.e.m. à vide,
X = Lω : réactance synchrone.

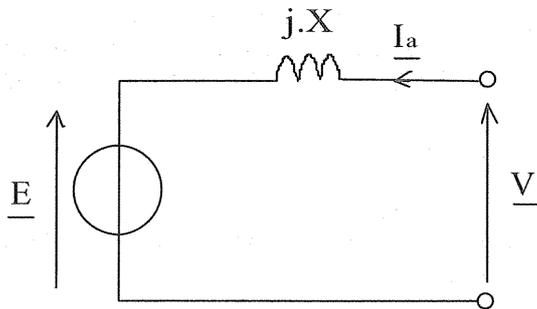


Figure 3 : modèle électrique d'une machine à pôles lisses en fonctionnement linéaire et sans pertes Joule

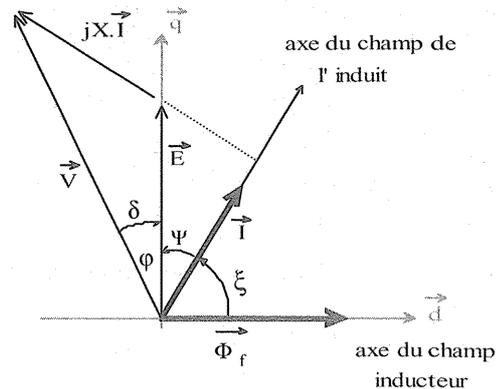


Figure 4 : diagramme vectoriel d'une machine à pôles lisses

Le couple électromagnétique instantané, pour une vitesse donnée, peut se calculer de la manière suivante :

$$Cem(t) = \frac{P_{em}(t)}{\Omega} = \frac{e_a(t).i_a(t) + e_b(t).i_b(t) + e_c(t).i_c(t)}{\Omega} \quad (1)$$

Avec les expressions suivantes, où ψ est l'angle de déphasage entre f.e.m. et courants :

$\begin{aligned} e_a(t) &= p.\Phi_f.\Omega.\sqrt{2} \sin(p\Omega t) \\ e_b(t) &= p.\Phi_f.\Omega.\sqrt{2} \sin\left(p\Omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c(t) &= p.\Phi_f.\Omega.\sqrt{2} \sin\left(p\Omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$	pour les f.e.m. (2)	$\begin{aligned} i_a(t) &= I\sqrt{2} \sin(\omega_s t - \Psi) \\ i_c(t) &= I\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \Psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ i_b(t) &= I\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \Psi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$	pour les courants statoriques : (3)
--	---------------------	---	---

A partir des relations (1), (2) et (3), on obtient :

$$Cem(t) = 3 p.\Phi_f. I.\cos[(p\Omega - \omega_s)t + \Psi] \quad (4)$$

Le couple électromagnétique moyen est non nul pour la condition :

$$p\Omega = \omega_s \quad (5)$$

Dans cette condition, c'est-à-dire lorsque les deux champs sont synchrones, le couple moyen devient :

$$Cem = 3 p.\Phi_f. I.\cos\Psi \quad (6)$$

Pour la machine synchrone, cette condition, dite de synchronisme, n'est pas naturelle. Nous allons donc étudier dans les chapitres suivants cette particularité et le comportement de la machine en mode non autopiloté appelé aussi mode synchrone.

II. Analogie électrique/mécanique

Le système mécanique de la figure.5, représente deux plateaux dont l'un (le supérieur) entraîne l'autre en rotation par l'intermédiaire d'un ressort. La position relative du plateau supérieur par rapport au plateau inférieur est donnée par les marques en traits noirs. Une charge de masse $m1$, en exerçant un effort sur le ressort, provoque l'écartement de ces deux repères d'un angle ξ . L'apport d'une charge supplémentaire, de masse $m2$, de façon brusque, provoque l'apparition d'oscillations transitoires de l'angle ξ , plus ou moins longues suivant la raideur du ressort (figure 6). Ce comportement illustre tout à fait le fonctionnement d'une machine synchrone (non autopilotée), dont les deux marques représenteraient l'orientation des champs magnétiques, de l'induit et de

l'excitation, dans le cas d'un fonctionnement moteur. Le champ de l'induit (le plateau supérieur) attire le champ de l'excitation (plateau inférieur). Notons que dans le cas de la machine synchrone à pôles lisses, lorsque l'écart ξ dépasse $\pi/2$, la machine décroche et cale.

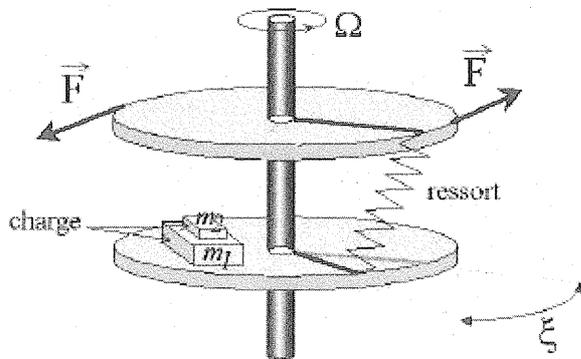


Figure 5 : analogie avec un système mécanique

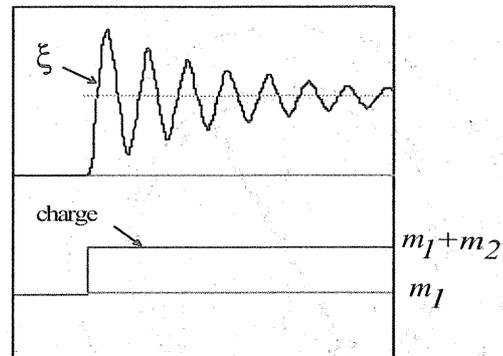


Figure 6 : illustration des oscillations transitoires

III. La machine synchrone en boucle ouverte de vitesse et de position

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit, donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de "s'accrocher". D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire. Ces limites de fonctionnement sont étudiées en introduisant les notions de stabilité statique et de stabilité dynamique. Ce sont deux approches différentes mais complémentaires qui définissent complètement les conditions de stabilité d'une machine synchrone lorsqu'elle fonctionne sans autopilotage.

Afin d'être rigoureux dans notre analyse, il convient de définir certaines conventions (figure 8) :

- nous travaillerons en convention moteur (la puissance est positive en fonctionnement moteur et négative en fonctionnement générateur),
- l'orientation des vecteurs vitesse de rotation et couple (appelés aussi vecteurs axiaux [FOUR]) est donnée par la règle du tire bouchon,
- les angles sont définis positifs lorsqu'ils sont orientés dans les sens + en partant de l'axe du champ inducteur qui leur sert de référence.

A : La stabilité statique

La stabilité, dite statique, est décrite par la caractéristique qui représente l'évolution du couple électromagnétique en fonction de l'écart angulaire entre les champs d'excitation et de l'induit pour des amplitudes de tension et de courant données et pour un fonctionnement au synchronisme. Elle définit donc l'ensemble des points de fonctionnement stables du moteur.

D'après la figure 7, lorsqu'une seule phase est alimentée par un courant continu, celle-ci produit un champ magnétique H_a dont les lignes sont représentées en traits pointillés. Si le rotor aimanté est laissé libre, celui-ci va venir se placer dans la position où le flux sera maximum. Le rotor va donc tourner de manière à annuler l'angle ξ et restera ainsi dans cette position si le champ généré par le stator reste fixe. Cette position, pour laquelle $\xi=0$, correspond donc à une position stable. Dans la position présentée figure 7, si l'angle ξ est positif, le couple créé et la vitesse de rotation sont de mêmes signes et positifs. A partir de l'expression 6 et du diagramme de la figure 4 (permettant d'établir la relation entre ξ et Ψ : $\xi = \pi/2 - \Psi$), on montre que l'évolution du couple électromagnétique en fonction de l'angle ξ est sinusoïdale (figure 9).

Si maintenant le champ H_a (produit cette fois par trois bobinages décalés de 120°) tourne uniformément dans le sens + et que le couple de charge C_l s'équilibre parfaitement avec le couple électromagnétique créé par la machine, l'écart angulaire entre le champ de l'induit et le champ inducteur restera constant tel que $\xi = \xi_l$ (figure 9).

Lors d'une variation brusque de la charge d'une valeur C_1 à la valeur C_2 le rotor aura tendance à "rester sur place" et l'angle ξ à augmenter. D'après la figure 9, on voit qu'en passant d'un écart angulaire ξ_1 à ξ_2 , le couple électromagnétique augmente et rééquilibre donc le couple moteur au couple de charge.

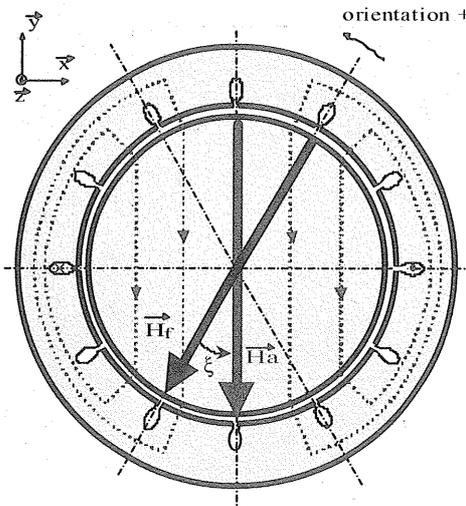


Figure 7 : représentation des champs

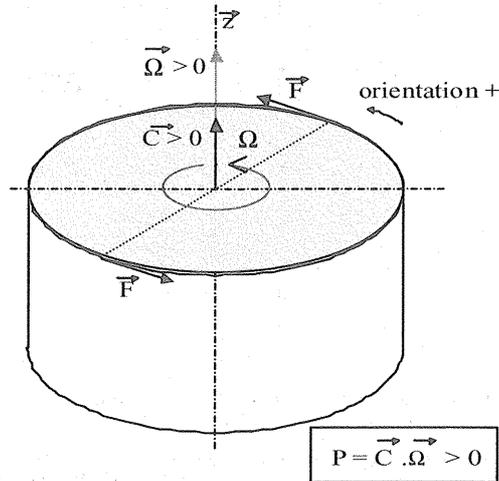


Figure 8 : définition des conventions utilisées

Le fonctionnement est donc stable si, à vitesse constante, l'écart angulaire ξ est compris entre $+$ et $-\pi/2$. Cette condition se traduit, pour les conventions choisies, par la relation :

$$\frac{\partial C_{em}}{\partial \xi} > 0 \tag{7}$$

La stabilité statique est donc obtenue pour :

$$-\frac{\pi}{2} < \xi < +\frac{\pi}{2} \tag{8}$$

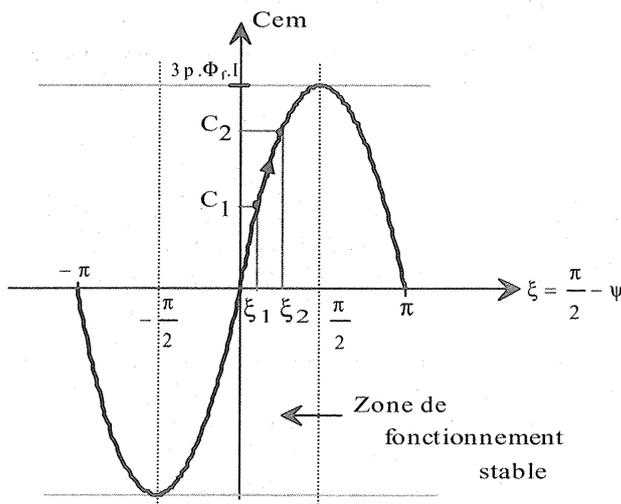


Figure 9 : Caractéristique statique d'une machine à pôles lisses en boucle ouverte (non autopilotée)

En un point (C_1, ξ_1) de la caractéristique statique, tracée à partir de l'équation (4), la pente est donnée par la relation :

$$\left. \frac{dC_{em}}{d\xi} \right|_{\xi_0} = 3.p.\Phi_f.I.\cos(\xi_0) = K_s(\xi_0) \tag{9}$$

Ce terme K_s , est appelé le coefficient de couple synchronisant. Il donne une image de la raideur du "lien" (virtuel puisqu'il s'agit de forces électromagnétiques) entre le champ inducteur et le champ de l'induit.

B : La stabilité dynamique

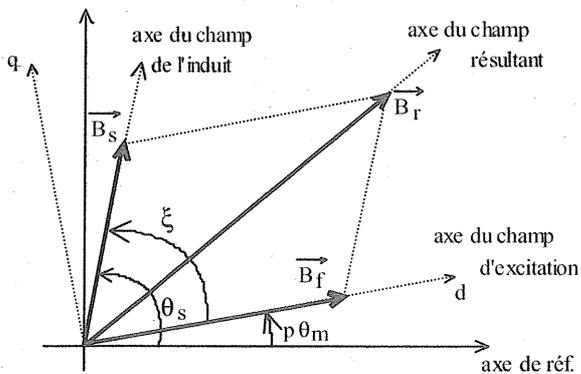
Nous allons montrer qu'à partir de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée aux systèmes en rotation, il est possible d'étudier de façon simple [BER] l'évolution de la vitesse lorsque la machine est soumise à différentes perturbations (échelon de fréquence statorique par exemple).

Désormais nous travaillerons avec l'angle ψ . Son évolution en fonction de différentes perturbations est obtenue à partir de l'équation fondamentale de la dynamique.

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} = C_{em} - C_{asy} - f \cdot \Omega - C_0 \quad (10)$$

- C_{em} : couple électromagnétique
- C_{asy} : couple asynchrone
- f : coefficient de frottements visqueux
- C_0 : couple de frottements secs

La représentation vectorielle des champs ci-après permet d'établir la relation (11).



$$p\theta_m = \theta_s - \left(\frac{\pi}{2} - \Psi \right) \quad (11)$$

Figure 10 : représentation vectorielle des champs

Les effets amortisseurs (terme C_{asy}) ont pour causes :

- ⇒ les frottements visqueux,
- ⇒ les pertes magnétiques dues au glissement du champ rotorique par rapport au champ de l'induit pendant les régimes transitoires.

Concernant les pertes magnétiques, une première approche consiste à introduire dans l'équation fondamentale de la dynamique un terme proportionnel à $d\Psi(t)/dt$ (donc proportionnel au glissement), avec pour coefficient multiplicateur K_D [CHA]. On appelle K_D , le coefficient de couple asynchrone créé par les pertes magnétiques. Il s'exprime en Ws^2/rad . Cette mise en équation simpliste des pertes dues au glissement, permet néanmoins d'établir une expression assez précise de la constante de temps d'amortissement des oscillations.

L'équation de la dynamique s'écrit donc :

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} = 3p \cdot \Phi_f \cdot I \cdot \cos\Psi - C_0 - \frac{f}{p} \cdot \frac{d\theta}{dt} - K_D \cdot \frac{d\Psi}{dt} \quad (12)$$

Avec la relation (11) :

$$\frac{J}{p} \left(\frac{d^2\theta_s}{dt^2} + \frac{d^2\Psi}{dt^2} \right) = 3p \cdot \Phi_f \cdot I \cdot \cos\Psi - C_0 - \frac{f}{p} \left(\frac{d\theta_s}{dt} + \frac{d\Psi}{dt} \right) - K_D \cdot \frac{d\Psi}{dt} \quad (13)$$

Il s'agit d'une équation différentielle du second ordre en Ψ , à coefficients non constants. Pour des petites variations, une linéarisation autour d'un point de repos permet l'écriture d'une solution analytique simple.

Soit :

$$\begin{aligned}\Psi(t) &= \Psi_0 + \Delta\Psi \\ \theta_s(t) &= \theta_{s0} + \Delta\theta_s\end{aligned}$$

$$\cos(\Psi_0 + \Delta\Psi) = \cos\Psi_0 \cdot \cos\Delta\Psi - \sin\Psi_0 \cdot \sin\Delta\Psi \approx \cos\Psi_0 - \sin\Psi_0 \cdot \Delta\Psi$$

Après linéarisation autour du point de fonctionnement :

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\Delta\Psi}{dt^2} + \left(\frac{f}{p} + K_D \right) \cdot \frac{d\Delta\Psi}{dt} + 3p \cdot \Phi_f \cdot I \cdot \sin(\Psi_0) \cdot \Delta\Psi = 3p \cdot \Phi_f \cdot I \cdot \cos(\Psi_0) \cdot C_0 - \frac{J}{p} \cdot \frac{d\Delta\omega_s}{dt} - \frac{f}{p} \cdot \Delta\omega_s - K_D \cdot \Psi_0 \quad (14)$$

Soit s , la variable de LAPLACE, alors :

$$\left[s^2 + \left(\frac{f}{J} + \frac{pK_D}{J} \right) s + \frac{pK_S}{J} \right] \cdot \Delta\Psi(s) = - \left[s + \frac{f}{J} \right] \cdot \Delta\omega_s(s) \quad (15)$$

Avec $K_S = 3p \cdot \Phi_f \cdot I \cdot \sin\Psi_0$, que l'on appelle le coefficient de couple synchronisant [CHA].

Finalement :

$$\boxed{\frac{\Delta\Psi(s)}{\Delta\omega_s(s)} = - \frac{s + \frac{f}{J}}{s^2 + \left(\frac{f}{J} + \frac{pK_D}{J} \right) s + \frac{pK_S}{J}}} \quad (16)$$

On pose :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{p \cdot K_S}{J}} \quad \text{pulsation naturelle} \quad (17)$$

$$Z = \frac{1}{2} \cdot \frac{f + p \cdot K_D}{\sqrt{J \cdot p \cdot K_S}} \quad \text{amortissement} \quad (18)$$

Pour une machine à aimants, l'amortissement est très faible (environ 0.05). Donc, pour un échelon de fréquence (donc de vitesse), l'angle Ψ présente des oscillations très peu amorties provoquant le décrochage de la machine si la valeur $\pi/2 - \Psi$ dépasse la valeur critique de $\pi/2$ (toujours pour une machine à pôles lisses).

Réponse à un échelon de fréquence :

Si $\Delta\omega_s(s) = \frac{\omega_{s0}}{s}$, alors :

$$\Delta\Psi(s) = - \omega_{s0} \cdot \frac{\left(s + \frac{f}{J} \right)}{s \left[s^2 + \left(\frac{f}{J} + \frac{pK_D}{J} \right) s + \frac{pK_S}{J} \right]} \quad (19)$$

D'après la relation (11) :

$$p \cdot \Delta\Omega(s) = \Delta\omega_s - s \cdot \Delta\Psi(s)$$

Donc :

$$\Delta\Omega(s) = \frac{1}{p} \cdot \frac{\omega_{s0}}{s} - \frac{1}{p} \cdot \frac{\omega_{s0}}{\omega_n^2} \cdot \frac{\left(s + \frac{f}{J} \right)}{\left(1 + \frac{2Z}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2} \right)} \quad (20)$$

Alors, pour $Z < 1$ et avec $u(t)$ la fonction échelon unité :

$$\Omega(t) = \Omega_0 + \frac{\omega_{s0}}{p} \cdot u(t) - \frac{\omega_{s0}}{p} \cdot \frac{e^{-Z\omega_n t}}{\sqrt{1-Z^2}} \cdot \sin\left(\omega_n \sqrt{1-Z^2} \cdot t + \pi - \arccos Z\right) \cdot u(t) - \frac{f \cdot \omega_{s0}}{J \cdot p \cdot \omega_n} \cdot \frac{e^{-Z\omega_n t}}{\sqrt{1-Z^2}} \cdot \sin\left(\omega_n \sqrt{1-Z^2} \cdot t\right) \cdot u(t)$$

(21)

L'influence du zéro de la fonction de transfert est très faible, et ceci, d'autant plus que l'inertie est importante et les frottements visqueux faibles. Dans ce cas, l'expression de la vitesse se ramène à :

$$\Omega(t) = \Omega_0 + \frac{\omega_{s0}}{p} \cdot u(t) - \frac{\omega_{s0}}{p} \cdot \frac{e^{-Z\omega_n t}}{\sqrt{1-Z^2}} \cdot \sin\left(\omega_n \sqrt{1-Z^2} \cdot t + \pi - \arccos Z\right) \cdot u(t)$$

(22)

Pulsation des oscillations libres amorties :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{pK_S}{J} - \left(\frac{f + pK_D}{2J}\right)^2}$$

(23)

Constante de temps d'amortissement :

$$\tau_D = \frac{2J}{f + pK_D}$$

(24)

Les machines utilisées en variation de vitesse, (en robotique par exemple) ne sont par munies d'amortisseurs de Leblanc. Le coefficient K_D est donc très faible et la constante de temps d'amortissement peut devenir très grande.

Des essais effectués sur une machine à aimants à concentration de flux (voir annexe), ont montré que la constante de temps d'amortissement des oscillations pouvait être de plusieurs secondes (Figure 11).

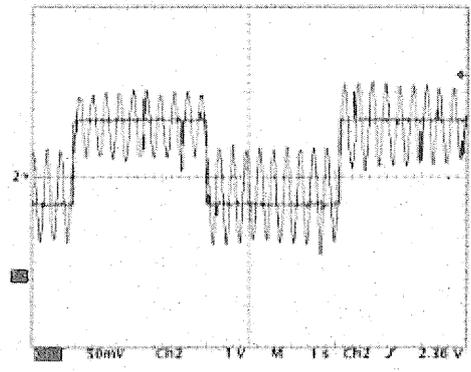


Figure 11: expérimentation
Essai indiciel en vitesse entre 1000 et 1200 tr/min

IV. Alimentation en courant et en boucle ouverte de vitesse et de position

Un moteur électrique peut être alimenté soit en courant soit en tension. Dans le premier cas, ce sont les courants qui sont imposés et que l'on contrôle. Dans le second cas, ce sont les tensions. En fait, il existe très peu d'applications à alimentation en tension pour un fonctionnement moteur. Le contrôle du courant, pendant les accélérations notamment, est impératif sauf dans quelques cas rares de petits moteurs (quelques dizaines de W) pour lesquels les effets résistifs sont prédominants par rapport aux effets inductifs. Dans la suite de ce document, nous aborderons donc, plus précisément, le cas des machines pilotées en courant. La source d'alimentation est alors obtenue à partir d'une source de tension munie d'une régulation en courant.

Le schéma de la figure suivante représente une commande dite synchrone, c'est-à-dire non autopilotée. Les trois boucles de régulation munies de correcteurs PI permettent d'imposer des courants statoriques à l'image des trois courants de consigne (i_a^* , i_b^* , i_c^*). Ces trois courants de consigne doivent être sinusoïdaux et former un système triphasé équilibré si l'on souhaite obtenir un champ tournant statorique uniforme (théorème de FERRARIS). Pour cela, une méthode simple consiste à utiliser trois EPROM's (Figure 12). En pratique, seuls deux des trois courants sont mesurés. Le troisième est déduit simplement des deux premiers puisque l'on fonctionne en régime triphasé équilibré (somme des trois courants nulle).

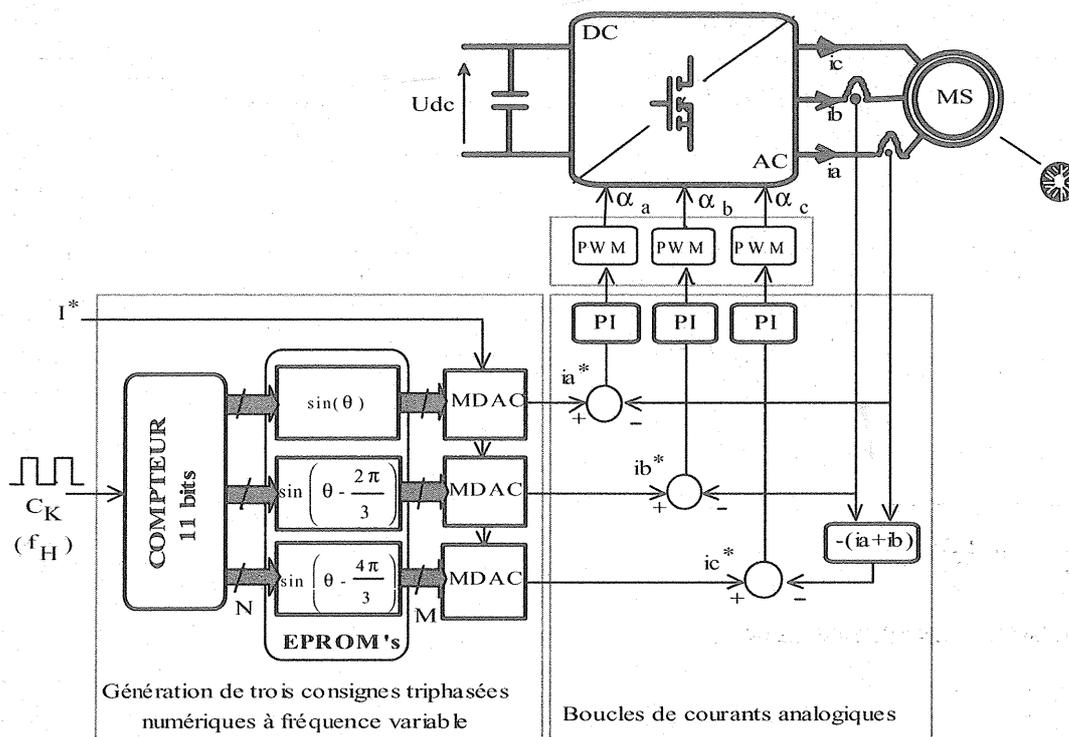


Figure 12 : schéma de principe d'une commande en mode synchrone.

Ici, chaque EPROM contient 2^N mots de M bits. Ces 2^N mots sont adressés successivement par les sorties d'un compteur ($Q_0 \dots Q_N$) pour recréer une sinusoïde numérique codée sur M bits. La fréquence de la sinusoïde ainsi générée est imposée par la fréquence f_H du signal C_K , appliqué à l'entrée du compteur (elle vaut $2^N \cdot f_H$). Les convertisseurs numérique/analogique intégrant la fonction multiplieur (MDAC) délivrent une sinusoïde dont l'amplitude est réglable et imposée par une consigne extérieure que l'on notera I^* (en toute rigueur, on devrait la noter V_i^* puisqu'il s'agit d'une tension).

Quant aux régulations de courants, il s'agit de trois structures "classiques" identiques à celles rencontrées pour les asservissements des machines à courant continu. Seule différence, au lieu de suivre une consigne continue en régime établi, elles suivent des consignes sinusoïdales de fréquence variable et proportionnelle avec la vitesse. Nous verrons au chapitre VI, ce que cela implique sur les performances de l'entraînement.

Modélisation de l'ensemble convertisseur/machine

Le calcul des correcteurs nécessite une modélisation complète du système. En proposant une modélisation de la machine, valable aux valeurs moyennes, l'expression de la tension simple et de sa transformée de Laplace appliquées à la phase a , par exemple, donnent :

$$V_a(t) = R \cdot i_a(t) + L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \xrightarrow{L} V_a(s) = [R + L \cdot s] \cdot I_a(s) + E_a(s) \quad (25)$$

Les convertisseurs à découpage sont, en général, modélisés correctement par un simple gain. Nous utiliserons donc la relation :

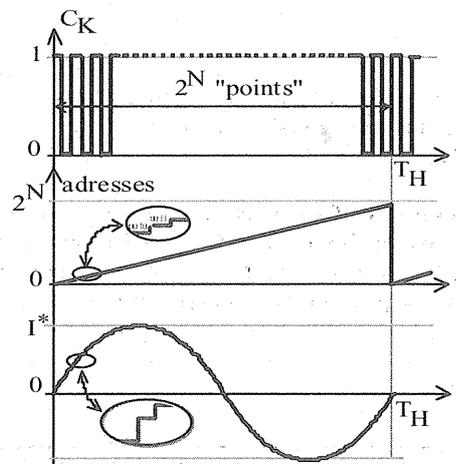


Figure 13 : élaboration des consignes de courant numériques

$$V_a(s) = G_o \cdot V_\alpha(s) \quad (26)$$

avec

$$G_o = \frac{\tilde{V}_a}{\tilde{V}_\alpha} \quad (\text{gain statique du convertisseur}) \quad (27)$$

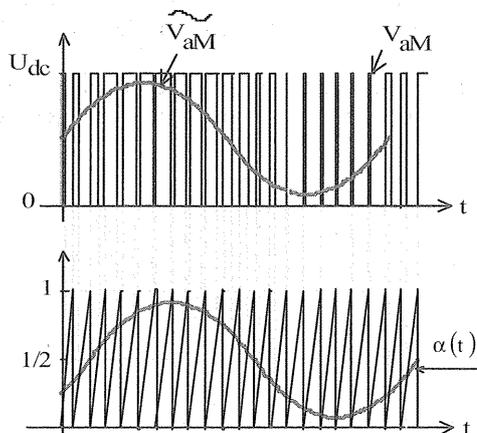
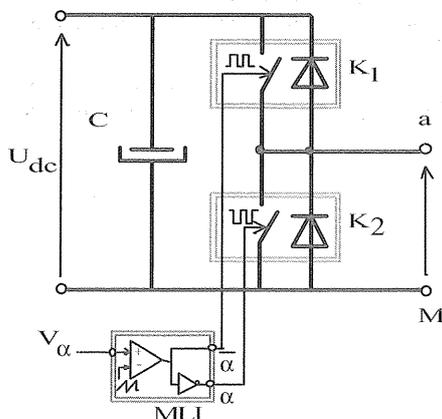


Figure 14.a : bras de pont d'un onduleur triphasé Figure 14.b : formes d'ondes de la tension de sorties de l'onduleur et du signal de commande

Si :

$$\begin{cases} V_{aM}(t) = \alpha(t) \cdot U_{dc} \\ \alpha(t) = \frac{1}{k} \cdot V_\alpha(t) = \frac{1}{2} + \tilde{\alpha}_M \cdot \sin \omega t \end{cases} \quad (28)$$

$$V_\alpha(t) = V_{\alpha 0} + \tilde{V}_\alpha(t) = \frac{k}{2} + \tilde{V}_{\alpha M} \cdot \sin \omega t \quad (29)$$

Alors :

$$G_o = \frac{U_{dc}}{k} \quad (30)$$

Calcul du correcteur

Pour le calcul du correcteur, nous supposons, en première approximation, que la f.e.m. e_b , qui est une perturbation vis-à-vis de la boucle de régulation, est d'effet négligeable. Nous choisissons un correcteur PI bien qu'un simple proportionnel soit parfois suffisant. Sa transmittance peut s'écrire sous la forme :

$$C(s) = K \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \quad (31)$$

Le principe de la compensation de pôle permet d'obtenir la première condition :

$$\tau_i = \tau_e \quad (32)$$

A partir de cette condition, la transmittance en boucle fermée s'écrit :

$$H_1(s) = \frac{1}{1 + \frac{R \cdot \tau_e \cdot s}{K \cdot G_o}} \quad (33)$$

Le choix du gain K fixe la bande passante (donc la dynamique) de l'asservissement. On souhaite, bien sûr, que cette bande passante soit la plus élevée possible mais on sait aussi que la transmittance théorique de la boucle de courant, donnée par H_i , n'est qu'une modélisation approchée qui ne caractérise que l'évolution des grandeurs moyennes (ou Basses Fréquences). Qu'il s'agisse de l'onduleur à découpage, du capteur de mesure, de l'électronique de commande..., chaque composante du système possède ses propres limites dynamiques. En toute rigueur donc, la transmittance réelle de la boucle de courant est une fonction d'ordre supérieur à 2 potentiellement instable.

En fixant la bande passante, une décade avant la fréquence de découpage, les effets propres au découpage sont suffisamment atténués et ne déstabilisent pas l'asservissement. Si l'on note f_c la bande passante souhaitée de l'asservissement, alors :

$$\frac{R \cdot \tau_e}{K \cdot G_0} = \tau_c = \frac{1}{2\pi \cdot f_c}$$

Donc :

$$K = \frac{2\pi \cdot R \cdot \tau_e \cdot f_c}{G_0}$$

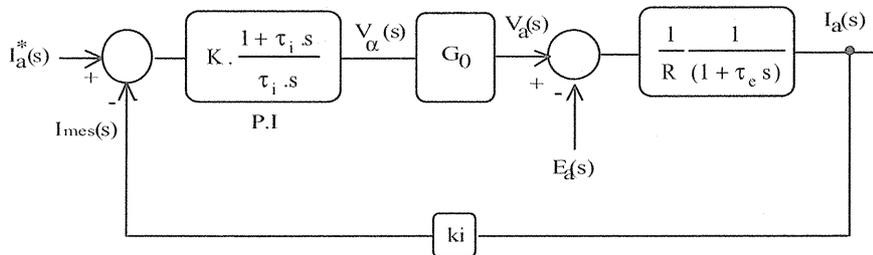


Figure 15 : schéma bloc de la boucle de courant de la phase a

Remarque :

Par le principe même de la génération des signaux MLI, il existe un retard τ (fig. 16) à la commande, c'est-à-dire entre l'instant où la variation de la tension de commande ΔV_α est appliquée et l'instant où la variation de la valeur moyenne ΔV_a se produit. Ce retard est compris, aléatoirement, entre 0 et la période de découpage (on parle de la nature échantillonnée de ce type de convertisseur). Toute variation de la tension de commande d'une fréquence supérieure à la fréquence de découpage ne sera donc pas transmise. D'un point de vue signal, tout se passe comme si l'onduleur avait un comportement de type passe-bas dont la fréquence de coupure est proche de la fréquence de découpage.

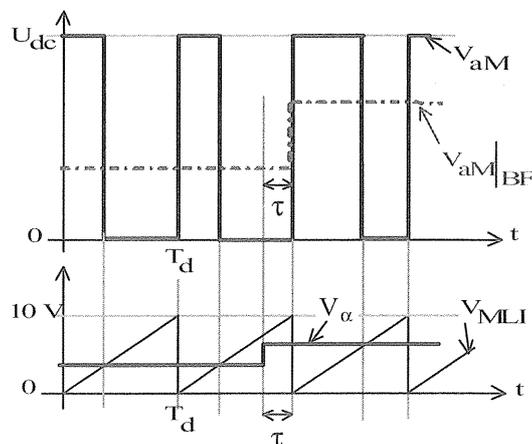


Figure 16 : nature échantillonnée de la commande

V. L'autopilotage en "abc" avec utilisation d'un codeur incrémental

a. Principe

La commande en boucle ouverte de vitesse et de position, présentée figure 12, conduit à un fonctionnement très instable (voir chapitre III). Dans ce mode de fonctionnement, l'asservissement en amplitude des courants statoriques (donc du champ statorique) ne suffit pas à imposer le couple moteur contrairement à la machine à courant continu. Il faut, en effet, non seulement contrôler le champ statorique en amplitude, mais aussi contrôler l'écart angulaire qu'il fait avec le champ inducteur en le maintenant constant. L'autopilotage permet donc d'assurer le contrôle du couple moteur tout en assurant la stabilité. Il consiste à imposer l'amplitude et la phase des courants

statoriques. La première méthode, la plus simple à expliquer, consiste à assurer le contrôle directement sur les trois courants de phase (i_a , i_b , i_c) grâce à trois boucles de régulation identiques (fig.12). On parle alors d'une **commande en abc**. L'amplitude du courant de référence, i^* , permet d'obtenir la valeur du couple désiré, et la phase est imposée à partir de la position du rotor (Figure 17 et 18).

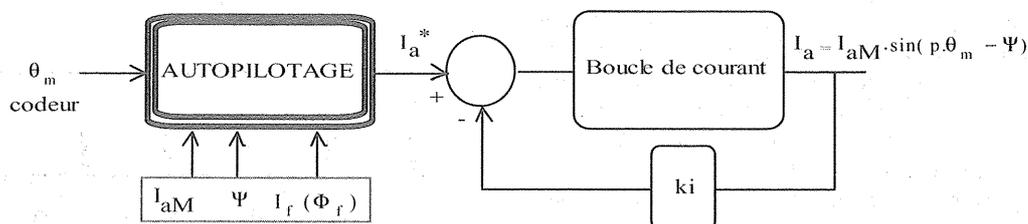


Figure 17 : principe de l'autopilotage en "abc"

b. Le codeur incrémental et sa mise en oeuvre :

Le codeur incrémental [LAC, GOD] utilise la transmission d'un faisceau lumineux aux travers d'un disque tournant (en matériau à faible sensibilité en température tel que le verre) et présentant une alternance de traits opaques et transparents. Des éléments photo-électriques captent par alternance (dû à la rotation du disque) un signal lumineux à partir duquel, et via un traitement électronique, il est possible d'extraire l'information position. Le nombre de traits par tour, permet de définir la résolution du codeur. Avec 1024 points par tour, par exemple, la résolution est de :

$$\frac{360^\circ}{1024} = 0.35^\circ$$

Le codeur incrémental fournit :

- deux sorties numériques complémentées A et \bar{A}
- deux sorties numériques complémentées B et \bar{B} (et décalées de 90° par rapport à A et \bar{A})
- un top 0 et un top0

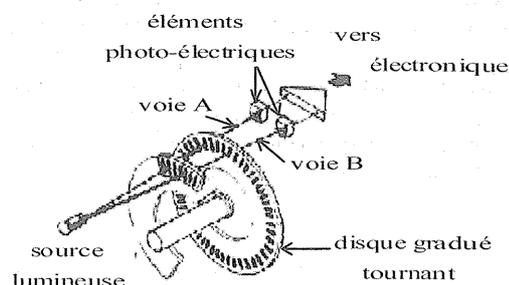


Figure 18 : principe de fonctionnement du codeur incrémental

Les constructeurs proposent, dans leur gamme, plusieurs types de codeurs que l'on peut classer selon le type de montage (arbre creux ou sortant) et selon le type de signaux délivrés (signaux rectangulaires TTL ou HTL, signaux sinusoïdaux 1 V crête-crête, signaux sinusoïdaux 1 μ A crête-crête...). En fonction de la logique choisie, ils préconisent le montage électronique le mieux adapté pour effectuer une mise en forme des signaux. Cette électronique utilise de préférence des circuits appelés récepteurs de ligne différentiels (ou suiveurs de lignes ou drivers de ligne...), caractérisés par un taux de réjection de mode commun important.

La figure 19 montre, dans le cas où le capteur délivre des signaux TTL, le montage conseillé pour une mise en forme correcte (ici la voie A). Le récepteur de ligne différentiel peut être choisi parmi les composants MC3486, SN 75 ALS 193, SN 75 ALS 195... avec une résistance Z_0 de 120 Ω . Un tel traitement du signal codeur est indispensable dans l'environnement électronique de puissance, sous peine de mauvais fonctionnement tels que des ratés de comptage provoquant des accoups de couple.

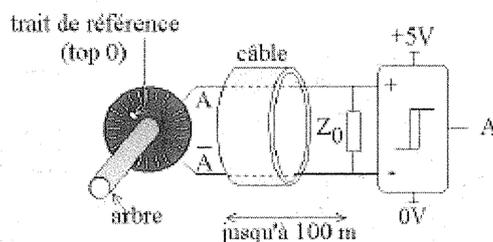


Figure 19 : Câblage préconisé pour l'utilisation du codeur

Une étape indispensable de la mise en oeuvre d'un codeur incrémental est la procédure de calage. Elle permet de fixer une phase de référence jusqu'au montage du codeur sur l'arbre de la machine, la position du trait de référence (donc celle du top 0, fig. 19) n'est pas connue. On souhaite par exemple que l'apparition du top 0 coïncide avec le passage par zéro de la fem e_a . On utilise pour cela les entrées de chargement du compteur.

c. Réalisation de la fonction autopilotage

Les EPROM's sont toujours adressées par les sorties d'un compteur, mais, cette fois, celui-ci doit être muni d'entrées de chargement pour qu'à chaque tour, donc à chaque top 0, la phase des courants (c'est-à-dire Ψ) soit réajustée. Cela permet, d'une part, en cas de ratés de comptage provoqués par d'éventuels perturbations électromagnétiques, de réinitialiser la phase des courants et éviter ainsi le décrochage et, d'autre part, d'ajuster cette phase Ψ à la valeur souhaitée (fig.20).

Très souvent, le pilotage des machines synchrones se fait à angle Ψ nul dans la zone de fonctionnement comprise entre la vitesse nulle et la vitesse de base (point de fonctionnement à couple et puissance max, voir ch. VI). Le couple électromagnétique s'exprime alors, d'après la relation 6, sous la forme $C = K \cdot I_a$, identique à celle présente naturellement dans une MCC et recherchée parce que simple (linéaire) et offrant une bonne qualité de contrôle. Cela permet aussi, dans le cas des machines à pôles lisses, d'assurer un fonctionnement à pertes Joule minimales pour un couple donné, autrement dit, cela revient à mieux utiliser le moteur thermiquement (à condition que les pertes magnétiques soient négligeables).

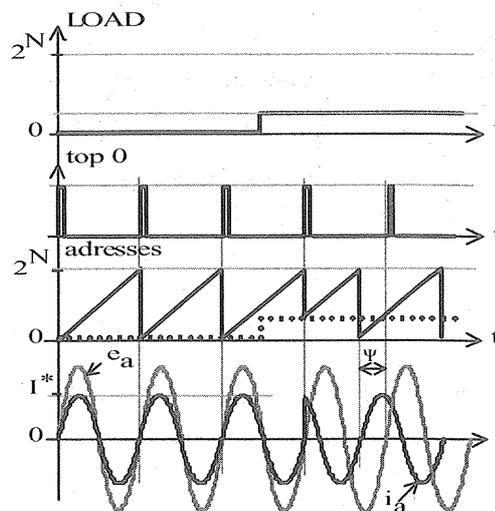


Figure 20 : modification de l'angle d'autopilotage par action sur l'entrée LOAD

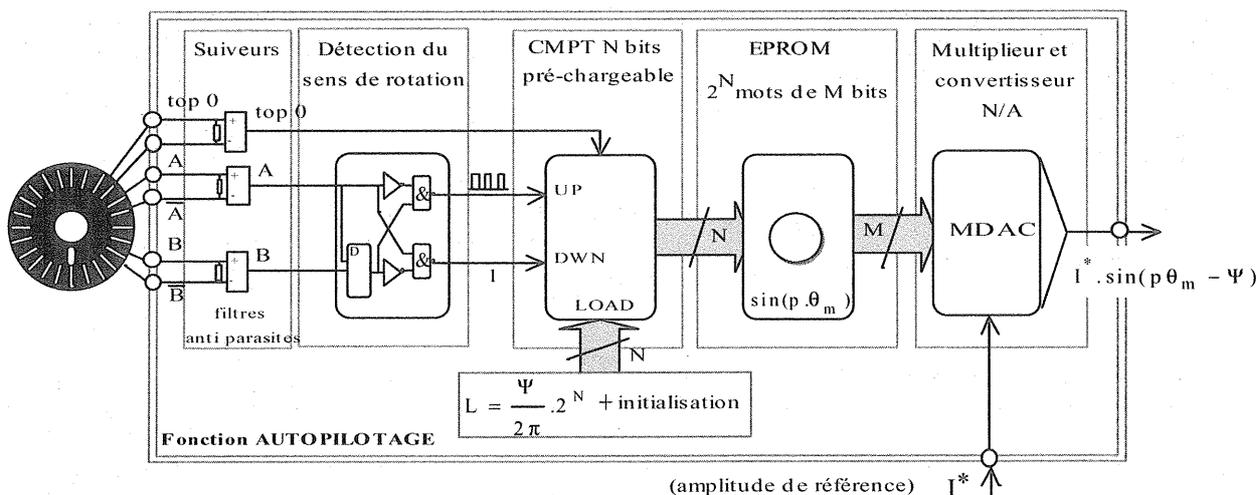


Figure 21 : principe de réalisation des consignes de courant pour une machine à aimants ($\Phi_f = cste$)

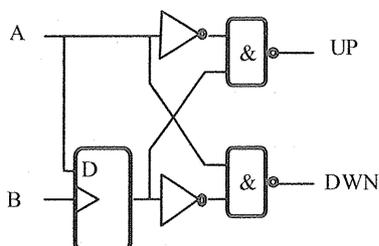


Figure 22.a : circuit logique de détection du sens de rotation

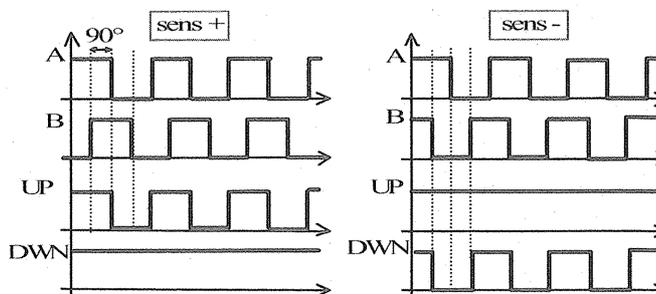


Figure 22.b : chronogrammes obtenus selon le sens de rotation

En fonction du sens de rotation, les 3 EPROM's doivent être « balayées » dans le sens croissant ou décroissant de leurs adresses. A partir de l'information délivrée par le codeur, le compteur doit donc soit compter,

soit décompter. Grâce à l'existence des deux signaux A et B décalés de 90° , il est possible de détecter le sens de rotation simplement à l'aide d'une bascule D (Fig. 22). La sortie de la bascule, prend l'état de l'entrée D, lorsque qu'apparaît un front montant sur l'entrée d'horloge. Dans le sens de rotation repéré +, par exemple, la sortie de la bascule reste toujours à 1 (état de A au moment où apparaissent les fronts montants de B), forçant la sortie DWN à 1 alors que la sortie UP recopie l'entrée A. On est alors en mode comptage. Inversement, dans le sens -, les fronts montants de B apparaissent avant les fronts montants de A, et l'on est en mode décomptage.

e. Dispositif complet d'autopilotage en abc

La fonction autopilotage mise en oeuvre, on dispose alors d'une machine pilotée en courant, donc en couple, qui se comporte, vis-à-vis de la commande, exactement comme une machine à courant continu (Figure 23).

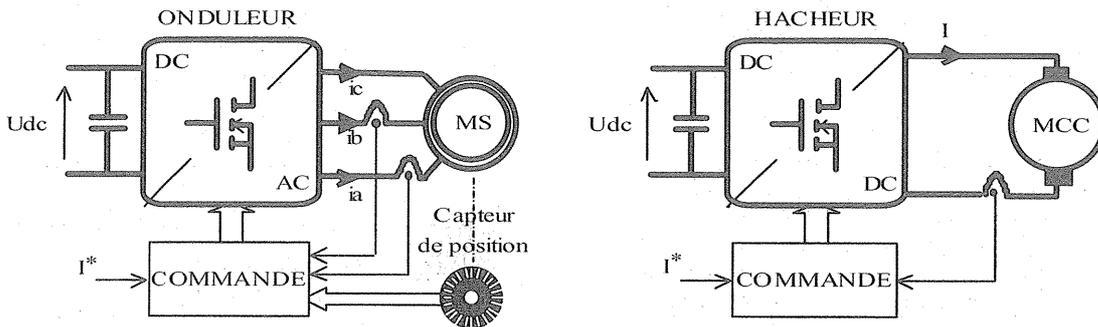


Figure 23 : comparaison des architectures de commande en courant entre machine synchrone et MCC (dans les 2 cas, $C = K.I^*$)

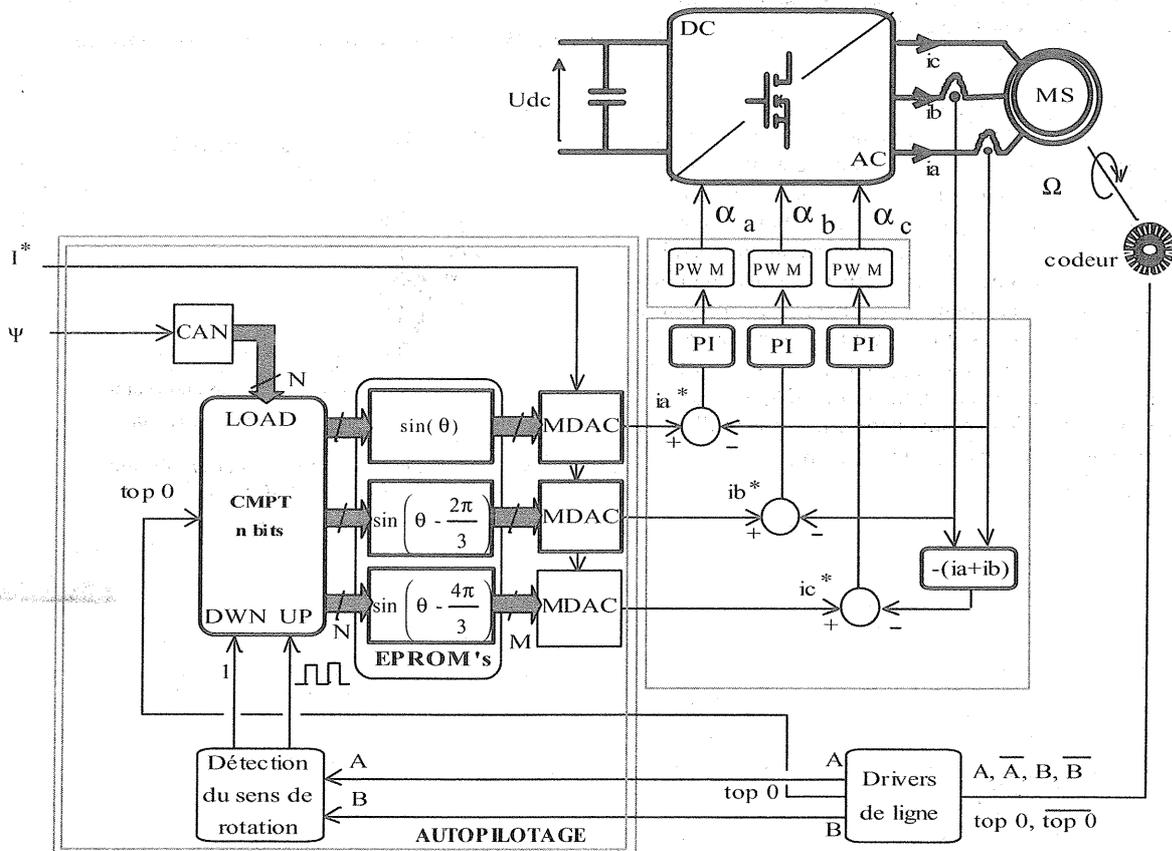


Figure 24 : autopilotage en abc d'une machine synchrone à aimants

La figure 24, montre le schéma de principe complet d'une machine synchrone à aimants autopilotée en abc. Dans cette configuration où la machine est pilotée en couple, la vitesse de rotation qui est imposée par la charge est constante lorsque le couple de charge et le couple moteur s'équilibrent.

VI. Limites de fonctionnement

Limitation de la puissance imposée par la source d'alimentation

Une alimentation en courant est réalisée à partir d'une source de tension régulée en courant. Cette source, imparfaite, est limitée en puissance par la tension du bus continu (U_{dc}) d'alimentation.

Dans le mode de fonctionnement le plus élémentaire, où l'angle d'autopilotage ψ est maintenu constant à 0, il existe une vitesse limite, appelée vitesse de base, au-delà de laquelle il n'est plus possible de maintenir le courant maximum (donc le couple maximum) à cause de la limitation en tension de la source d'alimentation. L'écart entre cette tension limite et la f.e.m. de la machine devient, en effet, insuffisant pour continuer à fonctionner à courant maximum. Au-delà de la vitesse de base donc, on perd, sur une partie de la période de découpage, le contrôle des boucles de régulation et les formes d'onde se rapprochent du fonctionnement pleine onde où les interrupteurs de puissance ne commutent plus qu'une fois par période (Fig.27.b).

Au-delà de la vitesse de base, si l'on souhaite continuer à contrôler le couple de la machine, il est nécessaire de défluxer (ou désexciter) comme pour les machines à courant continu. La puissance maximale de fonctionnement, limitée par la source d'alimentation, est alors maintenue constante et le couple maximum décroît.

Sur les machines à aimants permanents, bien que ce mode de fonctionnement paraisse, a priori, impossible, on peut obtenir un défluxage en jouant sur l'angle d'autopilotage (Fig. 26). On fait alors passer le courant en avance sur la f.e.m. de manière à créer une composante de flux démagnétisante (c'est-à-dire en opposition de phase par rapport à la f.e.m.).

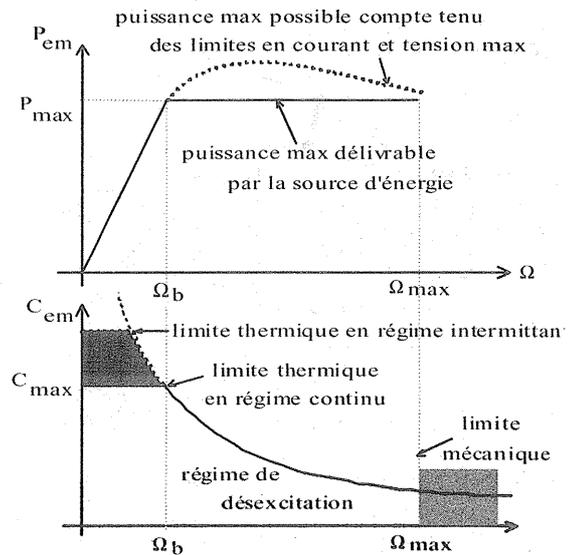


Figure 25 : caractéristiques de couple et de puissance

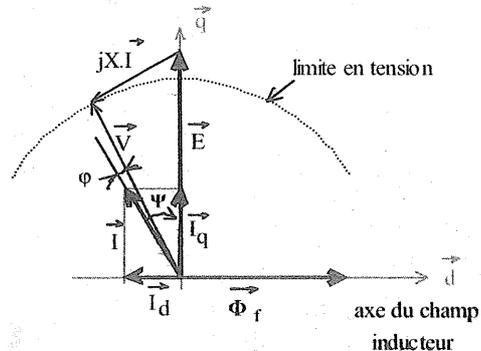


Figure 26 : diagramme de Fresnel en régime de fonctionnement défluxé

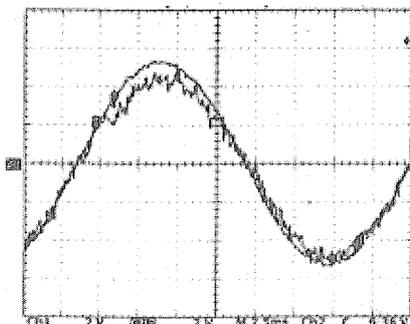


Figure 27.a : Courant de référence et courant dans la machine avant la vitesse de base

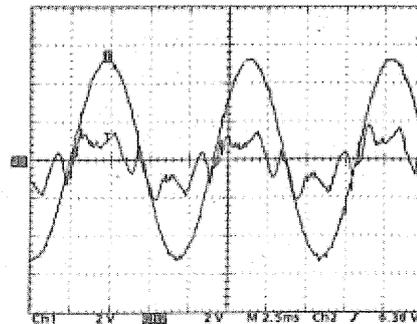


Figure 27.b : Courant de référence et courant dans la machine, au-delà de la vitesse de base et sans défluxage

Effet de la perturbation $E_a(p)$

Dans le cas d'un autopilotage en abc , les performances de l'asservissement se dégradent avec la vitesse. La consigne étant sinusoïdale, il existe l'équivalent d'un écart de traînage (même en régime établi) dont les effets sont d'autant plus importants que la vitesse est élevée. La solution consiste alors à travailler dans le repère dq où les références i_d^* et i_q^* deviennent continues en régime établi. On parle, alors d'un autopilotage en dq .

Conclusion

Le travail présenté ici avait pour objectif l'étude et la présentation des principales étapes rencontrées lors de la mise en oeuvre de l'autopilotage en abc d'une machine synchrone, dans sa version la plus élémentaire de manière à présenter au mieux le principe physique qui se cache derrière le mot autopilotage. L'analyse du comportement en boucle ouverte de vitesse et de position (mode synchrone), notamment, permet d'introduire l'autopilotage de façon progressive et peu classique. Le principe développé ici n'est, bien sûr, qu'un exemple parmi beaucoup d'autres, mais tous fonctionnent sur le même principe : le maintien au synchronisme des deux champs inducteur et induit. Aujourd'hui, les performances des composants programmables permettent d'intégrer simplement toutes les fonctions décrites précédemment (boucles de régulation en courant y compris) en un seul boîtier. Les commandes plus performantes, dites en dq , où les grandeurs asservies sont traitées dans le repère du champ tournant [LOU], sont désormais implantées avec tout autant de facilité et pour un coût modeste.

Bibliographie :

[ABB] Revue ABB
pp 14-20, Juin 1998.

[BER] BERNARD N., BEN AHMED H., MULTON B.
"Commande en boucle ouverte de position d'un moteur synchrone pour accumulateur électromécanique d'énergie"
Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 5, n°1/2002, pp 9-22.

[CHA] J. CHATELAIN
"Machines Electriques"
Aux éditions Presses Polytechniques Romandes. Traité d'électricité, volume X, collection EPFL, pp420-427.

[FOUR] G. FOURNET
"Electromagnétisme"
Techniques de l'Ingénieur, D 1020.

[GIE] J.F. GIERAS, M. WING
"Permanent magnet motor technology - Design and application"
ISBN : 0-8247-9794-9, Collection Electrical Engineering and Electronics
Marcel Dekker, inc.

[GOD] GODFROID H., BEN AMNAR F., MANUELLE P., "L'utilisation des capteurs de vitesse-position dans les entraînements industriels de puissance élevée"
Revue 3EI, "Les capteurs", n°12, mars 1998, pp 18-26.

[LAC] G. LACROUX

"Les actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements"
ISBN : 2-85206-978-4-2^{ème} édition, Technique et Documentation, LAVOISIER, 1994.

[LET] LETELLIER P, « Les machines à aimants permanents de grande puissance dans les systèmes de propulsion électrique »
Revue REE N°9, oct 2000, pp 53-61.

[LOU] J.P. LOUIS, C. BERGMANN
"Commande numérique des machines synchrones"
Techniques de l'Ingénieur, D 3644.

[MIL] T.J.E MILLER
"Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives"
Ed. Oxford science publications, 1989.

[MUL] B. MULTON, J. LUCIDARME, L. PREVOND
"Analyse des possibilités de fonctionnement en régime de désexcitation des moteurs à aimants permanents"
Journal de physique III, mai 1995, pp 623-64

[MUL2] B. MULTON
"Les machines synchrones autopilotées"
Cours photocopié de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan.

Annexe :

Machine synchrone d'essai:
servomoteur de broche à aimants permanents et à concentration de flux (5 paires de pôles).
Ref: LV 820 EL (PARVEX)
 $P = 4.7 \text{ kW}$, $C_{\text{max}} = 15 \text{ Nm}$, fonctionnement à puissance maximale constante entre 3000 et 8000 tr/min.

L'ELECTRONIQUE D'ALIMENTATION DES LASERS

Luc LASNE

Université de Bordeaux 1
33400 TALENCE
lasne@creea.u-bordeaux.fr

Introduction :

L'aspect électronique constitue une partie souvent peu détaillée dans l'étude des Lasers. Pourtant, l'utilisation de l'énergie électrique pour exciter les atomes est quasi systématique. La diversité des systèmes, de leurs principes de fonctionnement, de leurs gammes de puissances et de leurs unités caractéristiques justifie souvent le flou artistique qui règne sur cet aspect. Dans ce cours, les principes physiques des lasers ne sont que survolés pour permettre une étude ciblée sur l'apport d'énergie et l'électronique associée aux lasers, le tout dans le langage des électroniciens.

1) Principe de base et différents Lasers

Si les principes de fonctionnement des différents Lasers sont assez différents, la seule partie commune est le concept d'oscillateur optique qui est rappelé sur la figure 1.

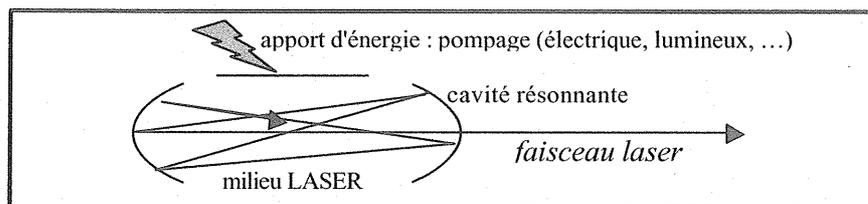


Figure 1 : principe du Laser

- La cavité résonnante est formée de deux miroirs qui se font face et entre lesquels la lumière oscille, ce qui forme un système optique résonnant. Un des miroirs est semi-transparent et permet la sortie d'un faisceau fin. La résonance est amortie du fait même de l'utilisation du faisceau de sortie.
- La réflexion de la lumière sur les miroirs est équivalente à un bouclage qui permet d'entretenir le phénomène, c'est à dire de transformer la résonance en oscillation.
- Le milieu LASER est un gaz, un solide ou un liquide excité susceptible d'être le siège d'une émission stimulée (synchrone) de lumière. Ce milieu peut être considéré comme un amplificateur de lumière, en le bouclant sur lui-même on obtient un oscillateur.
- L'apport d'énergie est nécessaire à l'entretien de l'oscillation pour exciter (on dit pomper) le milieu LASER et compenser la perte d'énergie due à l'utilisation.

Il existe ainsi plusieurs types de Lasers différenciés par la nature du milieu amplificateur, la technique de bouclage et la nature de l'apport d'énergie. Chacune de ces caractéristiques aura un impact immédiat sur la longueur d'onde (la couleur), la puissance et le mode de fonctionnement.

Il faut alors différencier, dans le cadre de ce cours, les diverses manières d'apporter de l'énergie aux systèmes Lasers suivants :

- Les Lasers à gaz : Helium-Néon , Argon , CO2
- Les Lasers à solide : Laser YAG, Laser Saphir-Titane
- Les Lasers à colorant optique
- Les Lasers à semi-conducteurs : diodes lasers
- Les Lasers X et à électrons libres (non développé dans ce cours)

II) Les Lasers à gaz

Un Laser à gaz est classiquement formé d'un tube renfermant un mélange gazeux, placé entre les miroirs d'une cavité résonante (voir fig. 2). C'est une décharge électrique diffuse qui réalise le pompage du milieu actif dans la plupart des cas.

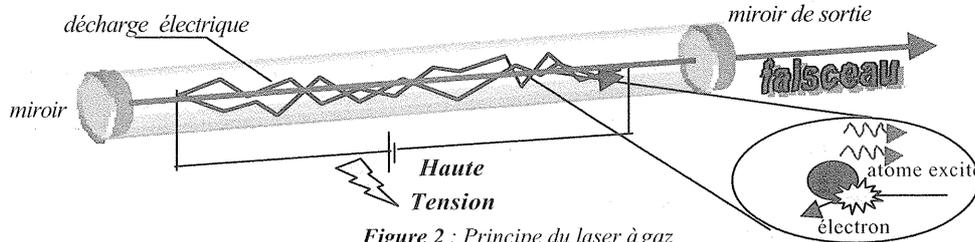


Figure 2 : Principe du laser à gaz

On distingue principalement deux types d'excitation :

- l'excitation directe : les électrons en mouvement dans la décharge électrique transmettent de l'énergie aux atomes par collision, c'est ainsi que le milieu actif atteint son niveau supérieur de transition Laser.
- l'excitation indirecte : le milieu actif est mélangé à un gaz facilement excitable. Les collisions se chargent ensuite de transmettre l'énergie aux atomes responsables de l'émission Laser.

Quoi qu'il en soit, il est nécessaire d'avoir une alimentation capable de gérer une décharge électrique dont on représente une allure de la caractéristique sur la figure 3. Le phénomène de décharge est un phénomène d'avalanche c'est à dire d'auto amplification du courant, c'est pourquoi on dit que la zone de décharge correspond à une résistance négative.

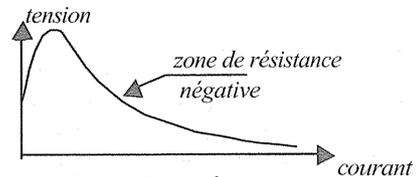


Figure 3 : courbe v-i

Une fois l'arc amorcé, il faut maîtriser le courant pour rester dans les conditions d'un pompage et non pas d'une décharge totale. C'est pourquoi il est important de discerner en premier lieu les lieux de fonctionnement des différents Lasers sur une caractéristique où figurent les échelles des tensions et courants à atteindre. Cette caractéristique est représentée figure 4.

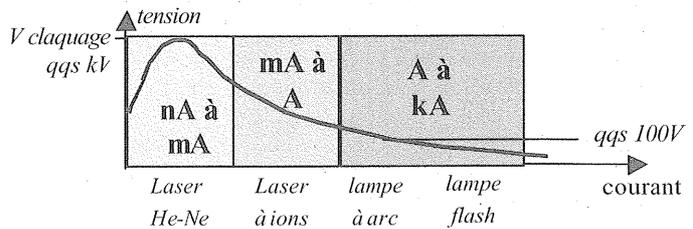


Figure 4 : caractéristique courant - tension

Les circuits d'alimentation classiques se scindent en trois parties :

- Circuit de génération de la haute tension d'amorçage de l'arc (starter)
- Circuit d'alimentation de la décharge à courant et tension fixés
- Résistance de limitation de courant de décharge

II - 1) Alimentations pour Lasers Hélium-Néon

L'alimentation d'un tube He-Ne est conforme à un schéma comportant les trois éléments évoqués plus haut et représenté sur la figure 5.

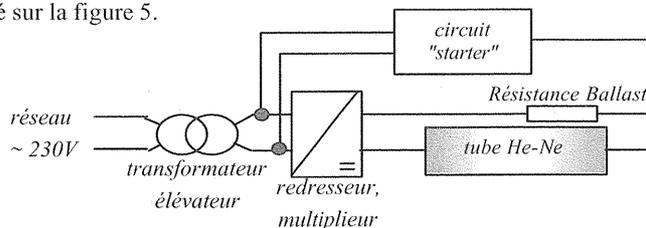


Figure 5 : principe d'une alimentation pour laser à gaz

1) La résistance "ballast" de limitation du courant

Les caractéristiques d'une telle alimentation dérivent directement des propriétés de la courbe courant / tension, on en représente un exemple sur la figure 6. On y relève une valeur commune de la résistance de limitation du courant (environ 300 k Ω) qui est calculée en considérant l'arc comme un court-circuit.

Par ailleurs la valeur de la tension du point de fonctionnement donne une idée de la tension que doit développer l'alimentation lors du fonctionnement. Néanmoins, le circuit d'amorçage de l'arc doit permettre de dépasser temporairement la tension d'avalanche de plusieurs dizaines de kiloVolts.

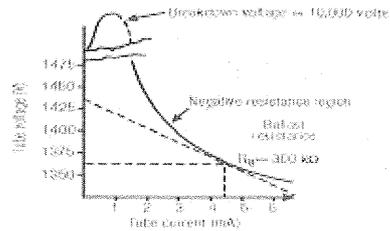


Figure 6 : exemple de courbe v-i [1]

2) L'alimentation continue

La figure 7 représente un exemple de la structure la plus classique d'alimentation H.T qui comprend un transformateur, un pont redresseur à diodes et une cellule de filtrage.

- T₁ : transformateur 230V / 3000V
- C₁ : 1μF / 5000V
- R₁ : 100kΩ / 10W
- R₂ : 5MΩ
- D₁₋₄ : 5000V

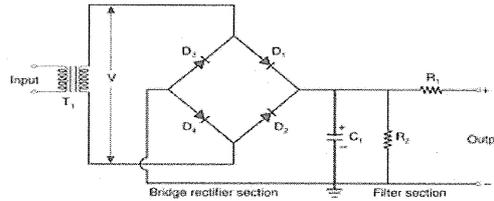


Figure 7 : bloc redresseur et filtrage [1]

Le transformateur permet d'amener au redresseur une tension d'entrée de 3000V, ce qui correspond à une tension moyenne en sortie du pont de 2700V. Le condensateur C₁ réalise le lissage de la tension et R₁ représente la résistance ballast qui entre également dans la fonction de filtrage. La résistance R₂ sert juste à décharger le condensateur lors de la mise hors tension. Afin d'élever au maximum la tension continue, les circuits d'alimentations sont souvent équipés de doubleurs voire de tripleurs de tension.

La figure 8 montre un exemple d'alimentation avec doubleur intégré. A travers les deux diodes, les deux capacités C₁ et C₂ se chargent à sous une tension positive V, la sortie, elle, est connectée sur la mise en série des deux capacités, c'est à dire sous une tension 2V. R₃, représente encore la résistance ballast et R₁, R₂ permettent la décharge des capacités lors de la mise hors tension.

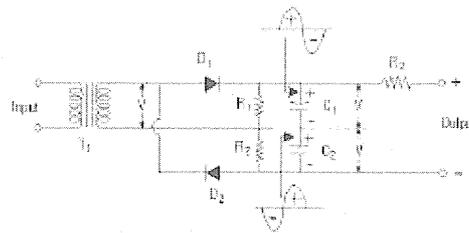


Figure 8 : alimentation avec doubleur de tension [1]

Le circuit suivant sur la figure 9 est une alimentation équipée d'un tripleur de tension. Ici, la capacité C₁ se charge à travers D₁ lors des alternances négatives de la tension d'entrée, C₂ et C₃ fonctionnent sur le même principe que le montage précédent, et ainsi la tension de sortie devient 3V. Le principe des doubleurs peut ainsi être mis en œuvre plusieurs fois de suite afin de rentabiliser les alimentations et de ne pas nécessiter un transformateur d'entrée Haute Tension trop coûteux.

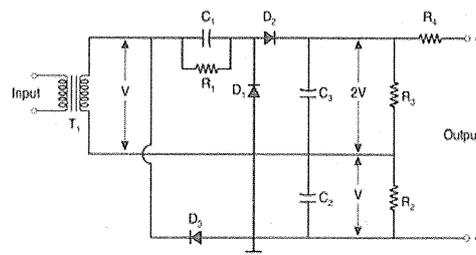


Figure 9 : alimentation avec tripleur de tension [1]

3) Circuit de démarrage ("Starter")

Les circuits de démarrage doivent permettre l'ionisation du gaz qui permettra l'amorçage de la décharge électrique. Ainsi, les caractéristiques de ce circuit dépendent directement de la valeur de tension de claquage du gaz considéré.

Si cette valeur est assez faible (qq 1000V) le circuit peut être un simple fil électrique reliant la sortie du transformateur d'entrée à une électrode enroulée autour du tube. La valeur crête de la tension produite suffira alors à ioniser le gaz et à lancer la décharge.

Cependant, dans la plupart des cas, la tension de claquage est trop forte pour convenir à cette méthode, il faut alors un circuit intégré à l'alimentation qui doit développer à peu près 5 ou 6 fois la tension d'alimentation en fonctionnement du tube.

Le circuit de la figure 10 est un bloc d'alimentation comprenant un doubleur de tension et un circuit "Starter" intégré.

Durant les alternances négatives, C_3 se charge à la tension $2V$, ensuite, durant l'alternance qui suit, C_3 se décharge dans C_4 . Après quelques alternances, C_3 et C_4 seront chargées toutes les deux à la tension $2V$. Il en sera de même pour C_5 et C_6 . La tension crête en sortie atteindra donc la somme des tensions crêtes des capacités, ici $6V$, ce qui permettra d'amorcer la décharge.

Lorsque l'alimentation va fournir sa tension et son courant de fonctionnement, la diode D_7 sera passante et permettra de connecter directement les capacités du Starter sur la résistance R_4 qui les déchargera. Le courant dans le tube sera alors uniquement réglable par la valeur de R_3 , la résistance ballast.

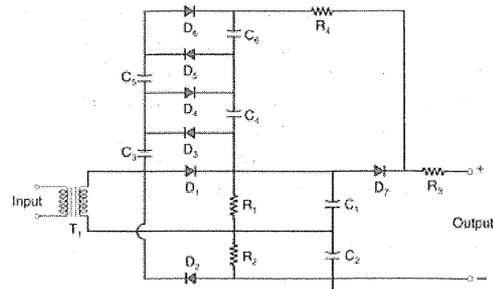


Figure 10 : circuit starter [1]

II - 2) Alimentations pour Lasers à CO2

Le laser à CO2 emploie un mélange de CO2, de nitrogène et d'hélium. La plupart du temps ces lasers fonctionnent en continu mais peuvent également être pulsés directement par une action sur l'alimentation, surtout dans le cas d'application de soudage. Par un procédé de circulation du gaz, la puissance en sortie du laser peut atteindre quelques dizaines de kiloWatts et en conséquence, l'alimentation doit permettre de délivrer cette puissance par impulsions.

La configuration classique d'alimentation de laser à CO2 est conforme au schéma de la figure 11. Le générateur haute-tension est connecté via une résistance ballast au tube de manière à limiter la valeur maxi du courant. La configuration la plus courante est celle du laser T.E.A (Transversally Excited Atmospheric pressure).

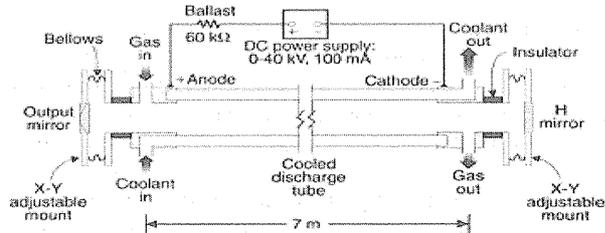


Figure 11 : tube laser à CO2 [1]

Dans ce laser, le champ électrique dans le tube est transverse par rapport au flux du gaz qui est à pression atmosphérique. Le problème est qu'à cette pression, la décharge a tendance à se rapprocher d'un arc électrique qui ne correspond absolument pas à une ionisation uniforme du gaz. La solution consiste à répartir la haute tension sur un nombre important de petites électrodes tout en limitant efficacement le courant. En pratique donc, les alimentations pour ces lasers sont plus complexes et doivent particulièrement s'adapter aux contraintes du mode pulsé.

Une première approche est représentée sur le circuit de la figure 12 :

La cathode est formée de 9 électrodes qui possèdent chacune leur résistance ballast, ce qui empêchera la formation d'un arc. La tension de claquage est développée par la capacité de stockage qui fournira un pic de courant à partir de la fermeture de l'interrupteur.

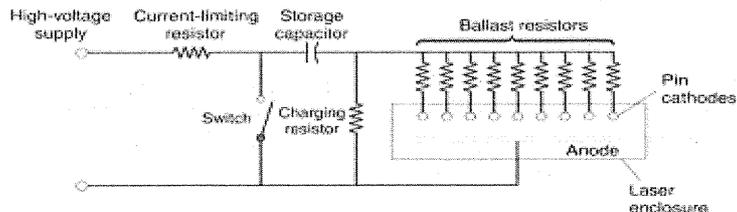


Figure 12 : alimentation pour laser à CO2 [1]

La dernière résistance sert juste à ne pas court-circuiter l'alimentation par cette opération.

La tension développée par une capacité est, en revanche, limitée par la gamme des capacités haute tension, ainsi la plupart des Lasers à CO2 emploient un système de "générateur de Marx" dont le principe est assez simple et représenté sur la figure 13.

Après avoir chargé trois capacités sous la tension V , il suffit de fermer les interrupteurs S pour appliquer une tension $3V$ à la charge. Cette opération permet de créer de très hautes tensions avec des composants courants.

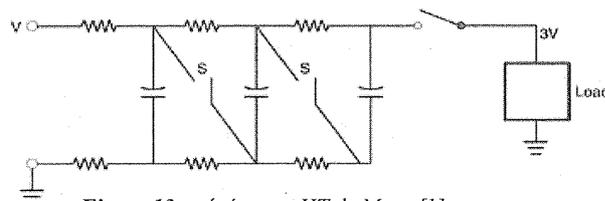


Figure 13 : générateur HT de Marx [1]

Un exemple d'alimentation utilisant ce principe est représenté sur la figure 14.

La haute tension est produite par un générateur de Marx à deux étages. Les électrodes sont deux barres présentes tout au long du tube, ainsi l'ionisation est aussi uniforme que possible. La présence de cellules L-C représente la mise en forme du pic de courant, c'est à dire du pic de puissance du faisceau.

Les interrupteurs sont ici des thyratrons¹, c'est à dire des éclateurs commandés qui établissent la fermeture du circuit.

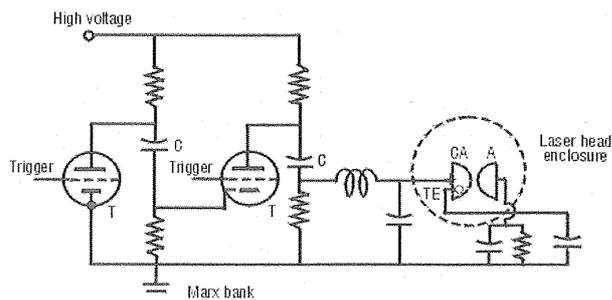


Figure 14 : alimentation par impulsion à étages de Marx [1]

II – 3) Alimentations pour Lasers à vapeur de métal (ou à ions)

Ces lasers emploient toujours le même principe du pompage dans un gaz, à la différence que le milieu laser est riche en vapeurs de métal.

Le démarrage du tube se fait par décharge électrique dans un gaz à faible pression, décharge dont la chaleur vaporise le métal présent dans le tube. La température d'utilisation de ces tubes est élevée et nécessite un refroidissement extérieur.

L'alimentation du tube se fait essentiellement en impulsion à des fréquences de répétition de plusieurs kiloHertz. Le circuit d'alimentation a pour seul but de créer des impulsions de courant calibrées par un filtre L-C. On retrouve sur la figure 15 l'utilisation de thyratrons, récemment remplacés par des composants tout silicium.

L'impulsion de courant est parfois "compressée" par une batterie de filtres L-C, cette mise en forme favorise l'échange énergétique et permet d'abaisser la durée des impulsions à quelques 100ns.

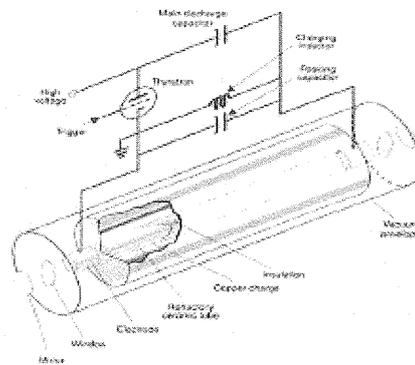


Figure 15 : alimentation pour laser à vapeur de métal [1]

III) Les Lasers à solides

Les lasers à solides sont des systèmes où le résonateur optique est un milieu cristallin. Différentes techniques de pompage du milieu existent :

- Pompage par un autre Laser (diode ou He-Ne)

Le milieu est directement excité par l'énergie d'un laser externe. Il n'y a pas d'électronique particulière dans ce procédé. (voir la figure 16)

- Pompage par flashes lumineux ou arc électrique

L'énergie d'excitation, du milieu solide est apportée directement par voie lumineuse. On utilise soit des fashes de haute énergie soit la lumière produite par un arc électrique entretenu (voir la figure 16).

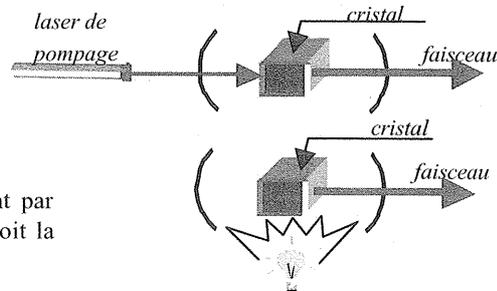


Figure 16 : principe des lasers à solide

Quoi qu'il en soit, le pompage consiste ici à faire absorber au cristal une certaine énergie répartie dans une certaine bande de fréquence pendant un certain temps. Les flashes lumineux ou les lumières d'arc sont produites par décharge dans des tubes (voir figure 17) remplis de gaz rare (le plus souvent du Xénon ou du Krypton). Ces tubes sont à proximité ou même entourent le milieu solide du Laser et l'illuminent de la façon la plus homogène possible.

Les décharges électriques dans ces tubes ont les mêmes caractéristiques que précédemment à la différence que leur courant de décharge est très fort (qqs A à qqs 1000A) et que, par conséquent, la tension d'arc peut être très faible.

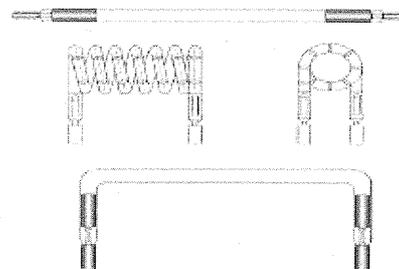


Figure 17 : exemple de lampes à gaz pour éclairage [2]

¹ voir poly sur les interrupteurs de l'électronique de puissance

III – 1) Alimentations pour "lampes flash"

A défaut de représenter la courbe habituelle courant tension du récepteur (ici le tube), on représente sur la figure 18 l'évolution typique de sa résistance lors d'une décharge et celle du courant désiré que doit fournir l'alimentation.

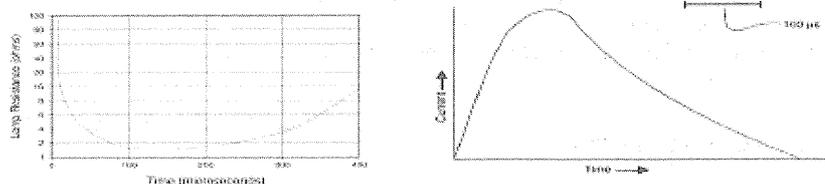


Figure 18 : résistance d'une lampe flash lors d'une décharge

Ainsi, le circuit de puissance des lampes flashes doit donc posséder les éléments suivants :

- Un condensateur de stockage pouvant fournir le pic de courant nécessaire
- Un interrupteur permettant l'amorçage de l'impulsion
- Un circuit de contrôle et de mise en forme du pic de courant

Un premier circuit est représenté sur la figure 19. L'unité de charge est un générateur de tension continue limitée en courant comme précédemment. La capacité C est uniquement destinée à se décharger brutalement dans le tube. L'inductance L sert à conformer l'impulsion de courant à un certain profil. L'interrupteur (trigger) permet juste de faire claquer le gaz dans le tube et d'initier l'arc électrique.

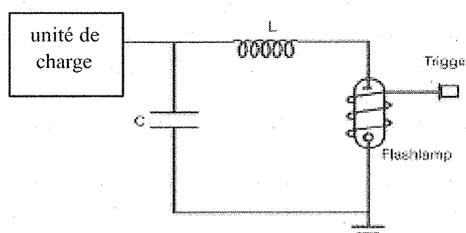


Figure 19 : circuit principal de décharge dans lampe flash [2]

Les techniques qui font que ces alimentations sont particulières sont surtout les techniques d'amorçage et de mise en forme. En ce qui concerne l'amorçage de l'arc, il en existe quatre grandes catégories :

- **Amorçage par tension directe**

Le principe de cette méthode réside simplement dans la commutation d'une tension de valeur suffisante à faire claquer le gaz dans le tube. Le problème de cette solution est qu'elle nécessite un interrupteur capable, lui, de supporter la haute tension.

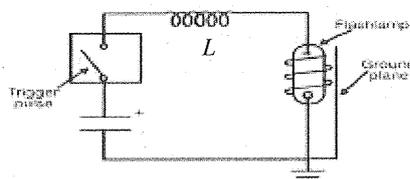


Figure 20 : amorçage par tension directe [2]

- **Amorçage par tension externe**

Le principe, cette fois, consiste à utiliser un petit transformateur HT connecté via l'interrupteur à une tension externe (V_{out}). La commutation du trigger génère une impulsion de tension, répartie autour du tube, suffisante pour faire claquer le gaz. Le problème de ce système est que de par le transformateur, l'alimentation externe est aussi affectée par la décharge.

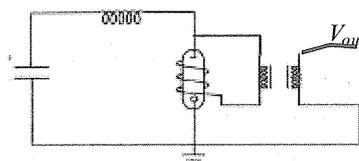


Figure 21 : amorçage par tension externe [2]

- **Amorçage par surtension série**

Ici, la surtension qui permet le claquage du gaz est générée en série dans le circuit d'alimentation par un transformateur. Cette surtension s'ajoute à la tension de la capacité de décharge au moment de la mise en conduction. Lors de la décharge, le courant sature le circuit magnétique du transformateur, qui devient alors "transparent" au vu de l'impulsion.

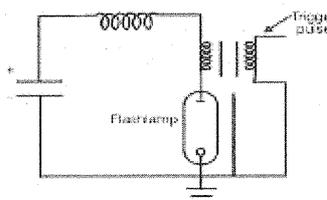


Figure 22 : amorçage par surtension série [2]

• **Amorçage par surtension parallèle**

Ici, la surtension de claquage est fournie directement aux bornes du tube, l'inconvénient majeur de cette solution est que le transformateur ne doit pas représenter un chemin de courant pour le condensateur. Ainsi, il faut envisager la présence d'une diode anti-retour qui, elle, doit résister à la tension de la capacité chargée.

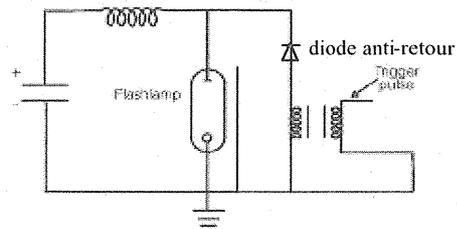


Figure 23 : amorçage par surtension parallèle [2]

• **Mise en forme des impulsions**

La dernière particularité des alimentations pour lampes flashes consiste en la mise en forme des impulsions de courant dans le tube.

Pour cela il faut considérer le schéma électrique équivalent du circuit de décharge qui est composé d'une cellule LC parallèle et de la résistance équivalente au gaz ionisé dans le tube en série avec la résistance ballast.

Lors de la fermeture de l'interrupteur, le courant traversant le circuit va dépendre de l'amortissement du circuit RLC. On représente sur la figure 24 les allures possibles du courant de décharge dans le cas où le système serait sous-amorti, sur-amorti et finalement juste amorti, ce qui correspond à une valeur de R proche de $2\sqrt{L/C}$.

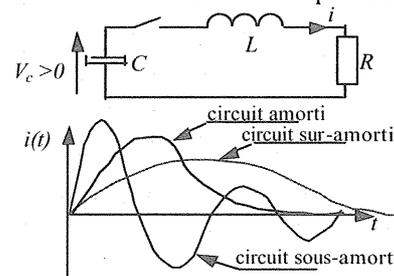


Figure 24 : formes d'impulsions de courant

Ce dernier cas est préférable car le courant croît avec une pente assez forte sans pour autant se mettre à osciller et devenir négatif. Le problème est que la résistance du tube est variable et que l'amortissement du circuit n'est donc pas constant au cours de la décharge. Les composants sont alors calculés pour convenir lorsque le courant se trouve dans sa phase d'ascension.

Dans un grand nombre d'applications, le circuit de mise en forme est constitué de plusieurs étages de cellules LC (voir figure 25). Le but de l'opération est "d'aplatir" le haut de l'impulsion, ce qui permet de réaliser un pompage plus constant du milieu solide. Plusieurs cellules permettent de garantir la douceur de l'impulsion malgré l'inconstance de la résistance du tube.

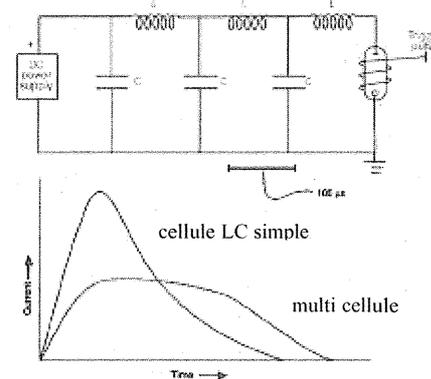


Figure 25 : comparaison d'impulsion fine et plate

On représente sur la figure 25 la comparaison entre une impulsion mise en forme par une simple cellule LC et par un empilage de cellules.

Pour finir, les alimentations devant travailler à des fréquences de répétition de plusieurs centaines de Hertz sont limitées par le temps de charge et de décharge de la capacité réservoir. La solution consiste alors à associer en parallèle avec le tube une alimentation de pseudo ionisation qui maintient un faible courant dans le tube pendant les phases de charge de capacité.

Ainsi, après le premier "claquage", le tube ne nécessite pas l'application de sa tension d'ionisation à chaque impulsion. Il est cependant nécessaire d'associer un interrupteur commandé servant à imposer impulsions. On représente sur la figure 26 un exemple d'alimentation avec bloc de maintien d'ionisation.

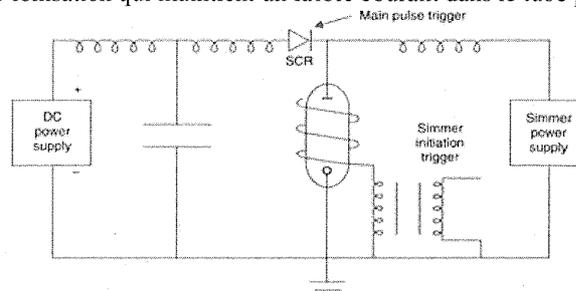


Figure 26 : alimentation avec bloc de maintien d'ionisation [2]

Les avantages de cette opération se situent en grande partie dans l'accès aux grandes fréquences de répétition des impulsions et à une plus grande durée de vie des tubes, moins soumis aux "chocs" d'ionisation brutale lors des amorçages.

III – 2) Alimentations pour lampes à arc

Lorsque le pompage doit se faire en continu, il est nécessaire d'illuminer le milieu solide par une lumière forte mais continue. Tout comme pour les lampes à flashes, le tube d'éclairage est disposé tout contre le tube laser et peut être rempli de plusieurs types de gaz qui déterminent les longueurs d'ondes émises et dont la pression initiale détermine l'intensité lumineuse.

Les alimentations de ces lampes sont constituées de trois grands ensembles :

- un circuit "starter" d'amorçage et d'initiation de l'arc
- une alimentation DC limitée en courant pour entretenir l'arc
- une alimentation de transition qui fait la jonction entre l'amorçage à haute tension et le point de fonctionnement à fort courant et faible tension d'arc.

Les circuits d'amorçage sont les mêmes que ceux qui servent aux lampes flashes. L'alimentation principale, elle, doit juste pouvoir fournir en continu le courant de décharge. Ainsi la figure 27 représente un exemple commun de bloc d'alimentation pour lampe à arc.

On constate la présence de l'alimentation de transition (ou démarrage), celle ci fournit quelques kiloVolts lors de l'initiation de l'arc alors que l'alimentation principale délivre quelques centaines de Volts en régime entretenu. On reconnaît, par ailleurs, un circuit Starter de type série.

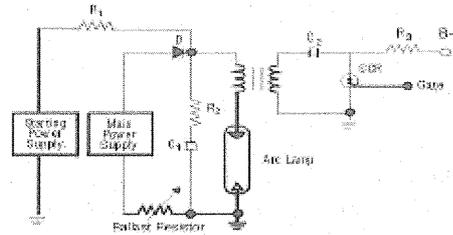


Figure 27 : alimentation pour lampe à arc [3]

Pour finir, la figure 28 représente un circuit permettant de créer la surtension de claquage du tube à partir uniquement de la tension de l'alimentation continue et d'une utilisation judicieuse de transformateurs et de capacités.

La capacité C1 se charge à à quelques 1000V à travers la résistance de 10kΩ. Lors de l'appui sur le bouton poussoir, le transformateur T2 fait claquer l'éclateur qui permet alors une décharge violente de C1.

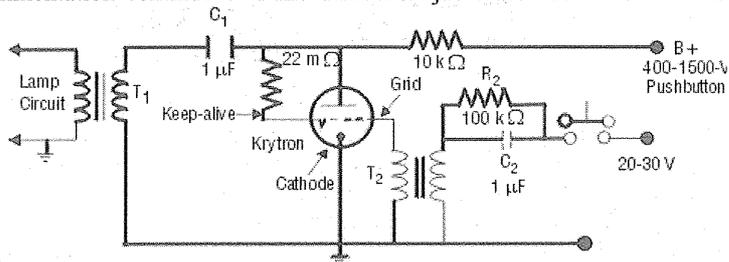


Figure 28 : circuit générateur d'impulsions de tension HT [3]

Le secondaire du transformateur produit alors une impulsion de quelques 20kV.

III – 3) Evolution des circuits Haute Tension

Les Lasers récents utilisent de plus en plus de circuits qui fonctionnent en commutation pour générer les tensions de fonctionnement des tubes Lasers. Le but en est bien sûr le rendement élevé de ces systèmes en comparaison avec les circuits précédents. Le cas le plus fréquent consiste en l'utilisation d'un circuit de type alimentation flyback en tant que circuit starter comme le représente la figure 28 bis.

Utilisée pour générer une tension de quelques dizaines de kilovolts, la structure flyback est dans ce cas connectée sur une charge très résistive. La fermeture de l'interrupteur T implique une croissance linéaire du courant dans l'inductance L1. A l'ouverture de l'interrupteur, l'énergie accumulée dans L1 est évacuée sous la forme d'un courant au secondaire qui force la charge de C. Le condensateur de sortie est alors le siège d'une tension qui grimpe jusqu'au claquage du tube.

L'utilisation des alimentations à découpage pour la production des tensions continues d'alimentation a, par ailleurs, tendance à se démocratiser. Toutefois, les difficultés propres au domaine des hautes tensions et la nécessité d'un très faible taux d'ondulation en sortie justifie encore l'utilisation de circuits linéaires... malgré leurs rendements déplorables.

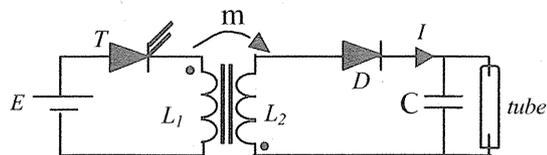


Figure 28 bis : structure Flyback

IV) Les Lasers à semi-conducteurs : diodes Lasers

Dans sa forme la plus simple, la diode laser à semi-conducteur est une jonction P-N dont la zone active est à la frontière entre les deux substrats. Le principe d'émission réside dans la recombinaison de paires électron-trou.

Les recombinaisons électrons-trous qui se produisent entraînent des émissions de photons mais ces émissions doivent ici être stimulées. Le courant qui traverse la diode représente l'apport énergétique qui excite (ou pompe) le milieu. Quand le courant est important, le phénomène d'émission stimulée est prépondérant. Pour ramener ce courant à des valeurs faibles, on piège la zone active entre deux plans clivés qui jouent le rôle de miroirs. Le tout représente le même principe de fonctionnement qu'un oscillateur optique.

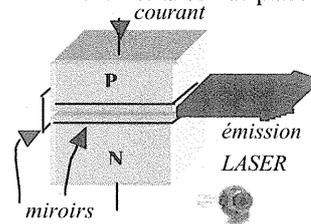


Figure 29 : principe de la diode laser

Cette version de la diode est dite à homojonction, la réalité actuelle est représentée par des versions à hétérojonction améliorées par des subtilités de construction. Quoi qu'il en soit, l'alimentation de telles diodes est simplement une alimentation, continue en tension et courant, destinée à apporter une puissance constante au milieu Laser.

Les diodes laser à semi-conducteur sont sensibles à l'électricité statique, à la température, aux variations brutales de tension. Les alimentations sont conçues pour filtrer le bruit en sortie et disposent d'un grand nombre d'options pour protéger les diodes et prévenir les dégradations.

Les diodes Laser sont souvent vendues sous la forme de modules comprenant la diode (voir figure 30), une lentille de collimation destinée à obtenir le profil de faisceau souhaité en sortie et un circuit électronique de régulation du courant.

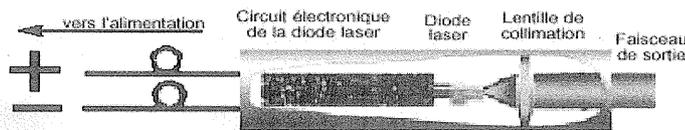


Figure 30 : module à diode laser [4]

La longueur d'onde imposée par la cavité Fabry Péro est donnée pour une valeur de la température de 25°C et est sujette à une tolérance de, typiquement, 10 nm. La longueur d'onde varie avec la température d'approximativement 0.2 nm à 0.5 nm/°C, selon la diode.

Il peut apparaître des sauts de mode si la température varie de manière importante.

Ce peut être un inconvénient pour certaines applications. Un contrôle thermoélectrique par effet Peltier² peut stabiliser la température de la diode et donc éviter les sauts de mode.

L'alimentation doit donc dans ce cas là disposer d'une sortie de puissance destinée à alimenter la cellule Peltier.

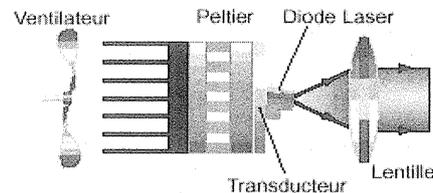
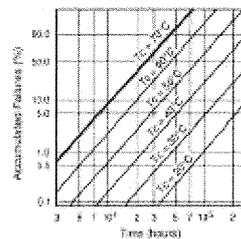


Figure 31 : circuit de refroidissement [4]

L'influence de la température de la jonction est prépondérante, le graphe de la figure 32 représente le recensement du nombre de pannes de diodes Laser en fonction de la température d'utilisation et de la durée d'utilisation. Le fait de maîtriser la température fait donc totalement partie de la stratégie d'utilisation de la diode.



Il devient donc très important de soigner la dissipation thermique au niveau de la jonction, c'est à dire le radiateur (heat sink en anglais) sur lequel on va plaquer la diode. Cette importance justifie la taille relative des radiateurs utilisés pour les diodes de forte puissance dont on représente un exemple sur la figure 32 :

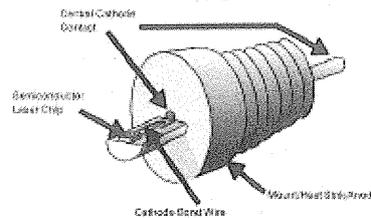


Figure 32 : taux d'échecs dus à la température et radiateur [5]

IV- 1) Alimentations embarquées pour diodes laser

Le principe le plus simple d'alimentation pour diode Laser est représenté sur la figure 33. Il consiste en une simple connexion sur une source de tension continue via une résistance de limitation de courant. Le réglage de la résistance permet simplement celui du courant maximum passant dans la diode.

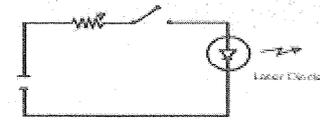


Figure 33 : limitation de courant

Le problème d'une telle solution réside dans l'éventuelle mauvaise qualité de la source de tension et l'apparition de pics de courant lors de la mise sous tension pouvant détruire la diode ; de plus, dans le cas d'une application de forte puissance, l'alimentation doit pouvoir fournir la valeur maximale de courant. Pour palier cela, il faut envisager des structures plus complètes comprenant un dispositif de filtrage des transitoires et une capacité "réservoir". Le schéma de la figure 34 présente une structure où la diode est court-circuitée lors de la mise sous tension et ensuite en parallèle avec un condensateur de lissage de la tension.

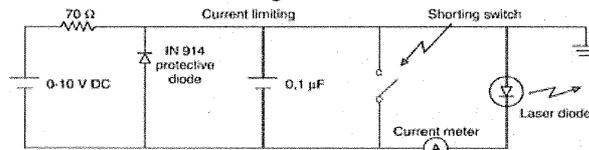


Figure 34 : limitation de courant et protection de la diode

Ces circuits relativement simples ne permettent pas la commande en impulsion, il existe alors d'autres choix plus compliqués qui comprennent à la fois des organes de commutation rapide et des éléments de stockage destinés à fournir les pics de courant. Le schéma proposé sur la figure 35 provient de l'électronique embarquée d'une diode laser devant fonctionner uniquement par impulsions.

Le transistor d'entrée va permettre, pour chaque impulsion de commande, de faire commuter les autres transistors avec un profil d'impulsion calibré par les résistances de 3.3Ω et les capacités de $0.01\mu F$. Le courant traversant la diode aura également la même forme, au gain en courant près. La batterie de condensateurs permet de fournir la forte valeur de courant impulsionnel nécessaire à l'application.

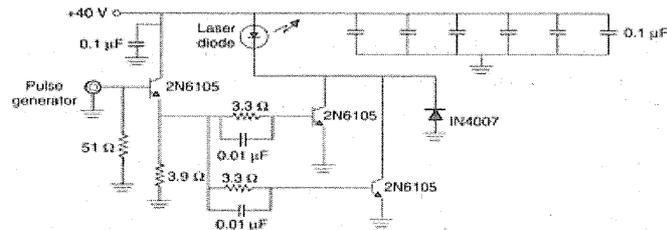


Figure 35 : circuit d'alimentation en pulse [5]

Ces montages, si soignés soient-ils, n'évitent pas la nécessité de disposer d'un bloc d'alimentation DC régulé.

Le circuit de la figure 36 montre un exemple de circuit régulé en courant grâce à une rétroaction sur l'alimentation. Une fraction de la puissance du faisceau en sortie est lue par la photodiode associée à la diode Laser. Quand le courant délivré par la photodiode dépasse un seuil fixé par VR, l'amplificateur opérationnel modifie à la baisse la polarisation des transistors qui autorisent l'alimentation de la diode Laser.

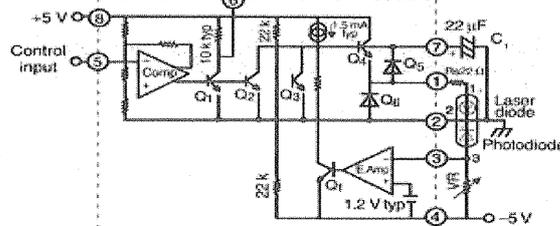


Figure 36 : alimentation régulée [5]

Dans le domaine des blocs d'alimentation régulés pour fonctionnement en continu, la réalité actuelle correspond à des alimentations à découpage régulées en courant. La notion de source de courant évoquée par les constructeurs est en réalité liée au fait que le courant soit imposé par régulation et qu'il reste le seul paramètre que l'utilisateur doit régler.

IV - 2) Alimentations externes et de laboratoire

Le choix d'une alimentation bien adaptée à une application sur diode Laser dépend de :

- son courant maxi (10 à 5000 mA)
- ses qualités de régulation et d'immunité aux perturbations
- ses éventuelles sorties pour cellule Peltier
- du mode de fonctionnement de la diode (continu ou impulsionnel)

Le tableau de la figure 39 récapitule les gammes de courant et puissances des applications courantes :

	Puissance du faisceau (mW)	Courant dans la diode (mA)	Courant Peltier (A)	remarques
Faibles puissances	5 à 500	50 à 500	facultatif 2 à 10	régulation de courant
Fortes puissances	500 à 5000	500 à 5000	régulation en T°	régulation mixte possible

Figure 39 : tableau de synthèse des courants et puissances

IV – 2-a) Faible puissance

Les alimentations correspondantes sont de simples alimentations réglées³ et réglables disposant ou non de sorties pour cellule Peltier.

Les générateurs disponibles sont appelés sources de courant car la régulation permet d'imposer en permanence une valeur réglable de courant dans la diode, des contrôleurs de température peuvent s'y greffer en fonctionnement exclusif ou mixte. Il existe également des modules d'alimentations permettant le contrôle de plusieurs cartes d'alimentation indépendantes pour certaines applications à plusieurs lasers.

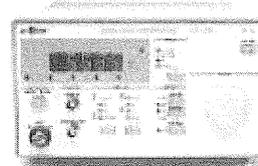


Figure 40 : alimentation DC [4]

IV – 2-b) Forte puissance

Les alimentations propres aux diodes Laser de fortes puissances présentent des caractéristiques particulières. L'échauffement extrême du milieu Laser impose un contrôle en température et la présence de dispositifs de sécurité (arrêt d'urgence). De plus, ces alimentations permettent en général une modulation externe du Laser, compatible avec une utilisation par impulsions souvent inhérente aux fortes puissances.

La modulation temporelle du faisceau Laser permet de faire varier la puissance moyenne du faisceau Laser de 0W à sa puissance maximale (continue) par un simple signal TTL (0-5V).

Lorsque le signal est à 0V, le Laser est éteint, à 5V il fonctionne. Pour les Lasers de puissance, cette modulation est intégrée à l'alimentation et permet d'atteindre une fréquence de modulation de 20KHz. Plus cette fréquence est élevée et moins la modulation est visible.

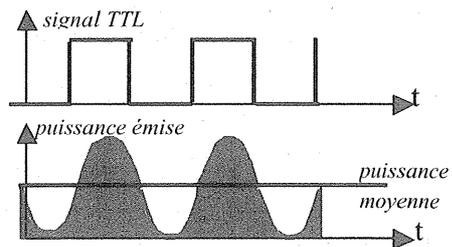


Figure 41 : modulation de la puissance en sortie

Sur la figure 42, un exemple d'alimentations de puissance et de leurs spécificités :

Specifications		LDDC-1500CW-60/26	LDDC-1500CW-30/50
Courant disponible			
Gamme de courant	A	0...60	0...30
Résolution en courant	A	0,1	
Tension	V	2...26	2...50
Stabilité à court terme (24 heures ppm FS)			<300
Stabilité à long terme (24 heures ppm FS)			<300
Courant limite			
Gamme de courant limite	A	0...66	0...33
Résolution en courant	A		0,1
Tension limite			
Gamme de tension limite	V	2...26	2...52
Résolution en tension	V		0,1
Protections			
Température de seuil de diode laser (pour thermistance fournie)	°C		32 +/- 1
Modulation			
Modulation externe de fréquence par signal TTL	Hz		1...2000

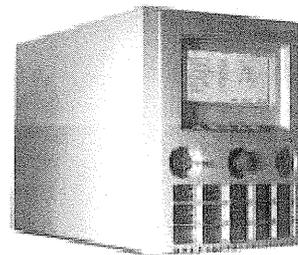


Figure 42 : exemple de gamme d'alimentations DC proposées par un constructeur

³ voir cours d'électronique de puissance

V) Bibliographie et références

Bibliographie :

"Les lasers et leurs applications" Luc Detwiller chez Ellipses

"Les lasers, cours et exercices corrigés" Dangoisse, Hennequin, Zehlé-Dhaoui chez Dunod

Documentation constructeur : Laser à ion Cohérent

Références dans le texte :

[1] : http://cord.org/cm/leot/course04_mod02/mod04_02.htm

[2] : http://cord.org/cm/leot/course04_mod04/mod04_04.htm

[3] : http://cord.org/cm/leot/course04_mod05/mod04_05.htm

[4] : http://cord.org/cm/leot/course04_mod06/mod04_06.htm

[5] : <http://www.laser2000.fr/index.html>

Sites Internet Visités :

<http://www.tcl.thomson-csf.com/html-gb/produits/fproduit.htm>

<http://newfocus.com/products/products.html>

<http://www.splasers.com/products/index.html>

<http://www.newport.com/research/>

<http://www.thorlabs.com/>

<http://www.coherent.fr/medical/>

<http://www.laser-diodes.thomson-csf.com/>

<http://www.laser2000.fr/photonique.html>

<http://wa240.lerelaisinternet.com/accessoires.htm>

<http://www.cisco.com/univercd/cc/td/doc/product/lan/cat5000/hardware/safety/french.htm>

<http://www.mellesgriot.fr/news.htm>

<http://www.optonlaser.com/sommaire/Fiches/F1.html>

http://www.industrie.gouv.fr/FranceTech/francais/parcours_2/vf_p2_guide.htm

<http://www.directindustry.com/nfk/fr/lasers-a-diodes.html>

<http://www.cord.org/lev3.cfm/48>

<http://www.misty.com/people/don/laserfaq.htm>

<http://www.luli.polytechnique.fr/fabbro.html>

<http://www.luli.polytechnique.fr/equipes2.html>

<http://www.optonlaser.com/somm.html>

<http://www.coherentinc.com>

<http://vigie.adepa.asso.fr/services/vip/Theme4/laser1.htm>

http://www.laservall.com/Home_uk.htm

<http://www.irepa-laser.com/francais/applica/index.html>

ÉTUDE PAR LA SIMULATION DU COMPORTEMENT DE CIRCUITS COUPLES IDEAUX OU TRANSFORMATEUR PARFAIT EN RÉGIME IMPULSIONNEL

SALA Oviglio

Lycée Louis Armand

173 B^d de Strasbourg

94 736 Nogent sur Marne cedex

Résumé : dans le cadre d'un échange d'expériences et de pratiques liées à l'utilisation de l'outil informatique dans l'enseignement de l'électrotechnique, je fais part avec cet article d'un essai de cours avec TD de simulation (portant sur des rappels de bases) que j'ai réalisé et qui me semble t'il est bien passé avec les élèves.

Introduction :

Pour pouvoir aborder correctement l'étude du principe de fonctionnement des alimentations à découpage avec isolation galvanique (asymétriques), il est important que les élèves aient des bases relatives aux hacheurs classiques et qu'ils connaissent bien le comportement des transformateurs ou bobines couplées soumises à des créneaux de tension.

En général, le premier point (hacheurs) est relativement bien connu, par contre le second est loin d'être assimilé, de nombreuses idées fausses et confusions subsistent dans l'esprit des élèves.

Voilà pourquoi avant d'attaquer le cours sur les alimentations à découpage avec isolement galvanique je fais avec les élèves une séance de TD simulation pour bien remettre en place les bases nécessaires.

But de la séance de simulation :

Cette séance est destinée à mettre en évidence le transfert énergétique dans les transformateurs ou inductances couplées alimentées par un créneau de tension, d'observer les diverses formes d'ondes courant, tension dans les bobinages et la charge ainsi que l'évolution de l'énergie dans le circuit. Cela dans le but de faciliter par la suite l'étude des principes de fonctionnement des alimentations à découpage avec isolement galvanique

Déroulement de la séance de simulation :

La séance est constituée de plusieurs petites simulations successives.

Pour la première simulation, les élèves font la simulation en même temps que moi, en suivant quelques indications générales que je leur donne, et qui seront utiles pour la suite.

Pour gagner du temps, en général je leur fournis un fichier comportant déjà une partie des éléments du schéma de simulation implantés, en effet, les élèves

sont toujours perdus dans les différentes bibliothèques de constituants de schéma.

Les élèves n'ont donc qu'à paramétrer les valeurs des composants, établir quelques liaisons électriques ou fonctionnelles entre éléments et définir les signaux que l'on veut pouvoir observer en vue d'analyse.

À l'issue de chaque simulation, un temps de réflexion est laissé aux élèves pour qu'ils analysent et justifient les résultats obtenus (allures temporelles) ensuite je fais une petite correction.

Vers la fin de la séance, je propose aux élèves de prédéterminer "à la main" différentes allures de tensions et courants sur deux structures comportant un transformateur ou deux inductances couplées soumises à un créneau de tension. Ils vérifieront ensuite par la simulation la validité de leurs résultats.

Le logiciel de simulation utilisé est "SIMPLORER", Dans ce logiciel, tous les dipôles électriques sont électriquement orientés selon la convention récepteur; une borne est pointée: un courant entrant par cette borne pointée est positif. (Si ce dipôle est une inductance, le flux magnétique créé par ce courant est positif).

Ces conventions seront conservées par la suite.

Une version de démonstration de ce logiciel (sur laquelle toutes les simulations présentées ici ont été faites) est téléchargeable sur le site www.ansoft.com ou sur www.simec.com , de plus les fichiers de ces simulations sont accessibles sur le site www.lesite3ei.com .

Hypothèses générales :

- Les résistances et les inductances de fuite des enroulements constituant les transformateurs ou les inductances couplées seront négligées
 - le couplage magnétique sera supposé parfait.
- On se placera toujours dans le cas d'un fonctionnement linéaire donc sans saturation magnétique (flux et courants, qui les créent, sont toujours proportionnels). Le créneau de tension sera de très courte durée

Première simulation :

un transformateur de rapport de transformation $m = 0,5$ d'inductance magnétisante $L1 = 160\mu\text{H}$, chargé au secondaire par une résistance R_{ch} de $10\ \Omega$ est alimenté au primaire par un créneau de tension d'amplitude 20V et de durée $5\ \mu\text{s}$ obtenu par l'intermédiaire d'un interrupteur commandé S1 (voir figure 1).

On s'intéresse aux allures temporelles des tensions, courants et énergie dans les dipôles L1, L2, Rch.

Le schéma de simulation est le suivant,

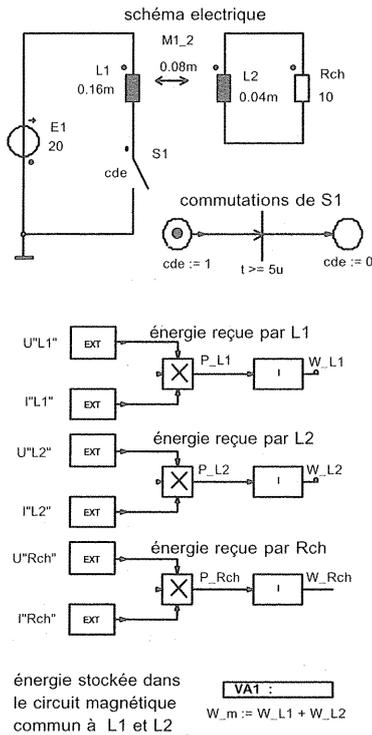


figure 1

Le transformateur est assimilé à deux circuits couplés parfaitement : $M^2=L_1.L_2$. (le modèle est rappelé en en annexe).

La commande ouverture-fermeture de l'interrupteur S1 est définie à partir d'un graphe d'états.

Les graphes des allures des tensions et courants sont directement accessibles par le logiciel lors de la saisie des composants ainsi que le paramétrage de la simulation, ce qui n'est pas le cas des énergies fournies aux (ou générées par les) différents dipôles

Celles-ci seront simplement déterminées en utilisant des modules fonctionnels qui réalisent le calcul suivant : $W(t)=\int p(t).dt = \int e(t).i(t).dt$

[Remarques pratiques :

- lors du paramétrage de la simulation, pour que les résultats soient cohérents , du fait des intégrateurs, il est préférable de se fixer un pas de calcul constant soit : pas mini = pas maxi] ;
- de plus, en faisant la somme algébrique des énergies de L1 et L2 on pourra obtenir l'allure de l'énergie stockée dans le circuit magnétique

les allures obtenues sont les suivantes :

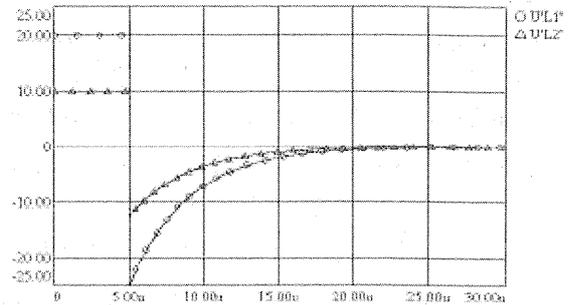


figure 2-a : allures temporelles des tensions

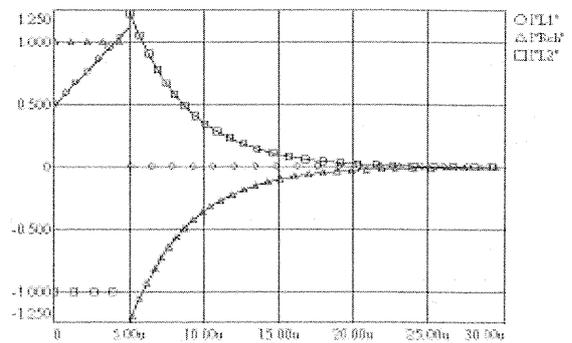


figure 2-b : allures temporelles des courants

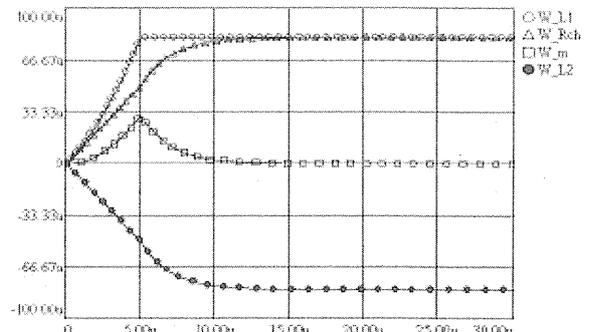


figure 2-c : allures temporelles des énergies

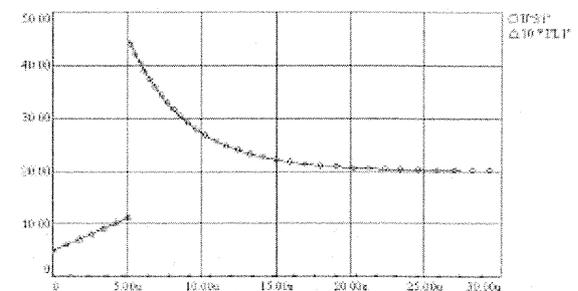


figure 2-d : tension et courant dans S1

Analyse justification des allures obtenues ;

De $t = 0$ à $t = 5 \mu s$,

l'interrupteur S1 est fermé, $u_{S1} = 0$, la tension appliquée aux bornes du primaire est

$$u_{L1}(t) = E1 = 20V. \text{ le flux } \varphi = \frac{E1}{N1} \cdot t + \varphi(0) \text{ circule}$$

alors dans le circuit magnétique ($\varphi(0) = 0$) et en traversant l'enroulement secondaire génère la tension

$$u_{L2} = N2 \cdot \frac{d\varphi}{dt} = \frac{N2}{N1} \cdot E1 \text{ soit ici } 10 V = \text{constante, donc}$$

un courant $i_{th} = -i_{L2} = 1A$ constant circule dans Rch

D'après la loi d'Hopkinson $N1 \cdot i_{L1} + N2 \cdot i_{L2} = \mathcal{R} \cdot \varphi$

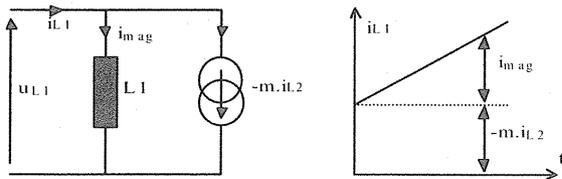
$$(\mathcal{R} \text{ Réductance}), \text{ donc } i_{L1} = -\frac{N2}{N1} \cdot i_{L2} + \frac{\mathcal{R} \cdot \varphi}{N1}$$

le premier terme $-\frac{N2}{N1} \cdot i_{L2} = -m \cdot i_{L2}$ est le courant

ramené du secondaire au primaire, le second terme

$$\frac{\mathcal{R} \cdot \varphi}{N1} = \frac{\mathcal{R}}{N1^2} \cdot E1 \cdot t = \frac{E1}{L1} \cdot t = i_{mag}$$

est le courant magnétisant. On peut alors dresser un schéma équivalent du primaire :



dans notre cas le calcul de ces courants nous donne ;

$$\# -m \cdot i_{L2} = 0,5 A,$$

$$\# i_{mag} = 125000 \cdot t \text{ (soit } 0,625A \text{ pour } t = 5 \mu s)$$

ce qui est conforme aux allures obtenues figure 2b.

Du point de vue énergétique, l'énergie reçue au primaire correspond à la somme de :

$$\text{L'énergie de magnétisation } \frac{1}{2} \cdot L1 \cdot i_{mag}^2 \text{ stockée dans}$$

le circuit magnétique soit $Wm = 31,25 \mu J$ pour $t = 5 \mu s$

$$\text{L'énergie fournie à Rch par le secondaire } u_{L2} \cdot i_{Rch} \cdot t \text{ soit } W_{Rch} = 50 \mu J \text{ pour } t = 5 \mu s$$

A $t = 5 \mu s$ et au delà ;

l'interrupteur S1 est ouvert, donc $i_{L1} = 0$, il n'y a plus d'énergie fournie au primaire.

L'énergie électromagnétique stockée ne pouvant subir de discontinuité, cela implique que le flux et donc les ampères tours magnétisants restent inchangés .

Si la maille au primaire est ouverte les ampères tours magnétisants ne peuvent plus circuler au primaire. Par contre, au secondaire la maille étant fermée, l'énergie Wm stockée dans le circuit magnétique imposera donc la circulation des ampères tours

magnétisants dans celle ci afin de maintenir le flux à sa valeur à l'instant précédant l'ouverture de S1.

A cet instant $t = 5 \mu s$, le flux φ était maxi et avait pour valeur :

$$\hat{\varphi} = \frac{N1}{\mathcal{R}} \cdot i_{L1} + \frac{N2}{\mathcal{R}} \cdot i_{L2} = \frac{N1}{\mathcal{R}} \cdot i_{mag_maxi} \quad \textcircled{1}$$

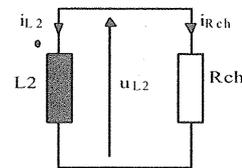
l'instant juste après l'ouverture de S1, le flux a la même valeur $\hat{\varphi}$ que ci-dessus mais il s'exprime par :

$$\hat{\varphi} = \frac{N2}{\mathcal{R}} \cdot i_{L2} \quad \textcircled{2} \quad (\text{car } i_{L1} = 0)$$

d'où en égalant les deux expressions $\textcircled{1}$ et $\textcircled{2}$

$$i_{L2} = \frac{N1}{N2} \cdot i_{mag_maxi} = \frac{i_{mag_maxi}}{m}$$

la loi des mailles au secondaire donne :



$$u_{L2} = Rch \cdot i_{Rch} \text{ soit } u_{L2} = -Rch \cdot i_{L2}$$

$$\text{à } t = 5 \mu s^-, i_{mag_maxi} = 0,625 A$$

$$\text{à } t = 5 \mu s^+, i_{L2} = 1,25A \text{ la tension } u_{L2} \text{ est négative et sa valeur est } -1,25 \cdot 10 = -12,5 V$$

on vérifie bien cela sur les figure 2-a et 2-b .

Ensuite, l'énergie Wm stockée dans le circuit magnétique se dissipe progressivement dans Rch. On le voit bien sur les allures de la figure 2c, la diminution de Wm s'accompagne d'une augmentation équivalente de $WRch$.

Cette phase de fonctionnement correspond à la démagnétisation du circuit magnétique.

Pendant cette démagnétisation, le flux φ , proportionnel au courant i_{L2} , décroît ($d\varphi / dt < 0$) on vérifie donc toujours $u_{L2} = m \cdot u_{L1}$. Dans ce cas, on vérifie bien que $u_{L1} = 2 \cdot u_{L2}$

La tension aux bornes de l'interrupteur S1 est alors ;

$$u_{S1} = E1 - u_{L1}$$

La phase de démagnétisation s'arrête lorsque toute l'énergie Wm a été dissipée dans Rch, a ce moment là ;

$$Wm = 0, i_{L1} = i_{L2} = 0, u_{L1} = u_{L2} = 0, u_{S1} = E1$$

La figure 2-d montre l'allure de la tension aux bornes de l'interrupteur S1. On vérifie bien qu'au début de la démagnétisation $u_{S1} = 20 - 2 \cdot (-12,5)$ soit 45V et qu'en fin de démagnétisation $u_{S1} = E1 = 20V$

Le temps de démagnétisation dépend de la vitesse à laquelle l'énergie Wm est dissipée dans la maille conductrice pendant cette phase . Dans notre exemple cette durée dépend de la valeur de Rch.

Si Rch est plus élevée, la démagnétisation sera plus rapide mais, les tensions u_{L1} et u_{L2} seront aussi plus fortes

En résumé, pour un cycle fermeture ouverture de S1, on a :

à la fermeture de S1,

- magnétisation du transformateur
- transfert direct d'énergie entre E1 et Rch via le transformateur

à l'ouverture de S1

- démagnétisation du transformateur (transfert de l'énergie de démagnétisation vers la charge)

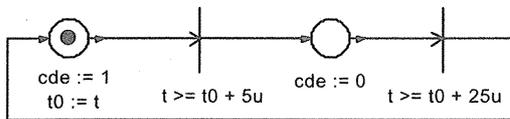
Seconde simulation :

On garde la même structure que pour la simulation précédente, le cycle ouverture-fermeture de l'interrupteur S1 devient périodique, de période T.

Observation de l'évolution de l'énergie stockée dans le circuit magnétique et du courant primaire si :

- la période du cycle est de 25 μ s (S1 fermé 5 μ s puis ouvert 20 μ s)
- la période du cycle est de 6 μ s (S1 fermé 5 μ s puis ouvert 1 μ s)

pour réaliser cette simulation, le graphe d'état précédent, gérant la commande de l'interrupteur S1, sera remplacé par celui ci-dessous :



Les allures demandées sont les suivantes :

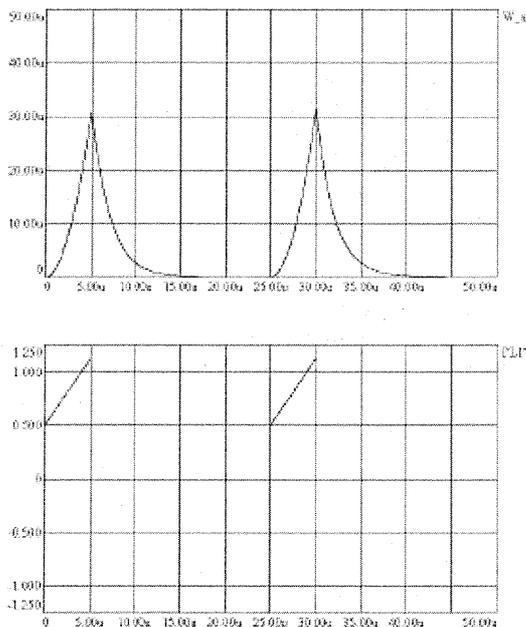


figure 3-a : allures obtenues pour T = 25 μ s

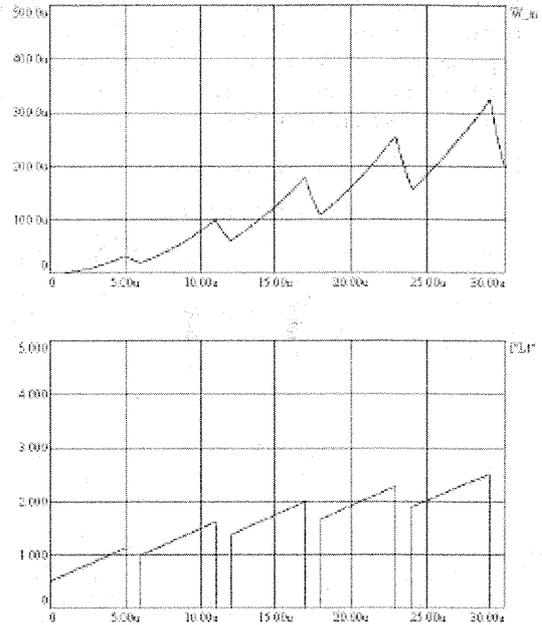


figure 3-b : allures obtenues pour T = 6 μ s

D'après les allures figure 3-a, pour T = 25 μ s la démagnétisation est complète à chaque fermeture de l'interrupteur S1 on retrouve le comportement de la première simulation.

Par contre, d'après les allures de la figure 3-b, pour T = 6 μ s, la démagnétisation n'est pas terminée quand de nouveau S1 est fermé.

On observe alors que le courant primaire croît de période en période, cela est dû au fait que le courant magnétisant augmente de période en période.

Ce fonctionnement mènera au bout de quelques périodes à la saturation du circuit magnétique et donc ;

- La variation des ampères-tours ne se traduit plus par une variation de flux .
- Le flux ne variant pas il n'y a plus de fem dans les bobinages ($d\phi / dt = 0$) ceux ci se comportent alors comme des courts circuits ;
- d'où une surintensité destructrice .

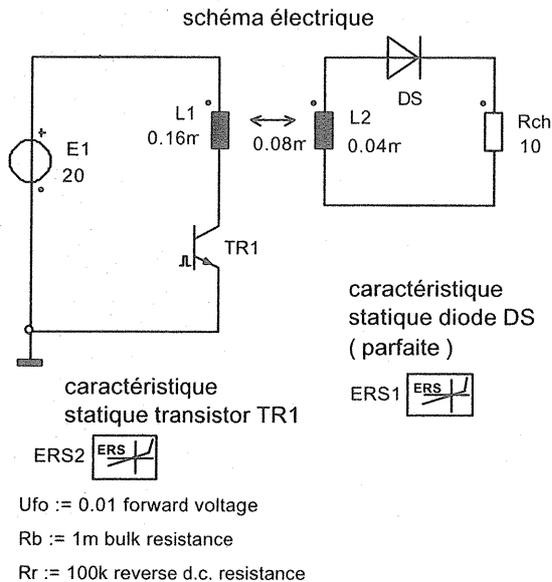
Pour avoir un fonctionnement périodique correct, il faut toujours démagnétiser correctement le circuit à chaque période.

On peut facilement vérifier que si le créneau de tension se prolonge alors, le courant magnétisant grimpe et on atteint la saturation du circuit magnétique et les problèmes ci dessus.

Troisième simulation :

Le dispositif étudié jusqu'à présent fournit en sortie une tension alternative ; or, dans de nombreuses applications, on désire que la tension de sortie soit positive. Pour cela on insère en série une diode (supposée parfaite) au secondaire.

Le schéma de la simulation est alors le suivant



dans ce schéma, l'interrupteur S1 est remplacé par un transistor en commutation TR1,

les caractéristiques statiques du transistor en commutation et de la diode sont définies par leurs caractéristiques statiques respectives ERS1 et ERS2 qui sont des caractéristiques à constitués de segments :

la diode est parfaite :

- à l'état passant, seuil de tension nul tout comme la résistance ;

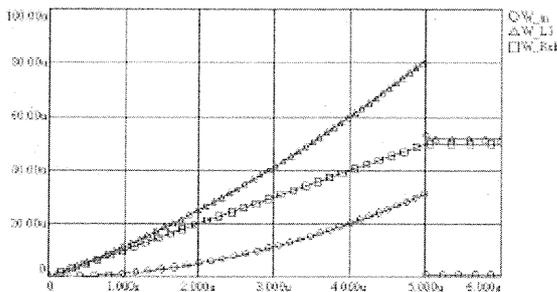
- à l'état bloqué résistance infinie.

Le transistor est modélisé de la façon suivante :

- à l'état saturé son seuil de conduction est nul, tout comme sa résistance ;

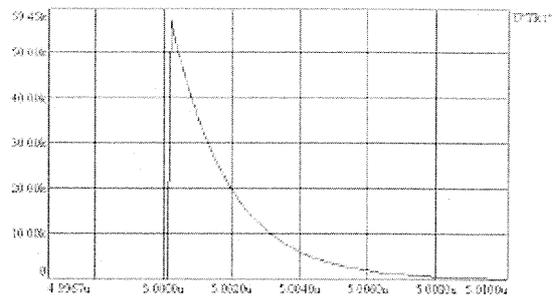
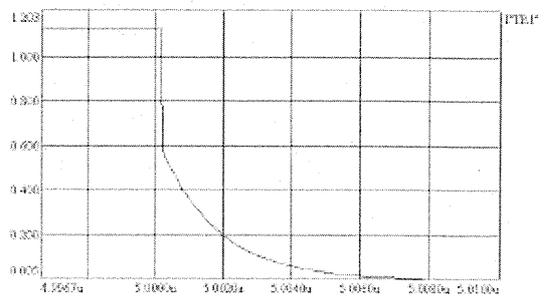
- à l'état bloqué il est équivalent à une résistance de 100kΩ

Les allures obtenues pour les énergies sont reproduites ci-dessous :



De $t = 0$ à $5 \mu s$ le fonctionnement est conforme à celui déjà vu, il y a magnétisation du circuit magnétique et transfert direct d'énergie vers la charge, par contre, à l'ouverture de l'interrupteur la démagnétisation semble se faire quasi instantanément, or, du fait de la diode DS, le courant positif de démagnétisation ne peut pas circuler par le secondaire comme dans les cas précédents.

En agrandissant les allures de u_{TR1} et i_{TR1} au moment de l'ouverture du transistor TR1, on constate qu'il y a une forte surtension aux bornes de TR1 et qu'une intensité correspondant à celle de démagnétisation le traverse. La démagnétisation s'est faite par le primaire via l'élément interrupteur (correspondant ici à une résistance de 100kΩ à l'état bloqué).



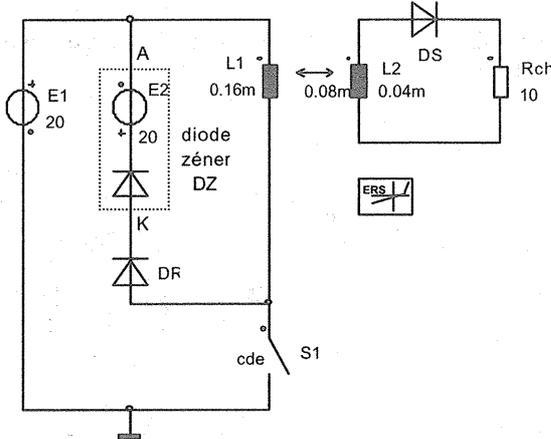
En réalité, sur un circuit réel, l'apparition de ces surtensions se traduit par un claquage de l'isolation de l'interrupteur et l'énergie de démagnétisation est dissipée dans celui-ci (c'est par exemple l'étincelle qui se produit entre les contacts d'un interrupteur ou le transistor qui a claqué)

Notre circuit n'est pas viable, il faut ajouter un dispositif de démagnétisation

Celui-ci a pour principale fonction de récupérer ou dissiper l'énergie de magnétisation tout en limitant les surtensions engendrées lors du blocage de l'interrupteur.

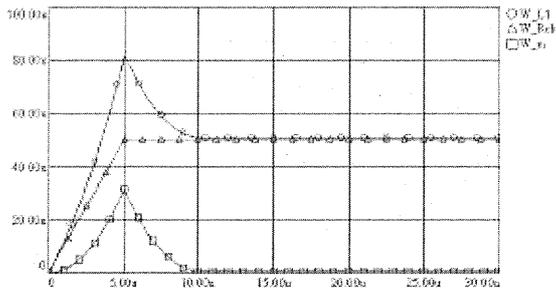
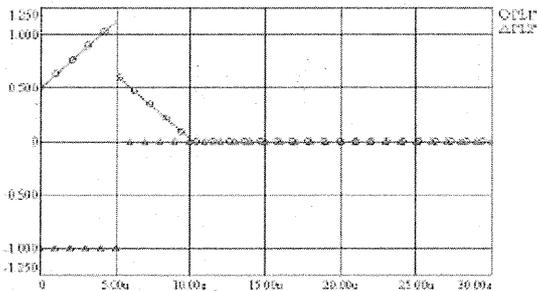
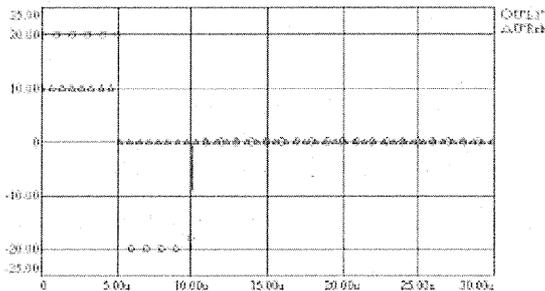
Quatrième simulation :

Un dispositif constitué d'une diode DR en opposition avec une diode zéner de 20V est mis en dérivation sur le primaire comme indiqué sur le schéma ci dessous correspondant au schéma de simulation



dans ce schéma de simulation, le rectangle en pointillé modélise la zener de 20V, les diodes sont parfaites .

les allures relevées sont alors :



Pendant la phase de transfert direct de 0 à 5µs, S1 étant fermé, DR est bloqué aucun courant ne circule dans la zéner. Pour le reste, les allures sont identiques à celles du début.

A l'ouverture de S1, la continuité d'énergie de magnétisation impose donc qu'un courant positif circule dans un des enroulements . Du fait de la diode DS ce courant de démagnétisation ne peut pas circuler au secondaire, par contre, il pourra circuler au primaire dans la maille constituée par L1 , DR et DZ .

La tension aux bornes du primaire est alors constante à -Vz soit -20V (-10V au secondaire). Le courant i_{L1} décroît alors linéairement (puisque u_{L1} est constante et négative) de la valeur i_{mag_max} (0,625 A) jusqu'à 0.

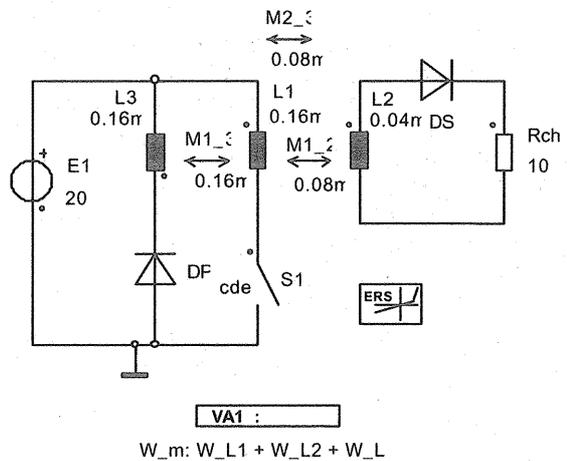
La tension de magnétisation et de démagnétisation étant identiques (*au signe près*) le temps de magnétisation est donc égal au temps de démagnétisation.

En modifiant la zener (Vz = 10 V par exemple) on peut facilement vérifier que le temps de démagnétisation sera deux fois plus long.

L'énergie de démagnétisation Wm restituée par L1 est dissipée dans la zener (Vz . i_{imag} . t) cela dégrade le rendement, ce principe est essentiellement utilisé pour des applications de petites puissances ne nécessitant pas un rendement excellent. (transfo d'impulsions...)

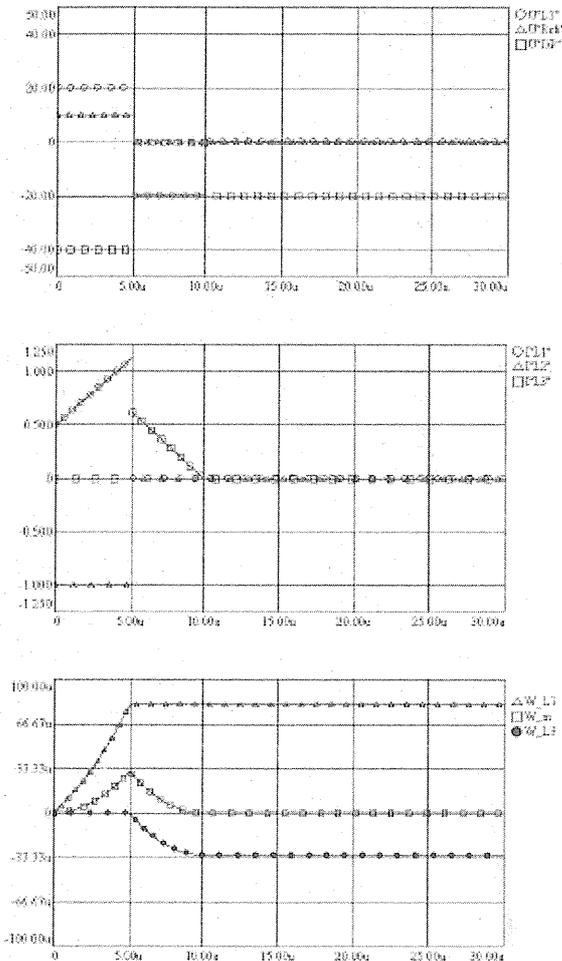
Cinquième simulation :

On enlève le dispositif de démagnétisation précédent, on modifie le transformateur en ajoutant un troisième enroulement (L3) comportant le même nombre de spires que le primaire (L1 = L3) ce troisième enroulement appelé enroulement de démagnétisation est raccordé comme sur le schéma de simulation ci dessous (attention aux bornes pointées) .



VA1 :
W_m: W_L1 + W_L2 + W_L3

Les allures relevées sont données ci dessous ;



De $t = 0$ à $t = 5 \mu s$, S1 est fermé, $u_{L1} = u_{L3} = E1$; la diode DP est bloquée car la tension vau à ses bornes vaut $-2.E1$.
 Pour le reste, les allures sont identiques à celles du début.

A l'ouverture de S1, la continuité d'énergie de magnétisation impose donc qu'un courant positif circule dans un des enroulements. Du fait de la diode DS et de l'interrupteur S1, ce courant de démagnétisation ne peut pas circuler au secondaire, ni au primaire. Ce courant positif de démagnétisation ne peut circuler que dans la maille L3, DP et E1. la tension u_{L3} passe donc à $-20V$ DP est alors passante, le courant de démagnétisation i_{L3} circule dans la maille L3 DP E1 et l'énergie de magnétisation stockée dans le circuit magnétique est restituée à la source

Le rendement sera meilleur que dans le cas de la démagnétisation avec zener mais au prix d'un transformateur plus cher.

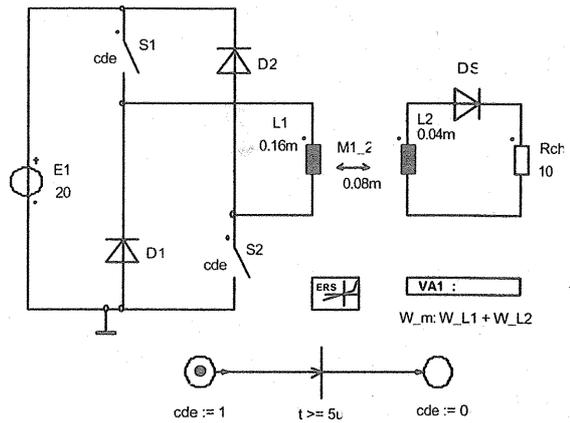
Exercices de synthèse

Exo-1 :

Etude théorique de la structure suivante :

Allures temporelles de u_1 u_2 u_{Rch} i_1 i_2 $W....$

Définir la nature du transfert d'énergie entre E1 et Rch



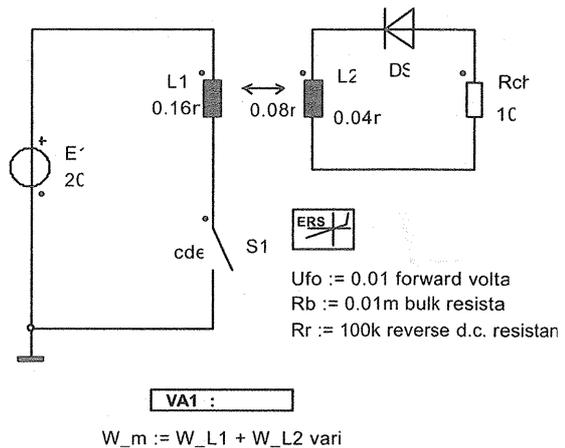
Vérification par simulation

Exo 2 :

Etude théorique de la structure suivante :

Allures temporelles de u_1 u_2 u_{Rch} i_1 i_2 $W....$

Définir la nature du transfert d'énergie entre E1 et la résistance Rch



Vérification par simulation

Conclusions :

L'utilisation de la simulation présente plusieurs avantages et inconvénients :

Avantages

Elle oblige les élèves à connaître et utiliser des modèles ou des schémas équivalents pour représenter dans le programme la structure étudiée.

Ils voient ainsi l'importance et l'utilité de ces modèles et schémas équivalents. (Par exemple, il est impossible de faire les simulations si l'on ne connaît pas la notion d'inductance mutuelle, tout comme la représentation des allures temporelles de l'énergie est impossible si l'on ne connaît pas sa définition).

On peut visualiser des allures de grandeurs qui ne sont pas facilement visualisable ou mesurables avec les appareils classiques de nos salles (comme par exemple l'énergie)

Grande souplesse, on peut très facilement observer l'influence d'une variation de l'un des constituants de la structure étudiée

Les élèves doivent en permanence se poser des questions pour vérifier la cohérence des résultats issus de la simulation, car une simulation mal paramétrée (notamment sur la valeur du pas de calcul) peut donner des résultats très surprenants.

L'outil utilisé est motivant pour les élèves, *ils se sentent "plus à l'aise devant le PC que devant un tableau noir"*.

Inconvénients

L'élève est déconnecté de l'aspect matériel des choses, et certaines limites technologiques ne sont pas palpables par la simulation

Il est difficile de garder une trace écrite cohérente et complète d'un travail de simulation celle ci se limite souvent à des allures pas ou peu commentées. Il faut absolument après chaque simulation laisser un temps aux élèves pour rédiger commenter et justifier les allures issues de la simulation (et il faut parfois lourdement insister pour qu'ils le fassent).

De plus, je pense que la simulation ne doit en aucune façon se substituer à des essais expérimentaux, bien au contraire, elle doit les compléter en créant un lien entre la théorie et la pratique.

Annexe :

Modélisation du transformateur ou de deux inductances couplées par les mutuelles ;

Le flux total dans les enroulements est

$$\Phi_1 = L_1 \cdot i_1 + M \cdot i_2 \quad \Phi_2 = M \cdot i_1 + L_2 \cdot i_2$$

du fait du couplage idéal et de l'absence de fuites

$$M^2 = L_1 \cdot L_2 \quad \text{donc} \quad M = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

A vide, $i_2 = 0$, les tensions primaire et secondaire valent :

$$u_1 = \frac{d\Phi_1}{dt} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt}$$

$$u_2 = \frac{d\Phi_2}{dt} = M \cdot \frac{di_1}{dt}$$

donc le rapport de transformation $m = \frac{u_2}{u_1}$ à vide

s'écrit donc $m = \frac{M}{L_1}$ soit $m = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$

application numérique ; si $L_1 = 0,16\text{mH}$ et $m = 0,5$ alors

$$L_2 = 0,04\text{mH} \quad \text{et} \quad M = 0,08\text{mH}$$

Nota : La valeur $L_1 = 160 \mu\text{H}$ est un peu faible ; pour information, l'inductance primaire d'un transformateur d'impulsion (genre IT253 Schaffner E.t = 180 V μs) est de 1,1 mH j'ai pris cette valeur de $L_1 = 160\mu\text{H}$ pour pouvoir bien observer le courant magnétisant et pour que le temps de démagnétisation soit petit de façon à pouvoir visualiser sur un écran un cycle complet .

FONCTIONNEMENT D'UN GRADATEUR A TRAINS D'ONDES

Frédéric IMBERT

Professeur Agrégé de Génie Electrique
Université Louis Pasteur Strasbourg
Institut Professionnel des Sciences et Technologies (IPST)
frederic.imbert@ipst-ulp.u-strasbg.fr

Eric LORRAIN

Professeur Agrégé de Génie Electrique
IUFM d'Alsace
IPST
eric.lorrain@ipst-ulp.u-strasbg.fr

Résumé : L'étude des gradateurs fait partie de la formation en électrothermie des étudiants de troisième année d'IUP Génie des Systèmes Industriels à l'IPST. Afin de valider les acquis théoriques, un sous-système a été réalisé pour étudier le fonctionnement des gradateurs par trains d'ondes et des effets sur la qualité de l'énergie électrique appelée au réseau. L'article présente la progression du TP, les résultats des mesures ainsi que les exploitations possibles d'un point de vue énergétique.

I Présentation et objectifs

Dans le cadre de leur formation en électrothermie, les étudiants d'IUP 3 GSI de l'IPST abordent les méthodes de chauffage par résistance. Ils sont amenés à étudier la commande par trains d'ondes, méthode simple utilisée pour les systèmes à forte inertie thermique.

Les problèmes liés à ce type de commande sont les suivants :

- variation de la puissance active, de la puissance déformante et du facteur de puissance,
- présence d'harmoniques et de sous harmoniques,
- apparition de l'effet *Flicker*.

Pour remédier aux problèmes de variation de puissance et de l'effet *Flicker*, il existe une solution qui consiste à commander plusieurs gradateurs trains d'ondes à des instants décalés, c'est la commande dite entrelacée (système *Anti-Flicker des Thyritop 40 de Pyro-Control*).

C'est dans le but de valider ces améliorations que nous avons réalisé un sous-système permettant un fonctionnement par trains d'ondes simple ou double entrelacés.

Dans les deux cas de fonctionnement, par la mesure du courant efficace de ligne et de la valeur de son harmonique à 50 Hz, on pourra déterminer :

- la puissance active, véhiculée par le fondamental,
- la puissance déformante, véhiculée par les autres harmoniques et sous-harmoniques,
- le facteur de puissance vue du réseau.

Dans chaque partie, on comparera les mesures aux valeurs théoriques et on justifiera les domaines de fonctionnement des différentes commandes.

II Besoins du sous-système

II-1 La partie puissance

La réalisation du sous-système a nécessité 2 contacteurs statiques *Thyritop 1* synchrones de calibre 25 A et de tension de commande 0 – 4 à 32 V DC. Une

interface électronique assure la liaison avec l'ordinateur de pilotage. Elle fournit aussi les niveaux de tension nécessaires à la commande des relais statiques. Le tout est monté dans un coffret dont la face avant est présentée sur la figure 1.

Deux bancs résistifs triphasés de 4 kW couplés en monophasé sont utilisés comme charge.

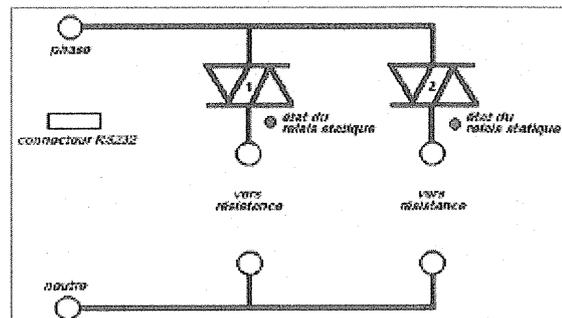


Figure 1 : face avant du sous-système

L'utilisation d'un oscilloscope *Agilent 54621 A*, avec deux pinces ampèremétriques CA E3N de 100 mV / A, va permettre de visualiser et d'obtenir les informations i_{ligne} efficace (fonction RMS de l'oscilloscope) et $i_{50\text{Hz}}$ efficace (analyse spectrale fonction FFT).

II-2 Le logiciel de gestion

Nous avons décidé de piloter le sous-système par un ordinateur pour des raisons de simplicité de réalisation. Les fréquences de fonctionnement vont de 0,1 Hz à 1 Hz par pas de 0,1 Hz. Nous devons générer deux signaux à rapport cyclique variable décalés d'une demi période.

Nous avons utilisé une des sorties série pour obtenir deux signaux de commande en 0-5 V.

Le logiciel a été développé sous *Delphi 6* et fonctionne sous *Windows 95 et 98*.

Les figures 2 et 3 présentent deux fenêtres du logiciel.

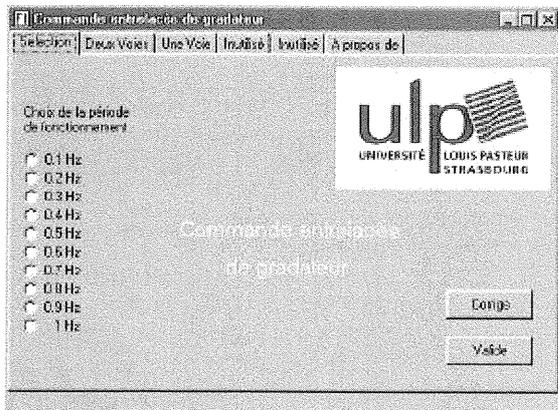


Figure 2 : fenêtre d'accueil du programme

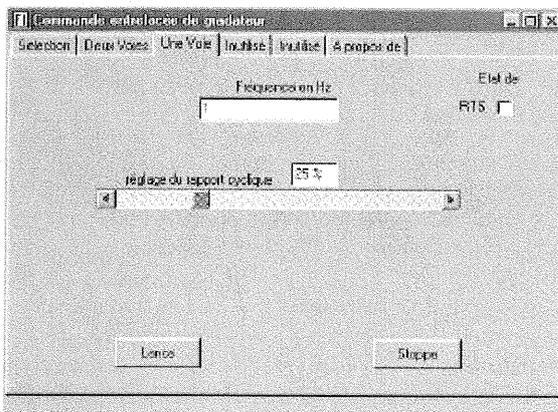


Figure 3 : fenêtre de commande par trains d'ondes unique

III Commande par trains d'ondes unique

III-1 Montage et fonctionnement

Le montage réalisé fait l'objet de la figure 4. On place une résistance de 1200 W sous 230 V à la suite du relais statique 1.

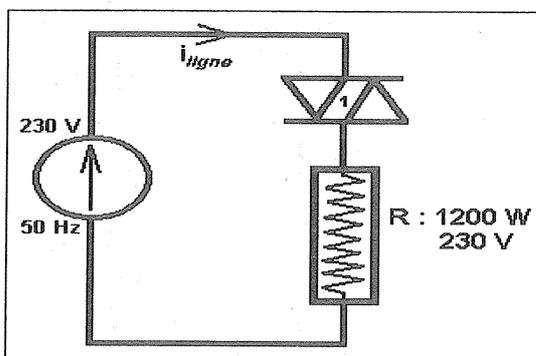


Figure 4 : montage train d'ondes unique

La commande du relais statique permet l'alimentation de la résistance pendant un temps pT avec une période de fonctionnement $p'T$ de 1s (avec $T = 20$ ms, $p < p'$, p et p' entiers très supérieurs à 1). On définit par d le rapport cyclique de fonctionnement :

$$d = \frac{pT}{p'T} = \frac{p}{p'}$$

III-2 Essais et résultats

A partir de l'allure du courant de ligne, figure 5, les étudiants doivent rappeler les différentes relations liant les caractéristiques électriques au rapport cyclique d . On déterminera la valeur I du courant efficace ainsi que la puissance $P_{\max} = VI$ pour $d=1$.

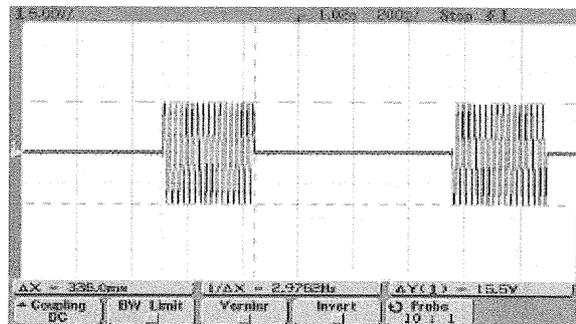


Figure 5 : chronogramme de i_{ligne} pour $d=33\%$

Remarque : la graduation en Volt peut être directement lue en Ampère, grâce à la modification du "Probe", multiplication de la valeur de la sensibilité.

On obtient les résultats suivants :

$$I_{\text{eff}} = I \times \sqrt{d}$$

$$I_{50\text{Hzeff}} = I \times d$$

$$P = P_{\max} \times d$$

$$S = P_{\max} \times \sqrt{d}$$

$$Fp = \sqrt{d}$$

$$D = P_{\max} \times \sqrt{d(1-d)}$$

En faisant varier d , les étudiants relèvent les valeurs de I_{eff} et $I_{50\text{Hzeff}}$ et en déduisent celles de P et de S . On détermine ensuite le facteur de puissance Fp et la puissance déformante D (voir annexe 1).

La figure 6 nous donne un exemple d'oscillogramme et de spectre des harmoniques permettant de mesurer les courants.

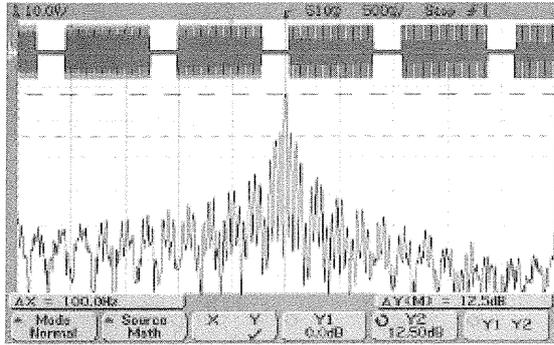


Figure 6 : analyse spectrale de i_{ligne} en train d'ondes unique, $d=75\%$

On distingue bien l'harmonique principal à 50 Hz (au centre de l'oscillogramme) avec à gauche les sous-harmoniques et à droite les harmoniques, par pas de 1 Hz (due à la période de fonctionnement 1s).

L'allure du courant de ligne apparaît en haut de l'écran.

Remarque : la valeur de l'amplitude du spectre est donnée en dBV, sa valeur efficace est calculée selon la relation donnée ci-dessous :

$$X_{\text{eff}} = 10^{\frac{X_{\text{dBV}}}{20}}$$

les mesures et les résultats théoriques sont regroupés sur les figures 7 et 8 :

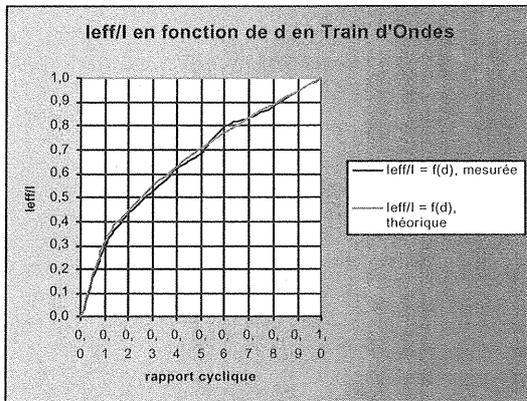


Figure 7 : $I_{\text{ligne}} \text{ efficace}$ en fonction de d

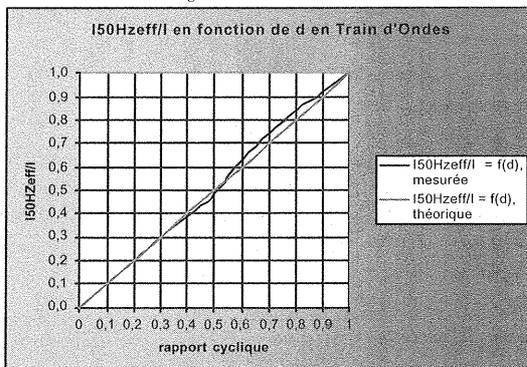


Figure 8 : $I_{\text{ligne}50\text{Hz}} \text{ efficace}$ en fonction de d

A partir de ces données, on peut déduire les caractéristiques énergétiques et obtenir les résultats regroupés sur la figure 9 :

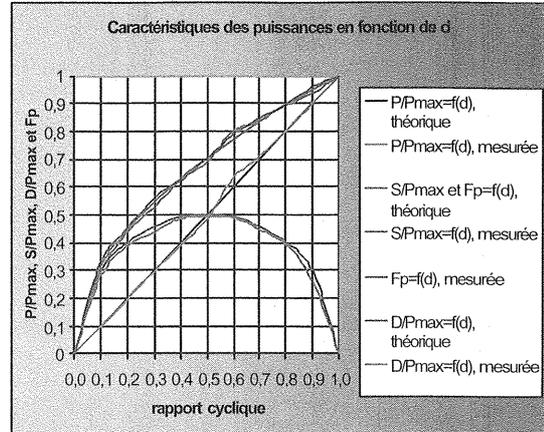


Figure 9 : caractéristiques des puissances pour le fonctionnement en train d'ondes unique.

Cette première série de mesures valide bien les prédéterminations théoriques. Pour obtenir un facteur de puissance supérieur à 0.8, il convient de faire fonctionner le gradateur à train d'ondes avec un rapport cyclique supérieur à 60%. Un fonctionnement autour de 50% se traduit par une consommation de puissance déformante (ne participant pas au transfert d'énergie) identique à la puissance active, nécessaire à la production de chaleur. Pour un rapport cyclique inférieur à 50%, la puissance déformante est supérieure à la puissance active !

IV Commande par deux trains d'ondes entrelacés

IV-1 Montage et fonctionnement

Le montage réalisé est présenté sur la figure 10. On place deux résistances de 600 W sous 230 V pour travailler avec une charge équivalente de 1200 W comme précédemment.

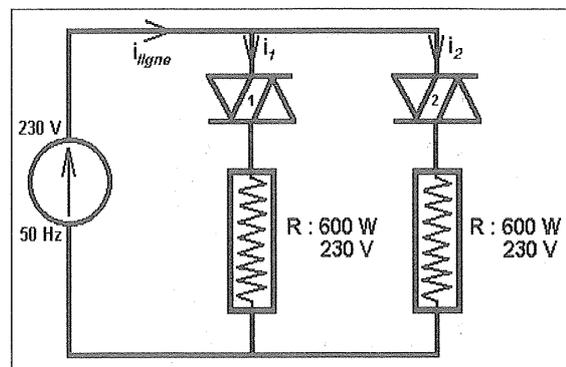


Figure 10 : montage à deux trains d'ondes entrelacés

Le gradateur fonctionne selon une même période $p \cdot T$ de 1s, mais avec des commandes décalées de $p \cdot T/2$. On note pT le temps d'alimentation des

résistances. Le rapport cyclique d est défini comme précédemment. Deux modes de fonctionnement sont possibles :

- mode 1 : $0\% < d < 50\%$
les 2 gradateurs sont commandés en alternance,
- mode 2 : $50\% < d < 100\%$
les 2 gradateurs sont commandés simultanément.

IV-2 Essais et résultats

Pour les deux modes de fonctionnement, les étudiants doivent relever les oscillogrammes des différents courants (figures 11, 12, 13 et 14). Ils calculeront les relations liant les caractéristiques électriques au rapport cyclique d . On déterminera la valeur I du courant efficace de ligne ainsi que la puissance $P_{max} = VI$ pour $d = 1$.

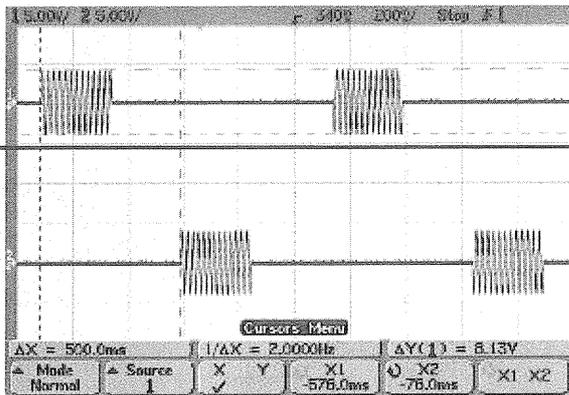


Figure 11 : chronogramme de i_1 et i_2 pour $d=25\%$

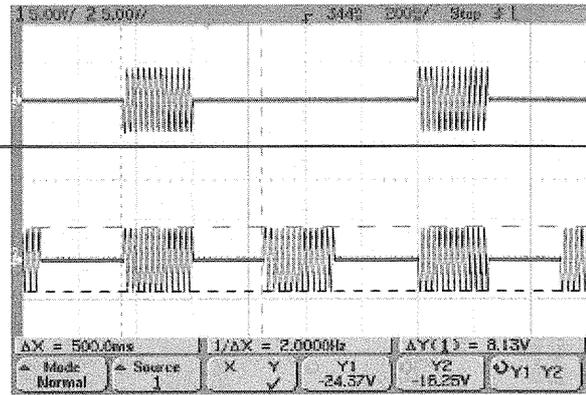


Figure 12 : chronogramme de i_1 et i_{ligne} pour $d=25\%$

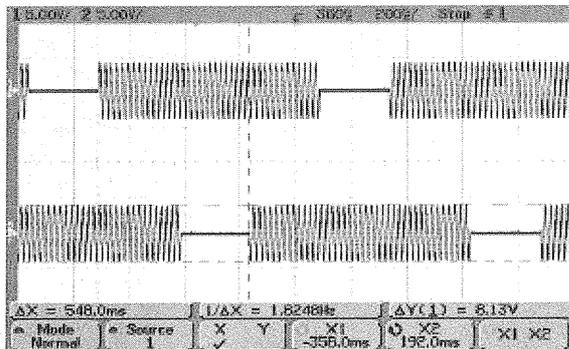


Figure 13 : chronogramme de i_1 et i_2 pour $d=75\%$

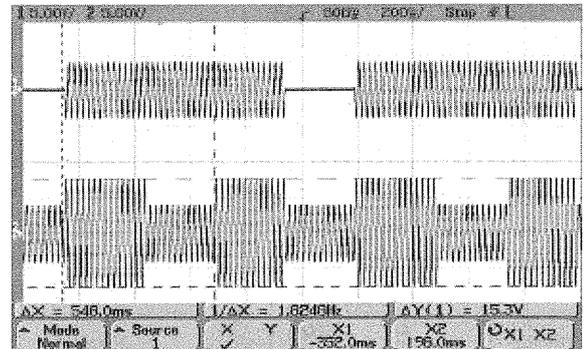


Figure 14 : chronogramme de i_1 et i_{ligne} pour $d=75\%$

Selon le mode de fonctionnement, on obtient les résultats suivants :

- en mode 1 : $0\% < d < 50\%$

$I_{\text{eff}} = I \times \sqrt{\frac{d}{2}}$	$I_{50\text{Hzeff}} = I \times d$
$P = P_{\text{max}} \times d$	$S = P_{\text{max}} \times \sqrt{\frac{d}{2}}$
$Fp = \sqrt{2d}$	$D = P_{\text{max}} \times \sqrt{\frac{d(1-2d)}{2}}$

- en mode 2 : $50\% < d < 100\%$

$I_{\text{eff}} = I \times \sqrt{\frac{3d-1}{2}}$	$I_{50\text{Hzeff}} = I \times d$
$P = P_{\text{max}} \times d$	$S = P_{\text{max}} \times \sqrt{\frac{3d-1}{2}}$
$Fp = \frac{2d}{\sqrt{2(3d-1)}}$	$D = P_{\text{max}} \times \sqrt{(1-d)(d-1/2)}$

Pour les deux modes de fonctionnement, les étudiants relèvent les informations de I_{eff} et $I_{50\text{Hzeff}}$. Ils calculeront les valeurs de P , S , le facteur de puissance Fp et la puissance déformante D (voir annexe 1).

Les figures 15 et 16 représentent les oscillogrammes de mesure des courants.

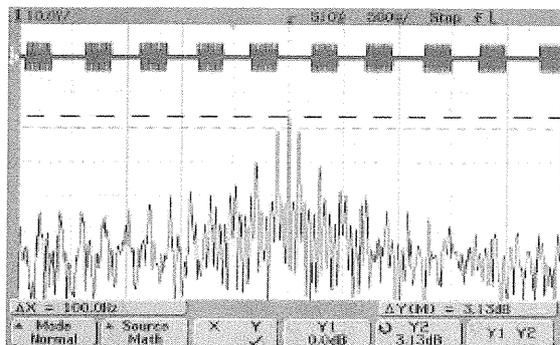


Figure 15 : analyse spectrale du i_{ligne} pour $d=25\%$

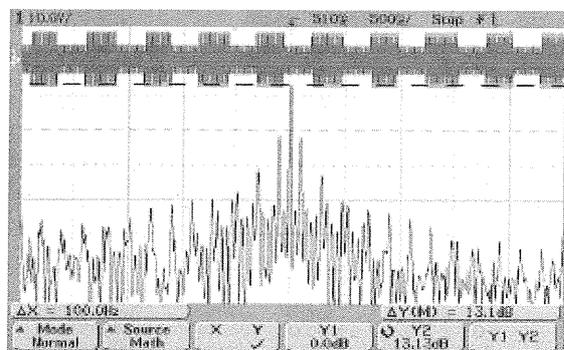


Figure 16 : analyse spectrale du i_{ligne} pour $d=75\%$

Les mesures et les résultats théoriques sont regroupés sur les figures 17 et 18.

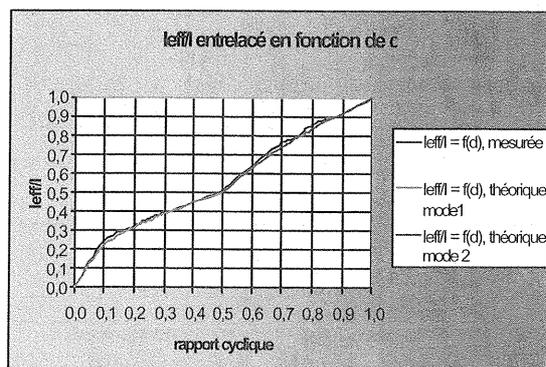


Figure 17 : I_{ligne} efficace en fonction de d

La figure 19 représente l'évolution de la puissance active P et de la puissance déformante D en fonction du rapport cyclique d .

La puissance apparente S ainsi que le facteur de puissance F_p sont tracés sur la figure 20.

Pour chaque figure, la courbe théorique est associée à celle des mesures.

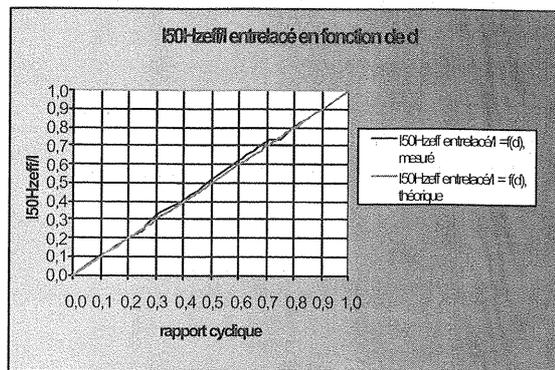


Figure 18 : $I_{\text{ligne } 50\text{Hz}}$ efficace en fonction de d

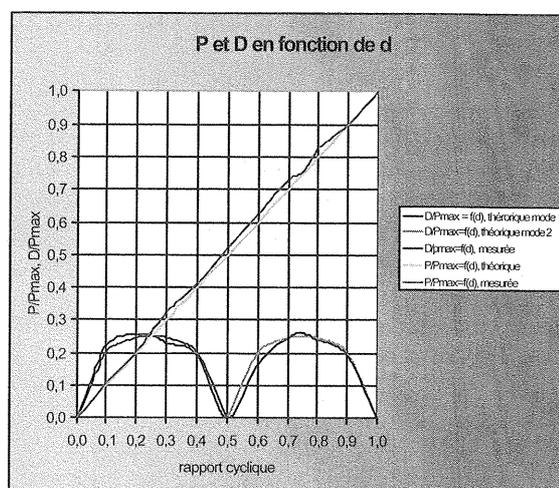


Figure 19 : caractéristiques de P et D en fonction de d pour un fonctionnement entrelacé

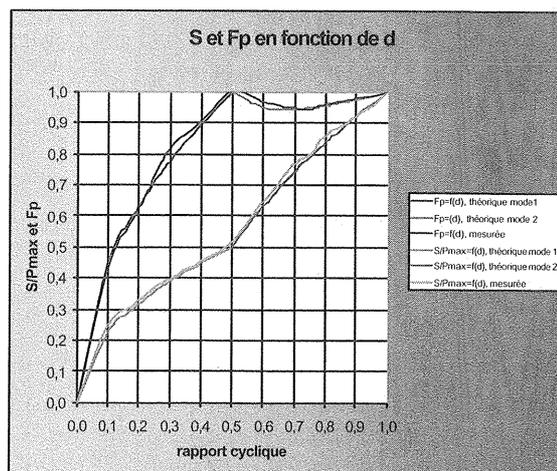


Figure 20 : caractéristiques de S et F_p en fonction de d pour un fonctionnement entrelacé

Cette deuxième série de mesures valide à nouveau les acquis théoriques. Pour obtenir un facteur de puissance F_p supérieur à 0.8, il convient de faire fonctionner ce gradateur avec un facteur de marche de 30% minimum. A partir d'un rapport cyclique de 25%, la puissance active P est supérieure à la puissance déformante D . Un fonctionnement à d inférieur à 25% à pour conséquence d'avoir une puissance active P inférieure à la puissance déformante D !

V Conclusions

V-1 Sur les mesures

Du fait d'un fonctionnement à très basse fréquence (de 0.1Hz à 1Hz), les appareils de mesure classiques, ampèremètres TRMS, wattmètres et énergiemètres ne sont pas adaptés au sous-système.

L'oscilloscope, équipé des fonctions RMS et FFT, permettra d'effectuer les mesures. Il visualisera les harmoniques et les sous-harmoniques à des fréquences autres que des multiples de 50 Hz.

Les mesures confirment les résultats obtenus théoriquement. Le fonctionnement à deux trains d'ondes entrelacés permet une variation de d plus grande (25% à 100%) en conservant des caractéristiques énergétiques très acceptables ($P > D$ et $F_p > 0.7$).

On peut obtenir la puissance active P à l'aide des fonctions mathématiques de l'oscilloscope. Pour cela, il suffit de moyenniser le produit de la tension d'entrée par le courant de ligne (fonction 'multiplication' et fonction 'average'). Le résultat de ces opérations recoupe celui de la méthode du TP.

V-2 Sur la mise en œuvre

La mise en œuvre de ce TP est simple et peu coûteuse. En effet, le câblage est assez rudimentaire et nécessite peu d'appareil de mesures. Les relais statiques peuvent directement être pilotés par l'ordinateur. Une interface est souhaitable pour

permettre un fonctionnement manuel des relais statiques (par boutons poussoirs).

La visualisation de l'état des relais (DEL) facilite la compréhension du sous-système.

La commande par ordinateur permet d'effectuer les réglages rapidement et simplement.

Les étudiants ont apprécié la prise en main rapide du sous-système. Ils ont ensuite pu se consacrer aux différentes mesures et exploitations.

La prochaine évolution du TP permettra de voir l'influence de la commande sur l'effet Flicker.

ANNEXE 1

A partir des valeurs de I_{eff} et $I_{50Hzeff}$, on calcule les valeurs de P , S , du facteur de puissance F_p et de la puissance déformante D . Les relations appliquées sont les suivantes :

$$P = V I_{50Hzeff}$$

$$S = V I_{eff}$$

$$F_p = \frac{P}{S}$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2}$$

Hypothèse :

- La tension d'alimentation est sinusoïdale,
- La puissance réactive Q est nulle.

BIBLIOGRAPHIE

'Les convertisseurs de l'électronique de puissance'
de C. Rombaut, G. Séguier et R. Bausière.
Edition : Lavoisier Tec&Doc.

L'EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE EN TRACTION FERROVIAIRE

Christian LECLERC

Ingenieur d'études honoraire à la Direction du matériel et de la traction de la SNCF

suite de la 3ème partie : L'ère des thyristors, vers la fin des derniers matériels uniquement monophasés

1971 : les locomotives BB 15000

Ces locomotives monophasées de forte puissance (figure 87) ont été définies par la DETE¹ et commandées au MTE², maître d'oeuvre. Les principaux constructeurs qui ont collaboré ont été : JEUMONT-SCHNEIDER, pour la partie électrique (transformateur principal, équipements redresseurs et leurs circuits de commande) et ALSTHOM, pour la partie caisse, moteurs de traction et appareillage électromécanique. 65 exemplaires de cette série ont été commandés, leur livraison s'est effectuée entre 1971 et 1976 pour les 50 premières machines et en 1978/1979 pour les 15 dernières.

Les BB 15000 ont toutes été affectées au dépôt de Strasbourg, elles assurent, encore aujourd'hui, la remorque de trains de tous types sur l'ensemble des lignes électrifiées du réseau Nord-Est de la SNCF.

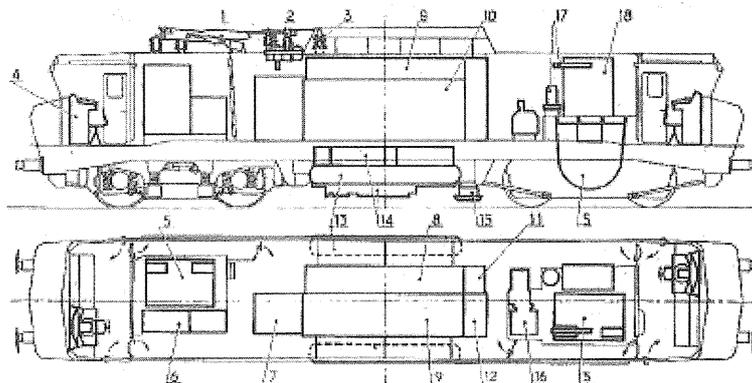
Alors que les locomotives CC 21000 avaient été étudiées comme une extension monophasée des CC 6500 à courant continu, les BB 15000 ont, d'emblée, été conçues comme des locomotives monophasées pures. La figure 88 montre la disposition interne des organes de ces locomotives.



Vue de la locomotive BB 15001
(photographie de couverture de la revue JEUMONT-SCHNEIDER n° 14 décembre 1972)

figure 87

- 1 : Pantographe type AM 180
- 2 : Disjoncteur
- 3 : Entrée de courant 25 kV
- 4 : Pupitre fonctionnel de conduite
- 5 : Moteur de traction auto-ventilé
- 6 : Bloc batterie
- 7 : Bloc des protections
- 8 : Appareillage de traction
- 9 : Bloc rhéostatique
- 10 : Bloc thyristors
- 11 : Appareillage basse tension
- 12 : Electronique de commande
- 13 : Réservoir principal
- 14 : Transformateur principal et réfrigérant
- 15 : Capteur présence
- 16 : Groupe moteur compresseur
- 17 : Sécheur d'air et réfrigérant
- 18 : Bloc pneumatique.

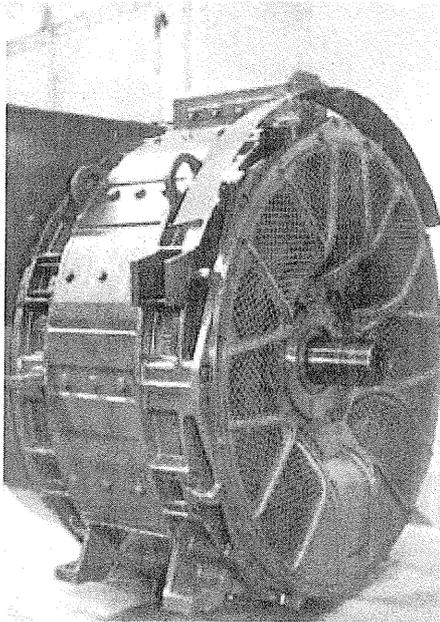


Disposition des organes des BB 15000 -
D'une longueur hors tout de 17,84 m, ces locomotives ont une masse de 86,9 t
(diagramme extrait de la Revue Générale des Chemins de Fer, juin 1971)

figure 88

- 1 : Division des Etudes de Traction Electrique de la SNCF (appellation antérieure à 1975)
- 2 : Société Le Matériel de Traction Electrique, filiale des sociétés JEUMONT-SCHNEIDER et CREUSOT-LOIRE (constructeur des bogies)

D'une puissance totale de 4650 kW, au régime continu (5410 kW au régime de démarrage) ces locomotives, dont la vitesse maximum est de 180 km/h, ont 2 bogies monomoteurs, à simple rapport de réduction, équipés d'un moteur de traction ALSTHOM types TAB 666, puis TAB 674, auto-ventilé (comme le sont les 4 demi-moteurs des CC 21000), à courant ondulé (carcasse feuilletée), de grand diamètre et faible longueur de "fer" (\varnothing extérieur 1600 mm, \varnothing de l'induit 1180 mm et longueur du fer utile 330 mm, masse de 7 tonnes environ). Cet imposant moteur est représenté à la figure 89 ci-dessous.



Vue du moteur de 2300 kW (TAB 674) des BB 15000 (photographie ALSTHOM)

figure 89

Chaque moteur est alimenté, indépendamment de l'autre, par un ensemble redresseur constitué de 2 ponts connectés en série ; l'un est mixte, l'autre entièrement à thyristors. Le transformateur principal comporte 4 enroulements secondaires, chacun alimentant un pont.

Fonctionnellement, les redresseurs sont utilisés selon les configurations traction ou freinage électrique par récupération ; quant au mode freinage électrique rhéostatique, il n'utilise aucun redresseur.

- En traction :

Le pont complet est débloqué progressivement en premier (θ variant de 90° à 0°), le courant moteur passe alors directement par les 2 bras de diodes du pont mixte. Lorsque le pont à thyristors est ouvert au maximum, on entame, le débloqué du pont mixte (θ variant de 180° à 0°) puis, lorsque celui-ci est à son tour complètement débloqué, le débloqué des thyristors de shuntage qui équipent ce pont mixte.

La figure 90, ci-après, montre le schéma simplifié des ensembles redresseurs des BB 15000 en

configuration traction ainsi que les chronogrammes de la tension redressée obtenue en débloquant successivement les 2 ponts, ce qui est favorable au facteur de puissance (comme vu antérieurement en C.1.2.2, *La Revue 3EI* n° 28 page 72).

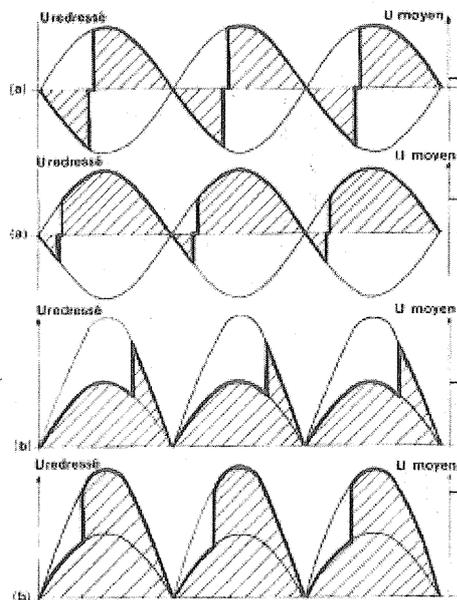
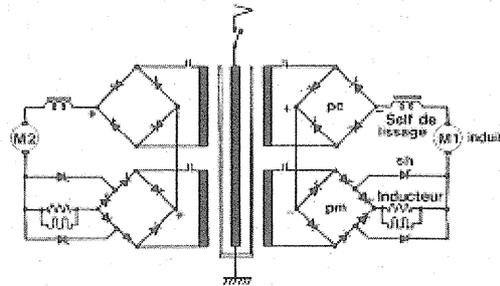


Schéma des ponts redresseurs en configuration "traction". Les chronogrammes (a) correspondent à la tension obtenue par le déblocage du pont complet, à laquelle s'ajoute celle du pont mixte lorsque le pont complet est complètement débloqué (chronogrammes (b)).

(extraits de la revue JS n° 14)

figure 90

- En freinage par récupération :

Ce mode de freinage est rendu possible par la présence du pont complet de chaque ensemble redresseur. Comme vu antérieurement, à propos des BB 20006 et BB 16685 (3EI n°29, p.68 et 69), on pratique l'excitation séparée des moteurs de traction.

Pour le freinage par récupération, l'induit de chaque moteur est connecté à la sortie du pont complet correspondant qui fonctionne alors en onduleur, avec, placée en série, une résistance dite de "stabilisation" qui favorise l'équilibrage des intensités débitées par les 2 moteurs, atténue les variations de débit liées aux fluctuations de la tension alternative fournie à l'onduleur et limite le courant de défaut en cas de

"reconduction" des thyristors onduleurs (comme déjà évoqué au sujet de la BB 20006).

Les inducteurs des 2 moteurs sont couplés en série et connectés en sortie de l'un des 2 ponts mixtes qui, compte tenu de la faible tension nécessaire aux inducteurs, sera alimenté en basse tension (95 V seulement) par une prise prévue à cet usage à la 2^{ème} spire de l'enroulement secondaire correspondant au pont mixte affecté à l'excitation (en configuration traction, cet enroulement délivre 950 V au même pont mixte).

Le schéma électrique simplifié, en configuration freinage par récupération, figure ci-dessous à la figure 91 ; les chronogrammes sont ceux caractéristiques d'un pont complet fonctionnant en onduleur et qui s'oppose à la tension du moteur, alors devenu générateur :

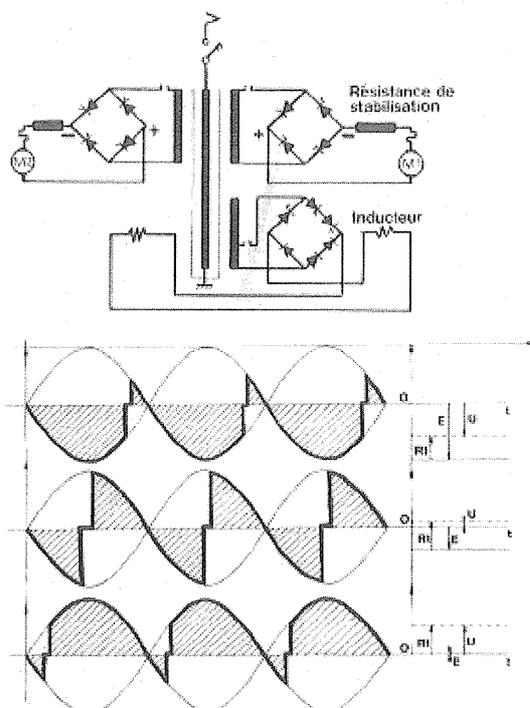


Schéma en configuration "freinage par récupération". Seuls les ponts complets sont utilisés en contre-tension des moteurs (tension U, la tension E étant celle du moteur et RI celle aux bornes de la résistance de stabilisation). L'excitation séparée est assurée par l'un des 2 ponts mixtes, mais il est alimenté en basse-tension (contacteur sur une prise intermédiaire de l'un des secondaires).
(extraits de la revue JS n°14)

figure 91

La séquence de réglage des 2 paramètres dont on dispose pour assurer le freinage par récupération est la séquence "type" que l'on a déjà développée à propos de la BB 16685, l'objectif étant de maintenir constant l'effort de retenue, donc le courant I débité par le moteur, au cours du ralentissement du train.

C'est à dire :

- les thyristors sont amorcés avec un angle de retard maximum (dit aussi "angle de garde") proche de 147° ;

le maintien du courant moteur I à sa valeur requise (1200 A maxi.) est assuré par l'augmentation du courant d'excitation afin de compenser la baisse de la tension moteur E en conséquence de la chute de vitesse ;

- le courant d'excitation ayant atteint son maximum (810 A), on réduit la contre-tension U en avançant l'amorçage des thyristors jusqu'à un angle d'environ 90°, pour lequel la tension U est nulle, le courant I est alors obtenu par la seule tension moteur E débitant dans la résistance de stabilisation. Puis l'on parvient à maintenir le courant I, donc l'effort de retenue, à sa valeur constante jusqu'à l'arrêt, en avançant l'amorçage des thyristors de façon à retrouver une tension U inversée ; le pont fonctionne alors, tout naturellement, en redresseur pour compenser les pertes dans la résistance et internes au moteur.

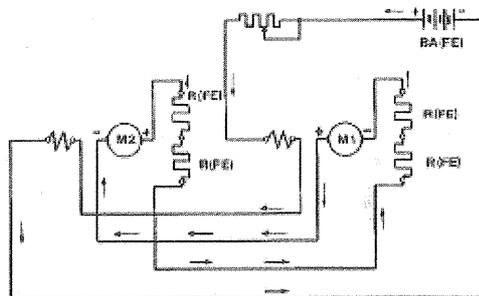
Une fois l'arrêt obtenu, la locomotive pourrait repartir en sens inverse si la séquence n'était interrompue automatiquement par détection de vitesse nulle.

Ce fonctionnement est bien illustré par les chronogrammes de la figure 91 où apparaît la tension RI aux bornes de la résistance de stabilisation qui est maintenue constante :

- En freinage rhéostatique :

Il s'agit d'un mode de freinage électrique dit de "sécurité" car il est absolument indépendant de la tension caténaire alimentant la locomotive (voir schéma simplifié de la figure 92). Ce n'est pas le cas du freinage par récupération, lequel s'appuie justement sur la tension d'alimentation pour constituer une contre-tension à celle développée par le moteur générateur. En freinage rhéostatique, ce sont des résistances qui absorberont l'énergie de freinage.

Ce mode de freinage est très répandu sur les engins de traction à courant continu, voire bicourant, car le rhéostat, nécessaire pour régler la tension aux bornes des moteurs lors des démarrages sous caténaire 1500 V = et donc déjà présent, est facilement utilisable.



Disposition des circuits en "freinage rhéostatique". La tension caténaire n'est plus utilisée ; seule une batterie spécifique (BA.FE) assure l'alimentation des inducteurs via une résistance de réglage.
(extraits de la revue JS n°14)

figure 92

Sur les BB 15000, les résistances de stabilisation, qui ont été surdimensionnées à cet usage, sont alors

couplées aux bornes des induits des moteurs de traction utilisés en génératrices à excitation séparée.

L'excitation, devant *a fortiori* être aussi indépendante de la tension d'alimentation, est assurée par une batterie d'accumulateurs spécifiques d'une vingtaine de volts. Une résistance est insérée dans le circuit pour réduire l'excitation aux vitesses élevées, elle sera en partie court-circuitée à la moitié de la tension maximale pour remonter la tension des moteurs donc, le courant de freinage.

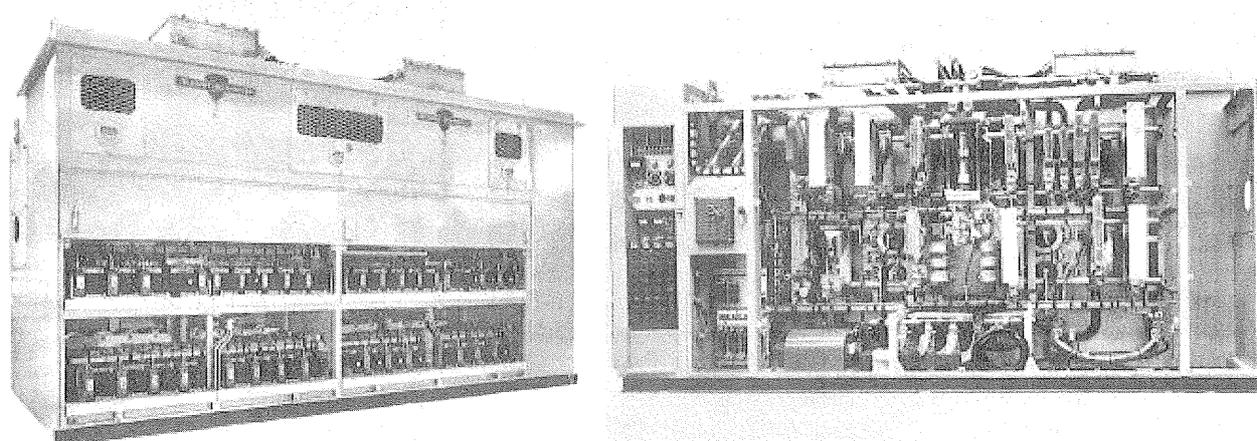
Le freinage rhéostatique n'est mis en oeuvre qu'en cas de défaillance du freinage par récupération et, notamment, au cours d'un freinage d'urgence où la sécurité doit être maximale; ce type de freinage exceptionnel est identifié comme tel, si la dépression

dans la conduite pneumatique de frein (CG) est supérieure à 2 bars.

Equipements semi-conducteurs :

Les ensembles redresseurs sont installés sur 2 niveaux dans un bloc unique dit "bloc central de la locomotive", ils en occupent tout un flanc, l'autre est utilisé pour les divers organes de commutation électromécaniques (contacteurs, inverseurs etc...) et autres appareillages. Les vues des 2 faces du bloc central figurent à la *figure 93*.

Quant aux diverses cellules utilisées, elles sont en boîtiers pressés et de fabrication CDSW. Le schéma et le tableau de la *figure 94* en indiquent la disposition et les caractéristiques.

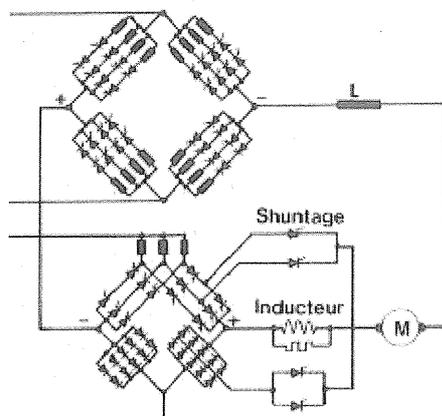


Vues représentant les 2 côtés du bloc central des BB 15000, appareillage (vue de droite) et semi-conducteurs (vue de gauche). Le seul compartiment des semi-conducteurs et ventilateurs mesure 3,75 de long, 1,5 m de haut et 0,9 m de large ; la masse totale du bloc est de l'ordre de 4 t (charpente, appareillage, ventilateurs, semi-conducteurs et armoire électronique).

(photographies extraites de la revue JEUMONT-SCHNEIDER n°14 de décembre 1972)

figure 93

Redresseurs principaux



cellules	type	calibres	nb. en série / file	nb. de files en //	nb. par bras	nb. total
diodes des ponts mixtes	R720.18.50	1800 V 500 A	2	5	10	40
thyristors des ponts mixtes	T720.18.45	1800 V 450 A	2	3	6	24
thyristors de shuntage	"	"	1	2	2	8
thyristors des ponts complets	"	"	2	4	8	64

Schéma des 2 ponts redresseurs alimentant l'un des 2 moteurs (les éléments représentés par de petits rectangles noirs placés en série dans les bras de thyristors sont des selfs de limitation en di/dt). Le tableau de droite indique les caractéristiques des cellules.

(documents SNCF - DETE)

figure 94

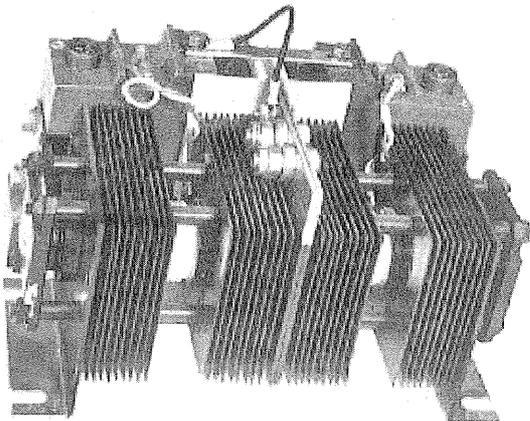
En partie haute du bloc, on remarque les 2 caissons des résistances de stabilisation (ou groupes rhéostatiques).

Les 2 moto-ventilateurs qui assurent le refroidissement du transformateur principal (situé sous le bloc central et dont la cuve contient aussi les selfs de lissage), des semi-conducteurs et des résistances de stabilisation, sont installés entre les semi-conducteurs et les dites résistances. L'alimentation électrique de ces 2 moto-ventilateurs est assurée par des gros transformateurs d'intensité dont le primaire de chacun est inséré dans le circuit alternatif du pont complet propre à chaque équipement redresseur (on aperçoit l'un d'eux sur la vue de droite de la *figure 93*, à gauche de la partie basse du compartiment appareillage). Ce dispositif, lourd et encombrant, est assez semblable à celui décrit pour les CC 21000 ; il allie cependant efficacité, simplicité et robustesse.

Commande des thyristors :

Contrairement à la disposition adoptée par ALSTHOM sur les CC 21000, la commande des thyristors n'est plus assurée par des transformateurs d'impulsions à secondaires multiples mais par des transformateurs individuels incorporés dans un moulage en résine "époxy", en compagnie du condensateur du circuit RRC de protection ; les résistances de ce même circuit sont montées à l'extérieur du bloc moulé, de façon à être ventilées, mais elles sont protégées par un capot isolant fixé au moulage.

La *figure 95* montre ces éléments, montés à l'arrière du sous-ensemble de 2 thyristors.

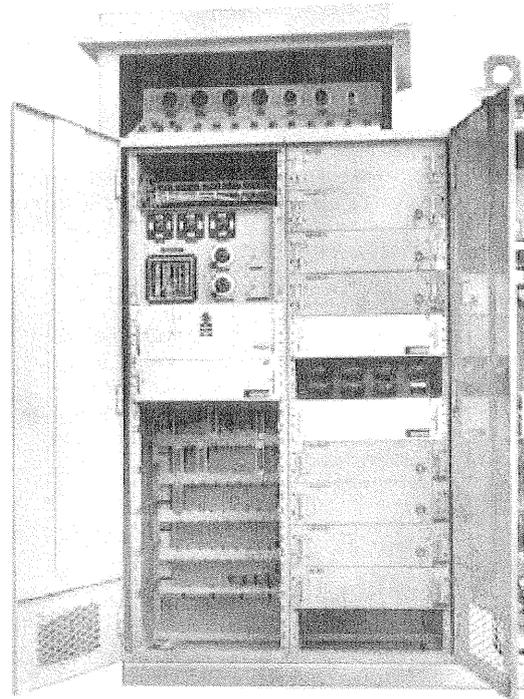


La photographie ci-dessus montre un sous-ensemble de 2 thyristors pressés entre leurs refroidisseurs, on remarque nettement les blocs moulés contenant les transformateurs d'impulsions, dont on voit les connecteurs en partie haute, et les capots blancs de protection des résistances des circuits RRC. Les pattes de fixations, en partie basse, sont aussi des connexions électriques de puissance. Ce sous-ensemble a une masse de 15,2 kg
(photographie JEUMONT-SCHNEIDER, revue J-S n°14)

figure 95

La technologie adoptée pour la réalisation des circuits électronique de commande des thyristors et de régulation (intensités moteurs, vitesse du train, anti-patinage etc...), est basée sur une architecture à base d'organes modulaires organisée selon les 3 niveaux suivants : armoire (ou bloc) électronique - tiroirs "embrochables" dans l'armoire - cartes (ou modules) "embrochables" dans les tiroirs.

La *figure 96* ci-dessous montre le bloc électronique des BB 15000 qui est situé en extrémité du bloc central de la *figure 93* (à gauche de la vue de droite).



Vue de l'armoire électronique de commande des BB 15000.

Les emplacements de tiroirs inoccupés que l'on remarque en bas à gauche, laissent apparaître les connecteurs fixes destinés à ces tiroirs dits "embrochables".

(photographie JEUMONT-SCHNEIDER, revue JS n°14)

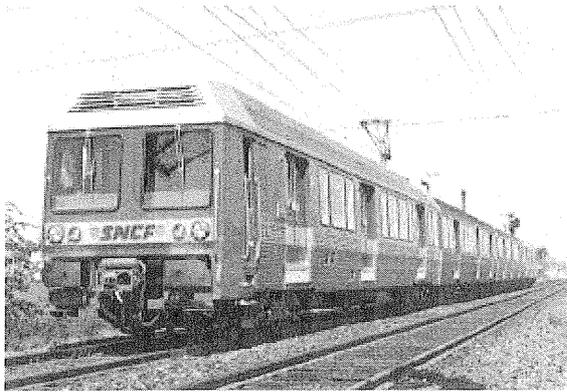
figure 96

1976 : les rames automotrices de banlieue Z 6400

Il s'agit d'une série de 65 éléments automoteurs, uniquement monophasés 25 kV, à 4 caisses "inox" (*figure 97*). Ils sont fortement motorisés puisqu'une rame indéformable est composée de 2 motrices encadrant 2 remorques centrales ; la moitié des essieux sont donc moteurs, ce qui est assez rare pour du matériel SNCF.

Les Z6400 ont, dès leur sortie, été affectées à la desserte de la nouvelle ligne de Roissy-Aéroport, sur la région de Paris-Nord, puis elles ont été affectées au service de certaines lignes de la banlieue de Paris-St Lazare où elles circulent toujours.

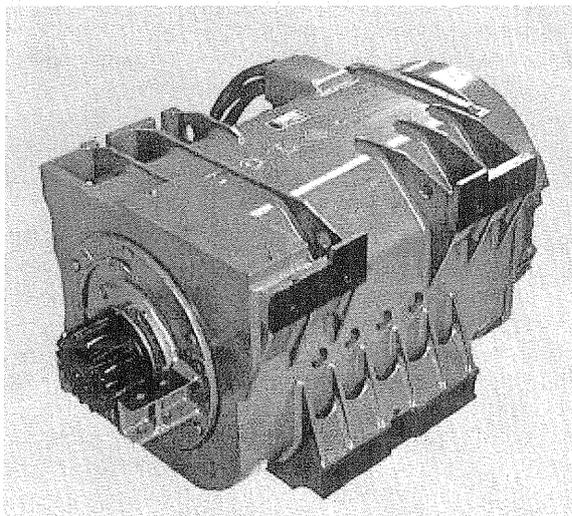
Chaque motrice a ses 4 essieux motorisés indépendamment l'un de l'autre, elle a son propre transformateur à 4 secondaires de traction, chacun alimentant un moteur de traction par un pont à thyristors entièrement commandé, avec dispositif de shuntage continu également à thyristors et bras additionnel de diodes spécifiques, dites de "roue libre" (voir le schéma de la figure 99).



Vue d'un élément automoteur de banlieue Z 6400 de 2400 kW à 8 moteurs ; il est composé de 4 caisses "inox" (2 motrices encadrant 2 remorques).
(photographie FRANCORAIL)

figure 97

Les 8 moteurs de 311 kW du type EMW510 (figure 98), fabriqués par TCO à ORNANS, confèrent à l'élément une puissance totale de plus de 2400 kW qu'il est intéressant de comparer aux 660 kW des éléments Z 6150 à 6185 à 3 véhicules et 1 seul moteur (voir La Revue 3EI n°29 page 75).



Vue du moteur EMW510 de 311 kW qui équipe les Z 6400. Ce moteur à collecteur est auto-ventilé et a une masse de 2 t. Leur régime continu est de 415 A tandis que le courant de démarrage peut atteindre 750 A.
(photographie TCO, constructeur du moteur)

figure 98

Pour ces automotrices destinées à assurer un service de banlieue performant, aux arrêts fréquents et nécessitant donc des démarrages rapides (d'où leur forte motorisation), l'accent a aussi été mis sur le freinage électrique par récupération qui est, bien sûr, économe en énergie mais a également le grand avantage de ne pratiquement pas mettre en oeuvre le freinage pneumatique, grand consommateur de semelles de frein, ce qui, dans le cas du service demandé, aurait entraîné des coûts de maintenance élevés.

Ce freinage par récupération a donc imposé les ponts complets qui, nous l'avons déjà mentionné, ne procurent pas, aux démarrages, le meilleur facteur de puissance.

Compte tenu de la forte puissance des Z6400 et des nombreux démarrages pratiqués, il a donc été nécessaire de doter le pont complet d'un bras de diodes additionnel qui est seulement connecté en configuration traction et rend le fonctionnement du pont complet identique à celui d'un pont mixte dont le facteur de puissance est meilleur aux faibles ouvertures (voir C.1.2.2, La Revue 3EI n° 28 page 72).

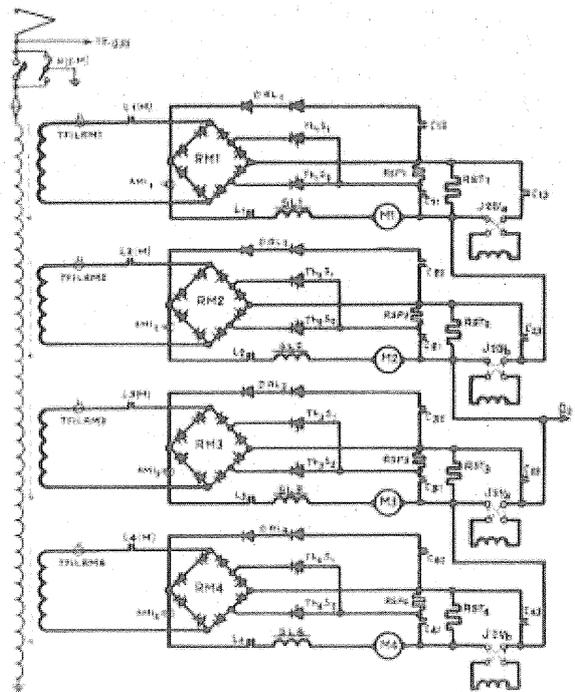


Schéma simplifié des circuits d'alimentation des 4 moteurs des Z 6400. La connexion commune aux 4 moteurs, notée Q0, va vers un relais de détection d'une "masse" éventuelle ; elle est aussi utilisée en freinage par récupération pour alimenter les 4 inducteurs, mis en série, par un redresseur auxiliaire.

figure 99

Si l'on prend en exemple le moteur 3, on notera la présence des contacteurs C31, C32 et C33 fermés tous les 3 en traction ; C32 met en service le bras de diodes additionnel, C31 connecte en parallèle les résistances RSP3 (0,3Ω) et RST3 (0,6Ω) pour constituer la

résistance de shuntage permanent, tandis que C33 connecte l'inducteur en série avec l'induit.

Fonctionnement en freinage électrique par récupération (voir le schéma simplifié de la figure 100) :

Tous les contacteurs sont ouverts et seule la résistance de stabilisation RST2 est en série avec l'induit. L'inducteur, connecté en série avec ceux des 3 autres moteurs, est alimenté par un pont mixte auxiliaire alimenté sous 63 V par un enroulement secondaire du transformateur principal spécifique à l'excitation.

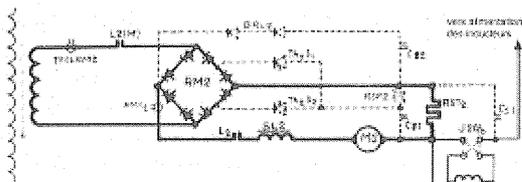


Schéma représentant le circuit d'alimentation du moteur 2 en configuration "freinage par récupération".

figure 100

En ce qui concerne chacun des 4 ponts redresseurs, la figure 101 montre le schéma assez détaillé de l'un d'eux ; on y remarquera les circuits RC globaux de protection contre les surtensions d'alimentation, placés aux bornes d'entrée alternatives du pont, ainsi que les circuits individuels de protection contre les surtensions de commutation connectés aux bornes de chaque cellule (ils sont représentés symboliquement).

Les cellules utilisées sont de fabrication ALSTHOM, en boîtiers pressés ; elles sont installées en toiture comme sur les Z6150. Leur répartition figure au tableau suivant :

cellules	type	calibres	nb. en série / file	nb. de files en //	nb. par bras	nb. total
thyristors du pont complet	ATS18H	1800V 400 A	2	1	2	32
thyristors de shuntage	"	"	1	1	1	8
diodes du bras additionnel	AS18V	1800V 600 A	2	1	2	8

C.2.2 - Vers les thyristors utilisés en 1500V =

C'est avec les BB 15000 et les Z6400, décrites ci-dessus, que se terminera le tour d'horizon des matériels uniquement monophasés.

Ils ont alors atteint leur "pleine maturité", si l'on peut dire, puisque l'emploi généralisé des thyristors, toujours en situation de commutation naturelle, a permis la réalisation d'engins puissants et performants.

La possibilité de réglage de la tension de sortie des redresseurs, par variation continue et au moyen d'une commande électronique dite "basse-tension", tant en

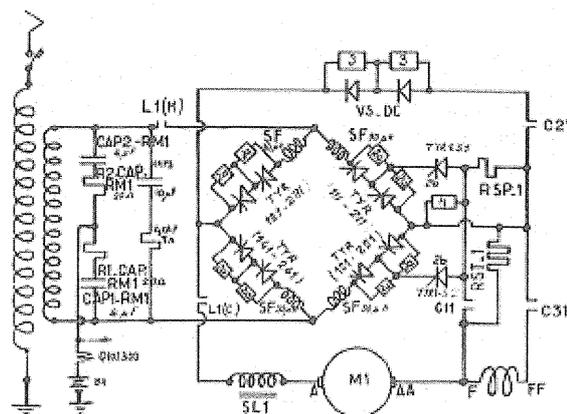


Schéma de l'un des 4 redresseurs d'une motrice de Z6400. Il y a 4 circuits identiques, alimentés chacun par un enroulement secondaire indépendant. Les selfs de lissage (ici SL1) ont une valeur de 4 mH pour 415 A.

figure 101

traction (y compris pour le shuntage des inducteurs) qu'en freinage par récupération, avec excitation séparée des moteurs de traction, a permis l'utilisation de nombreux asservissements électroniques.

Les circuits dits "d'anti-patinage", en ajustant instantanément l'effort de traction aux possibilités d'adhérence "roue-rail", permettent une meilleure utilisation de la puissance de traction. Il en est de même en freinage avec les systèmes "anti-enrayeurs" qui agissent aussi bien en freinage électrique qu'en freinage pneumatique (réduction de la pression dans les cylindres de frein des essieux dont les roues "glissent" sur les rails). Par ailleurs, des dispositifs d'aide à la conduite, tels les régulateurs d'effort et de vitesse à "affichage" de consigne par le conducteur, simplifient beaucoup le travail de ce dernier et concourent à l'amélioration de la sécurité des circulations.

Parallèlement à la conception de ces derniers matériels purement monophasés, la SNCF et les constructeurs avaient entrepris des études et expérimentations d'applications de thyristors dans le domaine du courant continu sous 1500 V où seule la commutation forcée des thyristors peut être utilisée.

Le bon rendement, la souplesse de commande et d'utilisation, la fiabilité et l'endurance des équipements statiques ainsi que l'abaissement des coûts de maintenance, propres aux matériels monophasés à thyristors, était surtout l'objectif à atteindre pour les matériels 1500 V, non seulement pour les circuits de traction mais aussi, nous le verrons, pour les circuits auxiliaires.

Ce sera l'objet des prochains épisodes de notre "feuilleton" ...

Bibliographie :

- revue Générale des Chemins de Fer, juin 1971
- revue JEUMONT-SCHNEIDER n° 14, décembre 1972
- documentation SNCF (DETE)

HERTZ ET LA DECOUVERTE DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES

Etienne BOLMONT

LPHS Archives Henri Poincaré, 23 B^d Albert 1^{er}, 54 015 NANCY CEDEX

ou

IUFM de Lorraine, 5 rue Paul Richard, 54 320 MAXEVILLE.

Etienne.bolmont@libertysurf.fr

Résumé : Les travaux de Heinrich Hertz marquent la fin du 19^e siècle en assurant la confirmation de la théorie électromagnétique de Maxwell et en préparant l'avènement des avancées techniques qui permettront la naissance de la radio. La réception des découvertes du savant allemand ne s'est pas faite sans soulever des polémiques, que les extraits de la correspondance entre Hertz et Henri Poincaré illustrent de façon intime. Elle nous permet de soulever quelques problèmes épistémologiques tels que ceux de preuve, d'interprétation des expériences ou de leur reproduction.

I. La vie de Hertz

La vie de Hertz est remarquable à plusieurs titres, par sa brièveté, par les qualités humaines du savant allemand et par la richesse de son travail scientifique.

Il est né le 22 février 1857 à Hambourg dans une famille aisée avec laquelle il eut toujours des relations étroites. Très tôt, il manifeste des dons pour les mathématiques et les langues. Il s'oriente d'abord vers une carrière technique, sous-estimant ses capacités, comme Helmholtz le remarquera dans la préface aux oeuvres de Hertz. Cependant, en 1877, il choisit la voie des mathématiques et des sciences et part étudier à l'Université de Munich. En 1878, attiré par la renommée de Helmholtz et de Kirchhoff, il rejoint l'Université Friedrich Wilhelm de Berlin. Il se fait tout de suite remarquer en gagnant un prix lié à une question posée par Helmholtz qui cherche alors à comprendre et apporter des preuves à la théorie de Maxwell : il s'agissait d'établir que les charges électriques constitutives du courant dans les conducteurs ont une masse inertielle. En deux semestres, Hertz arriva au résultat qu'une masse inertielle, si elle existe vraiment, serait négligeable comparé à l'effet inertiel de la self-induction dérivant du champ magnétique qui accompagne tous les courants. Il reçoit ensuite en 1880 son doctorat *magna cum laude* pour une analyse théorique de la rotation de sphères métalliques dans un champ magnétique. Il reprend ensuite des recherches à l'Institut de Physique de Berlin et commence à publier en dehors du domaine de l'électrodynamique. Cependant, il reste, sous l'influence de Helmholtz, préoccupé par le problème posé pour le prix de l'Académie des Sciences de Prusse : il s'agit de démontrer l'existence d'un effet des isolants sur les processus électrodynamiques, ce qui est alors un point essentiel de la théorie de Maxwell. Hertz doute qu'un tel effet puisse avoir une intensité suffisante, mais ce problème restera dans ces

préoccupations jusqu'à ses grandes découvertes de 1887-1888. Entre temps, il rejoint l'Université de Kiel en 1883 où il ne se plait pas d'un point de vue scientifique. En 1885, il est nommé professeur à Karlsruhe où il peut conduire des recherches qui lui font endurer ces cours qu'il donne avec cette crainte que les expériences présentées échouent « à cause de la perversité des objets inanimés » !

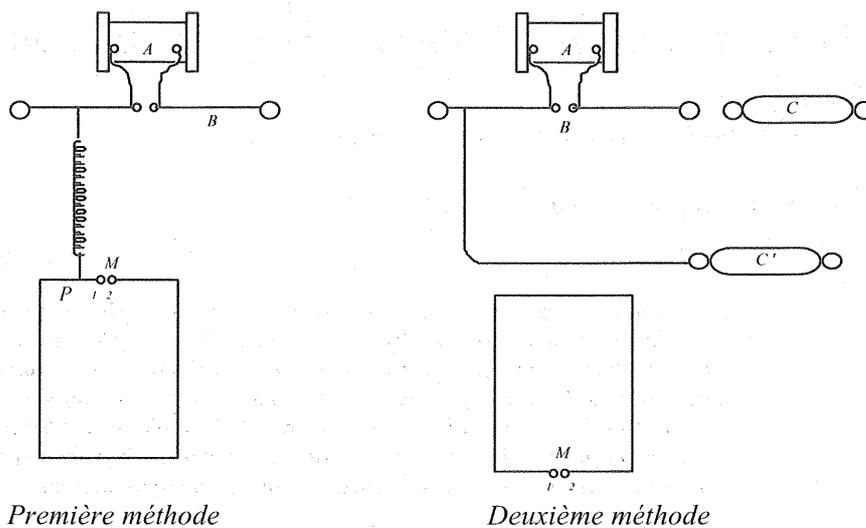
Il épouse en 1886 Elisabeth Doll, la fille d'un de ses collègues. Suit alors la période classique de la vie de Hertz.

1. Les expériences de Hertz : 1886-1888

Pour pouvoir trancher en faveur de la théorie de Maxwell, il fallait disposer d'oscillations électriques très rapides. Feddersen en 1860 avait déjà observé des oscillations dans les étincelles produites lors de la décharge d'une bouteille de Leyde grâce au miroir tournant, mais d'une fréquence encore insuffisante. En expérimentant avec deux spirales proches l'une de l'autre dont une comprenait un pont d'éclatement, Hertz découvre accidentellement que, si la bouteille de Leyde est déchargée dans une spirale, une étincelle jaillit dans la deuxième spirale. La première spirale est devenue un émetteur et la deuxième un récepteur des oscillations électriques. Les doutes qu'il éprouve alors sur la régularité du phénomène, et donc son utilité, tombent quand il construit des émetteurs plus simples, des fils rectilignes avec des sphères ou des plaques aux extrémités et interrompus par un pont d'éclatement en leur centre.

Hertz utilise dans toutes ses expériences des dispositifs de principe identique (figures 1):

- Un **excitateur** qui produit les oscillations électriques par génération d'une étincelle (primaire).
- Un **résonateur** qui permet de mettre en évidence leur réception également par une étincelle (secondaire).



Figures 1

À l'excitateur, une machine à induction, bobine de Rumkorf notamment, permet la charge de deux sphères. Les récepteurs ont la forme de rectangles ou de cercles interrompus aussi par un pont d'éclatement.

Ils utilisent l'effet d'induction pour détecter le champ rayonné par l'excitateur

Ces dispositifs lui permettent de travailler avec une grande régularité, de modifier les facteurs expérimentaux et d'étudier leur impact. Cela le conduit

à déterminer la longueur d'onde des oscillations et la vitesse de propagation dans l'atmosphère.

Les deux dispositifs apparaissent clairement dans ce croquis de H. Hertz, reproduit ci-dessous figure 2, (Hertz, 1892a), avec les deux positions de ses résonateurs (B sensible au champ électrique et C au champ magnétique):

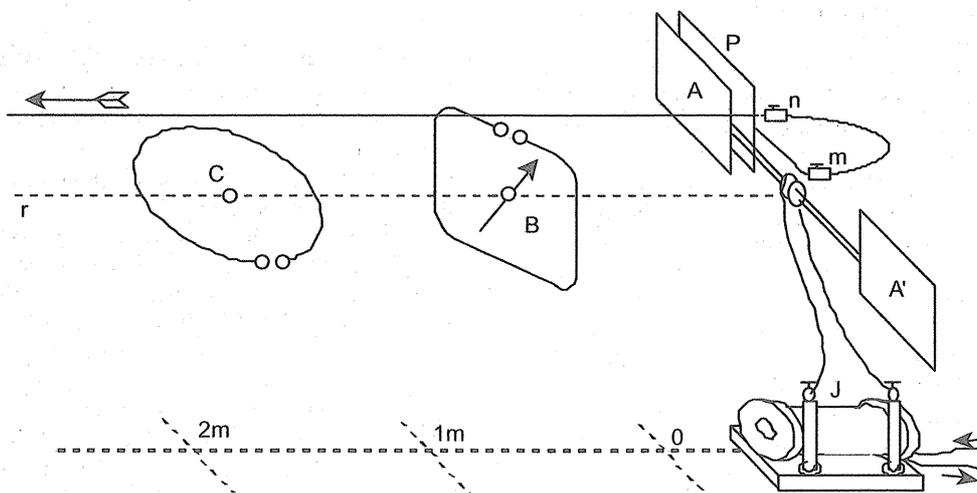


Figure 2

Bruhat présente ainsi le dispositif de H. Hertz :

« Le montage de Hertz est donc un moyen commode d'exciter les oscillations propres d'un conducteur.

En réalité, les oscillations sont rapidement amorties par suite de la résistance de l'étincelle et de l'énergie rayonnée. Il y a donc production d'un

train d'ondes amorties; puis l'espace cesse d'être conducteur. Pendant ce laps de temps le générateur recharge lentement le condensateur. La tension continue entre les éclateurs remonte progressivement jusqu'au moment où un nouveau train d'ondes est émis et ainsi de suite. »

[Bruhat, 1963, p. 181]

Grâce à ses résonateurs, Hertz pourra montrer que le champ électrique et le champ magnétique sont perpendiculaires. De plus, dans le cas des ondes stationnaires, les ventres de l'un correspondent aux noeuds de l'autre.

La très grande vitesse de propagation des ondes empêche toute mesure directe. Pour caractériser le système d'émission de l'excitateur, il faut passer par le calcul. Connaissant la loi reliant période, longueur d'onde et vitesse ($\lambda = V.T$), on arrive au résultat escompté.

L'accord avec les prédictions de la théorie de Maxwell apporte alors une confirmation de cette théorie.

Quatre publications dans les Annales de Physique accompagnent ces travaux. Hertz y souligne dans la première l'existence d'ondes stationnaires avec noeuds et ventres de courant, l'amélioration de la réception par

accord du récepteur à l'émetteur et un effet d'amortissement des ondes. Le deuxième complète la première et la troisième lui permet de répondre au problème de l'Académie de Berlin, en montrant que les ondes sont déviées par des isolants comme le bois, le soufre ou l'asphalte. La quatrième s'appuie sur un résultat expérimental essentiel: par réflexion sur un écran de zinc, Hertz crée des ondes stationnaires et observe précisément les noeuds et ventres. Ces expériences conduisent Hertz au résultat que la vitesse de propagation dans l'air est supérieure à la vitesse de propagation dans les fils.

A l'automne 1888, Hertz découvre les ondes de longueur d'onde courte (30 cm) et construit l'excitateur adéquat. C'est alors qu'il envisage la création de miroirs concaves qui vont le conduire sur la voie de la réussite.

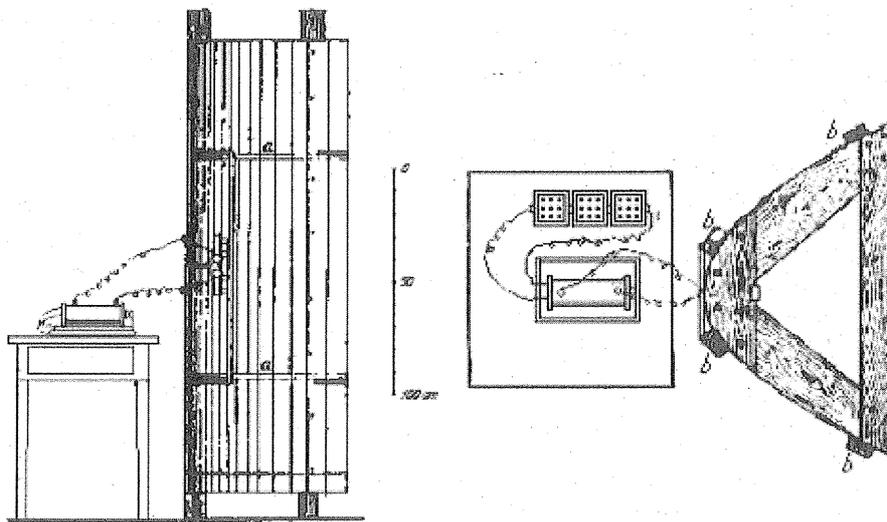


Figure 3

Ces deux croquis (figure 3) montrent le support du miroir parabolique, l'appareil à étincelles (de Keiser et Schmidt) alimenté par trois accumulateurs, et on remarque la position de l'éclateur, au foyer du miroir (12,5 cm de distance focale). Cette courte distance permet d'obtenir une forte concentration du rayonnement et évite que les ondes réfléchies interfèrent avec les ondes directes. Le "rayon électrique" peut s'observer à des distances bien plus importantes, jusqu'à plus de 20 m, si on place le résonateur rectiligne au foyer d'un deuxième miroir cylindrique.

Les résultats de ces expériences permettent à Hertz de vérifier l'égalité des vitesses dans l'air et dans les fils et il parvient à réaliser toutes celles que l'on peut conduire avec la lumière: propagation rectiligne, réflexion, polarisation et réfraction (Hertz, 1888).

La nature ondulatoire du phénomène électromagnétique est dès lors prouvée, et laisse apparaître une complète ressemblance avec les phénomènes lumineux. Les ondes électriques ne diffèrent des ondes lumineuses que par leur longueur d'onde.

Hertz ne se contente pas de ce résultat et recherche une preuve inverse, à savoir que la lumière a des propriétés électriques. Il aurait pourtant pu utiliser cette découverte publiée en 1887 sur l'effet perturbateur de la lumière de l'étincelle dans ses expériences, dans laquelle il observe que la lumière ultraviolette est la cause de cette perturbation. L'effet photoélectrique ne sera expliqué que beaucoup plus tard par la théorie quantique.

On pourrait enfin résumer l'ensemble des travaux de Hertz en les découvertes suivantes:

- 1- Il existe des ondes électromagnétiques qui se propagent dans les fils conducteurs et dans l'air.
- 2- Les vitesses de propagation sont sensiblement les mêmes dans les fils et dans l'air. Cette vitesse est finie et égale à celle de la lumière.
- 3- Ces rayons ont un comportement analogue aux rayons lumineux et on peut se diriger vers une unification des théories des ondes électromagnétiques et des ondes lumineuses.

2. La gloire ... et la fin

Dans l'année 1889, il est invité de toutes parts (sauf en France !) et fait notamment un voyage en Angleterre où il rencontre les savants britanniques qui ont accueilli d'autant plus favorablement ses résultats qu'ils appuient la théorie de Maxwell. À Pâques 1889, il est nommé à Bonn au poste vacant à la mort de Rudolph Clausius (1822-1888) dont il occupera la maison. En 1890, il rédige ses publications fondamentales sur la théorie électromagnétique: *Sur les équations fondamentales de l'électromagnétisme des corps en repos* dans lesquels il réduit l'oeuvre de Maxwell à l'expression des quatre équations. Il publie dans la foulée un article sur l'électrodynamique des corps en mouvement, et apporte une explication à l'effet Röntgen lié au mouvement d'un isolant dans un champ magnétique. Son travail le plus important à Bonn reste sa tentative de créer une nouvelle mécanique: *Les principes de la mécanique*, dont l'originalité est d'éliminer le concept de force !

A partir de l'été 1892, sa santé commence à se détériorer sérieusement par une affection du nez qui s'avèrera fatale. Il s'éteint d'une septicémie, à 36 ans, le premier janvier 1894. Il écrivait quelques semaines plus tôt: « Si quelque chose m'arrivait, ne vous attristez pas mais soyez plutôt fiers et pensez que je suis parmi les élus destinés à une vie courte et pourtant suffisante. Je n'ai pas désiré ou choisi ce destin, mais je dois m'en contenter; et si j'avais eu le choix, peut être l'aurais-je choisi moi-même. »

II. La correspondance Hertz- Poincaré

La correspondance entre Heinrich Hertz et Henri Poincaré s'étale sur une période d'environ dix-huit mois, du mois de juillet 1890 à la fin de l'année 1891. Sur un ensemble de quinze lettres, six proviennent de Poincaré et neuf de Hertz.

A cette époque, Heinrich Hertz est au sommet de la gloire, il est alors âgé de 33 ans mais il ne lui reste que trois ans à vivre. Son oeuvre est reconnue officiellement par de nombreux prix scientifiques, le prix La Caze notamment qui lui fut décerné par l'Académie des Sciences de Paris à la fin de l'année 1889.

Henri Poincaré a 36 ans. Il est lui aussi reconnu, pour ses travaux en mathématiques mais aussi en physique, notamment en mécanique. Il est alors membre de l'Académie des Sciences dans la section géométrie et professeur de physique mathématique à la Sorbonne.

Même si l'essentiel des travaux de Hertz est terminé depuis l'année 1888, son oeuvre reste en discussion dans l'ensemble de l'Europe, ce qui se traduit en cette année 1890 par de nombreuses communications aux sociétés scientifiques. Poincaré est quant à lui en train de mettre au point et de publier ses cours d'électromagnétisme et cherche des précisions dans cette perspective: il fera paraître le premier tome de *Électricité et Optique* au cours de l'année 1890 puis, en 1892, le deuxième tome dans lequel il présente les travaux de Hertz. Cet ouvrage présente ainsi un rapport étroit avec le contenu des lettres. Poincaré établit une correspondance importante sur le même sujet avec de nombreux savants, notamment avec René Blondlot à Nancy et Édouard Sarasin et Lucien de la Rive à Genève dont il citera les contributions. La deuxième édition qui paraîtra en 1901 contient en plus les leçons de 1899 qui portent sur l'électrodynamique des corps en mouvement. L'analyse détaillée des expériences est décrite dans *Les oscillations électriques* (1894).

Hertz interroge davantage Poincaré sur des explications théoriques alors que Poincaré attend des éclaircissements sur les réalisations expérimentales, ce qui illustre une coupure caractéristique entre physique expérimentale et physique mathématique. Hertz lui-même est cependant également considéré comme un physicien mathématicien et la lecture de ses ouvrages le confirme fortement.

1. L'erreur de Hertz

La première lettre que Poincaré adresse à Hertz est peut-être la plus importante en ce sens qu'elle met l'accent sur une erreur commise par Hertz qui pourrait remettre en cause toute la valeur des expériences du savant allemand.

Monsieur et Cher Collègue,

J'envoie à l'Académie des Sciences de Paris une note qui contient une rectification à l'un des calculs qui accompagnent vos admirables expériences. Comme cette rectification porte sur un point important et est de nature à remettre bien des choses en question, je crois devoir vous la

communiquer, parce que vous êtes mieux à même que personne de résoudre les problèmes qu'elle soulève. Croyez d'ailleurs, Monsieur, que je n'en demeure pas moins un admirateur de votre génie, et que si le but que l'on croyait si proche semble s'éloigner, je ne crois pas que la valeur de vos recherches s'en trouve diminuée en quoi que ce soit. Ces protestations devraient être inutiles et elles le seraient en effet si les savants de nos deux nations avaient toujours montré les uns pour les autres une parfaite bienveillance.

Henri Poincaré fait ici allusion à l'intervention en janvier 1890 de Cornu sur le problème de la résonance multiple (Cornu, 1890, p. 76), sur lequel nous reviendrons ultérieurement. Il développe maintenant la justification de cette correction et on retrouvera ses arguments dans la note à l'Académie (Août 1890). Hertz n'a pas fait une erreur de calcul, mais une erreur de définition de la capacité de l'excitateur qu'il avait construit :

Il résulte de là que la longueur d'onde calculée doit être multipliée par $\frac{1}{\sqrt{2}}$ et que la comparaison du calcul avec l'observation fournirait pour la vitesse de propagation

$$300000 \text{ Kilomètres } \times \sqrt{2}$$

Cela toute fois si le calcul est exact d'autre part et si l'influence des circonstances négligées est réellement négligeable.

Le résultat de Hertz est donc manifestement erroné. Poincaré demeure alors dans le cadre de la théorie de Maxwell et propose des hypothèses dans le cadre de cette théorie.

Que pensez-vous de cela; croyez-vous que les circonstances ainsi négligées suffisent pour expliquer la divergence que je vous ai signalée ? Ou bien estimez-vous qu'on doive modifier la théorie et par exemple renoncer à supposer que si les conducteurs sont parfaits ou les oscillations très rapides, les lignes de force électrique sont normales à la surface des conducteurs...

Il en vient donc finalement à remettre en cause la théorie. Cette discussion montre que, pour Poincaré, l'aspect théorique reste prédominant dans la validation des idées de Maxwell. Cette remise en cause à la suite d'un résultat expérimental défavorable est révélatrice de son caractère de théoricien, appliquant en sorte avant la lettre les idées de Popper (ici le falsificationisme naïf) pour lequel un résultat expérimental contradictoire remet en cause toute la théorie. Dans ce cadre épistémologique, la théorie précède bien l'observation et l'expérience. Le falsificationisme exige en outre que les hypothèses soient falsifiables ce qui est bien le cas pour celle qui préoccupe ici Hertz et Poincaré, à savoir :

La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques est identique à celle de la lumière.

Dans ces conditions, les premières expériences de Hertz conduiraient bien à infirmer l'hypothèse précédente et donc à rendre fausse la théorie!

Cependant, il faut replacer les travaux de Hertz à un niveau plus global dans la vérification de la théorie de Maxwell: Hertz la confirme dès qu'il détecte les premières ondes radio puis quand il montre que ces ondes se déplacent à vitesse finie. La suite, mise en évidence dans les premières lettres, est un échec. Mais vouloir sur cet échec faire tomber toute la théorie de Maxwell ne serait que mal analyser l'ensemble du problème posé: les théories falsificationnistes posent comme pré-acquis la validité de l'expérience, pour se concentrer uniquement sur la théorie. Hertz et Poincaré montrent ici les limites de ces considérations puisqu'ils remettent en cause à la fois la théorie mais aussi les conditions expérimentales.

La réponse de Hertz met en évidence le caractère essentiel de l'esprit scientifique, l'esprit critique qui le force à douter, et également sa grande humilité :

Wahn près Bonn, le 21 Août 1890

(Mon adresse Bonn)

Monsieur et très honoré Collègue,

Le préambule que vous faites à votre aimable lettre n'est pas du tout inutile puisqu'il vous gagne toutes mes sympathies. Je regarde avec une vraie et profonde tristesse tout ce qui peut intercéder à une bienveillance mutuelle entre les savants de nos nations et j'admire de tout mon coeur la magnanimité qui sait distinguer le domaine de la science des autres choses humaines. Je viens au fait moi-même. L'erreur que vous avez découverte est une véritable erreur assez désagréable. Aussi l'ai-je remarquée depuis longtemps ... J'ai commis une grande faute de ne pas signaler publiquement et promptement cette erreur. La raison en était, que lorsque je la remarquais, je voyais déjà d'un oeil peu favorable tout le mémoire ou je l'ai commise. Quant au calcul, l'application de la formule $2\pi\sqrt{LC}$ ne me semblait plus donner qu'une approximation très éloignée. Quant aux expériences j'avais quantité de raisons de douter de leur exactitude quantitative. Lorsque je faisais ces expériences¹, qui étaient les premières, je me doutais fort peu des réflexions des ondes par les murs, il est possible que ces réflexions avaient déplacé les points d'interférences, etc. etc.

¹ Fin 1886, à Karlsruhe

Cette lettre nous dévoile aussi la différence entre Hertz et Poincaré dans l'analyse de ce mauvais résultat. Hertz considère également la théorie et l'expérience.

Mon intention était donc de revoir toute la matière expérimentalement et théoriquement et je croyais que je pouvais remettre jusque là la rectification de cette erreur. Mais les circonstances m'ont empêché trop longtemps de faire cela. Voilà donc qu'il est trop tard.

Voilà ma justification personnelle. Errare humanum est. Devant un juge bienveillant je ne subirai pas la récrimination, que j'ai fait cadrer les expériences avec mes opinions. Mon opinion était que les vitesses dans le fil et dans l'air devaient être les mêmes, ce que j'observais était bien contre mon opinion. Tout le travail n'était qu'une première tentative fort imparfaite, je ne le regarde que comme telle et un juge bienveillant se mettra sur le même point de vue.

Cette erreur est signalée par Hertz lui-même dans l'introduction des oeuvres. Il n'en remet pas pour autant en cause la rédaction de son mémoire et affirme même:

« Si j'avais à ma disposition la bonne valeur de la capacité et ainsi une contradiction entre le calcul et les expériences, alors j'aurais donné au calcul une importance mineure, et le travail aurait un peu changé dans sa forme mais non dans le fond. » [Hertz, 1892a]

Cette attitude est bien éloignée de celle qu'il manifeste dans cette première réponse à Poincaré où montre une grande humilité et des regrets qui frisent le découragement. Douter de l'honnêteté scientifique de H. Hertz peut nous paraître naturel si on envisage que l'erreur sur la capacité se trouve "par hasard" exactement compensée par la mesure de la longueur d'onde des ondes stationnaires dans une expérience perturbée par des interactions avec les murs. (Voir les résultats de Sarasin et de la Rive). Cependant, il semble qu'à l'époque des expériences, Hertz était davantage préoccupé par l'ordre de grandeur du résultat, soit une fréquence environ 100 fois plus grande que celle atteinte jusque là. Cette réflexion de Hertz nous montre aussi combien il était guidé par la théorie, au point d'occulter des résultats contradictoires.

2. La résonance multiple

La lettre suivante que Poincaré adresse à Hertz soulève le fameux problème de la résonance multiple :

Rome, le 8 Octobre 1890

Monsieur et Cher Collège,

Je vous demande pardon d'abuser ainsi de votre obligeance à laquelle j'aurai sans doute encore recours bien des fois. Permettez moi de vous soumettre une explication dont j'ai déjà entretenu M Sarasin et M Blondlot pour rendre compte des expériences de MM S[arasin] et de la R[ive]. L'explication la plus naturelle c'est que le primaire émet un spectre continu, mais il me semble qu'il y en a une autre. Supposons que le primaire émette des vibrations qui décroissent très rapidement; elles auront une courte durée et seront peu capables d'interférer. Supposons que la décroissance des oscillations du secondaire soit plus lente; pendant une première période très courte, le secondaire serait mis en train par le primaire puis, le primaire s'étant éteint, il continuerait à vibrer pendant un temps relativement long avec sa période propre; ce seraient alors ces vibrations du résonateur seul (de longue durée et interférant bien) que l'on observerait; on s'expliquerait alors comment la longueur d'onde dépend uniquement du résonateur....

H. Hertz s'est trouvé confronté à cette importante polémique au début de l'année 1890. Le physicien (et futur prix Nobel) Ch. Ed. Guillaume rapporte:

« Il y a un mois, une commission de l'Académie des Sciences fut chargée de décerner un prix pour le meilleur travail sur la physique fait dans les deux dernières années. le prix [Le prix L. La Caze. Voir art. div, 1889] fut décerné à M. Hertz, " tout en faisant des réserves formelles sur la valeur démonstrative de certains résultats ". Les membres de la commission qui avaient insisté sur ces restrictions ne se croyaient pas si près de voir leurs craintes confirmées par l'expérience. » [Guillaume, 1890, p. 64]

Mis en évidence par Sarasin et de la Rive, ce phénomène est présenté sous forme de note (Sarasin et de la Rive, 1890b) à l'Académie des Sciences par l'entremise de A. Cornu. Leur note en elle-même affirme bien leur conception, mais n'attaque pas Hertz. C'est Cornu qui le fait dans la remarque à cette communication. Cornu, qui s'est surtout illustré dans des travaux sur l'optique, avait déjà montré son scepticisme lors de la reproduction des expériences de

Hertz par M. Joubert en contestant le calcul de la période de l'excitateur. Il commence sa remarque ainsi:

« Ces résultats montrent avec quelle réserve il convient d'accueillir les conséquences théoriques que M. Hertz a tirées de ses expériences, particulièrement en ce qui concerne la mesure de la vitesse de propagation de l'induction dans un conducteur rectiligne... » (Cornu, 1890, p. 75)

Il poursuit en affirmant la gravité du résultat qui remet en cause ce qui semblait le plus assuré dans la théorie de Hertz, la période de l'excitateur. Et il conclut:

« Nous apprenons aujourd'hui que cette longueur d'onde est variable avec l'appareil d'observation: la théorie de M. Hertz est alors enfermée dans un dilemme dont les deux termes sont également fâcheux: l'expérience montrant que $\lambda = v T$ est variable, ou bien c'est la période T qui n'est pas fixe et unique, conclusion contraire à l'hypothèse fondamentale, à l'idée originale de l'auteur; ou bien c'est le facteur V qui est variable avec l'explorateur, conséquence absurde, puisque V doit représenter la vitesse de propagation de l'induction, c'est à dire à une constante spécifique.

On voit qu'il est très prudent de procéder comme l'ont fait MM. Sarasin et de la Rive, c'est à dire d'étudier d'abord et avec précision la méthode expérimentale, très curieuse, imaginée par M. Hertz, avant de songer à la présenter comme une démonstration de l'identité de l'électricité et de la lumière.» (ibid.)

H. Hertz fait allusion à cette intervention de M. Cornu. Après avoir réaffirmé que les expériences de Genève ne sont en rien contradictoires avec les siennes, il précise:

« ... une sévère critique sur mon travail a été faite par un savant français éloigné de ces recherches. J'espère que l'on jugera maintenant qu'il manque la justification à une telle critique.» (Hertz, 1892a)

Cornu ne fait en effet pas tout à fait partie du cercle des chercheurs sur l'électromagnétisme mais cela n'enlève rien au fond de sa critique, malgré la vigueur de ses propos. Il a notamment écrit les notes et éclaircissement (avec Potier) de l'édition française du *Traité d'Électricité et de Magnétisme* de Maxwell, mettant souvent en cause la rigueur de l'exposé du savant écossais. Il est à noter que Cornu restera toute sa vie réticent à la théorie électromagnétique de la lumière ainsi qu'à la notion de courant de déplacement.

Quoi qu'il en soit, ces considérations sur le problème de la résonance multiple ou sur la reproduction des expériences montrent la façon dont la science progresse à cette époque. Ce problème de la résonance multiple ne sera pas vraiment résolu mais

disparaîtra par l'utilisation d'autres types de récepteurs, notamment le tube de Geisler, le bolomètre de Langley ou les fils de Lecher encore utilisés aujourd'hui dans les expériences de cours. De plus, il faut noter qu'avec la forme rectiligne du résonateur des dernières expériences de Hertz, on supprime presque complètement la résonance multiple.

Hertz a conduit ses expériences avec un résonateur de même période que l'excitateur. En reprenant son dispositif, Sarasin et De La Rive ont pensé à modifier les dimensions de leur résonateur et montré que la longueur d'onde trouvée dépendait des dimensions du résonateur: c'est ce phénomène qu'ils ont désigné sous le nom de résonance multiple.

Pour Poincaré, le résonateur est le siège d'ondes stationnaires avec un noeud aux deux extrémités du fil. Ainsi,

« la longueur du résonateur sera la moitié de la longueur d'onde, quelle que soit la vitesse de propagation. Le résultat est indépendant de la valeur de la vitesse de propagation et ne peut servir à la mesurer. » (Poincaré, 1894, p. 130)

C'est le dispositif de Blondlot qui semble le plus adapté à cette expérimentation. Il permet d'appliquer la formule de Thomson avec suffisamment d'exactitude. C'est en considérant les expériences de Savart sur les interférences des ondes sonores que, par analogie, Blondlot (1891b) applique l'équation $\lambda = VT$ à ce qu'il appelle le "bruit électrique": Si T est la période propre au résonateur et λ la longueur d'onde définie dans ce dernier par les ondes stationnaires qui s'y forment, la vitesse de propagation des ondes dans le fil s'obtient bien par la formule précédente. Il construit son résonateur de façon à calculer facilement sa période T , en utilisant toujours la formule de Thomson $T = 2\pi\sqrt{LC}$, en déterminant expérimentalement la capacité C du condensateur et en calculant la self-induction L du circuit.

3. La reproductibilité des expériences

Paris, le 21 Octobre 1890

...

Ce que vous me dites ne fait qu'augmenter mon étonnement au sujet de la divergence entre vos résultats et ceux de M Sarrazin. Ce qui cause cet étonnement, ce ne sont pas des raisons théoriques mais simplement ce fait que dans des conditions en apparence identiques et avec toutes les précautions imaginables, deux expérimentateurs soient arrivés à des résultats aussi différents. Aucune des deux raisons que vous donnez dans votre lettre ne me paraît suffisante pour expliquer une divergence aussi

considérable et je crois que c'est bien aussi votre opinion.

Le problème de la reproduction des expériences de Hertz s'est souvent posé et il est essentiel dans la validation et la propagation de la théorie. La reproduction d'une expérience est considérée comme un passage obligatoire pour que sa validation soit acquise. Cette reproduction doit être effectuée par d'autres scientifiques, compétents et indépendants. Ce problème est permanent dans cette période de l'histoire de l'électromagnétisme. Il apparaît nettement dans un mémoire de Marcel Brillouin qui insiste sur la difficulté de refaire les expériences. Hertz en est parfaitement conscient puisqu'il affirme:

« Peut-être se demande le lecteur, pourquoi je n'ai pas moi-même cherché, par la répétition des expériences à éliminer le doute. J'ai bien répété les expériences, mais je n'ai trouvé que le fait que la simple répétition dans les mêmes conditions ne lève pas le doute mais au contraire l'augmente. Le verdict plus sûr se trouve dans les recherches qui sont conduites dans des conditions plus favorables. » (Hertz, 1892a)

Cette difficulté éprouvée par H. Hertz lui-même apparaît bien quand il fait part à H. Poincaré de son échec à reproduire à Bonn les expériences de Karlsruhe dans une autre lettre.

Brillouin demande ainsi à Hertz...

« de nous épargner le long apprentissage par lequel il a passé, en consacrant pour quelques mois tous ses efforts à l'établissement de préceptes de construction et de méthodes de réglage d'un succès assuré. » (Brillouin, 1890.)

Et dans sa conclusion, M. Brillouin souligne:

« Une seule expérience favorable, dont nous n'ayons aucune raison de douter, est ici plus intéressante qu'une foule d'expériences négatives; tous les résultats contradictoires qu'on pourra citer ne prouvent rien, sinon que les appareils étaient mal réglés. Espérons que M. Hertz aura à coeur de dissiper toutes les objections que ces insuccès soulèvent, en découvrant et nous faisant bientôt connaître les lois des étincelles de très courte période. » (ibid.)

On retrouve une allusion directe à ce problème dans un article de Ch. Ed. Guillaume dans la *Revue générale des Sciences*, qui après avoir fait un bref historique des travaux de Hertz, poursuit:

« Ces expériences de M. Hertz furent bientôt répétées dans les principaux laboratoires de l'Europe; Le succès n'était pas toujours complet, ce qu'on attribuait à des défauts d'appareils, mal copiés pensait-on, sur ceux de M. Hertz. ...A chaque nouvelle expérience se place un pourquoi auquel on ne trouve pas de

réponse. Les esprits demandent à être mieux renseignés, et attendent des détails plus précis sur les expériences concluantes... » (Guillaume, 1890, p. 63)

Ainsi que le souligne Christine Blondel,

« La science est faite d'un savoir dont on peut décrire toutes les étapes, que l'on peut léguer par écrit, mais aussi d'un savoir implicite, transmis oralement par imitation des gestes des maîtres et dont la trace s'estompe au fil des ans pour finir par s'effacer, interdire toute reproduction » (Blondel, 1994, p.12).

Et elle cite Henri Poincaré:

« Les circonstances où l'on a opéré ne se reproduisent jamais toutes à la fois. Le fait observé ne recommencera donc jamais. » [ibid.]

D'autres savants ont répété les expériences de H. Hertz. Ce sont notamment Sarasin et De La Rive à Genève, Perot et Dubert à Paris, Blondlot à Nancy, Bjerknes à Christiania (Oslo), Lodge, FitzGerald et Trouton en Angleterre, Boltzmann, Lecher à Vienne, Hagenbach et Zehnder à Bâle... Certaines démonstrations furent alors faites "devant un auditoire nombreux" dans un souci pédagogique, notamment par Boltzmann et on peut noter de manière anecdotique les expériences de Ritter où on utilisait

« en dérivation sur le conducteur secondaire une grenouille préparée comme pour les expériences de Volta. Quand les petites étincelles se produisent dans le circuit secondaire, on est prévenu par les contractions musculaires de la grenouille. » (Journal de Physique, t.X, 1891, p.573)

Les résultats obtenus par Sarasin et De La Rive à Genève montrent un fort désaccord avec ceux de Hertz pour des expériences pratiquement identiques. L'expérience porte sur les interférences entre les ondes transmises par l'air et celles réfléchies par un mur. La différence est en effet énorme, de 3 m pour la demi-longueur d'onde mesurée par Sarasin et De La Rive à 4,80 m par H. Hertz! Hertz explique toujours cet écart par des réflexions sur les deux faces parallèles de la salle qui compliquent évidemment l'analyse ainsi que l'emplacement de son miroir de zinc dans une niche du mur. Mais il met en doute la qualité des travaux de Sarasin et De La Rive, même si le résultat des savants suisses correspond mieux à la théorie, car les expériences de Genève ont été menées dans des circonstances plus défavorables que les siennes:

« Le soin apporté à l'observation ne peut pas compenser le désavantage des problèmes d'espace... Si la conclusion était unique, alors je ne pourrais attribuer à celles de Mrs Sarasin et De La Rive aucun poids supérieur aux miennes

Ils montrent que pour d'autres parois réfléchissantes et dans d'autres pièces, les phénomènes sont quantitativement différents et que les longueurs d'onde dans ces circonstances ont aussi les valeurs exigées par la théorie...»
(Hertz, 1892a)

Dans une note de bas de page, il insiste cependant sur le mérite de Sarasin et de la Rive et note leur accord mutuel pour une répétition des expériences dans des salles plus grandes. C'est ce que les savants genevois vont mettre à l'épreuve.

Dans une lettre à H. Poincaré datée du 17 décembre 1892, Sarasin annoncera leur réussite dans la confirmation des idées de Hertz.

Par ses dispositifs expérimentaux conduisant à des mesures précises, Blondlot jouera également un rôle essentiel dans l'adoption des idées de Maxwell, notamment en décidant Potier à introduire la présentation des expériences de Hertz et Sarasin et de la Rive dans son cours à l'École Polytechnique (1893).

Ces quelques extraits de la correspondance montrent que nous n'aurions pas actuellement la même perception de l'oeuvre de Hertz, si nous nous référiions simplement à l'étude de ses publications scientifiques. La correspondance apporte cet éclairage sur une science qui hésite, qui évolue de semaine en semaine, et sur des savants qui doutent. Les notes de laboratoire viendront compléter cette description et on pourra se reporter à l'ouvrage de Buchwald (1994) qui en analyse la portée scientifique avec une grande précision.

III. Bibliographie

BLONDEL, Christine

1994 L'improbable transmission du savoir-faire expérimental,
Pour la Science, 202, pp.10-12

BLONDLOT, René

1881 a/ la théorie électromagnétique de la lumière,
Revue Générale des Sciences pures et appliquées, (15 / 5/1891)

1891 b/ Détermination expérimentale de la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques,
Comptes rendus de l'Académie des Sciences, 113, (séance du 09 / 11 / 1891), pp.628-631.

1891 c/ Détermination expérimentale de la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques,
Journal de Physique théorique et appliquée, 10, pp. 549-561

BOLTZMANN, Ludwig

1890 Sur les expériences de Hertz (traduction des *Annalen der Physik und Chemie*, t LX, p399),
La Lumière Électrique, Journal Universel de l'Electricité, 37, pp.342-343

BRILLOUIN, Marcel

1890 Sur les expériences de M. Hertz, *Revue Générale des Sciences pures et appliquées*, (15/03/1890), pp. 141-143.

BRUHAT, Georges

1963 *Électricité*, révisé par Goudet, Paris: Masson

BUCHWALD, Jed

1994 *The creation of scientific effects, Heinrich Hertz and electric waves*, Chicago: University of Chicago Press.

CORNU, Marie Alfred

1890 Remarque à la note de MM. Sarasin et de la Rive,
Comptes rendus de l'Académie des Sciences, (séance du 13/01/1890), pp. 75-76.

GUILLAUME, Charles Edmond

1890 La discussion récente des expériences de M. Hertz, *Revue Générale des Sciences pures et appliquées*, (30/01/1890), p. 63

HERTZ, Heinrich

1887 a/ Über sehr schnelle elektrische Schwingungen,
Wiedemann Annalen, Annalen der Physik und Chemie, 31, pp. 421-

1887 b/ Über einen Einfluss des ultravioletten Lichtes auf die elektrische Entladung,
Wiedemann Annalen, Annalen der Physik und Chemie, 31, pp.983-

1888 Über Strahlen elektrischer Kraft,
Wiedemann Annalen, Annalen der Physik und Chemie, 36, pp. 769-

1889 The forces of electric oscillations treated according to Maxwell's theory,
Nature, traduit par O.Lodge, 07/3/1889, pp. 450-452

1890 a/ Über die Grundgleichungen der Elektrodynamik für ruhende Körper,
Wiedemann Annalen, Annalen der Physik und Chemie, 40, pp.577-

1890 b/ Über die Grundgleichungen der Elektrodynamik für bewegte Körper,
Wiedemann Annalen, Annalen der Physik und Chemie, 41, pp.369-

1892 a/ *Gesammelte Werke, Untersuchungen über die Ausbreitung der elektrischen Kraft*, Leipzig: Barth

1895 *Gesammelte Werke, Schriften Vermischten Inhalts*, Leipzig: Barth

1927 *Erinnerungen, Briefe, Tagebücher* édité par Johanna Hertz. Cité selon la 2ème édition (bilingue) San Francisco Press et Physik Verlag.

POINCARÉ, Henri

- 1890 a/ Contribution à la théorie des expériences de M.Hertz, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, **111**, (séance du 18/08/1890), pp. 322-326.
- 1890 b/ *Electricité et Optique*, t. 1. Les théories de Maxwell et la théorie électromagnétique de la lumière. Paris: Carré et Naud
- 1891 b/ Sur la résonance multiple des oscillations hertziennes, *Archives des Sciences Physiques et Naturelles* (Genève), 3e période, **25**, p. 609-617). Également dans oeuvres complètes, X, p.20
- 1891 c/ Sur la théorie des oscillations hertziennes, *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences*, **113**, (séance du 26/10/1891), pp. 515-519.
- 1891 d/ *Electricité et Optique*, t. 2. Les théories de Helmholtz et les expériences de Hertz. Paris: Carré.
- 1892 b/ Sur la propagation des oscillations hertziennes, *C.R.A.S.*, (séance du 9/5/1892), pp. 1046-1048

1892 c/ Sur la propagation des oscillations électriques, *C.R.A.S.*, (séance du 30/5/1892), pp. 1229-1233

1892 d/ *Thermodynamique*, Paris: Carré et Naud.

1894 *Les oscillations électriques*, Paris: Carré et Naud.

1901 *Electricité et Optique*, deuxième édition, Paris; cité selon la réimpression de 1990, Paris: Jacques Gabay

SARASIN, Edouard et de la RIVE, Lucien

- 1890 a/ Sur la résonance multiple des onduations électriques de M. Hertz se propageant le long des fils conducteurs, *Archives des Sciences physiques et naturelles* (Genève), **23**, p.13.
- 1890 b/ Résonance multiple des onduations électriques, *C.R.A.S.*, (séance du 13/01/1890), pp. 72-75.
- 1891 Propagation de l'ondulation électrique hertzienne dans l'air, *C.R.A.S.*, (séance du 31/03/1891), pp. 658-661.
- 1892 Sur l'égalité des vitesses de propagation de l'ondulation électrique dans l'air et le long de fils conducteurs, vérifiée par l'emploi d'une grande surface métallique, *C.R.A.S.*, (séance du 19/12/1892), pp. 1277-1280.

L'AÉROTRAIN

M. BERTHELOT Maurice

Ingénieur en Chef de la Société BERTIN

Retraité depuis 1980

Résumé : L'aérotrain....Un espoir, une réussite technique, une grande désillusion pour son inventeur Jean Bertin.

1. HISTORIQUE

L'idée du "coussin d'air" étant à la base de la technique de l'Aérotrain il paraît judicieux d'en découvrir l'origine. L'homme a toujours cherché à diminuer l'effort nécessaire à la traction des matériaux qu'il avait à transporter. Utilisant le glissement, il a inventé le traîneau ; avec le roulement, il a trouvé le rouleau puis créa la roue. Il a pensé ensuite à interposer un fluide entre son fardeau et le sol afin de faciliter le glissement.

Cette recherche a débuté au cours du 19^{ème} siècle et la première application fut faite avec de l'eau par le français GIRARD qui en 1880 réalisa et expérimenta avec succès en 1889 un train sur coussin d'eau.

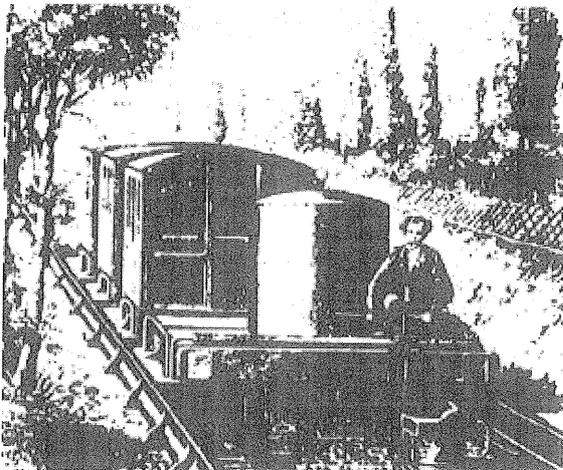


Figure n° 1 Véhicule sur coussin d'eau Girard 1880

En 1902 THERY remplaça l'eau par de l'air et jusqu'en 1950 différentes machines virent le jour. Toutes restèrent plus ou moins handicapées par le très mauvais rendement des compresseurs d'air (THOMANHUL 1916 - GAMBIN 1921). Ce n'est que vers 1955 au Brésil (LAHIMA), en 1956 en Angleterre (COCKERELL) et en France en 1957 (J. BERTIN) que débutèrent les études des machines opérationnelles.

Les premières machines sortirent en Angleterre (*Hovercraft* 1959) en France (*Terraplane* 1961) (*Aérotrain* 1962 modèle de démonstration 1963). D'autres applications du coussin d'air ont depuis été développées; la plus importante sur le plan industriel est celle de la manutention et de ses dérivées.

Les coussins "BERTIN" sont utilisés entre autre pour le déplacement de la table de la fusée Ariane ainsi que des tribunes du stade de France (Bertin-technologie - Montigny le Bretonneux).

2. JEAN BERTIN 1917-1975

Jean Bertin est intimement lié à l'Aérotrain car il est à la base de tous les brevets liés, en France, au coussin d'air et à son application à l'Aérotrain.

Né à Saulieu, il y débuta ses études puis les poursuivit au collège d'Autun afin d'intégrer Polytechnique (1938) puis Sup'Aéro (1943) et obtint une licence de droit au cours de sa carrière.

Il débuta son activité professionnelle au groupe d'études des moteurs à huile lourde. (1943-1945) à Lyon puis à Suresnes. Le groupe fut intégré à la SNECMA et Jean Bertin en devint le Directeur technique adjoint jusqu'en 1955.

En 1956, avec Benjamin Salmon il fonde la société Bertin dont il sera le président jusqu'en 1975.

Titulaire de la croix de guerre 1939/1945 il reçut la médaille de l'Aéronautique, fut fait chevalier du mérite Maritime et officier de la Légion d'honneur.

Cet homme fut un exemple d'humanité et de droiture, tout particulièrement envers ses collaborateurs.

Il dut lutter de toutes ses forces contre les injustices politiques et administratives réservées à l'Aérotrain et malheureusement il ne put résister au choc de l'annulation du contrat de la liaison Cergy-Défense le 17.07.1974.

Ce grand ingénieur décéda hélas trop tôt le 21 décembre 1975.

3. LE COUSSIN D'AIR

3.1. ORIGINE EN FRANCE

C'est en effectuant des essais près du sol en 1957 sur une tuyère de profil annulaire (étudiée comme silencieux) dont on avait obturé l'entrée d'air induit que Louis DUTHION ingénieur adjoint de Jean Bertin constata que la poussée apparente pouvait prendre une valeur plusieurs fois supérieure à l'impulsion du jet engendré. Il venait de redécouvrir "l'effet de sol", phénomène identifié par le savant anglais COANDA (fin XVIII) mentionné par le physicien BOASSE (vers 1910) et par l'ingénieur. Jean Bertin a alors pensé que ce dispositif pouvait être utilisé pour soutenir ou soulever des "machines", d'où ce qui fut dénommé "chambre pleine" brevetée en 1957 et qui est à la base des coussins d'air français.

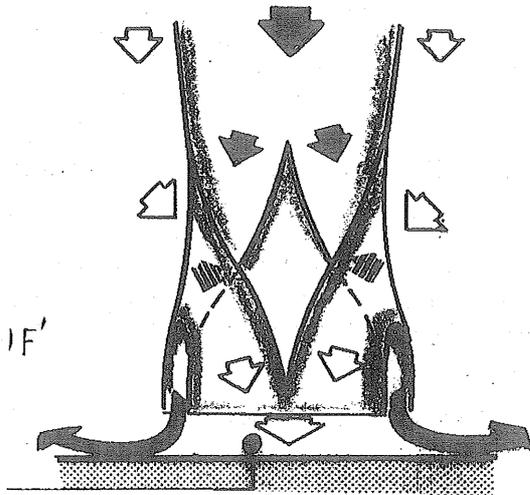


Figure n° 2 :Tuyère annulaire montrant l'effet de sol.

3.2. TECHNOLOGIE DU COUSSIN D'AIR

C'est ainsi que de l'air mis sous pression par un ventilateur, un compresseur ou un autre dispositif, (trompe par exemple) alimente un volume limité par un fond (lié généralement au véhicule) par une paroi latérale et par une surface extérieure qui peut être solide ou liquide.

Dans cette capacité fermée, alimentée en permanence si la pression augmente on arrive à un équilibre entre la charge supportée par le fond et l'effort résultant de l'effet de cette pression sur la surface d'application.

Si la pression continue à augmenter le fond va se soulever et une fuite va se créer entre l'enveloppe et le sol. Par cette fuite s'écoulera le débit d'air engendré par le ventilateur. Il se crée ainsi un film d'air coupant tout contact entre l'enveloppe et le sol, annulant ainsi tout frottement..

La distance entre le bord inférieur de cette capacité est uniquement fonction du débit du ventilateur : c'est la hauteur de vol (h).

La grande qualité d'un tel dispositif est qu'il est auto stable et ne nécessite aucune régulation.

Si la charge augmente, la fuite diminue, la pression augmente et l'équilibre se rétablit compte tenu des caractéristiques du ventilateur (loi : pression, débit).

En résumé la pression disponible détermine la charge que l'on peut soulever (pression x surface considérée) et le débit détermine h.

Le même phénomène peut s'obtenir par un système en dépression mais il n'y a pas auto-stabilisation et une régulation complexe est nécessaire pour rétablir la stabilité.

La technologie des enveloppes "coussin d'air" est fonction de la surface sur laquelle elles évoluent ; elles sont nommées "jupes ou lèvres".

Les jupes auront une hauteur permettant d'effacer l'obstacle (Naviplanes) avec des hauteurs de vol de 50 à 200 mm .

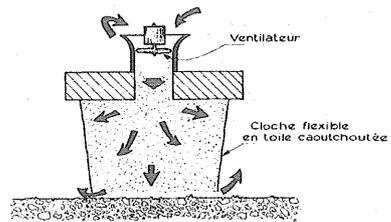


Figure n° 3 : Jupe circulaire type naviplane

Les lèvres rigides ou semi-rigides permettent l'évolution sur des surfaces sans grands obstacles (Aérotrain avec $h = 2$ à 4 mm) .

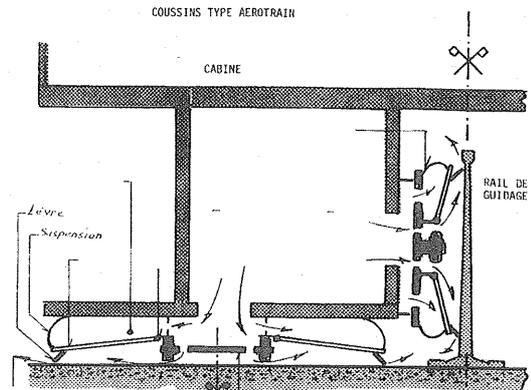


Figure n° 4 : Coussin type aérotrain et suspension

Les coussins dits "de manutention" avec $h = 0,1$ mm permettent des évolutions sur des surfaces lisses .

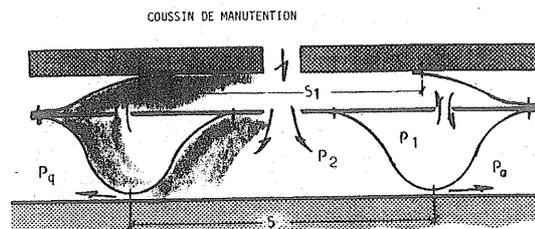


Figure n° 5 : Coussin de manutention

Afin d'améliorer le confort certains coussins ont une suspension incorporée (figures n° 4 et 6).

Des brevets Bertin couvrent diverses solutions liées à l'effet de sol ② .

3.3. CONDITIONS D'UTILISATION DU COUSSIN D'AIR

L'utilisation des coussins d'air énumérés ci-dessus peuvent se résumer ainsi :

	Jupes	Lèvres	Lèvres gonflées Manutention	Unités
Vitesse véhicule	50/100	250/400	0/100	Km / h
Utilisation	Naviplane	Aérotrain	Manutention	
Pression	40/50	50/100	100/1000	g / cm ²
h.	50/200	2/4	0,03/01	mm
Puissance à la tonne	15/20	8/15	2/5	kW / tour

Ces chiffres donnés avec marges dépendent des dimensions des véhicules, des obstacles et de la nature des surfaces d'évolution.

La suspension adaptée aux coussins de l'Aérotrain permet de suivre plus facilement les déformations éventuelles du rail et assume un très bon confort. Les faibles pressions engendrent des efforts faibles, tant sur le véhicule que sur la voie contrairement au pneumatique et à fortiori à la roue métallique.

D'autre part, la répartition des coussins sur toute la longueur du véhicule, tant en guidage qu'en sustentation permet d'écrêter toute éventuelle inégalité ce que, là aussi, ne peut faire la roue qui attaque ponctuellement cette inégalité.

3.4. CARACTERISTIQUES DES COUSSINS D'AIR

Les coussins du type classique Aérotrain doivent répondre à certains critères et en particulier :

- stabilité statique
- raideur aérodynamique
- stabilité dynamique

3.4.1. STABILITE STATIQUE

Un seul coussin ne peut assurer la stabilité d'un ensemble sustenté. En effet ce coussin ne peut pas en cas de décentrage fournir un couple de rappel et il se produit alors un contact entre le coussin et le sol. Il y a donc lieu de prévoir au moins trois coussins. C'est ainsi que, en guidage l'aérotrain I 80 est muni de 2 fois 3 coussins et en sustentation 2 fois 4 coussins. Il est impératif que l'alimentation de chacun de ces coussins soit assurée dans tous les cas de fonctionnement sans interférence entre eux et il faut que le coussin dont la fuite diminue par suite d'une surcharge puisse retrouver une pression suffisante pour assurer le rappel. Il faut de même que le débit complémentaire occasionné par un coussin en sous-charge et dont la hauteur de fuite augmente, ne puisse pas croître au dépend des autres coussins.

Toutes ces difficultés ont été parfaitement résolues soit par des alimentations individuelles, soit par des limitations de débit à l'aide de cols soniques

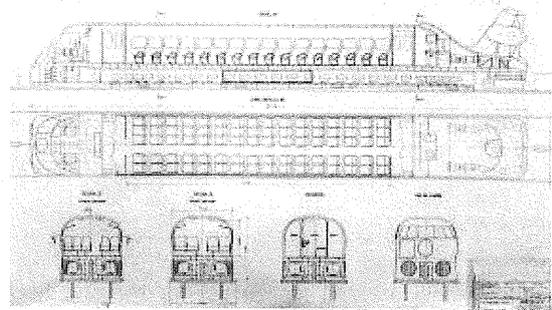


Figure 6 : Pelles à col sonique d'alimentation des coussins

3.4.2. RAIDEUR AERODYNAMIQUE - FREQUENCE PROPRE

La raideur K est le rapport de la variation d'effort sur le coussin rapporté à la variation de hauteur de vol h. Ce facteur est très important pour l'étude du comportement de la machine et en particulier compte tenu de sa fréquence propre et celle de l'élément de sustentation ou de guidage.

La fréquence de l'ensemble du véhicule et des coussins est donnée par la formule $\rho = \frac{1}{2\pi} \frac{K}{M}$ où M étant la masse du véhicule.

3.4.3. STABILITE AERODYNAMIQUE

③

Les coussins d'air ont une tendance naturelle à entrer en oscillations auto-entretenues et ce problème a fait l'objet de recherches, d'études et d'expérimentations.

Chaque cas de configuration d'un coussin est un problème spécifique et il est nécessaire d'intégrer dans le calcul l'ensemble du dispositif depuis l'alimentation, les tubulures de transfert, la suspension et les coussins proprement dits.

Ces études sont maintenant parfaitement au point et l'on peut retenir que la stabilité aérodynamique est d'autant meilleure :

- qu'il existe des pertes de charge dans le circuit d'alimentation assurant ainsi un amortissement.

- que la courbe caractéristique du générateur ($\Delta p = f(q)$) n'est pas trop verticale.
- que la pression P est faible.
- que la hauteur de vol est grande
- qu'il existe une suspension
- que les augmentations de volume des enveloppes du coussin sont faibles en fonction des augmentations de pression.

4. AVANTAGES DU COUSSIN D'AIR

Les avantages directement liés au coussin d'air se résument ainsi :

- des faibles pressions au sol
- un amortissement excluant toutes vibrations
- une auto-régulation
- des masses non suspendues très faibles
- une élimination des frottements véhicule-sol

5. LES AEROTRAINS

5.1. DEFINITION

Dès 1959, Jean Bertin avait trouvé une application aux transports marins puis terrestres.

Les 12 sociétés consultées (chantiers maritimes et constructeurs automobiles) ne donnèrent pas suite. La première réalisation à partir de "jupes pleines" fut le Terraplane BC 4 (1961-1962). Les premières études Aérotrain aboutirent aux premiers brevets (1962) et à la spécification des véhicules en fonction de leur utilisation : urbaine, suburbaine et interurbaine.

Pour chacune de ces solutions Jean Bertin a toujours considéré que le véhicule à coussin d'air pouvait être un complément mais qu'en aucun cas il ne remplacerait les dispositifs ou moyens de transport existants. Le besoin de vitesse et de fréquences élevées paraissait satisfaire les liaisons directes ville à ville qui pour des raisons diverses échappaient à l'avion ou à l'automobile d'où l'Aérotrain I 80 (Interurbain à 80 passagers) avec une vitesse proche de 300 Km/h.

Le S 44 (interurbain avec 44 passagers) semblait adapté à des vitesses de 100 à 200 km/h sur des distances (ville ou aéroport) de 10 à 80 km.

Enfin le TRIDIM était destiné à des transports hectométriques de dessertes de ville ou d'aéroport.

5.2. MAQUETTE

Afin de justifier certaines hypothèses (forme de la voie, forme du véhicule, relations poids/surface), mais aussi pour convaincre de la validité du projet, une maquette était nécessaire.

En février 1963 une maquette longue de 1,50 m et large de 0,25 m fut expérimentée avec succès, alimentée par air comprimé.

Elle fut présentée en novembre 1963 aux directions respectives de la SNCF et de la RATP, en 1964 à l'aménagement du territoire puis en mai 1965 à Monsieur Pompidou à l'hôtel Matignon où elle reçut un accueil favorable.

Bien que ne comportant pas de moyen de propulsion (sinon...poussée du doigt !) elle préfigurait un véhicule opérationnel avec hélice.

5.3. AEROTRAIN 01

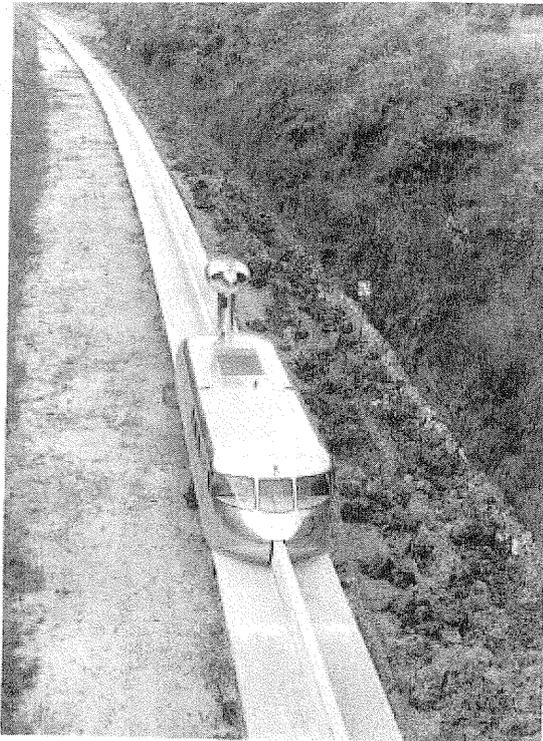


Figure n° 7 : Aérotrain 01

La similitude mécanique d'un véhicule opérationnel (80 places 18 à 20 tonnes - vitesse 300 km/h, long de 20 m) était un Aérotrain de 10 m de long, de 2 tonnes pouvant transporter 6 personnes (4 passagers plus deux techniciens) à une vitesse de 150/200 km/h sur une voie de 6 km.

Commencée en juin 1965 la construction était terminée en décembre 1965 et le 29/12/1965 la vitesse de 90 km/h était réalisée sur une voie de 4 km. La vitesse de 200 km/h était atteinte en février 1966 sur une voie de 6,7 km.

L'alimentation en air était assurée pour le guidage et la sustentation par deux ventilateurs (étude et réalisation Bertin) équipés de 2 moteurs Renault-Gordini de 50 CV. La propulsion était assurée par une hélice Rattier-Figeac à pas variable (pour la reverse en freinage) avec un moteur continental de 280 CV.

Un frein à mâchoire serrant le rail vertical assurait le freinage à basse vitesse et l'arrêt du véhicule.

5.3.1. AEROTRAIN 01 MODIFIE POUR SURVITESSE

L'appareil initial calculé pour 200 km/h ayant donné toute satisfaction et ayant permis de vérifier les paramètres d'étude et d'établir les données nécessaires aux études vraie grandeur, il a été pourvu de fusées d'appoint pour tester des vitesses supérieures.

En décembre 1966 la vitesse de 303 km/h était atteinte. En 1967 l'appareil avait parcouru 11500 km et transporté 3800 passagers.

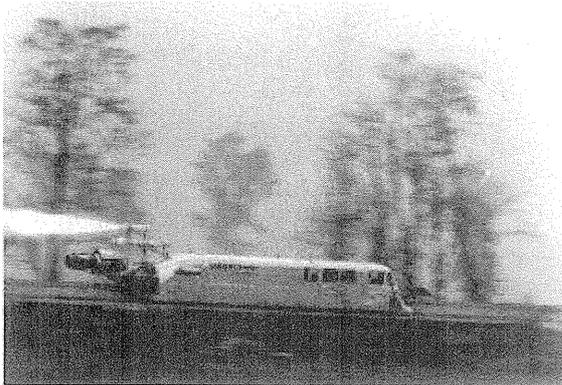


Figure n°8 : Aérotrain 01 modifié pour haute vitesse

5.3.2. AEROTRAIN 01 ROUES PRESSEES

Suite au problème posé par le moteur linéaire Merlin-Gérin (voir § 5.6) l'Aérotrain 01 fut modifié pour expérimenter une solution de propulsion par roues pressées avec pompe et moteurs hydrauliques : vitesse atteinte 170 km/h.

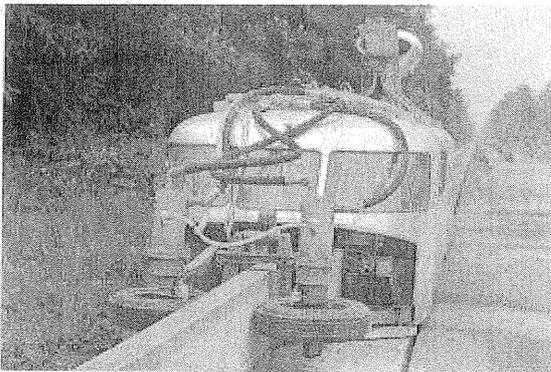


Figure n°9 : Aérotrain 01 modifié pour expérimentation des roues pressées

5.3.3. VOIE

La voie mise en place entre Limours et Gometz a un profil en "T inversé" (\perp) de largeur 1,80 m et haute de 0,55 m. Faite en tronçons de 6m en béton, elle comporte aux extrémités deux plate-formes de retournement.

5.4. AEROTRAIN 02

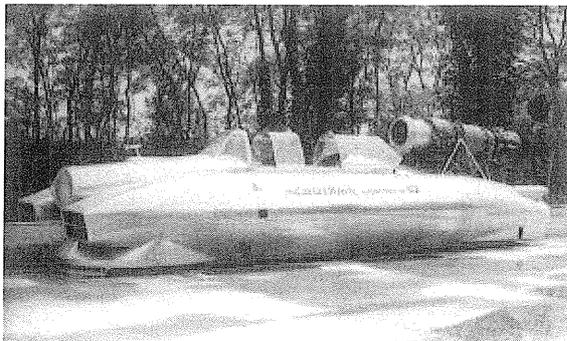


Figure n° 10 : Aérotrain 02

Afin de tester la tenue des coussins à des vitesses encore supérieures, un aérotrain très profilé ne comportant que deux places et propulsé par un réacteur de 1250 kg de poussée fut étudié en 1967 et réalisé en 1968.

Dès les premiers essais en mai 1968 il réalisa la vitesse de 300 km/h puis atteint en janvier 1969 la vitesse de 422 km/h avec une fusée d'appoint de 500 kg de poussée.

La longueur de la voie de 6,7 km n'a pas permis d'atteindre une vitesse supérieure. La tenue des coussins s'est avérée satisfaisante.

Par la suite ce véhicule a permis de faire pour la SNECMA de nombreux essais de silencieux pour le programme Concorde.

5.5. AEROTRAIN I 80

5.5.1. AEROTRAIN I 80 HELICE



Figure n° 11 : Aérotrain I 80 à hélice carénée

La réussite des essais avec le 01 et le 02 a conduit en décembre 1967 les pouvoirs publics à contribuer à la construction d'un véhicule de 80 places et à la réalisation d'une voie de 18 km au nord d'Orléans (poutres de longueur de 20 m - largeur 3,40 m - hauteur totale 1,90 m) ←.

Equipé de 8 coussins de sustentation et 6 de guidage, cet Aérotrain propulsé par une hélice carénée entraînée par deux turbines TURBOMECA III C 3 était programmé pour une vitesse de 250 km/h.

Commencés en janvier 1968 les travaux étaient terminés mi-1969 et le 12.09.1969 dès les premiers essais, la vitesse de 250 km/h était atteinte et l'appareil était réceptionné.

Après les essais d'endurance dont 300 heures sans incident l'appareil avait parcouru 59 000 km et transporté 13 000 personnes.

Par suite de la faible longueur de la voie exigeant : mise en vitesse, ralentissement et arrêt à chaque extrémité, ces tests étaient très sévères.

5.5.2. AÉROTRAIN HAUTE VITESSE I 80 HV

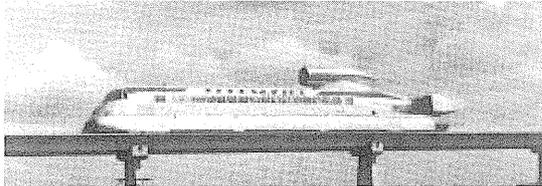


Figure n° 12 : Aérotrain I 80 HV

Les essais contractuels terminés avec succès l'appareil a été équipé d'un réacteur JT8D7 (réacteur de l'avion Caravelle) réformé de vol.

Ce réacteur choisi pour des questions financières était particulièrement bruyant et dut être muni de silencieux amont et aval (trompes Bertin) et d'un dispositif de freinage par "reverse".

A la vitesse de 400 km/h les coussins donnèrent satisfaction, assurant un très bon confort (écriture à bord sans difficulté) →. Le 5 mars 1974 un record mondial de vitesse (moyenne sur 3 Km de 417,6 km/h et maximale 430 km/h) fut homologué par la fédération aéronautique internationale



Figure n° 13 : Record mondial de vitesse

Au cours des présentations entre 350 et 400 km/h, 2900 personnes furent transportées et 9006 km parcourus.

Stocké en son hangar cet Aérotrain a brûlé ... accidentellement.

5.6. AÉROTRAIN SUBURBAIN S 44

Ce véhicule prototype destiné à des liaisons suburbaines devait, équipé d'un moteur électrique linéaire Merlin-Gérin Fig. n° 15 atteindre la vitesse de 200 km/h.

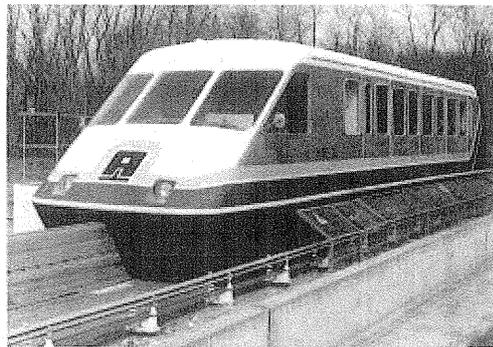


Figure n°14 : Aérotrain S 44 (44 passagers)

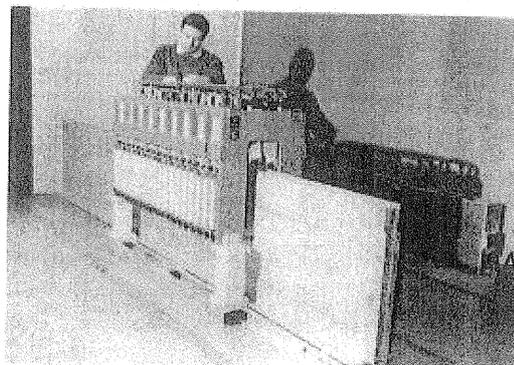


Figure n° 15 : Moteur électrique linéaire Merlin-Gérin

Ce moteur asynchrone, triphasé 1000 volts à églage par la tension, chevauchait le rail vertical en alliage léger, il s'avéra avoir un très mauvais rendement particulièrement au démarrage et à basse vitesse.

La vitesse de 170 km/h fut atteinte mais les crédits complémentaires demandés par le constructeur ne permirent pas la poursuite des essais.

Stocké en son hangar cet Aérotrain a aussi brûlé ... accidentellement.

5.7. AÉROTRAIN ROHR

Ayant acquis une licence de l'Aérotrain la société américaine Rohr Corporation réalisa un véhicule de 60 places muni d'un moteur électrique linéaire amélioré Merlin-Gérin.

La vitesse de 230 km/h a été réalisée mais là encore avec un rendement insuffisant et les essais furent arrêtés en 1977.

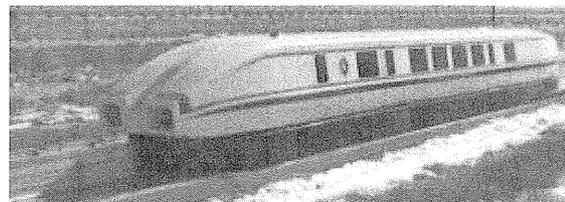


Figure n°16 : Aérotrain Rohr

5.8. AEROTRAIN TRIDIM

Ce véhicule de 4 places pourvu de coussins dits de manutention (enveloppe gonflable) était propulsé par deux moteurs électriques de 7,5 kW entraînant chacun deux roues dentées engrenant sur une crémaillère en élastomère revêtue d'une lame métallique.

La voie, très légère (135 kg au mètre) longue de 200 m comportait un aiguillage, une courbe de faible rayon (20 m) et une pente de 20 % (montée descente).

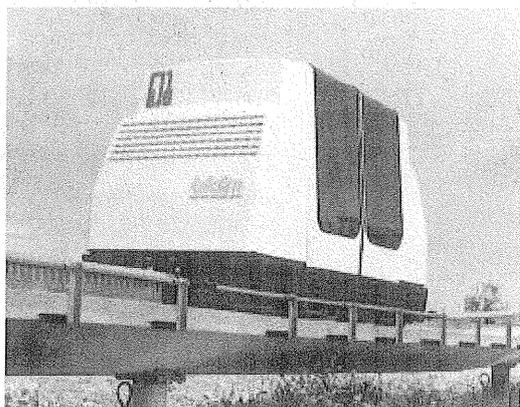


Figure n° 17 : Aérotrain TRIDIM

Le contrôle automatique du positionnement et de la circulation se faisait par le comptage automatique des dents de la crémaillère. La vitesse maximale était de 50 km/h.

Le bilan énergétique étant faible, les essais furent arrêtés en 1974.

6. OBSERVATIONS GENERALES LIEES A L'AEROTRAIN

6.1. SOCIETE BERTIN

6.1.1. PERSONNEL

Toutes les recherches et études des Aérotrains de 1959 à 1975 furent effectuées au sein de la société Bertin par un département composé en moyenne de :

- quatre à cinq ingénieurs de recherche
- deux ingénieurs de réalisation
- dix dessinateurs
- dix agents techniques et mécaniciens

Jean Bertin est cité comme inventeur ou co-inventeur de 160 brevets dont plus de 50 liés aux coussins d'air et à leurs applications.

6.1.2. FINANCIER

Toutes les études préliminaires faites jusqu'aux contrats concernant l'Aérotrain 01 furent financées par la société Bertin.

6.2. SOCIETE DE L'AEROTRAIN

6.2.1. PERSONNEL

La société de l'Aérotrain créée en 1965 était composée en majorité d'ingénieurs polyvalents adaptés aux problèmes financiers et aux négociations contractuelles.

6.2.2. FINANCIER

Les contrats passés entre la société de l'Aérotrain et l'Etat (DATAR - FIAT, DGRST) étaient en général des marchés conclus à prix fermes et comportant en particulier une participation de la société. C'est ainsi que par exemple pour le véhicule 01 la participation de l'Etat était de 3 MF et celle de la société de l'Aérotrain de 2 MF.

Pour le véhicule 02 la répartition était de 4,5 MF et 1,5 MF.

Pour le I 80 cette répartition était de 8,2 MF et 1,5 MF.

Pour le I 80 H.V. la répartition était de 7,35 MF et 2,07 MF.

Pour le S44 le marché estimé à 2,4 MF dont une participation de l'Etat de 0,45 MF, a coûté en réalité 2,4 MF à la Société de l'Aérotrain au lieu de 1,95 MF prévu.

6.3. PROJETS AEROTRAINS ↓

Pour chacune des possibilités : urbaine, suburbaine et interurbaine, dès les premiers essais satisfaisants, des projets furent étudiés par la société Bertin puis par la société de l'Aérotrain.

6.3.1. PROJETS EN FRANCE

Nous mentionnerons à titre d'exemple deux projets en liaison interurbaine et deux en liaison urbaine.

6.3.1.1. LIAISONS INTERURBAINES

Dès 1964 la Société Bertin proposa à la SNCF trois dossiers très complets (véhicules, voie, exploitation, entretien) pour une liaison Paris-Lyon.

En 1966 une liaison Lyon-Grenoble était proposée pour les jeux Olympiques de 1968 (86 km, Vit. Moyenne 200 km/h, vit. Max. 250 km/h, accélération $\gamma=0,2$ g) et bien que les sociétés contractuelles s'étaient engagées (Sté Bertin, GTM, Sté Aérotrain) le délai fut jugé trop court.

Dès le début 1968 la Sté de l'Aérotrain répond à une demande de liaison Paris-Orléans et suite à des objections discriminatoires de la commission, (sur Paris Lyon et Paris Orléans) le conseil des ministres du 25/3/1971 retient pour Paris-Lyon une solution par TurboTRAIN (à cette date TGV à Turbine).

6.3.1.2. LIAISONS SUBURBAINES

A une proposition de liaison Orly-Paris, l'aéroport de Paris, jugeant que l'initiative revenait à la ville de Paris et aux pouvoirs publics ne donna pas suite.

Par contre une liaison Orly-Marne la Vallée-Roissy intéressait les aéroports et était très adaptée à un Aérotrain.

Un conseil ministériel en décida autrement et imposa la liaison Cergy-Défense. La décision fut prise le 5/11/1971.

En 1972 sur la demande de la SNCF et de la RATP la société AEROPAR fut créée en 1973, intégrant pour une très faible part la Société de l'Aérotrain, ce qui, compte tenu des technicités différentes engendra quelques difficultés. D'autre part, la motorisation présentait des problèmes (5.5.3.)

Deux solutions furent projetées : moteur linéaire (Merlin-Gérin) amélioré ou roues pressées.

C'est la solution d'un moteur linéaire proposé par JEUMONT SCHNEIDER qui fut retenue, ces sociétés s'engageant à réaliser et à mettre au point dans les conditions contractuelles un moteur linéaire alimenté en courant continu 1500 volts avec transformation à bord en courant alternatif triphasé à fréquence variable par onduleurs (11 pôles).

Il est à noter qu'un autre moteur proposé par l'ingénieur GRIMBAL avait le soutien de l'I.R.T. mais son état d'avancement d'essais n'était semble-t-il pas suffisant.

Bien que la majorité des problèmes soient résolus le gouvernement décidait par décret le 17 juillet 1974 d'annuler la liaison Défense-Cergy par Aérotrain.

En compensation la gouvernement orientait la société de l'Aérotrain vers une ligne Marseille-Marignane mais là encore des divergences politiques ne permirent pas à ce projet d'aboutir.

6.3.2. PROJETS A L'ETRANGER ↓

Parmi les projets effectués à l'étranger, deux le furent sous licence.

L'une aux U.S.A. où Rohr Corporation construisit un Aérotrain (Chapitre 5.5.4.) et l'autre en Suède où la Société SALEM étudia une liaison Göteborg-Malmö.

Tous les projets se sont heurtés à la non concrétisation d'une ligne Aérotrain en France.

6.4. AVANTAGES DE L'AEROTRAIN - CARACTERISTIQUES

6.4.1. VITESSE ACCELERATION

L'Aérotrain a montré qu'une gamme de vitesse de 100 à 430 km/h lui était accessible.

Sa faible masse permet de très bonnes accélérations et décélérations d'où la possibilité de trafic à des fréquences élevées avec le maximum de sécurité.

6.4.2. NIVEAU SONORE

Le bruit engendré par le coussin d'air est de 72/76 dBA à 7,5 m donc très inférieur au bruit de roulement. Le bruit de propulsion mesuré sur le véhicule I 80 HV était de l'ordre de 90 dBA à 60 m à 350 km/h ce qui en 1976 était comparable à un train roulant à 150 km/h.

Contrairement à l'avion, l'Aérotrain n'a pas besoin de puissance maximale au départ. Il peut comme le train réduire sa puissance en passage en gare ou en arrivée.

Le niveau sonore intérieur est de l'ordre de 60/65 dBA. Le niveau sonore extérieur avec un moteur linéaire est de 75 dBA à 60 m.

6.4.3. AIGUILLAGE

Contrairement au chemin de fer où l'aiguillage doit supporter la masse du véhicule, le rail vertical seul assure la variation de plan latéral.

6.4.4. SUSTENTATION - GUIDAGE

Les conditions de confort mesurées sont meilleures que les normes internationales.



Figure n°18 : Intérieur aérotrain I80 M. Bertin au centre

Les avantages du coussins d'air (chapitre 4) permettent :

- a) un véhicule léger
- b) une voie légère sans usure ni entretien important.

La masse non suspendue (coussin) étant faible la suspension filtre toute vibration ou tout effet alterné d'une fréquence supérieure à $\frac{1}{4}$ Hz. Il est à noter que la récupération de la pression dynamique permet de diminuer la vitesse des ventilateurs et à partir de 250 km/h de les arrêter. Toutefois, cela ne représente pas un gain de puissance (reportée sur la puissance de translations).

6.4.5. SECURITE

L'Aérotrain ne peut dérailler.

Le freinage est facilité par la faible masse du véhicule et, en marche normale, l'inversion de pas de l'hélice ou la reverse suffisent.

En urgence la coupure de la sustentation permet un arrêt sur une très courte distance.

L'expérimentation en a été faite à la vitesse de 300 km/h avec le I.80 H.V. L'appareil se pose sur ses patins et s'arrête sur une distance de 150 à 200 m en fonction de l'utilisation, en parallèle, des autres moyens de freinage (reverse et frein à mâchoire sur le rail vertical).

Il est à noter que l'alimentation des coussins (canalisation) doit être mise à l'air libre simultanément avec la coupure des ventilateurs).

6.4.6. VOIE

Le véhicule n'étant pas tributaire d'une liaison avec la voie, la pente possible à franchir n'est liée qu'à la puissance et peut être de l'ordre de 7 à 10 % contrairement à la roue qui patine pour un très faible pourcentage de pente.

Cet avantage permet de suivre le profil du sol évitant ainsi de nombreux ouvrages (ponts - tunnels). La voie peut être surélevée évitant ainsi tout morcellement de terrain mais aussi toute incursion anormale.

6.4.7. POLLUTION

La pollution est un phénomène très subjectif. Elle peut être visuelle (voie ferrée, voie d'Aérotrain, éolienne...) auditive (avion) due à des déchets (nucléaire) ou de l'air (moteurs).

La voie de l'Aérotrain n'est pas visuellement plus polluante que celle d'une voie ferrée électrifiée.

Une turbine, à puissance égale ne pollue pas plus que des moteurs classiques.

En effet, un moteur d'automobile rejette 50 fois plus de CO, 75 fois plus de NO et autant de SO qu'une turbine.

6.4.8. PLAN ECONOMIQUE

6.4.8.1. INVESTISSEMENT

Le prix d'un véhicule aérotrain série (prix contractuel type Cergy-Défense) était 4 MF en 1971 soit compte tenu du facteur des prix P.I.C. en 1976 de 6 MF (76) en 2000 de 19 MF.

Le prix de la voie double courante (avec motorisation thermique) étant de 6,7 MF au km en 1976 serait de 21 MF en 2000.

Pour une voie équipée (signalisation), le prix au km étant de 8,2 MF en 1976 serait de 26 MF en 2000.

Pour une voie équipée avec acquisition foncière le prix au km étant de 8,5 MF en 1976 serait de 27 MF en 2000.

La voie type électrique prévue pour la liaison Cergy Défense (inclus 4 traversées fluviales, 2 stations terminales et acquisitions foncières : 14 MF au km (1971) ~ 21 MF au km (1976) ~ 60 MF au km (2000).

Ces prix sont très inférieurs à ceux d'une voie ferrée haute vitesse, qui est pour le cas de Le Mans-Rennes et de Avignon-Marseille de l'ordre de 100 MF au km en 2000.

Il est à noter que pendant tous les essais de l'Aérotrain I 80 de 1969 à 1976 l'entretien de la voie n'a nécessité que quelques heures pour la remise en place d'une cale.

6.4.8.2. COUT ENERGETIQUE

Compte tenu des disparités des paramètres entre l'Aérotrain et le matériel ferroviaire, le bilan est difficile à faire. En effet, par exemple, pour une différence de vitesse de ~ 100 km l'Aérotrain (360 km/h) affiche une puissance de 4kW passager alors que le train donne 2kW passager (260 km/h) sans toutefois intégrer les inerties des wagons, les masses en rotation et les passages en courbe ⑦.

6.4.8.3. COUT D'EXPLOITATION

L'Aérotrain ne bénéficiant pas, hélas... d'une exploitation, un bilan est difficile à faire.

Cependant, l'entretien de la voie étant très faible, la motorisation thermique n'étant pas utilisée à sa puissance maximale, le bilan d'exploitation devrait pouvoir être du même ordre que celui du chemin de fer.

Compte tenu de la sécurité assurée par l'Aérotrain (chapitre 6.4.5.) et des moyens actuels de signalisation

et de fonctionnement il serait très possible à fréquence élevée et à la demande, de disposer à grande vitesse de véhicule de 80 à 160 places favorisant ainsi le coût d'exploitation.

7. DIFFICULTES RENCONTREES

7.1. DIFFICULTES TECHNIQUES

7.1.1. MOTORISATION THERMIQUE

Les objections principales concernent le niveau sonore. Tous les essais, toutes les mesures ont montré que ce problème dû sur le I 80 à un réacteur particulièrement bruyant, pouvait être résolu.

7.1.2. MOTORISATION ELECTRIQUE

Ce problème a, en effet, posé de grosses difficultés mais il est vraisemblable qu'il aurait été résolu par Jeumont Schneider, si le marché de Cergy-Défense n'avait pas été résilié.

Toutefois à ce jour, la question se pose et un point mériterait d'être fait.

7.2. DIFFICULTES ECONOMIQUES

Bien qu'ayant bénéficié de Marchés d'Etat, il s'est avéré très difficile pour la société Bertin et la société de l'Aérotrain de faire face aux aléas liés à l'innovation avec leurs fonds propres. ⑦

La grande disparité des investissements pour les différentes solutions de la haute vitesse est aussi à prendre en compte.

7.3. DIFFICULTES POLITIQUES

Dès le début des initiatives de Jean Bertin pour intéresser de grandes sociétés nationales à l'Aérotrain (1963) alors qu'elles n'avaient pratiquement rien dans leurs dossiers concernant la haute vitesse, il est apparu une adversité notoire.

Alors que Jean Bertin envisageait des liaisons de ville à ville, les objections du réseau et des lignes spéciales ont tout de suite été mises en relief.

Il est évident que présenté sous cette forme une discontinuité de transport pénalisait l'Aérotrain.

Cet argument a été avec intention très médiatisé. D'autre part alors que des solutions bien adaptées à l'Aérotrain étaient proposées (Paris-Lyon, Paris-Orléans, Orly-Roissy) la solution retenue Cergy-Défense se heurtait à des clauses difficiles (trafic très dense dès le départ, arrêts fréquents demandés par chaque ville traversée) offrant au politique une raison de résiliation pour mauvaise adaptation du système.

Peut-être aussi sur le plan humain le nom de Jean Bertin avait-il été trop médiatisé ?

Enfin de grandes divergences, suite à des changements de responsables politiques, (chose fréquente en France) firent annuler ce qui précédemment avait été approuvé.

8. ETAT DES PROJETS OU SOLUTIONS COMPARATIVES

8.1. T.G.V.

Il est évident que, à ce jour, le T.G.V. existe avec ses qualités et ses défauts et qu'il est du devoir de chacun de le défendre bien qu'il exige des voies spéciales, au prix élevé, objections initiales faites à l'Aérotrain.

Ses qualités ne paraissent pas supérieures à celles de l'Aérotrain et l'expérience a montré que malgré une implantation en France l'exploitation du procédé s'est avérée très réduite sinon impossible.

8.2. TRANSPRAPID

Le véhicule à suspension et guidage et translation magnétique fonctionne parfaitement jusqu'à des vitesses de 400 km / h, mais engendre une telle complexité tant à bord que sur la voie que le projet Hambourg Berlin a dû être abandonné malgré les sommes très élevées antérieurement dépensées pour les études.

8.3. AUTRES PROJETS

Diverses autres études, toutes encore à l'état de projets ne paraissent pas devoir trouver une suite favorable (Japon : A.R.T. Jets - USA Magnettrain - Suisse Swiss metro).

9. ACTUALISATION DE LA TECHNIQUE AEROTRAIN

9.1. MOTORISATION

Depuis 1976, année où eurent lieu les derniers essais de l'Aérotrain, sur les hélices carénées (en particulier au Canada et aux USA) ainsi que sur les réacteurs modernes à doubles flux, les progrès sont très importants tant sur la consommation que sur le niveau sonore ⑧.

En effet, alors que la consommation spécifique du JT 8 D était de l'ordre de 18 mg / NS (I 80 HV) les turboréacteurs double flux des années 1980 / 1985 avaient une consommation spécifique de 11 mg / NS soit un gain de 35 à 46 %.

Il en est de même des turbomoteurs de sustentation où le gain de consommation est de l'ordre de 10 %.

On peut considérer que le niveau sonore qui était de 93 / 95 dBA pour le I 80 HV à 60 m à 350 km/h serait ramené à 83/85 dBA pour les mêmes performances avec les moteurs ou hélices en exploitation en 2001.

Ces solutions devraient pouvoir trouver place en des régions en voie de développement.

9.2. PROPULSION PAR MOTEUR ELECTRIQUE LINEAIRE.

Comme nous l'avons vu au chapitre 7.1.2. ce procédé dont une solution effective fut abandonnée suite à la résiliation du marché Cergy-Défense mériterait d'être réactualisé.

Il nous paraîtrait intéressant et judicieux que, suite à cet article, un article à paraître de *La Revue 3EI* puisse rassembler les éléments sur l'état de l'art du moteur électrique linéaire en France en l'an 2002.

Nous pensons aussi, qu'il y a lieu, compte tenu de l'expérimentation actuelle du moteur électrique linéaire utilisé par *Transrapid*, de se pencher sur la simplification de cette solution.

En effet, ce moteur synchrone à bobinages et noyaux situés dans la voie, doit assurer par aimants et électro-aimants le guidage et la sustentation avec une régulation précise ceci au dépend de la simplicité et de la masse des éléments embarqués.

L'utilisation du coussin d'air pour réaliser de façon auto-stable guidage et sustentation afin de ne consacrer le moteur linéaire qu'à la translation, peut-elle engendrer une simplification et une réduction de la masse du véhicule ?

9.3. TENUE DES COUSSINS

Ce problème qui au début des études avait fait l'objet d'incertitude était pratiquement résolu à la fin de l'expérimentation en 1976. En effet, l'usure des lèvres qui était de 1 à 2 % jusqu'à 1000/1200 km se stabilisait ensuite.

Les derniers essais faits sur banc tournant donnaient déjà en 1976 une nette amélioration.

D'autre part leur changement était rapide et facile.

Les progrès réalisés depuis sur les matériaux utilisés actuellement de façon industrielle (plastiques alliés, fibre de carbone par exemple) devraient donner entière satisfaction.

10. CONCLUSION

Jean Bertin initiateur contemporain de la haute vitesse en France n'a hélas pas vu aboutir son projet Aérotrain sur le plan industriel mais ceci n'est pas dû à un échec technique ; ce principe conserve à ce jour tout son intérêt.

Vingt sept ans après la disparition prématurée de ce grand ingénieur, si le problème de transport terrestre à haute vitesse est à très grand frais (investissements et entretien) partiellement résolu en réseau, la liaison ville à ville en moyenne distance en particulier en transversal se pose encore entièrement.

Sur le plan aérien, il s'avère, d'une part que l'espace est de plus en plus saturé occasionnant force retards et que d'autre part les liaisons ville aéroports (actuelles et futures) se posent encore.

Pour toutes ces raisons, mais aussi afin d'assurer une plus grande sécurité, la réalisation d'un moyen terrestre de transport haute vitesse devrait trouver place dans un avenir prochain.

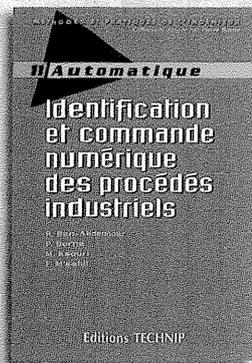
NOTA I. Les indices de 1 à 8 mentionnés dans le texte correspondent à des documents détaillés, complémentaires disponibles à la

Société des Amis de Jean- BERTIN (S.A.J.B) 44, rue Pierre Curie 78376 - PLAISIR CEDEX
en particulier celui rédigé par Jean BERTIN et par l'ingénieur général Raymond MARCHAL.

1. Biographie de l'ingénieur Jean Bertin
 2. Le coussin d'air document Sté Bertin - M. Berthelot du 12 juin 1978
 3. La suspension des appareils à coussin d'air M. P. Guienne
L'aéronautique et l'astronautique n° 24 - 1970
Technique de l'ingénieur B 1190 6 B 1191.
 4. Document sur la réalisation de la voie d'Orléans
 5. Bulletin d'information de l'armement - Sept. 1979 - M. Gautier
 6. Dossier répertoire des projets Aérotrain J.M. Berthelot
 7. L'Aérotrain ou les difficultés de l'Aérotrain - J. Bertin - R. Marchal.
 8. Conférence : économie de l'Aérotrain janvier 1973 - A. Gaunault
- II. Les cassettes audiovisuelles sont disponibles à la SAJB
Cassette de la Sté Bertin : l'Aérotrain
Cassette "au delà du rail"
- Les cassettes suivantes émanant de chaînes de télévision peuvent être visionnées à la SAJB
Cassette "Faut pas rêver"
Cassette canal Jimmy
Cassette TGV



Aérotrain I 80 à hélice carénée



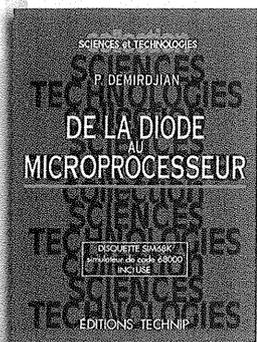
Identification et commande numérique des procédés industriels

Les principales données théoriques et pratiques permettant de réussir l'application d'une commande numérique adaptative à un procédé industriel.

R. Ben Abdennour, P. Borne, M. Ksouri, F. M'sahli. *Relié, 256 p. €44*

Automatique des systèmes échantillonnés

Éléments de cours et exercices résolus



Les aspects fondamentaux de la modélisation, de l'analyse et de la commande des processus continus à commande échantillonnée. Ph. Vanheeghe, Ch. Sueur, P. Borne. *Broché, 176 p. €27*

De la diode au microprocesseur

Un ouvrage essentiel à la compréhension et à la mise en œuvre des microprocesseurs. P. Demirdjian. (Avec disquette simulateur de code 68000). *Broché, 320 p. €42*

Régulation industrielle

Problèmes résolus

Formulation et résolution de 40 problèmes et cas concrets posés dans l'industrie. M. Ksouri, P. Borne.

Broché, 248 p. €36

Asservissements et régulations continus

Analyse et synthèse

Problèmes avec solutions

Des thèmes variés illustrés par des cas réels rencontrés dans l'industrie. Treize problèmes avec corrigés complets couvrent la majorité des sujets rencontrés en examen d'automatique dans les écoles d'ingénieurs.

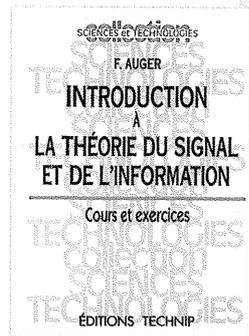
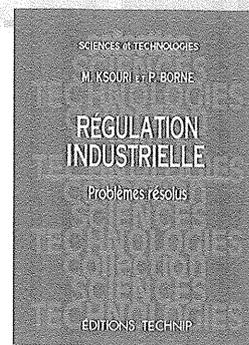
E. Boillot. *Broché, 216 p. €32*

Introduction à la théorie du signal et de l'information

Cours et exercices

Une présentation rigoureuse des techniques de traitement du signal, illustrée par des exercices corrigés abordant des situations concrètes souvent liées à des applications industrielles.

F. Auger. *Broché, 480 p. €44*



t Editions TECHNIP

27, rue Ginoux, 75737 Paris Cedex 15 • Tél. 01 45 78 33 80

Fax 01 45 75 37 11 • E-mail : info@editionstechnip.com

www.editionstechnip.com

3E.I

Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

c'est



Une revue trimestrielle

Un site web pour partager l'Enseignement du Génie Electrotechnique :

<http://www.lesite3Ei.com>

Thèmes prévus pour l'année 2002 - 2003

↳ Mesures dans des systèmes électrotechniques n° 31 (décembre 2002)

↳ Micro-ondes de forte puissance

↳ L'électricité dans l'automobile

↳ L'énergie