



La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 18 SEPTEMBRE 1999



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

La Revue 3EI

Sommaire

Responsables de la publication

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

Equipe de rédaction

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

Comité de lecture

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

Articles

SEE La Revue 3EI
48 rue de la Procession
75724 PARIS cedex 15

Abonnements

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

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

Impression (1000 exemplaires)

Imprimerie OG4
rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne
Distribué par : DEPART PRESSE
ZI les Richardets
93966 noisy le grand

Dépôt légal :
septembre 1999

Commission paritaire :
1202 G 78028

ISSN :
1252-770X

p II Sommaire
p IV Annonces

p 1 Editorial

L'APPAREILLAGE BASSE TENSION (suite)

p 2 L'appareillage électrique basse tension
par L. FECHANT

p 10 Le circuit électrique du contacteur
par F. BURET (ECL, LYON)

FICHE TRAVAUX PRATIQUES

p 20 Séries de Fourier en classe de STS électrotechnique
par P. NEVEU (lycée de ST DENIS)

p 23 Hacheur pilotant une machine à courant continu
par M. THION (lycée DIDEROT de PARIS)

p 30 Hacheurs à thyristors : de la simulation à la pratique
par H. RICARD (lycée d'ATHIS-MONS)

PUBLICATIONS

p 36 Nouveautés

L'ACTUALITE TECHNOLOGIQUE

p 37 Plasto-aimant : un aimant composite pour capteurs, actionneurs, et moteurs de faible puissance
par P. BOIVIN, M. de BORTOLI, E. TOMEY, R. TOUEILLE (Société ARELEC, PAU)

COMPTE-RENDU D'ETUDE

p 47 Commande par modes glissants : application à un moteur pas à pas
par P.L. CORRIEU (lycée de DIEPPE)

p 54 Contraintes mécaniques sur un rotor de turbo-alternateur
par P. DEREUMAUX (lycée de DIGNE les BAINS)

p 57 Modélisation d'un robot mobile sous Matlab
par A. De CARVALHO (IUT de CERGY PONTOISE)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 66 Etat de l'art des redresseurs de courant commandés non isolés
par M. BRUNELLO, J.C. CREBIER, J.P. FERRIEUX (LEG, GRENOBLE)

Réabonnez-vous ou abonnez-vous à la Revue 3EI

Voilà arrivé à nouveau le temps de se réabonner (ou de s'abonner) à la Revue 3EI. C'est toujours avec une légère angoisse que nous vous demandons de nous renouveler votre confiance par ce geste, car l'équilibre financier de notre publication est lié au nombre d'abonnés. C'est en pensant que vous serez aussi nombreux (plus de 800 en 1999) que nous pouvons maintenir inchangé le tarif de l'abonnement soit 180 F TTC pour les pays de la CEE (240 F pour les pays hors CEE). C'est un pari que vous êtes seuls à pouvoir nous faire gagner en répondant immédiatement, sans attendre la lettre de rappel qui a un coût non seulement financier mais aussi en temps pour les membres (bénévoles) de l'équipe rédactionnelle.

Hâtez-vous de nous renvoyer ce bulletin d'abonnement, après avoir **pris soin de noter la nouvelle adresse**, qui est désormais la seule pour contacter les membres de l'équipe de la Revue (renseignements, abonnements, envois d'articles etc. ...):

SEE - Revue 3EI

48, rue de la Procession, 75 724 PARIS CEDEX 15

fax 01 44 49 60 44

La Revue 3EI adhère au centre Français d'exploitation du droit de copie (CFC)

Notre publication ne bénéficie d'aucune subvention et ne peut vivre que par le revenu des abonnements. L'équilibre financier d'une revue spécialisée comme la nôtre est précaire. L'évolution très rapide des techniques de reprographie crée un risque majeur pour toutes les publications sur support papier. Afin de tenter de réduire les risques liés à l'usage abusif de telles pratiques, sous quelque forme que ce soit, la Revue 3EI va adhérer au Centre Français d'Exploitation du droit de copie, pour se protéger et minimiser les risques de disparition consécutive à des "copiages excessifs". Vous devez nous aider en faisant connaître cette revue autour de vous, à vos **nouveaux collègues** et en **les incitant à s'abonner** et non pas à copier certains articles.

Janvier 2000, la Revue 3EI sur le web

Les informations sur les activités et publications de la SEE sont déjà accessibles sur le web (www.see.asso.fr). Dans quelques mois un site propre à la Revue s'ouvrira permettant de fournir des informations plus spécifiques au domaine 3EI mais aussi créant un outil supplémentaire pour les échanges pédagogiques. Ce site sera **réservé aux abonnés individuels** (les CDI et médiathèques ne disposant pas de code d'accès).

L'équipe de rédaction de la Revue 3EI compte sur votre soutien et espère que les publications prochaines continueront à satisfaire votre attente en vous aidant dans votre travail d'enseignant.

L'équipe de la Revue 3EI

1. Brève histoire de l'appareillage BT

L'appareillage électrique s'est développé de façon significative dans les années 20. Les appareils étaient essentiellement à coupure dans l'air, parfois dans l'huile, et à actionnement manuel ; leur montage était "ouvert" sur marbre ou "blindé" en coffret dans l'air, parfois dans l'huile.

La protection des circuits n'était assurée que par coupe-circuits à fusibles et le besoin d'appareils possédant des caractéristiques améliorées a conduit au développement de disjoncteurs, de fonctionnement fiable en cas de surcharge comme de court-circuit et pouvant être facilement réarmés.

La commande des circuits n'était opérée que de façon manuelle ce qui exigeait une proximité immédiate de l'appareillage et des machines commandées, mais rendait possible bien des fausses manoeuvres. Cette époque a vu le développement important des moteurs électriques, ce qui conduisit au développement des contacteurs électromagnétiques où les contacts du circuit de puissance pouvaient être commandés à distance sous faible puissance.

Cette faculté d'actionnement par circuits électriques dits de "contrôle" ouvrait la voie à la "télémécanique", autrement dit la mécanique commandée à distance, ici par signaux électriques. Les contacteurs étaient donc capables de délivrer l'énergie attendue, mécanique, thermique, lumineuse ... à l'emplacement où elle devait être utilisée, cela à partir de tout autre emplacement et par simple contact électrique.

Dans ces conditions, les contacteurs pouvaient manoeuvrer sous l'influence d'une grandeur quelconque au moment où celle-ci franchissait un seuil prédéterminé. Cela a provoqué la création de nombreux types d'interrupteurs (ancêtres des capteurs d'aujourd'hui) et de relais "auxiliaires", éléments essentiels des automatismes séquentiels qui se sont alors rapidement développés.

La figure 1 montre simplement une tranche du schéma "en échelle" qui concerne une machine-transfert d'usinage de carters-cylindres de moteurs d'automobiles, de longueur 32 m, gérant 26 postes de travail et comprenant au total 99 moteurs électriques (implantée vers 1950).

Ce schéma fait comprendre qu'il était à la fois nécessaire de constituer facilement un appareil muni non seulement des pôles de puissance adéquats mais aussi des contacts auxiliaires lui permettant d'agir dans le système automatique. D'où la structure des contacteurs de l'époque, dite "à composition variable", avec le montage sur barreau des pôles de puissance (à bobines de soufflage série pour les moyens et gros calibres) et les contacts auxiliaires qu'ils soient à fermeture ou ouverture, instantanés ou temporisés. En outre, le circuit électromagnétique d'actionnement pouvait, être de type alternatif ou de type continu, monté en lieu et place l'un de l'autre selon le circuit de puissance.

En complément, pour la commande directe des moteurs de petite puissance, ont été développés des appareils tripolaires en coffrets individuels, munis de contacts à simple coupure et sans artifice de soufflage.

En ce qui concerne les évolutions dont l'appareillage a

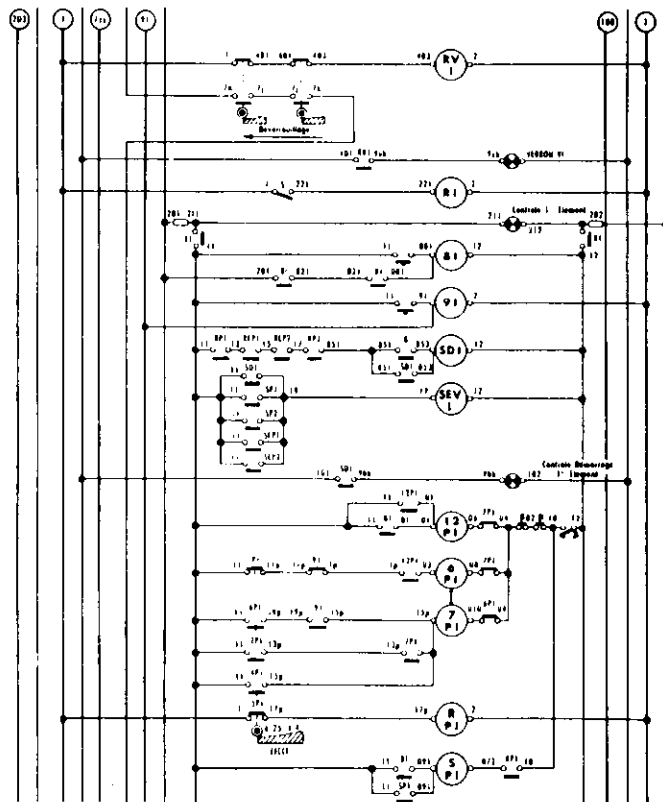


Fig. 1. Partie du schéma électrique d'une machine-transfert

été l'objet jusqu'à nos jours, on peut schématiquement considérer deux domaines :

♦ d'abord celui des constituants (appellation normalisée pour les appareils pris isolément), de leur conception, de leurs performances et de leur coût de fabrication. De ce dernier point de vue, les gains ont été importants grâce à l'effet d'échelle résultant d'une production croissant régulièrement : pour les contacteurs, par exemple, depuis les années 50, elle a cru en moyenne d'environ 10% par an en France, un peu plus vite que la consommation d'énergie électrique (moyenne 7% par an) ; cela s'explique par la mécanisation poussée et l'automatisation accrue dans tous les secteurs. Les constituants ont ainsi réduit leur coût tout en accroissant leurs performances de pouvoir de coupure et de durabilité ; ils ont réduit également leurs dimensions, la coupure "dans l'air" a fait place à la coupure en "boîtiers moulés" avec, pour les disjoncteurs comme pour les contacteurs, l'extinction de l'arc par ailettes métalliques (système "de-ion", ré-inventé fin des années 20 selon la structure décrite en 1912 par Dolivo-Dobrowolski ...).

Si les disjoncteurs ont conservé des pôles "à simple coupure" et à grande ouverture, permettant l'extinction des courants faibles et forts, les contacteurs de petit calibre en boîtier, au moment où la tension triphasée a évolué de 220 V à 380 V, ont dû passer à la "double coupure" car, dénués de soufflage magnétique, ils ne supportaient plus la nouvelle tension de rétablissement post-arc.

Par la suite l'extension s'est faite à de plus gros calibres avec boîtiers à ailettes métalliques et, depuis quelques temps, à certains disjoncteurs, favorisant ainsi la limitation rapide des courts-circuits de très forte intensité présumée.

♦ l'autre domaine d'évolution est celui des ensembles d'automatisme où l'impact de l'électronique-informatique a été très important. On a vu plus haut que les constituants permettaient de réaliser des ensembles où, à la commande électrique de puissance, s'ajoutaient des fonctions de détection et de traitement logique.

Le temps passant, ces automatismes séquentiels sont devenus de plus en plus complexes, par leur taille, par l'importance du traitement logique et par l'ampleur des échanges avec le système sous contrôle. Pour le traitement, rôle auparavant dévolu aux relais auxiliaires et même aux petits relais d'automatisme, l'électronique, après une période intermédiaire, a tiré parti des solutions intégrées, procurant de ce fait aux ensembles d'automatisme des capacités de programmation largement supérieures sous des volumes considérablement réduits. D'où le développement de ces ensembles spécifiques, dotés de fonctions d'automatisme et conçus pour un environnement industriel sévère, que sont les automates programmables.

Les conséquences en ont été la disparition progressive des grands ensembles à relais auxiliaires, limités désormais à de petits ensembles standardisés utilisant des relais d'automatisme embrochables, également, le remplacement (sauf très gros calibres) des contacteurs à composition variable par des contacteurs "bloc", porteurs encore, mais en nombre limité et à la demande, de contacts auxiliaires embrochables. La figure 2 montre la place des divers constituants d'appareillage dans un système automatisé.

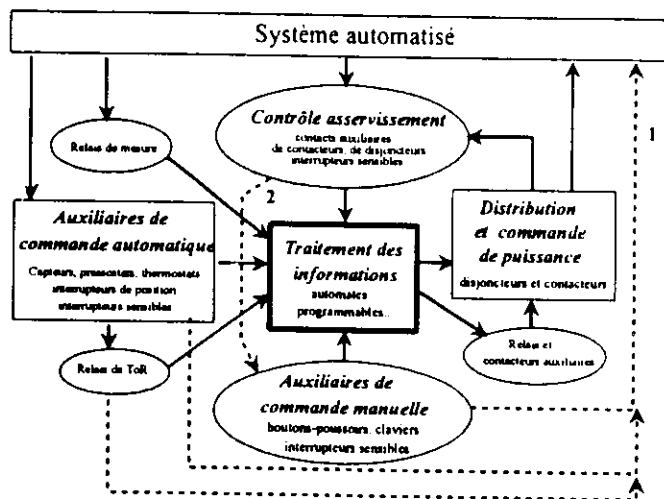


Fig. 2. Structure de principe d'un système automatisé

2. Fonctions de base des constituants BT

On se borne ici aux principaux constituants de puissance auxquels s'ajoute l'appareillage auxiliaire à commande manuelle ou automatique (interrupteurs divers et relais). On dénombre quatre fonctions de base les concernant :

* Fonction de conduction

Il s'agit là de la fonction de base que tous les appareils doivent remplir dans les meilleures conditions, avec le minimum de perturbations pouvant résulter de la dégradation brutale ou progressive des contacts électriques qu'ils actionnent. Ces derniers jouent donc un rôle prédominant dans la fiabilité et dans la durabilité des appareils, dans les conditions spécifiques qui résultent du type de fonctionnement imposé à ceux-ci.

De façon générale, la qualité du contact, qui dépend de la force exercée par l'organe de commande, est mise en cause par les opérations de coupure, qui érodent les pastilles de contact et peuvent accroître la résistance de contact, donc provoquer un échauffement excessif (maximum normalisé = 70 K aux bornes de l'appareil) ; les surintensités ne doivent pas provoquer la soudure des contacts, ni aux rebonds de fermeture, ni en position fermée ; l'érosion (érosion-transfert, en continu) ne doivent pas réduire excessivement la durée de vie. Il est bien évident que l'élément critique est ici le matériau de contact, dont on verra par ailleurs le comportement ;

* Fonction de séparation ou de sectionnement

Il s'agit cette fois d'une fonction spécialisée, de grande importance dans les circuits de distribution ; elle assure, pour des raisons de sécurité, un isolement électrique satisfaisant entre le circuit considéré et la source, par l'ouverture des contacts, seul procédé garantissant un *isolement galvanique*. Cela exige non seulement une ouverture visible et une absence de soudure, mais aussi une non-dégradation de l'isolement sur les surfaces adjacents aux contacts ;

* Fonction de commande

Si les fonctions précédentes avaient un caractère passif, la fonction de commande consiste en revanche à assurer la bonne transition entre les états ouvert et fermé, lors de l'actionnement volontaire dans les conditions de charge et de cadence que l'utilisation réclame. Cette commande se fait par fermeture et ouverture brusques, elle ou peuvent être dite par "tout-ou-rien" ; en cas de manoeuvres mal assurées, comme en cas de rebonds exagérés, elles imposent aux contacts des contraintes qui ne sont guère favorables au maintien d'un fonctionnement correct ; l'échauffement excessif comme la soudure accidentelle qui peuvent en résulter sont des défaillances inacceptables. Le matériau doit donc assurer ici un compromis difficile entre des exigences contradictoires ;

* Fonction de protection (ou de disjonction)

C'est une fonction de sécurité, qui consiste à ouvrir automatiquement le circuit lorsqu'il se trouve accidentellement dans une situation mettant en péril l'installation et les personnes impliquées. Ces appareils peuvent agir à l'aide de déclencheurs, par exemple de défaut à la terre, mais sont normalement équipés d'un déclencheur intégré (magnéto-thermique ou électronique), agissant sur leur serrure en cas de surcharge excessive et de court-circuit. Cette fonction soumet les contacts à des contraintes peu répétées mais très sévères et demande des matériaux de contact adaptés qui doivent conserver une bonne conduction pendant le fonctionnement prolongé à l'état fermé.

Le Tableau 1 indique les principaux constituants d'appareillage ainsi que la norme internationale dont chacun d'eux relève. Toutes les fonctions mentionnées sont complémentaires et des règles communes étaient nécessaires pour mettre en oeuvre les différents composants dans le même équipement électrique ; d'où l'objectif de garantir l'aptitude des constituants à l'emploi, comme leur compatibilité et leur interchangeabilité. Ces normes ont essentiellement un caractère fonctionnel : elles laissent au constructeur le choix de la technologie et de la plupart des dimensions jugées convenables. En revanche elles

définissent les performances fonctionnelles correspondant à l'emploi, spécifient le déroulement des essais prévus pour les

vérifier et précisent l'état des appareils en fin d'essai pour bénéficier d'une homologation.

Constituant	Conduction	Séparation	Commande	Disjonction	Normes
Sectionneur, interrupteur-sectionneur BT	*	*			CEI 947-3
Disjoncteur d'installation BT	*			*	CEI 947-2 et EN 60 898
Disjoncteur de moteur BT	*	(*)		*	CEI 947-2
Disjoncteur de distribution BT	*	(*)		*	CEI 947-2
Interrupteur BT	*		*		CEI 947-3
Interrupteur d'installation BT	*		*		CEI 947-3
Interrupteur industriel BT	*		*		CEI 947-3
Contacteur BT	*		*		CEI 947-4-1
Appareil de commande et protection	*	(*)	*	*	CEI 947-6-2
Contacteur et contacts auxiliaires	*		*		CEI 947-5-1
Bouton-poussoir, interrupteur de position	*		*		CEI 947-5-1
Relais d'interface	*		*		CEI 255-0-20

(*) fonction remplie sous réserves

Tableau 1. Fonctions de base des constituant d'appareillage BT : Tension assignée $\leq 1\ 000\ V$ alternatif, $1\ 500$ continu

3. Catégories d'emploi normalisées

Une disposition particulièrement intéressante de la norme est donc la détermination de catégories d'emploi qui sont représentatives des utilisations les plus fréquentes. Il en existe aujourd'hui de nombreuses (AC pour les circuits en alternatif, DC en continu) : 8 pour les interrupteurs, 16 pour les contacteurs, 7 pour les appareils auxiliaires, 2 pour les disjoncteurs et 12 pour les ACP. On en verra plus loin quelques exemples.

4. Grandeurs caractéristiques

La norme définit par ailleurs un nombre important de grandeurs caractéristiques du fonctionnement des appareils et les catégories d'emploi font référence à celles-ci : leurs valeurs en service sont, ou *conventionnellement* limitées, ou bien *assignées* à l'appareil. On retiendra essentiellement :

- concernant les appareils : leurs *distances d'isolement et lignes de fuite*, de même que le *service* qui leur est demandé, *continu* ($< 8h$) ou *ininterrompu* ($> 8h$) ou *intermittent* (assorti de la *durée de passage* et du *facteur de marche*) ; concernant les qualités diélectriques à satisfaire : la *tension assignée d'isolement* U_i et la *tension de tenue aux chocs* U_{imp} ;

- limitant l'échauffement dû au passage du courant en régime continu : "*le courant thermique conventionnel*" I_{th} (à l'air libre) ou I_{thc} (sous enveloppe), pour lesquels bornes et parties accessibles ne doivent pas dépasser des valeurs spécifiées ; par exemple l'échauffement des bornes raccordant des câbles isolés au PVC ne doit pas dépasser $70\ K$ (la température peut donc monter jusqu'à $110\ ^\circ C$, pour l'ambiance maximale de $40\ ^\circ C$). Les strictions de contact peuvent alors atteindre des valeurs élevées menant au ramollissement un métal comme l'argent ;

- la *tension assignée d'emploi* U_e , ainsi que la *tension de rétablissement* à la coupure, en particulier sa phase initiale transitoire (TTR), qui apparaît au moment où le

courant s'annule (on considère aussi la valeur "présumée" de la TTR, qui existerait si l'appareil de coupure passait à ce moment de l'impédance nulle à l'impédance infinie) ;

- le *courant assigné d'emploi* I_e , fixé par le constructeur en fonction des tension et fréquence assignées et surtout du service assigné : c'est le cas des contacteurs dont le fonctionnement fréquent met en jeu des surintensités transitoires et des coupures d'arc ; c'est moins le cas pour les disjoncteurs où le courant assigné I_n est le *courant assigné ininterrompu* I_u et ne dépasse pas le courant thermique conventionnel à l'air libre I_{th} ;

- les *pouvoirs assignés de fermeture et de coupure* que l'appareil peut établir ou couper dans des conditions satisfaisantes ; interviennent essentiellement la tension appliquée et le circuit commandé et, à la coupure des petits calibres, la tension de rétablissement. Ces valeurs assignées correspondent à un fonctionnement normal en charge et en surcharge ;

- dans le cas éventuel de court-circuit, sont prévus un *courant assigné de courte durée admissible* I_{cw} , que l'appareil doit supporter sans dommage, et des *pouvoirs de fermeture* I_{cn} et de *coupure* I_{cn} . Dans le cas des disjoncteurs, on retient aussi un *pouvoir de coupure ultime* I_{cu} (s'il est supérieur à I_{cw}) qui représente le courant maximal que l'appareil peut avoir à couper ; l'apparition d'un tel défaut étant très faible, la norme a défini un *pouvoir assigné de coupure de service* I_{cs} qui est une fraction de I_{cu} (50, 75, 100% pour les appareils sélectifs, avec, en plus, 25% pour les non-sélectifs) ;

- pour les appareils de commande associés à des dispositifs de protection contre les courts-circuits (DPCC), un problème de *coordination* se pose : le contacteur, par exemple, peut être détérioré pendant l'élimination du défaut par le DPCC. Il est donc défini un *courant assigné de court-circuit conditionnel* I_q , avec un minimum au courant présumé "r", fixé en fonction du courant d'emploi du

contacteur (ce minimum est déjà de valeur élevée : en AC3, pour $I_c = 125$ A, il est de 10 kA, alors que le PF exigé d'un tel appareil n'est que de 1250 A). La *coordination de type 1* tolère que le contacteur soit endommagé ; pour celle de *type 2*, seule la soudure des contacts est tolérée à condition que leur séparation manuelle soit facile. Le contacteur est en fait soumis à trop rude épreuve si le DPCC n'est pas assez rapide pour limiter efficacement, en ampleur et durée, le courant de court-circuit présumé.

Pour chaque catégorie d'emploi, la norme spécifie les grandeurs assignées, précise la procédure des essais, qui se déroulent selon plusieurs séquences, et indique dans quel état doit être l'appareil en fin d'essai.

5. Phénomènes à la fermeture et à la coupure

Pendant toute leur durée de service, les constituants d'appareillage ont naturellement à maintenir l'isolement aux bornes des contacts et à véhiculer les courants assignés sans être le siège d'échauffement au delà des limites prescrites. Mais, pour la quasi-totalité, ils ont une action sur le circuit qu'ils commandent ou qu'ils protègent et provoquent, lors des manoeuvres, des phénomènes transitoires de fermeture et de coupure dont va dépendre leur durée de vie.

Fermeture

La commande des contacts peut être simplement *manuelle* et l'on peut distinguer :

- ◊ les manoeuvres dépendantes, où force d'actionnement et vitesse des contacts dépendent de l'opérateur, ce qui peut, dans certains cas, être un grave inconvénient ;

- ◊ les manoeuvres indépendantes, que l'on réalise par un système mécanique qui accumule l'énergie et la restitue ensuite, ce qui garantit la qualité de la manoeuvre ; dans certains cas (disjoncteurs), la fermeture peut être empêchée si des conditions spécifiées existent dans le circuit ;

La commande peut être aussi *automatique*, s'effectuant dans des conditions déterminées, soit asservie directement au processus contrôlé (interrupteurs de fin de course ...), soit assistée par une source d'énergie extérieure telle que par télécommande électrique (contacteurs, relais).

Vu du côté circuit, on peut définir un courant *établi présumé*, qui circulerait après la fermeture d'un appareil d'impédance strictement nulle, et dont l'évolution dépend de la tension d'alimentation à partir de cet instant ; c'est ainsi qu'en alternatif, il peut être établi à tout régime entre le régime symétrique et celui d'asymétrie maximale.

Mais il faut également compter avec le comportement de l'appareil lui-même qui, par son impédance interne, donne lieu à un courant *réellement établi* réduit par rapport au courant présumé, mais peut en revanche provoquer des rebonds, susceptibles de donner lieu à une soudure, ce qui constitue une défaillance majeure.

Coupure

On définit également, dès le début de la coupure, un courant *présumé coupé* dont l'évolution va être modifiée par l'ouverture ce qui va conduire normalement à la coupure définitive. Si l'on supposait que l'appareil coupait le courant *instantanément*, cela reviendrait à injecter dans le circuit, vu des bornes de l'appareil, un courant strictement opposé au courant présumé. Dans les circuits inductifs, il y aurait alors

surtension, qui ne serait limitée que dans la mesure où le courant pourrait s'écouler grâce à une résistance ou une capacité existant aux bornes de l'appareil, ce qui, en pratique, est excessivement limité.

En réalité, par des mécanismes analysés dans l'article qui suit, l'ouverture des contacts provoque entre eux la formation d'un arc électrique et, à partir de ce moment, c'est cet arc qui va déterminer l'évolution du courant de coupure, tout en étant lui-même influencé par ce courant.

On a le plus souvent affaire à un circuit linéaire, dont les caractéristiques restent constantes et le principe de superposition s'applique, qui permet d'évaluer le courant *réel de coupure* : il est égal au courant présumé i_p auquel on soustrait un courant i_d , parfois appelé *courant déformant*, lequel résulte de l'application au circuit, vu des bornes de l'appareil, de la tension d'arc $u_a(t)$. Le courant d'arc sera donc :

$$i_a(t) = i_p(t) - i_d(t)$$

Dans les appareils de connexion, la tension d'arc, qui varie peu avec l'intensité au delà de quelques ampères, dépend par contre de nombreux paramètres de conception des contacts et du boîtier d'arc. Indirectement, et pour les courants forts, l'intensité va intervenir par son influence sur la vitesse de déplacement de l'arc, donc son allongement et, le cas échéant, son fractionnement. Pour une première évaluation des caractéristiques de coupure, on pourra se borner à utiliser des profils simples de la tension d'arc.

5.1. Coupure des courants continus de faible intensité

Le cas général est alors celui des appareils, petits interrupteurs manuels, relais ou contacteurs auxiliaires, sur circuits de quelques dizaines de volts au maximum, et munis de contacts à simple coupure ouvrant au plus de quelques millimètres. Par leur conception, ces appareils ne délivrent au contact qu'une faible tension d'arc, comme l'indique la figure 1 de l'article suivant, qui montre cependant, à l'approche du courant minimal d'arc I_{an} , l'existence de branches à forte pente négative (transition entre le régime d'arc et celui de la décharge lumineuse).

Pour un circuit résistif, le point figuratif reste sur la droite de charge et s'y déplace selon l'intersection avec la courbe d'arc correspondant à l'ouverture atteinte par le contact. L'extinction se fait quand le point de tangence est atteint et cela sans surtension.

Sur circuit inductif, la constante de temps ralentit la décroissance du courant et le point de tangence n'est atteint que pour une ouverture plus grande. C'est alors que se pose la question de la *tension de rétablissement* aux bornes des contacts : la tension d'arc croît en effet rapidement et une partie du courant se trouve alors dérivé vers les résistances et capacités parallèles (parasites ou intentionnelles). Cela fait croître la tension et, par effet cumulatif, dérive de plus en plus de courant ; l'arc disparaît très rapidement (il y a "*arrachement*" de l'arc), engendrant le plus souvent une surtension oscillatoire amortie.

Mais, si cette surtension dépasse la *tenue diélectrique du milieu post-arc* intercontact, un ou plusieurs claquages successifs peuvent se produire avant l'extinction définitive (train d'arrachements, en anglais "*chopping*"). En courant continu, l'issue sera toujours la coupure si la cote ultime

d'ouverture est suffisante mais, en courant alternatif, ce mécanisme peut conduire à la non-coupe. De toute façon, des surtensions excessives doivent être nécessairement réduites par un circuit de protection aux bornes des contacts.

5.2. Coupe des courants continus de forte intensité

Lorsque l'intensité et la tension d'alimentation U_e sont plus élevées, l'ouverture doit rapidement créer au contact une tension d'arc supérieure à U_e . Force est alors de recourir au "soufflage" de l'arc vers un boîtier où il est allongé et laminé entre les parois, ou encore fractionné par des ailettes métalliques, ce qui assure une plus grande compacité et un meilleur refroidissement. Un exemple schématisé est donné à la figure 3, où le courant présumé va croissant et où la tension d'arc apparaît avec un léger retard, donnant un courant soustractif exponentiel avec extinction après un délai supplémentaire t_a , dont le rapport à la constante de temps du circuit dépend du rapport U_d/U_e .

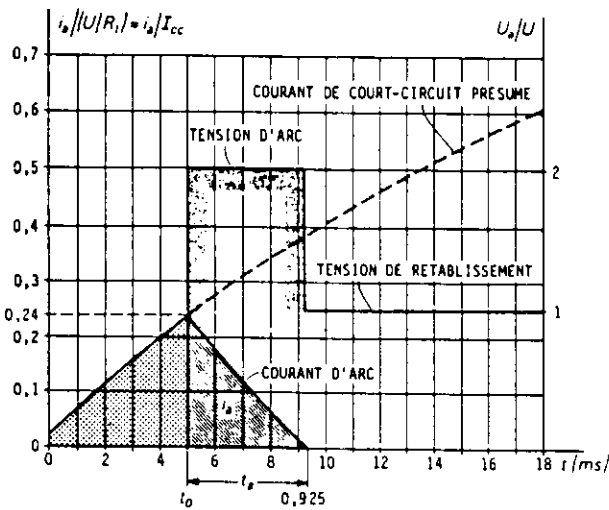


Fig. 3. Coupe avec limitation, sous forte tension d'arc

Dans une coupe réelle, après un temps de stagnation au contact auquel s'ajoute un temps de parcours jusqu'au bord des pastilles, se produit une montée de la tension d'arc plus ou moins rapide, selon les appareils, suivie du palier de coupe qui normalement s'achève en donnant lieu à une tension de rétablissement amortie. La durée d'arc est proche de la constante de temps du circuit pour un rapport $U_d/U_e \approx 1,6$.

5.3. Coupe des courants alternatifs de faible intensité

Dans ce cas, et bien que la tension d'alimentation puisse être élevée pour les faibles distances intercontacts en jeu, la coupe va devenir possible grâce au passage naturel du courant par la valeur nulle : encore faut-il ne pas réamorcer à cet instant. En triphasé, les zéros se suivent à environ 3,3 ms et, si le premier pôle sollicité échoue, une seconde tentative aura lieu 3,3 ms plus tard sur l'un des autres pôles. Une coupe de ce type est représentée à la figure 4 (bas).

Dans le cas d'une coupe réussie sur l'un des pôles, un courant monophasé persistera dans les deux autres pôles et la coupe totale sera normalement achevée moins de 5 ms plus tard. L'arc, qui n'est pas déplacé par soufflage volontaire, a néanmoins une certaine mobilité, de nature aléatoire, mais reste relativement stable entre contacts peu écartés.

Dans ces conditions, l'appareil peut tirer parti d'un mécanisme d'extinction naturelle : à l'approche du zéro, la colonne d'arc, de même que le milieu ionisé post-arc, sont énergiquement refroidis par les surfaces métalliques proches.

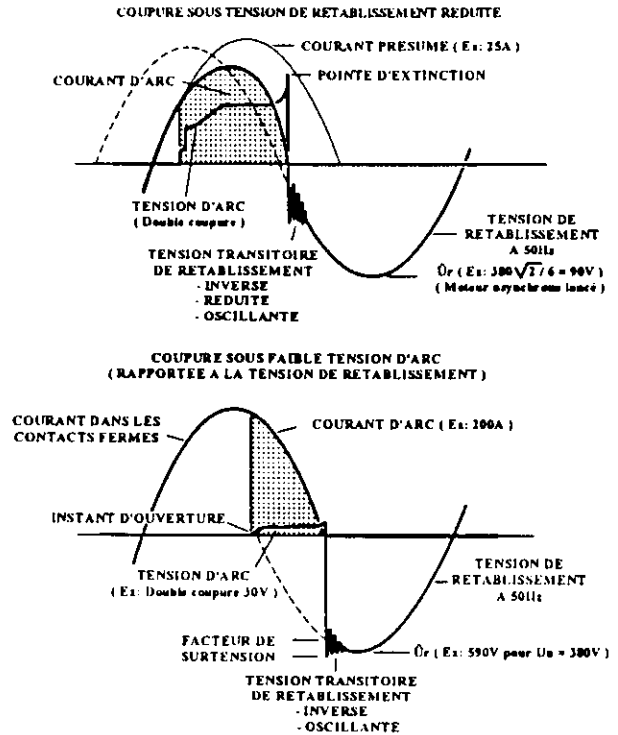


Fig. 4. Coupures typiques par contacteurs de petit calibre

Le succès de la coupe dépend alors de la vitesse de récupération des qualités diélectriques, s'opposant à l'effet inverse de la tension transitoire appliquée. Si l'on suit, par exemple, les prescriptions normalisées de la catégorie d'emploi AC4, le pôle sollicité (dont la tension de rétablissement à fréquence de service, en triphasé 380 V, vaut 1,5 fois la tension simple, soit 330 V), donne lieu à une tension transitoire de 476 V (compte tenu d'un facteur de surtension normalisé de 1,1), valeur de crête devant être atteinte, pour l'intensité d'emploi de 100 A, dans le délai normalisé d'environ 12 μ s.

A cette intensité, la tenue post-arc pour un métal comme Ag n'est plus que d'environ 300 V, ce qui montre que la double coupe est alors nécessaire, et même pour de moindres intensités d'emploi ; c'est le cas des contacteurs de faibles calibres. En revanche, la simple coupe en monophasé 220 V reste possible : c'est alors le cas de l'appareillage d'installation et de la plupart des relais, dont une partie cependant (relais de puissance et appareillage auxiliaire de commande), conservent une double coupe avec une tension de service éventuelle supérieure à 220 V.

Dans certains cas (catégorie d'emploi AC3 où la tension présumée est faible, car le moteur est en rotation), la tension d'arc, bien que peu élevée, provoque une anticipation du zéro (remise en phase), qui peut notablement réduire la tension de rétablissement et faciliter la coupe (cf. figure 4, haut).

5.4. Coupe des courants alternatifs de forte intensité

Quand le courant assigné d'emploi est plus élevé, le pouvoir de coupe assigné croît en proportion, alors que

diminue le seuil de tenue à la tension transitoire de rétablissement car il y a suréchauffement des surfaces de contact. Il est alors nécessaire de déplacer l'arc et lui faire jouer un rôle plus actif, comme en courant continu.

Dans les contacteurs de forts calibres on se contente d'un allongement-fractionnement modéré qui réduit la tension de rétablissement par remise en phase (coupure en AC3) et où la conductance post-arc plus grande amortit les oscillations ; cette tension réduite est appliquée à un milieu post-arc dont la tenue diélectrique est considérablement améliorée, si l'arc a été fractionné par des ailettes métalliques qui multiplient "l'effet d'électrode". La coupure prend alors l'allure indiquée à la figure 5 (haut).

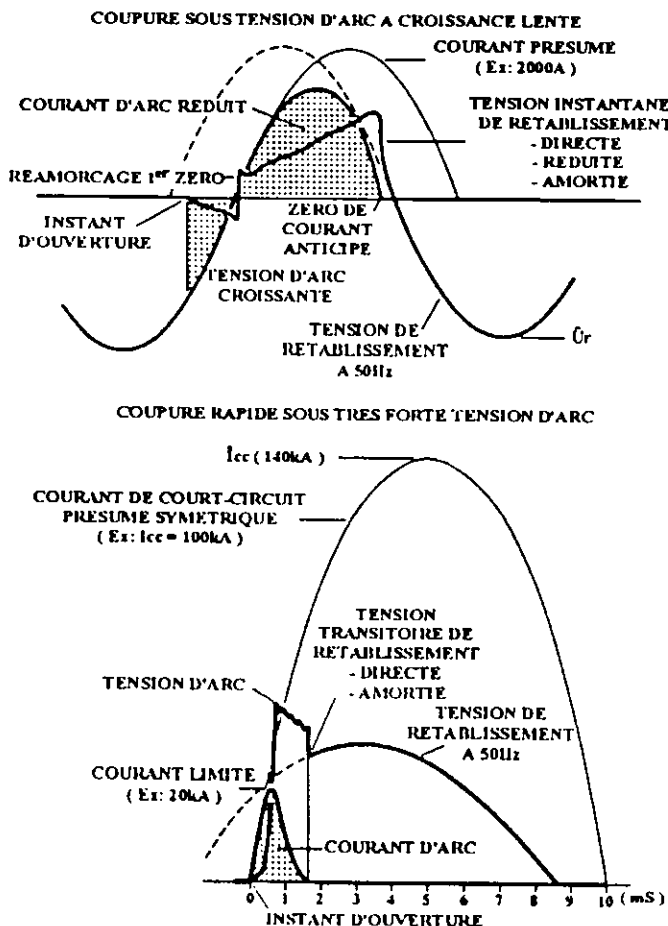


Fig. 5. Coupures typiques sous forte tension d'arc

Dans les disjoncteurs et les ACP, un allongement avec fractionnement plus important devient nécessaire et la coupure est analogue à celle des forts courants continus (cf. figure 5, bas), à ceci près que, même sur circuit inductif, la croissance initiale du courant présumé est bien plus rapide et peut atteindre des valeurs très élevées, par exemple supérieures à 40 kA/ms. La tension d'arc doit donc être de forte valeur et se rapprocher du double de la tension assignée d'emploi. Quant à la tension transitoire de rétablissement (TTR), elle est considérablement amortie par un courant post-arc important qui traverse un canal encore ionisé.

6. Exemples de réalisations technologiques

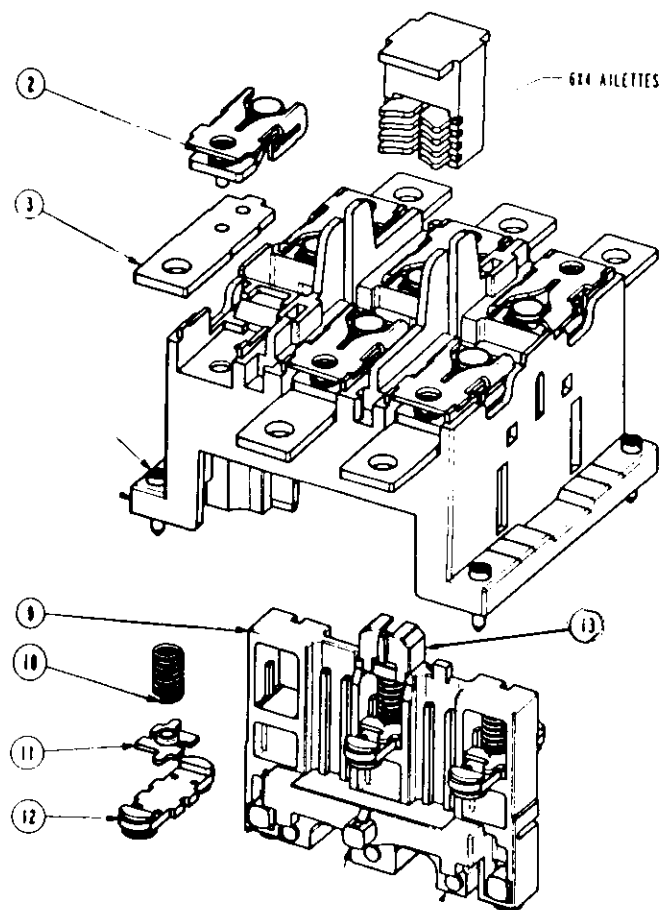
La technologie des appareils dépend éminemment du constructeur et tient compte de la taille du marché, qui décroît en nombre d'appareils au fur et à mesure que le calibre va croissant.

Une mention spéciale doit être faite à propos des matériaux de contact. Initialement en cuivre, dont l'oxydation est sans remède, ils sont désormais en argent, métal de base dans la plupart des applications. Dans l'appareillage BT, il s'agit d'alliages ou de pseudo-alliages, où les qualités de conduction, dues à Ag, sont complétées par des additifs améliorant la tenue à l'érosion ou la soudure.

6.1. Contacteurs

Les contacteurs tripolaires pour usage général couvrent, avec une vingtaine de calibres, le domaine de 9 A (AC3 : 4 kW-380 V) à environ 800 A (400 kW-380 V). Tous sont à double coupure, les bas calibres à passage de courant rectiligne et boîtier d'arc très simple, sans ailettes métalliques, et les gros calibres à contacts fixes repliés en J, pour un auto-soufflage vers la double chambre à ailettes (pour certains, un déflecteur protège le contact fixe contre un stationnement latéral de l'arc). Le contact mobile, mécaniquement renforcé, soit supporte l'arc pendant toute la coupure, soit est libéré des arcs intenses par un déflecteur qui passe d'une chambre à l'autre. En moyenne, les contacts sont soumis, en position écrasée, à une force (mobile/fixe) de l'ordre de 0,07 N/A.

La figure 6 montre le boîtier d'un calibre intermédiaire, à passage de courant rectiligne mais à soufflage renforcé par ailette de contact fixe et ailettes de fractionnement parallèles.



2 : contact fixe. 3 : plage de raccordement. 9 : porte-contact. 12 contact mobile

Fig. 6. Coupe d'un contacteur, calibre 150 A (Télemécanique)

Le circuit magnétique d'actionnement dispose d'une commande électronique de deux bobines, l'une d'appel, l'autre de maintien. Il en résulte une plus grande compacité

et des forces de contact accrues, à l'impact comme en position fermée.

Le matériau de contact, pour les moyens et gros calibres, s'est généralisé depuis plus d'une décennie en faveur du pseudo-alliage Ag SnO₂ (92/8 à 87/13) en remplacement de Ag CdO (90/ à 88/12), au départ pour une raison écologique mais aujourd'hui pour une raison technique de meilleure tenue en érosion, plus spécialement dans les calibres à soufflage. La substitution n'étant pas favorable aux petits calibres, ceux-ci sont restés à contacts en Ag Ni 90/10.

Retournant aux prescriptions de la norme internationale, on retient pour les contacteurs trois catégories d'emploi :

- AC1 : charges non inductives ou faiblement inductives,
- AC3 : moteurs à cage, démarrage, coupure moteur lancé,
- AC4 : moteurs à cage, démarrage, coupure moteur calé.

dont la norme exige la vérification selon les essais suivants :

- ♦ Pouvoirs de fermeture et de coupure (PF et PC),
- ♦ Fonctionnement conventionnel en service (FCS),
- ♦ Durabilité électrique.

avec les valeurs d'essai du tableau 2 ci-dessous, rapportées au courant d'emploi assigné par le constructeur.

Essais normalisés	AC1	AC3	AC4	Nombre de manoeuvres
PF et PC	1,5	8	10	50 FO
PF seule		10	12	50 F
FCS	1	2	6	6 000 FO
Durabilité	1	1	6	Cf. catalogues

Tableau 2. Courants de fermeture I_f / I_e et de coupure I_d / I_e

La figure 7 donne un exemple de valeurs moyennes de durabilité pour des courants d'emploi rapportés au courant thermique conventionnel.

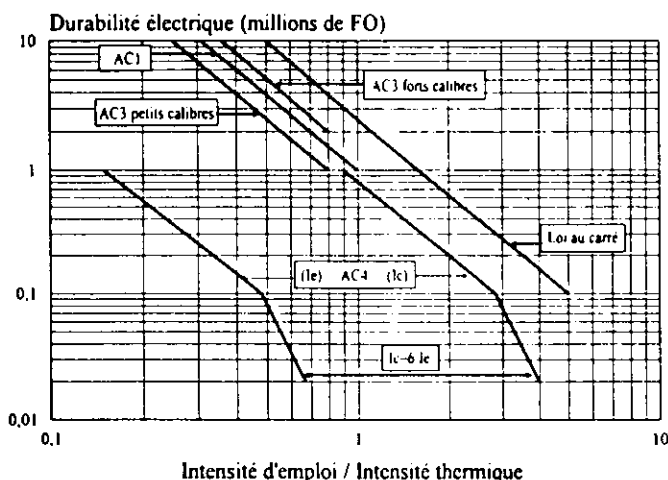


Fig. 7. Courbes typiques de durabilité des contacteurs

On constate bien la chute importante des performances dans le passage à l'emploi AC4 ; on voit aussi que la loi durabilité/courant d'emploi est de l'ordre de l'inverse du carré ; si nécessaire, un déclassement de l'appareil permet d'accroître notablement sa durabilité. Il faut noter que, sur circuit résistif (AC1), intervient une érosion à la fermeture en moyenne plus forte (pour les petits calibres) qu'en AC3.

6.2. Disjoncteurs

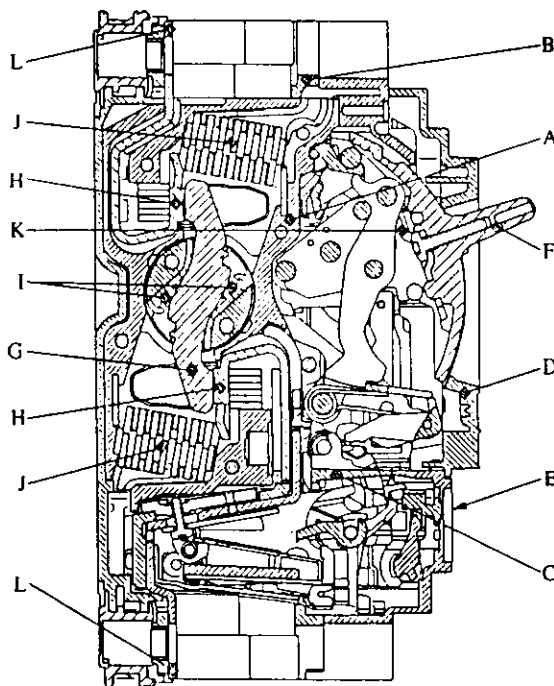
Les disjoncteurs BT couvrent un domaine d'intensités très étendu, si l'on considère à la fois les courants d'emploi et les courants assignés de court-circuits : de quelques ampères à plus de 100 kA. Ce vaste domaine se segmente en trois catégories de produits, de caractéristiques très différentes. En tête de l'installation, on trouve :

♦ les disjoncteurs de puissance

De courant d'emploi élevé, ils protègent essentiellement la ligne et la source contre les surcharges et les courts-circuits. Manoeuvrant peu, ils sont conçus pour un courant d'emploi ininterrompu (I_u). En revanche, leur pouvoir de coupure doit souvent dépasser 50 kA et ils sont soumis aux règles de sélectivité du déclenchement : pour cela, leur courant de courte durée admissible est très élevé, par exemple 75 kA pendant 0,5 s. Sous l'angle de la technologie, ils sont passés de la structure "ouverte" à la structure en "boîtier moulé", à l'instar des disjoncteurs industriels. Ils doivent leurs performances à des contacts multidoigts, équipés de dispositifs d'autocompression électrodynamiques ou électromagnétiques ; en outre, ces contacts peuvent être munis de "pare-étincelles" transférant rapidement l'arc d'ouverture en dehors de la zone des contacts de passage.

♦ les disjoncteurs industriels

Ce sont des appareils en boîtier moulé, de moindre courant d'emploi, 10 à 1 000 A, dont le développement a débuté aux USA il y a plus de 50 ans (molded-case circuit breakers).



A : Enceinte de coupure B : Boîtier bloc de coupure C : Boîtier bloc déclencheur D : Plastron E : Couvercle bloc déclencheur F : Poignée de manoeuvre G : Contact mobile en Ag CW 60/40 H : Contact fixe en Ag C 95/5 I : Ressort de contact 18 N J : Chambre de coupure K : Ressort de mécanisme

Fig. 8. Disjoncteur-limiteur 250 A / 415 V (Merlin-Gerzin)

Leur structure multipolaire en enveloppe isolante a réduit leurs dimensions ; la commande manuelle se fait par levier frontal ("tumbler") et le déclencheur est magnéto-thermique (électronique dans certains gros calibres). Récemment, sont

appareils des appareils à haut pouvoir de limitation et la figure 8 montre la coupe d'un tel appareil. Il est à double coupure avec contacts rotatifs de faible inertie, muni d'un déclencheur ultra-rapide exploitant la surpression engendrée par l'arc de coupure et entrant en action pour des défauts supérieurs à 30 kA ; on atteint de la sorte des pouvoirs de limitation de l'ordre de 0,2 sous 415 V : 30 kA limité pour 150 kA efficace présumé.

◆ *les disjoncteurs de distribution terminales*

Ils ont été créés depuis longtemps en Allemagne pour remplacer les fusibles, dans les installations tertiaires et l'habitat, et pour une tension d'emploi limitée à 380/415 V. Leur structure modulaire normalisée, avec encliquetage sur profilé oméga, permet la réalisation de tableaux compacts. Ces disjoncteurs sont à simple coupure, avec une chambre de coupure à ailettes magnétiques ; outre le déclencheur à bilame, un percuteur électromagnétique agit directement sur les contacts en cas de court-circuit. Un calibre 32 A, par exemple, a un PC assigné de 10 kA sous 220 V.

6.3. Appareils de commande et protection

Il y a peu de temps, ces appareils ont fait l'objet d'une norme (947-6-2 en 1992) précisant leur double fonction de commande et de protection des circuits. De tels appareils existaient toutefois dès le début de l'appareillage, plus spécialement destinés à la commande des petits moteurs asynchrones, dont l'utilisation progressait alors rapidement. Utilisés en Allemagne dans une version à commande manuelle (motor-schalter), ils ont tiré parti de la commande électrique, dans des coffrets individualisés ("disjoncteur DRT 16" de Télémécanique), en complément des contacteurs sur barreau.

Ils devaient leurs performances, sous courant normal comme en CC, grâce aux faibles puissances contrôlées et aux modestes intensités de court-circuit, en supplément très réduites par l'impédance interne de leurs relais thermiques. L'accroissement en puissance s'est faite par la suite en associant disjoncteur-contacteur-relais thermique dans un même coffret.

Mais les techniques nouvelles de limitation ont permis d'importants progrès, grâce à :

- ◇ la réduction des forces et masses aux contacts,
- ◇ l'autosoufflage magnétiques (contacts fixes en "J", avec ailettes magnétiques de fractionnement à proximité.

Cependant, l'existence d'un "temps de stagnation" de l'arc court au contact provoque un retard préjudiciable et, avec les matériaux usuels (AgCdO, AgNi/AgC) demande des vitesses d'ouverture très élevées (supérieures à 6 m/s). De ce point de vue, une autre technique serait l'insertion rapide, entre les contacts, d'un écran isolant mince, contraignant ensuite l'arc au laminage ou au fractionnement. Cela laisserait le choix des matériaux de contact en fonction des autres critères ; mais on lui préfère actuellement la technique plus classique de soufflage pour des raisons de meilleure dissipation d'énergie en régime contacteur.

La figure 9 montre la coupe d'un ACP (appelé aussi "discontacteur" en interne) associant, par exemple sous 380/415 V, un courant d'emploi de 32 A à un PC en CC de 50 kA et un pouvoir de limitation proche de 0,2. Outre les

contraintes exigées par sa fonction de contacteur et celle de disjoncteur, un tel appareil satisfait à la prescription supplémentaire de "continuité de service" qui demande d'assurer, avant et après un fonctionnement sur CC, un nombre minimal de manoeuvres. Pour les catégories d'emploi AC41, AC43, AC44 (analogues à AC1, AC3, AC4) la norme exige 3 000 FO au fonctionnement conventionnel en service (I_c et U_c) pour un "courant d'essai conventionnel présumé I_{cs} " (fixé par la norme selon I_c) plus 750 FO pour le pouvoir de coupure de service en court-circuit I_{cs} , fixé par le constructeur.

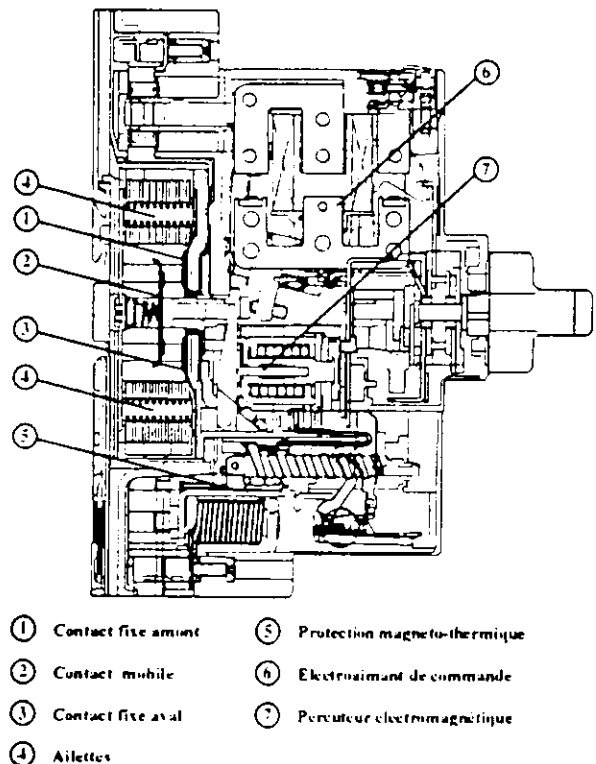


Figure 9. Contacteur-disjoncteur 32 A (Télémécanique)

7. Conclusion : électromécanique et électronique

En conclusion à ce bref exposé sur les constituants électromécaniques, on peut les comparer aux composants électroniques et voir quels sont les risques de substitution.

Certes les composants électroniques présentent des avantages : ils surpassent l'électromécanique par leur durée de vie, leur cadence de manoeuvre, leur faible influence sur l'environnement (pollution, bruit, parasites ...). En alternatif, les thyristors peuvent aisément fermer le circuit dans des conditions précises et couper au zéro naturel, sans les problèmes posés à l'électromécanique par l'existence de l'arc électrique. En continu la coupure demande sur inductance un circuit de décharge délivrant une contre tension assez élevée.

En revanche, leur faible qualité d'isolement et le manque de visibilité de l'état ouvert les exclut là où la sécurité exige un isolement galvanique. Enfin, du fait de leurs pertes élevées, qui demandent un système de refroidissement très volumineux, et leur prix très supérieur, ils ne se sont guère substitués aux constituants électromécaniques et sont surtout exploités dans les systèmes plus sophistiqués où la régulation du courant est nécessaire, dans la commande des moteurs à vitesse variable, pour prendre ce seul exemple.

LE CIRCUIT ELECTRIQUE DU CONTACTEUR

F. BURET

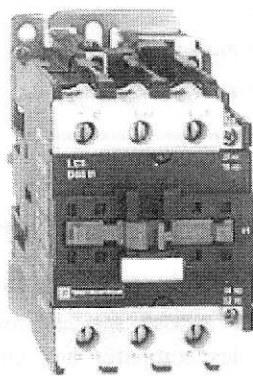
Ecole Centrale de Lyon - Département EEA

La Commission Electrotechnique Internationale définit (CEI 158-1) les contacteurs comme:

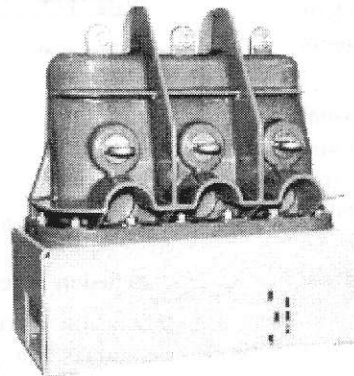
"des appareils destinés à établir et à interrompre le courant dans un ou plusieurs circuits électriques au moyen de contacts séparables. Commandés autrement qu'à la main - l'énergie nécessaire à la fermeture et à l'ouverture des contacts principaux étant fournie par un électroaimant - ils n'ont qu'une seule position de repos correspondant aux contacts ouverts et doivent être capables d'établir, de supporter et d'interrompre les courants dans les conditions d'utilisation normales du circuit, y compris les conditions de surcharges en service".

Un contacteur est donc essentiellement composé:

- d'un circuit électrique comportant un ou deux contacts en série suivant que l'on a un pôle à rupture simple ou un pôle à rupture double.
- d'un électroaimant faisant office d'actionneur



Contacteur 100 A/600 V
Télémécanique



Contacteur 400 A/7 kV
ALSTOM

Photo 1: Contacteur

Nous aborderons seulement la présentation du contacteur sous son aspect circuit électrique en nous limitant aux contacteurs basse tension (tension assignée < 1000V). En effet, ce type d'appareillage est présent jusqu'à des niveaux de tension d'environ 12 kV pour la commande, entre autre, des moteurs asynchrones de forte

puissance mais les technologies mises en œuvre sont assez différentes. En basse tension on utilise exclusivement l'air comme milieu de coupure alors que pour les tensions plus élevées, l'hexafluorure de soufre prédomine.

Le dimensionnement d'un pôle de contacteur découle essentiellement des deux fonctions que doivent remplir les contacts électriques. Ces fonctions génèrent des contraintes tant au niveau des matériaux de contacts que de la topologie du circuit électrique proprement dit. Dans un contacteur, les contacts électriques doivent permettre ([4] D4861 page 20):

- le passage du courant nominal et des courants de surcharges transitoires, y compris les courants de court-circuit lorsqu'ils sont fermés.
- La fermeture et la coupure des courants normaux lors d'une manœuvre des contacts.

1°) Principes de base du contact électrique

Une présentation, même assez sommaire, des phénomènes mis en jeu au niveau d'un contact électrique est indispensable pour appréhender les différentes facettes du problème.

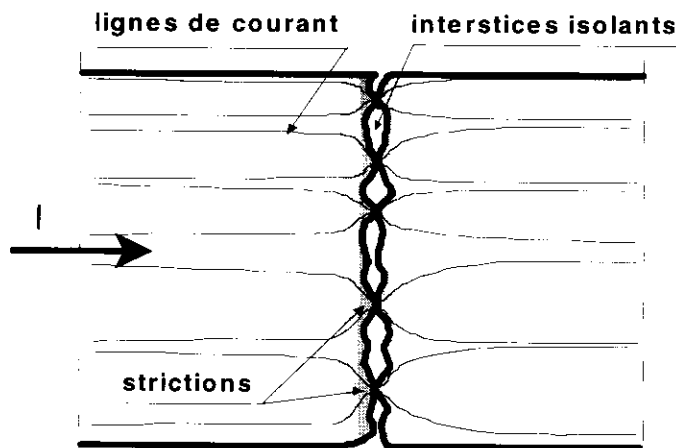


Figure 1: Zone de contact.

La véritable liaison électrique entre deux faces de pièces conductrices, même si ces dernières sont parfaitement polies au sens mécanique du terme, s'effectue par l'intermédiaire de contacts élémentaires formés par les aspérités des surfaces (figure 1). La surface réelle (ou effective) de contact S_{eff} augmente avec la force d'appui F_a exercée entre

les deux pièces conductrice. Elle est évidemment reliée à la dureté du matériau.

$$S_{\text{eff}} = \frac{F_a}{H_s} \quad (\text{éq. 1})$$

La dureté considérée est une dureté superficielle que l'on peut estimer, en première approximation, à environ la moitié de la dureté Brinell du matériau.

Il faut impérativement avoir conscience que la surface effective est notablement inférieure à la surface apparente des contacts. Pour fixer les idées, on va considérer un contact entre deux pastilles en argent de 5 mm de rayon, pressées l'une contre l'autre avec une force de 10 N. Ces grandeurs correspondent aux valeurs d'un contacteur d'environ 100 A. On obtient une surface réelle de $4 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2$, pour une surface apparente de $7,8 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$. Si on ramène la surface effective à un contact circulaire unique¹, cette surface correspond à un rayon d'environ 0,08 mm.

¹ Le nombre de point de contact peut être estimé à l'aide de la relation $n = 2,5 \cdot 10^{-5} H^{0,625} F_a^{0,2}$. Pour l'exemple considéré on obtient $n \approx 10$ avec $H = 0,5 \cdot 10^9 \text{ Pa}$. Les références [1, 2] citent une relation de la forme $n = 2 F_a^{0,8}$ qui donne des résultats analogues et que l'on utilisera pour les exemples numériques.

Cet état de fait impose une déformation importante des lignes de courant dans la zone du contact. Il y a une focalisation du courant au niveau des contacts élémentaires qui a des conséquences sur les plans électriques et mécaniques. Cette zone de focalisation est appelée une striction.

Résistance de contact.

Bien que l'on emploie couramment ce terme, l'origine de la résistance de contact n'est pas claire pour tout le monde. Cette résistance est composée de deux termes. Le premier ($R_{striction}$) provient de l'augmentation locale de la résistance qui découle de la focalisation des lignes de courant dans la zone des strictions. Le second (R_{oxyde}) est du à la présence d'une couche isolante ou semi-conductrice à l'interface des deux contacts, couche qui est dans la plupart des cas constituée par les oxydes du métal des pastilles de contact. Cette résistance de contact peut se mettre sous la forme [1].

$$R_c = \frac{\rho\sqrt{\pi}}{2\sqrt{nS_{eff}}} + \frac{\sigma_0}{S_{eff}} \quad (\text{éq. 2})$$

- ρ est la résistivité du métal ($\Omega.m$)

- σ_0 est la résistivité superficielle ($\Omega.m^2$) de la couche d'oxyde métallique

L'équation 2 montre que la résistance de striction ne dépend pas simplement de la surface effective S_{eff} mais aussi du nombre de strictions n et reste indépendante de la surface apparente. La résistance de contact va diminuer avec la force d'appui suivant la loi:

$$R_c = \rho \frac{\sqrt{\pi H_s}}{F_a^{0,9}} + \sigma_0 \frac{H_s}{F_a} \quad (\text{éq. 3})$$

F_a (N)	Cuivre		Argent	
	$R_{striction}$	R_{oxyde}	$R_{striction}$	R_{oxyde}
0,1	1650	82500	1259	7500
1	208	8250	158	750
10	26	825	20	75
100	3	83	3	8
1000	0,4	8	0,3	0,8

Tableau I: Evolution de la résistance de contact ($\mu\Omega$) en fonction de la force d'appui.

Cuivre: $H = 2$ $H_s = 0,55 \cdot 10^9$ Pa $\sigma_0 = 3 \cdot 10^{-11} \Omega.m^2$

Argent: $H = 0,5$ 10^9 Pa $\sigma_0 = 4 \cdot 10^{-12} \Omega.m^2$

Le tableau I permet de prendre conscience de l'importance du terme de résistance (R_{oxyde}) provenant de la couche d'oxyde qui est facilement prépondérant bien qu'il décroisse plus rapidement avec la valeur de la force d'appui. Il est aussi évident que pour limiter l'échauffement des contacts à une valeur acceptable², il faudra être capable de produire une force d'appui qui garantira une valeur suffisamment faible de la résistance de contact.

Force de répulsion

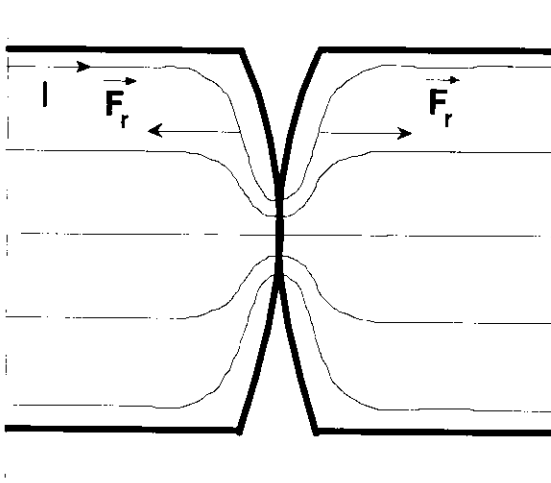


Figure 2: force de répulsion.

La figure 2 qui représente un contact avec une seule striction, permet de comprendre que la focalisation des lignes de courant provoque l'apparition d'une force de répulsion. En effet, les strictions font apparaître de part et d'autre du contact des courants circulant en sens inverse et qui sont très proches les uns des autres. Un modèle simple de contacts cylindriques, avec une seule striction, [2, 4] permet d'estimer l'ordre de grandeur de cette force qui s'exprime en

fonction du rapport entre le rayon du contact apparent R et le rayon de la striction r .

$$F_r = 10^{-7} I^2 \text{Ln}\left(\frac{R}{r}\right) \quad (\text{éq. 4})$$

On peut étendre cette relation pour un nombre de strictions n , chaque striction, de rayon a , véhicule un courant I/n . En posant $\pi r^2 = n \pi a^2 = S_{\text{eff}}$, on obtient:

$$F_r = \frac{10^{-7} I^2}{2} \frac{1}{n} \text{Ln}\left(\frac{S_a}{S_{\text{eff}}}\right) \quad (\text{éq. 5})$$

Cette expression montre que la force de répulsion est inversement proportionnelle au nombre de points de contact. Ce comportement est mis à profit en réalisant des stries sur les contacts neufs; les stries d'un contact sont évidemment perpendiculaires à celles du contact en regard.

Cette force de répulsion F_r vient évidemment se soustraire à la force d'appui exercée par l'électroaimant; ce qui permet d'écrire:

² Une bonne conductivité thermique, favorisant l'évacuation de la puissance thermique générée au niveau du contact, est donc intéressante pour les matériaux.

$$F_r = \frac{10^{-7}}{2} \frac{I^2}{2(F_a - F_r)^{0,8}} \ln\left(\frac{H_s S_a}{F_a - F_r}\right) \quad (\text{éq. 6})$$

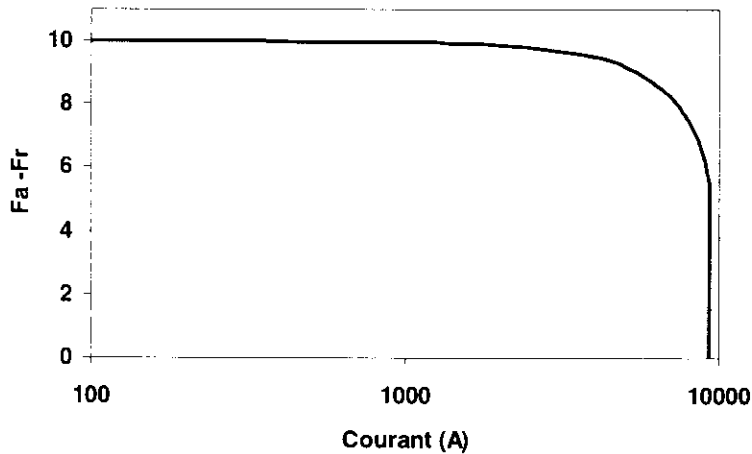


Figure 3: Variation de la force d'appui effective

La figure 3 donne une représentation de l'équation 6 pour un contacteur 100A. La force de répulsion peut sembler faible et effectivement, elle ne pose pas de problème pour les courants normaux. Par contre, il faut impérativement en tenir compte pour les régimes de surcharges, voire de court-

circuit³, qui peuvent aboutir à un collage plus ou moins fort et éventuellement définitif des contacts. En effet, lorsque le courant augmente fortement les forces de répulsions provoquent une diminution de la surface effective de contact et en retour une augmentation de la force de répulsion. Les densités de courant peuvent alors atteindre des valeurs telle que la température des strictions dépasse la température de fusion.

Il faut pondérer le phénomène précédent, fondamentalement instable, par le fait que la dureté superficielle du matériau décroît avec la température, ce qui peut provoquer une augmentation de la surface effective.

2°) La fermeture d'un circuit

Cette opération peut sembler a priori bénigne. Pourtant elle peut être la cause de la mise hors service du contacteur. Suivant la nature de la charge les courants transitoires peuvent être de valeur notablement plus élevée que le courant nominal. Dès lors il faut veiller à ce que la contrainte thermique qui en découle n'entraîne pas une fusion trop importante des contacts qui provoquerait, une fois le courant établi et la température redescendue, une soudure définitive des contacts.

³ Le contacteur comme tous le matériel de réseau doit supporter le courant de court circuit pendant le temps requis pour que les protections réagissent.

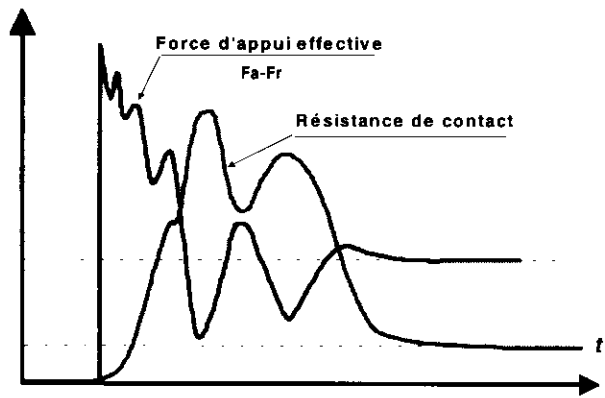


Figure 5: Fermeture des contacts

Lors de la fermeture le transitoire mécanique du contacteur lui même aggrave la situation précédente. Il est évident d'un point de vue mécanique que la force d'appui peut présenter des oscillations, pendant quelques millisecondes, à cause des rebonds. Cette fluctuation de la force d'appui autour de sa valeur finale fait que la résistance de

contact peut prendre de manière transitoire des valeurs élevées qui conduisent à des soudures.

Cette situation est aggravée lorsqu'on ferme le contacteur sur une situation de court-circuit où les forces de répulsions ne sont plus négligeables.

3°) La coupure

Le contacteur est prévu pour réaliser la coupure des courants normaux et de surcharge mais pas celle des courants de court circuit. Comme dans tous les appareils de connexion par contacts, la coupure s'effectue par l'intermédiaire d'un arc qui prend naissance à la séparation des contacts par le mécanisme du "pont fondu"⁴. En effet, on peut admettre que immédiatement avant la séparation des contacts il n'existe plus qu'une seule et dernière striction qui assure le passage de tout le courant. La densité de courant, qui est phénoménale, provoque la fusion puis la volatilisation du métal. Les vapeurs métalliques amorcent l'arc qui se maintient lors de l'éloignement des contacts.

Les principes de la coupure en courant alternatif et en courant continu sont très différents. De manière très schématique:

- En courant continu, il faut créer un arc dont la tension est supérieure à la force électromotrice du réseau⁵. C'est la tension d'arc qui impose la diminution du courant.
- En courant alternatif, le courant passe naturellement par zéro et il suffit d'assurer une récupération suffisante de la tenue en tension de l'intervalle d'air entre les contacts pour que le contacteur puisse supporter la TTR⁶.

⁴ Le mécanisme de rupture diélectrique est impossible dans l'air pour des tensions inférieures à environ 300V, pourtant des arcs apparaissent lors d'ouverture de circuit sous très faible tension.

⁵ La coupure en courant continu devient excessivement difficile au dessus de 3 kV.

Néanmoins dans les 2 cas le principe de base consiste à refroidir le plus possible l'arc électrique c'est à dire à l'allonger et le fractionner. Dans la gamme de tension qui nous intéresse ici, l'allongement de l'arc est obtenu par les forces de Laplace. On parle alors de soufflage magnétique par opposition aux systèmes à soufflage pneumatique qui existe toujours en plus haute tension. Ces forces provoquent un déplacement des pieds d'arc pour éviter une érosion trop importante.

Quand on regarde les différentes technologies des contacteurs, on trouve par ordre croissant de calibre⁷:

- les contacteurs à rupture double sans soufflage magnétique
- les contacteurs à rupture double avec soufflage
- les contacteurs à rupture simple. Nous ne parlerons pas de cette structure qui est réservée aux très fortes puissances. Remarquons simplement que, puisqu'il n'y a qu'un seul contact, la force que doit développer l'actionneur est divisée par rapport au système à double rupture. Ces contacteurs utilisent le principe de la coupure en courant continu (allongement très important de l'arc), ce qui fait que le courant est éteint avant le premier passage par zéro.

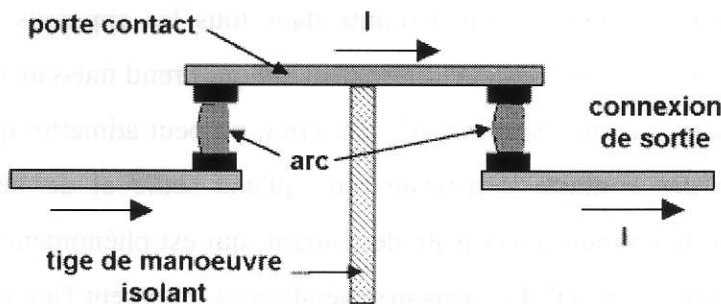


Figure 6: Circuit simple rupture sans soufflage

Les contacteurs à rupture double sans soufflage sont réservés au petit calibre (quelques dizaines d'ampères). La figure 6 montre la structure du circuit de coupure. Les arcs restent fixes entre les contacts.

On peut montrer que la force de Laplace qui est exercée sur l'arc (arc de droite - figure 6) par le courant circulant dans le porte contact est annulée par celle qui est exercée par la connexion de sortie.

La coupure utilise ce qu'on appelle l'effet d'électrode ([4] D4861 § 2.342). Juste après le passage par zéro du courant, la couche de gaz au voisinage de la nouvelle cathode voit sa rigidité diélectrique atteindre quelques centaines de volts en quelques microsecondes. Cet effet est suffisant pour assurer la coupure de courants de quelques dizaines d'ampères sous la pleine tension.

⁶ TTR = tension transitoire de rétablissement. C'est la tension qui apparaît aux bornes des contacts ouverts immédiatement après le passage par 0 du courant.

⁷ On ne pas donner de limite nette en courant car le régime de fonctionnement de la charge intervient.

Pour des courants plus importants, on utilise le soufflage magnétique et le fractionnement de l'arc. Le soufflage peut être obtenu de différentes manières:

- une forme en J des portes contacts fixes.
- un U de soufflage magnétique
- des ailettes de fractionnement (ou de désionisation)

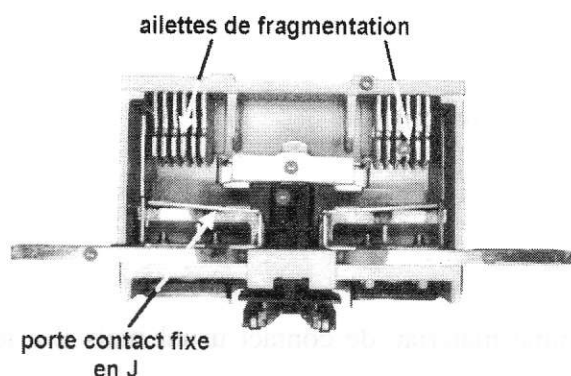


Photo 2: Vue éclatée d'un contacteur à double rupture (source: Lucien Siffroi [3])

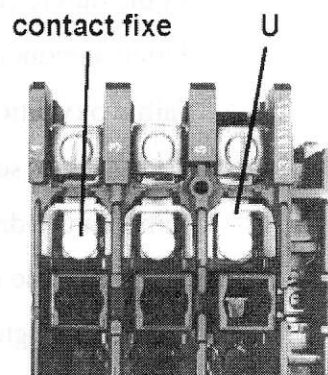


Photo 3: U de soufflage (source: Lucien Siffroi [3])

La forme en J des portes contacts (figure 6 et photo 2) supprime la compensation des forces de Laplace qui existe dans la structure précédente [3]. L'arc est ainsi allongé vers les ailettes de fragmentation (métalliques) qui favorisent le refroidissement et qui augmentent la tension d'arc⁸.

Le principe du soufflage par U magnétique est matérialisé par la figure 7. Ce U dissymétrise la répartition du champ H autour de l'arc et provoque l'apparition d'une force qui pousse l'arc vers le fond du U. La photo 3 montre la disposition d'un U à proximité d'un contact fixe dans un contacteur tripolaire.

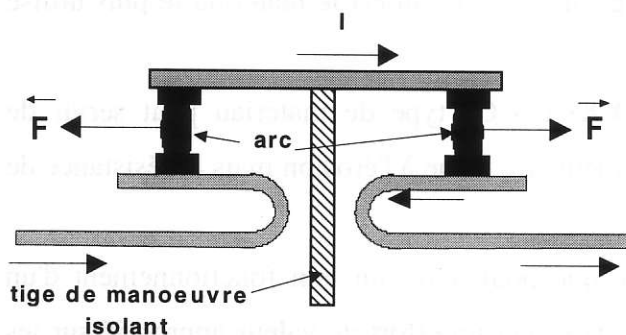


Figure 6: Principe du soufflage par porte contact en forme de J

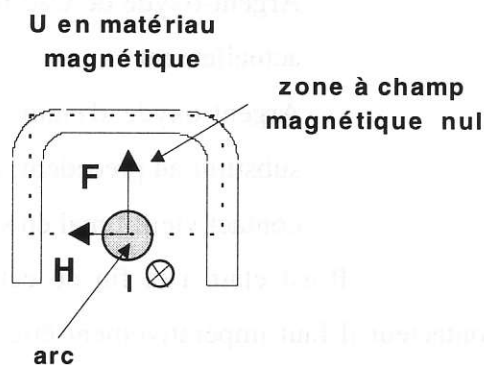


Figure 7: Principe du soufflage par U

⁸ Chaque ailette se comporte comme une cathode. La chute de tension cathodique est relativement importante dans l'arc.

4°) Matériau de contact

Nous avons vu que les matériaux utilisés pour des contacts doivent avoir de nombreuses propriétés qui sont souvent contradictoires.

- faible résistivité volumique (ρ)
- faible dureté (H_v)
- bonne conductivité thermique
- faible oxydation même en ambiance sévère (σ_0)
- aptitude à la soudure faible
- température de fusion élevée
- érosion faible par l'arc

Le cuivre a longtemps été utilisé comme matériau de contact usuel mais il a le défaut de s'oxyder profondément et d'avoir un oxyde très stable (CuO se décompose à 1230°C). L'argent possède des propriétés légèrement supérieures en terme de résistivité, de dureté et de conductivité thermique mais surtout son oxyde est peu stable (Ag_2O se décompose à 180°C) ce qui justifie son emploi systématique malgré un coût évident. Le tableau I permet de comparer les performances de ces 2 métaux.

L'argent présente par contre des défauts qui sont une grande aptitude à la soudure et une importante érosion par l'arc. Des matériaux composites (pseudo alliages...) ont été développés pour améliorer les performances:

- Argent Nickel (90/10) qui présente une très bonne résistance à l'érosion au détriment de la résistance de contact. Il est utilisé dans les contacteurs bas de gamme.
- Argent-oxyde de Cadmium (Ag/CdO 90/10) qui est le matériau le plus utilisé actuellement
- Argent-oxyde d'étain (Ag/SnO 88/12) Ce type de matériau peut servir de substitut au précédent. Il a une meilleure tenue à l'érosion mais la résistance de contact vieillit mal en service.

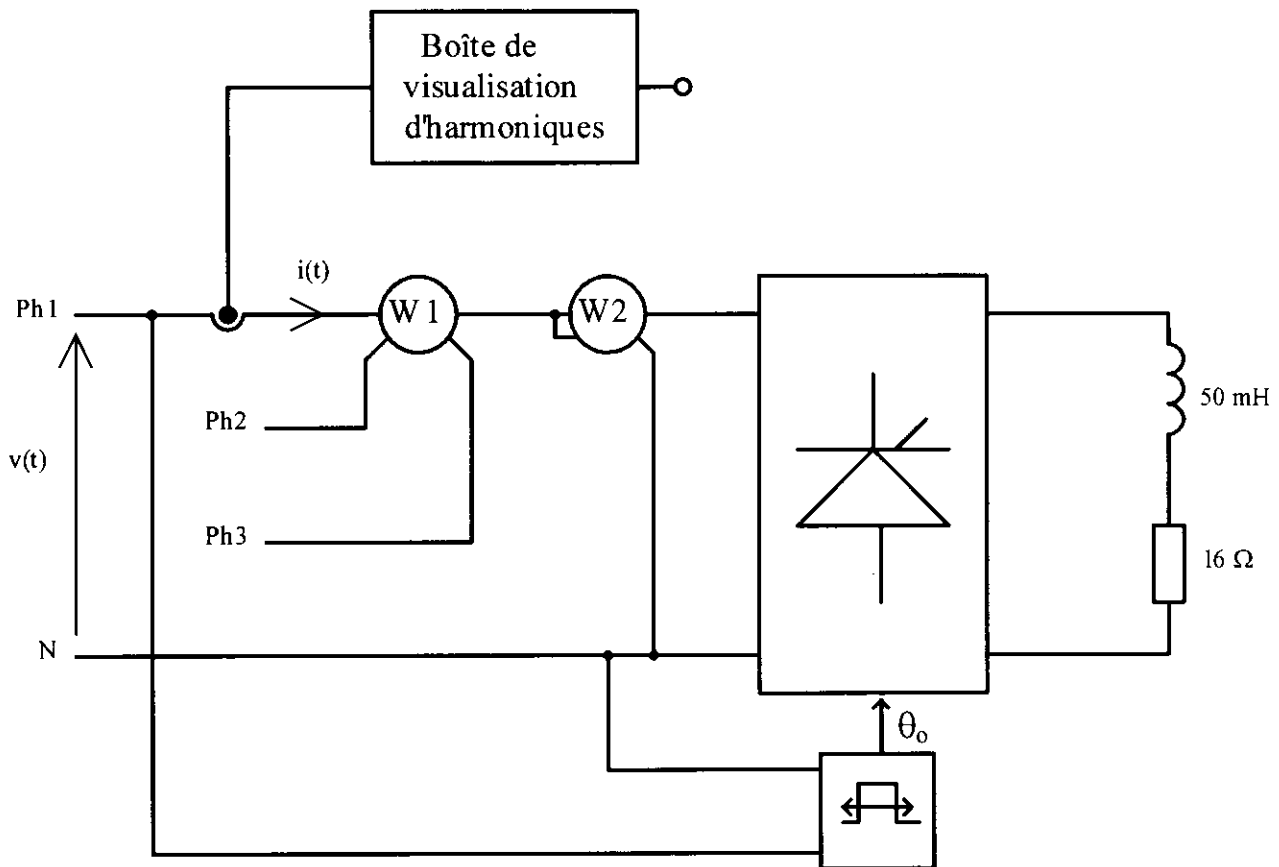
Il est clair à la fin de cette partie que pour avoir un bon fonctionnement d'un contacteur il faut impérativement être capable d'exercer un effort de valeur approprié sur les contacts. Cette contrainte va imposer le dimensionnement de l'actionneur sans oublier le fait que, outre ses contacts principaux, un contacteur actionne un certain nombre de contacts auxiliaires.

Références

- [1] Louis Féchant,
Le contact électrique - Phénomènes physiques et matériaux,
Collection SEE, Editions Hermès.
- [2] Louis Féchant,
Le contact électrique - L'appareillage de connexion,
Collection SEE, Editions Hermès.
- [3] Lucien Siffroi,
Le contacteur électromagnétique,
Manuel Technique Télémécanique - Editions CITEF.
- [4] Louis Féchant,
Appareillage électrique basse tension - Généralités. Principe, Technologie
Techniques de l'ingénieur, D4860, 4861.
- [5] Louis Féchant,
Appareillage électrique basse tension - Appareils de commande,
Techniques de l'ingénieur, D4862.

Le but de ce TP, donné dans une classe de première année de STS d'électrotechnique, est d'illustrer quelques résultats des séries de Fourier sur un montage de puissance.

1.) **Montage.**



Le pont tout thyristors, muni de son amorceur, alimente une charge inductive. On dispose d'une sonde à flux nul délivrant une tension de 5 V pour une intensité de 20 A, de deux wattmètres W1 et W2 et d'une sonde de tension.

Le montage est alimenté par une tension sinusoïdale de valeur efficace $V = 220$ V et de fréquence $f = 50$ Hz, issue d'un réseau triphasé équilibré en tensions.

La boîte de visualisations d'harmoniques (BAN) permet d'extraire d'un signal de fréquence 50 Hz, l'harmonique de rang n , le choix de l'harmonique se faisant à l'aide d'une roue codeuse située en face avant. Cette boîte ne permet de visualiser que les neuf premiers harmoniques. Le principe et le schéma de la carte sont donnés en annexe.

2.) Préparation.

Soient L1 et L2, les indications des wattmètres. Donner les expressions de la puissance active P, et de la puissance réactive Q, fournies par le réseau.

Indiquer l'appareil de mesure pour déterminer la valeur efficace vraie de i(t).

Le développement en série de Fourier s'écrit, en se limitant aux neuf premiers harmoniques,

$$i(t) = \sum_{n=1}^{n=9} I_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n).$$

Donner les expressions de la puissance active, P et de la puissance réactive, Q fournies par le réseau, en fonction de V, I₁ et φ₁.

De même, donner la relation entre I, valeur efficace de i(t) et les valeurs des I_n.

3.) Expérimentation.

Après avoir mis le montage sous tension, régler l'angle de retard à l'amorçage du pont, θ₀ = 30°.

Relever les indications des différents appareils et en déduire les valeurs de P, Q et I.

A l'aide de la boîte de visualisations d'harmoniques, relever les valeurs efficaces des différents harmoniques de i(t), ainsi que le déphasage φ₁ entre le fondamental de i(t) et la tension v(t).

Justifier l'absence d'harmoniques pairs. Vérifier que φ₁ = θ₀.

Calculer alors les expressions suivantes :

$$\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + I_6^2 + I_7^2 + I_8^2 + I_9^2}, V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \text{ et } V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1$$

Conclure.

4.) Résultats.

On mesure les valeurs suivantes :

$$I = 10 \text{ A} ; P = 1800 \text{ W} ; Q = 1200 \text{ vars} ; V = 216 \text{ V} .$$

$$I_1 = 9,6 \text{ A} ; I_3 = 1,72 \text{ A} ; I_5 = 1,12 \text{ A} ; I_7 = 0,8 \text{ A} ; I_9 = 0,64 \text{ A} ;$$

$$I_2 = I_4 = I_6 = I_8 = 0 \text{ A} ;$$

$$\varphi_1 = 30^\circ .$$

$$\text{On vérifie que : } \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + I_6^2 + I_7^2 + I_8^2 + I_9^2} = 9,9 \text{ A} \approx I ;$$

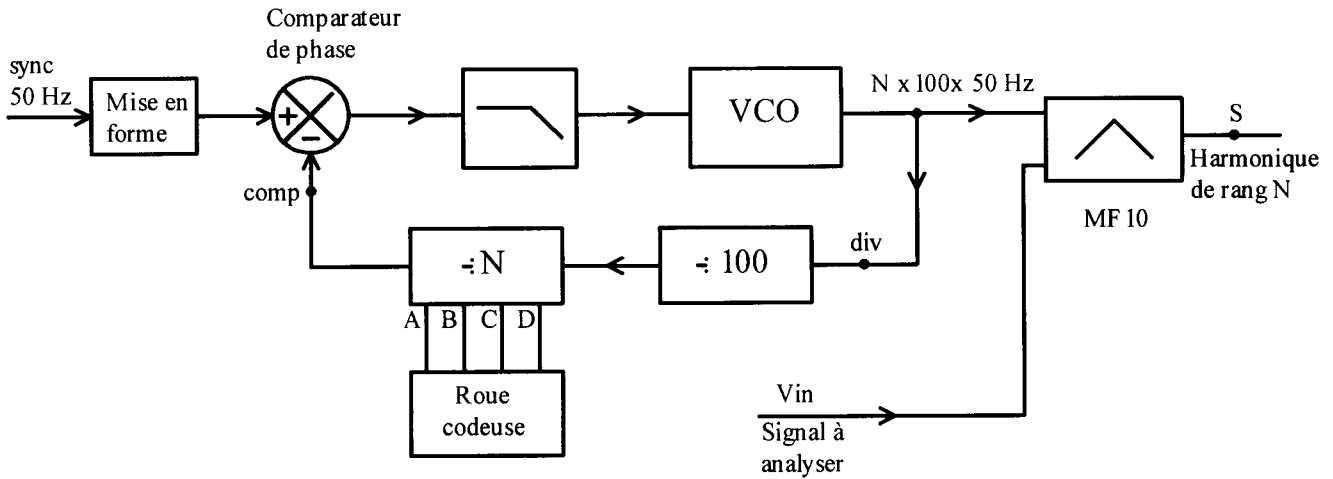
$$V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 = 1800 \text{ W} = P \text{ et } V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 = 1130 \text{ vars} \approx Q$$

On vérifie bien l'égalité de Parseval, le transport des puissances active et réactive par le fondamental du courant pour une tension d'alimentation sinusoïdale.

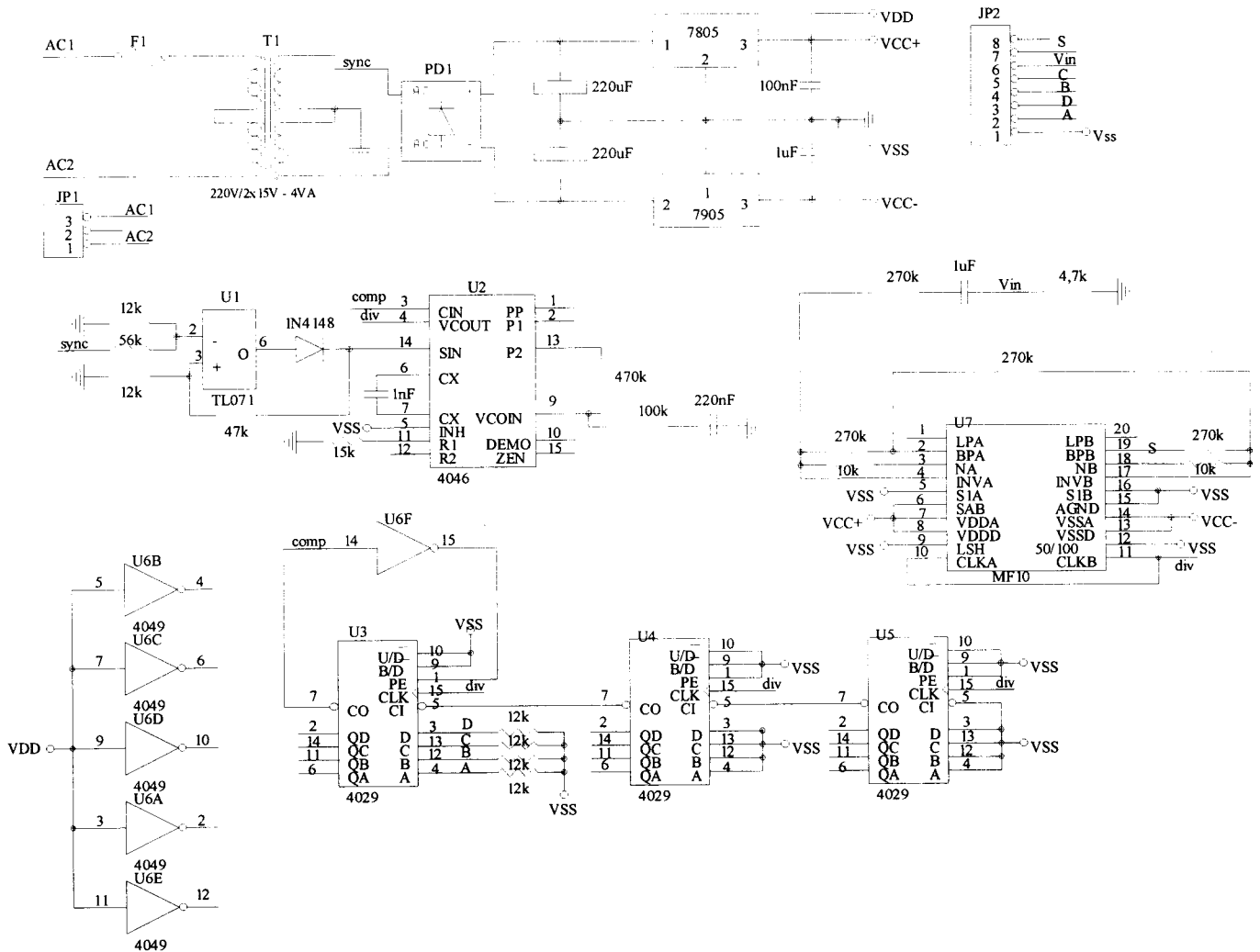
ANNEXE

• L'extraction d'un harmonique est obtenu à partir d'un filtre à capacités commutées, circuit **MF10** de chez National Semiconductor, monté en filtre passe bande et nécessitant une fréquence d'horloge 50 ou 100 fois supérieure à la fréquence de l'harmonique à extraire.

La multiplication de fréquence est obtenue à partir d'une boucle à verrouillage de phase, circuit **4046** de chez RTC, selon le synoptique suivant :



• Le schéma de la carte est le suivant :



TP SUR UN HACHEUR PILOTANT UNE MACHINE A COURANT CONTINU AVEC BOUCLE DE VITESSE ET CONTROLE EN FOURCHETTE DE COURANT

Michel THION
Lycée DIDEROT, PARIS
Génie électrique

1. INTRODUCTION

Dans le cadre des essais de système TS, nous proposons aux étudiants d'effectuer des mesures sur un projet pilote proposé dans le cadre des thèmes de réalisation.

On donne aux étudiants les schémas fonctionnels et structurels de l'équipement.

On leur demande d'analyser les schémas proposés, d'effectuer les relevés sur l'équipement en toute sécurité et d'interpréter les résultats obtenus.

Les mesures proposées ici sur l'équipement ne représentent qu'une partie d'un TP proposé en classe de BTS.

2. PRESENTATION DE L'EQUIPEMENT

A partir du réseau triphasé réglable redressé et filtré, on obtient une tension continue voisine de la tension nominale de la machine. Celle-ci est ensuite hachée par l'intermédiaire d'un transistor.

Une boucle de vitesse munie d'un correcteur de type PI permet de maintenir une vitesse constante de la machine.

On impose un contrôle instantané du courant dans le transistor. Celui-ci devra rester dans une fourchette voisine de 1,5A autour de sa valeur moyenne.

On utilisera un banc de charge moteur + génératrice.

Caractéristique moteur: Leroy Sommer 3Kw; 220v; excitation type shunt

La modélisation du moteur aura été faite auparavant lors d'une autre séance de TP.

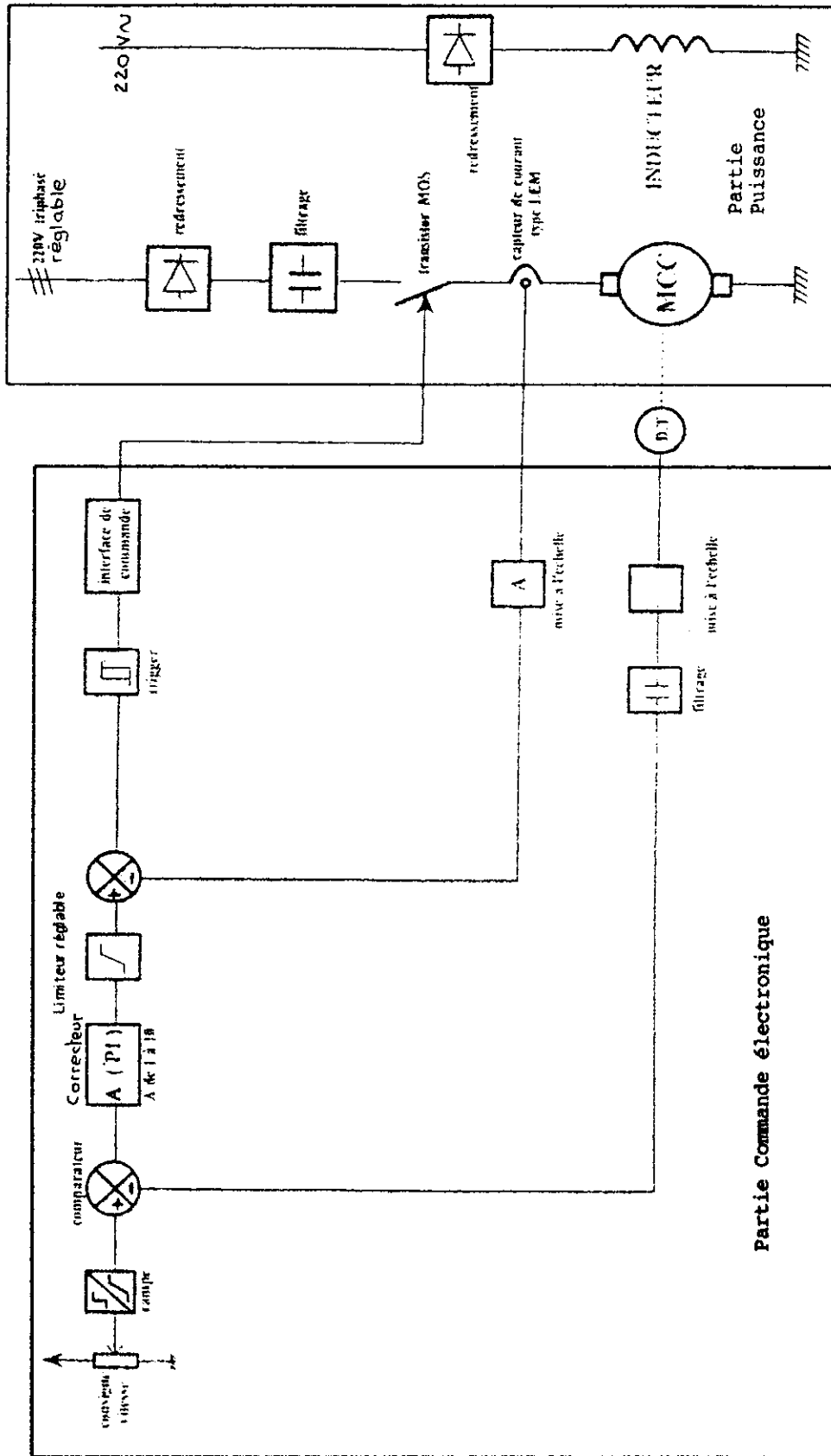
3. MESURAGE SUR LE SYSTEME

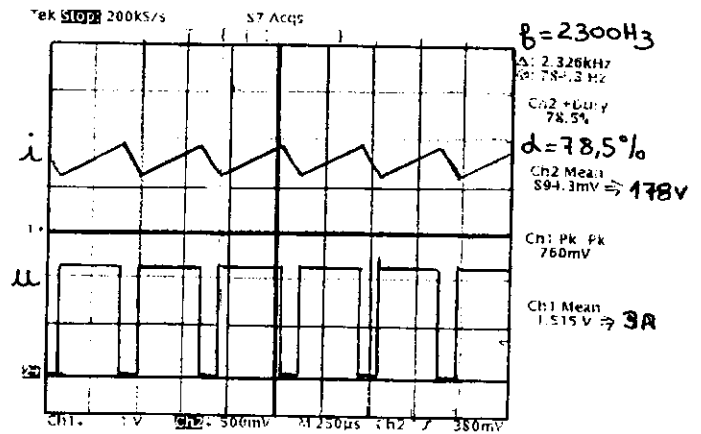
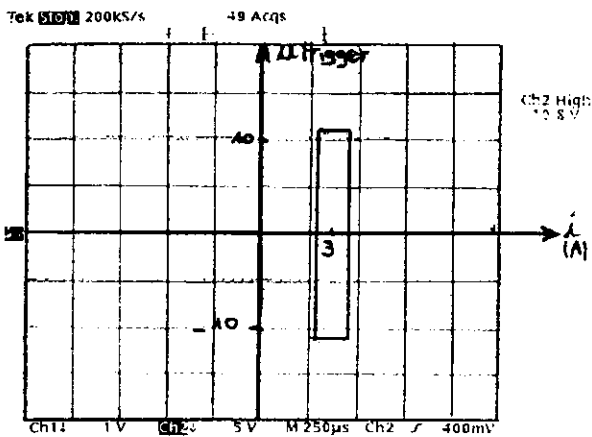
3.1 Essais en statique

Visualisez simultanément la tension aux bornes du moteur ainsi que le courant dans le moteur pour deux valeurs de charge. Comparez les valeurs de rapport cyclique et de fréquence obtenus dans chacun des cas. Déterminez la fréquence théorique maximale que l'on peut obtenir sachant que la tension d'entrée du hacheur est de 220v et l'inductance d'induit $L=12,5\text{mH}$.

Faites apparaître le cycle de fonctionnement du trigger dans le mode xy de l'oscilloscope suivant diverses valeurs de charge. Commentez.

Synoptique :

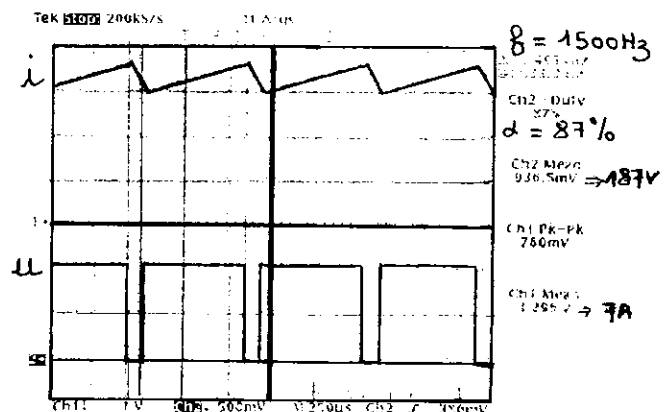
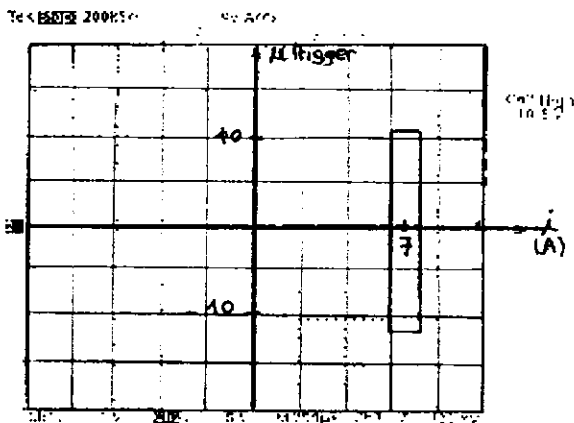




Pour cette première charge, nous constatons:

Une vitesse de 1000tr/mn

une fourchette de courant proche de 1,5A et une fréquence de découpage de l'ordre de 2,3Khz avec un rapport cyclique de 78,5%.



Pour cette nouvelle charge, nous relevons:

Une vitesse de 1000tr/mn(effet de la régulation)

la fréquence de découpage est plus faible 1500Hz et le rapport cyclique est plus important de l'ordre de 87%.

Nous constatons bien que la fourchette de courant est constante de l'ordre de 1,5A.(Imposée par le trigger).

Dans le cas d'une charge active, les temps de croissance et décroissance du courant peuvent être calculés par les équations

$$T_m = \frac{L \cdot \Delta I}{U_e - E - R \text{Im oy}} \quad \text{et} \quad T_d = \frac{L \cdot \Delta I}{E + R \text{Im oy}}$$

$$T = T_m + T_d \quad \text{et} \quad \alpha = \frac{T_m}{T_m + T_d}$$

Ces équations nous permettent de déterminer pour une charge donnée le rapport cyclique et la fréquence de fonctionnement.

Le calcul théorique nous montre que pour un rapport cyclique de 0,5, la fréquence maximale de découpage est alors donnée par :

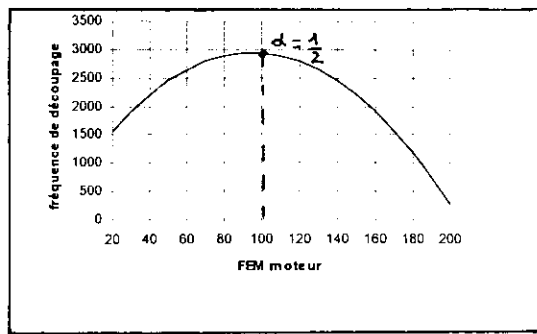
$$f = \frac{U_e}{4L\Delta I}$$

avec $\Delta I = I_M - I_m$; L: inductance d'induit et U_e : tension entrée du hacheur

Nous obtenons donc avec une tension d'entrée de 220v une fréquence maxi théorique de 2,9Khz .

DONNEES

I_{moy}	7,00
R	2,10
$L(mH)$	12,50
$T_e(ms) = L/R$	5,95
U_e	220,00
$IM-Im=Four$	1,50



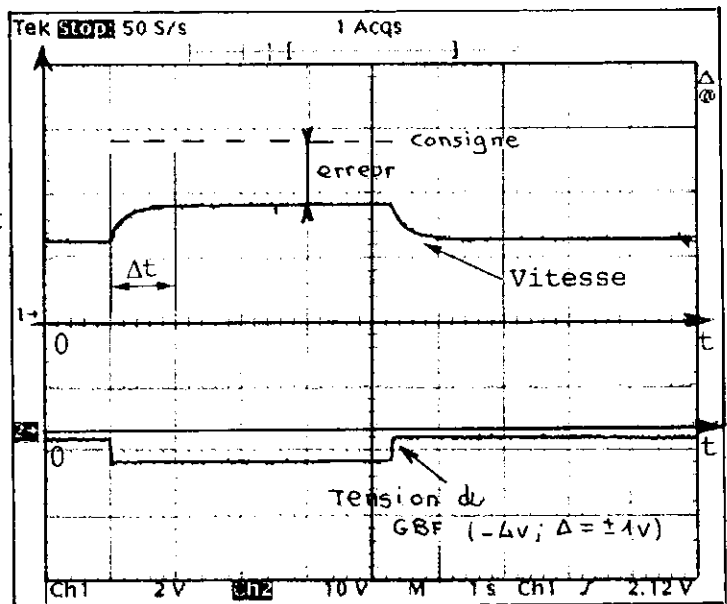
E	0,00	20,00	40,00	60,00	80,00	100,00	120,00	140,00	160,00	180,00	200
$T_m(ms)$	0,09	0,10	0,11	0,13	0,15	0,18	0,22	0,29	0,41	0,74	3,54
$T_d(ms)$	1,28	0,54	0,34	0,25	0,20	0,16	0,14	0,12	0,11	0,10	0,09
$T(ms)$	1,37	0,64	0,46	0,38	0,35	0,34	0,36	0,41	0,52	0,84	3,63
f(hz)	731,61	1558,77	2191,98	2631,25	2876,58	2927,98	2785,43	2448,95	1918,52	1194,16	275,86
rap.cycl	0,07	0,16	0,25	0,34	0,43	0,52	0,61	0,70	0,79	0,89	0,98
U_{moy}	14,70	34,70	54,70	74,70	94,70	114,70	134,70	154,70	174,70	194,70	214,70

3.2 Essais de l'asservissement(boucle de vitesse)

On se propose d'étudier la réponse du signal vitesse suite à une variation de la consigne autour d'une valeur moyenne. Cet essai ayant pour but de mettre en évidence l'action du correcteur, on fera plusieurs essais en mode P puis PI pour deux valeurs de constantes de temps(100ms puis200ms). Commentaires sur les divers résultats obtenus.

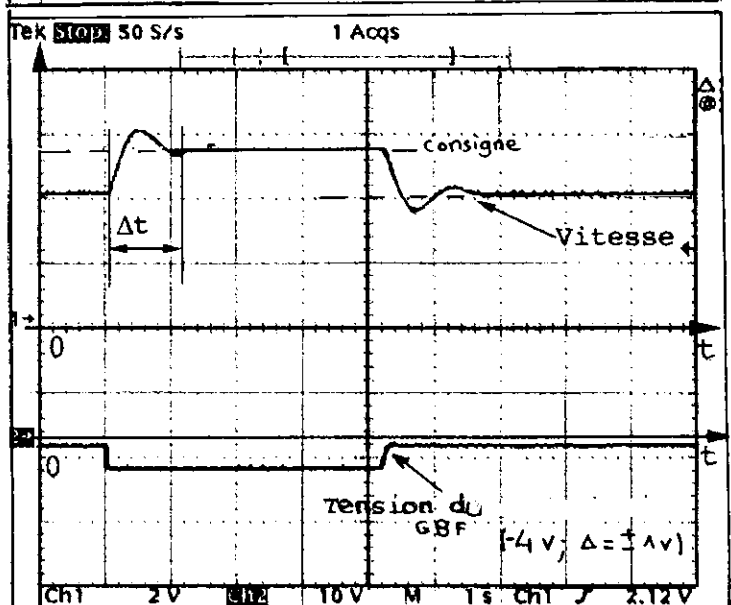
Action proportionnelle P seule(P=2)

Nous constatons une erreur statique de vitesse importante de l'ordre de 30%. La rapidité pourrait être améliorée en augmentant le terme proportionnel !.



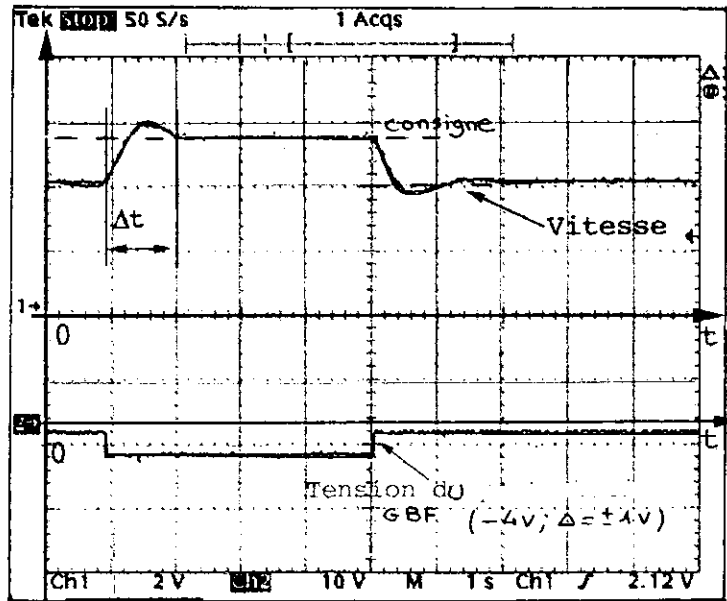
Action proportionnelle et intégrale PI (P=2; Ti=100ms)

Le vitesse rattrape la consigne après un léger dépassement et une faible oscillation. L'erreur statique est cette fois nulle du fait de l'intégration.



Action proportionnelle et intégrale PI
($P=2; T_i=200ms$)

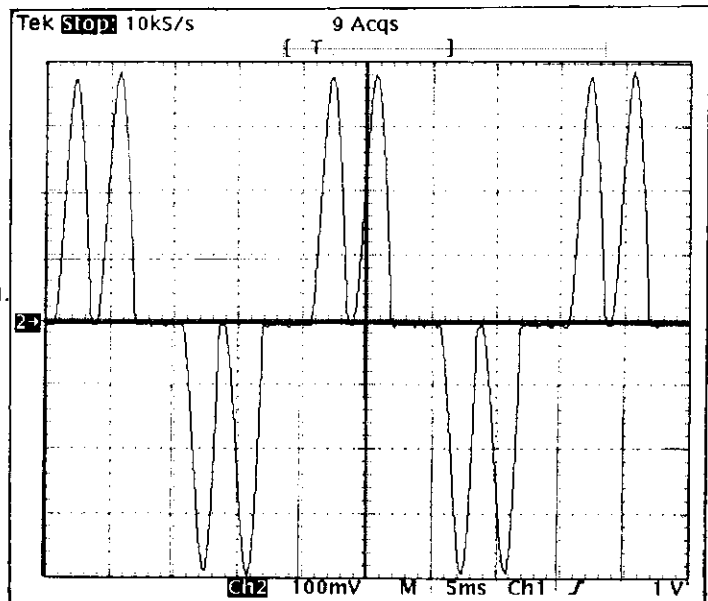
Par rapport au cas précédent, on constate un dépassement plus faible et un amortissement plus rapide! L'erreur statique demeure nulle!



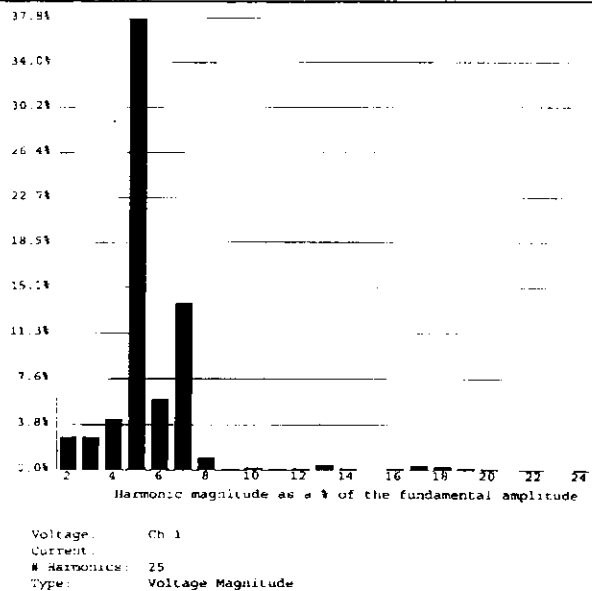
3.3 Analyse du courant en ligne

Pour une charge voisine de $P_n/2$, visualisez le courant en ligne. Faites l'analyse harmonique de celui-ci et discutez les résultats obtenus en se référant à la norme CEI 1000-3-2 ou EN 61000-3-2 concernant la pollution des réseaux.

Le signal est constitué de pointes de courant pseudosinusoidales. Ils correspondent à la recharge de la capacité de filtrage en sortie du pont triphasé. Les pointes atteignent 4A environ.

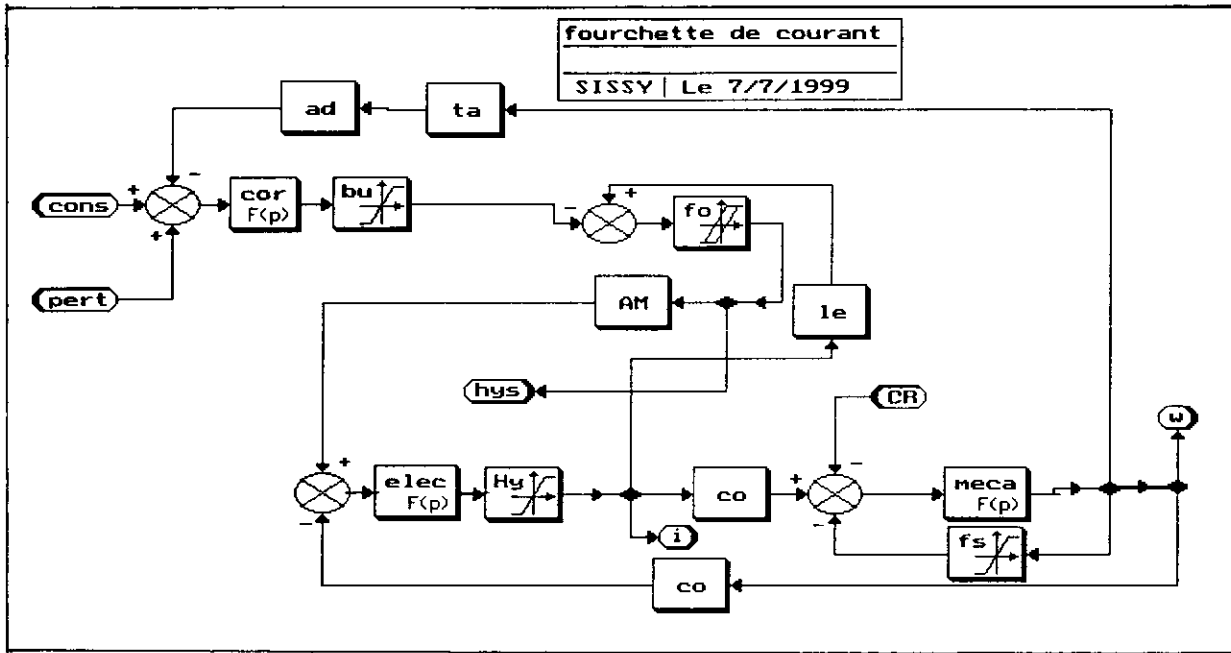


On constate un harmonique de rang 5 élevé. Il atteint 38% environ du fondamental. Ce qui représente un courant efficace de l'ordre de 0,9A. Si l'on se réfère à la norme précitée, notre système rentre dans la catégorie de classe A (équipement dont le courant d'entrée ne dépasse pas 16A par phase). La norme autorise donc un courant du à l'harmonique 5 dont la valeur absolue ne doit pas dépasser 1,1A. Ceci est donc respecté pour les conditions de mesure fixées!



3.4 Proposition de modélisation

A partir de la modélisation de la machine courant continu établie à l'aide du logiciel sissy, complétez le modèle faisant apparaître la boucle vitesse et courant. Simuler un démarrage du moteur pour un échelon de consigne de 10v dans le cas d'une limitation du courant à 16A.



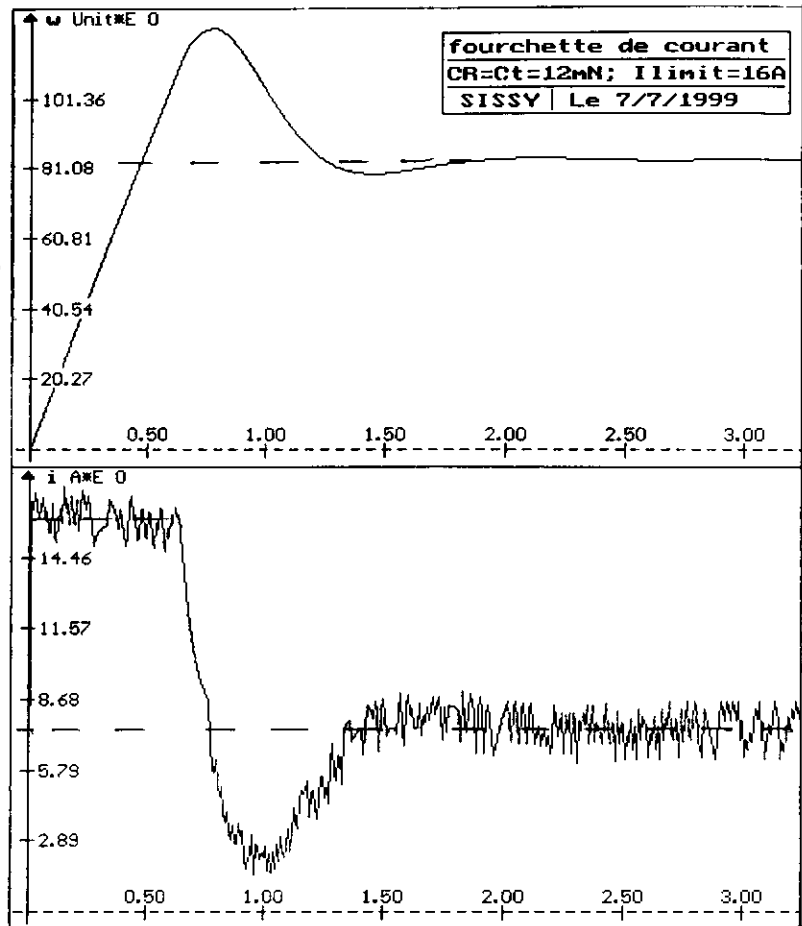
* :fourchette de courant /: CR=Ct=12mN; Ilimit=16A			SISSY Le 7/7/1999		
TYPE	NOM	PARAMETRES DES FONCTIONS			
Gain	AMPP	G: 2.000E+01			
Gain	adapt	G: 2.000E-01			
Gain	tachy	G: 6.000E-01			
1er Ordre	elec	G: 4.000E-01	Kn:1	Tn: 0.000E+00	Kd:1 Td: 7.000E-03
Gain	coef	G: 1.800E+00			
Gain	coef2	G: 1.800E+00			
1er Ordre	meca	G: 4.350E+02	Kn:1	Tn: 0.000E+00	Kd:1 Td: 3.800E+01
Saturation	HysI	G: 1.000E+00	Sat-: 0.000E+00	Sat+: 1.000E+07	
Saturation	fs	G: 1.000E+07	Sat-: -1.300E+00	Sat+: 1.300E+00	
Saturation	butée	G: 1.000E+00	Sat-: 0.000E+00	Sat+: 1.200E+01	
Gain	lem	G: 7.500E-01			
Hystérésis	four	G: 1.000E+06	Hyst-: -5.000E-01	Hyst+: 5.000E-01 Sat-: 1.200E+01 Sat+: 0.000E+00	
1er Ordre	cor	G: 2.000E+00	Kn:1	Tn: 2.000E-01	Kd:0 Td: 2.000E-01
		Durée de la simulation : 5.000E+00			
		Nb. points de calcul : 62000			
TYPE	NOM	SIGNAUX D'EXCITATION			
Echelon	CR	Ret: 0.000E+00	Ampl: 1.20E+01	Durée: 5.000E+00	
Echelon	pert	Ret: 0.000E+00	Ampl: 0.00E+00	Durée: 1.000E+01	
Echelon	cons	Ret: 0.000E+00	Ampl: 1.00E+01	Durée: 5.000E+00	

La modélisation a été volontairement simplifiée! Le retard statistique du hacheur n'intervenant pas ainsi que la constante de temps du filtre retour vitesse(20ms environ dans le système).

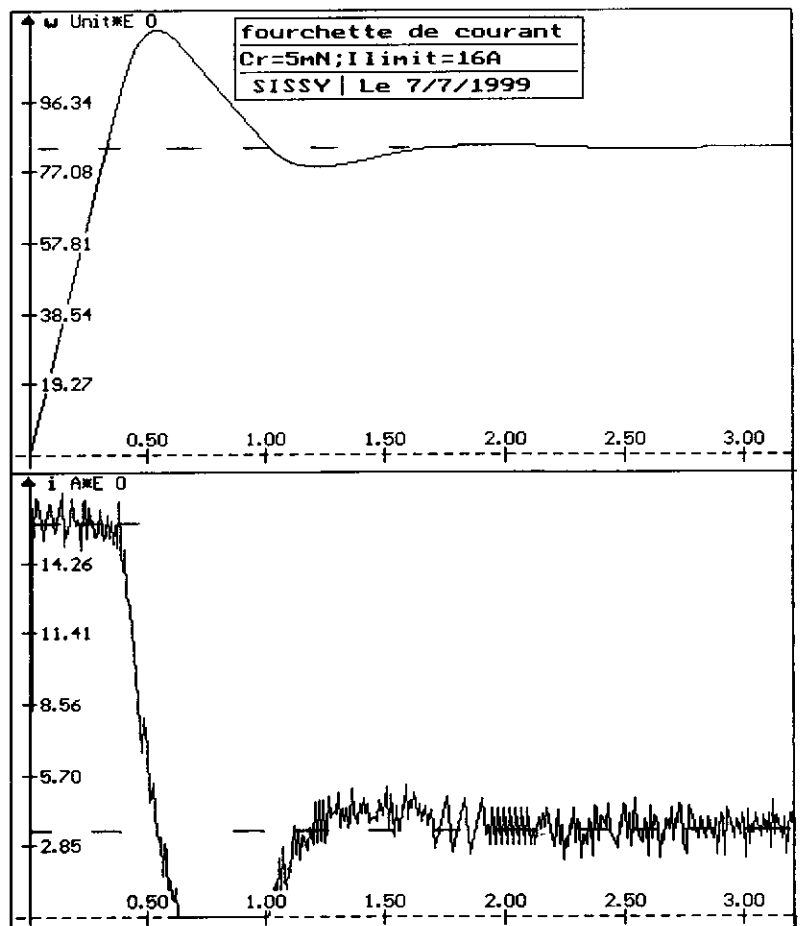
Le bloc Hy situé derrière le bloc élec dans le modèle, permet de faire intervenir les réversibilités courant(ici un seul quadrant).

Résultats de simulation

Au démarrage, le courant croit jusqu'à la valeur de limitation (environ 16A). Le couple résistant imposé étant constant, l'accélération est donc constante tant que le courant est limité! Lorsque la consigne vitesse est atteinte, l'erreur devient nulle, l'intégrateur est toujours chargé, la vitesse augmente. Le PI se décharge ensuite (erreur négative) et le courant décroît. La vitesse retombe sous la consigne, le PI se recharge pour assurer une consigne courant dépendant de la charge (6,5A environ dans notre cas).



Pour une charge plus faible, le couple accélérateur étant plus important, nous constatons une montée plus rapide en vitesse. Nous constatons cette fois ci que lorsque le courant s'annule donc le couple moteur alors il y a décroissance linéaire de la vitesse (Cr constant). Cet effet de dents de scie sur la vitesse pourrait être supprimé en contrôlant mieux la partie intégrale du PI.



HACHEURS A THYRISTORS : DE LA SIMULATION A LA PRATIQUE

Hervé Ricard, Lycée Clément Ader, 37 bis rue Robert Schuman, 91200, Athis-Mons

Résumé : Le logiciel PSPICE constitue un outil efficace, pour l'élève et pour l'enseignant, pour aider à mieux comprendre les montages de l'électronique de puissance. D'autre part, par l'utilisation de composants aux comportements proches de la réalité, il peut constituer une étape intermédiaire à la réalisation pratique d'un montage. Dans cet article, nous proposons d'appliquer PSPICE (version d'éducation gratuite) à l'étude de hacheurs à thyristors, hacheurs à commutation forcée de type Jones et hacheurs à interrupteur résonant de type ZCS (Zero Current Switching). Les montages pratiques sont ensuite mis en œuvre et les résultats expérimentaux confrontés à la simulation.

I. Introduction :

Cette étude s'inscrit dans le cadre de travaux pratiques ou essais systèmes BTS Electrotechnique. Le premier montage étudié est le hacheur de Jones utilisé en traction électrique. Les raisonnements étant similaires, la compréhension du fonctionnement de ce montage, permet d'aborder plus facilement le fonctionnement des hacheurs à thyristors résonants. Pour la simulation et les montages pratiques des hacheurs résonants, nous reprenons les mêmes éléments que pour le hacheur de Jones, même si les valeurs (choix de la fréquence, des composants) ne sont pas très réalistes pour la constitution d'une alimentation à découpage. La démarche offre l'intérêt, puisqu'on travaille à basse fréquence (300 Hz) d'avoir les composants disponibles dans tout laboratoire de Physique Appliquée de lycée.

D'autre part, le logiciel PSPICE (très peu utilisé dans les sections Terminale STI et BTS, spécialité électrotechnique) se fait avec un double objectif : 1) Aide pour mieux comprendre la théorie ; 2) Intermédiaire pour mettre en œuvre le montage pratique (surtout pour un montage de puissance) et l'utiliser, par la suite, pour interpréter les différences entre les résultats expérimentaux et la théorie.

II. Hacheurs de Jones :

Le montage est le suivant :

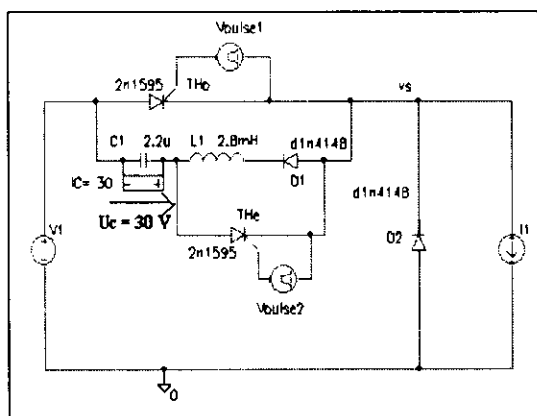


Fig.1

La tension d'alimentation V_1 est de 30V. La charge est un générateur de courant constant $I_1 = 1$ A. La fréquence de hachage est de 300Hz. Le condensateur C_1 est chargé initialement sous 30V (" IC=", Fig.1, est un symbole qui fixe la tension initiale entre deux nœuds).

II.1 Simulation sur PSPICE :

Etude préliminaire :

Il est important pour des élèves de BTS (avant tout calcul) de visualiser dans des cas simples, les évolutions des grandeurs électriques.

1^{ère} situation : charge d'un condensateur à courant constant

on propose aux élèves l'étude du schéma suivant :

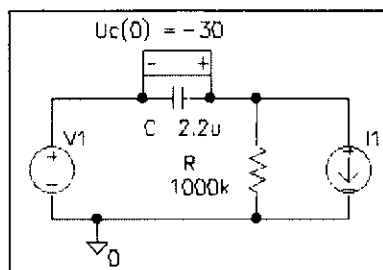


Fig.2

La résistance R (de valeur élevée) permet d'éviter un nœud flottant (entre C et I_1) qui empêche la simulation.

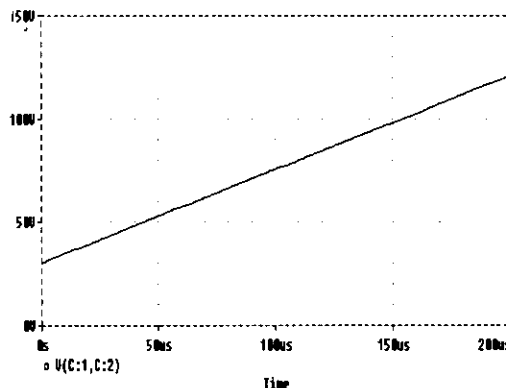


Fig.3 : Evolution de $u_c(t)$

Travail demandé :

- Donner l'expression numérique de $u_c(t)$
- Faire varier C , L_1 et $u_c(0)$ et expliquer leur influence sur $u_c(t)$

2^{ème} situation : inversion de la charge du condensateur

Soit le schéma suivant :

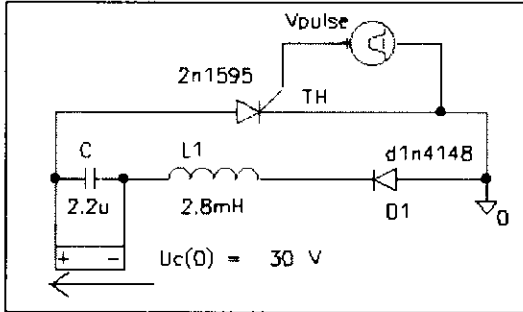


Fig.4

A $t = 0$, le thyristor est rendu passant (impulsion de hauteur 5 V et de largeur 100 μ s). On observe (Fig.5) la tension u_c et le courant i_c dans le condensateur.

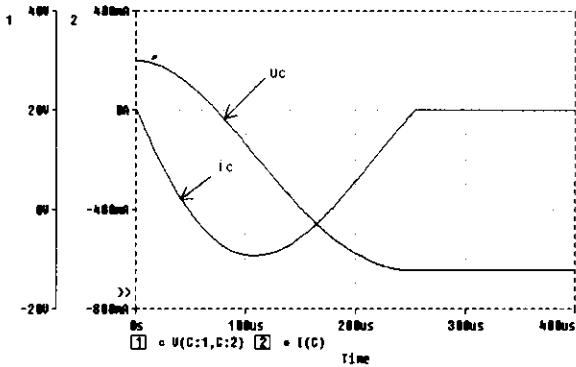


Fig.5

Travail demandé :

- A partir de la Fig.5, donner l'expression numérique des grandeurs sinusoïdales $u_c(t)$ et $i_c(t)$.
- Faire varier L_1 , C et $u_c(0)$ et expliquer leur influence sur la période et les amplitudes de $u_c(t)$ et $i_c(t)$.

Etude du hacheur (Fig.1) :

A $t = 0$, on amorce THp. A $t = T/2$, on amorce The.

Travail demandé :

- Visualiser $u_c(t)$, $i_c(t)$, $i_{THp}(t)$, $v_{THp}(t)$ et $v_s(t)$ (aux bornes de D_2).
- A partir de la forme des courbes et de l'étude préliminaire, retrouver les phases de fonctionnement du hacheur.

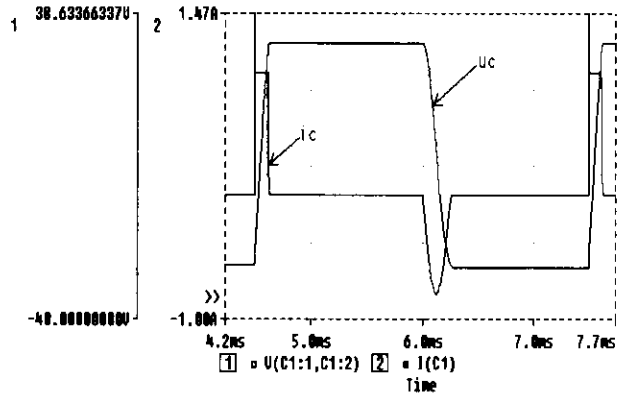


Fig.6 : $u_c(t)$ et $i_c(t)$

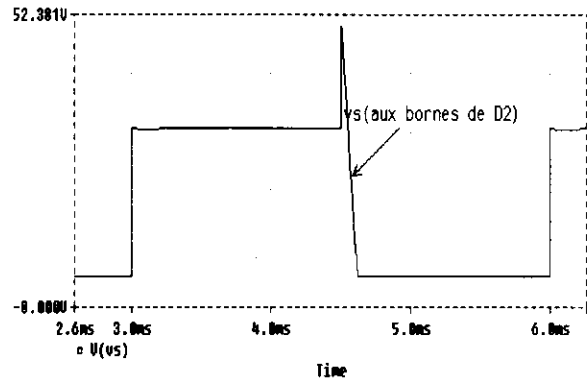


Fig.7 : $v_s(t)$

II.2 Etude expérimentale :

- alimentation metrix 30 V
- Générateur d'impulsions (décalées de $T/2$) Leybold
- 2 Thyristors TIC 106
- 2 diodes BYZ39
- 1 inductance (500 tours, sans noyau) 2,8mH
- 1 condensateur 2,2 μ F
- 1 bobine Sutter inductance variable (100 mH-1H)
- 1 rhéostat 100 Ω
- Logiciel d'acquisition SANDLAB

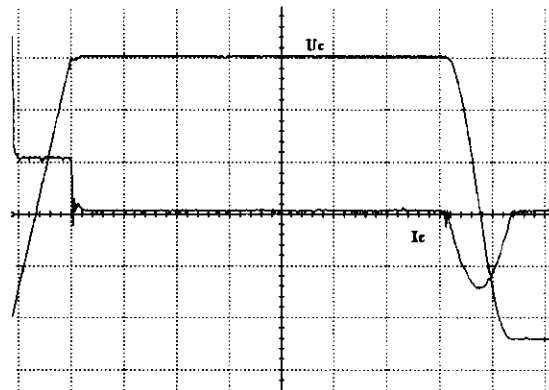


Fig.8 : $u_c(t)$ (10V/carreau) et $i_c(t)$ (1 A/carreau)
t : 0,2ms/carreau

Le rhéostat est ajusté pour avoir $I_{ch} = 1 \text{ A}$

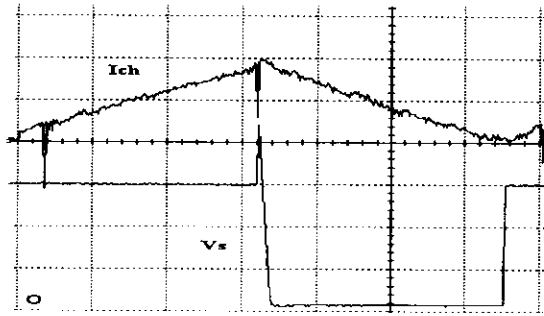


Fig.9: Evolution de $v_s(t)$ (10 V/carreau) et $i_{ch}(t)$:0,2 A/carreau ; t : 0,2 ms/carreau

On retrouve une très bonne correspondance entre les courbes simulées et expérimentales $u_c(t)$, $i_c(t)$ et $v_s(t)$

III.Hacheurs à thyristors résonants :

Nous nous limitons à une structure comportant un interrupteur commandé à l'amorçage (dénomination hacheur série HS_{RA} (Réf.1) ou ZCS (Zero Current Switching (Réf.2).

1^{er} cas : mode unidirectionnel :

Le schéma est le suivant :

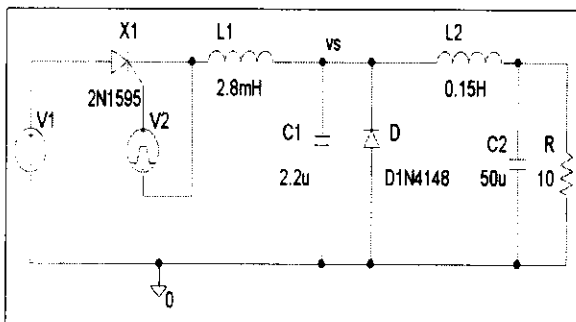


Fig.10

III.1 Simulation sur PSPICE :

a) Etude préliminaire :

Comme pour le hacheur de Jones, la simulation permet de visualiser des grandeurs électriques sans passer par une résolution fastidieuse (au niveau BTS) d'équations. L'idée est de faire réfléchir les élèves sur le fonctionnement du montage à partir de la visualisation de courbes tirées de situations simples

1^{ère} situation : intervalle $[t_0, t_1]$

A partir de la Fig.10, on remplace l'ensemble $\{ L_2, C_2, R \}$ par un générateur de courant constant $I_{ch} = 1 \text{ A}$. A $t = 0$, le thyristor est bloqué, le générateur I_{ch}

débite dans la diode D. Le schéma simplifié devient :

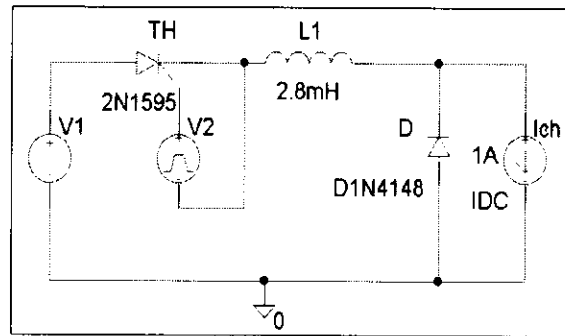


Fig.11

A $t = t_0$ (= 100 μs , par exemple), on amorce TH (impulsion de hauteur 5V et de largeur 100 μs). L'évolution du courant dans L_1 est représentée Fig.12 :

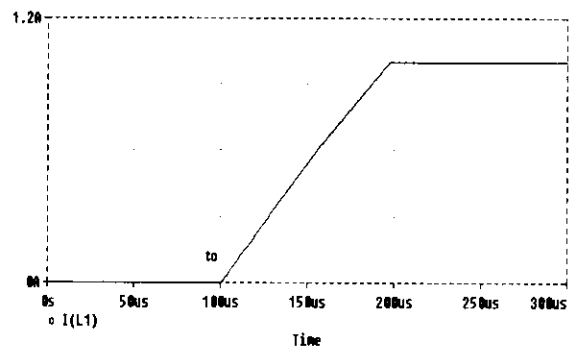


Fig.12 : $i_{L1}(t)$

Expliquer et comparer le pente expérimentale à la pente théorique.

2^{ème} situation : intervalle $[t_1, t_2]$

La diode D est bloquée, le thyristor est passant, le schéma de la Fig.10 devient :

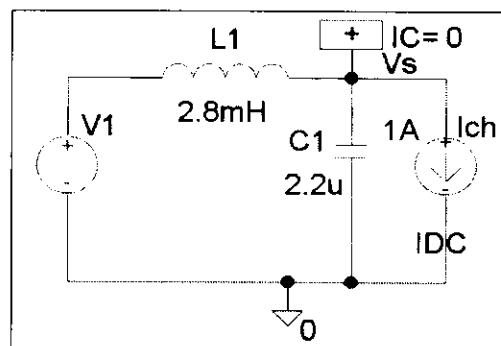


Fig.13

Il est essentiel de fixer des conditions initiales (qui sont les conditions finales de la 1^{ère} situation) : le symbole IC_1 ($IC = 0$) fixe la tension à zéro aux bornes de C_1 , d'autre part, en cliquant 2 fois sur L_1

dans schematics, on fixe le courant initial dans L_1 à 1 A. Les évolutions du courant dans L_1 et de la tension v_s aux bornes de C_1 sont données à la Fig.14 :

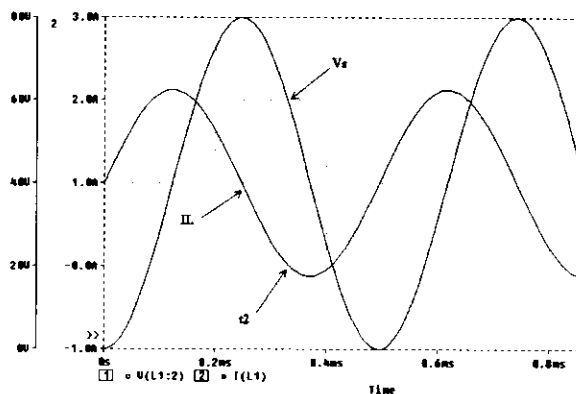


Fig.14

En fait, à l'instant t_2 , le courant i_{L1} s'annule ce qui provoque le blocage du thyristor. Ceci est possible si la condition suivante est réalisée (réf.2) :

$$I_{ch} < V_1/Z_0 \text{ avec } Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (1)$$

Dans notre cas, $V_1 = 40 \text{ V}$, $Z_0 = 36\Omega$ et $I_{ch} = 1 \text{ A}$, la condition (1) est réalisée.

3^{ème} situation : intervalle $[t_2, t_3]$

Au temps t_2 , le thyristor est bloqué, le condensateur C_1 est chargé à 58 V (voir Fig. 14), le schéma de la Fig.10 devient :

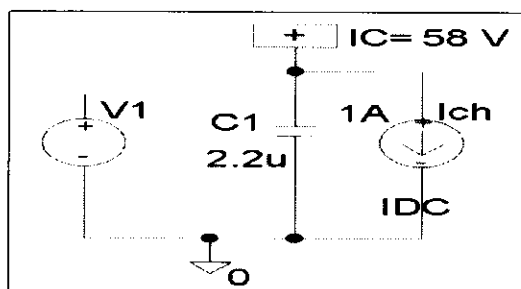


Fig.15

Lors de la simulation, pour éviter des nœuds flottants qui provoquent un signal d'erreur, il faut débrancher V_1 et rajouter en parallèle sur C_1 une résistance R de valeur élevée (Fig.16) :

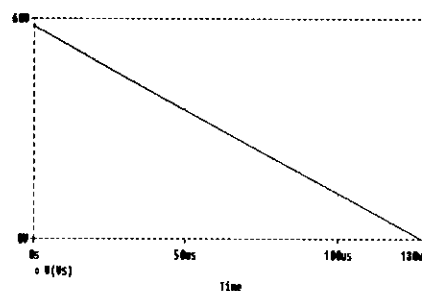
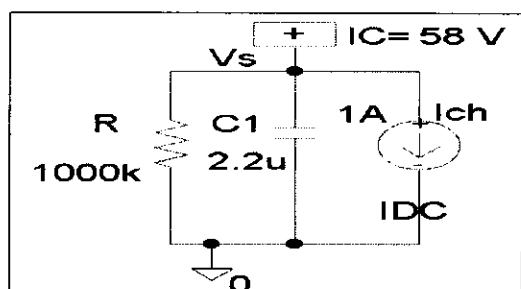


Fig.17 : évolution de $v_s(t)$

4^{ème} situation : intervalle $[t_3, t_4]$

Lorsque la tension aux bornes de C_1 s'annule, la diode D devient passante et le schéma simplifié de la Fig.10 devient :

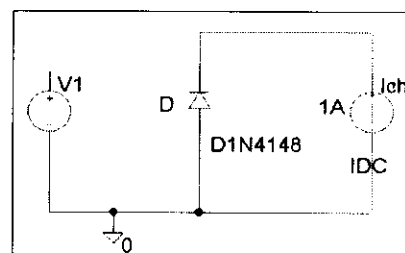


Fig.18

Une impulsion sur la gâchette de TH rendra TH passant au temps t_4 . On retrouve la 1^{ère} situation.

b) Etude complète :

On reprend la simulation à partir de la figure 10. On représente les courbes $i_{L1}(t)$, $v_{TH}(t)$, $i_D(t)$, $i_{C1}(t)$, $v_{C1}(t)$.

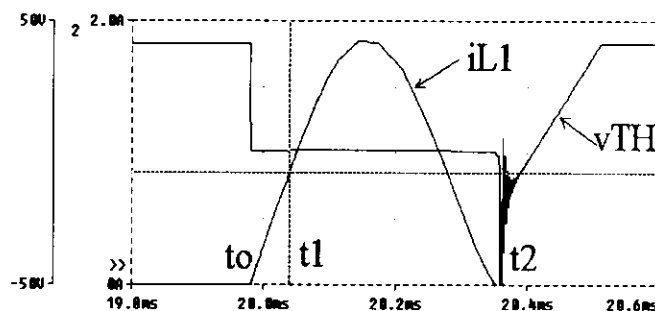


Fig.19

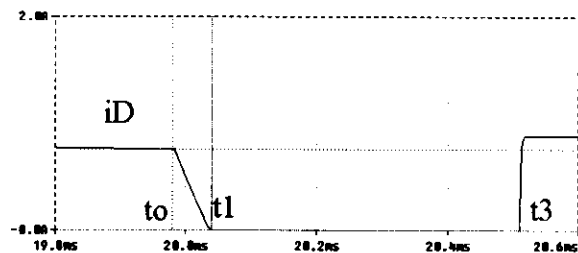


Fig.20

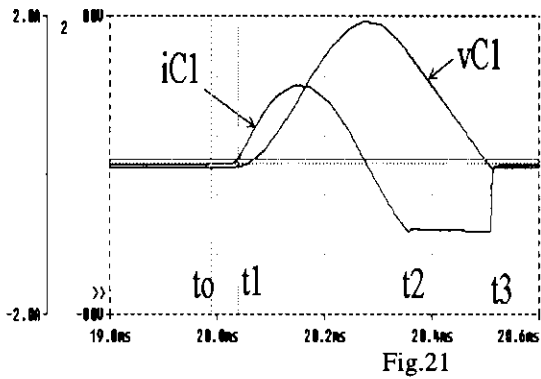


Fig.21

A partir de l'étude préliminaire, expliquer sur les intervalles $[t_0, t_1]$, $[t_1, t_2]$ et $[t_2, t_3]$ la forme des courbes ci-dessus.

Caractéristiques de sortie :

A partir de la figure 10, on représente v_R (aux bornes de R) en fonction de i_R (courant dans R), en faisant d'une part varier R et d'autre part la fréquence de hachage. On se place toujours dans le cas d'un fonctionnement continu (i_R ne s'annule pas). Les courbes sont représentées ci-dessous (Fig.22)

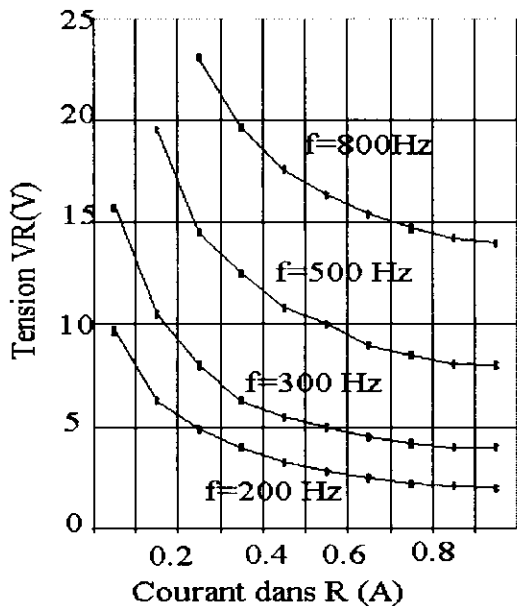


Fig.22

La tension V_R est fortement dépendante de la fréquence de hachage et de la valeur de R (voir Réf.1)

III.2 Etude expérimentale :

On utilise le même matériel que pour le hacheur de Jones. Avec les amorces de thyristors Leybold, on peut opérer jusqu'à une fréquence de 1 kHz. Pour $f = 300$ Hz et $R = 10\Omega$, On représente les courbes $i_{L1}(t)$ et $u_{TH}(t)$ (Fig.23), i_{C1} et v_{C1} (Fig.24).

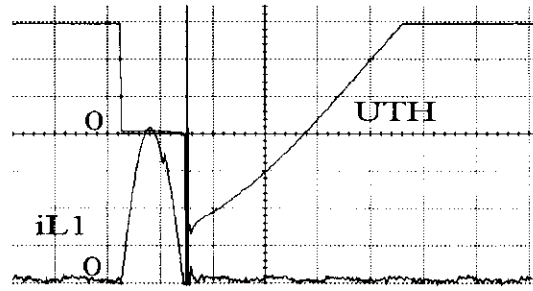


Fig.23 : $i_{L1}(t)$: 0,2A/div. ; $u_{TH}(t)$: 10V/div ; t : 0.5ms/div.

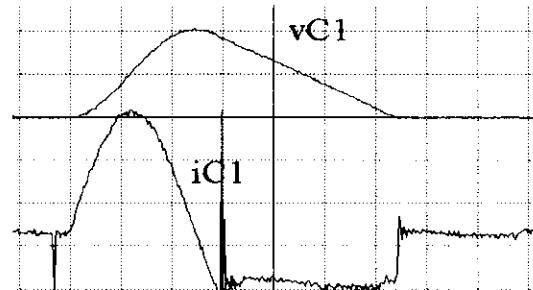


Fig.24 : $i_{C1}(t)$: 0,2 A/div. ; $v_{C1}(t)$: 20V/div. ; t : 0,5 ms/div

Caractéristiques de sortie :

Nous représentons sur le même graphe (Fig.25) les courbes expérimentales et simulées. Dans le cas des courbes simulées, il a été tenu de la résistance de l'inductance de charge (bobine Sutter de résistance 10Ω). On note une bonne correspondance entre expérience et simulation.

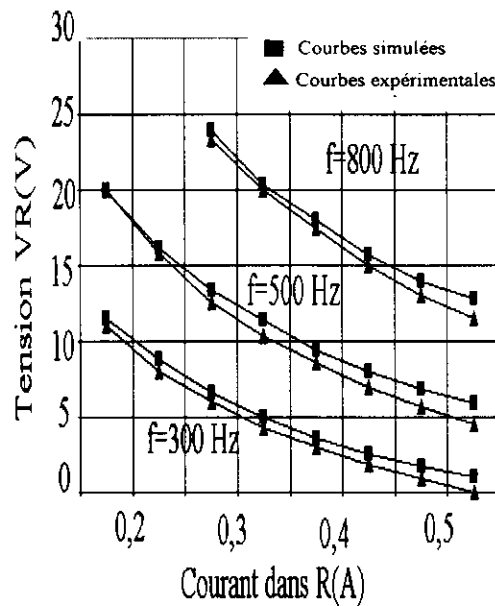


Fig.25

2^{ème} cas : mode bidirectionnel

III.3 Simulation sur PSPICE :

On reprend le schéma de la Fig.10 auquel une diode est ajoutée en antiparallèle sur le thyristor .

On retrouve les courbes classiques (voir réf.1 et réf.2) : $u_{TH}(t)$ et $i_{L1}(t)$ (Fig.26), $i_{C1}(t)$ et $v_{C1}(t)$ (Fig.27).

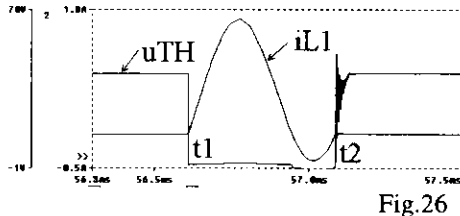


Fig.26

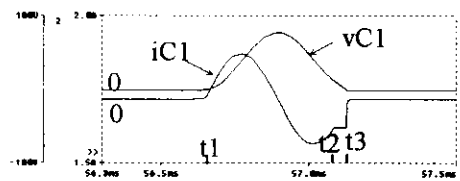


Fig.27

Caractéristiques de sortie :

Valeur de $V1$: 30 V

On constate (Fig.28) qu'elles sont pratiquement indépendantes de R (voir réf.1) :

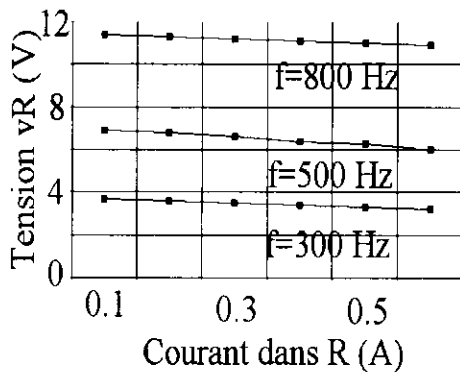


Fig.28

III.4 Etude expérimentale :

On reprend le montage précédent auquel on ajoute une diode rapide (BYT12) en antiparallèle sur le thyristor .

Les courbes $u_{TH}(t)$ et $i_{L1}(t)$ (Fig.29) et $i_{C1}(t)$ et $v_{C1}(t)$ (Fig.30) sont conformes aux courbes simulées.

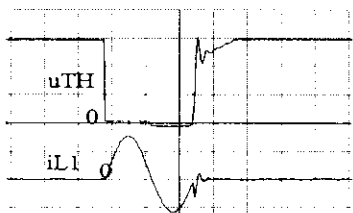


Fig.29 : $u_{TH}(t)$: 10V/div ; $i_{L1}(t)$: 50mV/div, t : 0,2ms/div

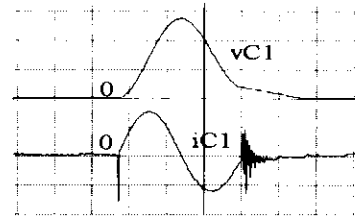


Fig.30 : $v_{C1}(t)$: 20V/div ; $i_{C1}(t)$: 50mV/div, t : 0.2ms/div

Caractéristiques de sortie : les courbes simulées (en tenant compte de la résistance de 10Ω de la bobine L_2 de la charge) et expérimentales sont représentées ci-dessous (Fig.31). On note une bonne correspondance entre simulation et expérience. Les courbes ne sont plus horizontales comme à la figure 28. La simulation nous permet de comprendre que c'est la résistance de 10Ω de la bobine L_2 qui est la cause de cette différence.

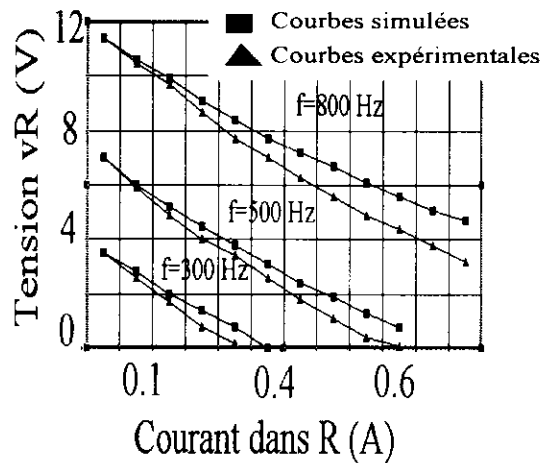


Fig.31

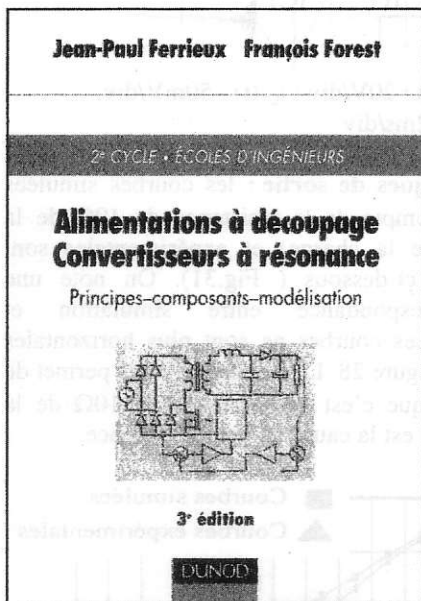
Conclusion générale : Nous souhaitons avoir montré dans cet article que PSPICE :

- 1) constitue un intermédiaire utile pour aider à comprendre les différentes phases de fonctionnement d'un montage sans passer par une résolution (parfois fastidieuse) d'équations.
- 2) permet de mettre en œuvre plus facilement un montage expérimental.
- 3) Permet après étude expérimentale et retour sur la simulation de mieux comprendre la différence entre théorie et expérience.

Réf. 1 : J. P. Ferrieux, F.Forest, Alimentations à résonance - convertisseurs à résonance, Ed. Masson

Réf.2 : N. Mohan, T.M. Undeland, W. P. Robbins, Power Electronics, Ed. John Wiley and sons.

PUBLICATIONS présentées à la revue 3E.I



ALIMENTATIONS A DECOUPAGE CONVERTISSEURS A RESONANCE

Principes – composants - modélisation

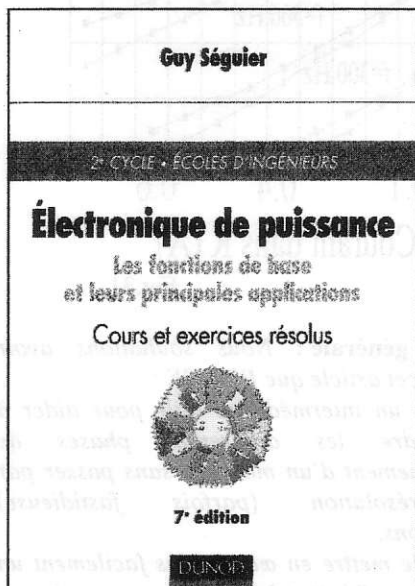
Par Jean Paul FERRIEUX et François FOREST

Editions DUNOD - troisième édition - 316 pages - 200 F

La compréhension de la conception d'une alimentation à découpage nécessite un ensemble de connaissances telles que :

- les structures de convertisseurs
- les semi-conducteurs
- les composants passifs
- la modélisation

Le mariage réussi par les auteurs de considérations théoriques et de connaissances technologiques font de cette troisième édition, un ouvrage de référence dans le domaine. Entièrement revue, elle est augmentée d'un paragraphe sur l'absorption sinusoïdale et d'un paragraphe sur les pertes dans les bobinages.



ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Les fonctions de base et leurs principales applications

Par Guy SEGUIER

Editions DUNOD - septième édition - 412 pages - 245 F

En 1974, la parution de la première édition de cet ouvrage a constitué sans aucun doute, l'acte de naissance de l'électronique de puissance en tant que discipline à part entière. Depuis, de nombreux progrès ont été accomplis tels que :

- les applications
- les nouveaux composants
- les commandes
- les structures

Seule la grande compétence de l'auteur a permis de s'acquitter de la lourde tâche de refondre dans une septième édition l'ensemble des apports de chaque spécialiste de la discipline.

Plasto-aimant : Un Aimant Composite pour Capteurs, Actionneurs, et Moteurs de Faible Puissance

E. Tomey, M. de Bortoli, R. Toueille, P. Boivin.

ARELEC SA, BP 429, 64004 PAU Cédex, France.

Phone: +33 (0) 559 809 900, Fax: +33 (0) 559 809 949.

E-mail : tomey.arelec@wanadoo.fr

Résumé

De nos jours, les matériaux composites progressent dans le remplacement d'un grand nombre de pièces structurales métalliques (Industrie de l'Automobile, Electroménager, Bureautique,...). Dans ce contexte, les plasto-aimants rejoignent les propriétés des aimants (source de champ magnétique, interactions avec les courants électriques), et celles des matières plastiques (possibilité de moulage sous les effets combinés de la chaleur et pression). Les technologies de transformation sont celles utilisées normalement dans l'industrie du plastique. Compte tenu que le matériau actif (aimant) est remplacé par le liant, les propriétés magnétiques sont réduites proportionnellement à la teneur volumique. Les propriétés magnétiques (produit BH_{MAX}) se situent entre 2.5 et 15.5 kJm^{-3} , pour les aimant liés à base de Ferrites (nuances Féplast), et entre 30 et 75 kJm^{-3} , pour les aimant liés à charge de type Néodyme-Fer-Bore (nuances Néoplast). Les Plasto-aimants ouvrent de nouvelles possibilités de conception et de forme aux ingénieurs. Des analyses d'avant-garde de Calcul de Dispositifs Electromagnétiques par la Méthode des Eléments Finis (FEA) sont employées en partenariat avec le Département Technique du Client. Dans cet article, nous allons illustrer l'approche du développement et des applications à l'aide de plusieurs exemples.

1. Introduction

Un composite correspond à un matériau composé. Fonctionnellement, le produit final possède de nouvelles propriétés que chacun de ses constituants n'a pas individuellement. La plupart des composites utilisés appartiennent à la famille des composites structuraux. Les ingrédients principaux des composites sont la charge et la matrice ou liant. Dans ce cas, le liant correspond à un matériau polymère. Les charges améliorent, normalement, les propriétés mécaniques et thermiques ; ceci est le cas des charges structurales renforçantes (par exemple : fibres de verre ou carbone, fibres longues et tissées - mat, rowing) [1]. Parfois, les charges sont utilisées afin de retarder la combustion du plastique (Oxydes de Sb) [2]. Le Talc et autres charges minérales servent à réduire les coûts des matières premières, ainsi qu'à améliorer la stabilité dimensionnelle [3]. Dans tous les cas, les charges sont dispersées à l'intérieur de la matrice polymère. On peut définir un polymère comme un matériau formé par macromolécules, répétition d'unités moléculaires simples, et qui peut être moulé par les effets combinés de la chaleur et de la pression.

Dans les Plasto-aimants, la charge confère au matériau final une caractéristique nouvelle : la propriété d'attirer le fer. En terminologie technique, les Plasto-aimants peuvent s'aimanter afin de créer un champ magnétique environnant capable d'interagir avec les courants électriques et les charges en mouvement.

Les différents aimants composites sont classés suivant leurs liants et leurs technologies de transformation :

- i) Si la matrice est un polymère thermodurcissable (résine époxy, phénolique, acrylique, ...), la technologie de transformation est le moulage par compression. Les aimants fabriqués sont appelés Aimants Liés Compressés.
- ii) Si la matrice est à base d'élastomères (EPDM, CSM, CR, NBR, CM, ...), le matériau peut être formé par les procédés d'extrusion ou de calandrage. Les aimants obtenus par ces techniques sont appelés parfois Aimants Liés Flexibles.

iii) Les Aimants Composites Plastiques correspondent à des matériaux formés par les techniques de moulage par injection. La matrice polymère est un thermoplastique (PA, PPS, ...). Plasto-aimants est la désignation ARELEC pour cette famille de matériaux.

Les différents procédés de fabrication sont schématisés sur la Figure 1.

Chronologiquement, les aimants liés compressés ont été les premiers introduits sur marché (Mélange d'Alnico avec une résine phénolique, Max Baermann, 1934). Ces aimants sont toujours utilisés dans les compteurs électriques. Les aimants flexibles furent développés dans les années cinquante [4]. Ces aimants sont toujours d'actualité dans les profilés de fermeture des réfrigérateurs et dans la publicité statique. Les aimants injectés de première génération (isotropes) apparaissent à la fin des années soixante, début des années soixante-dix. Les aimants injectés anisotropes furent introduits au début des années quatre-vingts.

Dans cet article, après l'introduction des principaux paramètres décrivant les propriétés magnétiques du matériau, nous présenterons brièvement les caractéristiques physiques des Plasto-aimants, et nous illustrerons l'utilisation de ces matériaux avec quelques exemples d'applications.

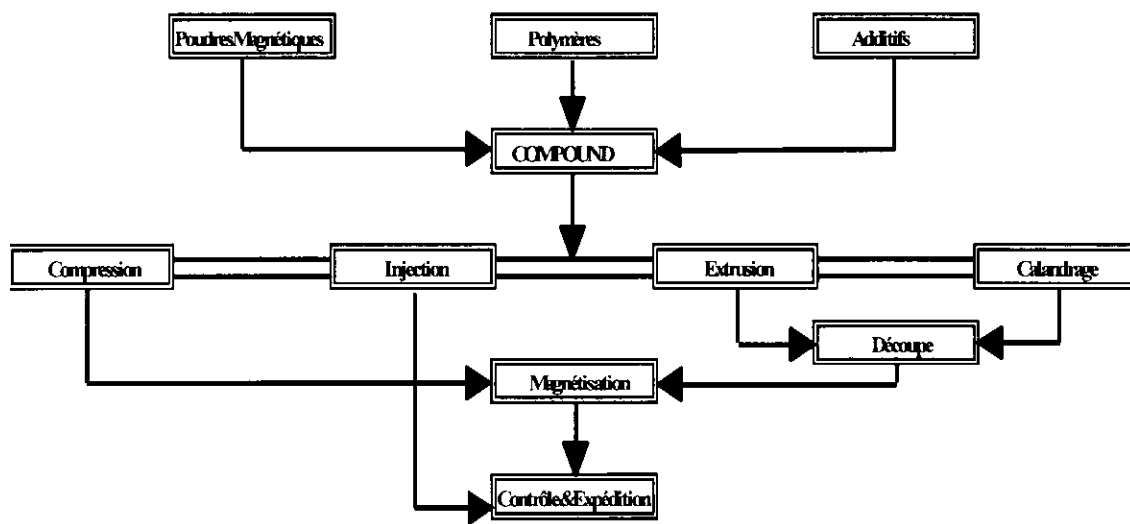


Figure 1. Procédés de fabrication pour les aimants composites.

2. Caractérisation d'Aimants Permanents

Un aimant permanent est caractérisé par l'analyse de son comportement sous champ magnétique appliqué (réponse du matériau à champ magnétique opposé). La méthode utilisée, ainsi que les différents paramètres intrinsèques décrivant l'aimant permanent sont spécifiés dans la Norme DIN 50470 [5]. Le résultat de la mesure est illustré dans la Figure 2, où nous avons représenté le deuxième quadrant d'un Cycle d'Hystérésis. Dans cette Figure nous avons introduit les paramètres pertinents. B_R est l'Induction ou Densité de Flux Rémanente, $^B H_C$ s'appelle Force Coercitive, $^I H_C$ représente la coercivité intrinsèque et BH_{MAX} est le produit densité d'énergie maximale. Toutes ces caractéristiques sont intrinsèques, c'est-à-dire reliées au matériau, et dépendent de la température. L'état "magnétique" d'un aimant est fonction de sa géométrie et du champ magnétique appliqué. Ceci est représenté dans la Figure 2 par la ligne droite nommée Ligne de Charge, et l'intersection de cette droite avec la courbe de désaimantation s'appelle Point de Travail de l'aimant (Point A). L'application d'un champ magnétique opposé déplace la ligne de charge et le nouveau point de travail de l'aimant est le Point B. Des informations supplémentaires sur les aimants se trouvent dans les ouvrages références [6], [7] et [8].

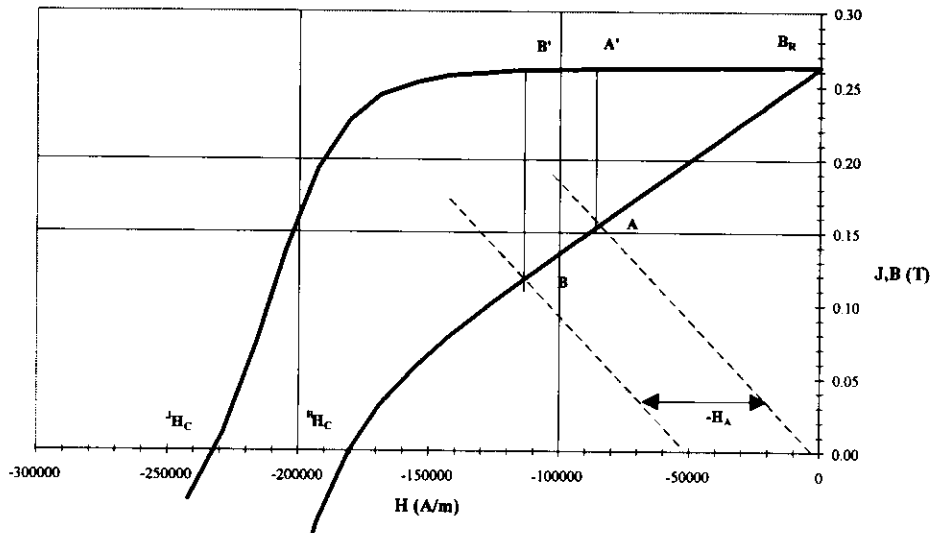


Figure 2. Deuxième quadrant du cycle d'Hystérésis d'un aimant permanent (Féplast 12/22 P1). Dans ce cas, le point A a été choisi afin de coïncider avec l'optimal et correspondre au point de valeur BH_{MAX} de 13.01 kJm^3 (1.65 MGOe).

Comme nous l'avons indiqué précédemment, les paramètres intrinsèques dépendent de la température. La variation thermique d'un aimant est déterminée par deux coefficients:

$$K_T(B_R) = (B_R(T) - B_R(20)) / [B_R(20) * (T - 20)],$$

et

$$K_T(H_C) = [H_C(T) - H_C(20)] / [H_C(20) * (T - 20)].$$

Le premier exprime l'évolution de l'induction rémanente, et représente les Pertes Réversibles de l'aimant (l'état magnétique initial est récupéré après le traitement thermique). Le second décrit la variation thermique du paramètre coercivité intrinsèque et est à l'origine des Pertes Irréversibles Récupérables de l'aimant (les performances magnétiques de l'aimant permanent sont réduites après traitement thermique, et un processus d'aimantation retourne l'aimant à son état initial).

La plupart des aimants utilisés aujourd'hui appartiennent à deux familles de matériaux : les Ferrites et les aimants de Terres Rares. Les Ferrites sont des aimants céramiques par leur formule chimique $XFe_{12}O_{19}$ ($X = Ba, Sr$). Le principal avantage de ces aimants est le prix réduit du matériau. Les aimants à base de Terre Rare incluent $SmCo_5$, Sm_2Co_{17} et $Nd_2Fe_{14}B$. Ces composés appartiennent à la famille des alliages intermétalliques de Terres Rares-Métaux de Transition, et sont des aimants à hautes performances. Les aimants à basse Sm-Co ont de très bonnes propriétés à haute température, tandis que les aimants NdFeB sont les plus puissants à Température ambiante. Dans le Tableau I, les prix des différents types d'aimants sont comparés.

Tableau I. Prix Comparatif des différents aimants permanents.

	$SmCo_5$ (S)	Sm_2Co_{17} (S)	Ferrite (S)	NdFeB (S)	Ferrite (B)	NdFeB (B)
FF/kg	900	1000	<50	750	80	500
Prix/cm ³ (%)	90	100	>3	67	4	35
Prix/B _R (%) RT	110	100	8	65	30	85
Prix/B _R (%) 150C	115	100	10	70	40	95

Les aimants permanents peuvent être aimantés suivant différentes directions dans l'espace. Les types ou profils d'aimantation les plus courants sont schématisés dans la Figure 3. Certains matériaux ont la capacité de s'aimanter indifféremment suivant n'importe laquelle des aimantations présentées sur la Figure 3. Ces matériaux sont dit isotropes. En revanche, d'autres matériaux ne s'aimantent que suivant une seule direction dans l'espace. On parle de matériaux anisotropes dans ce cas, et la direction privilégiée s'appelle axe d'anisotropie. Compte tenu que les grains magnétiques sont orientés dans le matériau, les performances des aimants anisotropes sont supérieures à celles des aimants isotropes (le paramètre B_R dans les aimants anisotropes est approximativement le

double de la valeur correspondant à des aimants isotropes de la même nature chimique). Dans les aimants composites injectés anisotropes, ce problème est surpassé. La présence de champs magnétiques dans l'empreinte pendant l'injection permet l'orientation des grains magnétiques suivant l'orientation des lignes de champs, et l'anisotropie multi-axiale est possible, obtenant ainsi des aimants aux performances supérieures.

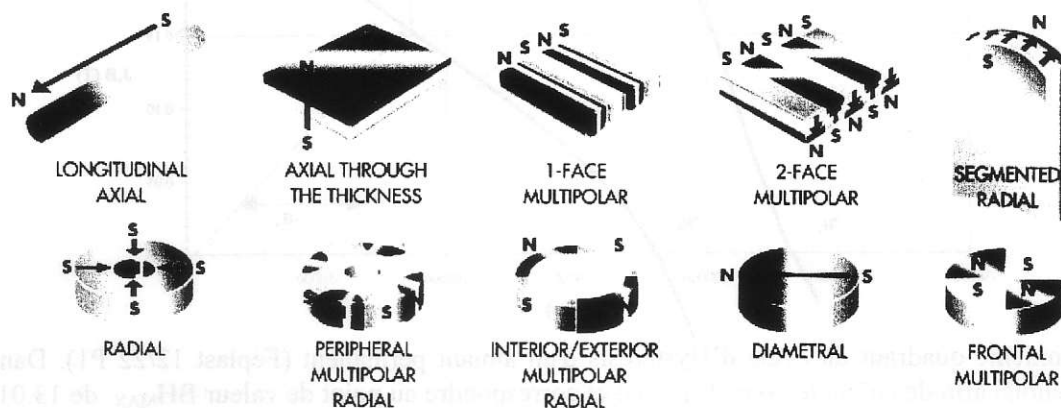


Figure 3. Différents Types d'Aimantation (profils).

3. Plasto-aimants

Dans cette section, nous allons d'abord introduire les caractéristiques techniques des nuances d'aimants moulés par injection au sein d'ARELEC. Ensuite, nous allons présenter plusieurs exemples d'applications de l'industrie Automobile, Electroménager et Bureautique.

Sur les Tableaux II et III, nous avons énuméré les principales caractéristiques magnétiques et mécaniques des nuances de plasto-aimants "standards" d'ARELEC. Le terme Féplast correspond aux Aimants Liés à base de Ferrites, et le terme Néoplast regroupe les plasto-aimants à base de NdFeB. La notation utilisée est en conformité avec les Normes DIN 17410 [9] et CEI 404-8-1 [10].

Tableau II. Caractéristiques typiques des aimants Féplast ARELEC.

	Unités	3/16 P1	11/24 P1	12/22 P1	14/22 P2
$(BH)_{MAX}$	kJ/m^3	2.9	11.6	12.2	15.0
	MGOe	0.36	1.50	1.55	1.87
B_R	T	0.1300	0.2540	0.2650	0.2775
	G	1300	2540	2650	2775
B_{H_C}	kA/m	83	167	175	175
	Oe	1050	2100	2200	2200
J_{H_C}	kA/m	159	238	231	223
	Oe	2000	3000	2900	2800
Coeff. Temp. B_R (20-70 C)	%/K(°C)	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2
Coeff. Temp. J_{H_C} (20-70 C)	%/K(°C)	+0.3	+0.3	+0.3	+0.3
μ_{REV}	10^{-3} Tm/kA	1.50	1.30	1.30	1.30
		1.20	1.05	1.05	1.05
T_C	°C	450	450	450	450

	Unités	3/16 P1	11/24 P1	12/22 P1	14/22 P2
T_{LIM}	°C	150	150	150	150
Densité	g/cm ³	3.4	3.4	3.4	3.5
Résistivité Electrique	Ωm	>10 ⁷	>10 ⁷	>10 ⁷	>10 ⁷
Résistance Compression	MPa	175	170	170	170
Résistance en Traction	MPa	60.0	750	50.0	60.0
Résistance en Flexion	MPa	90	50	50	50
Module d'Elasticité (Flexion)	MPa	8000	5000	5000	6000
Coefficient de dilatation Thermique (20-100 C)	/K(°C)	10 ⁻⁵	10 ⁻⁵	10 ⁻⁵	10 ⁻⁵
Matrice Standard #		PA 6	PA 6	PA 6	PA 12

Données mesurées à 23 C (75 F), s'il n'a pas été spécifié autrement.

Autres matrices thermoplastiques possibles.

Les performances magnétiques des plasto-aimants sont réduites par rapport aux aimants densifiés ou aimants frittés. La réduction correspond à la fraction volumique de charge magnétique active. Dans le cas des plasto-aimants, cette fraction volumique varie de 60 à 65 %. Le principal avantage de cette famille de matériaux est la complexité des formes possibles, la résistance mécanique améliorée et parfois l'accélération supportée par l'aimant (réduction de la masse inertielle). Une autre spécificité de ce produit est la multi-fonctionnalité de la pièce finie : l'aimant ne possède pas seulement la propriété de générer un champ magnétique dans l'espace environnant, il peut aussi proposer autre propriété fonctionnelle, par exemple la réduction des opérations de montage et assemblage, ou la fixation simplifiée. Toutes ces spécificités, ajoutées à la flexibilité des profils d'aimantation, la possibilité de surmoulage sur un insert métallique ou sous un thermoplastique font que ces matériaux offrent de nouvelles solutions de conception aux Ingénieurs des Départements d'Etudes Electromécaniques innovants, des secteurs Automobile, Electroménager, Bureautique et autres.

Tableau III. Caractéristiques typiques des aimants Néoplast ARELEC.

	Unités	30/60 P1	38/60 P1	45/60 P2	75/80 P2
$(BH)_{MAX}$	kJ/m ³ MGOe	32.0	40.0	48.0	78.0
		4.0	5.0	6.0	9.8
B_R	T G	0.450 4500	0.500 5000	0.550 5500	0.670 6700
		B_{H_C}	kA/m Oe	320 3900	340 4000
J_{H_C}	kA/m Oe	716 9000	716 9000	716 9000	900 11000
Coeff. Temp. B_R (20-70 C)	%/K(°C)	-0.1	-0.1	-0.1	-0.1
Coeff. Temp. J_{H_C} (20-70 C)	%/K(°C)	-0.4	-0.4	-0.4	-0.55
μ_{REV}	10 ⁻³ Tm/kA	1.40	1.40	1.40	1.55
		1.15	1.15	1.15	1.20

	Unités	30/60 P1	38/60 P1	45/60 P2	75/80 P2
T _c	°C	360	360	360	470
T _{LIM}	°C	110	110	110	90
Densité	g/cm ³	4.5	5.0	5.5	5.2
Résistivité Electrique	Ωm	10 ⁻⁴	10 ⁻⁴	10 ⁻⁴	10 ⁻⁴
Résistance Compression	MPa	150	150	140	150
Résistance en Traction	MPa	45.0	45.0	30	32.0
Résistance en Flexion	MPa	70	60	45	50
Module d'Elasticité (Flexion)	MPa	13000	11000	11000	12000
Coefficient de dilatation Thermique (20-100 C)	/K(°C)	7 10 ⁻⁶	5 10 ⁻⁶	5 10 ⁻⁶	5 10 ⁻⁶
Matrice Standard *		PA 6	PA 6	PA 12	PA 12

Données mesurées à 23 C (75 F), s'il n'a pas été spécifié autrement.

* Autres matrices thermoplastiques possibles.

Du point de vue transformation, le comportement rhéologique diffère des thermoplastiques classiques. En effet, le taux de charge est bien au delà de la limite de percolation (les cristallites d'aimants sont en contact). Ceci provoque une augmentation exponentielle de la viscosité à l'état fondu et les paramètres de transformation (pression, température, et vitesse d'injection) sont augmentés de façon à travailler à des taux de cisaillement plus élevés pour augmenter la fluidité lors du moulage de la pièce.

Exemples

- 1) **Aimant multipolaire avec deux pistes aimantées.** Dans cet exemple, nous montrons une roue de 50 mm de diamètre et 20 mm d'épaisseur. La direction d'aimantation est suivant l'épaisseur et contient deux pistes magnétiques différentes : la piste externe est constituée de 36 paires de pôles alternés (la largeur du pôle : 2 mm environ), et la piste interne a 3 paires de pôles magnétiques. La collerette assure la fixation par emmanchement de l'aimant sur l'axe métallique, et est en train d'être optimisée afin de garantir un serrage optimal entre les éléments. Cette pièce est utilisée pour détecter le sens de rotation des directions assistées électriques.
- 2) **Aimant de Codage.** Dans cette application l'aimantation est multipolaire selon l'épaisseur et le profil magnétique est ajusté afin de créer une séquence binaire de pôles Nord et Sud (1 et 0) en fonction de la position relative entre l'aimant et les sondes à effet Hall. Nous avons étudié plusieurs versions : complètement en Plasto-aimant, puis surmoulée en PPS 65 %, chargé FV. La nuance de plasto-aimant est Feplast 11/24 P1.
- 3) **Bagues Surmoulées.** L'exemple suivant montre différents types de pièces surmoulées avec un insert en métal. Les axes ou les inserts sont assemblés lors du moulage par injection, la pièce est finie en une seule opération. Suivant la géométrie de la pièce, différents types de profils d'aimantation sont permis : aimantation polaire en périphérie et frontale, dans ces cas. L'accrochage optimal entre le plasto-aimant et l'insert requiert l'introduction de moletages ou gorges dans la conception de l'insert, l'utilisation de promoteurs d'adhésion n'est pas nécessaire.
- 4) **Multiplicité Fonctionnelle.** Dans cette image, nous illustrons quelques exemples de formes complexes sur des pièces finies. Ces formes complexes donnent aux aimants la multiplicité fonctionnelle exemple : l'entraînement de mouvement (rotation) grâce à un pignon inclus dans la pièce. Dans quelques applications, la seconde fonction à assurer est la fixation et l'assemblage par clipsage sur un logement prévu à cet effet. D'autres formes possibles incluent les gorges, alésages de formes diverses (étoile, D, ...), ou butées évitant le mouvement relatif entre les différents sous-ensembles.

5) **Rotors de Moteurs Electriques.** Les performances magnétiques des aimants composites, en comparaison avec les aimants frittés, limitent l'utilisation des Plasto-aimants dans les moteurs standards à base de segments de ferrites frittés. L'utilisation marginale de ces aimants trouve ses avantages dans la réduction des opérations d'assemblage des moteurs de faible puissance (< 1 kW). Les propriétés mécaniques supérieures des plasto-aimants, par rapport aux aimants frittés, augmentent les possibilités des aimants composites dans les moteurs à commande électronique tournant à haute vitesse sans frette de protection. La technologie de ces aimants s'applique aux moteurs sans balais (brushless) auto-synchrones. L'aimantation multipolaire de l'aimant peut servir, également, comme cible de capteur à effet Hall de façon à fournir le signal électronique requis pour le pilotage du moteur électrique.

Les images illustrant les exemples mentionnés dans cette section sont présentées dans la Figure 4. Toutes ces applications sont utilisées, en phase de développement ou en cours validation, dans l'industrie Automobile là où les critères de qualité sont, actuellement, les plus exigeants. Les différentes nuances des matières utilisées sont celles spécifiés dans les Tableaux II et III.

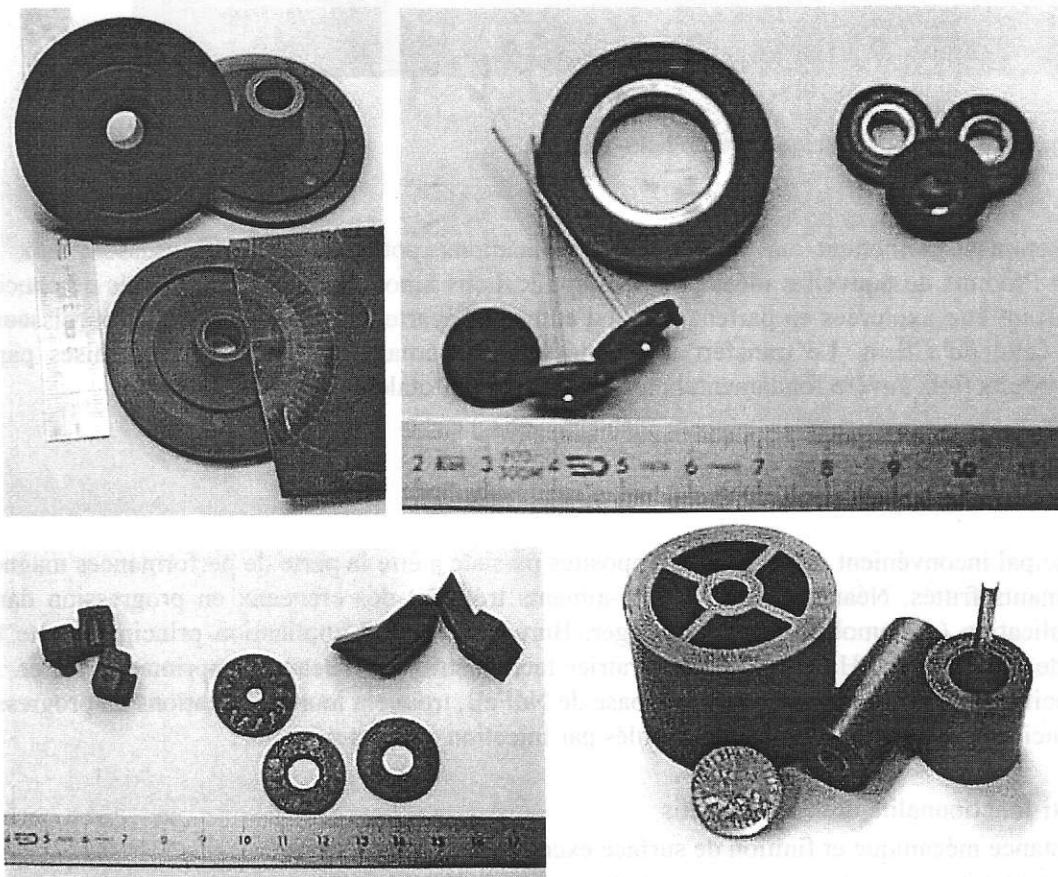


Figure 4. Photographies montrant différentes applications de Plasto-aimants. En haut à gauche: A) Roue Magnétique Multipolaire. B) Exemples de pièces surmoulées sur un insert métallique. C) Aimant illustrant la complexité des formes et la multi-fonctionnalité. D) Exemples divers de rotors composites pour des moteurs sans balais (brushless). Le film vert permet la visualisation des pôles magnétiques dans les aimants.

Dans la figure 5, nous présentons un ensemble de pièces réalisées en différentes nuances de Féplast et Néoplast. Les applications de ces aimants sont diverses :

- rouleau de transfert de tonner dans les imprimantes laser (technologie d'impression à "encre" sèche [11].
- bagues de correction pour les unités de déflexion de tubes cathodiques de téléviseurs et les écrans d'ordinateurs.
- rotors de petits moteurs timers (à griffes) pour appareils électroménagers
- bagues cible de capteurs pour la détection de position de vérins pneumatiques
- générateur tachymétrique pour compteurs de vitesse de rotation
- cibles de capteurs (effet Hall ou ILS) divers.

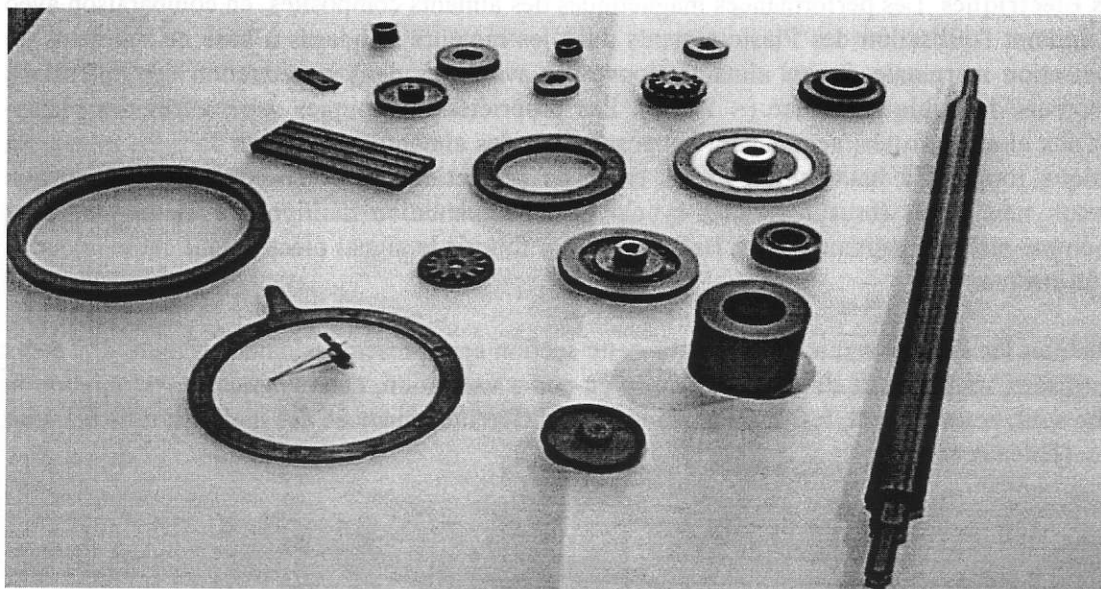


Figure 5. Ensemble des pièces fabriquées en plasto-aimants.

Ces exemples permettent un aperçu des applications potentielles, et fournissent aux Ingénieurs Développement Produits de nouvelles idées pour des applications innovantes. Les possibilités de conception sont illimitées et doivent être explorées en partenariat total entre le Département Technique du Fournisseur d'aimants permanents et celui du Client. Le transfert d'informations concernant les contraintes soumises par les sous-ensembles et produits finis s'avère fondamental dans la conception totale de l'aimant.

4. Conclusion

Le principal inconvénient des aimants composites persiste à être la perte de performances magnétiques par rapport aux aimants frittés. Néanmoins, les Plasto-aimants trouvent des créneaux en progression dans tous les domaines d'application (Automobile, Electroménager, Bureautique,...). L'application principale reste toujours la fonction cible de capteur (effet Hall ou ILS), génératrice tachymétrique, rouleaux d'imprimantes Laser. Aussi pour les moteurs spécifiques, les aimants composites à base de NdFeB, trouvent leurs applications en progression.

Les principaux avantages des aimants moulés par injection sont les suivants :

- *multi-fonctionnalité des aimants finis*
- résistance mécanique et finition de surface excellentes
- possibilité de surmoulage sur insert métallique ou plastique
- rapport énergie/masse supérieur
- plus grande résistance à la fissuration et aux ébréchures
- aptitude à varier les formes et les tailles
- fabrication avec tolérances réduites sortie du moule
- aimantations simples et complexes permises.

La mise au point de nouvelles poudres d'aimants [12], de même que l'optimisation des formulations des compounds sont en progression permanente ; ceci afin d'améliorer les propriétés magnétiques et de réduire les écarts toujours existants entre les aimants liés et les aimants densifiés ou frittés.

Annexe : Calcul Electromagnétique, par la Méthode des Eléments Finis, appliqué aux Plasto-aimants

Afin d'illustrer comment le Calcul Electromagnétique par la Méthode des Eléments Finis [13] peut aider dans la conception d'un aimant permanent, nous avons analysé l'induction magnétique créée par une bague en Néoplast 38/60 P1. Les dimensions de la pièce sont 58.5 mm de diamètre externe, 41 mm de diamètre interne, et longueur 19 mm. L'aimant rotor est aimanté de façon multipolaire sur sa périphérie avec 2 paires de pôles. L'aimantation s'effectue avec une décharge d'intensité (1000 A), délivrée sur un inducteur de 12 spires (circuit R-L-C), par un banc de condensateur Modèle MPS IM-7530-X-MA/MS/DD. L'aimant est saturé. En effet, une augmentation du voltage dans les condensateurs avant la décharge, ne modifie pas l'induction magnétique créée par le rotor.

Le calcul a été effectué à l'aide du Logiciel FLUX 2D, Version 7.30/8 (CEDRAT-Grenoble) [14]. Le problème était de connaître l'influence du profil d'aimantation sur l'induction magnétique créée par la pièce. Les paramètres intrinsèques pris pour l'aimant sont ceux rapportés dans le Tableau III. Trois possibilités ont été analysées :

- A) L'aimantation radiale "parfaite" alternée dans chaque pôle
- B) L'aimantation dans chaque pôle suit les lignes "rotationnelles" (cercles) centrées dans chaque spire de l'inducteur
- C) La direction d'aimantation dans chaque point de l'aimant rotor est dirigée selon le champ "réel" créé par l'inducteur. Ce modèle, est mené en deux étapes de calcul.

Les lignes isovaleurs de flux magnétique, pour les trois cas, sont montrées dans la Figure 6.

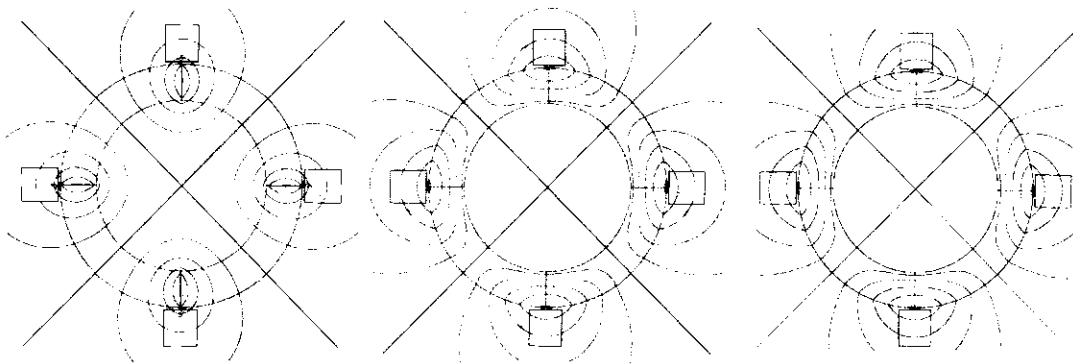


Figure 6. Lignes isovaleurs de flux magnétique pour les trois modèles analysés - Gauche : Cas A, Centre : Cas B, et Droite : Cas C -.

Les résultats du calcul (composante radiale de l'induction magnétique à entrefer égal de 2 mm) ont été comparés aux résultats expérimentaux, voire Figure 7. Afin de quantifier la précision des résultats obtenus, nous avons calculé le Facteur de Confiance du Profil. R_p défini par le résidu

$$R_p = \left\{ \frac{\sum_i (B_i^C - B_i^O)^2}{\sum_i (B_i^O)^2} \right\}^{1/2} \quad (3)$$

où B_i^C et B_i^O sont respectivement la valeur calculée C, et observée O, sur chaque point I de la courbe. Les résultats de ce calcul sont comparés dans le Tableau IV, et dans la Figure 7.

Tableau IV. Comparatif des résultats

Cas	Modèle d'aimantation	R_p
A	Radial	0.40
B	Rotationnel	0.13
C	Après calcul	0.09

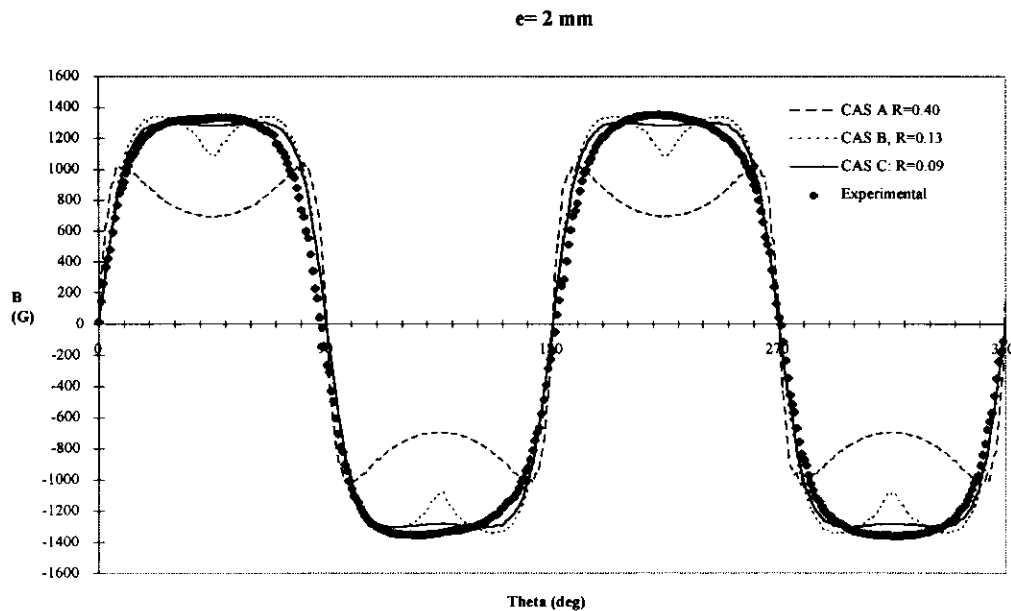


Figure 7. Comparaison entre les mesures et le calcul, suivant les trois modèles expliqués dans le texte.

Cette analyse démontre que le résultat obtenu avec le Modèle C s'approche le plus des données expérimentales, ce qui confirme la validité de l'approche. Cette approche peut être utilisée de façon à calculer "ab initio" le profil d'aimantation d'une pièce, et permettre l'optimisation de l'outil d'aimantation, afin de s'adapter le plus possible aux besoins particuliers de l'application, en réduisant le nombre d'essais de validation et prototype, dans le cas de formes d'aimantation très spécifiques.

Remerciements. Nous souhaitons exprimer notre gratitude à P. Lombard (CEDRAT-Grenoble) pour son intervention dans l'adaptation du Logiciel FLUX 2D. Les auteurs remercient également R. Corrales & J. L. Marlin pour leur assistance et leurs discussions gratifiantes, D. Trinh-Xuan pour ses encouragements constants, et A. M. Casanova pour une lecture soignée du texte et ses corrections.

Références Bibliographiques

- [1] M. Reyne, *Les Composites*, Série : que sais-je ? n. 1120, Ed. Presses Universitaires de France.
- [2] D. K. Wiseman, dans *Plastic Compounding*, Jan/Feb 1994, pp. 51.
- [3] J. Hasenauer, D. Küper et J. E. Laumeier, dans *Caoutchouc & Plastiques* n. 777 pp. 39, Mai 1999.
- [4] U. S. Patent no. 2,959,832 (1956).
- [5] Norme DIN 50 470, *Testing of Permanent Magnet Materials*, September 1980
- [6] R. J. Parker, " *Advances in Permanent Magnetism* ". John Wiley & Sons 1990.
- [7] M. McCaig & A. G. Clegg, " *Permanent Magnet in Theory and Practice* " 2nd Edition. Pentech Press 1987.
- [8] G. Lacroux, " *Les Aimants Permanents* ". Ed. Technique et Documentation - Lavoisier, 1989.
- [9] Norme DIN 17410, *Materials for Permanent Magnet*, May 1977.
- [10] Norme CEI 404-8-1, *Matériaux Magnétiques, 8^{ème} Partie : Spécifications pour matériaux particuliers*, 1986.
- [11] Patent EP 0128508 (1984).
- [12] Brevet FR 90.08582 (1990)
- [13] D. Howe, dans " *Supermagnets, Hard Magnetic Materials* ", Edited by G.J. Long, F. Grandjean. KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS (1991).
- [14] Logiciel FLUX 2D, " *Analyse des dispositifs électriques, magnétiques et thermiques par la méthode des éléments finis* " : Copyright CNRS/INPG. Version 7.30/8 (1999).

Commande par modes glissants : application à un moteur pas-à-pas

Pierre-Louis Corrieu Lycée Technique Pablo Neruda
BP 232 76204 DIEPPE CEDEX Pierre-Louis.Corrieu@neruda.lyc/ac-rouen.fr

Résumé : Dans cet article, on présente succinctement le principe de la commande par modes glissants, sur l'exemple désormais classique d'un double intégrateur. Puis cette technique est appliquée à la commande en position d'un moteur pas-à-pas. Deux lois de commande sont développées, et des résultats expérimentaux sont présentés.

Introduction

Les modes glissants constituent une manière simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. L'application aux actionneurs électromagnétiques ne représente qu'un cas particulier, cette technique connaissant des développements importants dans tous les domaines de la commande. Aussi allons-nous présenter le principe des modes glissants à partir d'un système générique : l'intégrateur double, qui modélise par exemple la position d'une masse actionnée par une force.

Notion de glissement

Considérons le système suivant :

$$\ddot{x} = u + C_r \quad (1)$$

où x est la position d'un mobile, u la force appliquée, et C_r une force de résistance quelconque.

Si la commande est du type tout ou rien, alors $u = \pm U$, et les trajectoires sont données par :

$$\dot{x}(t) = \pm U \cdot t + \dot{x}(0) + \int_0^t C_r dt \quad (2)$$

$$x(t) = \pm \frac{1}{2} U \cdot t^2 + \dot{x}(0) \cdot t + \iint_0^t C_r dt dt$$

Pour $C_r=0$, ce sont des paraboles dans le plan (x, \dot{x}) .

L'objectif de commande étant maintenant de ramener x à l'origine, on constate que la commande bouclée avec retour de la seule position :

$$u = -U \cdot \text{sign}(x) \quad (3)$$

ne permet pas de stabiliser le système, les trajectoires en l'absence de force résistante étant périodiques, comme on peut voir sur la figure I. Il vaut mieux utiliser un retour de la forme [1]:

$$u = -U \cdot \text{sign}(x + k\dot{x}) \quad (4)$$

qui donne la convergence (figure II).

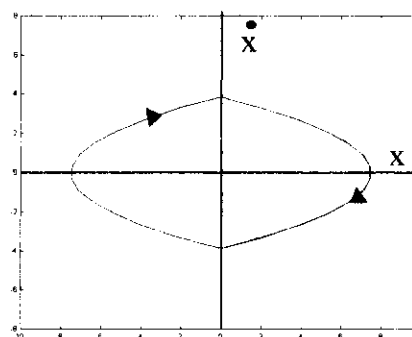


Figure I : commande par retour de position

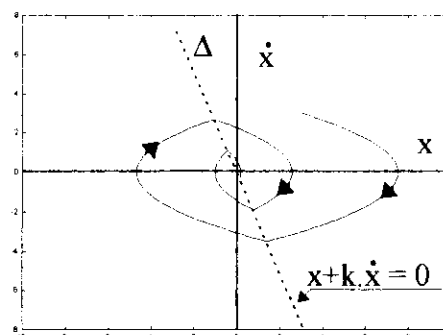


Figure II : retour de position et de vitesse

La droite Δ de la figure II est appelée « droite de commutation ». A partir d'une certaine valeur de k , la trajectoire ne peut plus quitter la droite de commutation (figure III), et est astreinte à s'y déplacer jusqu'à l'origine. On dit que le système « glisse » sur la droite.

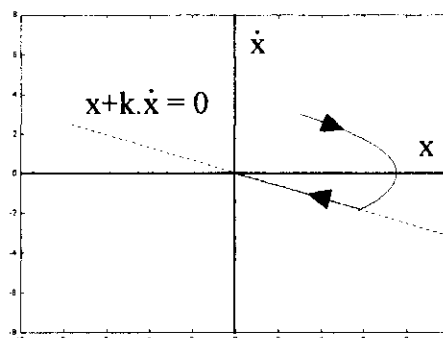


Figure III : glissement

Recherche d'une commande assurant un mode glissant

La commande de la figure III a longtemps été jugée néfaste, par les effets de réticence dûs aux retards de commutation (figures IV et V) : la commande était jugée brutale et peu efficace, sollicitant fortement les organes de commande.

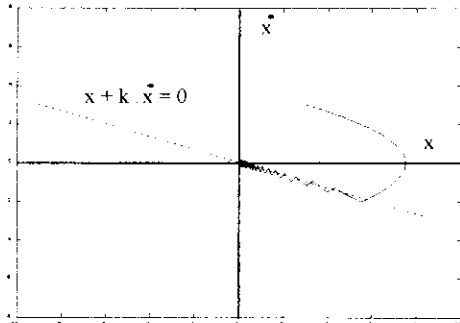


Figure IV : réticence

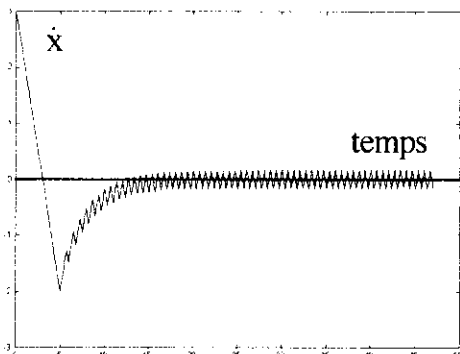


Figure V : réticence, allure de la vitesse

Pourtant, comme nous allons le voir, les trajectoires obtenues sont largement insensibles aux perturbations, et la dynamique du procédé peut être choisie avec une grande liberté. Notons pour l'instant que la commande tout ou rien présente l'intérêt remarquable d'être plus rapide qu'une commande linéaire bornée.

Choisissons, assez arbitrairement d'ailleurs, une courbe de commutation. Par exemple, la droite Δ définie plus haut :

$$\Delta : x + k \cdot \dot{x} = 0$$

Le but que nous recherchons est le suivant : rejoindre à partir de l'état initial la droite Δ , puis astreindre la trajectoire à rester sur cette droite. Alors, la dynamique du système sera fixée par l'équation de la droite, et l'origine sera rejointe avec la constante de temps k .

$$\text{Posons donc : } S = x + k \cdot \dot{x} \quad (5)$$

En dérivant, il vient :

$$\dot{S} = \dot{x} + k \cdot (u + C_r) \quad (6)$$

Lorsque C_r est nul, la commande :

$$u_e = -\frac{\dot{x}}{k} \quad (7)$$

garantit $\dot{S} = 0$, ce qui signifie que la trajectoire est contrainte à demeurer sur la droite S sur laquelle elle se trouve. Cette droite est donc invariante en l'absence de perturbation. u_e est appelée « commande équivalente ».

Afin d'obliger le système à suivre la trajectoire imposée, il suffit à présent de rendre $S = 0$ attractive. Pour cela, on ajoute une commande commutante u_c à la commande équivalente u_e sous la forme :

$$u_c = -V \cdot \text{sign}(S) \quad (8)$$

$$u = u_e + u_c \quad (9)$$

En choisissant V assez grand :

$$V > |C_r|_{\max} \quad (10)$$

alors la condition $S \cdot \dot{S} < 0$ est toujours réalisée, ce qui prouve que $S = 0$ est attractive et invariante, malgré C_r .

□

Le résultat obtenu avec la commande (9) est illustré sur les figures VI et VII. On peut y observer le ralliement de l'origine avec une dynamique du premier ordre, donnée par la valeur de k .

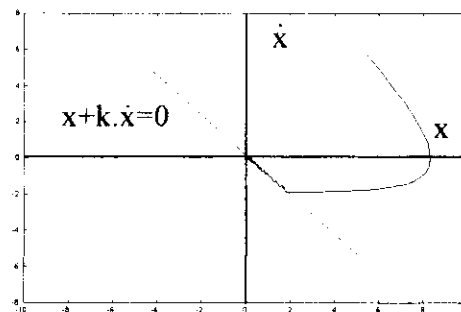


Figure VI

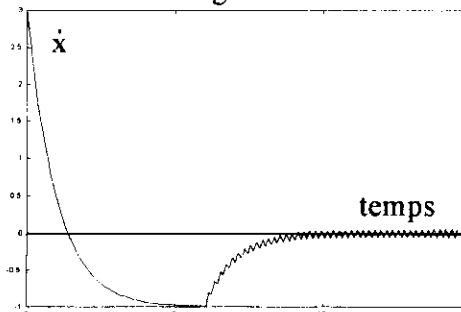


Figure VII

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- elle est robuste, rejetant la perturbation C_r .
- il suffit de connaître une borne pour C_r , ce qui simplifie le réglage.

- le choix de la surface de commutation est assez libre.

- la commande est adoucie par la présence de la commande équivalente ; celle-ci peut cependant être supprimée, au prix d'une augmentation de V .

- on a en quelque sorte les avantages d'un système à grand gain, sans en avoir les inconvénients.

- on peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites, de dimensions quelconques, et à des intersections d'autant de telles surfaces qu'on a de commandes disponibles.

- nulle part on n'a postulé la linéarité du système ; ce principe est utilisable avec des systèmes non-linéaires.

- on n'a pas parlé de pôles, la convergence étant prouvée par un argument élémentaire.

- on n'a pas non plus parlé de marge de stabilité, la condition (10) en tenant lieu.

De nombreuses variantes existent, visant à limiter l'effet de réticence et à optimiser les trajectoires de commande, ainsi qu'à lever les difficultés théoriques liées aux discontinuités de commande. (voir [2], [3]).

Application à un moteur pas-à-pas

Les moteurs pas-à-pas jouent un rôle important parmi les actionneurs électriques. En effet, ils permettent le positionnement en boucle ouverte. Mais au delà de cette justification, qui limite les possibilités de précision, les moteurs pas-à-pas sont des actionneurs sans balais capables d'un couple important sans réducteur mécanique.

Ici, nous considérons un moteur à aimant permanent, à force contre-électromotrice sinusoïdale [4], et l'objectif que nous nous fixons est le pilotage en position. La précision obtenue devra être indépendante de la résolution du moteur (« nombre de pas par tour »). Nous supposons de plus que l'état est mesuré : capteurs de courant et capteur de position angulaire. Aucune hypothèse n'est faite, en revanche, sur la technologie du pré-actionneur, amplificateur linéaire ou commutateur : il s'agit simplement d'une commande en tension.

Le moteur est biphasé (ou tétraphasé avec point milieu).

Le modèle du moteur s'écrit, dans un repère α - β lié au stator :

$$\begin{aligned} L \frac{di_\alpha}{dt} &= v_\alpha - R i_\alpha + K \Omega \sin(N \theta) \\ J \frac{di_\beta}{dt} &= v_\beta - R i_\beta - K \Omega \cos(N \theta) \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= K (i_\beta \cos N \theta - i_\alpha \sin N \theta) + C_r \\ \frac{d\theta}{dt} &= \Omega \end{aligned} \quad (M1)$$

i_α, i_β : intensités dans les phases α et β

v_α, v_β : tensions aux bornes des phases α et β , considérées comme grandeurs de commande.

Ω, θ : vitesse et position angulaires du rotor

N : nombre de dents du rotor (e.g. 50 dents pour 200 pas par tour)

J : moment d'inertie ramené à l'arbre

R : résistance d'une phase statorique

L : inductance d'une phase statorique

K : coefficient de force électromotrice / coefficient de couple

C_r : couple de perturbation

Ce modèle néglige la variation de réluctance liée à la rotation, et inclut le couple de détente

- en $\sin(4N \theta)$ - dans C_r . Il est tout à fait semblable au modèle de la machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses. (Pour des détails, voir [5] par exemple).

Dans un premier temps, on va chercher à commander la vitesse de rotation Ω par mode glissant. Après application de la transformation de coordonnées

$$T = \begin{bmatrix} \cos(N\theta) & \sin(N\theta) \\ -\sin(N\theta) & \cos(N\theta) \end{bmatrix} \quad (11)$$

on peut exprimer les courants et tensions dans le repère d - q tournant lié au rotor :

$$\begin{aligned} v_{dq} &= T \cdot v_{\alpha\beta} & v_{\alpha\beta} &= T^{-1} \cdot v_{dq} \\ i_{dq} &= T \cdot i_{\alpha\beta} & i_{\alpha\beta} &= T^{-1} \cdot i_{dq} \end{aligned}$$

et le modèle s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= v_d - R i_d + N L \Omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} &= v_q - R i_q - N L \Omega i_d - K \Omega \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= K i_q + C_r \\ \frac{d\theta}{dt} &= \Omega \end{aligned} \quad (M2)$$

On définit aussi une trajectoire de référence obéissant au modèle, sous la forme :

$$\begin{cases} L \frac{di_{dr}}{dt} = v_{dr} - R i_{dr} + N L \Omega_r i_{qr} \\ L \frac{di_{qr}}{dt} = v_{qr} - R i_{qr} - N L \Omega i_{dr} - K \Omega r \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = K i_{qr} \\ \frac{d}{dt} \theta_r = \Omega_r \end{cases} \quad (M2_r)$$

les indices r valant pour « référence ».
L'élaboration des trajectoires de référence est détaillée dans [6].

Posant $e = [i_d - i_{dr} \quad i_q - i_{qr} \quad \Omega - \Omega_r]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T$
et : $\Delta v_d = v_d - v_{dr}$; $\Delta v_q = v_q - v_{qr}$
le modèle de l'écart entre la référence et la trajectoire réelle est :

$$\begin{cases} L \frac{dx_1}{dt} = \Delta v_d - R x_1 + N L (\Omega i_q - \Omega_r i_{qr}) \\ L \frac{dx_2}{dt} = \Delta v_q - R x_2 - N L (\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - K x_3 \\ J \frac{dx_3}{dt} = K x_2 + C_r \end{cases} \quad (M2_e)$$

Considérons la surface suivante dans l'espace d'état : $S = k x_3 + \dot{x}_3$ (12)

La condition $S = 0$ signifie que Ω converge exponentiellement vers sa référence.

Calculant la dérivée de S par rapport au temps :

$$\dot{S} = k \dot{x}_3 + \ddot{x}_3 \quad (13)$$

on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \frac{K}{JL} (\Delta v_q - R x_2 - NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr})) - K x_3 \\ &- \frac{kC_r}{J} - \frac{\dot{C}_r}{J} + \frac{kK}{J} x_2 \end{aligned} \quad (14)$$

expression pour laquelle la commande :

$$\Delta v_{qe} = K x_3 + (R - kL)x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) \quad (15)$$

garantit $\dot{S} = 0$ en l'absence de la perturbation C_r et de sa dérivée. Ainsi, en l'absence de perturbation, la surface S est positivement invariante.

Afin d'assurer l'attractivité de la surface $S = 0$, on complète la commande (15) par une commande à deux états v_{qc} sous la forme :

$$\Delta v_q = \Delta v_{qe} + v_{qc} \quad (16)$$

L'utilisation de cette commande conduit à :

$$\dot{S} = \frac{K}{kJL} v_{qc} + \frac{C_r}{J} + \frac{k\dot{C}_r}{J} \quad (17)$$

Prenant $v_{qc} = -U_0 \text{sign}(S)$, la condition $S \cdot \dot{S} < 0$ peut être imposée pour $S \neq 0$ en choisissant U_0 suffisamment grand :

$$U_0 > \left| \frac{Lk}{K} (C_r + k\dot{C}_r) \right| \quad (18)$$

Cette inégalité garantit l'attractivité de la surface $S = 0$ en présence de la perturbation C_r - à condition que cette perturbation soit bornée, ainsi que sa dérivée - .

Ainsi, toute trajectoire converge vers $S = 0$ en temps fini, puis est confinée sur cette surface, et la vitesse converge bien vers sa référence.

La commande complète de v_q est donnée finalement ainsi :

$$\begin{aligned} v_q &= v_{qr} + K x_3 + (R - kL)x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) \\ &- U_0 \cdot \text{sign}(S) \end{aligned} \quad (19)$$

On peut choisir d'imposer $v_d = 0$, ce qui revient à un pilotage en quadrature - lequel n'est possible qu'en autopilotage -. Les tensions de commande sont alors élaborées à partir de la transformation inverse des coordonnées T^{-1} .

La vitesse étant ainsi réglée, le réglage de la position peut être obtenu avec un correcteur PI par exemple.

□

Une autre possibilité, parmi les nombreuses voies utilisables, est de régler directement les courants dans le repère fixe du stator. On cherche donc à garantir la poursuite des trajectoires de courant dans le repère α - β , c'est à dire :

$$\begin{aligned} i_\alpha &\rightarrow i_{\alpha r} \\ i_\beta &\rightarrow i_{\beta r} \end{aligned}$$

Prenons comme surfaces de glissement :

$$S_\alpha = i_\alpha - i_{\alpha r} \quad (20)$$

$$S_\beta = i_\beta - i_{\beta r} \quad (21)$$

La dérivée par rapport au temps de S_α est :

$$\dot{S}_\alpha = \left(v_\alpha - R i_\alpha + K \Omega \sin \theta - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) / L \quad (22)$$

qui s'annule pour une commande $v_{\alpha e}$:

$$v_{\alpha e} = Ri_{\alpha} - K\Omega \sin\theta + L \frac{di_{\alpha r}}{dt} \quad (23)$$

Ainsi, la commande $v_{\alpha e}$ garantit l'invariance positive de S . L'attractivité de $S = 0$ est obtenue par :

$$\left| \begin{array}{l} v_{\alpha} = Ri_{\alpha} - K\Omega \sin\theta + L \frac{di_{\alpha r}}{dt} - v_{\alpha 0} \text{sign}(i_{\alpha} - i_{\alpha r}) \\ v_{\alpha 0} > 0 \end{array} \right. \quad (24)$$

qui garantit : $S_{\alpha} \cdot \dot{S}_{\alpha} < 0$

De la même manière, on obtient pour le courant dans la phase β :

$$\left| \begin{array}{l} v_{\beta} = Ri_{\beta} + K\Omega \cos\theta + L \frac{di_{\beta r}}{dt} - v_{\beta 0} \text{sign}(i_{\beta} - i_{\beta r}) \\ v_{\beta 0} > 0 \end{array} \right. \quad (25)$$

qui garantit : $S_{\beta} \cdot \dot{S}_{\beta} < 0$

Ainsi, les courants suivent leurs références. On peut ensuite imposer ces références pour obtenir un couple moteur garantissant la poursuite de trajectoire de position ou de vitesse. Le plus simple est de déterminer i_d et i_q assurant ce couple, puis d'extraire $i_{\alpha r}$ et $i_{\beta r}$ par transformation inverse de coordonnées T^{-1} . Un choix possible consiste à prendre $i_d = 0$, i_q étant obtenu par un correcteur PI sur la position. □

Résultats expérimentaux

Ces commandes ont été testées à l'aide d'un dispositif de commande en temps-réel.

La chaîne de commande et d'acquisition est représentée sur la figure VIII. Elle comprend, classiquement, un moteur muni de son préactionneur, ici un amplificateur linéaire de tension à deux voies. Cette chaîne d'action est équipée de capteurs d'intensité et de position. L'ensemble est piloté par ordinateur par l'intermédiaire d'un logiciel temps-réel assisté d'une carte d'entrées-sorties analogiques.

① : Moteur pas-à-pas « Step - Syn » SANYO DENKI type 103G770-1

Caractéristiques :

Nombre d'enroulements : 4

Résolution : 200 pas par tour ($1,8^\circ$ / pas)

Alimentation : 5,1 V / 1 A par enroulement

Résistance d'enroulement : $R = 5 \Omega$

Inductance principale : $L_1 = 12 \text{ mH}$

Inertie du rotor : $J = 3,5 \cdot 10^{-5} \text{ kg.m}^2$

Constante de couple (un enroulement

alimenté) : $K = 0,35 \text{ N.m.A}^{-1}$

Constante de f.e.m. : $K = 0,35 \text{ V.rad}^{-1}.s$

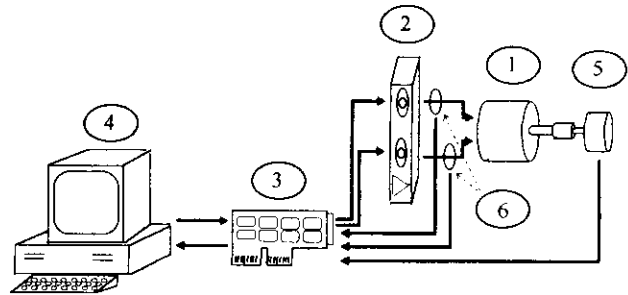


Figure VIII : dispositif expérimental

② : Amplificateur linéaire double. Il est réalisé autour de deux amplificateurs opérationnels de puissance LM 10 (National Semiconductor) montés en amplificateur inverseur de gain 2,3. Les tensions d'alimentation sont fixées à $\pm 12,7 \text{ V}$ (maximum : $\pm 30 \text{ V}$)

Caractéristiques :

Tension de sortie : $\pm 12,5 \text{ V}$.

Intensité : 8 A max.

Slew rate : 5 V/ μs

③ : Carte d'interface AD / DA 12 bits

④ : Ordinateur PC et logiciel de commande temps réel

⑤ : Capteur potentiométrique de position $\frac{3}{4}$ tour

⑥ : Capteurs de courant à effet Hall

Sensibilité : 100 mV/A

Bande passante : DC à 100 kHz

L'accouplement capteur- moteur est réalisé par un joint élastique de grande rigidité. La commande à mode glissant de la vitesse (19) a été implantée et son comportement observé. La méthode utilisant le principe de la commande équivalente, le schéma de la figure IX ne présente que la partie

du système de commande entraînant la commutation.

L'élaboration de la surface de commutation est obtenue par dérivation de la vitesse et addition. Le signe du résultat est adouci par un bloc à fort gain saturé.

Dans les essais que nous avons menés, le paramètre U_0 a été varié et une valeur donnant un comportement acceptable de la réticence de

vitesse a été choisie. Cette valeur peut être diminuée - dans les limites imposées par la condition (18) -. Les trajectoires obtenues sont illustrées sur la figure X ci-dessous, avec une période d'échantillonnage de 2 ms.

Le paramètre U_0 joue bien sûr un rôle important dans les vibrations audibles de la machine, ainsi que sur son échauffement, comme nous avons pu le constater.

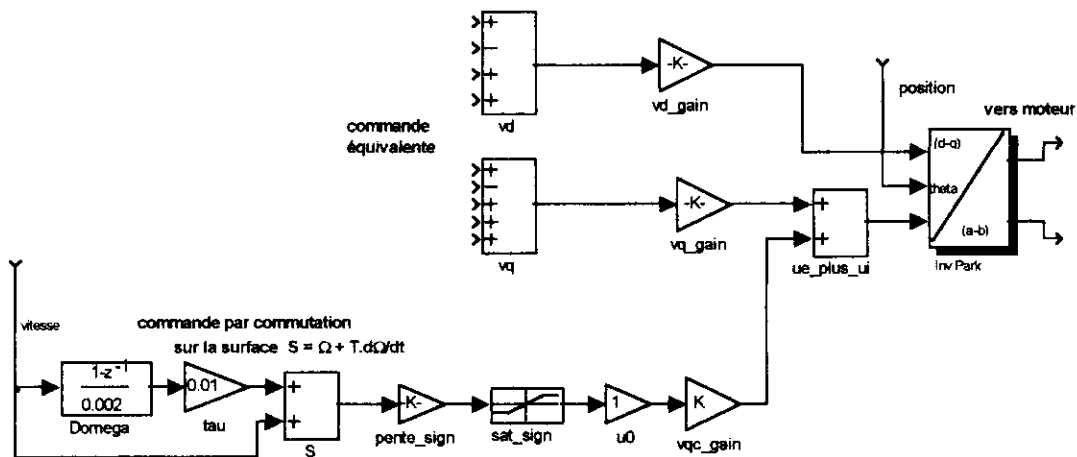


Figure IX : élaboration de la commande commutée

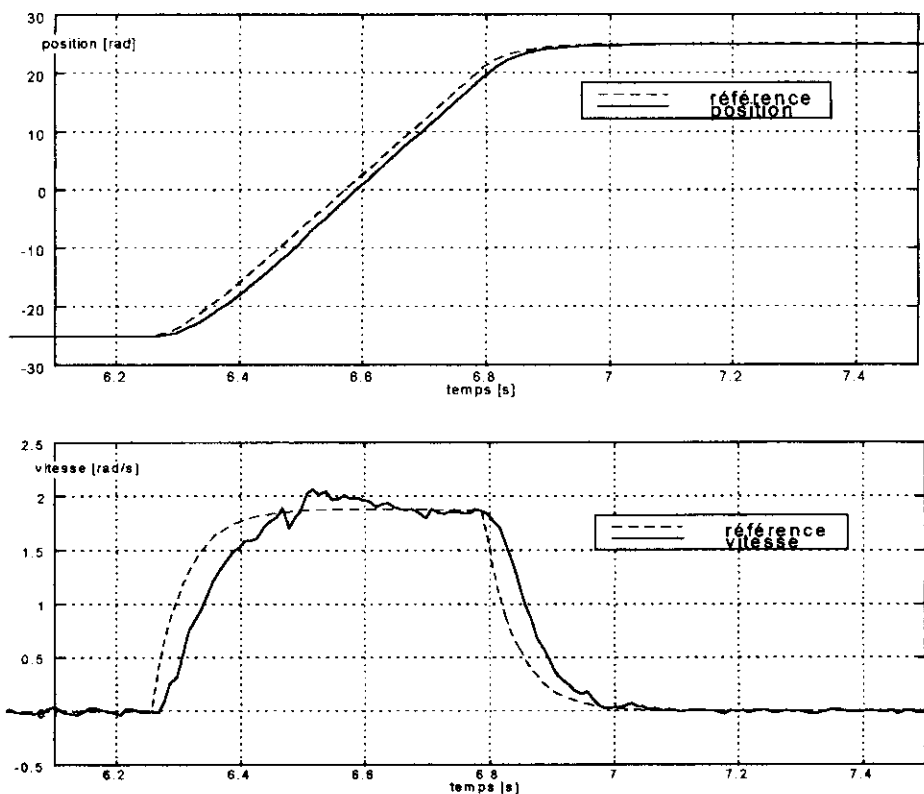


Figure X : résultats pour la commande (19)

La commande en position utilisant les lois (24) référence, i_{qr} , est élaboré par un correcteur PI sur et (25), dans laquelle le courant transverse de la position, est illustrée sur les figures XI et XII.

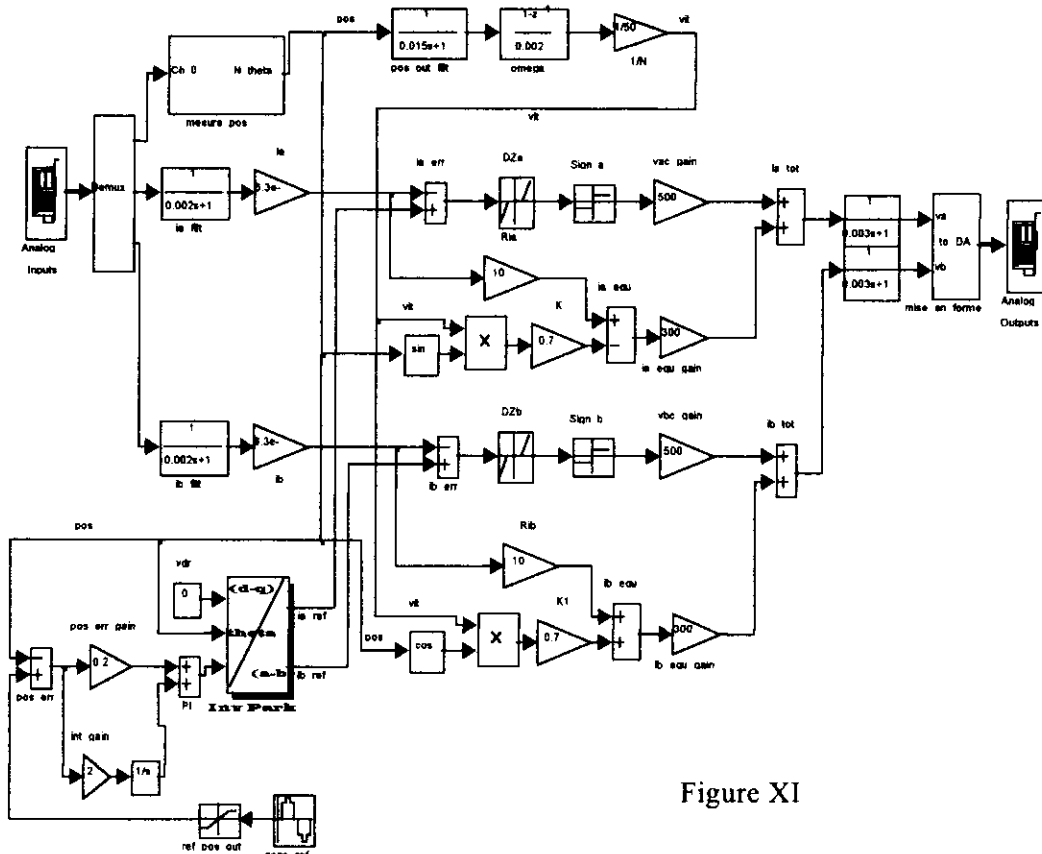


Figure XI

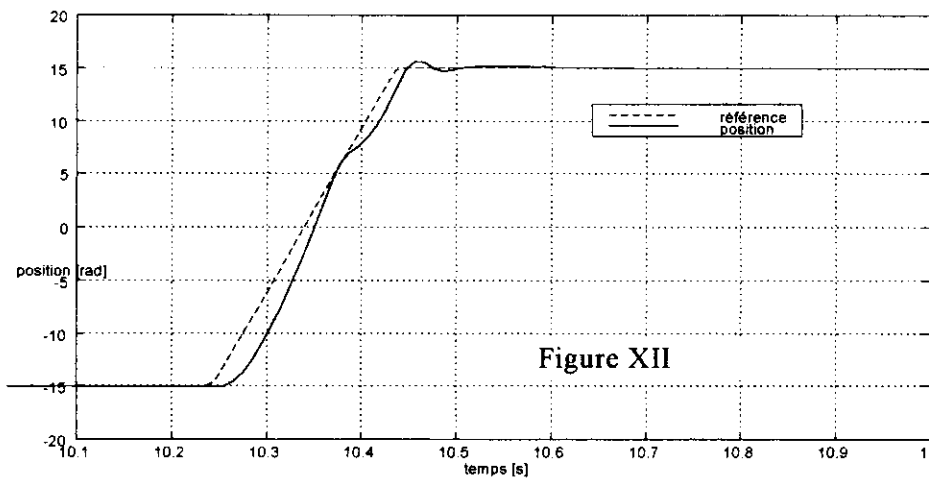


Figure XII

Références :

- [1] : J.Ch.Gille, P.Decaulne, M.Pélegrin *Systèmes asservis non linéaires* Editions Dunod 1988
- [2] : V.I.Utkin *Sliding mode control design principles and applications to electric drives*
IEEE Transactions on industrial electronics Vol. 40 n° 1 Février 1993
- [3] : H.Sira-Ramirez *Dynamical sliding mode control of nonlinear systems* Industrial control 1993
vol.57 n° 5
- [4] : G.Grellet ; G.Clerc *Les actionneurs électriques* Editions Eyrolles 1998
- [5] : J.P.Caron ; J.P.Hautier *Modélisation et commande de la machine synchrone*
Journées de l'Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle, SEE, 1995
- [6] : A.Rachid *Régulation électromécanique* Techniques de l'ingénieur R7-540

CONTRAINTES MECANIQUES SUR UN ROTOR DE TURBO-ALTERNATEUR

Pascal DEREUMAUX
Lycée Pierre-Gilles de GENNES
Espace saint christophe
04000 DIGNE LES BAINS.

Définition des symboles utilisés.

ϕ = flux sous un pôle.
 Be = induction max. au niveau de l'entrefer.
 Ac = charge linéique (au niveau de l'alésage du stator).
 L = longueur du stator.
 D = diamètre d'alésage du stator.
 Dr = diamètre extérieur du rotor.
 e = entrefer.
 p = nombre de paire de pôles.
 kb = coefficient de bobinage.
 Nc = nombre de conducteurs en série par phase.

Les fuites magnétiques seront négligées.
 La force électromotrice par phase peut s'écrire :

$$E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot kb \cdot Nc \cdot f \cdot \phi$$

On peut donner l'expression de ϕ : flux sous un pôle

$$\phi = \frac{L \cdot D \cdot Be}{p}$$

La puissance apparente de l'alternateur (fonctionnant à fréquence constante) est :

$$S = 3 \cdot E \cdot I = 3 \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot kb \cdot Nc \cdot f \cdot \frac{L \cdot D \cdot Be}{p} \cdot I$$

L'expression de la charge linéique est donnée par la formule suivante :

$$Ac = \frac{Ne \cdot Ie}{\pi \cdot D} \quad \text{avec } Ie = \text{courant dans une encoche} = nce \cdot \frac{I}{2a}$$

Ne = nombre total d'encoches au stator.
 nce = nombre de conducteurs par encoche.

$$Ne = \frac{3 \cdot 2a \cdot Nc}{nce}$$

$$\text{d'où } Ac = \frac{3 \cdot Nc \cdot I}{\pi \cdot D} \quad \text{et donc } I = \frac{Ac \cdot \pi \cdot D}{3 \cdot Nc}$$

$$\text{soit } Sn = 3 \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot kb \cdot Nc \cdot f \cdot \frac{L \cdot D \cdot Be}{p} \cdot \frac{Ac \cdot \pi \cdot D}{3 \cdot Nc} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot kb \cdot f \cdot L \cdot D^2 \cdot Be \cdot \frac{Ac}{p}$$

$Sn = K \cdot L \cdot D^2 \cdot Be \cdot Ac$

$$\text{avec } K = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{f}{p} \cdot kb$$

Application numérique: Etude d'un turboalternateur de 1485 MW.

Puissance apparente $S_n = 1650 \cdot 10^6$ VA.

Vitesse de rotation 1500 tr/min.

Tension nominale 20 kV.

Fréquence 50 Hz.

Intensité nominale 48 kA.

Masse du rotor 240 tonnes, masse du stator 505 tonnes.

Couplage étoile.

Entrefer $e = 9,5$ cm.

Coefficient de bobinage $k_b = 0,913$.

Nombre de conducteurs en série par phase $N_c = 14$.

Charge linéique $A_c = 300\,000$ A/m.

Induction maximale $B_e = 0,96$ T.

Calcul du diamètre D du rotor:

$$D = \frac{3 \cdot N_c \cdot I}{\pi \cdot A_c} = \frac{3 \cdot 14 \cdot 48000}{\pi \cdot 300000} = 2,13 \text{ m}$$

Après avoir calculé la valeur de $K = \frac{\pi^2 \cdot 50 \cdot 0,913}{2 \cdot \sqrt{2}} = 159,2$

L'expression de S_n permet de trouver la longueur L du rotor:

$$L = \frac{S_n}{K \cdot D^2 \cdot B_e \cdot A_c} = \frac{1650 \cdot 10^6}{159,2 \cdot 2,13^2 \cdot 0,96 \cdot 300000} = 7,93 \text{ m}$$

A la périphérie du rotor, de rayon R, la vitesse tangentielle est:

$$v = \omega \cdot R = \frac{\pi \cdot n}{30} \cdot R = \frac{\pi \cdot 1500}{30} \cdot 1,06 = 167 \text{ m/s}$$

A la périphérie du rotor, l'accélération centrifuge est, à la vitesse n

$$a_n = R \cdot \omega^2 \text{ soit } a_n = R \left(\frac{\pi \cdot n}{30} \right)^2 = 1,06 \cdot 157^2 = 26154 \text{ m/s}^2$$

Cette valeur représente approximativement 2660 fois l'accélération de la pesanteur !

La force centrifuge vaut alors :

$$F = M \cdot a_n = 240000 \cdot 26154 = 6,28 \cdot 10^9 \text{ N}$$

Le moment d'inertie du rotor vaut :

$$J = \frac{1}{2} \cdot M \cdot R^2 = \frac{1}{2} (240 \cdot 10^3 \cdot 1,06^2) = 135 \cdot 10^3 \text{ m}^2 \cdot \text{kg}$$

Ce chiffre laisse imaginer les dimensions données à la pièce (Voir les photos !).

L'énergie cinétique correspondante vaut alors :

$$W = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega^2 = \frac{1}{2} (135 \cdot 10^3 \cdot 157^2) = 1660 \text{ MJ}$$

Prenons un train roulant à 200 km/h, soit 55,6 m/s et calculons quelle devrait être sa masse pour avoir la même énergie cinétique.

$$1660 \cdot 10^6 = \frac{1}{2} \cdot M \cdot 3090 \text{ soit } M = \frac{3320 \cdot 10^6}{3090} = 1070 \cdot 10^3 \text{ kg} = 1070 \text{ tonnes.}$$

Cela correspond à l'énergie d'un train de 1070 tonnes lancé à 200 km/h !

(Pour un T.G.V-Atlantique, la masse d'une rame en charge est environ de 485 tonnes).

Refroidissement des rotors d'alternateurs par l'hydrogène.

Sur les alternateurs de 1300 MW, une réfrigération par hydrogène est réalisée sur le rotor et ses enroulements inducteurs.

Les principaux avantages obtenus par l'emploi de l'hydrogène sont les suivants :

- Les pertes par ventilation sont proportionnelles à la masse volumique du fluide employé pour la réfrigération. La masse volumique de l'hydrogène est environ 14 fois moins élevée que celle de l'air. De ce fait les pertes par ventilation sont environ 14 fois plus faibles que si l'alternateur était refroidi par l'air.
- Les échanges de chaleur se font beaucoup plus facilement avec l'hydrogène, la conductibilité thermique de l'hydrogène est 7 fois plus élevée que celle de l'air. Les parties chaudes de l'alternateur cèdent plus rapidement leur chaleur à l'hydrogène qu'à l'air ; il en est de même dans le réfrigérant où l'hydrogène transmet plus vite sa chaleur aux tubes du réfrigérant.
- Les échanges de chaleur se font d'autant plus facilement que la pression de l'hydrogène est plus élevée.

Grâce à ses avantages, un alternateur, refroidi par de l'hydrogène à une pression un peu supérieure à la pression barométrique, à une puissance supérieure de 25 % à celle qu'il aurait s'il était refroidi par l'air. Elle est de 50 % plus élevée si on porte la pression de l'hydrogène à 2 bar.

Pour deux raisons il ne faut pas augmenter la pression de l'hydrogène au delà de la pression nécessaire pour obtenir un refroidissement suffisant de l'alternateur :

- La densité de l'hydrogène s'élève, comme pour tout autre gaz, quand sa pression croît et, de ce fait, les pertes de ventilation augmentent.
- Les pertes d'hydrogène du circuit croissent avec la pression.

Toutefois, l'hydrogène forme avec l'air un mélange explosif quand le mélange contient de 5 à 70 % d'hydrogène. Il faut donc que les alternateurs soient conçus pour éviter toute rentrée d'air dans le circuit d'hydrogène.

Pertes évacuées par l'hydrogène : 5000 kW.

Débit d'hydrogène : 70 m³/s.

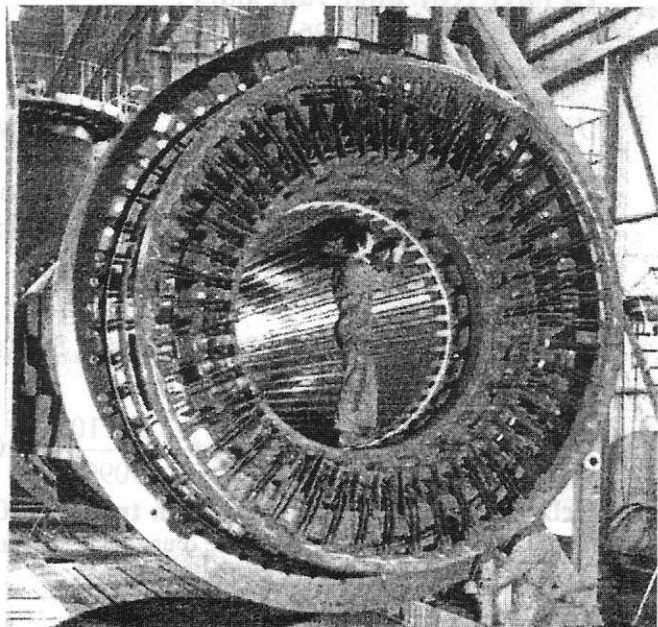
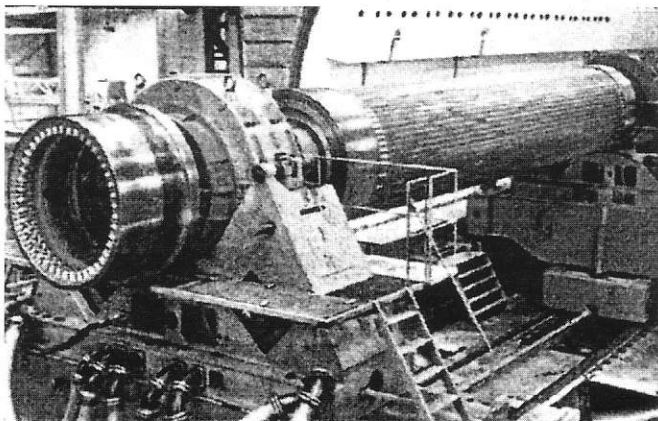
NOTA : En raison des pertes importantes dans le circuit stator (environ la moitié des pertes totales de l'alternateur), on réalise un refroidissement par eau déminéralisée des barres stator.

Pertes évacuées par eau stator : 4800 kW.

Débit d'eau stator : 120 m³/h.

Bibliographie :

- Techniques Alstom, alternateur 1300 MW.
- Agrégation interne 96 Génie électrique.



Modélisation d'un robot mobile sous Matlab

Adelino De Carvalho

I.U.T Cergy Pontoise Dép GE&II
Route d'Eragny 95031 Cergy Pontoise
Decarval@u-cergy.fr

I.Présentation :

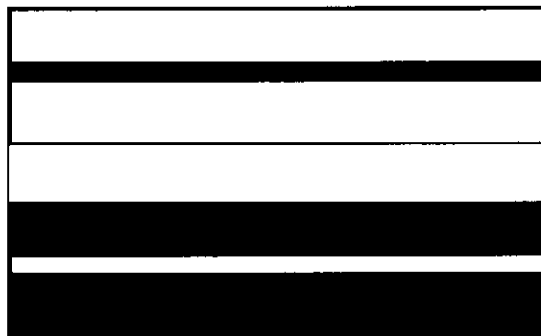
Dans le cadre des projets tutorés, les étudiants de seconde année doivent réaliser un programme informatique afin de commander un petit robot mobile. Sa fonction principale est d'être capable de suivre une ligne peinte sur le sol. Cette dernière peut être de couleur blanche sur fond noire ou bien noire sur fond blanc, de 10 cm de large.

La finalité étant de mettre en application les cours d'informatique industrielle et d'automatique. Pour aider les étudiants à comprendre les différentes structures et afin de prévoir le comportement du robot une simulation simplifiée est réalisée avec le logiciel Matlab et Simulink.

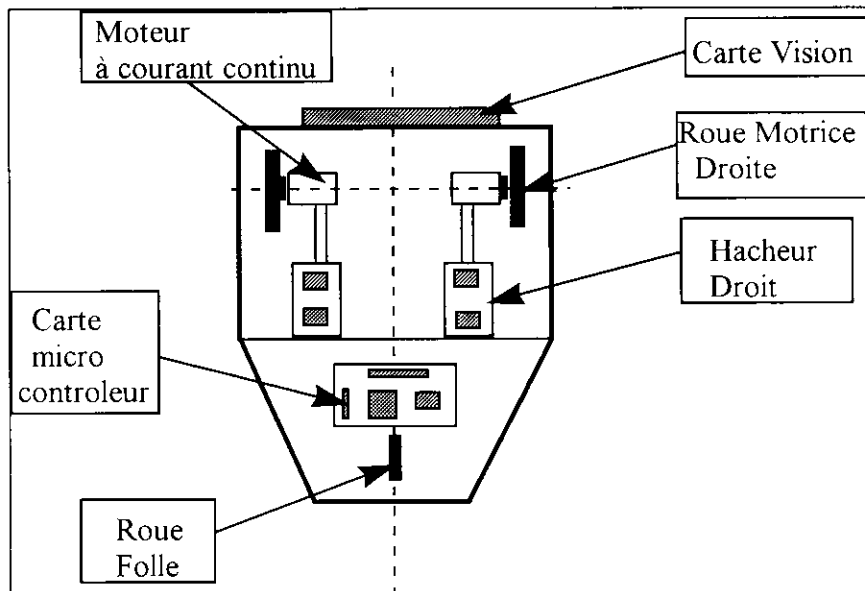
II.Plate forme du robot :

La plate forme fournie possède les parties suivantes :

- Deux roues motrices indépendantes à l'avant entraînées chacune par un moteur à courant continu à aimant permanent avec réducteur.
- Deux hacheurs, quatre quadrants pour la traction commandés en modulation de largeur d'impulsion.
- Une roue folle à l'arrière.
- Une carte détection de piste composées de détecteurs infra rouge.
- Une carte micro contrôleur à base 80552 (Famille 8051 Intel).
- L'alimentation est réalisée par des batteries 12V/7Ah.



fig[1] Exemple de piste



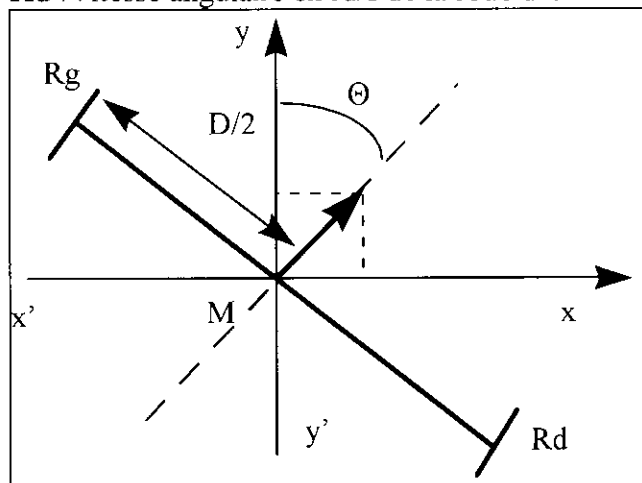
fig[2] Plate forme du robot

III. Modélisation et schéma bloc des différentes parties :

1°) Le robot :

En faisant quelques hypothèses il est assez aisé de trouver un modèle simplifié du robot. On s'intéresse au point noté M (milieu de l'axe des roues).

Notation : Soit R : Rayon des roues motrices $R=8\text{cm}$
 D : Demi longueur de l'axe des roues. $D=80\text{cm}$
 Ω_g : Vitesse angulaire en rd/s de la roue gauche.
 Ω_d : Vitesse angulaire en rd/s de la roue droite.

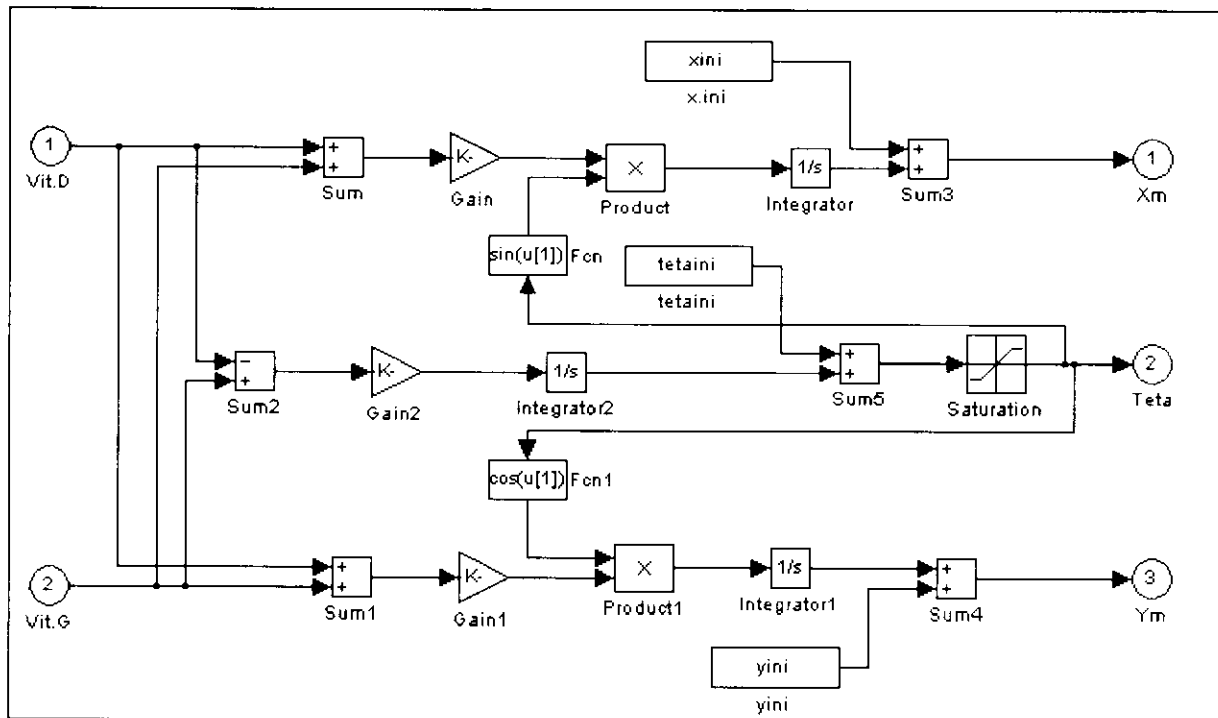


fig[3] Modèle mécanique

Pour le point M on obtient les équations suivantes :

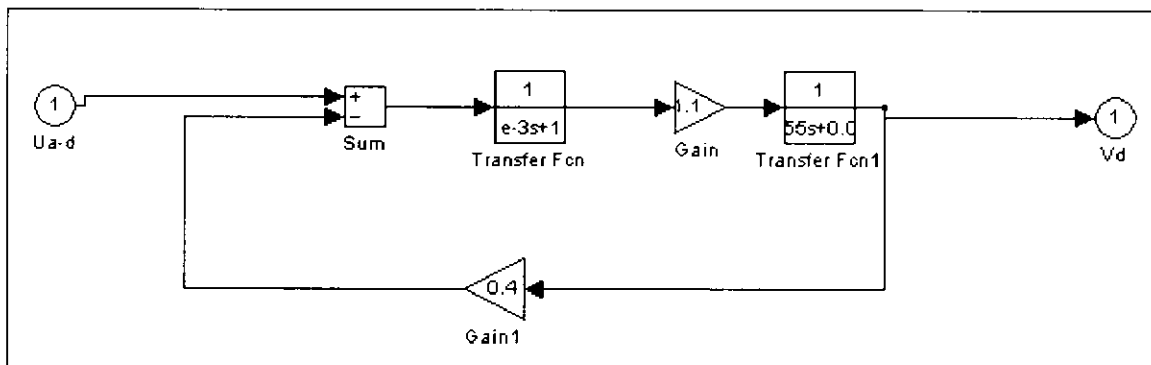
$$\begin{cases} \frac{d.X_M}{d.t} = \frac{R * (\Omega_g + \Omega_d) * \sin \Theta}{2} \\ \frac{d.Y_M}{d.t} = \frac{R * (\Omega_g + \Omega_d) * \cos \Theta}{2} \\ \frac{d.\Theta}{d.t} = \frac{R * (\Omega_g - \Omega_d)}{2 * D} \end{cases}$$

Un sous système est créé sous simulink :



2°) La machine à courant continu:

Le modèle de simulation est le suivant : On négligera les frottements sec.

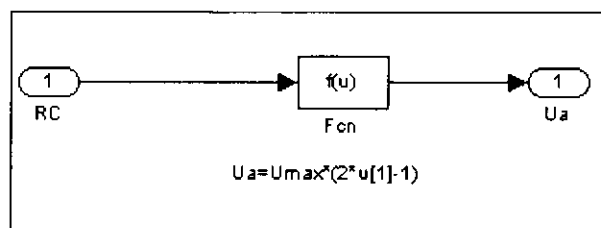


3°) Le hacheur quatre quadrants et le générateur MLI:

La tension moyenne en sortie du pont est : $\langle u_a \rangle = U_{max} * (2 * \alpha - 1)$

Avec α rapport cyclique, la fréquence de découpage est de 20KHz..

Le schéma sous simulink :



Pour le générateur m.l.i numérique :

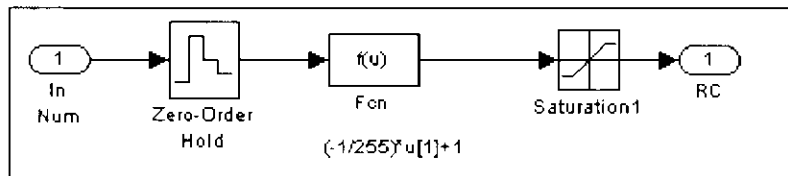
La fréquence de découpage est fixée à 20 KHz. Le micro contrôleur 80552 possède un générateur m.li numérique, le rapport cyclique est donné par la relation :

$$\alpha = \frac{-1}{255} * N + 1$$

avec N nombre numérique [0..255].

On impose pour le hacheur un rapport cyclique minimum 10% et un rapport cyclique maximal 90%.

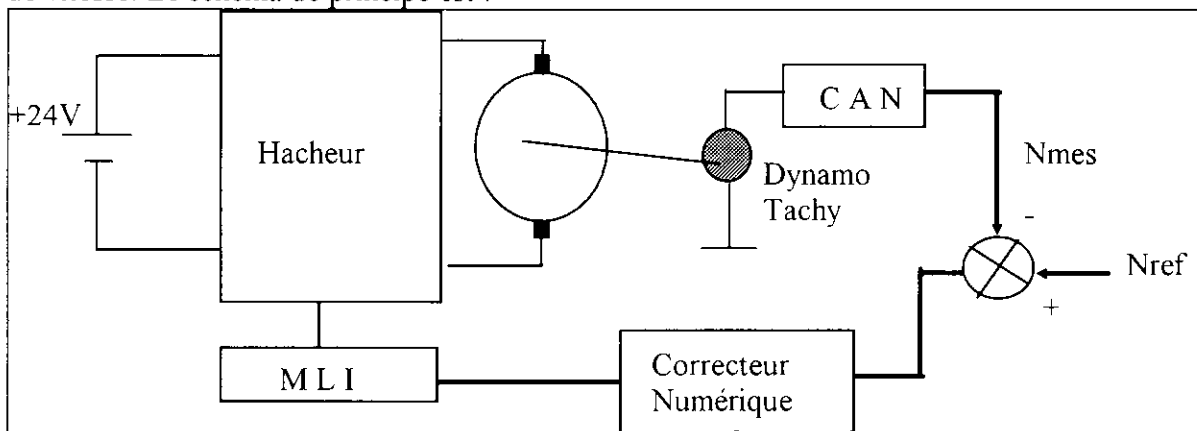
Le modèle sous simulink est :



On remarquera un échantillonneur bloqueur en effet le système est de type échantillonné avec une période $T_e=2ms$.

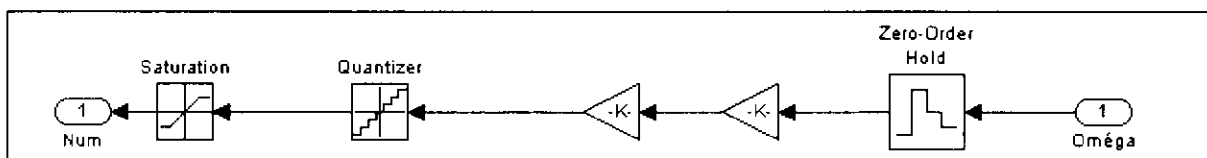
4°) Asservissement de vitesse des roues motrices:

Pour augmenter la rapidité du système on réalise sur chaque roue un asservissement numérique de vitesse. Le schéma de principe est :



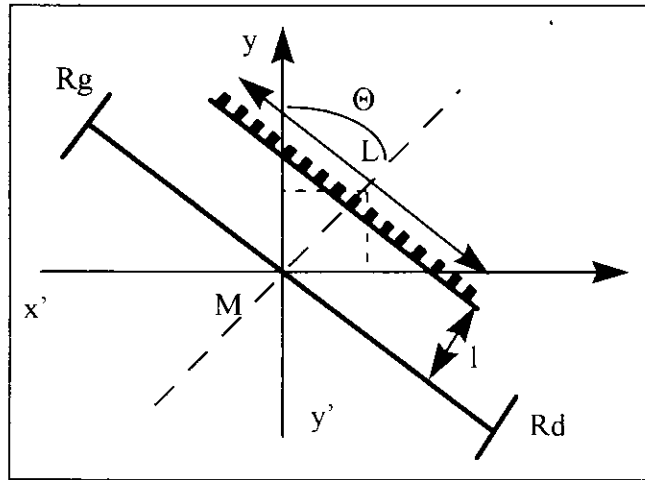
fig[4] Schéma de principe de l'asservissement de vitesse

Pour le capteur de vitesse on utilise le convertisseur analogique numérique huit bits présent dans le micro contrôleur la tension de référence est fixée à +5V. La période d'échantillonnage est de $T_e=2ms$. Le schéma sous simulink est :



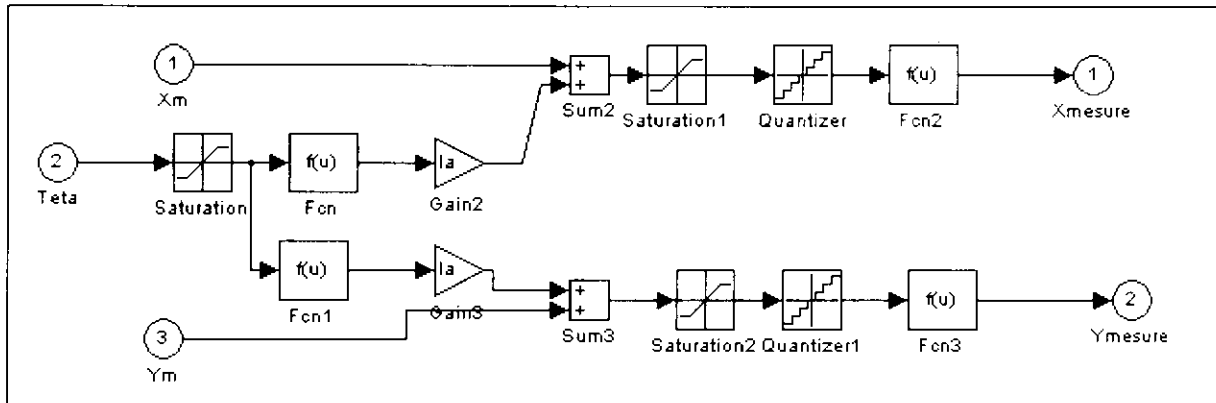
5°) Capteur de vision de piste :

Un barreau de capteurs infra rouge permet de détecter la présence de la piste. La carte de vision est placée à une distance réglable de l'axe des roues, au cour du projet la distance optimale sera à déterminer.



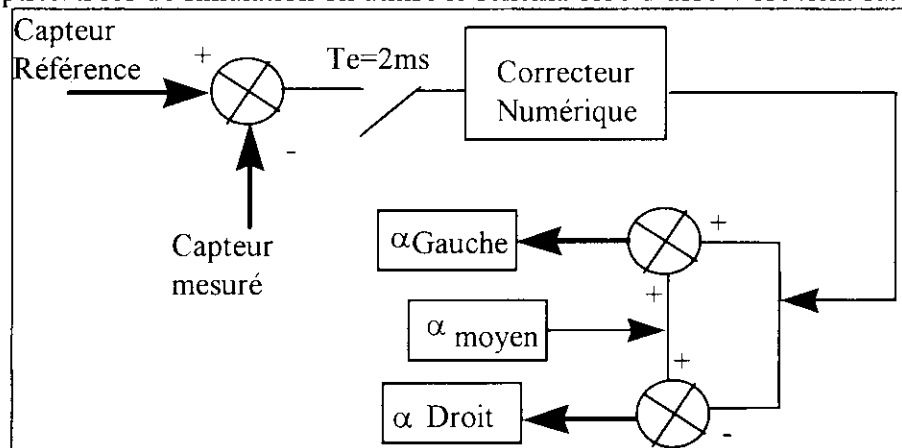
fig[5] Carte de vision de piste

Dans la modélisation du capteur de vision il faudra prendre en compte sa quantification. Le schéma bloc sous simulink est :



6°) Système bouclé :

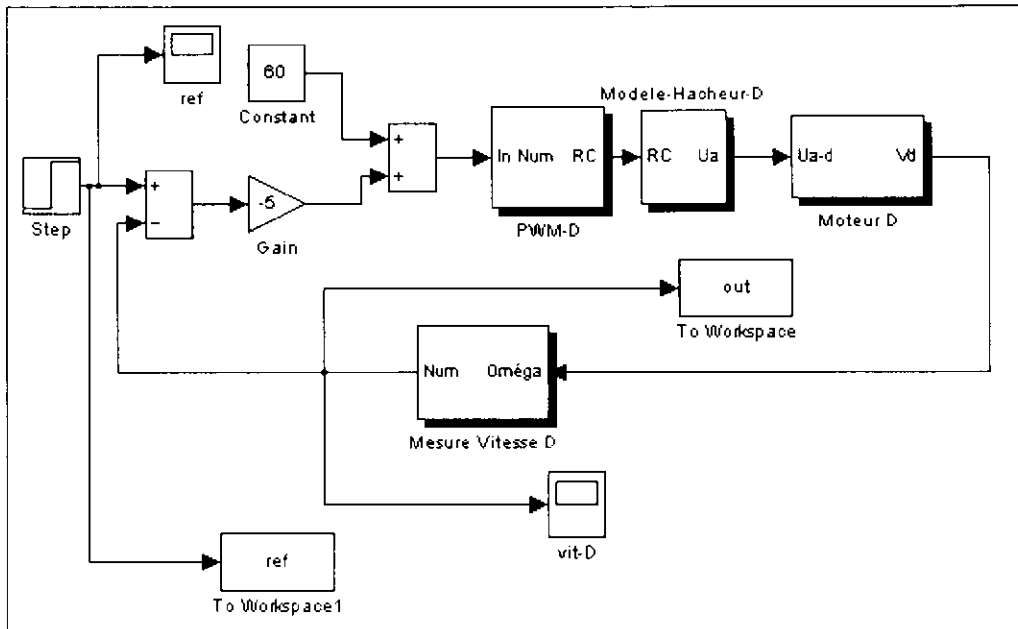
Le but de la régulation est d'imposer des vitesses sur la roue droite et gauche en fonction de la position de la piste. Lors de simulation on utilise le schéma bloc d'asservissement suivant :



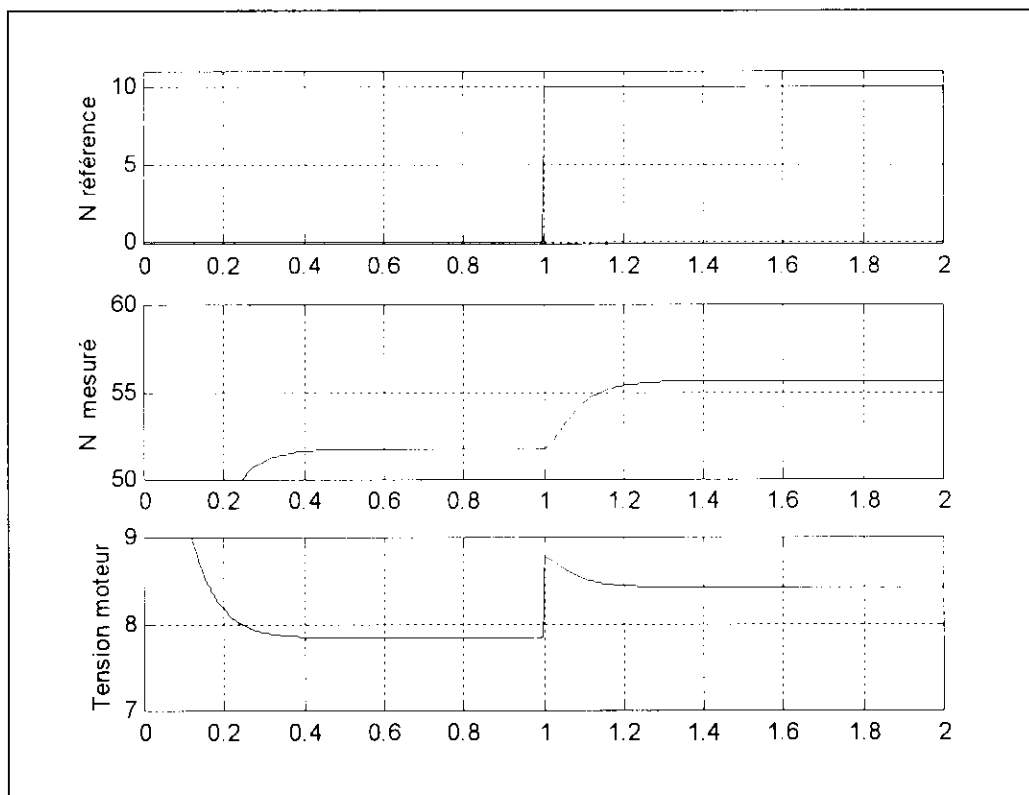
fig[6] Schéma de principe du système bouclé

IV.Simulation:

L'asservissement en vitesse des roues motrices ne pose pas trop de problème, un simple correcteur proportionnel est utilisé.



fig[7] Schéma de simulation asservissement de vitesse numérique



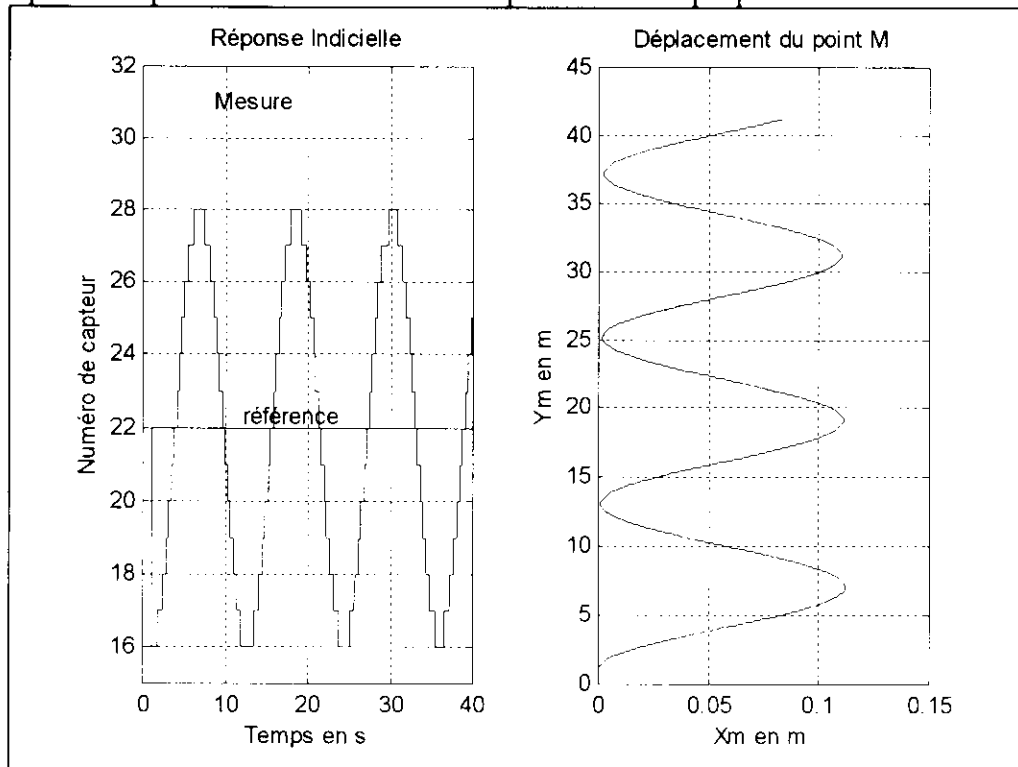
fig[8] Asservissement de vitesse numérique $K=-0.5$

Par contre la régulation du suivie de piste est assez complexe, les étudiants sont confrontés à de nombreux problèmes tel que :

Quel type de correcteur utiliser ? Choix des gains ?, Distance d'avance de la carte de vision ?...

Le programme de simulation peut guider l'étudiant dans ces choix vis à vis du correcteur de suivie de piste.

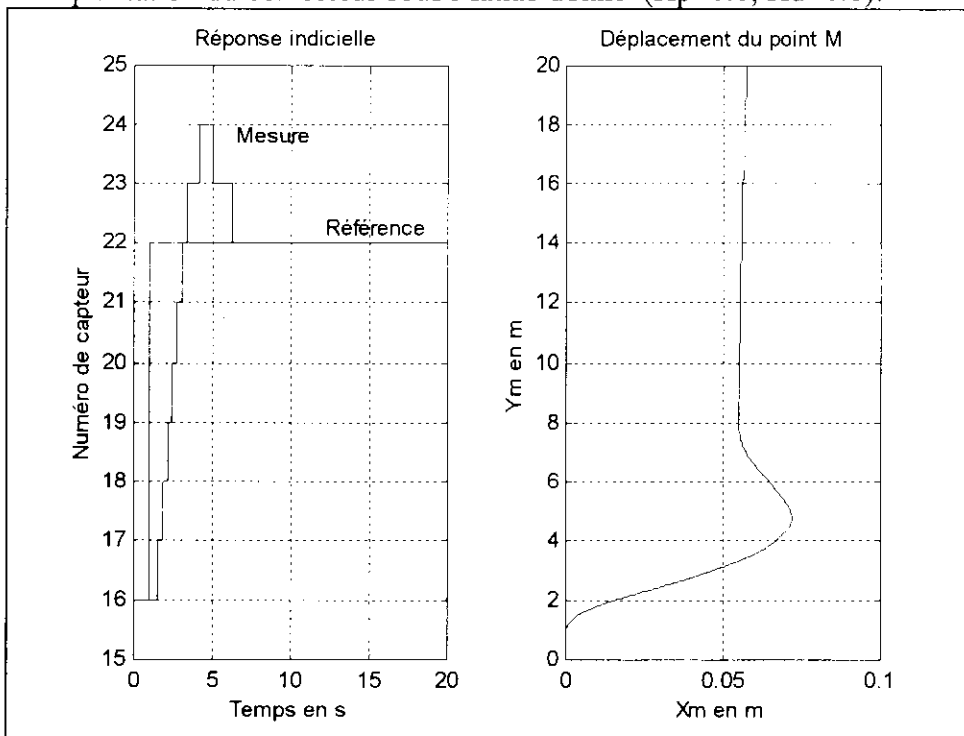
Un exemple classique consiste à utiliser un simple correcteur proportionnel.



fig[9] Réponse indicielle du système correcteur proportionnel $K=0.8$

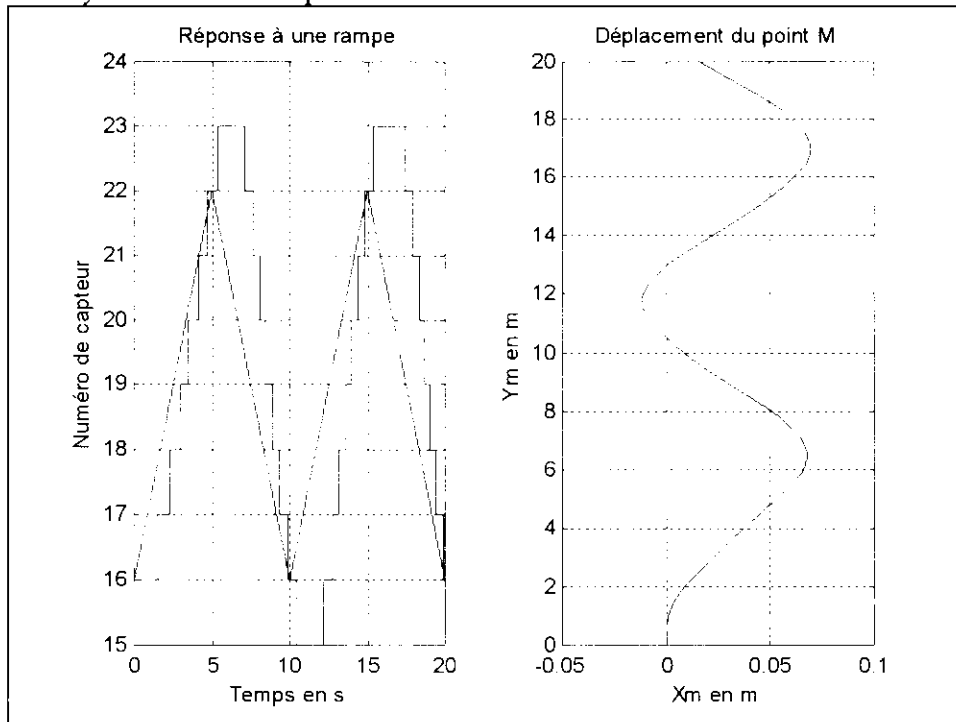
L'étude de la simulation montre que le correcteur proportionnel n'est pas utilisable, car le système se met à osciller fortement, l'implantation sur la plate forme d'un correcteur proportionnel donne également une oscillation importante.

Pour stabiliser le système l'idée est d'utiliser un correcteur proportionnel dérivée (avance de phase). L'implantation du correcteur sous Matlab donne ($K_p=0.6$, $K_d=0.8$):

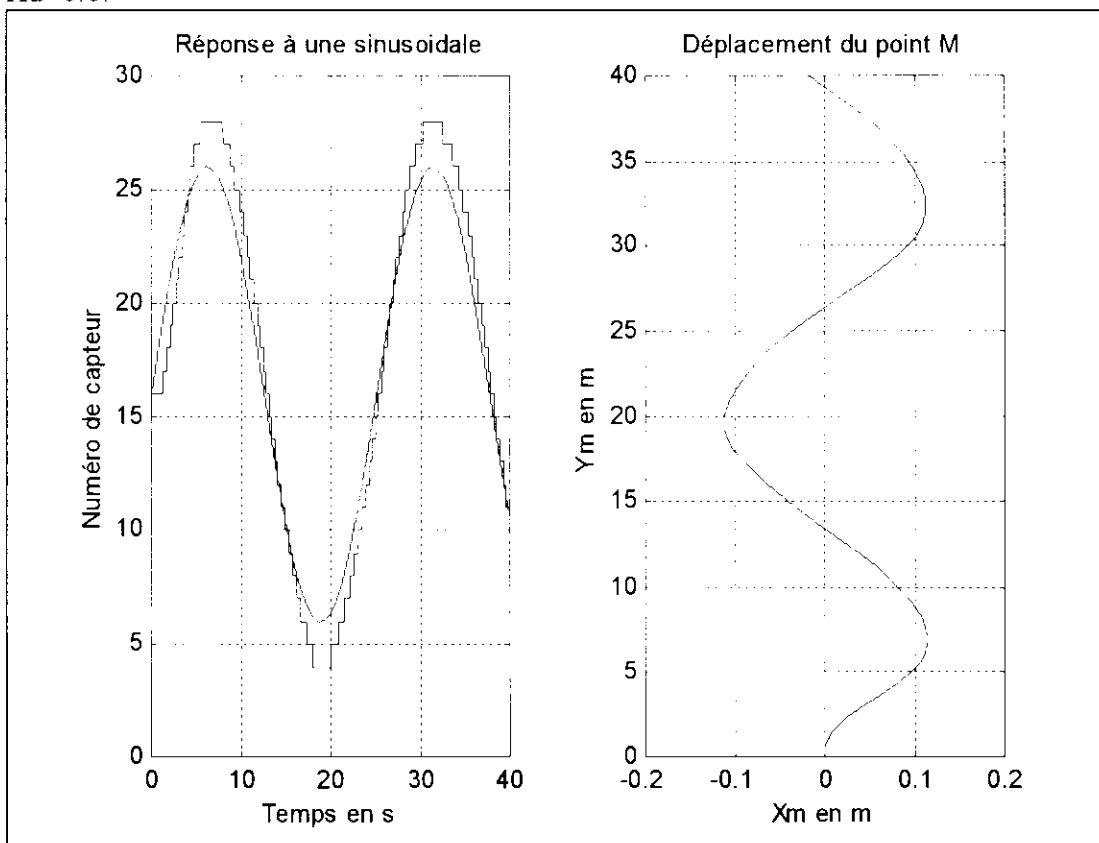


Le système sera à priori stable, le suivi de piste est réalisé à plus ou moins un capteur . On peut également regarder la réponse du système vis à vis de différentes entrées.

Réponse du système à une rampe :



Réponse du système à une entrée sinusoïdale : Correcteur proportionnel dérivé $K_p=0.6$
 $K_d=0.8$.



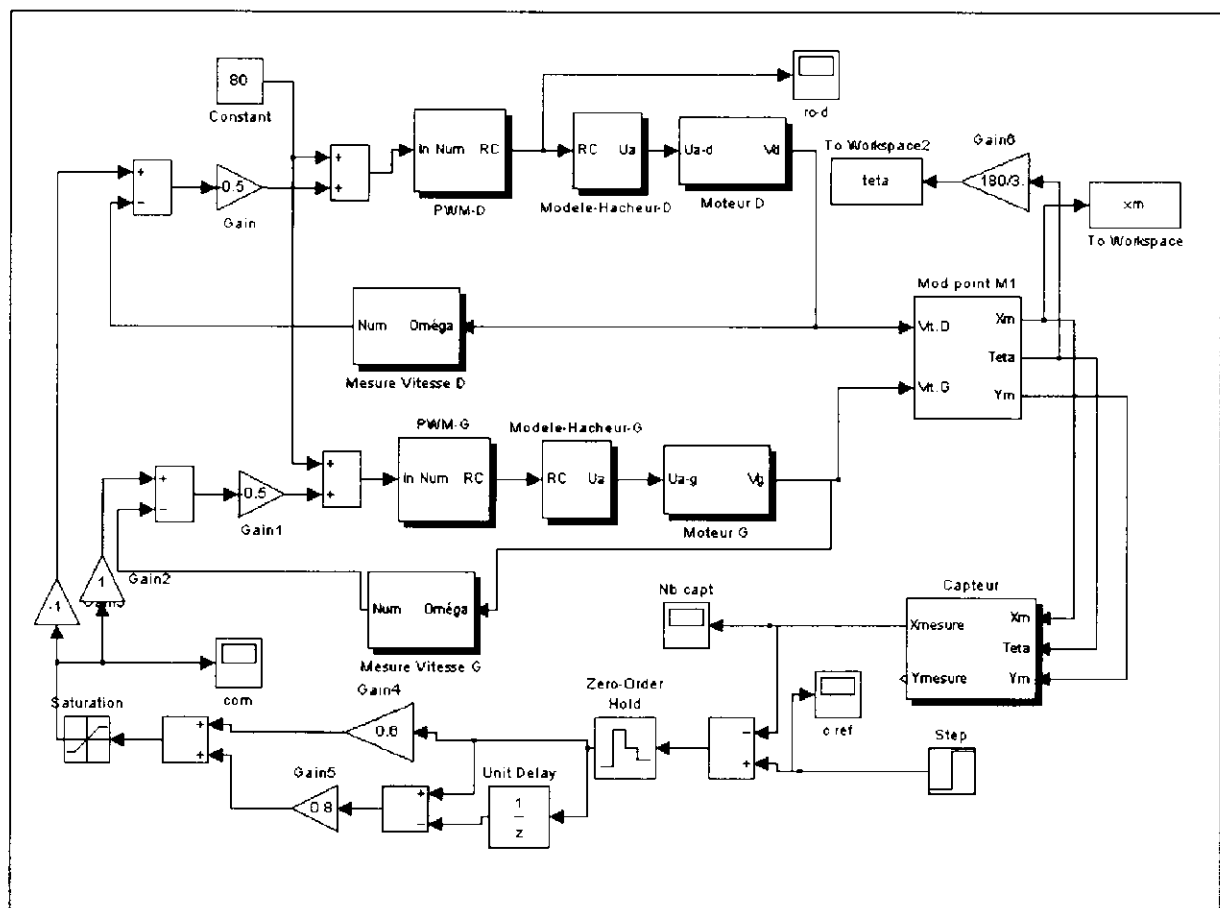
V. Conclusion

La simulation prend ici toute son importance, les calculs à la main sont rendus très difficiles en effet le système est fortement non linéaire.

Ce projet permet aux étudiants d'être confronté à la réalisation et la notion de modèle pour décrire des phénomènes physiques.

Les différents algorithmes d'asservissements sont écrits en langage C 51 pour le micro contrôleur 80 552 .

L'élève prend également conscience que la simulation n'est pas une fin en soit, le but étant d'asservir en position le robot mis à leur disposition. La simulation ne fournit pas les gains exacts à implanter ceci à cause des différentes approximations, mais le programme de simulation donne les différentes tendances pour les correcteurs numériques choisis.



fig[10] Schéma de simulation

Etat de l'art des redresseurs de courant commandés non isolés

Jean Christophe CREBIER, Marc BRUNELLO, Jean Paul FERRIEUX

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

ENSIEG, BP 46, 38402 St Martin d'Hères cedex, GRENOBLE, FRANCE

Phone 33/(0)4.76.82.62.99 Fax 33/(0)4.76.82.63.00

E-mail: crebier@leg.ensieg.inpg.fr

1. Introduction.

Les redresseurs lient une ou plusieurs sources alternatives à une charge continue. Les progrès technologiques (en particulier les semi-conducteurs) ont considérablement développé l'utilisation des redresseurs classiques "pleine onde" depuis les plus faibles puissances jusqu'aux plus élevées (plusieurs MW). Néanmoins, leur prolifération a fait ressortir leur inconvénient majeur: ces convertisseurs simples génèrent de fortes composantes de courant basses fréquences qui perturbent le réseau de distribution [And]. Aussi, ce type de convertisseur a fait l'objet d'une intense activité de recherche qui a fait évoluer le comportement des redresseurs. La mise en place de contraintes normatives fortes vis à vis des harmoniques basse fréquence [Nor1, Nor2] impose aujourd'hui l'utilisation de ces nouvelles structures : "les redresseurs commandés".

Ces topologies ont pour objectif premier de prélever un courant sinusoïdal tout en offrant la possibilité d'asservir la grandeur électrique de sortie. En fait, via un découpage haute fréquence des grandeurs électriques, on peut asservir la forme du courant d'entrée pour que celui-ci ait l'amplitude et la forme désirée. L'association de filtres d'entrée et de sortie permet ainsi de constituer l'onde sinusoïdale basse fréquence d'entrée et une composante continue en sortie.

De nombreuses structures et modes de fonctionnement des redresseurs commandés ont été étudiés dans le but d'offrir des solutions efficaces pour le meilleur rapport qualité/prix. Néanmoins, chaque structure et mode de fonctionnement comporte un certain nombre de spécificité tant vis-à-vis de la qualité du courant prélevé que des possibilités et moyens mis en œuvre.

Il existe deux grandes familles de redresseurs commandés selon le type d'association source/charge. Il y a les structures de redressement directs associant une source de tension ou de courant à une charge de type dual. L'autre catégorie correspond aux redresseurs indirects associant une source et une charge de même type par l'intermédiaire d'un élément de stockage.

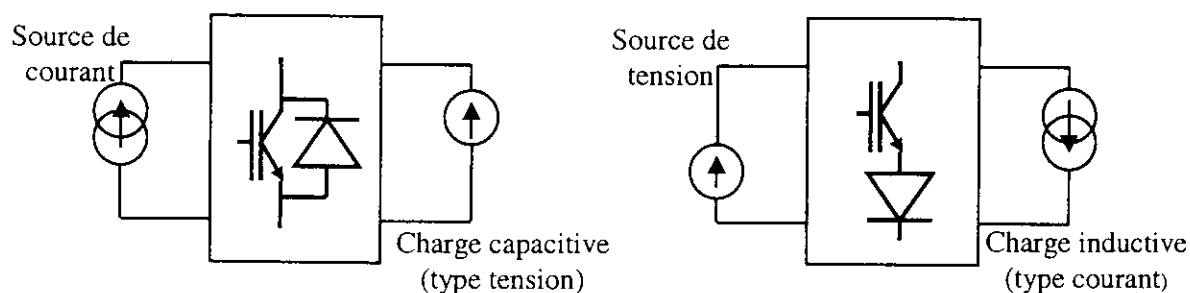


Figure 1 : schémas fonctionnels des convertisseurs AC/DC direct.

Les redresseurs de tension commandés, de part leur contraintes technologiques et fonctionnelles ne représentent qu'une faible part des applications en électronique de puissance. On trouve toutefois un certain nombre de cas où ce type de structure peut s'avérer fort à propos [Tha, Wan, Too]. En revanche, les redresseurs de courant commandés présentent

un certain nombre d'avantages technologiques et fonctionnels qui ont fait d'eux les principaux convertisseurs à prélèvement sinusoïdal [Sal, Lin, Bur, Cha]. Ils se déclinent en deux catégories principales en fonction de la structure et du mode de fonctionnement choisis. L'objectif de cet article est de présenter à travers un état de l'art les redresseurs de courant commandés. Les deux structures de base que sont le redresseur en pont complet et le redresseur mono-interrupteur seront présentés en considérant les aspects fonctionnel, de dimensionnement et de comportement. Plusieurs modes de fonctionnement seront présentés et critiqués pour permettre au lecteur de pouvoir apprécier les possibilités de chacun d'eux. Pour finir, une synthèse et un court état de l'art offriront au lecteur quelques points de repères et références utiles.

2. Les redresseurs de courant commandés.

Les redresseurs de courant appartiennent à la famille des structures directes de type courant-tension dérivées du hacheur parallèle. Le convertisseur procède au découpage haute fréquence de la tension de sortie pour reproduire une tension sinusoïdale basse fréquence. Le choix judicieux des lois de commande des composants actifs permet de créer un signal dont la phase et l'amplitude sont réglables. L'utilisation d'un filtre entre ce signal et la tension d'alimentation permet de prélever un courant lui-même sinusoïdal. Le redresseur en pont complet en est l'exemple type. Sa structure est basée sur l'onduleur de tension. La condition de bon fonctionnement des redresseurs de courant est que la tension de sortie soit supérieure à la valeur maximale de la tension d'alimentation (sans quoi il y a mise en conduction directe). Sur un réseau basse tension, compte tenu des marges de tolérance, une utilisation fiable d'une structure monophasée impose une tension de sortie supérieure ou égale à 385V.

$$V_{\text{out min}} > V_{\text{max}} \quad \text{en monophasé} \quad (1)$$

Il existe principalement deux catégories de redresseurs de courant, ceux dérivés de l'onduleur de tension et ceux dérivés du hacheur élévateur. Ces convertisseurs peuvent être considérés comme des structures de conversion directes par l'association de l'inductance d'entrée avec la source de tension d'alimentation formant ainsi une source de courant du point de vue dynamique. Pour les différents convertisseurs, on distingue deux groupes de fonctionnement, à savoir le type de conduction, continue ou discontinue, et le mode de découpage à fréquence fixe ou variable. Chacun d'eux possède son domaine de prédilection en fonction de critères spécifiques. Dans les lignes qui suivent, nous proposons une synthèse en la matière qui a pour but de donner au lecteur un certain nombre d'informations et de critères de comparaison sur les redresseurs de courant à absorption sinusoïdale. Le redresseur en pont complet débute ce travail. Puis le redresseur mono-interrupteur sera présenté sous divers modes de fonctionnement.

Remarque : Toutes les structures que nous allons étudier réalisent le prélèvement sinusoïdal du courant d'entrée tout en permettant l'asservissement de tension de sortie.

2.1. Les redresseurs en pont complet.

Les redresseurs en pont complet utilisent la structure de l'onduleur de tension qui est réversible en courant. Ces convertisseurs, plutôt destinés aux transferts de moyennes puissances (jusqu'à plusieurs centaines de kW selon les technologies employées), permettent de réaliser la fonction absorption sinusoïdale avec une grande qualité harmonique en basse fréquence.

2.1.a. Structure et fonctionnement.

La structure de puissance est composée d'un onduleur de tension auquel sont ajoutés des composants passifs, inductif en entrée et capacitif en sortie. Sa topologie est présentée figure

2 ci-dessous. L'association source de tension et inductance d'entrée forme la source de courant dynamique. La charge et le condensateur de sortie jouent le rôle de charge capacitive (source de tension dynamique).

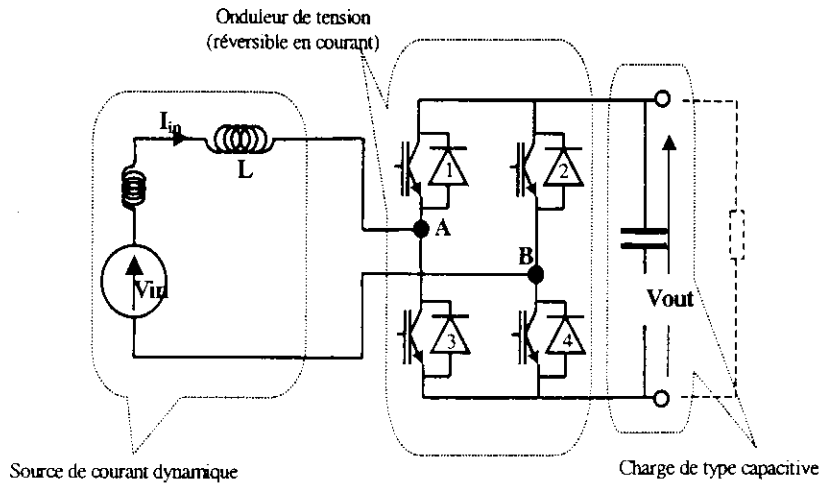


Figure 2 : Le redresseur en pont complet monophasé.

Le choix des composants actifs est soumis aux contraintes de dimensionnement et de fonctionnement (fréquence de découpage, tension d'entrée et de sortie, puissance, rendement...) de la structure. Celui des composants passifs est directement lié aux contraintes de qualité présentées au premier paragraphe de ce chapitre. Dans le cas du condensateur de filtrage, le choix de sa valeur obéit à l'équation (2) ci-dessous qui fixe l'ondulation maximale basse fréquence de la tension de sortie.

$$C_{out} = \frac{P}{\omega_r \cdot V_{out} \cdot \Delta V_{out}} \quad \omega_r \text{ étant la pulsation du réseau} \quad (2)$$

Le choix de l'inductance est plus complexe. Plusieurs contraintes obligent à trouver un compromis entre la taille de l'inductance et la fréquence de découpage du convertisseur. Cela fait l'objet de travaux référencés [Moh, Mar]. Succinctement, on peut dire que le choix de l'inductance est compris dans un intervalle dont le minimum est dicté par le choix de la loi de commande, la fréquence de découpage F_o , les contraintes liées au contenu fréquentiel du courant absorbé et la tension de sortie. En contre partie, La valeur maximale quant à elle dépend d'une part du coût mais aussi de la dynamique du courant d'entrée et de la chute de tension qui ne devra pas être trop importante.

Le mode de fonctionnement est dans le cas général en conduction continue, à fréquence de découpage fixe ou variable. Le principe consiste à contrôler la forme du courant dans la ou les inductances d'entrée L connectées aux sources d'alimentations en créant une tension sinusoïdale basse fréquence V_{AB} , aux bornes du convertisseur, à partir du découpage HF de la tension de sortie V_{out} . Un bon moyen pour se représenter ceci consiste à considérer un diagramme vectoriel des grandeurs fondamentales d'entrées comme cela est donné figure 3. On peut remarquer que si la tension V_{AB} créée par l'onduleur a une composante basse fréquence de type sinusoïdale d'amplitude $a \cdot V_{out}$ et de phase " θ " par rapport à la tension d'alimentation V_{in} , alors la phase et l'amplitude du courant traversant l'inductance L sont entièrement contrôlables (a étant l'amplitude du sinus modulé de la loi de commande MLI).

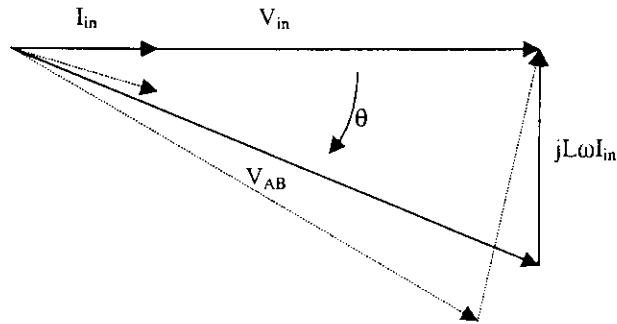


Figure 3 : Diagramme vectoriel des grandeurs électriques d'entrée.

Pour remplir cette tâche, on distingue principalement deux catégories de lois de commande :

- Celles à modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) travaillant à fréquence fixe [Zio2, Hol, Moh].
- Celles dites à mode glissant ou hystérésis travaillant à fréquence variable [Zio1, Mal].

2.1.b. Commande MLI.

On distingue la MLI bipolaire et celle unipolaire. Ces deux commandes, sont basées sur la comparaison de sinusoïdes de référence basse fréquence avec un signal triangulaire à la fréquence de découpage. Le résultat permet d'obtenir les instants de conduction des interrupteurs du convertisseur permettant de reproduire une tension sinusoïdale V_{AB} à 50Hz.

La MLI bipolaire.

Cette loi de commande s'applique exclusivement aux convertisseurs monophasés. C'est une commande complémentaire où chacun des bras de la structure est en opposition de phase. On obtient une forme d'onde V_{AB} HF rectangulaire à deux niveaux V_{out+} et V_{out-} . Les instants de commutation des interrupteurs sont complémentaires deux à deux et leur évolution est décrite par l'équation (3).

$$\alpha_{1,4}(t) = \frac{1 + a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta)}{2} \quad (3)$$

La valeur de l'inductance minimale est dictée par l'équation (4) ci-dessous.

$$L > \frac{V_{out}}{2 \cdot \Delta I_{L,max} \cdot F_o} \quad (4)$$

La figure 4 ci-dessous présente la forme d'onde théorique et le contenu spectral du courant d'entrée pour un redresseur monophasé associé à une loi de commande MLI bipolaire. Ces résultats et ceux qui suivent sont théorique et proviennent de simulations temporelles effectuées avec le logiciel Simplorer [Log].

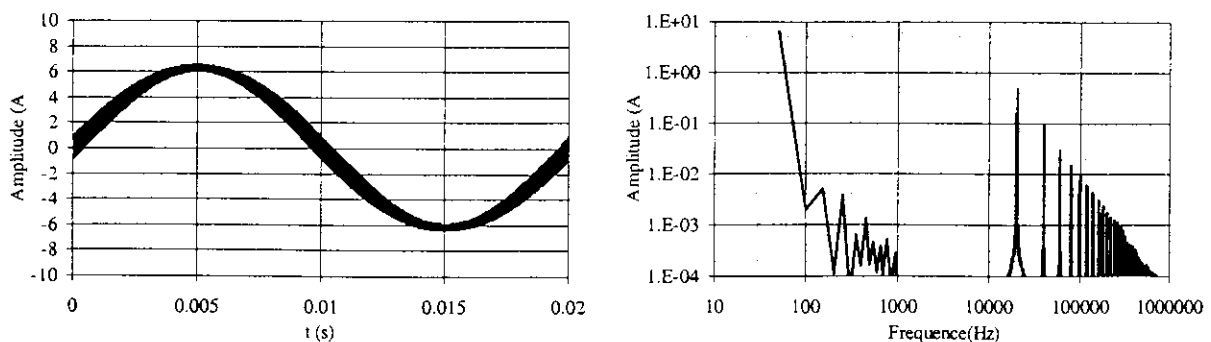


Figure 4 : Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (MLI bipolaire).
 $(V_{in}=230V, V_{out}=385V, P_{out}=1kW, F_o=20kHz, \Delta I_{max}=2A, L=5mH)$.

La MLI unipolaire.

C'est la commande classique de ce type de structure. Elle est applicable pour les topologies monophasées et triphasées. Chaque bras du convertisseur crée une tension sinusoïdale en son point milieu. Dans le cas d'une structure monophasée, on obtient une forme d'onde entre phase V_{AB} HF rectangulaire à trois niveaux V_{out+} , V_{out-} et 0. Les instants de commutation des interrupteurs de chacun des bras sont dictés par l'équation (5).

$$\alpha_{1,2}(t) = \frac{1 \pm a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta)}{2} \quad (5)$$

Dans ce cas, la valeur de l'inductance minimale est dictée par l'équation (6) ci-dessous.

$$L > \frac{V_{out}}{8 \cdot \Delta I_{L,max} \cdot F_o} \quad (6)$$

La figure 5 ci-après présente la forme d'onde théorique et le contenu spectral du courant d'entrée pour un redresseur monophasé utilisant cette loi de commande.

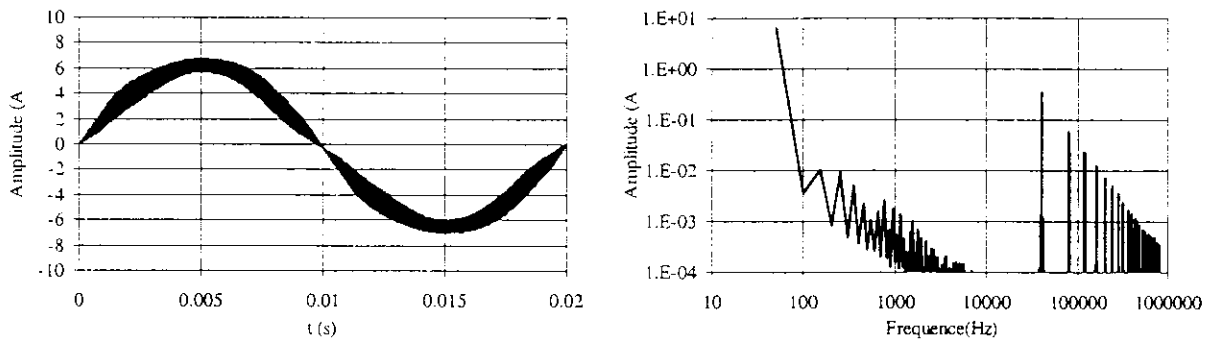


Figure 5 : Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (MLI unipolaire).
($V_{in}=230V$, $V_{out}=385V$, $P_{out}=1kW$, $F_o=20kHz$, $\Delta I_{max}=2A$, $L=1.25mH$).

2.1.c. Les commandes en mode glissant.

Les lois de commande en mode glissant (ou hystérésis) sont basées sur la comparaison d'une consigne ou d'une enveloppe avec la grandeur à asservir, à savoir le courant d'entrée dans notre cas. On peut ainsi contrôler la forme du ou des courants de sorte qu'ils soient sinusoïdaux. Il existe plusieurs types de commande en mode glissant. Celles-ci sont largement présentées dans la thèse de M Andrieu [And]. Les commandes à hystérésis, somme ou produit sont bien connues et basées sur l'encadrement du courant entre deux consignes. Dans le cas d'un hystérésis produit, les deux références sont multiples l'une de l'autre. Dans le cas d'un hystérésis somme, elles sont décalées l'une de l'autre par une constante. Ce dernier type de commande est préférable car il confine la fréquence de découpage entre deux valeurs. C'est le choix de la valeur de l'inductance qui fixe la fréquence minimale de découpage du convertisseur. Ces deux paramètres sont reliés par l'équation (7).

$$L_{max} = \frac{V_{out}^2 - V_{in}^2}{2 \cdot V_{out}} \cdot \frac{1}{\Delta I \cdot F_{min}} \quad (7)$$

La figure 6 présente les formes d'ondes théoriques du courant d'entrée dans le cas d'un redresseur monophasé pour une commande hystérésis somme. Il est possible de travailler avec des hystérésis variables permettant le confinement du spectre haute fréquence. D'autres modes de commande, basés sur le calcul vectoriel, sont possibles mais ne seront pas abordés dans ce travail.

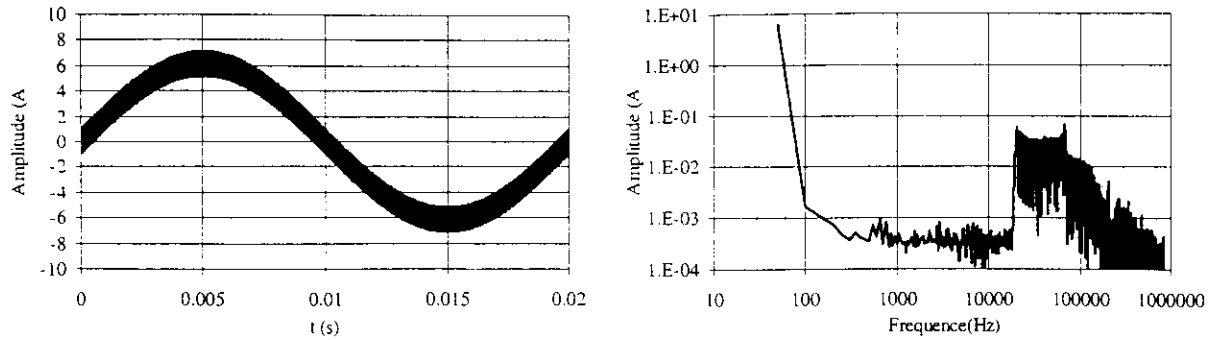


Figure 6 : *Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (hystéresis somme).*
($V_{in}=230V$, $V_{out}=385V$, $P_{out}=1kW$, $\Delta I_{max}=2A$, $L=1.38mH$, $F_{min}=20kHz$).

2.1.d. Commentaires.

Ce type de structure est particulièrement efficace pour effectuer un prélèvement sinusoïdal de qualité. Par contre, et nous pouvons le voir sur les spectres des exemples précédents, cette fonction reporte le problème en haute fréquence ce qui nécessite des études spécifiques. La comparaison des deux lois de commande MLI fait apparaître l'intérêt de la commande unipolaire. A composants équivalents, son spectre HF est de meilleure facture et on retrouve les premiers harmoniques seulement au double de la fréquence de découpage. Ceci se fait malgré l'emploi d'inductance plus faible et sans augmenter la fréquence de hachage [Cha]. En revanche, la commande bipolaire offre une dynamique supérieure de part son principe de fonctionnement. Les commandes en mode glissant offrent de réels gains en terme de contenu fréquentiel HF sans pour autant pénaliser le comportement basse fréquence de la structure. Néanmoins le fonctionnement à fréquence variable n'est pas toujours facile à maîtriser en terme de CEM.

Cette structure peut être utilisée dans des applications monophasées et triphasées. Dans ce dernier cas, seules les commandes unipolaires et mode glissant restent valables. Elle présente l'avantage d'être réversible en courant par simple modification des lois de commande. On trouve ainsi des applications dans la recharge des véhicules électriques par exemple [Cha]. Néanmoins, ces convertisseurs restent complexes et coûteux et leur utilisation n'est raisonnable que lorsque la structure est déjà existante ou lorsque la circulation de courants réactifs ou harmoniques est désirée (grâce à sa totale réversibilité). On trouve ainsi des applications dans le filtrage actif [Leq], ou dans la compensation synchrone.

2.2. Le redresseur mono-interrupteur en conduction continue (CC).

Les redresseurs mono-interrupteur ont fait leur apparition depuis longtemps dans la catégorie des redresseurs commandés à prélèvement sinusoïdal. Ils sont composés d'un redresseur à diode et d'un hacheur élévateur comme le montre la figure 7. Le premier joue le rôle d'aiguilleur du courant alors que le second contrôle la forme du courant dans l'inductance de sorte que le courant d'entrée soit sinusoïdal. Des filtres sont associés en entrée et en sortie pour répondre aux contraintes de qualité.

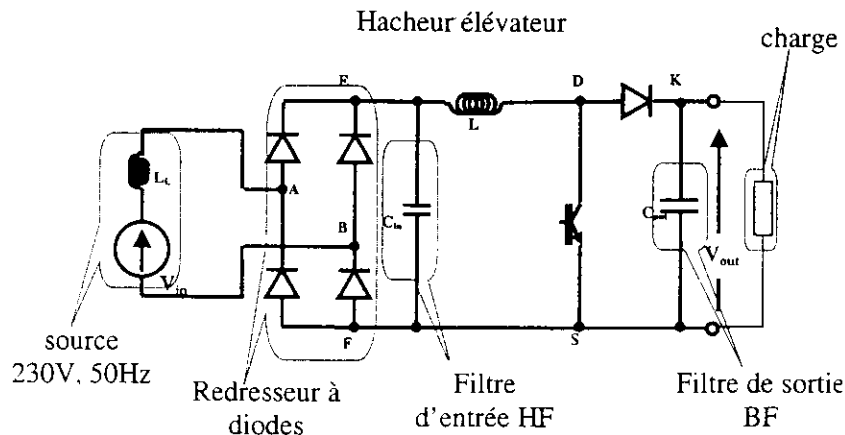


Figure 7 : Structure mono interrupteur monophasée.

Comme pour tous les redresseurs de courant, la condition permettant de satisfaire cette fonction est que la tension de sortie V_{out} soit supérieure à la valeur maximale de la tension d'alimentation V_{in} . Le fonctionnement en conduction continue peut être réalisé en utilisant les lois de commande de la précédente structure en pont complet à savoir MLI et hystérésis.

Nous ne considérerons ici que le cas de la commande MLI. La loi de variation du rapport cyclique $\alpha(t)$ en fonction du temps est donnée par l'équation suivante :

$$\alpha(t) = 1 - |a \cdot \sin(\omega_r t - \phi)| \quad (8)$$

On peut en déduire la valeur de l'inductance L qui permettra de limiter l'ondulation du courant:

$$L_{min} = \frac{V_{out}}{4 \cdot \Delta I_{Lmax} \cdot Fo} \quad (9)$$

Il est très important de noter la non réversibilité de cette structure. Cela a pour conséquence de créer des distorsions au voisinage du passage du courant par zéro (créant des harmoniques de bas rangs). De fait, il faut prendre garde à limiter l'ondulation HF et le niveau de courant absorbé.

La plupart des informations propres au comportement et au dimensionnement de cette structure sont aussi décrites dans la documentation Unitrode [Tol] qui propose plusieurs circuits de commande de cette structure (basés sur des modes de fonctionnement MLI).

La figure 8 ci-après représente la forme d'onde théorique du courant et son contenu fréquentiel pour un point de fonctionnement donné et une commande MLI intersective.

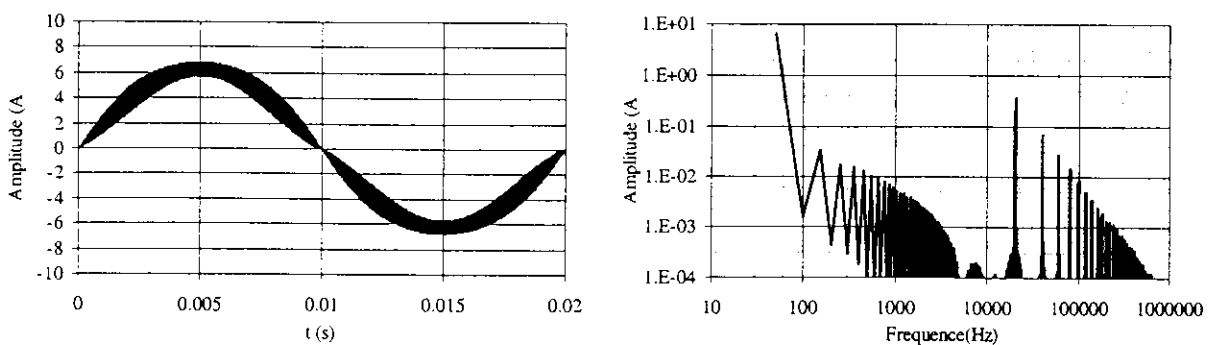


Figure 8 : Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (MLI intersective).
 $(V_{in}=230V, V_{out}=385V, P_{out}=1kW, \Delta I_{max}=2A, L=2.4mH, Fo=20kHz)$.

Commentaires :

La qualité de redressement de cette structure est bonne pour les basses fréquences. Seuls quelques problèmes au voisinage du passage par zéro du courant peuvent apparaître si l'inductance est trop forte ou si l'ondulation du courant absorbé trop importante.

Le redresseur mono-interrupteur monophasé commence à être très largement utilisé comme étage de pré-régulation à absorption sinusoïdale dans les appareillages de faible puissance (jusqu'au kW). Sa simplicité de mise en œuvre et les possibilités qu'il offre à moindre coût sont ses principaux atouts. Ce type de structure connaît à ce jour une intense activité de recherche dans plusieurs modes de fonctionnement. Il est à noter que ce principe de fonctionnement n'est pas transposable à la structure triphasé (tout simplement parce que l'on ne dispose que d'un seul moyen de réglage pour trois courants à contrôler). Là encore, il est intéressant de noter le report des harmoniques dans les hautes fréquences.

2.3. Redresseurs mono-interrupteur en conduction discontinue (CD).

La structure à la base de ce type de redresseur est la même que précédemment (voir figure 7). Cependant dans le cas présent, le comportement du courant dans l'inductance du hacheur est maintenu en conduction discontinue. Ainsi, à partir de lois de commandes simples, on crée un courant haute fréquence de forme triangulaire de type discontinue dont la composante basse fréquence se rapproche le plus possible d'une sinusoïde [Zio3, Gar]. Comparés au précédent principe de fonctionnement, les avantages sont la simplification des lois de commande (et des capteurs associés), et la diminution de l'inductance du hacheur. En revanche, cela se traduit par une qualité harmonique de moins bonne facture en particulier en hautes fréquences.

Pour comprendre le principe de fonctionnement de cette structure il suffit de remarquer que la valeur maximale du courant haute fréquence est proportionnelle à la tension d'entrée. De fait, si l'on s'arrange pour que la base de chacun des triangles reste proportionnelle à la période de découpage au cours d'une période basse fréquence, on obtient un courant d'entrée purement sinusoïdal.

2.3.a. Commande à fréquence fixe rapport cyclique fixe.

C'est le système de contrôle le plus simple. A fréquence fixe et rapport cyclique fixe au cours de la période basse fréquence, on obtient des triangles de courant dont l'aire est quasi-proportionnel à la tension d'entrée. La base de chaque triangle de courant haute fréquence est égale à la somme des durées de la phase de charge αT_0 et de décharge βT_0 de l'inductance L. La seule condition pour garantir le bon fonctionnement en conduction discontinue est de maintenir cette durée inférieure à celle de la période de découpage. Ceci fixe la valeur limite du temps de conduction de l'interrupteur (10).

$$\alpha + \beta < 1 \quad \text{avec} \quad \beta(t) = \alpha \frac{V_{in}(t)}{V_{out} - V_{in}(t)} \quad \text{d'où} \quad \alpha := \frac{V_{out} - V_{max}}{V_{out}} \quad (10)$$

L'aire de chacun de ces triangles définit la forme du courant basse fréquence (11).

$$I_{in_hf_moy}(t) = \frac{V_{in}(t) \cdot V_{out}}{V_{out} - V_{in}(t)} \cdot \frac{\alpha^2 \cdot T_0}{2L} \quad (11)$$

Le développement limité (12) de cette valeur moyenne montre que le courant absorbé n'est pas purement sinusoïdal (valable pour $V_{in}/V_{out} < 1$). On peut remarquer que plus la tension de sortie sera importante plus les composantes basses fréquences seront faibles.

$$\langle I_{in_hf_moy} \rangle = \frac{V_{in} \cdot \alpha^2 \cdot T_o}{2L} \cdot \left(1 + \frac{V_{in}}{V_{out}} + \left(\frac{V_{in}}{V_{out}}\right)^2 + \dots\right) \quad \text{avec} \quad V_{in}(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (12)$$

Pour permettre un fonctionnement optimal, on fixe la valeur de l'inductance en fonction de la puissance à faire transiter. Ce calcul est donné par l'équation (13) ci-après. Pour se faire on considère la valeur moyenne du courant dans la diode de roue libre I_{DrImoy} . Celui-ci doit être égal au courant moyen de sortie (bilan de puissance). Reste alors à en exprimer sa valeur en fonction de L.

$$L = \frac{V_{out}}{2 \cdot P_{out}} \cdot \alpha^2 \cdot T_o \cdot \frac{2}{Tr} \int_0^{\frac{Tr}{2}} \frac{(V_{max} \sin(\omega_r \cdot t))^2}{V_{out} - V_{max} \sin(\omega_r \cdot t)} dt \quad (13)$$

La figure 9 ci-dessous donne la représentation du courant d'entrée et son contenu fréquentiel.

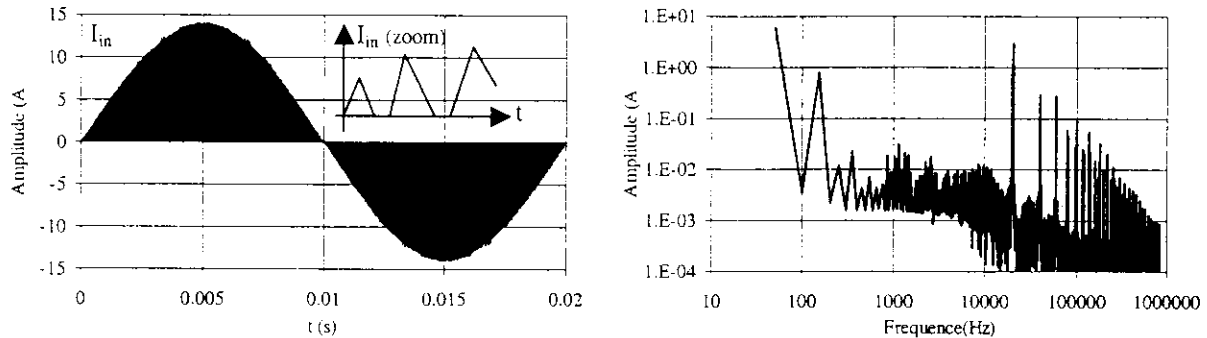


Figure 9 : Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (F_o et α constants).
($V_{in}=230V$, $V_{out}=650V$, $P_{out}=1kW$, $L=600\mu H$, $\alpha=0.5$, $F_o=20kHz$).

Cette loi de commande à caractère pédagogique n'est pas vraiment envisageable dans la réalité car les critères de qualité sont dépendants de la tension de sortie. On le voit ici à travers l'illustration ci-dessus, les composantes basses fréquences restent prépondérantes même avec une tension de sortie élevée ($V_{out}=650V$). De fait, ce type de structure est généralement contrôlé par des systèmes à rapport cyclique ou à fréquence variables comme nous allons le voir.

2.3.b. Commande à fréquence fixe et rapport cyclique variable.

Ici, le rapport cyclique est asservi pour accroître la qualité du courant basse fréquence [Fer]. Dans ce cas, le courant absorbé basse fréquence est purement sinusoïdal. La encore, le courant devant être maintenu discontinu au cours de la période basse fréquence, on déduit les contraintes sur l'inductance L et le rapport cyclique (au cours de la période BF) en fonction du point de fonctionnement choisi.

$$L < \frac{V_{out} - V_{max}}{I_{max} \cdot 2 \cdot F_o} \cdot \frac{V_{max}}{V_{out}} \quad (14)$$

Le choix de L permet de déduire l'évolution du rapport cyclique $\alpha(t)$.

$$\alpha(t) = \sqrt{I_{max} \cdot 2 \cdot F_o \cdot L \cdot \frac{V_{out} - V_{in}(t)}{V_{out} \cdot V_{max}}} \quad (15)$$

La figure 10 présente les formes d'ondes théoriques du courant d'entrée et sa représentation spectrale pour ce type de fonctionnement.

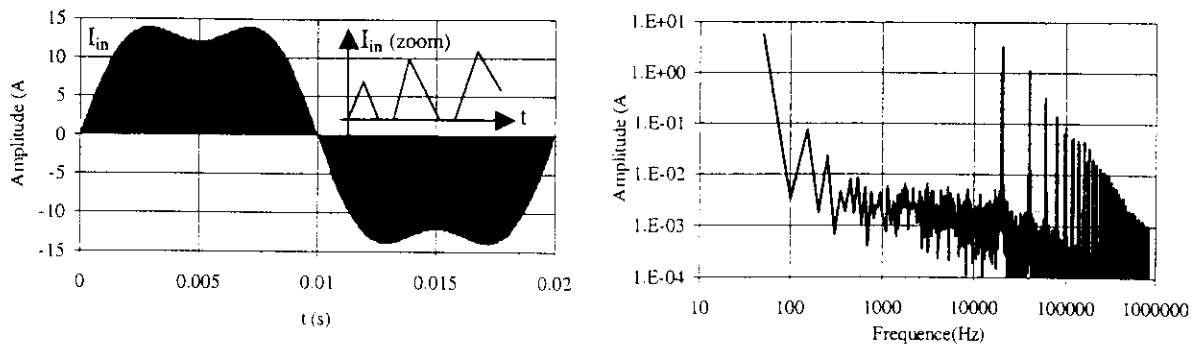


Figure 10 : *Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (α variable).*
 ($V_{in}=230V$, $V_{out}=385V$, $P_{out}=1kW$, $L=200\mu H$, $F_o=20kHz$).

Avec ce mode de fonctionnement on obtient un comportement basse fréquence de bonne qualité. De plus, cela permet de réduire la valeur de l'inductance du hacheur. En revanche, cela s'effectue au détriment de l'augmentation de l'ondulation HF du courant d'entrée et d'un surdimensionnement des composants de la structure (courant maximum au moins deux fois supérieur à la valeur maximale du fondamental du courant d'entrée). Ce mode de fonctionnement convient tout à fait aux applications faible puissance nécessitant un très faible encombrement (forte densité d'énergie).

2.3.c. Commande à fréquence variable.

Le mode de fonctionnement à fréquence variable et à rapport cyclique constant au cours de la période basse fréquence correspond à un régime auto oscillant [Lai]. Le courant haute fréquence est alors de forme triangulaire telle que sa valeur moyenne haute fréquence est de type sinusoïdal redressé. Dans ce cas, le courant absorbé basse fréquence est purement sinusoïdal, l'aire de chacun des triangles étant toujours proportionnelle à la tension d'alimentation.

Le choix du couple inductance et temps de conduction T_{on} est fonction de la puissance à faire transiter.

$$L = \frac{V_{max}^2}{4 \cdot P_{out}} \cdot T_{on} \quad (16)$$

De plus, la plage de fréquence de découpage désirée est fixée par la valeur de la tension de sortie et le temps de conduction T_{on} .

$$F_{max} = \frac{1}{T_{on}} \quad (17)$$

$$F_{min} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} \quad \text{avec } T_{off} = \frac{4 \cdot P_{out} \cdot L}{V_{max} \cdot (V_{out} - V_{max})} \quad (18)$$

La figure 11 ci-dessous présente la forme d'onde théorique du courant d'entrée d'un tel montage. Le réglage de la tension de sortie se fait en jouant sur le temps de conduction T_{on} .

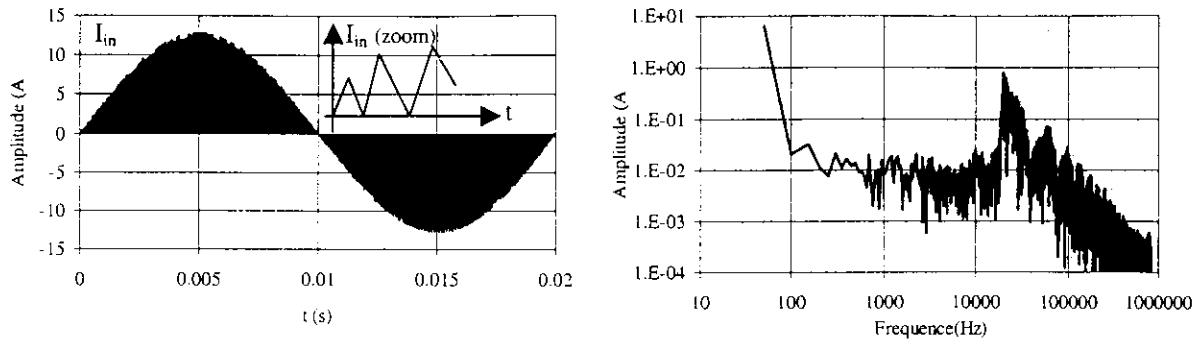


Figure I.11 : *Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (Fo variable).*
($V_{in}=230V$, $V_{out}=650V$, $P_{out}=1kW$, $L=350\mu H$, $T_{on}=25\mu s$).

Ce type de commande présente un fonctionnement très simple et efficace. Il peut être utilisé pour des applications faibles puissances. En revanche, la plage de fréquence baisse si la tension de sortie est trop faible ($F_{min}=7kHz$ pour $V_{out}=385V$).

2.3. Le redresseur mono-interrupteur triphasé (CD).

La structure triphasée du redresseur mono-interrupteur est donnée figure 12. Contrairement au cas des structures monophasées, ce convertisseur ne peut fonctionner que dans un mode de conduction discontinue car on ne possède qu'un seul moyen de réglage alors que trois courants d'entrées sont à régler.

Son principe de fonctionnement est identique à celui de la structure monophasée en conduction discontinue à fréquence fixe et rapport cyclique fixe et ses caractéristiques restent comparables. Le courant accumulé dans chacune des inductances des phases reste proportionnel aux tensions simples permettant d'obtenir des formes d'ondes basses fréquences quasi-sinusoïdales. Néanmoins la qualité du contenu fréquentiel basse fréquence reste dépendante de la tension de sortie. La encore, l'intérêt principal d'une telle structure réside dans la simplicité du fonctionnement.

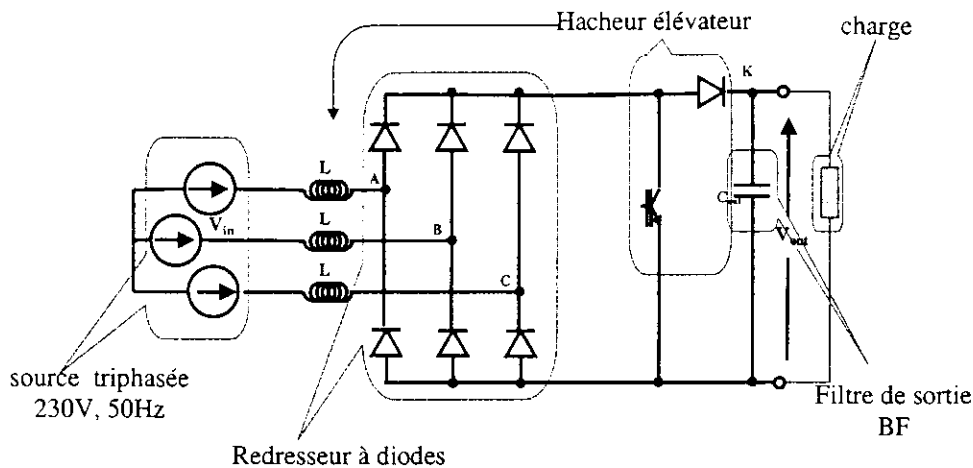


Figure 12 : *Structure du redresseur mono-interrupteur triphasé.*

Dans le cas des structures triphasées, la tension de sortie minimale garantissant le bon fonctionnement du convertisseur est égale à la valeur maximale de la tension composée d'alimentation (565V). Le rapport cyclique doit être choisi pour maintenir le convertisseur en conduction discontinue (voir équation 19).

$$\alpha = \frac{V_{out} - \sqrt{3} \cdot V_{max}}{V_{out}} \quad (19)$$

Le choix de l'inductance est à faire selon la puissance à transiter afin de maximiser les possibilités de la structure (passage à la limite de la conduction continue discontinue).

$$L = \frac{V_{out}}{P_{out}} \cdot I_{DrImoy} \quad (20)$$

Le réglage de la tension de sortie se fait en jouant sur l'amplitude du courant d'entrée par l'intermédiaire du rapport cyclique. Ci-dessous (figure 13) sont représentés les courants dans chacune des phases ainsi que leur contenu fréquentiel.

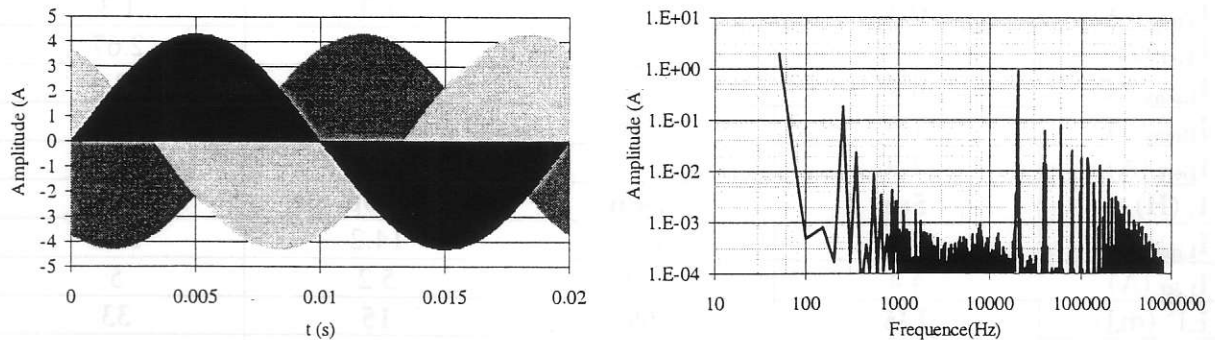


Figure 13 : Formes d'ondes et contenu spectral des courants d'entrée (F_o et α constants).
 ($V_{in}=230V$, $V_{out}=1000V$, $P_{out}=1kW$, $L=1.65mH$, $\alpha=0.437$, $F_o=20kHz$).

Commentaires.

Cette structure reste assez marginale car ses caractéristiques techniques ne sont pas très intéressantes. De plus, il y a incompatibilité entre la vocation a priori faible puissance de ce type de structure et une alimentation triphasée. L'impossibilité de contrôler la forme d'onde du courant basse fréquence nécessite une tension de sortie élevée pour garantir un prélèvement sinusoïdal de qualité. Il est à noter que cette structure peut fonctionner en fréquence variable mais sans apporter les avantages acquis dans le cas des structures monophasés [Sim]. De nombreuses publications présentent des applications en commutation douce qui pourraient améliorer le rendement et le comportement HF de la structure [Ism].

3. Synthèse.

Nous venons de voir dans ce paragraphe plusieurs structures et modes opératoires ayant pour fonction de prélever un courant sinusoïdal. Toutes présentent des caractéristiques propices à la réduction des harmoniques basses fréquence. De fait, il n'est pas facile de commenter de manière globale l'ensemble de ces structures si ce n'est les quelques remarques formulées au cours du paragraphe.

En effet, chaque structure a ses propres spécificités qui lui confèrent des avantages et des inconvénients. Aussi, en guise de synthèse, plutôt que de quantifier et classer l'intérêt de chacune elles, nous proposons un tableau récapitulatif (tableau I page suivante) des principales caractéristiques accompagnées d'un dimensionnement des principaux composants pour un point de fonctionnement commun. Chacun pourra ainsi avoir une idée des possibilités de ces structures.

Remarque :

I_T correspond au courant dans un interrupteur

I_D correspond au courant dans une diode haute fréquence

I_L correspond au courant dans l'inductance d'entrée

I_3 correspond à l'harmonique 3 du courant d'entrée (400 correspondant au premier multiple de la fréquence de découpage).

	Onduleur	Redresseur mono-interrupteur		
	MLI Bipolaire	cond. continue MLI intersective	cond. discontinue α variable	cond. discontinue F_o variable
I_{Tmax} (A)	6.4	6.7	14.2	12.3
I_{Tmoy} (A)	0.3	1.3	1.3	1.3
I_{Teff} (A)	1.2	2.3	3.1	2.67
I_{Dmax} (A)	6.4	6.7	14.2	12.3
I_{Dmoy} (A)	1.6	2.6	2.6	2.6
I_{Deff} (A)	2.9	3.7	4.2	4.25
L (H)	5m	2.4m	200 μ	350 μ
I_{Lmax} (A)	6.4	6.7	14.2	12.3
I_{Leff} (A)	4.4	4.4	5.2	5
LI^2 (mJ)	135	69	15	33
I_3 (A)	0.006	0.035	0.08	0.2
I_{400} (A)	0.6	0.5	3.3	0.6 (à 7kHz)

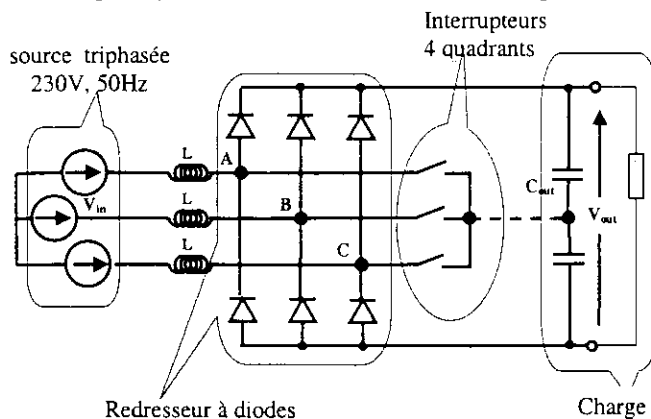
Tableau I : Comparaisons entre quatre redresseurs monophasés à prélèvement sinusoïdal. ($V_{in}=230V$, $V_{out}=385V$, $P_{out}=1kW$, $F_o=20kHz$).

4. Les autres redresseurs.

Les quelques convertisseurs et modes de fonctionnement que nous venons de présenter ne correspondent nullement à un inventaire exhaustif. Il existe encore de nombreuses structures dérivées des structures en pont complet ou mono-interrupteur. On peut trouver par exemple des structures qui auront été simplifiées ou modifiées pour améliorer tel ou tel critère selon les cahiers des charges spécifiques à chaque utilisateur. Dans ce paragraphe nous proposons quelques exemples avec références de lecture pour chacune des deux familles de redresseurs.

4.1. Les structures dérivées du redresseur en pont complet.

L'idée principale qui se cache bien souvent derrière ces structures concerne l'augmentation ou l'optimisation du niveau d'utilisation des composants actifs (facteur de dimensionnement F_d aussi faible que possible). Certains choisissent de perdre la réversibilité pour faire l'économie de trois interrupteurs et de leurs commandes associées. Ces structures trouvent principalement leurs applications dans les alimentations triphasées. Ci-après sont présentées deux topologies dérivées de la structure en pont complet et quelques caractéristiques.



En faisant le choix de perdre la réversibilité en courant, on peut aboutir à plusieurs topologies [Sal, Mid, Bia, Meh] permettant des gains en terme de composants (nombre et/ou dimensionnement).

Figure 14 : Redresseur triphasé multiniveaux.

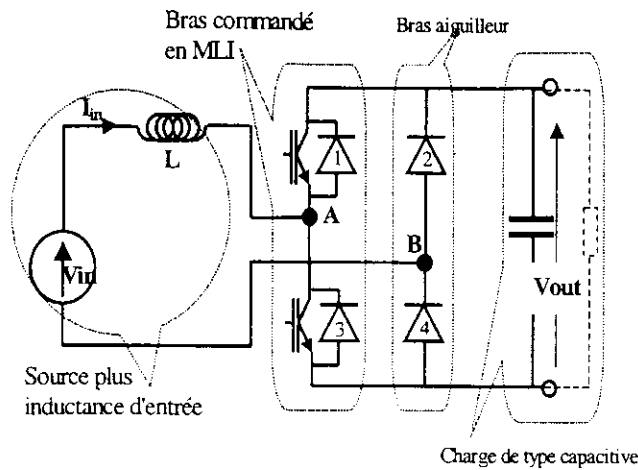


Figure 15 : Redresseur à aiguillage à 50Hz.

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur permet de réduire le nombre de composants actifs sans pour autant réduire les possibilités du convertisseur [Mey]. En plus, il est possible de réduire le caractère perturbateur du convertisseur [Cre1].

4.2. Les structures dérivées du redresseur mono-interrupteur.

Les principales structures dérivées de cette famille sont les convertisseurs entrelacés ou multiniveaux. Dans ce type de redresseurs, certains avantages peuvent être acquis par l'emploi de plusieurs convertisseurs imbriqués physiquement ou par l'intermédiaire de lois de commandes décalées. On peut alors gagner en terme de perturbations CEM, de répartition des pertes et des caractéristiques de sortie sans pour autant altérer les fonctions principales que sont le prélèvement sinusoïdal et la régulation de la tension de sortie. Ci-après sont présentés quelques-unes des structures dérivées du redresseur mono-interrupteur.

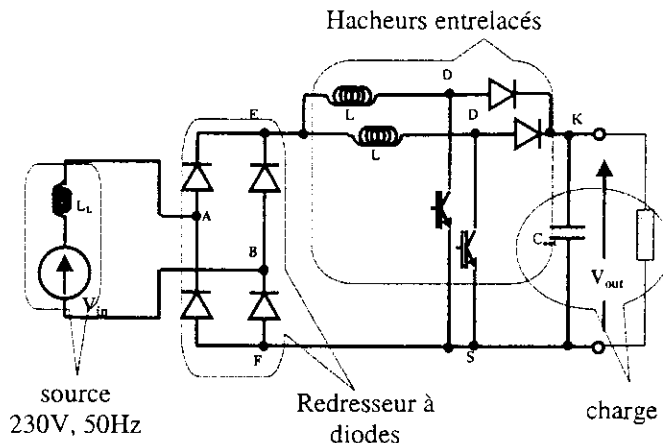


Figure 16 : Redresseur monophasé entrelacé.

Ce convertisseur correspond à une mise en parallèle (via entrelaçage) de deux hacheurs élévateurs [Ba]. Chacun fonctionne en opposition de phase, ceci permet de réduire l'ondulation du courant d'entrée tout en augmentant le rendement (fonctionnement en conduction continue ou discontinue sur structure monophasées exclusivement).

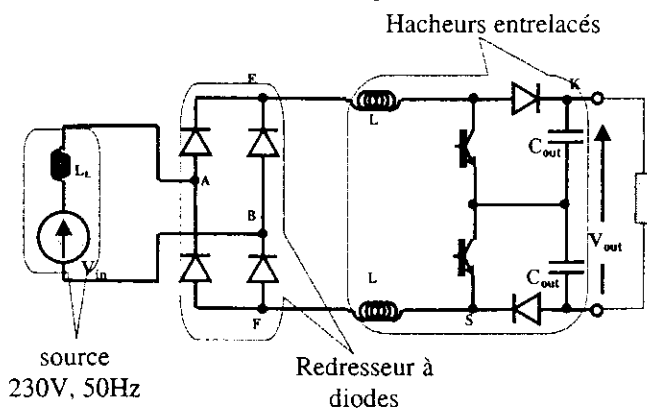


Figure 17 : Redresseur monophasé multiniveaux.

Ce redresseur fonctionne en conduction continue avec pour objectif de réduire l'ondulation du courant d'entrée tout en proposant des niveaux de tension de sortie intéressants. Là encore, cela se fait au détriment du nombre de composants additionnels. Les caractéristiques de ce type de convertisseur sont décrites en référence [Bar].

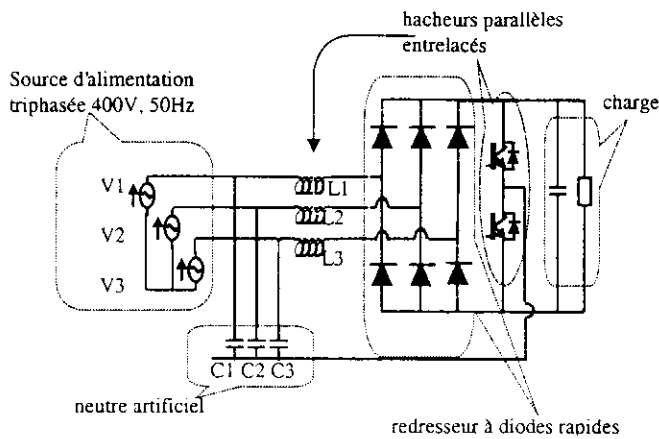


Figure 18 : Redresseur à injection dans neutre artificiel.

Ce type de redresseur réduit l'ondulation haute fréquence du courant d'entrée en injectant des courants dans un neutre artificiel. On arrive ainsi à obtenir un courant d'entrée avec une composante continue à partir d'un fonctionnement des hacheurs en conduction discontinue (applications mono et triphasé). Ses caractéristiques sont décrites en référence [Cre2]. Son principal inconvénient réside dans l'ajout de composants supplémentaires (actifs et passifs).

5. Conclusion.

Comme nous venons de le voir, il existe désormais une grande variété de redresseurs de courant commandés tant d'un point de vue topologique que fonctionnel (lois de commande et principe de fonctionnement CCM ou DCM). Le travail présenté donne un aperçu des possibilités offertes par les principales structures et leurs dérivées. Les commentaires permettent d'éclairer le lecteur sur le choix de tel ou tel convertisseur en fonction de son cahier des charges et des possibilités technologiques qui lui sont offertes. La bibliographie offre un éventail de convertisseurs et d'études qui sont à même de compléter les remarques et résultats énoncés dans l'article.

Comme cela a été mis en évidence, la "qualité" basse fréquence des grandeurs électriques d'entrée est fortement améliorée via l'utilisation des ces convertisseurs. Néanmoins et cela correspond à une problématique émergente, le report du problème dans les hautes fréquences reste à traiter pour satisfaire les normes en vigueur. Plusieurs travaux de recherche ont entrepris des études dans cette direction pour apporter des solutions complémentaires de celles offertes jusqu'à présent uniquement dans le domaine des basses fréquences [Cre1].

Références:

- [Nor1] International electrotechnical commission IEC1000-3-2, "Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16A per phase)", Aout 1995.
- [Nor2] International electrotechnical commission project, "Harmonique limits for connection of equipment with input current exceeding 16A to the public low voltage supply system", Novembre 1995.
- [And] C. Andrieu, "Contribution à la conception d'alimentation à découpage à absorption sinusoïdale", thèse de l'INP Grenoble, 22 juin 1995.
- [Bar] P. Bartholomeus, P. Le Moigne, C. Rombaut, "Comparaison des structures boost conventionnelles et multiniveaux pour les applications à correction de facteur de puissance", EPF98, pp345-350.
- [Bia] P. Bialoskorski, W. Koczara, "Unity power factor three phase rectifiers", PESC 93, pp669-674.
- [Bur] J.P. Burnet, "Chargeur de batteries pour véhicules électriques : lois de commande pour solution triphasé", D.E.A. de INP Grenoble, 21 juin 1996.
- [Cha] B. Chauchat, "Chargeur de batteries intégré triphasé pour véhicule électrique", thèse de l'INP Grenoble, 22 juin 1998.
- [Cre1] J.C. Crebier, "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les redresseurs commandés", thèse de l'INPG, Mai 1999.
- [Cre2] J.C. Crebier, D. Buzon, M. Brunello, J.P. Ferrieux, "The three phase interleaved boost rectifier: study and comparison", EPE'99 à paraître.

- [Fer] J.P. Ferrieux, F. Forest, *"Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance"*, 3^{ème} édition, collection sciences sup., Dunod, Avril 1999.
- [Gar] O. Garcia, J.A. Cobos, R. Priet and J. Uceda, *"Single switch AC/DC power factor correction converter valid for both three phase and single phase application"*, EPE'97, pp1.188-1.193.
- [Hol] J. Holtz, *"Pulsewidth modulation, a survey"*, IEEE transactions on industrial Electronics, Vol39, N°5, pp410-420, Dec 1992.
- [Ism] E.H. Ismail, R. Erickson, *"A single transistor three-phase resonant switch for high quality rectification"*, PESC 92, pp1341-1351.
- [Lai] J.S. Lai, D. Chen, *"Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode"*, APEC 93, pp267-273.
- [Leq] T. Lequeu, *"Etude du filtrage actif de puissance : Application à la réalisation d'un compensateur parallèle"*, thèse de l'Université d'Aix Marseille III, 19 jan. 1996.
- [Lin] B.R. Lin, T.S. Hwang, *"Topologies for high power factor three-phase AC to DC converter"*, EPE 95, pp2.858-2.863.
- [Log] B. Knorr, U. Knorr, L. Zacharias, H. Puder, *"SIMPLORER, reference manual – version 3.3"*, SIMEC GmbH & Co KG, 1998.
- [Mal] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin, *"High performance hysteresis modulation technique for active filters"*, APEC'96, pp939-946.
- [Mar] L. Marroyo, H. Piquet, F. Richardeau, *"Méthodologie de dimensionnement d'un redresseur MLI à prélèvement sinus"*, EPF'98, pp155-160.
- [Meh] E.L.M. Mehl, I. Barbi, *"An improved high power factor and low cost three-phase rectifier"*, APEC'95, pp835-841.
- [Mey] J.M. Meyer, A. Rufier, *"A single-phase rectifier with reduced current ripple and power factor correction"*, EPE'97, pp2.876-2.880.
- [Mid] H. Midavaine, P. Le Moigne, P. Bartholomeus, *"Multilevel three-phase rectifier with sinusoidal input currents"*, PESC'96, pp1595-1601.
- [Moh] Mohan, Undeland, Robbins, *"Power electronics, converters, applications and design"*, 2^{ème} édition, Wiley, 1995.
- [Sal] J. Salmon, *"Reliable 3-phase PWM boost rectifiers employing series-connected dual boost converter sub topology"*, IAS 94 pp781-788.
- [Sim] L. Simonetti, J. Sebastian, J. Uceda, *"Single switch 3 phase power factor preregulator under variable switching frequency and discontinuous input current"*, PESC 93, pp 657.
- [Spa] J.J. Spangler, A.K. Behera, *"A comparison between hysteretic and fixed frequency boost converters used for power factor correction"*, APEC'93, pp281-285.
- [Tha] P. Thalin, P. Ladoux, J. Nuns, *"Redresseur triphasé à absorption sinusoidale du courant pour les équipements de chauffage par induction"*, EPF 96 pp159-161.
- [Tol] P.C. Told, *"UC3854 controlled power factor correction circuit design"*, U-134, Unitrode Application note, 1995.
- [Too] D.J. Tooth, S.J. Finney, J.N. McNeill, B.W. Williams, *"Soft switching and interleaving for sinusoidal input current AC to DC step down converters"*, PESC'96, pp183-187.
- [Wan] K. Wang, F.C. Lee, D. Borojevich, X. Yan, *"A new quasi-single-stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM Rectifier"*, PESC 96 pp449-455.
- [Zha] M.T. Zhang, Y. Jiang, F.C. Lee, M. Jovanovic, *"Single phase three-level boost power factor correction converter"*, APEC 95, pp 434-439.
- [Zio1] M. kazerani, P.D. Ziogas, G. Joos, *"A novel active current waveshaping technique for solid-state input power factor conditioners"*, IEEE Trans. On Indus. Elec. Vol38, N)1, Feb1991.
- [Zio2] P.D. Ziogas, Y.G. Kang, V.R. Stefanovic, *"PWM control techniques for rectifier filter minimization"*, IEEE Trans. On Ind. Appli. Vol21 N°5, Sept 1985.
- [Zio3] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, S. Mantiás, *"An active power factor correction technique for 3 phase diode rectifier"*, PESC 89, pp58-66.

NOUVEAUTÉ

CEM ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Pour mieux comprendre les implications de la compatibilité électromagnétique en électronique et électrotechnique.
J.-L. Cocquerelle. *Broché*, 240 p. **220 F**

NOUVEAUTÉ

LA COMMANDE PAR CALCULATEUR. Application aux procédés industriels. 100 exercices et problèmes résolus

Une approche essentiellement pratique des problèmes de commande numérique. P. Borne, M. Ksouri. *Broché*, 288 p. **230 F**

ANALYSE ET RÉGULATION DES PROCESSUS INDUSTRIELS

Une des meilleures introductions, en langue française, à l'étude des systèmes automatisés. P. Borne, *et al.*

Tome 1. **Régulation continue**. Relié, 504 p. **394 F**

Tome 2. **Régulation numérique**. Relié, 320 p. **284 F**

RÉALISATION, RÉDUCTION ET COMMANDE DES SYSTÈMES LINÉAIRES

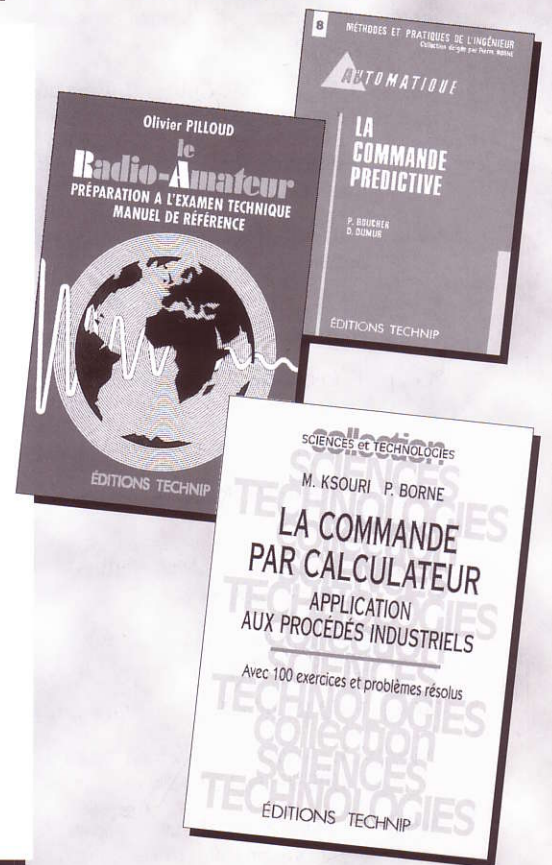
Le premier ouvrage synthétique dans ce domaine, illustré par de nombreux exercices. A. Rachid, D. Mehdi. Relié, 240 p. **290 F**

LE RADIO-AMATEUR. Préparation à l'examen technique Manuel de référence

Cette nouvelle édition entièrement révisée d'un ouvrage à succès présente, entre autres, 600 exercices avec solutions. Elle met l'essentiel de la technique radio-amateur à la portée de tous. O. Pilloud. *Broché*, 544 p. **270 F**

LA COMMANDE PRÉDICTIVE

Une approche d'une grande simplicité directement applicable dans le domaine industriel. P. Boucher, D. Dumur. Relié, 176 p. **240 F**



Chères, chers collègues,

Nous recherchons activement des articles sur les sujets suivants :

-) la traction ferroviaire (décembre 1999)
-) les énergies renouvelables (mars 2000)
-) les petits moteurs de grande série (juin 2000)

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

SEE LA REVUE 3E.I
48 rue de la Procession
75724 PARIS cedex 15

Ils devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages environ) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word sous Windows95.

Afin d'harmoniser la présentation, nous demandons aux auteurs de numéroter systématiquement les figures, et lorsque cela leur est possible, de faire une présentation en double colonne.

Nous souhaitons unifier les en tête d'article. Aussi, nous demandons de fournir à part, le titre, les coordonnées de l'auteur, un résumé de 80 à 100 mots. Après recomposition, nous insérerons ces informations sur les 15 cm laissés libres en haut de la première page de l'article.

Dans la mesure du possible, éviter de terminer un article en utilisant moins de la moitié de la dernière page et réduire la bibliographie aux seules références accessibles à nos lecteurs.

La parution annuelle d'un numéro non thématique (*septembre*) doit permettre aux collègues désireux de s'exprimer sur un sujet personnel, de le faire. Sont toujours les bienvenus des textes de leçons, de travaux pratiques, de travaux dirigés, de problèmes personnels.