



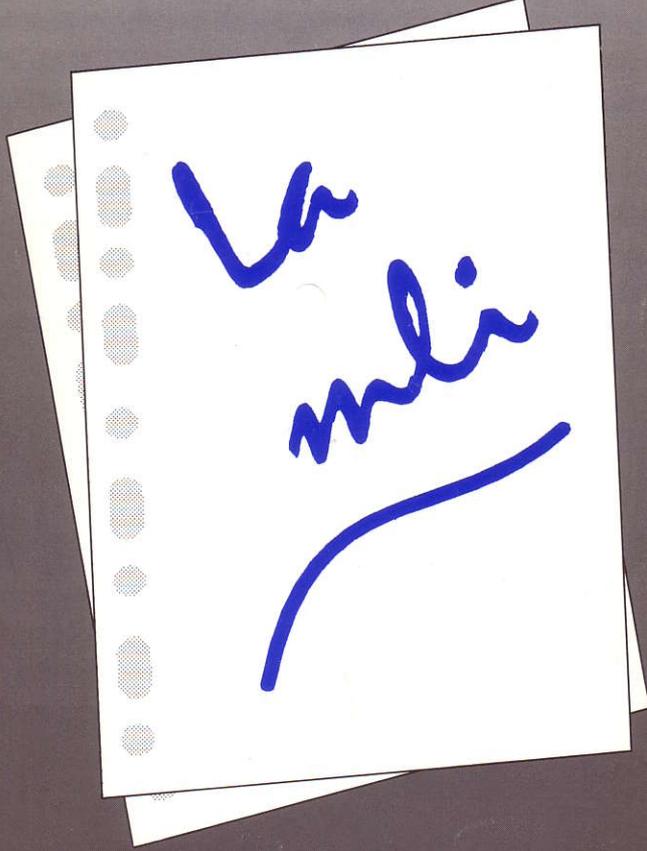
La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



ISSN (en cours)

NUMERO 0 MAI 1994
exemplaire gratuit

UNE REVUE 3EI POURQUOI ?

J'ai remarqué que dans les pays où l'industrie du génie électrique était dynamique, et génératrice d'un solde très positif à l'exportation (exemple : Suisse - Allemagne - Suède), la formation de l'ensemble des acteurs de ces industries, et particulièrement celle des techniciens représentait un domaine essentiel. Dans ces pays le technicien a des responsabilités notables, et il joue un rôle clef dans le développement industriel. Dans les pays où l'industrie est faible, il y a des ingénieurs avec une solide formation, mais pas ou peu de techniciens, et leur formation est négligée.

Nous commençons à sentir la concurrence des pays d'Asie (Taiwan - Corée - Chine - Malaisie), et ce que nous voyons aujourd'hui ne représente qu'une petite partie de ce qui nous attend comme la face émergée de l'iceberg n'en représente pas le volume réel. Comment l'industrie française du Génie Electrique pourra-t-elle faire face à cette situation? En augmentant notre potentiel de formation, (Enseignement et formation continue). La première richesse de l'industrie ce sont les hommes qui y travaillent, et c'est par eux que nous pourrons créer les emplois qui nous manquent.

La création de la revue 3EI est donc un événement de première grandeur dans le paysage du Génie Electrique français. Je souhaite que ce soit une occasion d'échanges entre industriels et enseignants, mais aussi un outil de réflexion sur l'évolution de la formation.

Nous sommes prêts à y collaborer activement.

Jean - Marie PETER

Président du club 13 SEE



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 (St Denis)
M. Michèle Lebihan (Versailles)

Comité de lecture:

Jean Paul Caron (ENSAM Lille)
François Forest (LESIR Cachan)
Claude Lavabre (ENS Cachan)
Jean Marie Peter (SEE)

Articles envoyés à:

La Revue 3EI
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77109 Meaux

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.

Abonnements pour l'année
scolaire 1994/1995:
120 F les 3 numéros.

Imprimerie IBC
78-83 rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne

p. II **Présentation de Monsieur Jean Marie Peter**
président du club 13 de la SEE

p. III **Sommaire**

p. IV **Appel à articles**

p. 1 **Editorial**

par A. Cunière (Meaux) et G. Delavier (Nogent/Marne)

p. 3 **le pont monophasé de commutation; fonction onduleur**
par J.P. Caron et J.P. Hautier (ENSAM-L2EP Lille)

p. 20 **Panorama de la vitesse variable et de sa commande numérique**
par J. Dhers (directeur technique, Cegelec Belfort)

p. 29 **Conversion continu/alternatif pour alimentation ininterrompue**
par A. Cunière et J. L. Eouzan (Meaux)

p. 38 **Machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de
tension à modulation de largeur d'impulsions**
par C. Moëtus et J. M. Nouvellon (Fort de France)

p. 45 **Réalisation de bras d'onduleur à transistors MOS ou IGBT**
par P. Desne et L. Perrochon (Argenteuil)

p. 49 **Une approche de la modulation de largeur d'impulsions en BTS**
par G. Delavier (Nogent sur Marne)

p. 59 **Fiche d'abonnement**

APPEL A ARTICLE

Chers collègues, cette revue ne vivra que grâce à **notre effort collectif**. Plus nous serons nombreux à participer à son contenu, plus la revue s'enrichira d'idées nouvelles pour l'intérêt de tous. Nous proposons la parution de numéros à thèmes dans lesquels leçons, projets, expérimentations, études théoriques, réflexions d'enseignants et d'industriels seront proposés.

Thèmes des trois premiers numéros :

Les numéros suivants porteront sur :

- | | |
|--|---------------|
| 1 : La machine asynchrone..... | décembre 1994 |
| 2 : Association convertisseur statique-machine asynchrone..... | mars 1995 |
| 3 : La machine synchrone..... | juin 1995 |
| 4 : Réseaux d'énergie (absorption sinus, filtrage actif, cos phi, protections, distribution,...) | 12/95 |
| 5 : Electrothermie (chauffage par induction, par résistances, régulations,...) | 03/96 |
| 6 : La commutation douce | 06/96 |

La parution de numéros à thème constitue une entreprise périlleuse pour la recherche d'articles. Aussi, selon le volume d'articles collectés pour chaque numéro et, afin que chacun puisse s'exprimer sur le sujet qui lui est cher, nous proposons soit régulièrement, soit par numéro supplémentaire, d'éditer d'autres thèmes traités par les collègues souhaitant contribuer au développement de la revue, sans être nécessairement experts de ceux proposés.

Propositions d'articles :

Les numéros 1, 2, 3 sont en préparation. Si certains souhaitent déjà contribuer au lancement de la revue par un article, nous nous ferons un plaisir de le publier.

Pour les numéros 4, 5, 6, toutes les propositions sont les bien venues.

Les articles doivent être envoyés au plus tard deux mois précédent la parution à l'adresse suivante :

**lycée Pierre de Coubertin
la Revue 3E.I
chaussée de Paris
77109 Meaux**

Les articles devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages maximum) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word sous Windows. La numérotation des pages sera faite par l'imprimeur.

Soucieux que la revue devienne un véritable outil de communication, nous sommes ouverts à toutes propositions dans l'esprit 3E.I.

**LES PROCHAINES JOURNEES 3EI 95
SERONT ORGANISEES LES 30 ET 31 MARS 1995
A SUP'ELEC PAR LA SEE ET LES MAFFEN
SUR LE THEME DE LA MACHINE SYNCHRONE
(constitution, commande, applications)**

Chers futurs abonnés,

Pourquoi cette " **Revue 3EI** ", quels en sont les objectifs ?

Depuis une vingtaine d'années l'Electrotechnique subit une évolution très rapide. L'électronique de puissance fait son apparition d'abord dans le domaine des convertisseurs alternatif - continu puis continu - continu; associée à une électronique de commande, les performances des systèmes sont accrues grâce aux asservissements. Les composants évoluent, en premier lieu avec le développement des transistors bipolaires puis MOS, aujourd'hui IGBT... Le domaine de l'électronique de puissance atteint celui des convertisseurs continu - alternatif; la variation de vitesse est aussi le domaine des machines alternatives. Parallèlement, l'électronique numérique progresse, les micro-processeurs et micro-contrôleurs gagnent en rapidité et en puissance, avec pour effet la réalisation de commandes plus élaborées et par conséquent de rendre les commandes de machines plus performantes.

Toute cette (r)évolution en quelques années !

Le professeur enseignant l'électrotechnique se heurte chaque jour à de nouvelles difficultés; son domaine ne peut plus se limiter à l'étude de la machine, celle-ci ne pouvant plus être dissociée de son convertisseur, lui même associé à son électronique de pilotage aujourd'hui numérique !

Le professeur formant des techniciens au niveau Bac + 2 doit faire évoluer son enseignement régulièrement et très vite. Comment peut-il assumer seul cette délicate mission ? L'objectif des **journées "3EI"** organisées par la **SEE** et les **MAFPEN** est de leur apporter une aide pédagogique grâce à la possibilité d'échange de méthodes de travail, aussi bien théoriques qu'expérimentales. En mars 93 pour la première fois, dans les locaux de l'**école SUPELEC**, sur la commande des machines asynchrones, plus de 400 participants se trouvèrent rassemblés; en 95 le thème des machines synchrones dans ses divers domaines d'applications, technologie, commandes, devraient connaître un succès comparable.

Un moyen supplémentaire favorisant les échanges pédagogiques entre les enseignants apparaît indispensable. **La Revue "3EI"**, outil du cercle thématique 13-01 de la **SEE**, a cet objectif ambitieux.

Cette revue n'existera que grâce aux articles que fourniront leurs auteurs; il est à souhaiter que ceux-ci soient nombreux. Il est important qu'Universitaires, Industriels, Professeurs de BTS et IUT participent ensemble à la fourniture de ces textes afin d'enrichir cet échange. Dès l'annonce du projet, nombre d'entre eux répondirent très vite, favorablement, les articles proposés dans ce n° 0 en sont la preuve.

Il faut faire connaître la Revue "3EI" dès sa naissance, au plus grand nombre. C' est pour cette raison qu'elle est envoyée **gratuitement à 1000 professeurs** ou personnes liées à l'enseignement de l'électrotechnique. Pour y parvenir il fallait de l'argent et nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué par leur aide financière à ce travail.

Nous remercions Mme **BICHON LHERMITTE**, conseillère technologique pour l'île de France du réseau **NOVELECT**, de la confiance et du soutien qu'elle nous a accordé. Carrefour permanent des entreprises, des laboratoires de recherche et des écoles confrontés aux technologies et applications nouvelles liées à l'électricité, **NOVELECT** agit pour le compte d'EDF et du ministère de l'enseignement et de la recherche.

Nous remercions Mrs **FOREST** et **GUILLOSSOU**, professeurs responsables de la préparation au CAPET de génie électrique à l'**IUFM de Cachan**. Très concernés par

l'enseignement du génie électrique, nos collègues ont également contribué à nous motiver davantage dans cet engagement.

Nous remercions Mr **LEMAIRE**, proviseur du lycée **Pierre de Coubertin à Meaux**. Persuadé des retombées pour les étudiants, il a réussi, d'un budget toujours insuffisant, à contribuer à la création de la revue.

Nous espérons que cette revue devienne un véritable outil de communication entre enseignants, où chacun fera part de son expérience pédagogique et technique sur un sujet lié à l'électricité. Aussi, nous proposons le lancement de numéros à thème avec l'espoir de lire une leçon, un rapport d'expérimentation, un compte-rendu d'étude, une expertise d'un matériel industriel, ou toute forme écrite de nature à favoriser la compréhension du sujet étudié et ainsi en faciliter son enseignement. Néanmoins, dans un souci d'ouverture, chaque numéro se verra enrichi des propositions de collègues souhaitant s'exprimer sur d'autres thèmes que ceux proposés.

Certains d'entre vous reconnaîtront par notre initiative, une ressemblance avec celle de notre collègue Mr **BORNAND[†]** du lycée **Franklin à Orléans**, fondateur en 1973 du bulletin de liaison des professeurs du technique supérieur en EEA. Pionnier en la matière, il coordonna seul jusqu'en 1984 la parution de ce bulletin. Reprise par Mme **RIBIERE** et Mr **RICHARD** du lycée **Raspail de Paris**, la parution cesse fin des années 80.

Pour notre part, nous souhaitons nous restreindre à la science de l'électrotechnique et à l'incontournable électronique industrielle, moteur du développement continu de cette science. Si vous en manifestez le besoin, nous incluerons dès le n° 1, une page "service lecteurs" sur laquelle nous publierons vos annonces de recherche du composant introuvable, de dossiers techniques, de logiciels...

L'avenir de cette revue est désormais entre vos mains. Fondée sur un principe mutualiste, elle ne vivra que grâce à celles et ceux qui, par leurs écrits contribueront à sa pérennité.

LE PONT MONOPHASE DE COMMUTATION

Fonction Onduleur

Jean-Pierre CARON , Jean-Paul HAUTIER
Laboratoire de Génie Electrique et Systèmes
L2EP-ENSAM
8, bd LOUIS XIV 59046 LILLE

Préambule

Le développement des applications de l'Electronique de Puissance apparaît considérable au cours de cette dernière décennie. Cette évolution spectaculaire est due, en grande partie, aux progrès constants des composants de puissance d'une part, de l'électronique de commande d'autre part.

L'augmentation sans cesse accrue des vitesses de commutation permet de réaliser des dispositifs capables de délivrer des grandeurs munies d'une qualité spectrale quasi optimale. Toutefois, cet objectif n'est atteint qu'au prix d'une adéquation structure-commande prenant en compte l'environnement du système ainsi conçu. Dans ces conditions, l'organisation de la pensée est devenue indispensable : le Concepteur tout comme l'Enseignant doit d'abord être imprégné des outils méthodologiques que réclament l'application ou le transfert d'une science physique.

L'étude phénoménologique a souvent été le point de départ des démonstrations et des énoncés de la plupart des lois fondamentales de la Physique. La Science Electrotechnique est un résultat typique de la Physique Appliquée ; toutefois, le contexte applicatif a enfermé l'Electronique de Puissance dans une classification de type schémathèque, alors susceptible d'occulter les concepts pourtant communs à l'ensemble des systèmes de conversion.

D'un point de vue fonctionnel, tout convertisseur statique résulte de l'association d'un système séquentiel et d'un système continu ; c'est sans doute la technologie caractéristique à l'Electronique de Puissance qui masque cette organisation intrinsèque. On constate qu'il s'agit toujours d'un véritable organe de traitement de signaux de puissance ; face à la complexité inéluctable, il convient de disposer de règles précises et d'outils méthodologiques si on souhaite contourner la classification traditionnelle, limitative et calculatoire.

Dans cet article, les démarches habituelles ne sont pas remises en cause ; au contraire, elles sont complétées par des notions visant la systématique et la généralisation. La présentation s'articule autour de l'onduleur monophasé qui sert ainsi de support à l'introduction de quelques définitions nouvelles (*fonctions de connexion, de conversion, commande interne, commande externe*), alors rattachées à des démonstrations plus classiques. Après une seconde partie pratique consacrée aux sources, le formalisme proposé est repris afin de décrire la commande. Enfin, il est apparu indispensable, dans le contexte actuel, de donner les résultats obtenus au moyen d'un logiciel spécialisé en Physique Appliquée.

Introduction

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui établissent un échange d'énergie électrique entre deux sources à caractéristiques respectivement continue et alternative .

L'onduleur, constitué par un assemblage d'interrupteurs électroniques de puissance regroupés en *cellules de commutation*, [1], agit par une commande appropriée sur la *forme du vecteur électrique tension-courant* . L'objectif initial est de créer à partir d'une source d'entrée de tension continue V_O ou de courant continu I_O une source de tension u alternative ou de courant i alternatif de période T_O (fréquence $f_O = 1/T_O$) et à valeur efficace de la composante fondamentale U_1 ou I_1 réglable ; elles alimentent respectivement une source (de sortie) de courant i et de tension u .

Les grandeurs alternatives u, i ainsi élaborées ne peuvent prendre qu'un nombre restreint de valeurs discrètes, proportionnelles respectivement à V_O et I_O , séparées par des discontinuités dont la position dans une période est choisie pour conférer à leur spectre d'amplitude des propriétés de qualité souhaitée .

Il s'agit, par exemple :

- de rendre nulles des composantes harmoniques de rangs spécifiés ou bien encore situées dans une bande de fréquence,
- de minimiser un taux de distorsion harmonique, global ou partiel,
- de régler la valeur efficace de la composante fondamentale .

I- Structures monophasées en pont

Les structures classiques permettent l'échange énergétique direct entre deux sources de natures différentes (règle d'alternance). Les figures 1 et 2 représentent les dispositifs étudiés dans le présent article; la liaison entre les deux sources est assurée par l'association de deux cellules de commutation montées en pont ..

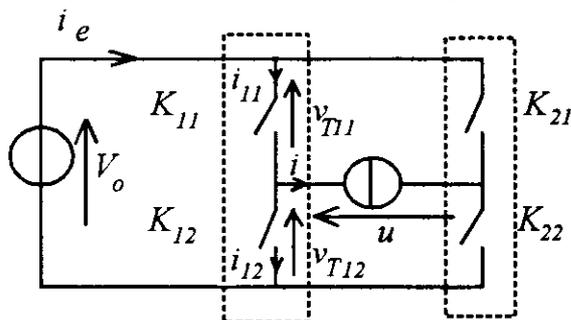


figure 1

onduleur de tension monophasé

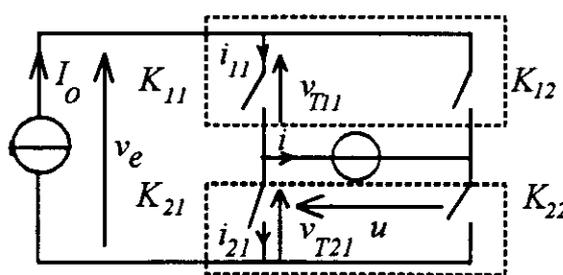


figure 2

onduleur de courant monophasé

Les règles de la dualité s'appliquent à ces deux montages .

I-1. Cellule de commutation et fonction de connexion

La cellule monophasée c , $c \in \{1,2\}$, est un tripôle formé de deux interrupteurs K_{ci} dont le point commun est raccordé à la source de courant alors que les deux autres extrémités sont les bornes de la source de tension .

L'indice i , $i \in \{1,2\}$, indique la place de l'interrupteur dans la cellule .

L'obligation de ne pas mettre la source de tension en court-circuit impose que les interrupteurs d'une même cellule soient dans des états complémentaires et ceci, en accord avec

l'hypothèse de la conduction ininterrompue pour la source de courant (règle de la continuité).

Chaque interrupteur, supposé idéalisé, est caractérisé par une ***fonction de connexion*** f_{ci} , [2][7], telle que :

$$\begin{aligned} f_{ci} &= 1 && \text{quand l'interrupteur est fermé,} \\ f_{ci} &= 0 && \text{quand l'interrupteur est ouvert .} \end{aligned}$$

Les conditions de fonctionnement d'une cellule induisent donc la relation rigide :

$$f_{11} + f_{12} = 1 \quad (1)$$

Dans l'exemple de la cellule 1 de l'onduleur de tension, la fonction de connexion f_{11} lie entre elles les grandeurs électriques de l'interrupteur K_{11} aux grandeurs électriques ***commutées*** (V_o, i) par la cellule :

$$i_{11} = f_{11} i \quad , \quad v_{T11} = (1 - f_{11})V_o \quad (2)$$

Afin de compléter la description de la cellule précédente, il convient d'ajouter les deux relations qui permettent de caractériser les changements d'état et de procéder à la synthèse des interrupteurs :

$$\text{loi des noeuds : } i_{11} - i_{12} = i \quad \quad \text{loi des mailles : } v_{T11} + v_{T12} = V_o \quad (3)$$

Adaptées à la cellule 1 de l'onduleur de courant, ces relations deviennent:

$$i_{11} + i_{12} = I_o \quad , \quad v_{T12} - v_{T11} = u \quad (4)$$

I-2. Fonction de conversion et graphe informationnel causal

Dans le cas général, l'onduleur monophasé (de tension) (de courant) apparaît comme un quadripôle auquel sont associées quatre grandeurs électriques dites d'entrée, parmi lesquelles on distingue :

un couple de variables d'entrée dites externes $(V_o, i)(I_o, u)$, qui lui sont imposées par les processus externes,

un couple de variables d'entrée dites internes $(i_e, u)(v_e, i)$, qui sont générées par le convertisseur lui-même à partir des entrées externes et des variables d'état .

Ces variables internes ne sont pas indépendantes car, d'une part, la puissance instantanée est conservée (pertes des interrupteurs supposées nulles), et d'autre part, l'onduleur établit une relation ou ***fonction de conversion*** $m(t)$ [2](sans dimension) entre toute variable d'entrée interne et toute variable d'entrée externe de même nature, de sorte qu'on peut décrire chaque convertisseur par un ***schéma informationnel causal***, [3] (voir figures 3 et 4) .

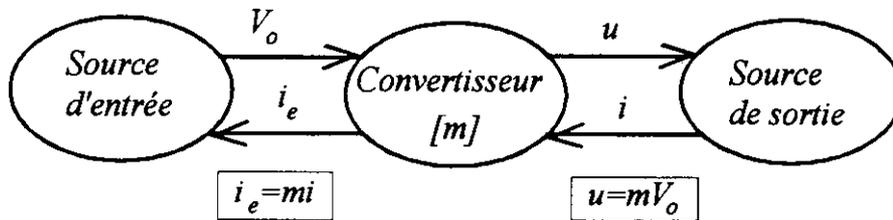


figure 3 . Graphe informationnel causal sur l'onduleur de tension

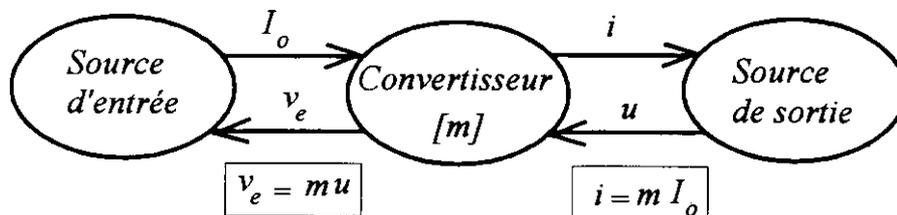


figure 4 . Graphe informationnel causal sur l'onduleur de courant

propriétés de $m(t)$:

1) la fonction de conversion s'exprime à l'aide des fonctions de connexion :

$$m = f_{11} - f_{21} \quad , \quad m \in \{-1, 0, 1\} \quad (5)$$

2) m est une fonction alternative, $\bar{m} = 0$, de période T_0 et dont les harmoniques pairs sont rendus nuls à la condition de la doter d'une symétrie de glissement (ou encore antisymétrie) telle que :

$$m(t - (T_0 / 2)) = -m(t) \quad (6)$$

I-3.Synthèse des interrupteurs

Un interrupteur, par hypothèse idéal, est d'abord défini dans le plan courant (i_T) - tension (v_T) par une **caractéristique statique** formée de segments portés par les axes ; selon leur nombre (2, 3 ou 4) et leur signe, on attribue à l'interrupteur des propriétés de directionnalité en courant et en tension .

Le fonctionnement **dynamique** de l'interrupteur idéalisé peut être alors décrit au moyen d'un **réseau de Petri** interprété à deux places correspondant à ses deux états possibles [4](figure 5) . Les **réceptivités** des transitions sont des fonctions logiques d'une commande interne et d'une commande externe .

La **commande interne** est définie par le signe (>0 ou <0) des grandeurs électriques propres à la partie puissance .

La **commande externe** correspond aux ordres logiques issus de la **commande rapprochée** .[5].

Les **changements d'état** d'un interrupteur, traduits sur la caractéristique statique par le passage d'un segment à un autre sur deux axes différents, s'opèrent alors selon deux modes de commutation distincts :

- a) l'évolution de la commande interne impose un changement d'état déclaré **spontané**, et les segments concernés sont de signes contraires .
- b) l'évolution de la commande externe impose un changement d'état déclaré **commandé** et les segments concernés sont de même signe .

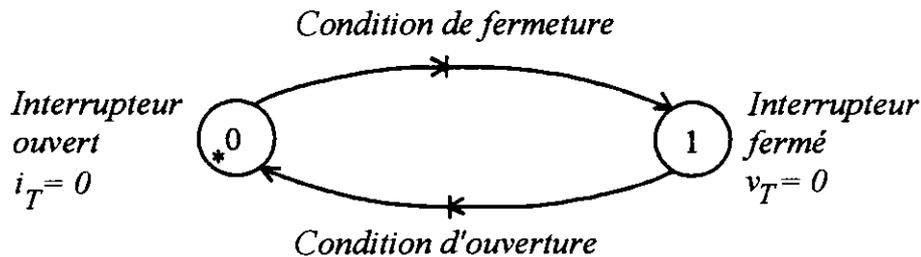


figure 5. Description du fonctionnement dynamique

A la figure 6a, une diode est représentée par un segment de courant positif et un segment de tension négative; ses changements d'état sont spontanés :

- * mise en conduction quand v_D en croissant devient positif,
 - * blocage lorsque son courant i_D en décroissant passe par la valeur 0 .
- La diode est unidirectionnelle en courant et en tension .

La caractéristique statique d'un thyristor (figure 6b) comporte deux segments de tension et un segment de courant .

La mise en conduction, commandée par l'impulsion de courant de gâchette (ordre logique de commande G), fait passer le point de fonctionnement du segment de tension positive au segment de courant de même signe . Par contre, le blocage est spontané comme celui de la diode .

Le thyristor est unidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension .

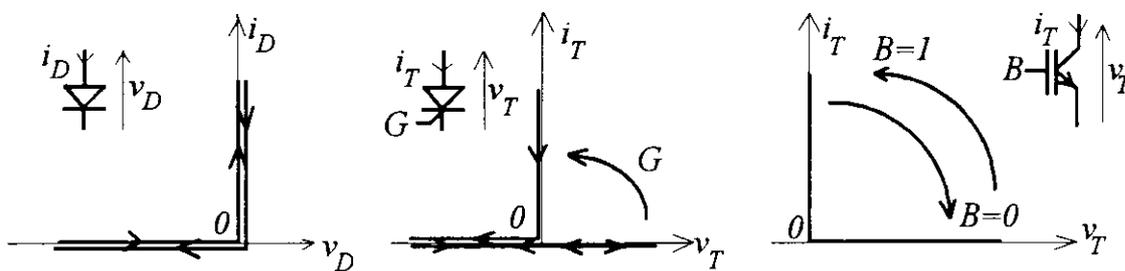


figure 6a . Diode

figure 6b. Thyristor

figure 6c . Transistor

figure 6. Caractéristiques statiques

Le cas des transistors (figure 6c) mérite une précision car, habituellement, les conditions d'utilisation les placent sur l'un des deux axes positifs de courant et de tension ; ils fonctionnent en mode bicommandable à l'ouverture et à la fermeture (ordre logique de commande B).

Les graphes de Petri des trois interrupteurs précédents sont décrits à la figure 7 .

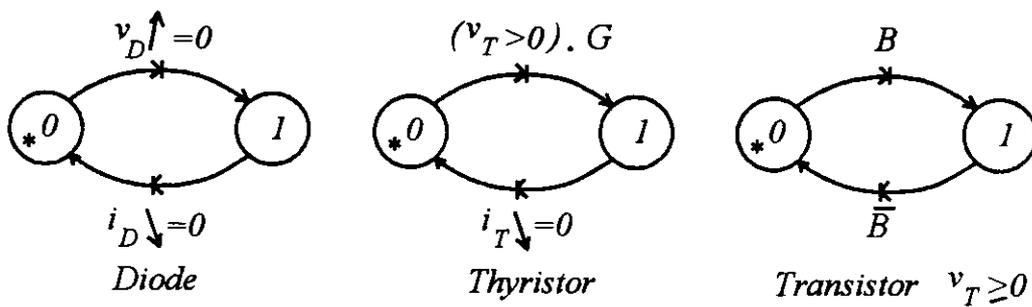


figure 7. Graphes de Petri d'interrupteurs élémentaires

Des caractéristiques à trois segments sont aussi obtenues par l'association série ou anti-parallèle d'un transistor et d'une diode ; dans ces conditions le point de fonctionnement du transistor reste localisé sur les segments de la figure 6c .

Par le groupement série (figure 8a), le nouvel interrupteur ainsi constitué est bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant . Lorsque le transistor est commandé à la fermeture, la tension v_T étant nulle ou négative, les conditions d'un changement d'état spontané (fonctionnement en diode) sont remplies .

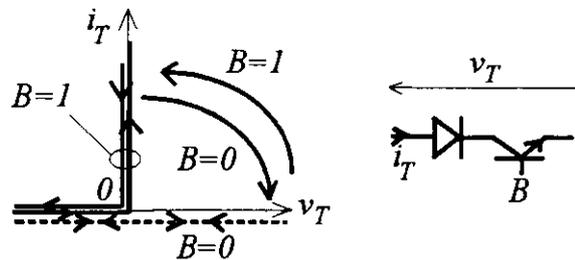


figure 8a . Diode en série avec un transistor

Quant au groupement anti-parallèle (figure 8b), celui-ci définit un interrupteur birectionnel en courant et unidirectionnel en tension . Le changement d'état spontané est rendu possible, lorsqu'à courant i_T nul ou négatif, le transistor est commandé au blocage .

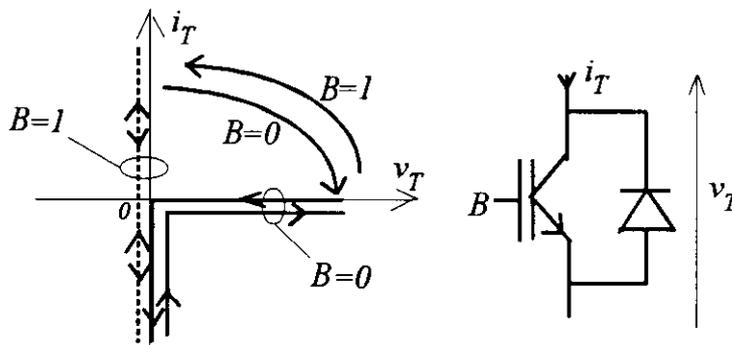


figure 8b . Diode anti-parallèle à un transistor

L'écriture des réceptivités des graphes de Petri d'un groupement d'interrupteurs mis en série ou en parallèle résulte de l'application des règles suivantes :

a) interrupteurs associés en série

La condition de fermeture de l'interrupteur équivalent à n interrupteurs associés en série s'écrit en effectuant le *Produit logique* des conditions de fermeture de chacun des interrupteurs.

La condition d'ouverture s'obtient par la *Somme logique* des conditions d'ouverture de chacun des interrupteurs .

Ainsi, pour l'association Diode-Transistor (figure 8a):

$$fermeture : (v_T > 0) \cdot B \quad ouverture : (i_T \downarrow = 0) + \bar{B} \quad (7)$$

b) interrupteurs associés en parallèle

La condition de fermeture de l'interrupteur équivalent à n interrupteurs associés en parallèle s'écrit en effectuant la *Somme logique* des conditions de fermeture de chacun des composants .

La condition d'ouverture s'obtient par le *Produit logique* des conditions d'ouverture de chacun des interrupteurs .

Ainsi, pour l'association Diode-Transistor (figure 8b) :

$$fermeture : ((v_T > 0) \cdot B) + (v_T \downarrow = 0) \quad ouverture : \bar{B} \cdot (i_T \uparrow = 0) \quad (8)$$

Remarque: Ces conditions ainsi énoncées suffisent à caractériser toute association d'interrupteurs élémentaires selon la bidirectionnalité et la commandabilité souhaitées .

Cas d'une cellule de commutation d'un onduleur de tension :

La tension aux bornes d'un interrupteur ouvert (V_o) est positive.

Le courant d'un interrupteur fermé (i ou $-i$) peut être positif ou négatif .

Les deux interrupteurs sont donc unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant ; la cellule dissymétrique (figure 9a) est constituée d'interrupteurs identiques formés d'un assemblage anti-parallèle d'un transistor et d'une diode . Les deux transistors sont nécessairement à commandes complémentaires ; en pratique la commande à la fermeture de l'un est légèrement retardée (temps mort) par rapport à la commande à l'ouverture de l'autre afin d'éviter le court-circuit de la source de tension .

L'ordre logique de commande B_{ci} est égal à la fonction de connexion f_{ci}

Cas d'une cellule de commutation d'un onduleur de courant :

Le courant d'un interrupteur fermé (I_o) est positif .

La tension aux bornes d'un interrupteur ouvert (u ou $-u$) est positive ou négative .

Les deux interrupteurs sont donc unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension ; la cellule symétrique (figure 9b) est constituée d'interrupteurs identiques formés par la mise en série d'une diode et d'un transistor . Les deux transistors sont nécessairement à commandes complémentaires ; en pratique, la commande à l'ouverture de l'un est légèrement

retardée (empiètement) par rapport à la commande à la fermeture de l'autre afin d'éviter l'ouverture de la source de courant .

L'ordre logique de commande B_{ci} est égal à la fonction de connexion f_{ci} .

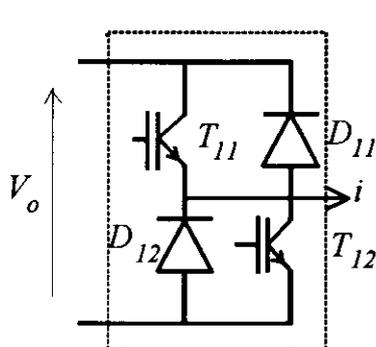


figure 9a. Cellule de commutation (1) de l'onduleur de tension

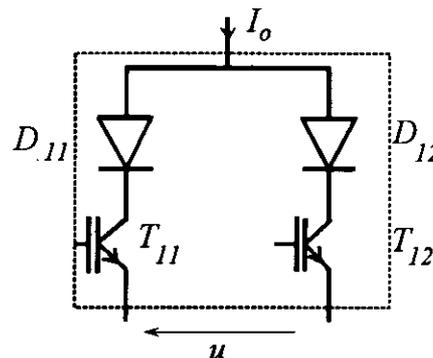


figure 9b. Cellule de commutation (1) de l'onduleur de courant

I-4. Sources de tension continue et de courant continu

Mis à part les batteries d'accumulateur et les piles (d'origine électrochimique), les machines à courant continu (d'origine électromagnétique) et les batteries solaires (d'origine photovoltaïque), les sources délivrant une tension continue ou un courant continu sont habituellement conçues à partir d'un réseau industriel alternatif, monophasé ou triphasé, par une conversion alternative-continue, suivie d'un filtrage de tension ou de courant .

Réalisation des sources de tension

La tension alternative du réseau est redressée à l'aide d'un pont de diodes; un condensateur disposé en sortie assure le filtrage de la tension (figure 10) . Les diodes étant des éléments unidirectionnels en tension et en courant, une telle source de tension n'est pas réversible en puissance .

Quand le transfert moyen d'énergie s'effectue du redresseur vers l'onduleur, la valeur moyenne de i_{red} est égale à celle de i_e ; le condensateur est traversé par la différence des variations de i_{red} et de i_e , aussi le dimensionnement de sa capacité C doit-il assurer une bonne qualité à sa tension v_o :

$$\overline{v_o} = V_o \gg \text{ondulation de } v_o$$

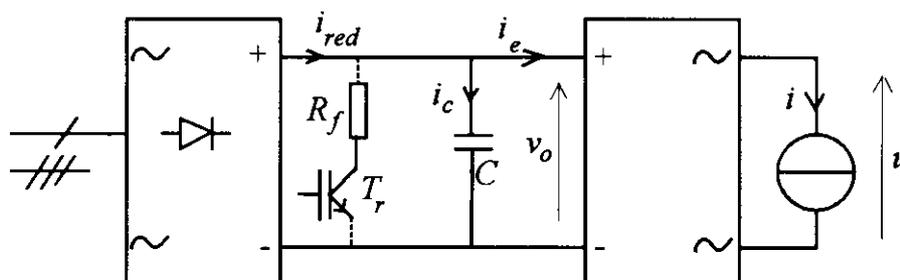


figure 10. Source de tension continue

La réversibilité énergétique, en moyenne, de l'onduleur apparaît indispensable pour permettre certaines phases de fonctionnement de sa source de sortie (par exemple : freinage du

moteur asynchrone à l'hypersynchronisme) . Un dispositif de consommation de l'énergie réinjectée vers le redresseur doit être activé automatiquement quand la tension V_o croît à la suite du changement de signe de \bar{i}_e .

La solution usuelle consiste à raccorder en parallèle sur le condensateur C une résistance de puissance R_f en série avec un interrupteur T_r (transistor) dont la fermeture et l'ouverture sont commandées au passage de la tension V_o par des valeurs de seuil (bascule à hystérésis) .

Réalisation des sources de courant

Une source de tension alternative, redressée et contrôlée (pont à thyristors), est associée à une bobine de filtrage (R_o, L_o) du courant i_o selon le montage de la figure 11

Les tensions de sortie du redresseur u_{red} et d'entrée de l'onduleur v_e sont, en régime permanent, périodiques et caractérisées par leur spectre fréquentiel .

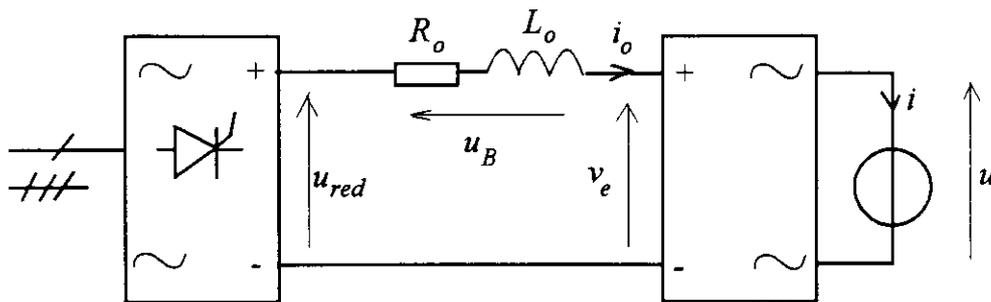


figure 11. Source de courant continu

Le spectre du courant i_o s'obtient en divisant l'amplitude de chaque composante harmonique de $u_B = u_{red} - v_e$ par le module de l'impédance de la bobine à la fréquence considérée : $\sqrt{R_o^2 + (L_o\omega)^2}$. La bobine doit être dimensionnée pour que la composante sinusoïdale de i_o de la plus faible fréquence (f_1) soit fortement atténuée par rapport à sa valeur moyenne ; le filtrage inductif est illustré à la figure 12 .

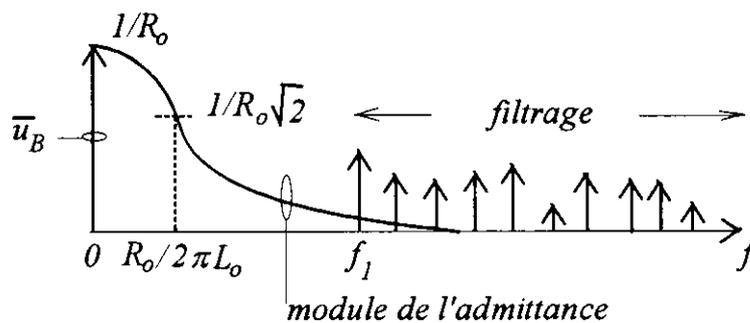


figure 12 .Spectre de la tension de la bobine, filtrage du courant

A la condition que R_o soit bien inférieur à $2\pi L_o f_1$, le courant i_o est sensiblement continu, égal à sa valeur moyenne I_o .

La valeur de I_o est déterminée par un dispositif de régulation réglant l'angle de retard à l'amorçage (δ) des thyristors du pont redresseur; la loi des mailles appliquée à l'étage continu justifie cette procédure :

$$\bar{u}_{red}(\delta) = R_o I_o + \bar{v}_e(I_o) \quad (9)$$

II. Formes d'onde de sortie des onduleurs monophasés .

La fonction de conversion $m(t)$ établit donc une relation entre les formes d'onde recherchées et les fonctions de connexion qui définissent les commandes des interrupteurs; mais l'équation (5) n'étant pas soluble en f_{11} et f_{21} , une condition supplémentaire doit être introduite en fonction des contraintes et des objectifs .

II-1. Définitions

Les formes d'onde $m(t)$, $f_{11}(t)$, $f_{21}(t)$ ne sont pas décidées au hasard mais déterminées à partir de **fonctions génératrices** [2][6] continues au sens mathématique, respectivement $m_g(t)$, $f_{g11}(t)$, $f_{g21}(t)$, liées entre elles par la relation (10) déduite de l'équation (5) :

$$m_g(t) = f_{g11}(t) - f_{g21}(t) \quad f_{cig} \in [0, 1] , m_g \in [-1, 1] \quad (10)$$

Les techniques de **Modulation de Largeur d'Impulsions (M.L.I)** consistent à définir précisément les moyens permettant le passage de la fonction génératrice $m_g(t)$ aux fonctions génératrices de connexion $f_{cig}(t)$, (**générateur de connexion**), et l'élaboration des ordres logiques de commande $f_{ci}(t)$ des interrupteurs (**modulateur**) .

Quelle que puisse être la solution technologique retenue, analogique ou numérique, la modulation de largeur d'impulsions introduit une nouvelle base de temps de durée T_e : **période de découpage ou d'échantillonnage**, de valeur bien inférieure à la période T_o de $m_g(t)$ et dont l'incidence sur le spectre fréquentiel de $m(t)$ devra être prise en considération (filtrage) . Le rapport T_o / T_e , égal à f_e / f_o , s'appelle **indice de modulation**, nous le notons μ .

Sur une période T_e , $f_{ci}(t)$ se présente sous la forme d'une impulsion rectangulaire, à deux niveaux 0 et 1, centrée ou non; sa valeur moyenne est égale à celle de sa génératrice et sa largeur apparaît sur la figure 13 comme le produit de T_e par $f_{cig}(kT_e)$, à condition toutefois de considérer négligeables les variations de $f_{cig}(t)$.

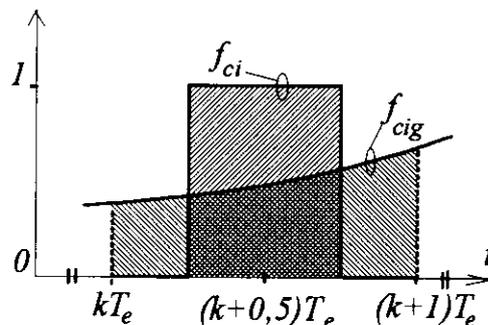


figure 13 . fonction de connexion impulsionnelle centrée

Si on fait tendre T_e vers 0, $f_{cig}(t)$ devient égale à la valeur moyenne instantanée de la fonction de connexion $f_{ci}(t)$:

$$f_{cig}(t) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{ci}(t).dt, \quad T_e \rightarrow 0 \quad (11)$$

c'est aussi la valeur échantillonnée à l'instant kT_e de $f_{ci}(t)$. De cette analyse, on conçoit la nécessité de définir des **fonctions génératrices échantillonnées** aussi bien de connexion $f_{cig}(k,t)$ que de conversion $m_g(k,t)$ et liées entre elles par la relation :

$$m_g(k,t) = f_{11g}(k,t) - f_{21g}(k,t) \quad (12)$$

II-2. Génération des connexions

Parmi les nombreuses solutions en usage actuellement, il est intéressant de présenter une méthode de centrage des impulsions (MLI régulière symétrique).

La première opération transforme $m_g(t)$ en un signal $m_g(k,t)$, (voir figure 14), par **échantillonnage et blocage** à la fréquence $f_e = 1/T_e$.

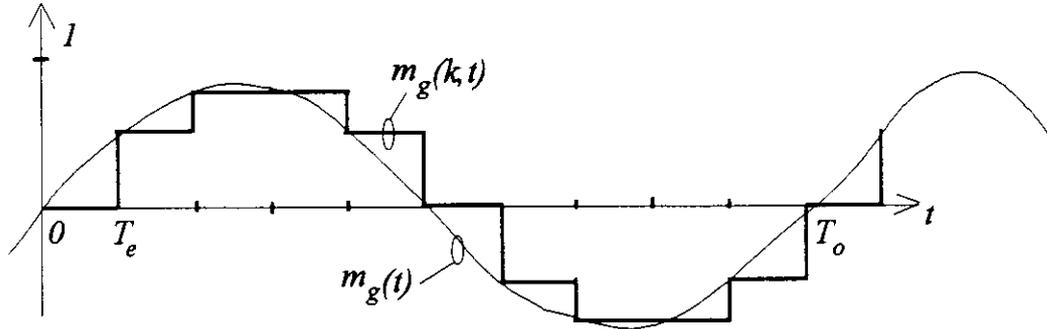


figure 14. Echantillonnage de la fonction génératrice de conversion

En fonction des niveaux souhaités pour $m(t)$, les fonctions génératrices échantillonnées de connexion se déduisent de $m_g(k,t)$ de la manière suivante :

a) $m(t) \in \{-1, 0, +1\}$: onde tripolaire

$$\begin{aligned} \text{Pour } m_g(k,t) > 0, & \quad f_{11g}(k,t) = m_g(k,t) \text{ et } f_{21g}(k,t) = 0 \\ \text{Pour } m_g(k,t) < 0, & \quad f_{11g}(k,t) = 0 \text{ et } f_{21g}(k,t) = -m_g(k,t) \end{aligned} \quad (13)$$

b) $m(t) \in \{-1, +1\}$: onde bipolaire

La restriction à deux niveaux impose une commande complémentaire des deux cellules de commutation :

$$f_{21} = 1 - f_{11}$$

et la résolution du système d'équations :

$$\begin{aligned} f_{11g} + f_{21g} &= 1 \\ f_{11g} - f_{21g} &= m_g \end{aligned} \quad (14)$$

ce qui conduit à poser :

$$\begin{aligned} f_{11g} &= \frac{1}{2} + \frac{m_g}{2} \\ f_{21g} &= \frac{1}{2} - \frac{m_g}{2} \end{aligned} \quad (15)$$

Au sein d'une structure analogique $f_{cig}(k,t)$ sert alors de *modulante* à un signal triangulaire $P_{Tci}(t)$, $\in [0,1]$, synchronisé par l'échantillonneur ; il s'agit en fait d'une **fonction intégratrice** obtenue par comparaison selon la règle :

$$f_{ci} = 1 \text{ si } P_{Tci} < f_{cig} \text{ et } f_{ci} = 0 \text{ si } P_{Tci} > f_{cig} \quad (16)$$

Les intersections des chronogrammes de P_{Tci} et de f_{cig} déterminent les instants de changement d'état des interrupteurs ou de commutation de la fonction de conversion $m(t)$.

Dans le cas de l'onde à trois niveaux, les signaux triangulaires P_{T11} et P_{T21} sont identiques et les constructions de la figure 15 illustrent la démarche, suivie à partir d'une génératrice de conversion sinusoïdale et visant à établir les fonctions de connexion . .

A l'intérieur d'une période T_o , on dénombre pour $m(t)$ un maximum de 2μ discontinuités (voir figure 17).

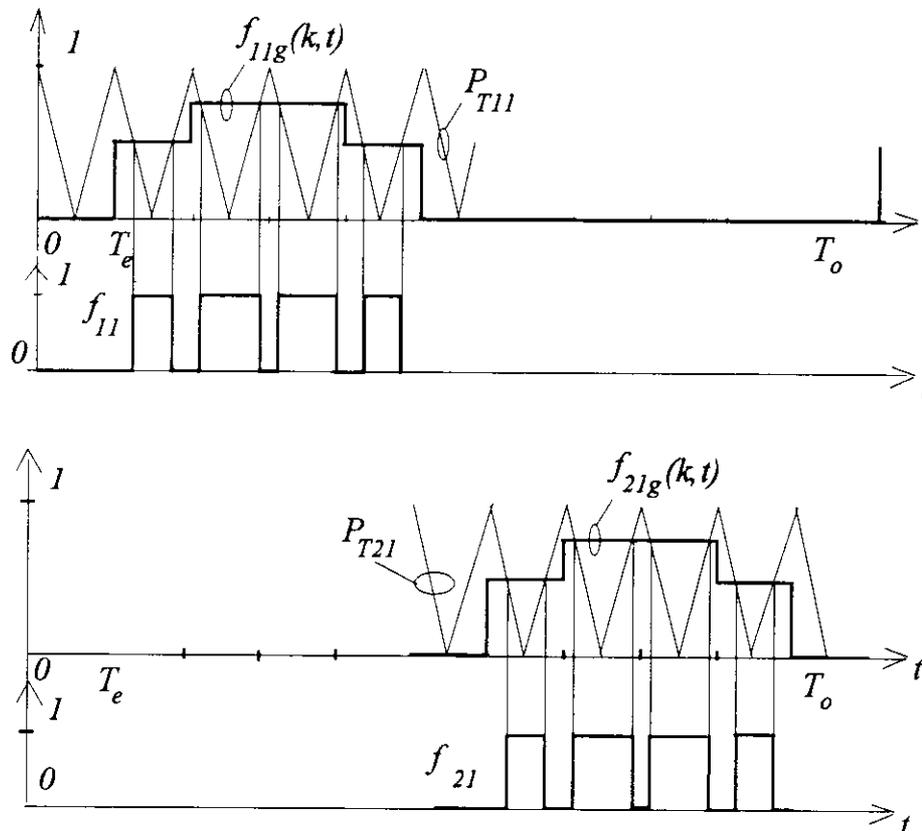


figure 15 .Elaboration de fonctions de connexion pour un onduleur à trois niveaux

Dans le cas de l'onde à deux niveaux, il convient d'affecter aussi la propriété de complémentarité aux signaux triangulaires :

$$P_{T11} + P_{T21} = 1$$

Les diverses étapes conduisant à la formation des fonctions de connexion sont rassemblées dans la figure 16.

Les interrupteurs étant soumis par couple ($[K_{11}, K_{22}]$ et $[K_{12}, K_{21}]$) à la même commande, la fonction de conversion $m(t)$ commute 2μ fois pendant une période T_o (voir figure 18)

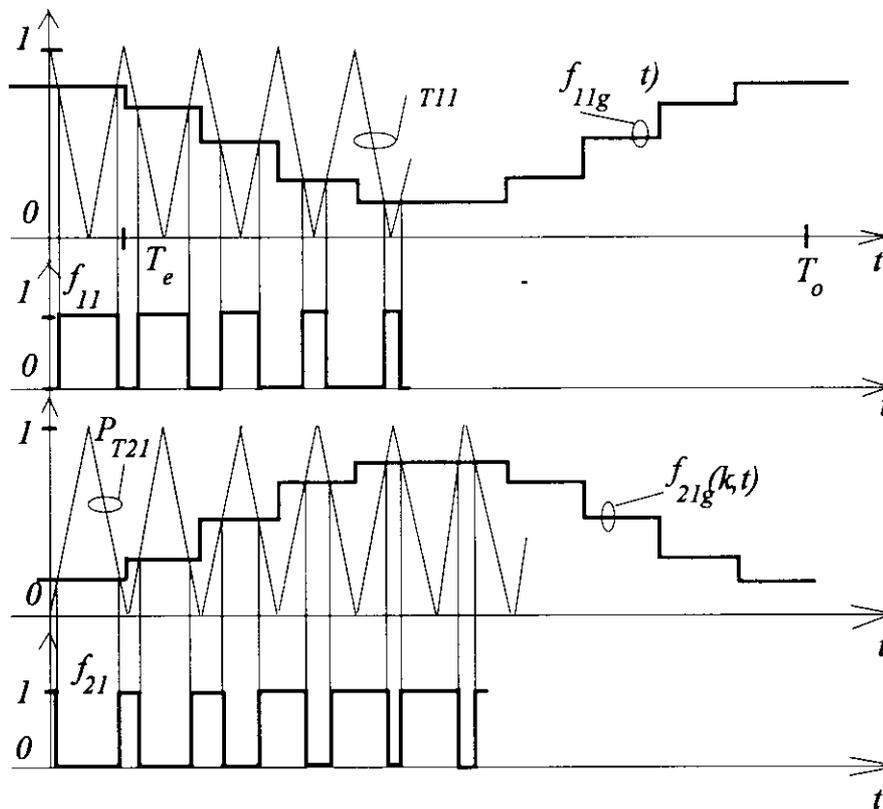


figure 16 . Elaboration de fonctions de connexion d'un onduleur à deux niveaux

III-. Analyse harmonique de la fonction de conversion

Dans l'objectif d'approcher une fonction génératrice de conversion sinusoïdale $m_g(t)$ par la fonction de conversion $m(t)$ générée à l'aide d'une technique de Modulation de Largeur d'Impulsions, il convient de pouvoir analyser et caractériser le résultat obtenu .

$m(t)$ n'est pas sinusoïdale ; mais dans le cas d'une modulation synchrone (μ entier) c'est une fonction alternative de fréquence f_o qui sera caractérisée par son *spectre fréquentiel* .

En fait, on cherche à régler la *composante fondamentale* de $m(t)$ au plus près de la génératrice $m_g(t)$ et on observe, pour un indice de modulation μ suffisamment élevé, une égalité théorique des amplitudes, bornées par l'unité alors que l'amplitude du fondamental d'un créneau $(-1, +1)$ vaut $4/\pi$. Par ailleurs, la méthode d'échantillonnage-blocage introduit un retard, égal à $T_e/2$, qui doit être pris en considération lors de la synthèse des correcteurs .

Les développements mathématiques [8][9] basés sur l'application de la **Transformation de Fourier** à $m(t)$ sont complexes et, actuellement le recours à des outils logiciels de calcul scientifique s'impose aussi bien aux chercheurs qu'aux enseignants .

Les figures 17 et 18 illustrent magistralement ce que l'utilisation d'un logiciel spécialisé (ici : **Matlab et Simulink** de "The Math Works, Inc") permet effectivement de simuler . Dans l'exemple traité, l'onduleur de tension, alimenté sous $200V$, est chargé par une bobine de résistance $R = 10\Omega$ et d'inductance $L = 15mH$; les fréquences de modulation et d'échantillonnage sont respectivement $f_o = 50Hz$ et $f_s = 1250Hz$, ($\mu = 25$, MLI bipolaire) ou $f_e = 2500Hz$, ($\mu = 50$, MLI tripolaire) . Sur l'écran du micro ordinateur sont restitués les chronogrammes et les spectres unilatéraux d'amplitude relative de la tension u et du courant i , (amplitude I pour l'harmonique d'amplitude maximale) .

Résultats

On distingue dans le spectre de u , d'une part, la composante fondamentale (fréquence f_o), et d'autre part, des paquets d'harmoniques centrés sur les fréquences multiples de f_e .

A l'intérieur des groupes d'harmoniques, les plus significatifs d'entre eux sont distants d'un intervalle fréquentiel multiple de $2f_o$. L'annulation d'un grand nombre d'harmoniques des rangs suivant celui du fondamental a pour effet de renforcer les amplitudes des harmoniques les plus caractéristiques .

Le rôle de filtre passe-bas de la bobine est clairement mis en évidence (fréquence de coupure : $R / 2\pi L = 106Hz$) puisque le courant i apparaît comme la superposition d'une sinusoïde de fréquence f_o et d'une ondulation , due au découpage, dont l'amplitude est d'autant plus faible que le rang des premiers harmoniques de tension non nuls est élevé .

Conclusion

Les onduleurs ou plus généralement les structures en pont de cellules de commutation voient leur champ d'application s'élargir face aux exigences croissantes qu'impose le contexte industriel : alimentations secourues, alimentations des machines, redresseurs à faible pollution, filtres actifs, etc. . On s'aperçoit ainsi que la classification et les appellations traditionnelles perdent de plus en plus de sens. En effet, une même structure est d'affectation différente selon d'une part l'environnement dans laquelle elle se trouve et, d'autre part, la manière dont est générée la séquence de commande appliquée aux interrupteurs statiques. C'est à ce niveau qu'apparaît la véritable preuve de la mutation actuelle subie par l'Electronique de Puissance. Les Enseignants de la discipline doivent en être conscients et face à un tel développement, le catalogue descriptionnel peut devenir lourd et étouffant. Il vaut mieux des règles précises, bien établies et illustrées sur quelques exemples, sachant que les applications sont multiples et non limitées.

Nous espérons que l'esprit de cette contribution sera accueilli favorablement et toute remarque constructive sera toujours la bienvenue.

ONDULEUR MLI -1 0 1

CAS AVEC $L=15\text{mh}$

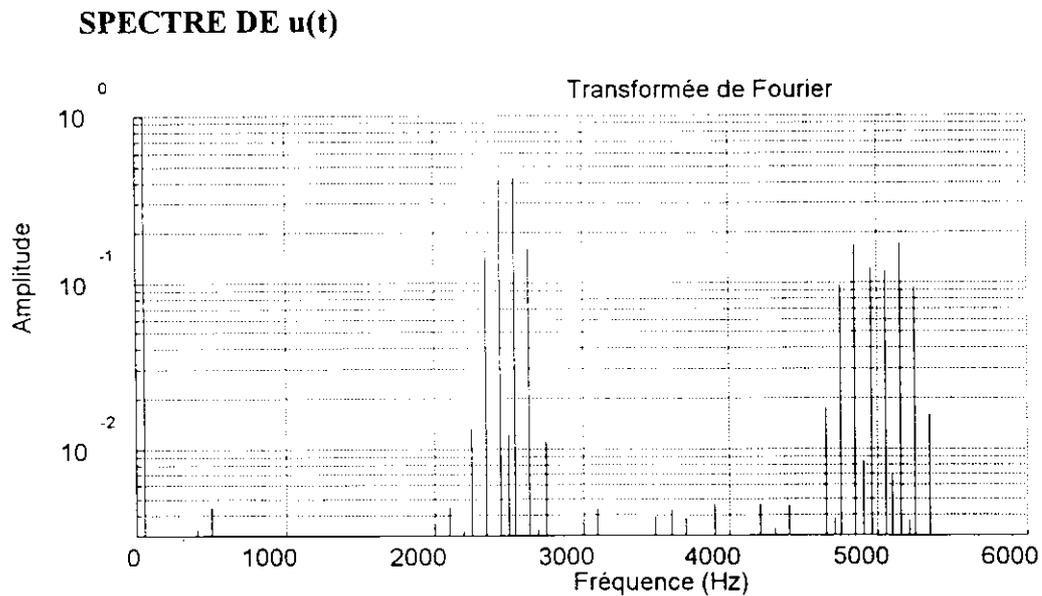
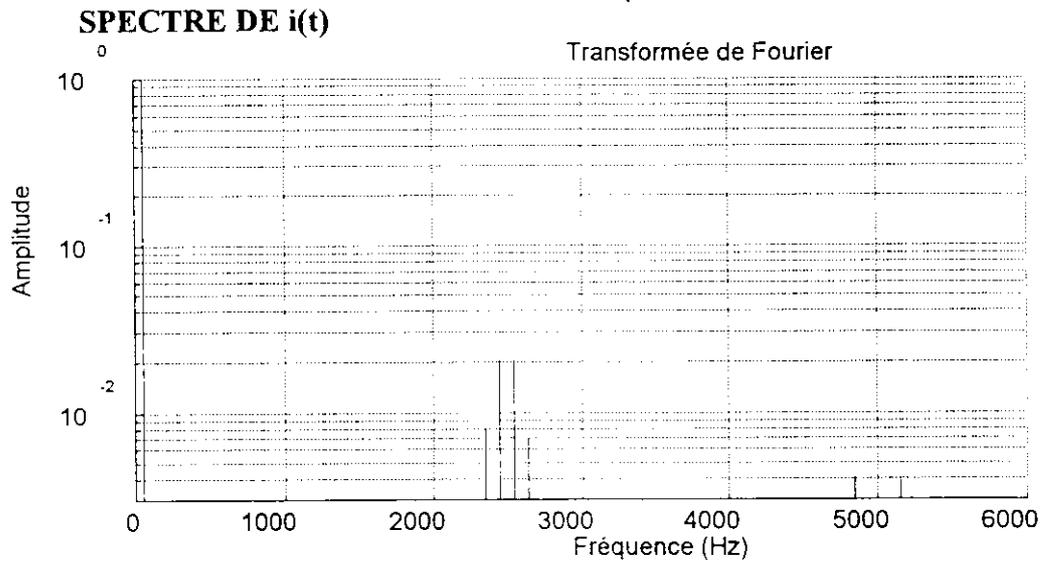
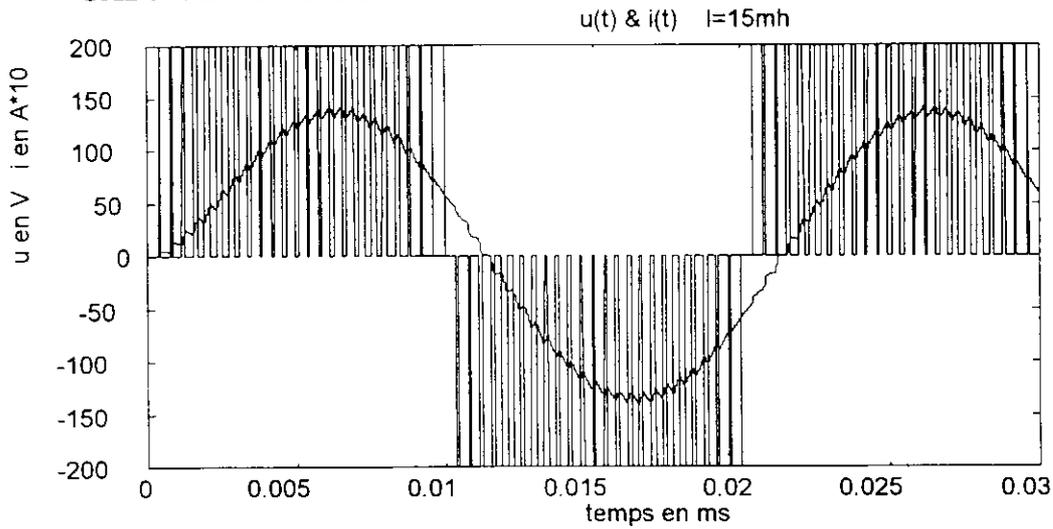
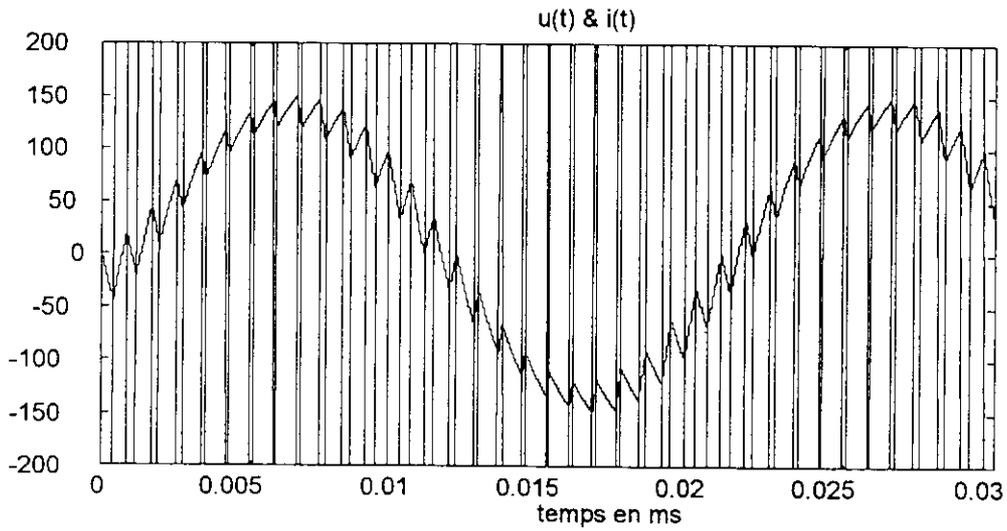


figure 17. Onduleur de tension à trois niveaux
chronogrammes et spectres des grandeurs de sortie

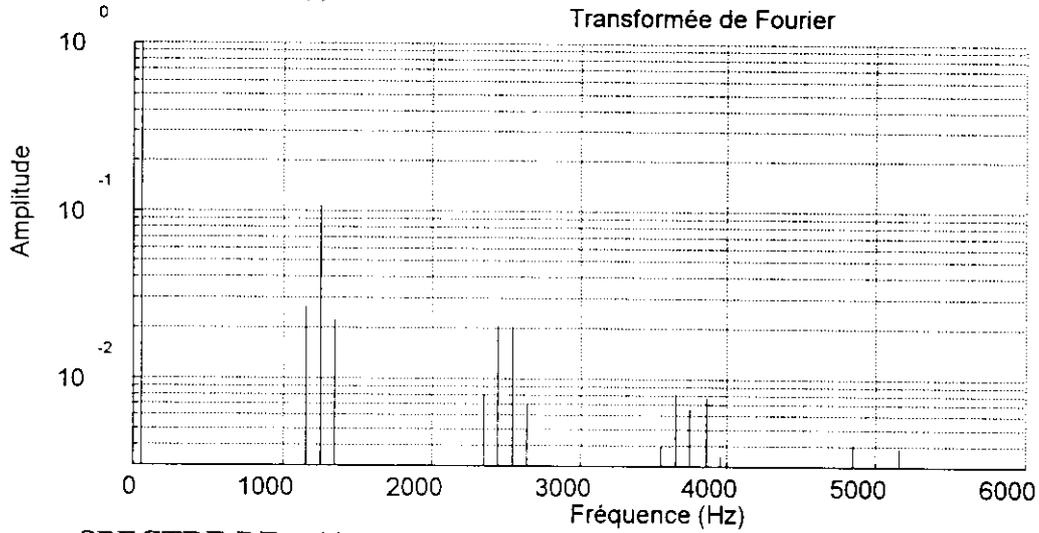
ONDULEUR MLI -1 1

u en volts ; i en ampères *10

CAS AVEC L=15 mh



SPECTRE DE i(t)



SPECTRE DE u(t)

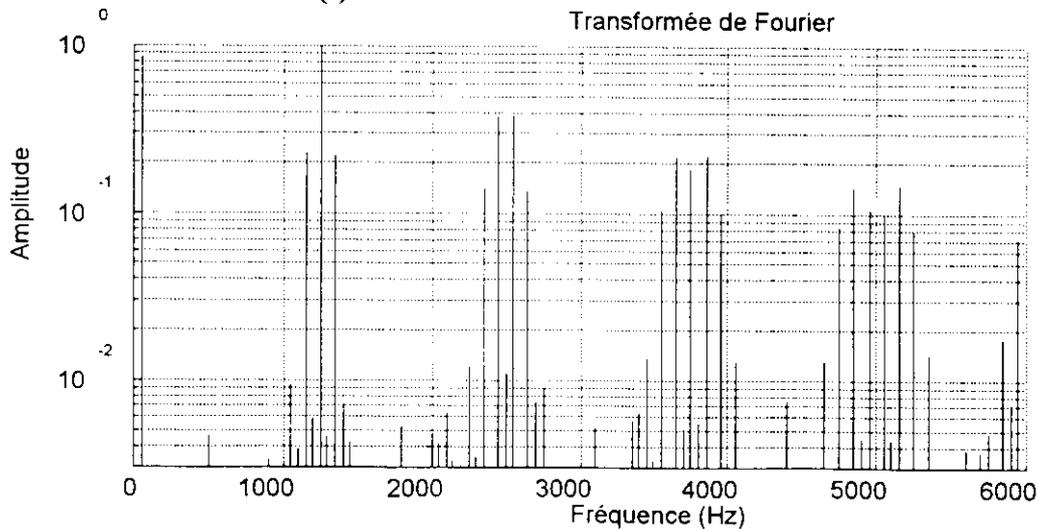


figure 18 . Onduleur de tension à deux niveaux
chronogrammes et spectres des grandeurs de sortie

Bibliographie

- [1] H. FOCH
"Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques"
Techniques de l'Ingénieur, Traité d'Electrotechnique, D3154. Sept. 1989

- [2] X. GUILLAUD, J.P. HAUTIER
"Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques"
A paraître dans le Journal de Physique III en Avril 1994.

- [3] J. FAUCHER, M. GRANDPIERRE
"Quelques aspects de l'étude de la commande des machines et des convertisseurs statiques à partir des schémas informationnels"
Journées du Club EEA - Toulouse - Mars 1991

- [4] G. MANESSE
"Sur une analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques"
Thèse de Doctorat d'Etat - Lille - Avril 1987

- [5] J.P. HAUTIER
"Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseurs statiques"
Rapport de synthèse - Habilitation à Diriger les Recherches - Lille - Décembre 1989

- [6] J.P. HAUTIER
"Les montages à Interrupteurs Bidirectionnels Totalement Contrôlés"
Atelier SEE sur les Interrupteurs Bidirectionnels - Montpellier - Novembre 1990

- [7] J.P. HAUTIER
"Synthèse de commandes rapprochées dans les convertisseurs statiques à interrupteurs bidirectionnels totalement contrôlés"
GRECO "Dispositifs et Systèmes Electrotechniques"
Sous-Thème "Modélisation et Algorithmes de commande - Structure et analyse des commandes rapprochées" - Bordeaux - Mai 1989

- [8] A. DELUZURIEUX, M. RAMI
"Cours d'Electronique numérique et échantillonnée"
Editeur: EYROLLES , 1991

- [9] Y. THOMAS
"Signaux et Systèmes linéaires"
Editeur: MASSON, 1992

**Titre de l'exposé : PANORAMA DE LA VITESSE VARIABLE
ET DE SA COMMANDE NUMERIQUE**

**Conférencier : Jean DHERS
Directeur Technique
Division des Ensembles Industriels
C E G E L E C
Avenue des 3 Chênes - 90018 BELFORT**

VITESSE VARIABLE, VITESSE FIXE DES MACHINES ELECTRIQUES

1. Vitesse variable

La littérature technique abonde d'articles sur la vitesse variable des machines électriques.

Permettons nous quelques réflexions de base.

Les moteurs électriques utilisés en vitesse variable représentent 15 à 20 % de l'ensemble des moteurs électriques fabriqués. Ils sont minoritaires.

Certains secteurs industriels ont toujours nécessité l'utilisation de moteurs à vitesse variable. Ce sont ceux qui sont liés à des impératifs de production en qualité et en quantité.

Citons la métallurgie, la papeterie, l'extraction minière, le forage. La valeur de la vitesse est en relation avec le débit de produits fabriqués :

· un laminoir tournera d'autant plus vite que la section du produit à fabriquer est plus faible et un laminoir fabrique plusieurs sections de produits métallurgiques.

Fabriquer des produits de sections différentes correspond donc à faire tourner les moteurs d'entraînement des cages du laminoir à des vitesses différentes.

Le respect de performances des régulations de vitesse est en rapport avec la qualité du produit à obtenir :

La fidélité dans l'affichage des valeurs de vitesse est un gage d'identité du réglage de la fabrication, les précisions des régulations de vitesse et de couple sont facteurs de qualité, l'obtention de performances dynamiques des régulations de vitesse est un critère de minimisation de longueurs de produits hors tolérances dimensionnelles ou structurelles.

Ceci était vrai il y a 50 ans ; ceci est toujours vrai aujourd'hui.

Les technologies actuelles constituent un progrès intéressant par rapport au passé. Nous y reviendrons.

Il existe un autre intérêt à mettre en vitesse variable des moteurs électriques : c'est la recherche d'un rendement global meilleur, c'est à dire économiser l'énergie. C'est une possibilité récente, vieille de mois de quinze ans.

Les entraînements électriques peuvent effectivement se substituer à d'autres modes d'entraînement, turbines par exemples, ou grâce à leur vitesse variable, adapter les conditions de fonctionnement en évitant de perdre de l'énergie par strangulation de veines fluides, etc.

Ce qui est vrai pour les moteurs est aussi vrai pour les générateurs électriques.

Il est souvent plus judicieux de concevoir des alternateurs tournant à des vitesses quelconques, optimales pour la mécanique, donc non synchrones de la fréquence du réseau et de convertir l'énergie à la fréquence de synchronisme, par un convertisseur de fréquence. Cet ensemble assure un rendement global supérieur à celui qui aurait été obtenu en maintenant à vitesse fixe les turbines d'entraînement et simplifie la réalisation des turbines et des alternateurs.

Donc deux grands domaines pour la vitesse variable :

- la vitesse variable structurelle dans les procédés,
- la vitesse variable conjoncturelle pour économiser l'énergie.

2. Le couple

Cette classification en deux domaines est intéressante à plus d'un titre.

Tout moteur est un transformateur d'énergie : il transforme de l'énergie électrique en énergie mécanique, c'est à dire fournit un couple et une vitesse sur l'arbre.

De façon plus précise, disons qu'il prélève au réseau l'énergie qui est demandée par la charge qu'il entraîne.

Les procédés industriels dans la grande majorité des cas, demandent des couples constants dans la plus grande partie de la plage de variation de vitesse et, dans la partie restante, des couples variant en raison inverse de la vitesse.

Les applications dans lesquelles la variation de vitesse a un caractère conjoncturel ont des lois de couple en kN^2 , c'est à dire que la loi de couple est une fonction parabolique de la vitesse.

On retrouve sous une autre forme cette classification dans la commercialisation des variateurs de vitesse :

- il y a les produits de variation de vitesse souvent appelés "Stand Alone" et vendus sur catalogue,
- il y a les variateurs intégrés dans les systèmes.

Les produits de variation de vitesse ont un couple en kN^2 . Ils conviennent bien aux procédés simples, par exemple l'entraînement des ventilateurs.

Les variateurs intégrés dans les systèmes sont plus complexes puisqu'ils doivent fournir le couple avec la qualité requise en régimes dynamique et statique, en particulier ils doivent pouvoir fournir des couples constants.

Leurs circuits de contrôle commande doivent s'intégrer dans les architectures matérielles et logicielles requises par l'automatisation des procédés dont ils sont les actionneurs.

3. Les solutions possibles

Du début du siècle jusque vers les années 1975, il existait une solution et une seule au problème de la vitesse variable. C'était le moteur à courant continu à vitesse variable.

Dans les procédés industriels, on utilisait le moteur à courant continu à excitation indépendante, compensé.

Deux paramètres d'action :

- . la tension aux bornes du moteur,
- . le flux de la machine.

A flux constant et tension variable, le moteur à courant continu travaillait à couple constant, en deçà d'une valeur limite qui conduisait au déclenchement pour raison de sécurité.

A flux variable et tension constante, le moteur fournissait un couple variant comme l'inverse de la vitesse.

Du fait de la compensation du champ de réaction d'induit, les vecteurs flux d'excitation et courant d'induit étaient orthogonaux par raison constructive, le flux était donc maximum.

Le moteur à courant continu était le moteur idéal, mais il avait deux familles de limitation.

La première famille de limitations était liée au phénomène de commutation de courant au collecteur, plus particulièrement au niveau du contact balai-collecteur
- en tension (1200 V), en courant (10 000 A en pointe), en vitesse (50 m/sec.),

La seconde famille était de nature électro-mécanique.

Donc les moteurs à courant continu étaient limités en vitesse -fonction de la puissance - et en tension - donc, étaient limités en puissance : par exemple 7 MW, 100 tours/minute.

Rendons leur hommage, ils restent la référence de base des moteurs à vitesse variable.

Pour effacer ces limites il reste les machines alternatives que l'on alimente à fréquence variable, sous réserve de savoir :

1. générer l'énergie à fréquence variable,
2. contrôler le couple des moteurs de façon à ce qu'il soit adapté à tout instant au couple demandé par la charge.

Alors il n'y a plus ces limites dimensionnelles et l'on peut à première vue substituer les machines alternatives aux moteurs à courant continu et ceci dans toute la gamme des puissances et des vitesses mécaniquement envisageables.

Deux grandes difficultés :

- comment créer une fréquence variable, en particulier au delà de 150 Hz par exemple, pour une machine de plusieurs mégawatts ?

- comment contrôler le couple d'une machine alternative, non compensée par principe, et dans laquelle la composante active du courant statorique et le flux d'excitation n'ont aucune chance d'être naturellement orthogonaux.

Grâce aux techniques numériques actuelles, grâce aussi à des composants à allumage et à extinction séparément contrôlés, on sait avec des machines alternatives avoir des performances supérieures à celles obtenues avec les machines à courant continu.

Le moyen : connaître les phénomènes intimes d'échanges d'énergie dans les différentes parties de la machines, les dimensionner, les modéliser en respectant les amplitudes et les phases des tensions et courant circulant dans chaque enroulement, les contrôler en temps réel de façon à générer le couple disponible sur l'arbre.

C'est le contrôle vectoriel.

Dans l'état actuel d'industrialisation des transistors (en particulier les IGBT) et des GTO, en tenant compte des performances, en rapidité de calcul et en volume de mémoires adressées, des microprocesseurs et microcontrôleurs 32/64 bits, on sait résoudre les deux problèmes énoncés ci-dessus et donc on peut mettre en vitesse variable des machines alternatives en respectant des critères de performances.

4. Les principes de conversion de fréquence

4.1. Le mode le plus simple est la conversion indirecte de fréquence :

- Un redresseur transforme l'énergie alternative en énergie continue.
- Un onduleur transforme cette énergie continue en énergie alternative à fréquence variable, la valeur de la fréquence évoluant en fonction d'une loi de référence. Il en est de même de la tension aux bornes de la machine alimentée par cette énergie alternative.

L'énergie continue peut être telle que le courant continu, grâce à une inductance est maintenu constant. On dit que le circuit se comporte comme une **source de courant**.

L'énergie continue peut être telle que la tension continue, grâce à une capacité, est maintenue constante. Le circuit se comporte comme une **source de tension**.

Si la machine est un **moteur synchrone**, la commutation de l'onduleur doit être pilotée par l'ordre de succession des phases de la machine dont on contrôle l'excitation et la position angulaire du rotor par rapport au stator.

La commutation de l'onduleur est possible puisque, à la force électromotrice continue, on oppose la force contre électromotrice de la machine due à son excitation pour éteindre les thyristors.

L'onduleur éteint du courant, donc la source d'énergie continue est une source de courant.

La limitation en fréquence est imposée par la possibilité d'allumage d'un même thyristor après son extinction ; on sait qu'il existe un temps mort à respecter entre extinction et allumage successifs.

Pour les plus gros thyristors, la fréquence limitée est en pratique de l'ordre de 150 Hz.

On dit que la machine synchrone est autopilotée.

Si la machine est un **moteur à induction**, le problème de la commutation est tout à fait différent.

La machine n'a pas de force contre-électromotrice à opposer pour éteindre un composant allumé.

De deux choses l'une :

- ou l'extinction du composant ne peut pas être commandée (thyristors), alors il faut lui apporter de l'énergie grâce à un circuit auxiliaire de commutation pour l'éteindre,
- ou l'extinction du composant peut être commandée (cas des transistors et des GTO), l'apport d'énergie est très faible.

Dans le cas de thyristors, on utilise une conversion de fréquence indirecte du type source de courant.

Dans le cas de transistors ou de GTO, on préfère utiliser une source de tension, ce qui simplifie les circuits.

Si la fréquence de sortie de l'onde de tension aux bornes des moteurs est limitée à 150 Hz dans le cas d'onduleurs autopilotés, il n'en est pas de même avec les transistors ou les GTO associés aux machines asynchrones. Grâce au mode de commande de ces composants, on peut générer aux bornes des machines des ondes de tension de plusieurs centaines de Hertz.

A l'heure actuelle, les techniques les plus utilisées sont en conversion indirecte de fréquence :

- la machine synchrone et son onduleur autopiloté, pour des puissances de plusieurs MVA à quelques centaines de MVA,
- les moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs à transistors ou à GTO dont on module la durée d'allumage et d'extinction (MLI ou PWM).

Les puissances varient de quelques kVA à plusieurs dizaines de MVA.

4.2. L'autre mode de conversion de fréquence est la conversion directe de fréquence.

On prélève des arcs de sinusoïde des ondes triphasées de tension et on les combine pour reconstituer des ondes sinusoïdales triphasées de fréquence variable, dans un convertisseur appelé "cycloconvertisseur".

On obtient des ondes sinusoïdales pures dont la fréquence maximale est le tiers de la fréquence du réseau.

Le cycloconvertisseur peut alimenter des machines synchrones ou asynchrones puisque la génération des ondes est indépendante de l'existence ou non d'une machine.

Le cycloconvertisseur nécessite trois ponts à thyristors tête-bêche par phase. Il nécessite n fois 36 thyristors.

C'est un générateur d'harmoniques de fréquences variables côté réseau.

Il n'y a pas à proprement parler de limitation en puissance.

5. Aperçu sur la MLI et l'onduleur en tension

Il s'agit essentiellement de l'alimentation des moteurs asynchrones en vitesse variable.

Deux structures d'onduleurs de tension sont envisageables suivant la valeur de la tension : la structure deux niveaux, la structure trois niveaux.

Dans une structure dite deux niveaux (6 composants en pont de Graëtz), la tension aux bornes de la machine oscille entre les $+ U$ et $- U$. On génère donc une succession de créneaux d'amplitude U à la fréquence désirée.

La structure à deux niveaux est intéressante pour des tensions aux bornes de la machine inférieure à 1 000 volts.

Dans une structure dite trois niveaux (12 composants), on crée un point milieu de tension.

On génère donc des créneaux d'amplitude U et $U/2$. On peut donc créer des combinaisons de créneaux d'amplitude $0, U/2, U, 0, - U/2, - U$ dont l'enveloppe est plus proche de la sinusoïde que les créneaux générés par la structure deux niveaux.

Cette façon de procéder est intéressante à deux titres :

- elle fait travailler les composants à mi-tension,
- elle minimise le nombre d'extinctions et d'allumages des GTO, donc leurs pertes thermiques.
- elle génère beaucoup moins d'harmoniques que la structure à deux niveaux.

La structure à trois niveaux est intéressante en moyenne tension (entre 1 500 et 6 600 volts) et pour des puissances supérieures à 5 MVA.

Le principe de la MLI consiste à allumer et éteindre suivant un motif déterminé les composants semi-conducteurs de façon à synthétiser des ondes de tension de fréquence donnée. Cette fréquence est celle de répétition du motif.

Le choix des motifs dépend de critères que l'on veut favoriser en sortie du convertisseur.

Citons deux de ces critères :

Dans le cas d'entraînements à base de moteurs asynchrones destinés à entraîner des mécaniques, le choix du motif peut être déterminé par le désir d'éliminer tel ou tel harmonique susceptible de provoquer des pulsations de couple ou de provoquer un phénomène de résonance dans la ligne d'arbre.

Dans le cas d'un entraînement d'un ventilateur ou d'un compresseur par un moteur asynchrone à vitesse variable, le choix du motif peut être déterminé par le désir de minimiser les pertes dans le convertisseur et la machine afin d'accroître le rendement (problèmes d'économie d'énergie).

6. Classification des entraînements alternatifs

On voit donc que si autrefois les moteurs à courant continu étaient le seul moyen de faire des entraînements à vitesse variable, il n'en est plus de même aujourd'hui.

Le mode d'alimentation par pont de Graëtz et le principe de régulation en boucles cascades des moteurs à courant continu était unique. Malheureusement en utilisant des moteurs à courant alternatifs, il y a de nombreuses combinaisons possibles de convertisseurs, de machines, de modes de contrôle.

Ces combinaisons ne sont pas équivalentes dans le plan couple vitesse.

*** une association cycloconvertisseur et machine alternative a les mêmes performances dynamiques et statiques que le continu,**

Son domaine est : puissance 0 à 20 MVA,
fréquence < 15 Hz (< 200 tours/min).

Si la dynamique des performances est sévère, le moteur synchrone est plus avantageux que le moteur asynchrone du fait du contrôle plus simple de son excitation.

Le domaine du cycloconvertisseur est celui des fortes puissances et des basses vitesses.

*** Une association machine synchrone et onduleur autopiloté permet d'obtenir des entraînements à grande vitesse et forte puissance, par exemple :**

20 MW	6 000 t/mn,
2 MW	15 000 t/mn,
60 MW	600 t/mn.

C'est le domaine des entraînements à loi de couple parabolique en fonction de la vitesse, orienté vers les grandes vitesses de rotation.

Cette association permet de démarrer des alternateurs hydrauliques en pompe dans les centrales de pompage, ou de démarrer des turbines à gaz par l'alternateur de la Centrale. Ces convertisseurs ont des puissances de 10 à 50 MVA et la gamme de fréquence varie de 0 à 60 Hz.

*** Une association machine asynchrone, onduleur MLI 3 niveaux a les performances d'un cycloconvertisseur.**

Elle a sur eux l'intérêt d'avoir un facteur de puissance = 1 et d'éviter les harmoniques variables générés par les cycloconvertisseurs.

*** Les associations MLI 2 niveaux - machine asynchrone permettent :**

- sans contrôle vectoriel : d'entraîner des charges avec un couple parabolique en kN^2 (sans surcouple au démarrage ou en fonctionnement),
- avec contrôle vectoriel : d'entraîner des charges à couple constant.

Leurs domaines type sont :

. pour les lois en kN^2 : les entraînements de ventilateurs, de pompes, de compresseurs de quelques kVA à 2 MVA,

. pour les systèmes : tout type d'entraînement à condition de savoir judicieusement contrôler le couple grâce à l'addition d'un progiciel de "Contrôle vectoriel" et d'optimiser la loi de couple en évitant toute vibration ou résonance dans la plage de variation de vitesse.

On en déduit que l'on peut mettre en vitesse variable toute machine alternative quelle que soit sa vitesse et pratiquement quelle que soit sa vitesse de rotation à l'intérieur du domaine de faisabilité de la machine.

Par contre, le choix du convertisseur et de son contrôle dépend des performances spécifiques en couple et vitesse dont a besoin l'application. Il existe un certain nombre de types d'associations machines-convertisseurs : elles se différencient les unes les autres par les performances en couple vitesse qu'elles peuvent délivrer.

7. Les techniques numériques

Les régulations analogiques ont été à la base des performances en vitesses et en couples variables des machines à courant continu. Ces régulations analogiques peuvent être suffisamment performantes pour les associations onduleurs autopilotés et machines synchrones car elles sont de même espèce que les associations ponts de Graëtz - machine à courant continu.

Les autres associations type cycloconvertisseurs, onduleurs tension en MLI nécessitent des techniques numériques.

On distingue 3 niveaux dans le contrôle d'une machine alternative :

- le modulateur d'impulsion, le régulateur de flux et de courant statorique,
- le contrôle vectoriel,
- la régulation de vitesse et l'établissement de la référence de couple.

Les deux premiers niveaux s'intègrent vraiment au convertisseur pour faire un ensemble convertisseur-moteur-charge susceptible de délivrer à tout instant le couple demandé par le procédé.

Le troisième niveau s'intègre à l'architecture d'automatisme et relève de la stratégie d'utilisation que l'automatisme veut obtenir de cet actionneur intelligent constitué par l'ensemble moteur-convertisseur charge et contrôle.

Nous ne nous intéresserons qu'aux deux premiers niveaux.

Les techniques numériques utilisées à ce jour sont :

- * l'algorithmie pour le motif de modulation (ou plutôt les motifs nécessaires à la modulation de largeur d'impulsions) d'allumage et d'extinction des composants dans la plage de variation de fréquence envisagée

- * la technique des observateurs d'états basée sur la réalisation de modèles de comportement, observateur de couple, observateur de flux, observateur de température, etc.

- * le régulateur échantillonné travaillant à partir d'un modèle de référence en correction de l'écart entre le comportement du modèle et le comportement vrai de l'équipement,

Le modèle de comportement de la machine est le modèle de Park avec transformation des grandeurs rotoriques en grandeurs statoriques par changement d'axes.

Ces techniques utilisent des microprocesseurs rapides et les régulations sont d'autant plus performantes que les modèles et observateurs sont riches et précis.

Enfin, les techniques numériques permettent en plus :

- de stocker les résultats de calcul et les mesures à chaque pas de calcul sur un intervalle de temps donné,
- d'en déduire des enregistrements pour analyse,
- de mémoriser des enregistrements et les restituer lors de l'apparition d'un défaut.

La convivialité dans l'échange des informations avec les niveaux supérieurs de l'automatisme se fait par bus de communication pour recevoir les références de vitesse et de couple et pour l'émission des mesures et enregistrements.

Les techniques numériques favorisent l'aide à la maintenance et le diagnostic de pannes soit en local, soit à distance.

Conclusion

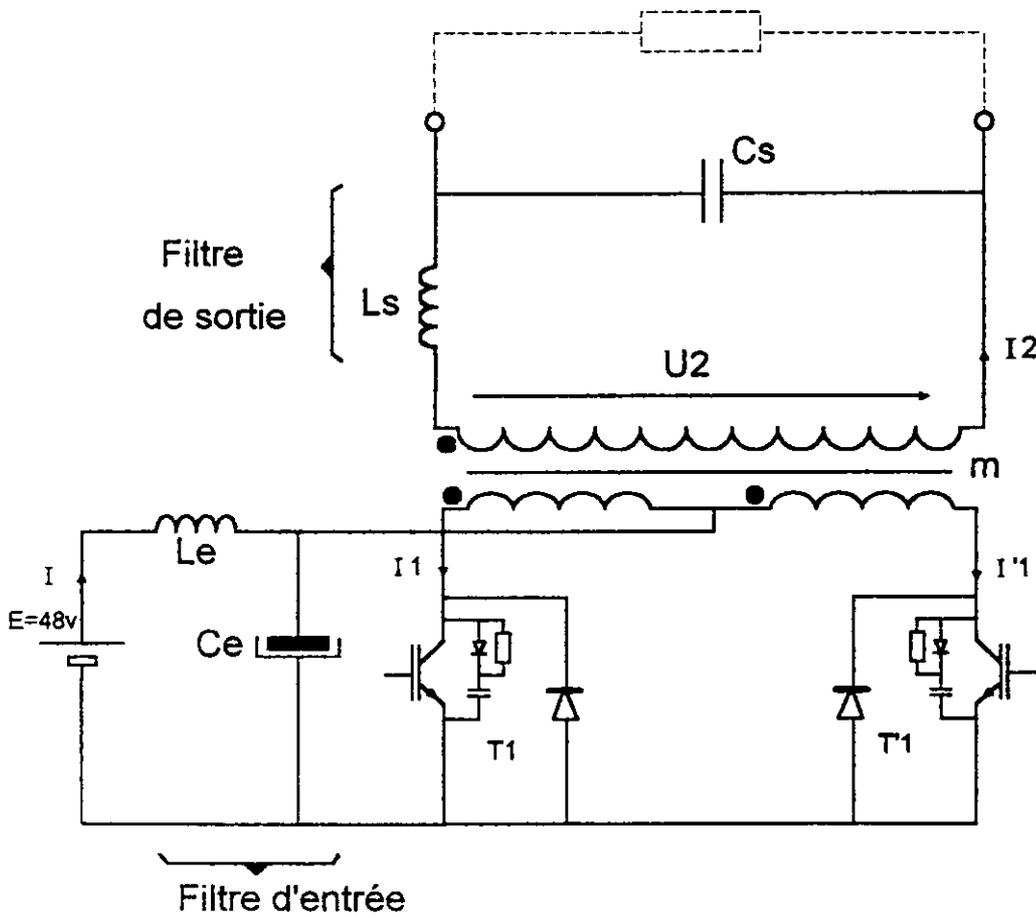
Grâce aux apports des techniques numériques de traitement de l'information et à l'utilisation des composants semi-conducteurs séparément pilotés à l'allumage et à l'extinction, l'électrotechnique a fait un grand pas en avant, en particulier en généralisant à la vitesse variable les machines alternatives autrefois dévolues aux vitesses fixes multiples ou sous multiples de la vitesse de synchronisme.

**CONVERSION CONTINU/ALTERNATIF
POUR ALIMENTATION ININTERRUPTIBLE**

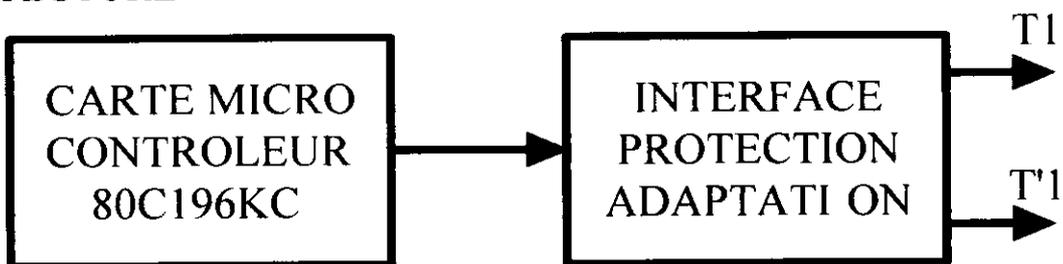
A: INTRODUCTION

Evaluation d'un projet conçu et réalisé par trois étudiants dans le cadre de l'obtention du BTS électrotechnique de 1993.

CHAINE DE CONVERSION D'ENERGIE PROPOSEE



ARCHITECTURE DE LA COMMANDE



TECHNIQUE DE MODULATION

Nous avons retenu l'utilisation d'une table d'angles précalculée, pour trois raisons.

La première repose sur une meilleure compréhension de cette technique par nos étudiants. La justification mathématique du spectre de l'onde peut être menée par un calcul classique de séries de Fourier. Sous cet aspect, la MLI (porteuse triangulaire/modulante sinusoïdale) régulière est très difficile d'accès.

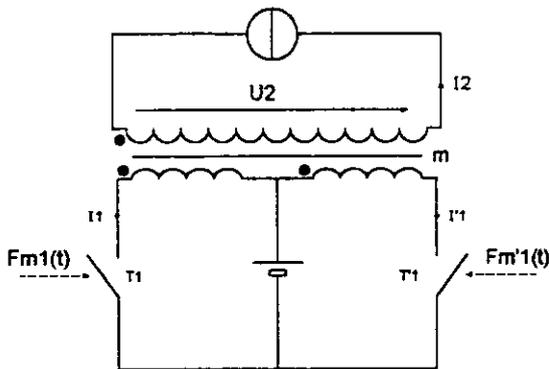
La seconde, concerne la synthèse du problème par un micro-contrôleur. Aisée s'il s'agit d'une lecture de table, difficile s'il s'agit de calculer en temps réel les instants correspondant aux intersections triangle/sinus, pour lesquels les problèmes de signe, d'arrondi, de débordement, de facteur d'échelle sont à résoudre numériquement.

La troisième, pour l'exploitation des moyens informatiques mis à la disposition des étudiants, tels que:

-) un logiciel de maths pour le calcul des angles.
-) un logiciel d'analyse spectrale pour le tracé du spectre.

B: MLI PRE-CALCULEE

schéma équivalent simplifié à l'échelle des commutations.



bilan des ampère-tours

$$N_1 I_1 - N_1 I_1' - N_2 I_2 = 0$$

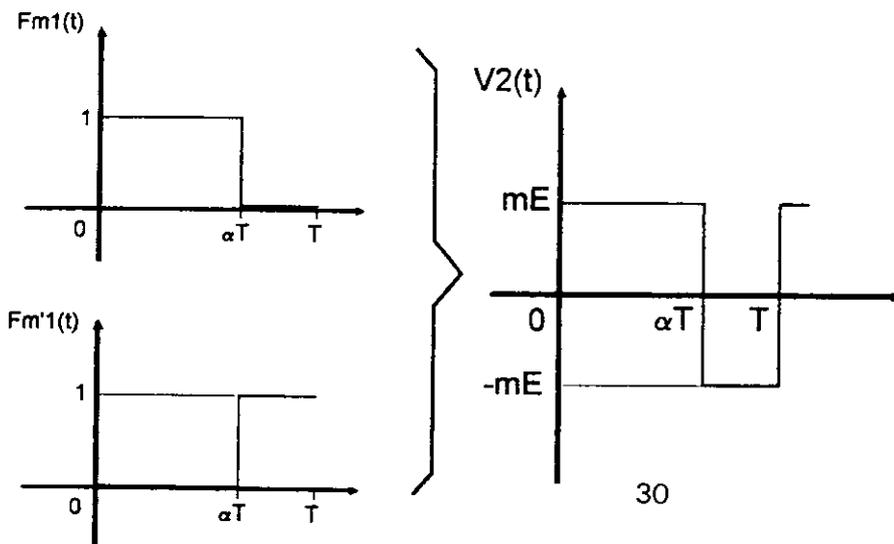
--> au moins un des deux interrupteurs doit être fermé à chaque instant

bilan des tensions

$$\left. \begin{aligned} V_{T1} &= V_1 + E \\ V_{T1'} &= E - V_1' \end{aligned} \right\} V_{T1} + V_{T1'} = 2E + V_1 - V_1' = 2E$$

--> au plus un des deux interrupteurs doit être fermé à chaque instant

Les deux commandes sont donc exactement complémentaires.



On peut assimiler ces commandes à deux fonctions de modulation: $F_{m1}(t)$ et $F'_{m1}(t)$

$$\text{Avec } F'_{m1}(t) = 1 - F_{m1}(t)$$

on peut donc écrire

$$V_2(t) = m E [F_{m1}(t) - F'_{m1}(t)]$$

$$V_2(t) = m E [2 F_{m1}(t) - 1]$$

D'autre part, la tension moyenne au secondaire du transformateur doit être nulle afin d'éviter la saturation de celui-ci.

$$\langle V_2 \rangle = m E [2 \langle F_{m1}(t) \rangle - 1]$$

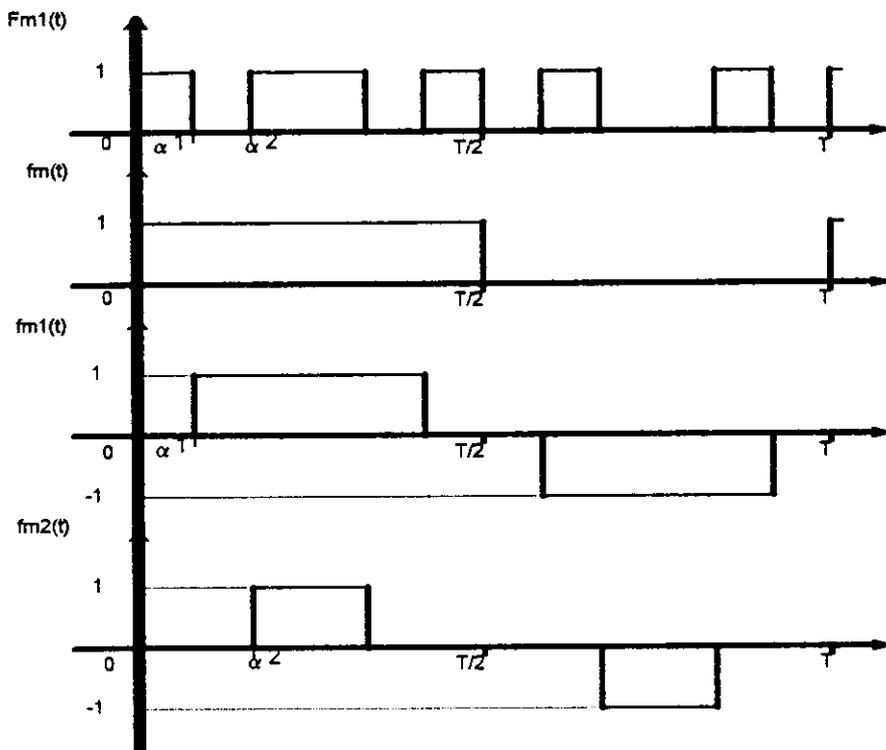
$$\langle V_2 \rangle = 0 \Rightarrow 2 \langle F_{m1}(t) \rangle - 1 = 0 \Rightarrow \langle F_{m1}(t) \rangle = 1/2$$

Si l'on décompose la fonction $F_{m1}(t)$ en une somme des fonctions $f_{mi}(t)$, et conservant la valeur moyenne, alors

la fonction de modulation $F_{m1}(t)$ s'écrit finalement: (biblio 1)

$$F_{m1}(t) = f_m(t) + \sum_{i=1}^M (-1)^i f_{mi}(t)$$

On appelle M le nombre de trous dans la fonction $F_{m1}(t)$ par demi période.



Excepté pour le fondamental, la relation montre que M harmoniques du spectre peuvent être supprimés de la série. La résolution du système de M équations non linéaires nécessite un logiciel. Les étudiants ont obtenu sur Eureka pour $M = 5$

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 10.68^\circ \\ \alpha_2 &= 26.39^\circ \\ \alpha_3 &= 32.28^\circ \\ \alpha_4 &= 52.39^\circ \\ \alpha_5 &= 54.54^\circ \end{aligned}$$

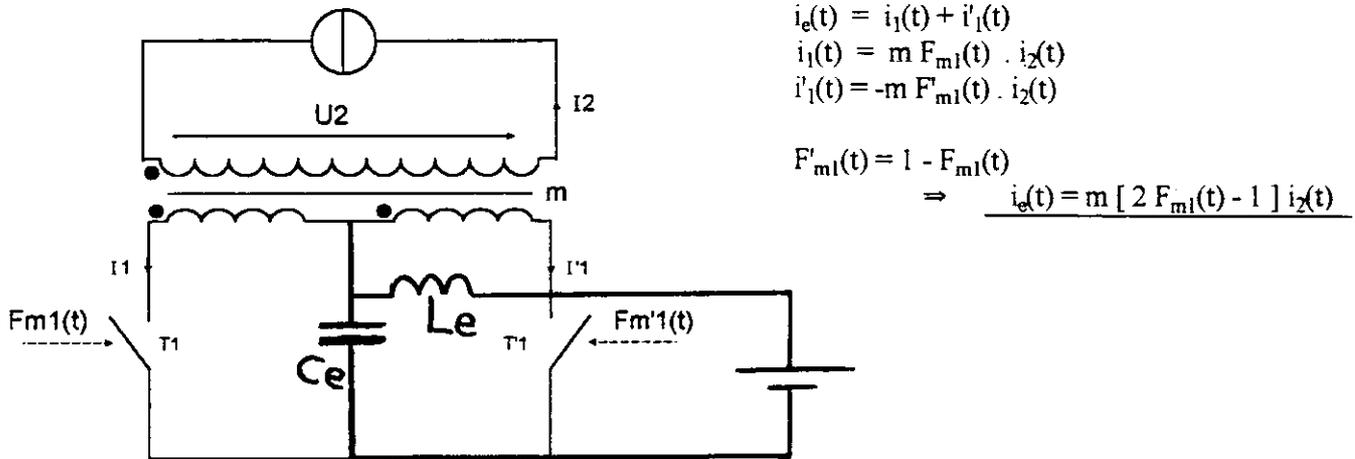
L'utilisation du logiciel d'analyse spectrale Fourier a ensuite permis aux étudiants de vérifier effectivement l'élimination du spectre de $V_2(t)$ des raies 3,5,7,9,11.

$$F_{m1}(t) = 1/2 + \sum_{n=1,3,5} 2/n\pi [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos n\alpha_i] \sin n\omega t$$

$$V_2(t) = \sum_{n=1,3,5} [4 m E [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos n\alpha_i]] \sin n\omega t / n\pi$$

C: FILTRE D'ENTREE

Les transitions du courant de la source continue, consécutives à l'alimentation d'un onduleur de tension nécessitent une source capacitive: La présence du filtre Le Ce est donc indispensable.



En considérant le filtre de sortie suffisamment efficace, le courant I_2 sera surtout dû à l'onde fondamentale de $V_2(t)$ de pulsation ω , soit:

$$i_e(t) = [\sum_{n=1,3} 4 m [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos n\alpha_i] \sin n\omega t \hat{I}_2 \sin(\omega t + \varphi)] / n\pi$$

on obtient alors:

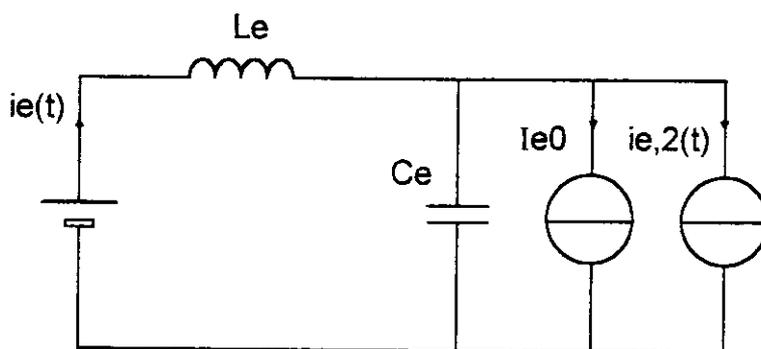
$$i_e(t) = \sum_{n=1,3} A_N \{ \cos [(n-1)\omega t - \varphi] - \cos [(n+1)\omega t + \varphi] \}$$

$$\text{avec } A_N = 2 m \hat{I}_2 [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos n\alpha_i] / n\pi$$

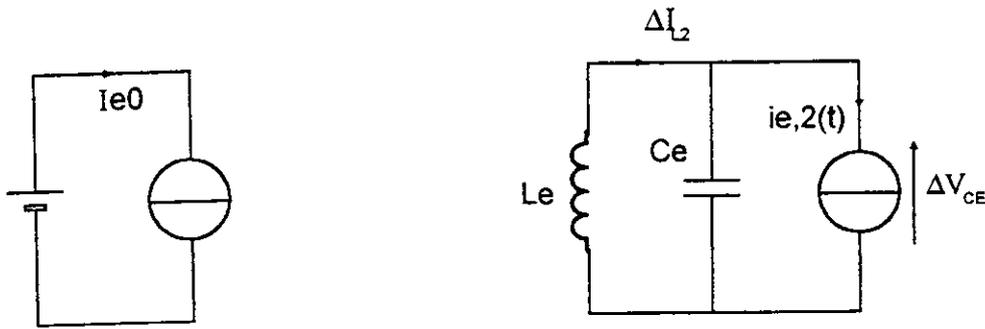
L'utilisation des fonctions de modulation, permettent en très peu de lignes d'exprimer la série de $I_e(t)$. On remarque également que les harmoniques de courant fournis par la source continue sont de rang pair.

Les deux premiers termes non nuls de la série $I_e(t)$ sont obtenus pour $n = 1$. On détermine dans ce cas, la composante continue I_{e0} et la première raie harmonique à 2ω , $I_{e,2}$ la plus difficile à filtrer, (avec $M = 5$, la seconde raie sera de rang 12).

En limitant le développement à ces deux termes, le schéma équivalent devient le suivant:



on peut le décomposer en deux schémas équivalents.



En considérant $\Delta I_1 \ll I_{e2}$, le dimensionnement s'obtient aisément par les deux équations suivantes:

$$I_c = C_e \times 2 \times \omega \times \Delta V_c \approx I_{e2}$$

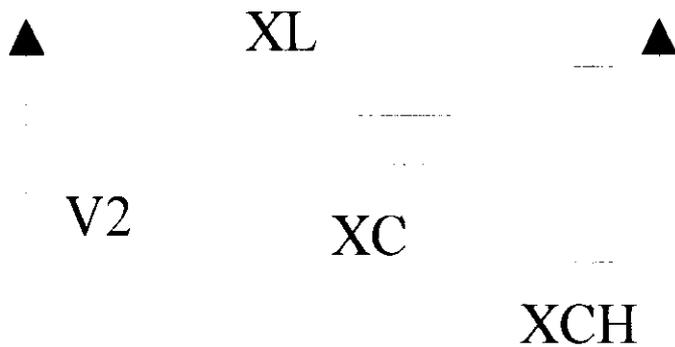
$$\Delta V_c = L_e \times 2 \times \omega \times \Delta I_1$$

$$C_e \geq \frac{I_{e2}}{2 \times \omega \times \Delta V_c}$$

$$L_e \geq \frac{\Delta V_c}{2 \times \omega \times \Delta I_1}$$

ΔV_c et ΔI_1 étant fixés par le cahier des charges.

D: FILTRE DE SORTIE



Son rôle consiste à laisser passer le fondamental de l'onde MLI, exempt des harmoniques contenus dans cette onde. Il devra donc filtrer dès le rang 13 pour $M = 5$. Il y a deux façons d'écrire la fonction de transfert de l'ensemble filtre + charge

$$1) \quad V_s = V_2 \frac{1}{1 + \frac{X_L}{X_C} \left(1 + \frac{X_C}{X_{ch}}\right)}$$

$$2) \quad V_s = V_2 \frac{X_C / X_L}{1 + \frac{X_C}{X_L} \left(1 + \frac{X_C}{X_{ch}}\right)}$$

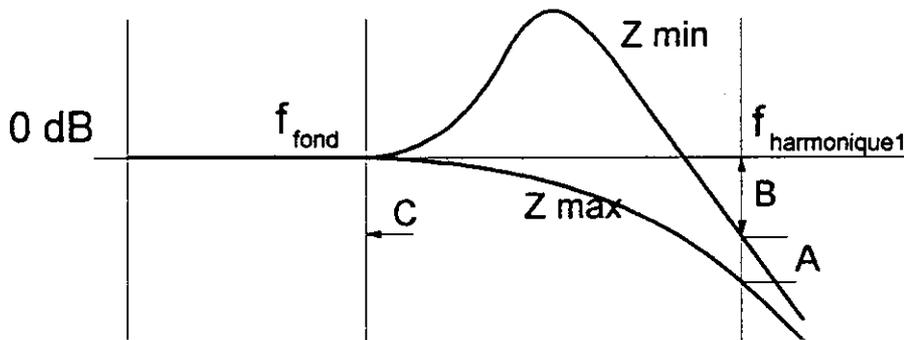
Ces deux égalités font apparaître deux moyens de rendre V_s peu sensible à la charge, soit:

$$\frac{1}{C_s \omega} \ll X_{ch}$$

$$L_s \omega \ll X_{ch}$$

Si la condition 1 est vérifiée pour le fondamental, elle le sera aussi pour les harmoniques 13, 15... donc, le résidu harmonique sur V_s sera peu influencé par la charge.

Si la condition 2 est vérifiée pour le fondamental, les harmoniques de tension chutés sur cette inductance alors de faible valeur, engendreront des harmoniques de courant dangereux pour les interrupteurs; nous retiendrons la condition 1.



Le diagramme de BODE associé fournit les contraintes technologiques de dimensionnement de L_s, C_s .

- A: insensibilité de l'atténuation du premier harmonique avec la charge.
- B: niveau de l'atténuation du premier harmonique.
- C: maintenir $(V_s)_{eff}$ peu différent de $(V_s)_f$ quelque soit la charge.

Fixons la contrainte A par la condition

$$\frac{1}{13 C_s \omega} \leq \frac{5}{100} X_{ch \min} \quad \text{avec} \quad X_{ch \min} = \frac{V_s^2}{P_{\max}} \quad \Rightarrow \quad C_s = \frac{20 P_{\max}}{13 \omega V_s^2}$$

ainsi l'atténuation A_{13} du premier harmonique s'écrit:

$$A_{13} = 13 \omega^2 / \omega_0^2 - 1 \quad \text{avec} \quad L_s C_s = \frac{1}{\omega_0^2}$$

A priori l'on peut choisir ω_0 pour obtenir l'atténuation désirée et ainsi fixer la contrainte B. Néanmoins, ce choix est limité par la contrainte C, telle que:

$$|X_C / X_L| \ll 1 \text{ soit } \omega^2 L_s C_s \ll 1 \quad \text{d'où} \quad \omega^2 / \omega_0^2 \ll 1$$

Associée à la relation précédente, il apparaît une limite, telle que:

$$A_{13} + 1 \ll 13^2$$

Cette relation permet éventuellement de choisir le nombre de commutations onduleur pour des atténuations très fortes. En utilisant la règle du dixième,

$$A_{13} + 1 \ll 169 \quad \Rightarrow \quad A_{13} = 16 \quad \Rightarrow \quad L_s = \frac{1}{\omega_0^2 C_s}$$

E: INTERFACE

Deux fonctions sont dévolues à l'interface commande/interrupteur.

-) **une interface logique pour:**

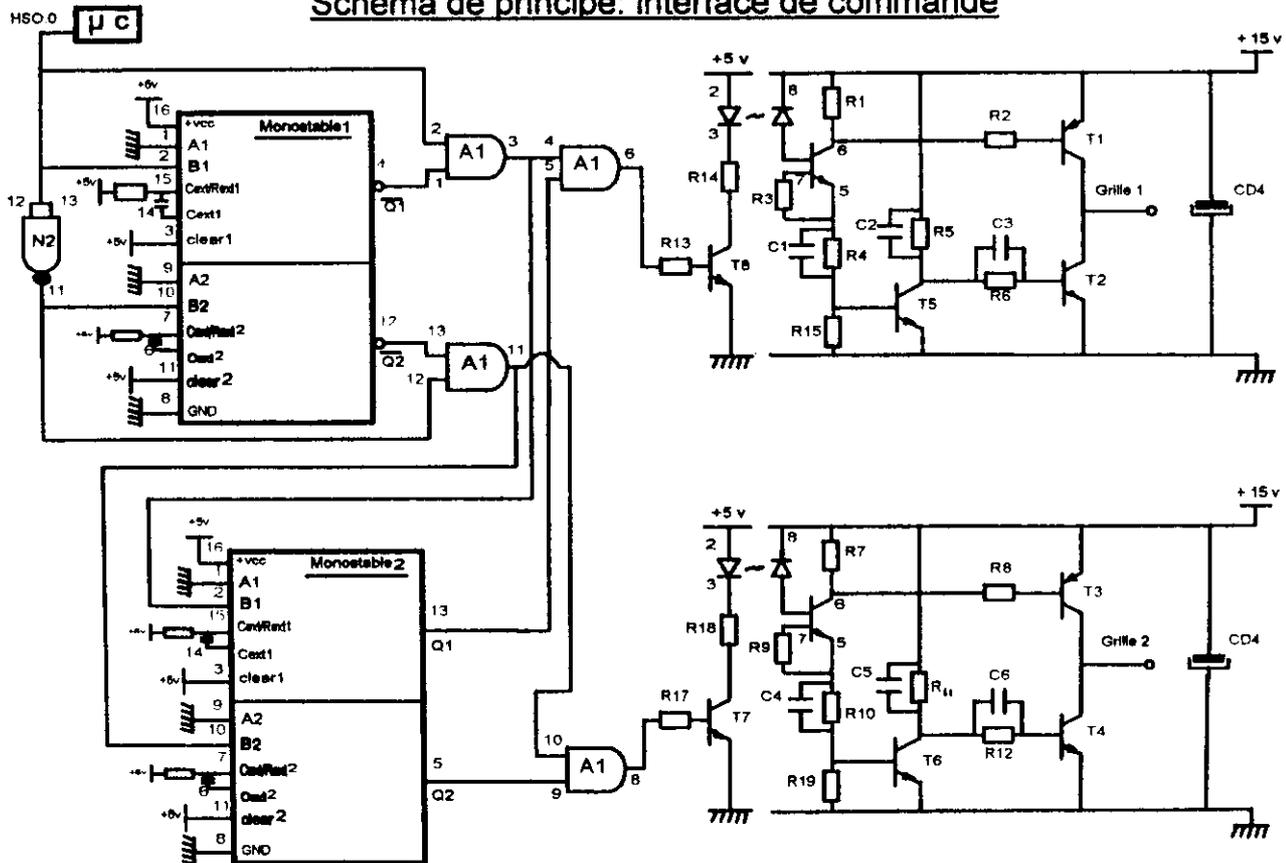
- complémenter la sortie μC , car la commande de T'1 se déduit de celle de T1 par la loi $F_{m'1}(t) = 1 - F_{m1}(t)$
- créer un temps mort entre les deux commandes par le monostable 1 (anti recouvrement T1/T'1)
- bloquer les deux commandes si la fréquence du signal est trop basse, par le monostable 2 (protection sur arrêt du μC)

-) **une interface analogique pour:**

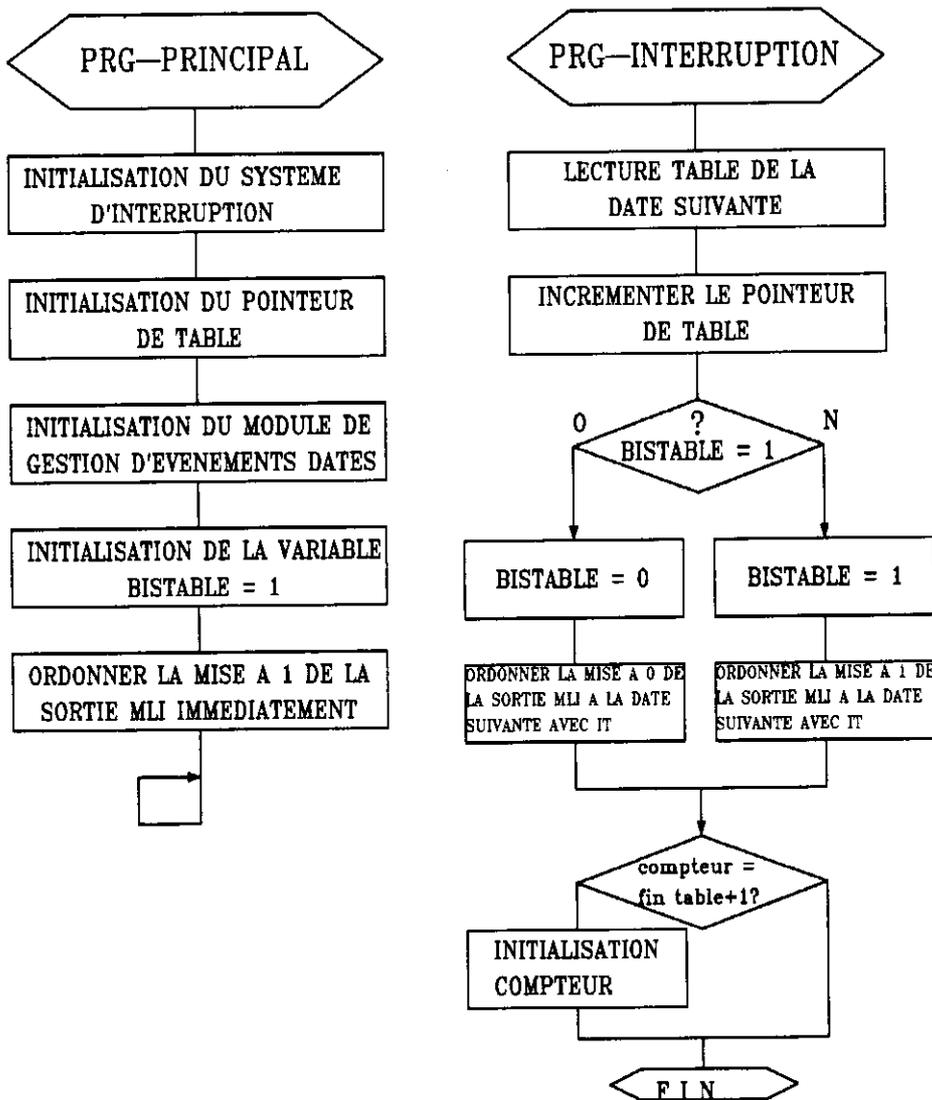
- réaliser l'isolation galvanique avec les interrupteurs

réaliser une attaque basse impédance de la grille des MOS de puissance

Schéma de principe: interface de commande



F: COMMANDE



Le µC 80C196KC intègre entre autres choses, un module de commande particulier d'entrées/sorties. Ce module est capable, indépendamment du µC, de gérer des ordres (montée/descente d'une sortie) à des dates précises (grâce à une base de temps interne au module, matérialisée par un compteur initialisé modulo 20000), grâce à une mémoire cache.

La production de l'ordre lorsque la date échoit peut s'accompagner d'une demande d'interruption. Le rôle du programmeur se limite donc à chaque

commutation de la sortie, de donner l'ordre suivant (complémentation) à la date suivante (lecture de table), jusqu'à produire une période de 20mS.

G: CONCLUSION

Les difficultés essentielles rencontrées par les étudiants se situent autour du transformateur, car à trois enroulements.

Notamment à vide, pour construire le courant magnétisant fourni par deux demi primaires. Notamment en charge, pour construire les courants primaires, en respectant la continuité des variables d'état (courant I2 et flux dans le circuit magnétique du transformateur).

De façon plus générale, les erreurs d'interprétation du fonctionnement du convertisseur statique, ont pour origine un maigre souci de la continuité des variables d'état avec pour conséquence des réflexions du genre: "je commande mon transistor, donc il conduit...."

Une autre difficulté dans l'accomplissement du projet a pour origine un usage intensif de l'informatique auquel nous les contraignons. Au delà de l'effet gratifiant pour la formation, utiliser conjointement **CIRCUIT** pour simuler le dispositif, **EUREKA** et **FOURIER** pour l'étude du spectre théorique de l'onde, **SAND** pour l'étude du spectre expérimental, l'assembleur **ASM96** et le moniteur **ECM96** pour le développement de la commande, sans oublier **CADKEY** pour la DAO du circuit imprimé, nécessite un sérieux pouvoir d'adaptation renforcé par une utilisation "en pointillé" de ces logiciels.

De plus, nous avons remarqué que certains logiciels de part leurs performances, induisent une analyse plus fine des problèmes et mènent ainsi les étudiants à des réflexions bien éloignées des grands principes de base, et ne facilitant pas la compréhension globale.

Malgré tout, l'intérêt de ces outils est tel, qu'il paraît impossible aujourd'hui d'envisager l'étude d'un projet "à la main".

H: RELEVES EXPERIMENTAUX

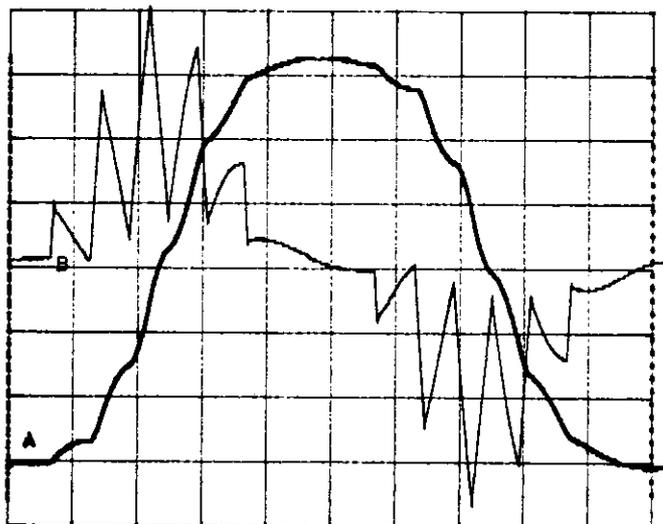
essais réalisés à demi-puissance pour $E = 24V$

fonctionnement à vide

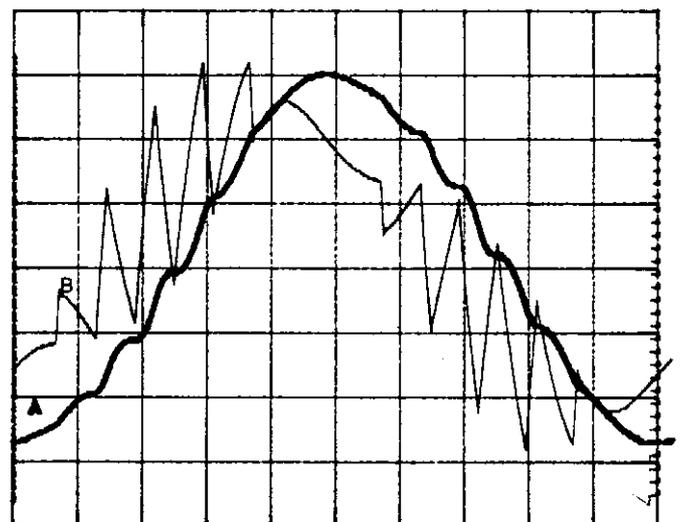
courant secondaire : 1 A / div

tension de sortie : 50 V / div

base de temps : 2 mS/div

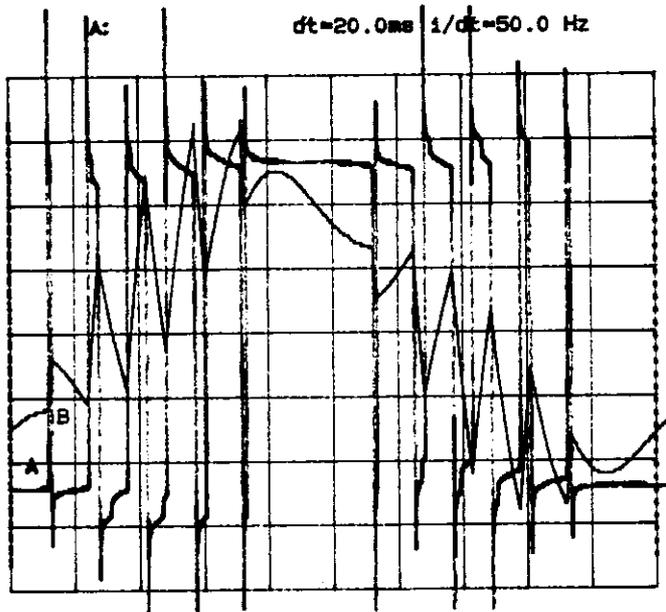


fonctionnement en charge

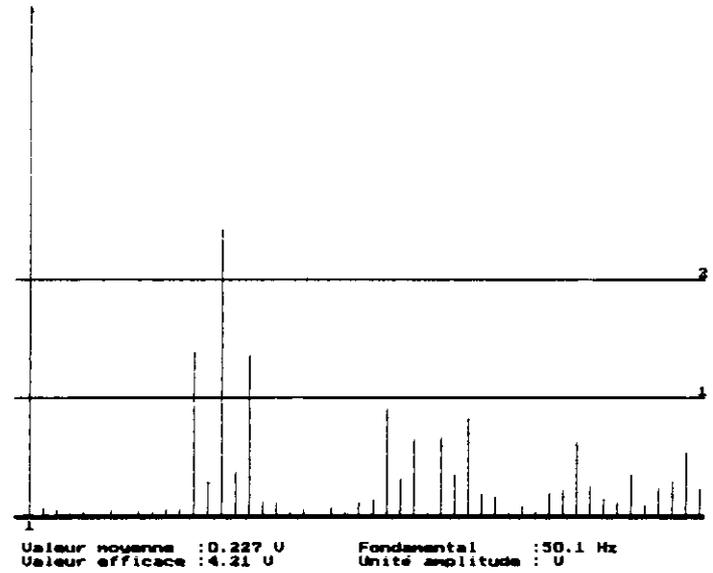


tension secondaire

spectre correspondant



SPECTRE DE U2 EN CHARGE



Alain Cunière

Jean Luc Eouzan

lycée technique de MEAUX

I: BIBLIOGRAPHIE

rapport de jury de l'agrégation externe de génie électrique 1991

revue CNDP sciences et techniques industrielles: N° 59 et N° 62

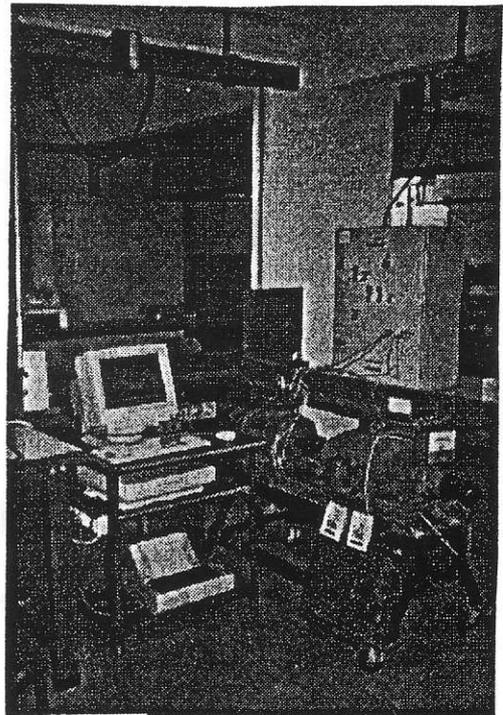
MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

Christian MOETUS et Jean-Marie NOUVELLON
professeurs section BTS electrotechnique
au Lycée Polyvalent POINTE DES NEGRÉS
de FORT de FRANCE

INTRODUCTION

Le but de notre étude , qui privilégie une approche expérimentale, est de présenter le comportement d'une machine asynchrone triphasée couplée en étoile et alimentée par un système triphasé d'ondes MLI.

Pour ce faire, nous observons l'allure des grandeurs caractéristiques de la machine tout au long de la chaîne de conversion d'énergie (électrique/mécanique) : tensions simples et composées, courants statoriques, courants rotoriques, glissement et couple. De plus, l'analyse spectrale des grandeurs électriques, nous permet de faire le parallèle avec le fonctionnement de la machine alimentée par des tensions sinusoïdales .



SCHEMA SYNOPTIQUE DU MONTAGE

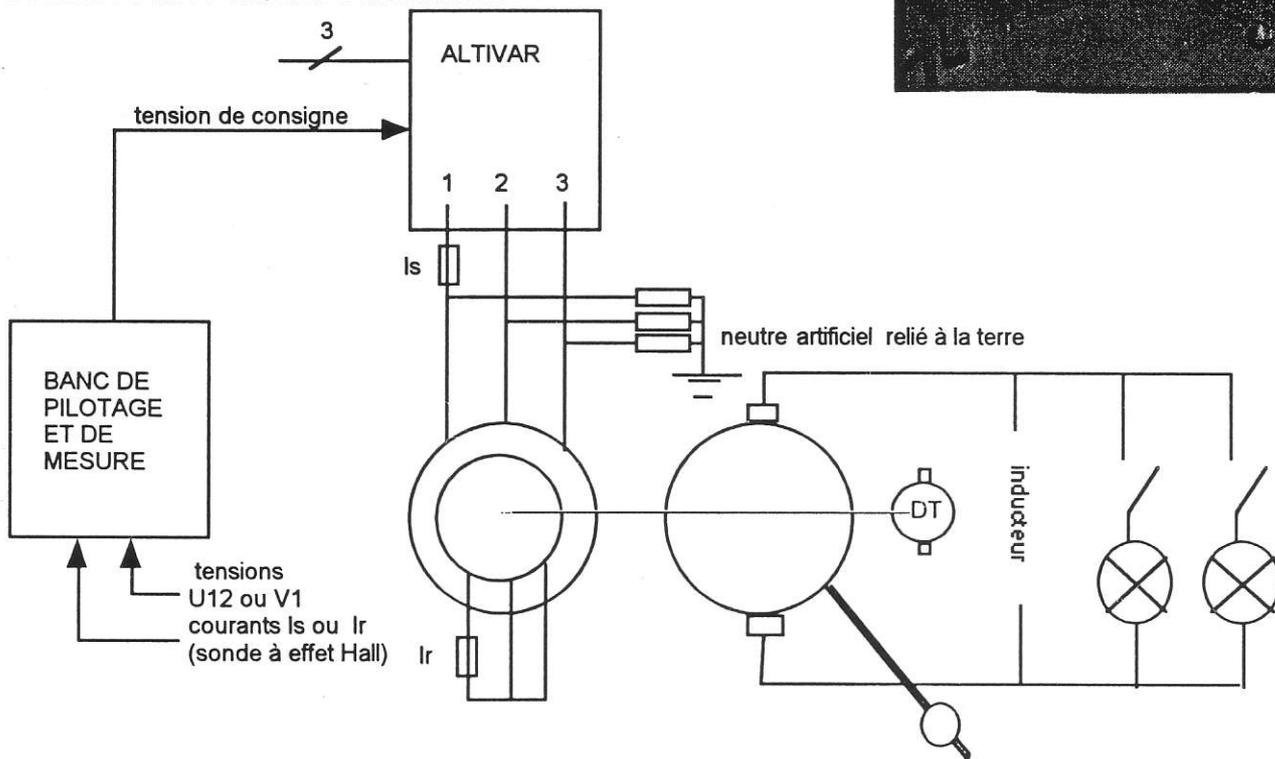


fig 2

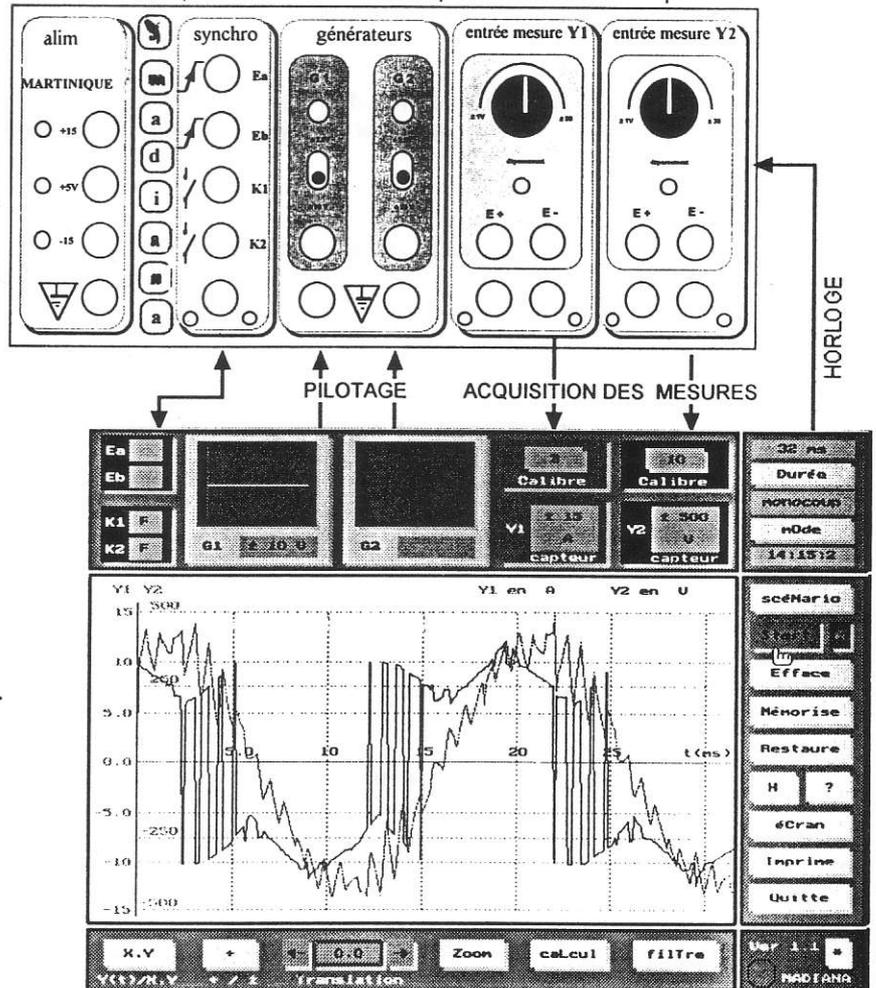
Le montage est constitué de 3 modules mobiles et entièrement câblés pour la facilité et la rapidité de mise en oeuvre et la rigueur quant au respect des normes de sécurité(masses reliées à la terre....) :

-L'alimentation de puissance : ALTIVAR TELEMECANIQUE ATV45U40 monté en coffret avec commande en tension 0,10V correspondant à la plage de vitesse 0,1500 tr/min (remplacé en fin de manipulation par un alternostat triphasé)

- Le banc de machines :
 Une machine asynchrone triphasée couplage étoile à rotor bobiné 4.5KW , U =380V , I = 11A , 1395 tr/min , $\cos p = 0.76$, $\text{rend} = 0.8$.
 Une génératrice balance à excitation shunt avec 3 possibilités de charges 0 , 1.5 KW , 3 KW obtenues par mise sous tension de lampes à incandescence fixées sous le banc machine.
 Une dynamo tachymétrique .

-Le module de pilotage , d'acquisition et d'exploitation des mesures (centrale de mesure MADIANA ,MENTOR-SCIENCES) est connecté à un ordinateur muni de son imprimante . L'ensemble de la manipulation est géré par l'expérimentateur grâce à la souris : pilotage de la manipulation par l'envoi de signaux de commande , mesure des grandeurs électriques ; stockage et exploitation des résultats (mesure de temps , valeurs moyennes, valeurs efficaces, puissance , filtrage , analyse spectrale)

Boitier électronique avec connections 4mm pour commandes et capteurs



Données techniques sur la centrale:

matériel:

2 entrées différentielles , protégées 1000 V efficace , échantillonnage à fréquence variable , maximum 64 KHz pour l'acquisition de 2 courbes simultanées, durée d'acquisition variable de 8 ms à 8 heures , affichage directement dans l'unité de la grandeur physique mesurée
 2 générateurs TBF 0.002 Hz à 2 KHz; 0,10 V 200 mA, synchronisés entre eux.
 2 entrées TTL par front , 2 sorties TTL pour commandes interrupteurs
 3 alimentations +15 , -15 , +5V 200 mA pour capteurs et petits montages électroniques
 L'ensemble constitue un banc de mesure complet , compact et facile à brancher.

logiciel :

apprentissage quasi-immédiat grâce à son ergonomie, nombreuses possibilités de calcul, sauvegarde des mesures dans des fichiers ASCII exploitables par la plupart des tableurs - graphes.
 possibilité de fonctionnement du logiciel de calcul sans la centrale , permettant d'exploiter les mesures dans un lieu et à un moment différent de celui de l'acquisition.

Ecran de l'ordinateur :logiciel de pilotage ,acquisition et d'exploitation

ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

U12 mli

U12 variation. de U12 moyen

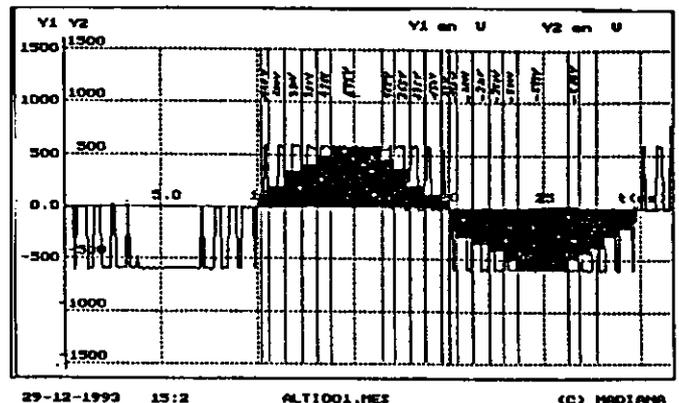
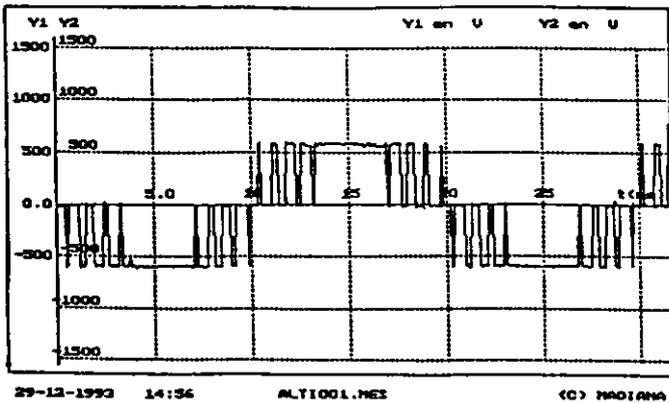


Fig 4 et 4'

point de fonctionnement : consigne = 9.9 V (donc f proche de 50 Hz) et $P_{géné} = 3 \text{ kW}$

L'observation de $U_{12}(t)$ tension composée au stator et de la tension $U'_{12}(t)$ obtenue en remplaçant chaque créneau par sa valeur moyenne, permet de retrouver approximativement le fondamental de la tension $U_{12}(t)$ et d'introduire la définition de la MLI : "une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes d'ondes dont la valeur moyenne évolue sinusoïdalement".

Le choix des instants de commutation des interrupteurs repérés par des valeurs d'angle sur une onde 180° , permet de régler l'amplitude du fondamental et de fixer le rang des harmoniques à éliminer ou encore le taux global d'harmoniques.

U12 mesure des angles

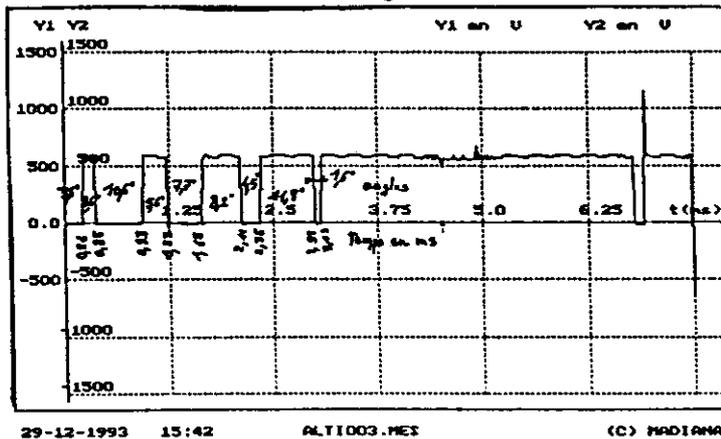


Fig 5 point de fonctionnement identique à Fig 4, durée d'acquisition 8 ms au lieu de 32 ms

Les valeurs trouvées expérimentalement sont conformes aux données constructeur : un motif de 9 angles sur $1/4$ de période [$4^\circ, 2^\circ, 11^\circ, 5^\circ, 8^\circ, 8^\circ, 5^\circ, 11^\circ, 2^\circ$]

analyse spectrale comparée de U12 (t) tension composée et de V1 (t) tension simple pour le même point de fonctionnement .

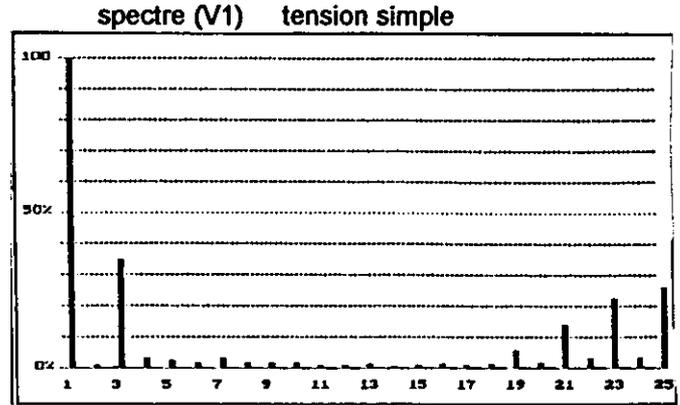
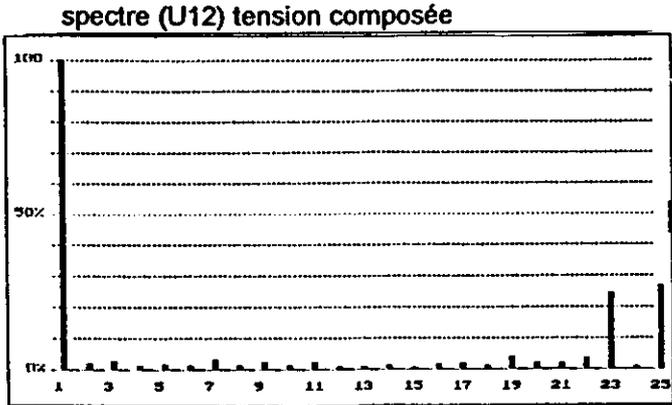


Fig 6 et 6' Nota : la représentation temporelle de V1 (t) est donnée en Fig 11

Si on considère comme négligeable tout harmonique d'amplitude inférieure à 10% de celle du fondamental, le spectre de fréquence de la tension composée se caractérise par :

- l'absence d'harmoniques paires , le signal est symétrique par rapport à sa 1/2 période.
- l'absence d'harmoniques de rang multiple de 3 (3,9,15,21) contrairement à la tension simple (présence des raies 3 et 21) ; en effet $U_{12}(t) = V_1(t) - V_2(t)$ et cette composition fait disparaître les harmoniques multiples de 3.
- l'absence d'harmoniques 5,7,11,13,17,19 est liée au choix des angles calculés par le constructeur .

Il ne reste donc que des harmoniques impaires 23,25 (et d'autres de rang supérieur non visualisés) qui caractérisent la qualité de la MLI .

Remarque 1:

Choix des appareils de mesure

Rappelons que le carré de la valeur efficace d'un signal est égale à la la somme des carrés des valeurs efficaces de ses composantes harmoniques. La valeur indiquée par un appareil de mesure RMS dépend donc du nombre d'harmoniques pris en compte par celui-ci: un voltmètre RMS de bande passante [15 Hz, 50 KHz] indique $U_{12}=501V$.

Pour la MAS, c'est la valeur efficace du fondamental qui importe.

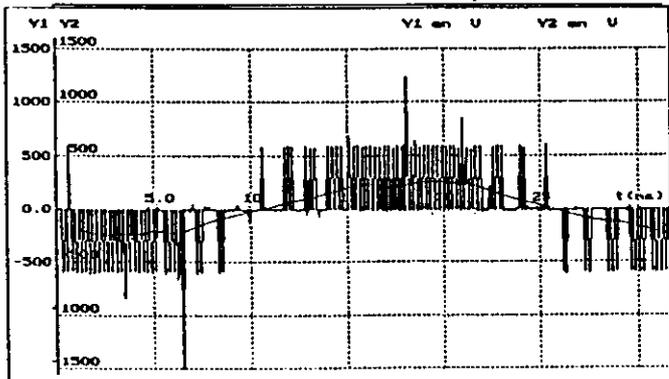
Cette valeur peut être obtenue après filtrage de la tension MLI (avec la centrale, on obtient 407 V) ou par calcul approximatif sur la figure 4' : $585 / \sqrt{2} = 413 V$.

Remarque 2:

La M.L.I calculée fixe la valeur efficace du fondamental. Pour un fonctionnement à couple constant de la machine asynchrone, il faut maintenir le rapport ($U_{eff.fondamental} / f$) constant, d'où la nécessité d'un découpage supplémentaire des créneaux de tension précédents. Cette surmodulation provoque une dégradation du spectre de fréquence de la tension.

Notons à ce propos que l'ALTIVAR est équipé d'un dispositif de compensation partielle du glissement tenant compte de la chute de tension statorique , en conséquence lorsque la charge du moteur diminue , la tension délivrée par l'ALTIVAR diminue aussi grâce à une surmodulation.

U12 et son fondamental pour 33 Hz



spectre U12

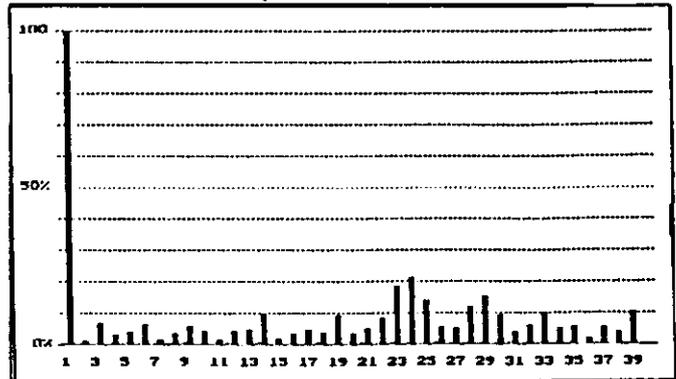
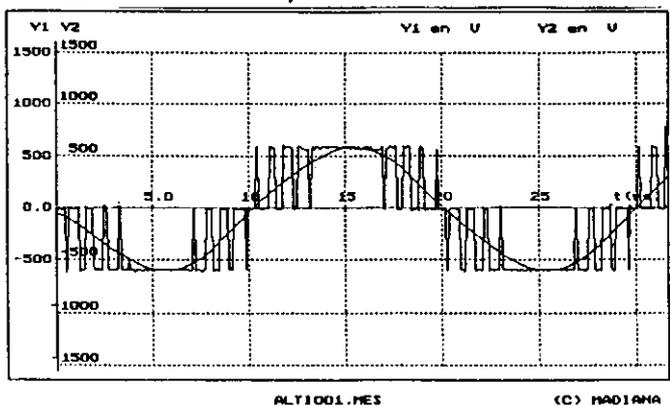


Fig 7 et 7'

COMPORTEMENT GLOBAL DE LA MACHINE ASYNCHRONE: U12, Is, Ir.

U12 tension composée et son fondamental



spectre U12

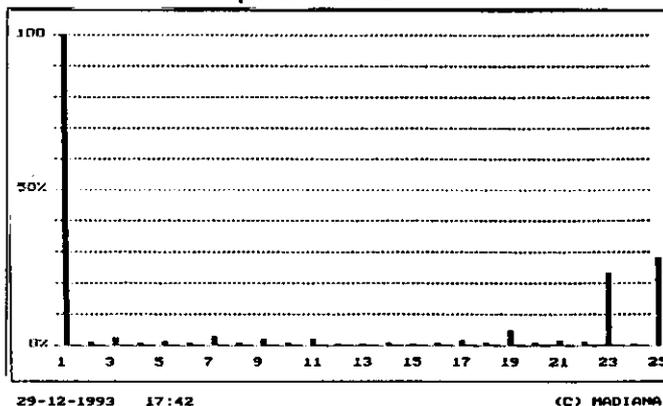
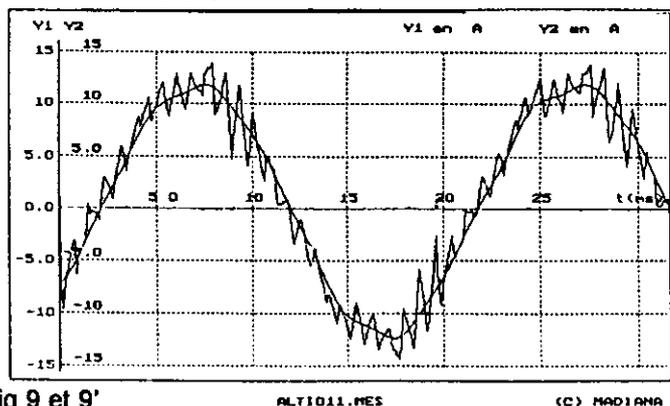


Fig 8 et 8'

Le passage de U12 (t) à Is (t) s'accompagne d'une diminution du taux d'harmonique. Le stator, de part sa nature inductive, se comporte comme un filtre passe bas.

Is courant stator et son fondamental



spectre Is

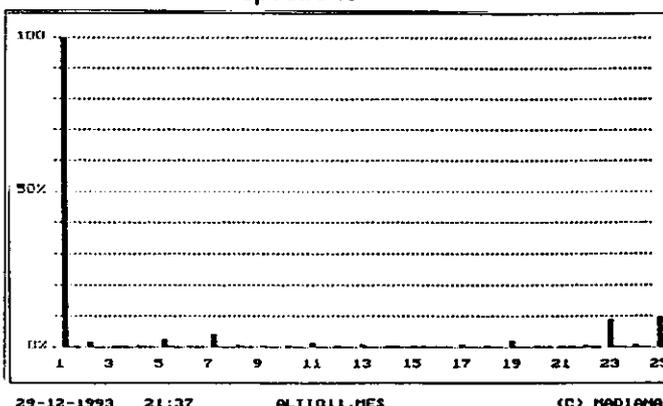
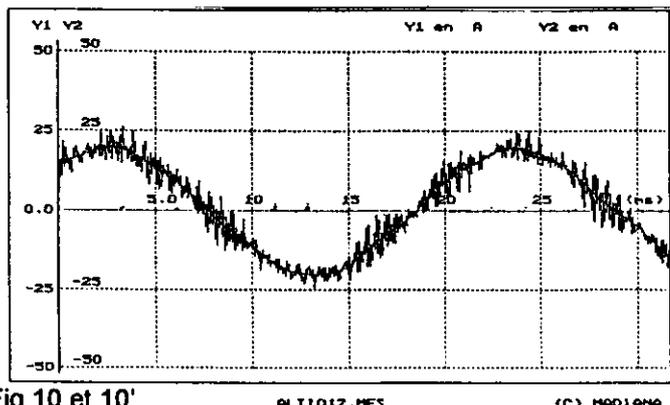


fig 9 et 9'

Ir courant rotor et son fondamental



spectre Ir

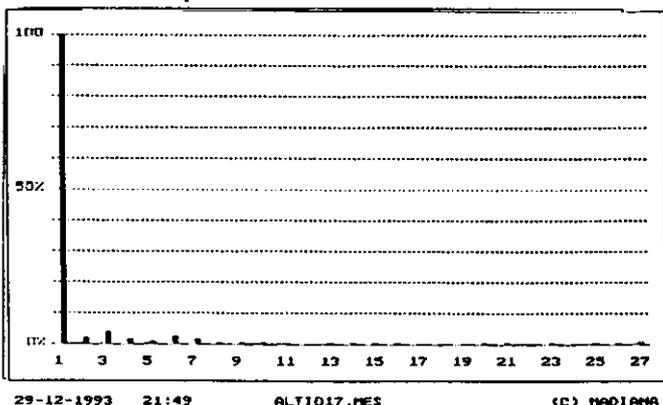


Fig 10 et 10'

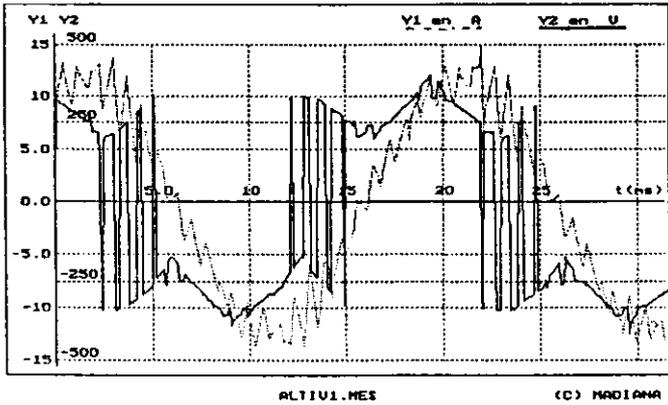
Les courants rotoriques sont quasiment sinusoïdaux, la vitesse de la machine étant constante, le champ tournant est un vecteur d'amplitude constante tournant à fréquence fixe. D'un point de vue qualitatif et en négligeant les phénomènes de saturation magnétique, la conversion d'énergie qui se fait par la puissance transmise du stator au rotor se déroule comme si la machine était alimentée par des tensions et courants sinusoïdaux. En conséquence, les lois établies pour la machine asynchrone en sinusoïdal s'appliquent : on peut ainsi vérifier que pour les faibles glissements le couple mécanique est proportionnel au glissement:

couple mécanique mesuré par génératrice balance (Nm)	4,4	14	24
Tr période des courants rotoriques (secondes)	2,57	1,02	0,60
glissement = f rotor / f stator = T stator / T rotor	0,77%	2,1%	3,3 %

ETUDE D' UN ENROULEMENT STATORIQUE: V, Is.

La machine asynchrone est alimentée par un système de tensions M.L.I. On remarque la présence d'harmoniques 3 et multiples de 3 qui n'apparaissent pas dans le spectres des tensions composées.

Is et V alimentation MLI



spectres Is et V

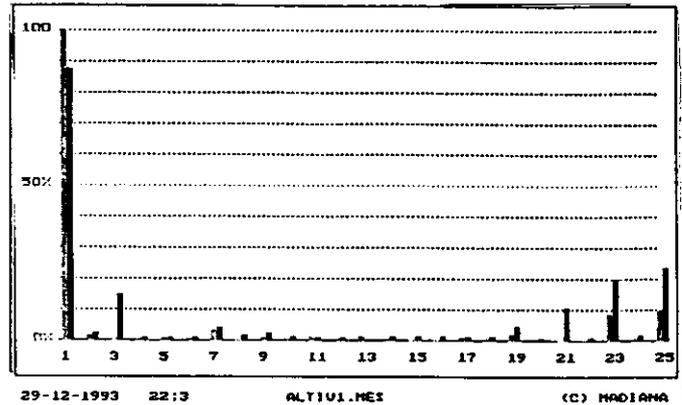
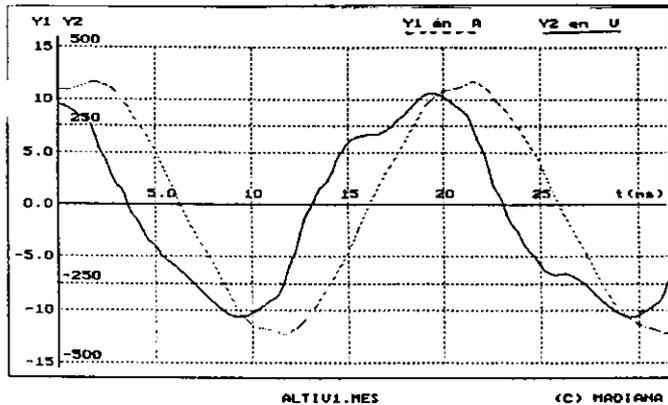


Fig 11 et 11'

Après traitement par un filtre numérique (fréquence de coupure $\gg 50$ Hz) des grandeurs précédentes, on constate que seul le courant est quasi sinusoïdal (harmonique 3 n'a pas disparu sur la tension).

Is et V MLI après filtrage



spectres Is et V après filtrage

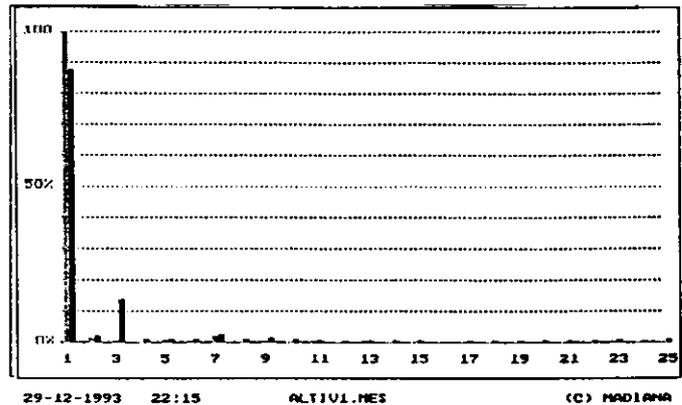
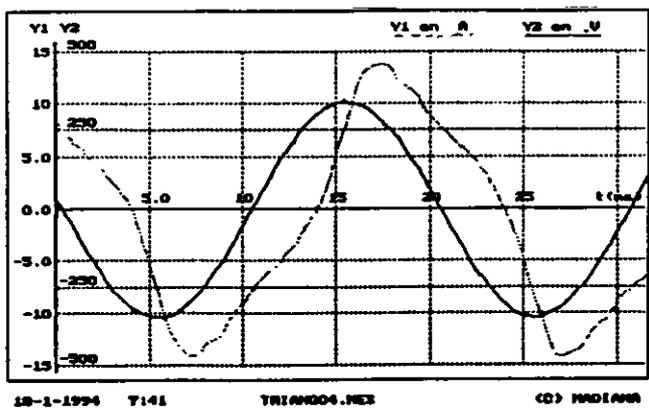


Fig 12 et 12'

Alimentation par tensions sinusoïdales pour une même charge :

Pour s'assurer que les enroulements de la machine asynchrone sont bien alimentés par un système de tensions sinusoïdales, on couple le stator en triangle. Le courant statorique n'est alors pas sinusoïdal (présence de l'harmonique de rang 3).

Is et V alimentation tension sinusoïdale



spectres Is et V (Vsinusoïdale)

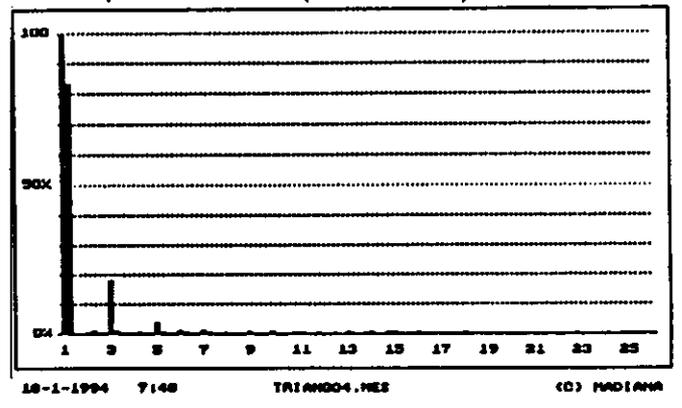
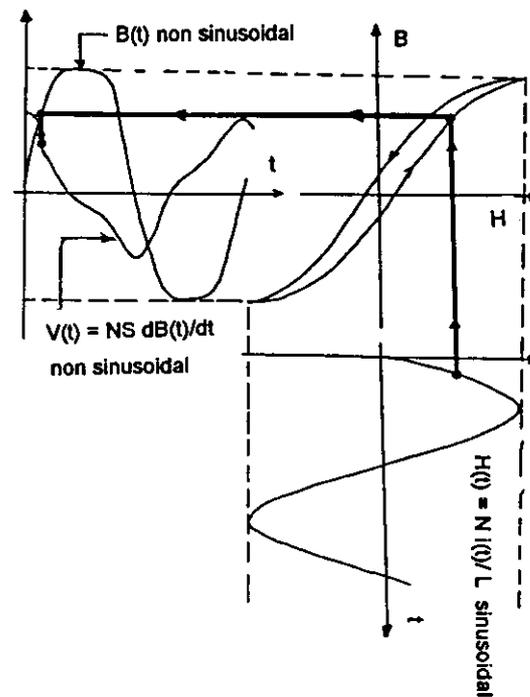


Fig 13 et 13'

analyse des formes de Is et V

SINUS: Quand on impose un système de tensions sinusoïdales aux bornes des enroulements du stator de la machine asynchrone, la forme du courant est influencé par la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique (comme pour un transformateur dont le courant à vide serait important). Cette non linéarité fait apparaître dans le spectre du courant des composantes harmoniques de rang impair et plus particulièrement de rang 3.

MLI: le courant étant quasi sinusoïdal, la forme de la tension simple résulte comme précédemment de la non-linéarité introduite par la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique de cette machine. (voir figure jointe)



Il faut noter, que pour les deux types d'alimentation étudiées précédemment, l'énergie est transmise essentiellement par le fondamental. En effet, on n'a pas simultanément une composante harmonique de rang 3 pour le courant dans une phase du stator et pour la tension aux bornes de celle-ci (fig 11', 12', 13'), il n'y a donc pas d'énergie transportée par cet harmonique. En première approche, U_{eff} fondamental ou encore U_{eff} fondamental caractérise bien l'onde MLI vis à vis de la conversion d'énergie effectuée par la machine asynchrone.

CONCLUSION

Cette présentation, qui s'appuie sur l'étude du comportement de la machine asynchrone, a pour conséquence de favoriser la compréhension de la commande d'un onduleur de tension par modulation de largeur d'impulsions. Elle est essentiellement basée sur l'étude de la forme des courbes et s'appuie sur des phénomènes physiques simples. Malgré le peu de renseignements fournis par le constructeur sur la stratégie utilisée, le choix de l'ALTIVAR pour cet essai se justifie par sa grande diffusion dans les Lycées Techniques. Il est certain qu'une étude plus approfondie nécessiterait l'utilisation d'autres variateurs (VNTA de CEGELEC ...) afin comparer les différentes techniques de modulation de largeurs d'impulsions utilisées.

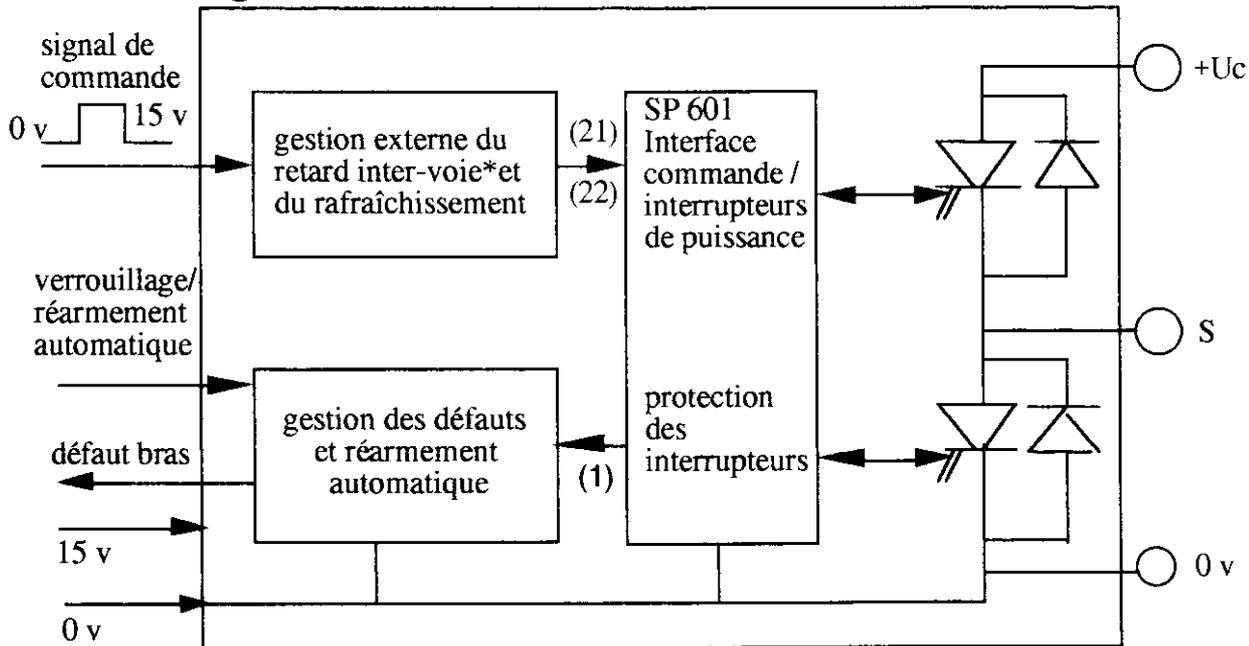
BIBLIOGRAPHIE:

TELEMECANIQUE: La variation de vitesse électronique pour les machines asynchrones à cage.
MADIANA: module d'acquisition digital-analogique conçu par B Pontalier et JM Nouvellon professeurs de physique appliquée, est fabriqué et distribué par MENTOR SCIENCES.

REALISATION DE BRAS D' ONDULEUR A TRANSISTORS M.O.S OU I.G.B.T.

La construction du bras d' onduleur proposé ici passe par l'utilisation d'un circuit spécialisé : le SP 601 (SP 600) fabriqué chez HARRIS.

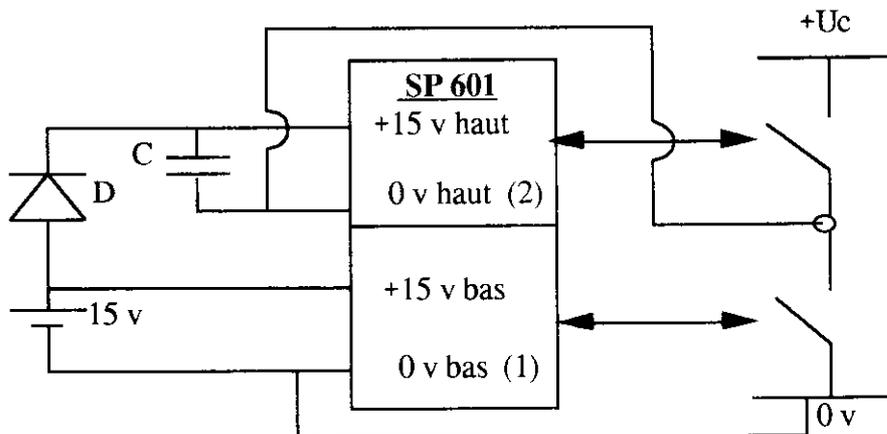
Structure générale du bras



*Retard inter-voie : temps mort entre la commande du blocage d'un transistor et la commande de conduction de l'autre.

Fonctionnalités du SP 601

- alimentation du circuit sous 15 v référencée par rapport au 0 v de la puissance (0 v commande relié au 0 v puissance).
- le circuit se compose de deux parties distinctes isolées galvaniquement entre elles :
 - (1) commande et surveillance du transistor de la voie basse. Cette partie est directement alimentée à partir du 15 v du contrôle.
 - (2) commande et surveillance du transistor de la voie haute. Cette partie est alimentée par un montage dit "boot-strap".



Le rafraîchissement de la charge de C a lieu lorsque le transistor du bas est commandé; les deux alimentations (voie haute, voie basse) sont alors au même potentiel, D est passante. Lorsque le transistor du haut est commandé, l'alimentation de la voie haute est à U_c . D est bloquée, seul C fournit l'énergie nécessaire à la commande et à la surveillance de ce transistor.

- **surveillance des alimentations** : en cas d'affaiblissement de l'une d'entre elles, le SP 601 provoque le blocage des deux transistors.

- **contrôle des tensions de grille** : si l'une des tensions de grille d'un transistor ne se maintient pas à un niveau compatible avec la commande, le SP 601 provoque le blocage du transistor.

- **surveillance des courants** parcourant les transistors : cette surveillance se fait à l'aide de shunts placés en série avec la source (M.O.S.) ou l'émetteur (I.G.B.T.).

Si la tension aux bornes de l'un de ces shunts excède 100 mv (ou 130 mv en position "boostée"), le SP 601 provoque le blocage des deux transistors.

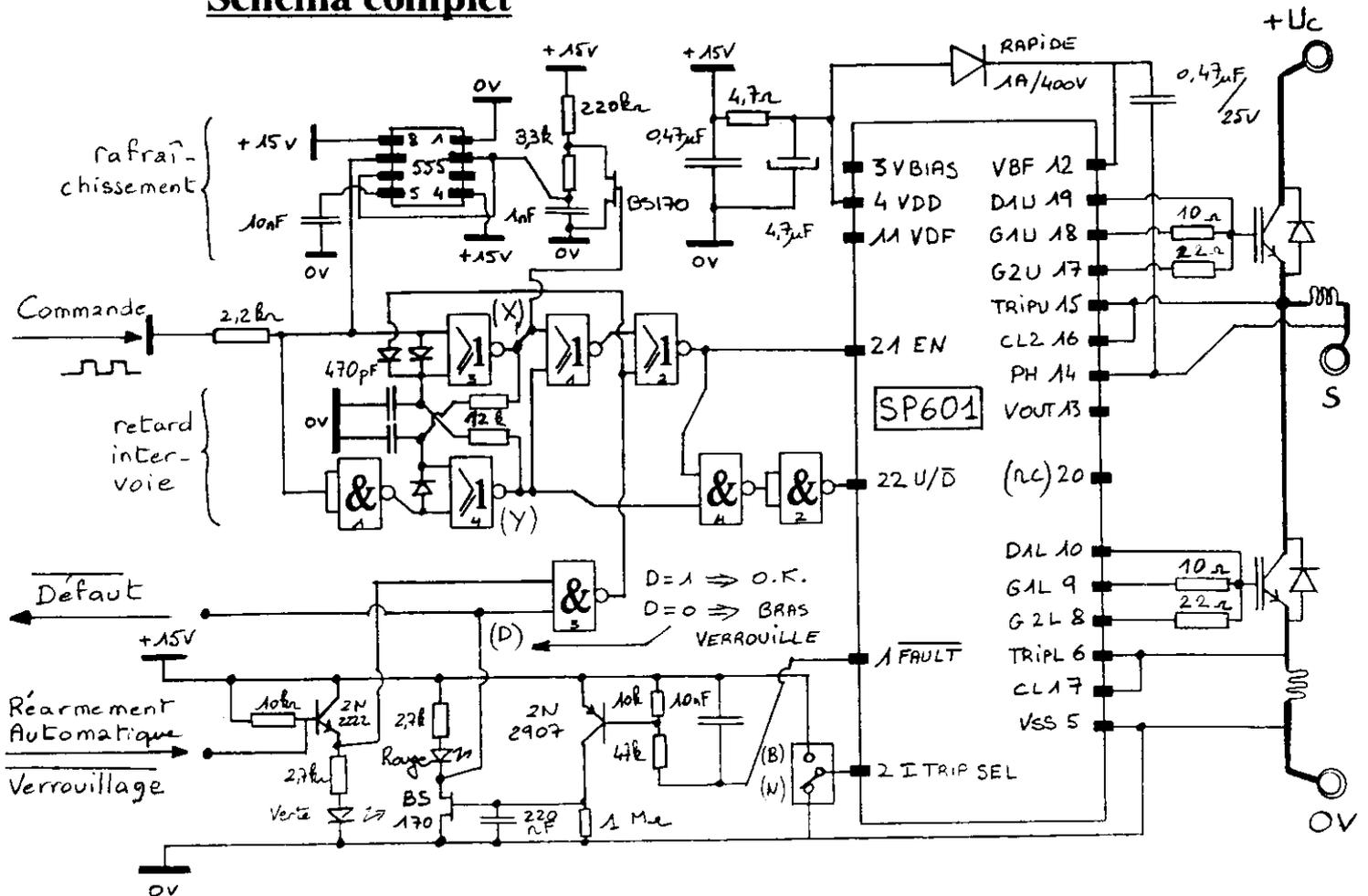
- **Le SP 601** est commandé par un signal rectangulaire à rapport cyclique variable. Un niveau logique haut sur cette commande provoque la conduction du transistor de la voie haute, et un niveau logique bas la conduction du transistor inférieur (commande complémentaire). Le SP 601 gère en interne le retard inter-voie (1 μ s) : il n'est pas réglable. Ce temps mort peut sembler un peu court ; il est alors possible grâce au montage proposé, de réaliser cette fonction extérieurement en utilisant la commande "ENABLE" du circuit pour verrouiller les deux transistors pendant un temps réglable, lors de chaque commutation du signal de commande.

- **rafraîchissement automatique** du condensateur de "boot-strap". Si le transistor inférieur n'a pas été commandé depuis 350 μ s environ, le SP 601 provoque de lui-même le blocage du transistor de la voie haute, la mise en conduction de celui de la voie basse pendant un temps juste suffisant pour la recharge de C (2 à 3 μ s), puis le retour à la conduction du transistor supérieur. Les commutations (donc le retard inter-voie) sont gérées en interne (donc très courtes ...).

Le montage proposé (avec un 555) permet de réaliser extérieurement cette fonction et de provoquer le basculement de la commande si le transistor du bas n'a pas été passant depuis 250 μ s. Il permet aussi de régler la durée du rafraîchissement.

- **En cas de défaut** sur l'un des points de contrôle évoqués précédemment, il y a blocage des deux transistors et mise au 0 v de la broche 1 (sortie FAULT, drain ouvert). Le réarmement est possible en appliquant 0 v sur les broches (21) et (22). (respectivement entrées ENABLE et U/D).

Schéma complet



Notes sur le fonctionnement

- *L'alimentation pour la commande du transistor du haut est réalisée grâce au montage "boot-strap" : (diode 1A /400 v, condensateur 0,47 μ F /25 v), la recharge de ce condensateur ayant lieu lorsque le transistor du bas est commandé.
- *La partie retard inter-voie génère un temps mort entre l'ouverture d'un interrupteur et la fermeture de l'autre : environ 4 μ s.
- *Le signal X est l'image de la commande du transistor inférieur ; de même Y pour le transistor supérieur.
- *Un niveau logique 1 sur D autorise le fonctionnement normal du bras, un niveau logique 0 inhibe le bras et réarme la détection défaut.
- *Le réarmement automatique fonctionne ainsi : en cas de défaut de fonctionnement survenant sur le bras d'onduleur, le SP 601 bloque aussitôt les deux transistors de puissance et signale ce défaut en reliant sa sortie "FAULT" à 0 v. Ceci entraîne la mise en conduction du 2N 2907 et la charge de la capacité grille-source du VN 10. (D) passe au niveau logique 0 inhibant ainsi extérieurement le fonctionnement du bras et

EN et U/D). FAULT repasse par conséquent en haute impédance (le défaut est "effacé"), mais la présence du petit condensateur de 10 nF retarde le blocage du 2N 2907 et permet d'achever la charge du 220 nF sous 15 v. Ensuite, celui-ci se décharge lentement dans la résistance de 2,2 M Ω , et provoque le blocage du VN 10 au bout de 500 ms environ. (D) repasse au niveau logique 1 ; le bras est de nouveau en fonctionnement.

Il y a deux positions possibles pour implanter le shunt du transistor supérieur :

- soit en série avec la sortie S (voir schéma proposé).
- soit entre la source du transistor supérieur et le drain du transistor inférieur (relié lui-même à la sortie S). Cette configuration n'est possible que dans le cas où ces deux points ne sont pas reliés entre eux intérieurement (impossible avec les modules intégrant 2T+2D).

Conseils de construction

- *Shunt en "feuillard ondulé" : ce n'est pas cher et très efficace.
- *fils torsadés pour la prise de tension sur le shunt.
- *liaisons de puissance courtes, torsadées, ou pistes superposées (Uc sur une face, 0 v sur l' autre).
- *liaisons SP 601 - composants de puissance courtes.

Réalisations fonctionnant sur ce principe

*Bras d'onduleur M.O.S. avec 2 transistors IXIS : IXTH 24 N 50 (24 A / 500 v) : 100 F T.T.C. Utilisation à Is max.= 15 A, Uc max.= 250 v : Hacheurs 2 et 4 Q pour M.C.C.

*Bras d'onduleur I.G.B.T. avec module 2T+2D SEMIKRON SKM 40 GB 101 D (40A /1200 v) : 480 F T.T.C.

Utilisation à Is max.= 20 A, Uc max.= 350 v : Onduleur triphasé pour M.A.S.

Utilisation à Is max.= 25 A, Uc max.= 100 v : Onduleur monophasé à deux bras pour alimentation de secours 220 v / 50 Hz.

*Bras d'onduleur M.O.S. avec modules 1T+1D SEMIKRON SKM 121 AR (130 A / 200 v) : 600 F T.T.C. à l'étude

Utilisation souhaitée à Is max.= 75 A, Uc max.= 100 v : Onduleur triphasé pour M.A.S. basse tension (véhicule électrique).

Remarque : prix du SP 601 : 55 F T.T.C. (fournisseur : TEKELEC).

EUROCOMPOSANT 30 64 95 15 144 av. Joseph Kessel 78960 Voisins le bretonneux.

SEMIKRON 38 86 80 00 130 route de Cormeilles 78501 Sartrouville Cedex.

TEKELEC 45 34 75 35 rue Carle Vernet 92315 Sèvres.

Patrick DESNE et Lucien PERROCHON

Professeurs de Génie Électrique : L.Y.T. JEAN JAURES 95100 Argenteuil

39 98 50 00 poste 50 43

Une approche de la Modulation de Largeur d'Impulsions en BTS.

Gérard DELAVIER, LT Louis ARMAND 94 130 Nogent sur Marne

La présentation de la Modulation de Largeur d'Impulsions, dans la conversion d'énergie continue-alternative, présente des difficultés à nos élèves, le sujet leur paraissant abstrait. Aussi, l'abord de cette étude par la technique de la MLI calculée est plus digeste et surtout facilite la compréhension et la justification des nombreuses autres méthodes de MLI.

MLI calculée délivrée par un onduleur de tension, monophasé, en pont.

1 Rappel de principes généraux.

Le convertisseur en pont, dont le schéma est représenté sur la figure-1, a été précédemment étudié; rappelons quelques principes essentiels de fonctionnement.

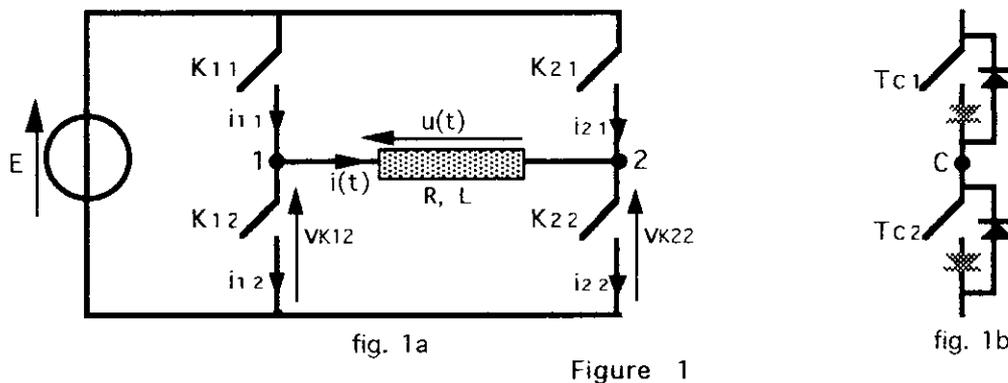


fig. 1a

Figure 1

fig. 1b

Le pont est constitué de deux cellules $C \in \{1,2\}$, formées chacune de deux interrupteurs (K_{11}, K_{12}), (K_{21}, K_{22}); chaque interrupteur est caractérisé par une fonction de connexion f_{Cj} :

$$f_{Cj} = 1 \text{ si l'interrupteur } K_{Cj} \text{ est fermé}$$

$$f_{Cj} = 0 \text{ si l'interrupteur } K_{Cj} \text{ est ouvert.}$$

La source de tension ne pouvant être mise en court-circuit, les deux interrupteurs d'une même cellule C ne peuvent être fermés simultanément; d'autre part, la continuité du courant dans la charge implique qu'un interrupteur d'une cellule doit toujours être fermé, imposant les relations : $i_{11} = f_{11}.i$ et $i_{12} = f_{12}.(-i)$ $i_{21} = f_{21}.(-i)$ et $i_{22} = f_{22}.i$

Les lois des nœuds s'écrivent :

$$\text{en (1) } i_{11} - i_{12} = i = (f_{11} + f_{12}).i \quad \text{et en (2) } -i_{21} + i_{22} = i = (f_{21} + f_{22}).i$$

lois se traduisant par les relations suivantes entre les fonctions de connexion :

$$f_{11} + f_{12} = 1 \quad \text{et} \quad f_{21} + f_{22} = 1$$

les signaux de commande des interrupteurs d'une même cellule de commutation sont donc complémentaires.

Les interrupteurs commandés, K_{cj} , sont bidirectionnels en courant, unidirectionnels en tension, fig-1a; ils sont réalisés à l'aide d'éléments idéaux dont le schéma équivalent est illustré sur la fig-1b. (pas de chute de tension).

Les interrupteurs T_{cj} , considérés parfaits (pas de retards à l'ouverture ni à la fermeture), sont commandables à la fermeture et à l'ouverture; les diodes sont également parfaites.

La tension $u(t)$ aux bornes de la charge s'écrit : $u(t) = v_{K12}(t) - v_{K22}(t)$.

$$v_{K12}(t) = [1 - f_{12}(t)].E \quad \text{et} \quad v_{K22}(t) = [1 - f_{22}(t)].E$$

$$\text{soit } v_{K12}(t) = f_{11}(t).E \quad \text{et} \quad v_{K22}(t) = f_{21}(t).E$$

$$\text{d'où } u(t) = [f_{11}(t) - f_{21}(t)].E = m(t).E$$

$m(t)$ est la fonction de conversion associant la grandeur d'entrée E et la grandeur de sortie $u(t)$.

2 Onde avec palier.

Le décalage θ des signaux de commandes des cellules, figure-2, permet de régler la largeur du palier de l'onde de tension $u(t)$; ceci a pour conséquences de modifier la valeur efficace du signal, mais aussi l'amplitude des divers harmoniques de sa décomposition en série de Fourier.

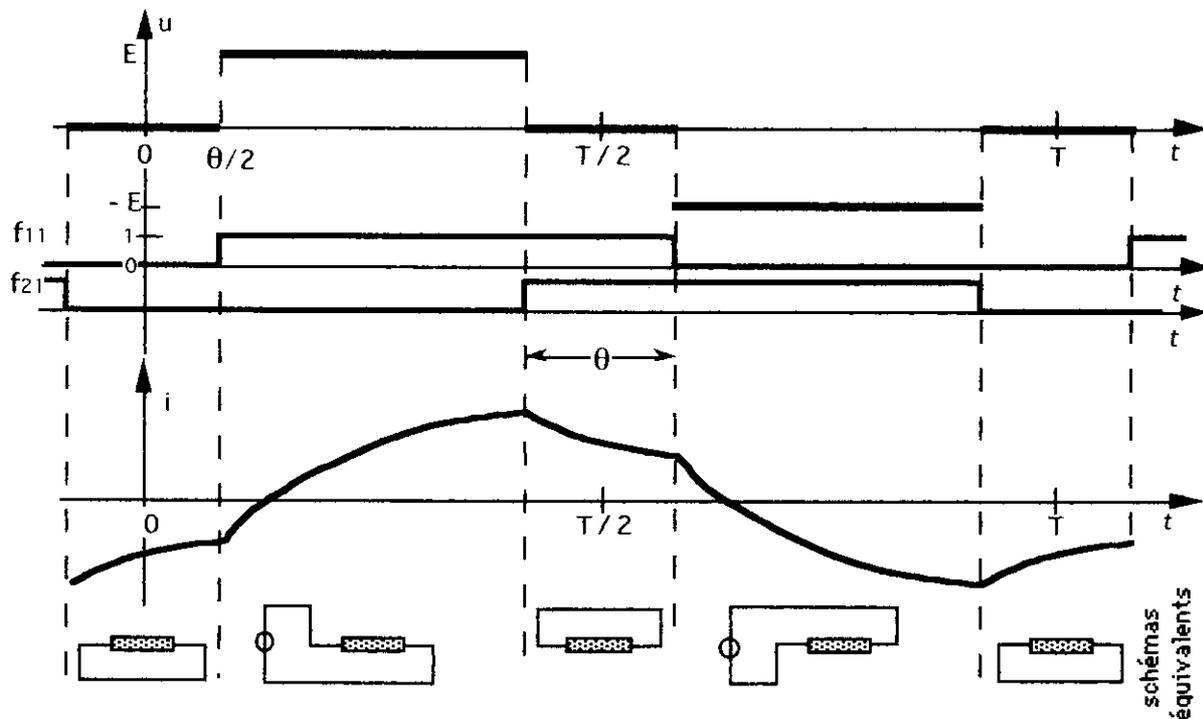


Figure 2

L'onde de tension $u(t) = E.m(t)$. Elle est tripolaire si $m(t) \in \{-1,0,1\}$ soit si $\theta \neq 0$, ou bipolaire si $m(t) \in \{-1,1\}$ quand $\theta = 0$.

L'origine des temps choisie sur la figure-2, rend la fonction $u(t)$ impaire, décomposable en une somme de sinus; d'autre part la symétrie par rapport au quart de période ($u(t) = u(T/2-t)$) supprime les harmoniques de rangs pairs. En posant $\alpha = \omega\theta/2$:

$$u(t) = \frac{4E}{\pi} [\cos\alpha \cdot \sin\omega t + \frac{1}{3} \cos 3\alpha \cdot \sin 3\omega t + \dots + \frac{1}{n} \cos n\alpha \cdot \sin n\omega t + \dots] \quad \text{avec } n = 2p + 1.$$

$$\text{soit } u(t) = U_1 \sqrt{2} \sin\omega t + \sum_{p=1}^{\infty} U_{2p+1} \sqrt{2} \sin(2p+1)\omega t$$

avec $U_1 = 0,9.E.\cos \alpha$. et $U_{2p+1} = [0,9.E./(2p+1)].\cos(2p+1)\alpha..$

Une valeur particulière de α peut supprimer un harmonique, par exemple celui de rang 3ω pour $\alpha = \pi/6$, dans ce cas $U_1 = 0,78.E$

$$u(t) = U_1 \sqrt{2} [\sin\omega t - 20.\sin 5.\omega t - 14,3.\sin 7.\omega t + 9,1.\sin 11\omega t + 7,7.\sin 13.\omega t + \dots]$$

Le spectre des harmoniques de cette tension est représenté en annexe-2. La décroissance des harmoniques de courant de la charge R-L, (filtre passe-bas), est plus rapide que pour la tension, ceci se traduit par un taux d'harmoniques¹ de courant plus faible que le taux d'harmoniques de la tension.

3. Ondes MLI tripolaires.

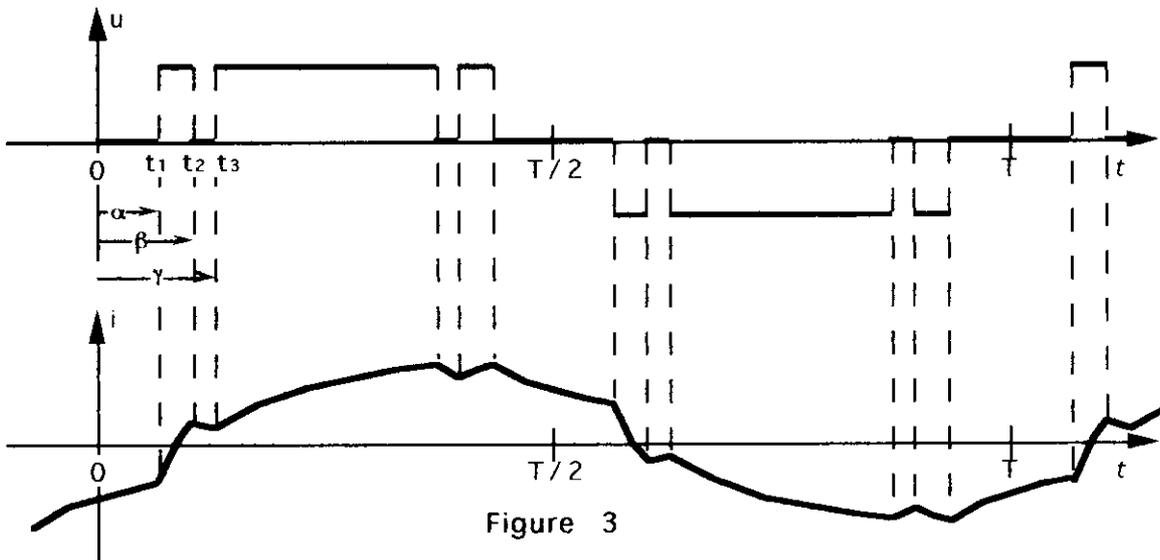


Figure 3

$$u(t) = m(t).E \quad \text{avec } m(t) \in \{-1, 0, +1\} \quad \alpha = \omega.t_1; \beta = \omega.t_2; \gamma = \omega.t_3.$$

¹ le taux d'harmoniques d'une grandeur $g(t)$ est défini par : $\tau_{G\%} = 100. \frac{\sqrt{G_2^2 + G_3^2 + \dots + G_n^2 + \dots}}{G_1}$

où les G_n représentent les valeurs efficaces des différents harmoniques de $g(t)$.

La décomposition en série d'une telle fonction peut s'obtenir par combinaison linéaire d'ondes élémentaires avec palier. (voir l'annexe 1-a). L'écriture en est alors immédiate :

$$u(t) = \frac{4E}{\pi} [(\cos\alpha - \cos\beta + \cos\gamma)\sin\omega t + \dots + \frac{1}{n}(\cos n\alpha - \cos n\beta + \cos n\gamma)\sin n\omega t + \dots] \quad n=2p+1$$

soit à nouveau $u(t) = U_1\sqrt{2}\sin\omega t + \sum_{p=1}^{\infty} U_{2p+1}\sqrt{2}\sin(2p+1)\omega t$ avec maintenant :

$$U_1 = 0,9.E. A_1 \quad \text{et} \quad U_{2p+1} = 0,9.E. A_{2p+1}/(2p+1)$$

$$A_1 = \cos\alpha - \cos\beta + \cos\gamma \quad A_{2p+1} = \cos(2p+1)\alpha - \cos(2p+1)\beta + \cos(2p+1)\gamma$$

On peut supprimer les harmoniques de rangs 3ω , 5ω et 7ω en prenant respectivement $22,72^\circ$, $37,85^\circ$ et $46,82^\circ$ pour α , β et γ , solutions du système non linéaire ci-contre; l'amplitude du fondamental sera définie par $A_1(\alpha, \beta, \gamma)$ et E.

$$A_3 = \cos 3\alpha - \cos 3\beta + \cos 3\gamma = 0$$

$$A_5 = \cos 5\alpha - \cos 5\beta + \cos 5\gamma = 0$$

$$A_7 = \cos 7\alpha - \cos 7\beta + \cos 7\gamma = 0$$

Trois angles permettent aussi le réglage du fondamental et la suppression de deux harmoniques.

Exemple : Supposons que la source de tension, réalisée par une batterie d'accumulateurs, possède une f.e.m. variant en fonction de l'état de charge des éléments :

$320 \text{ V} < E < 430 \text{ V}$, et que l'on doit maintenir la valeur efficace du fondamental à 220 V , tout en éliminant les harmoniques 3ω et 5ω . Pour les deux valeurs extrêmes de E on prendra les angles suivants:

$$\alpha = 32,82^\circ, \beta = 54,44^\circ \text{ et } \gamma = 71,95^\circ \text{ pour } E = 430 \text{ V}$$

$$\alpha = 27,52^\circ, \beta = 50,10^\circ \text{ et } \gamma = 58,77^\circ \text{ pour } E = 320 \text{ V}$$

solutions des systèmes :

$$A_1 = 0,5685 \quad (E = 430 \text{ V})$$

$$A_1 = 0,7638 \quad (E = 320 \text{ V})$$

$$A_3 = 0$$

$$A_3 = 0$$

$$A_5 = 0$$

$$A_5 = 0$$

Les fonctions de connexions $f_{11}(t)$ et $f_{21}(t)$ associées à la fonction de conversion $m(t)$ définie sont multiples du fait que $m=0$ peut être obtenue par $f_{12} = f_{22} = 1$ ou 0 ; des contraintes technologiques peuvent influencer les déterminations, ainsi que des contraintes liées à la réalisation de la logique de pilotage.

4 Onde MLI bipolaire. $m \in \{-1, +1\}$

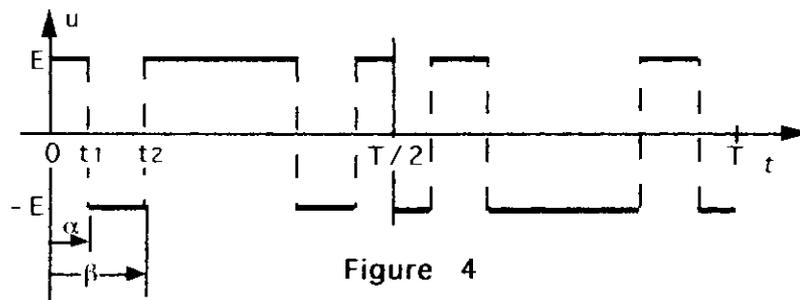


Figure 4

L'onde illustrée sur la figure-4 est obtenue par une fonction de conversion bipolaire; notons que dans ce cas une relation lie les fonctions de connexion des interrupteurs de deux cellules différentes : $f_{11} = 1 - f_{21}$ et $f_{12} = 1 - f_{22}$.

La décomposition en série de la fonction $u(t) = E.m(t)$ peut se faire aussi par combinaison linéaire d'ondes élémentaires avec palier. (voir annexe 1-b).

En posant $\omega t_1 = \alpha$ et $\omega t_2 = \beta$, la décomposition s'écrit :

$$u(t) = \frac{4E}{\pi} \left[(2 \cos\alpha - 2 \cos\beta - 1) \cdot \sin\omega t + \dots + \frac{1}{n} (2 \cos n\alpha - 2 \cos n\beta - 1) \cdot \sin n\omega t + \dots \right]$$

les harmoniques pairs sont absents, $n = 2p+1$.

Deux angles permettent de supprimer deux harmoniques, par exemple le 3 et le 5 pour les valeurs $\alpha = 23,6^\circ$ et $\beta = 33,3^\circ$; les quatre angles : $\alpha = 15,5^\circ$, $\beta = 24,3^\circ$, $\gamma = 46,1^\circ$ et $\delta = 49,4^\circ$ éliminent les harmoniques de rangs 3, 5, 7 et 9.

La fonction de conversion $m(t)$ ainsi définie par les harmoniques à supprimer, les fonctions de connexion s'en déduisent :

$$f_{11} = 1 (= f_{22}) \text{ pour } m = 1 \text{ et } f_{11} = 0 \text{ pour } m = -1$$

Onduleur en pont étudié à partir de deux demi-ponts.

Tout onduleur, monophasé ou triphasé, peut s'étudier par l'intermédiaire d'onduleurs en demi-ponts, faisant appel à des ondes bipolaires d'amplitude $E/2$.

Le point milieu 0 de la source, n'est en général pas accessible ni matérialisé, mais utilisé pour le calcul:

$$v_{12}(t) = v_{10}(t) - v_{20}(t)$$

$$v_{20}(t) = v_{10}(t - \delta)$$

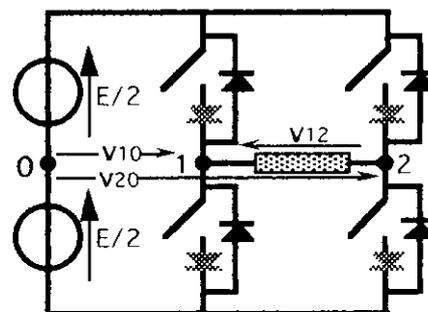


Figure 5

L'onde de la figure-4 est obtenue par un décalage $\delta = T/2$; un décalage différent et variable, autorise le réglage de la valeur efficace du fondamental de la tension après avoir éliminé les harmoniques indésirables par les choix des angles de découpage α , β

5 Réglage de la valeur efficace du fondamental.

Plusieurs méthodes permettent d'assurer le réglage de la valeur efficace du fondamental de l'onde de tension.

- Action sur la valeur de la force électromotrice de la source d'alimentation E .

Cela implique l'utilisation de dispositif supplémentaire assurant cette fonction :

- redresseur commandé si la source d'énergie est un réseau alternatif;
- hacheur pour une source d'énergie continue (batterie d'accumulateurs par exemple).

_ Modification des angles de la MLI. Cette solution peut devenir très lourde si on doit faire varier la valeur efficace du fondamental de tension dans un large domaine; c'est le cas par exemple de l'alimentation d'un enroulement statorique d'une machine asynchrone pour laquelle valeur efficace du fondamental et fréquence sont liées. ($U/f \approx \text{Cste}$). Cette technique peut être lourde car nécessitant le stockage d'un nombre important d'angles .

_ Surmodulation. L'onde MLI est découpée à fréquence élevée; la figure-5a en fournit une illustration.

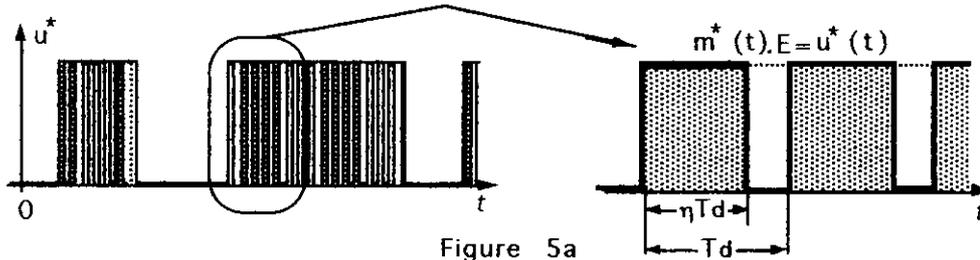


Figure 5a

La figure 5b donne un schéma équivalent du principe de réalisation :

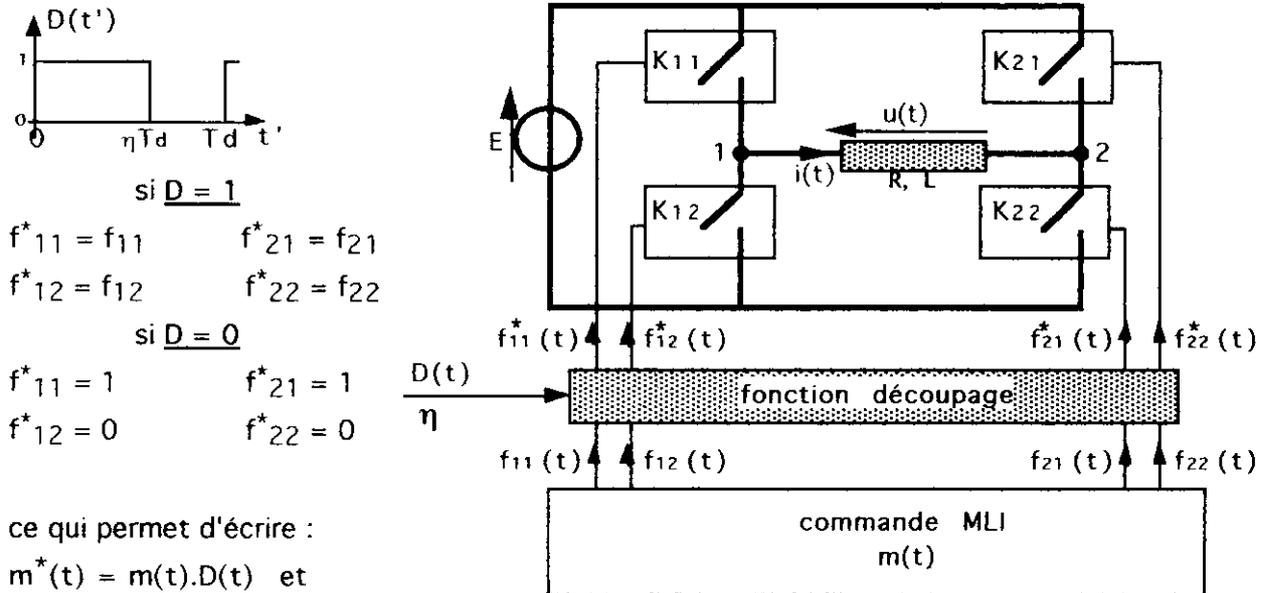


Figure 5b

Afin de simplifier l'étude, considérons le découpage synchrone de l'onde MLI avec une période de découpage $T_d = T/K$ (K entier).

Etude harmonique de la surmodulation.

La fonction de conversion $m(t)$ étant définie, sa décomposition est connue; celle de la fonction découpée $m^*(t) = m(t).D(t)$ se calcule à partir des décompositions de $m(t)$ et $D(t)$:

$$m(t) = \sum_{p=0}^{\infty} m_{2p+1} \sin(2p+1)\omega t \quad D(t) = \eta + \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin(k\omega_d t + \varphi_k)$$

$$\text{soit } m^*(t) = m(t) \cdot \eta + m(t) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin(k\omega_d t + \varphi_k) \quad 0 < \eta < 1$$

Les amplitudes des harmoniques et en particulier celle du fondamental sont réglées par le rapport cyclique η de la fonction de découpage $D(t)$.

Les harmoniques de $m(t)$ sont conservés mais d'autres apparaissent, groupés par paquets autour des pulsations $k\omega_d$, dus au produit :

$$m(t) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin(k\omega_d t + \varphi_k) = \left[\sum_{p=0}^{\infty} m_{2p+1} \sin(2p+1)\omega t \right] \left[\sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin(k\omega_d t + \varphi_k) \right]$$

général se développe $\frac{1}{2} \cdot m_{2p+1} D_k \{ \cos([k\omega_d - (2p+1)\omega]t - \varphi_k) - \cos([k\omega_d + (2p+1)\omega]t + \varphi_k) \}$

ces "paquets" correspondent aux pulsations : $k\omega_d \pm \sum_{n=1}^{\infty} \omega_n$; $\omega_n = (2p+1)\omega$, pulsations des

harmoniques non nuls de $m(t)$. Ce résultat est illustré sur la figure-5c :

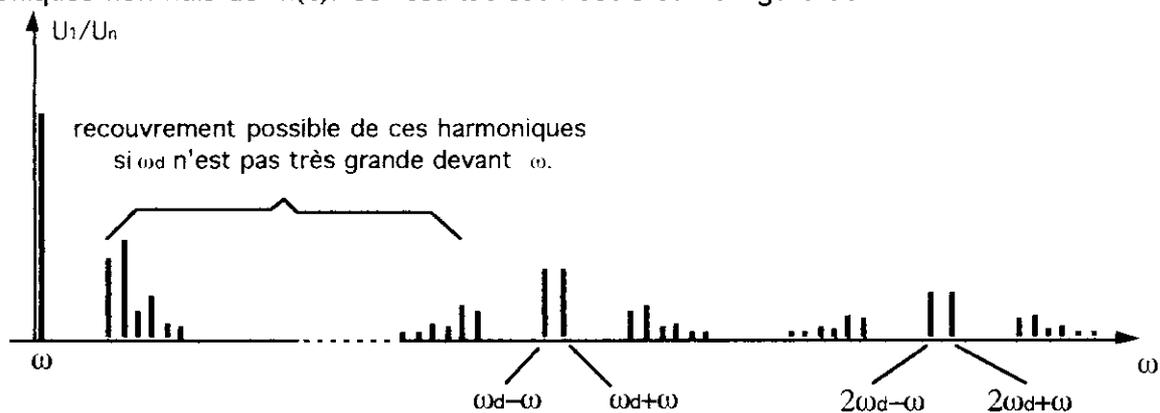


Figure 5c

Si la pulsation de découpage ω_d est très grande devant ω , les harmoniques dus à la surmodulation n'auront que peu de conséquences et seront filtrés par la charge; par contre si la pulsation de découpage n'est pas très grande devant ω , il est possible de voir un recouvrement des harmoniques de $m(t)$ et des harmoniques $\omega_d - (2p+1)\omega$, pouvant entraîner des phénomènes de battements.

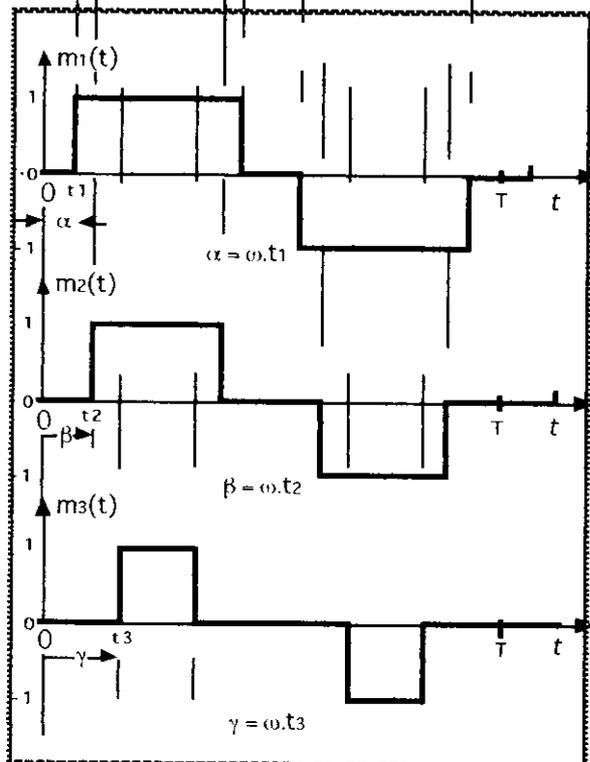
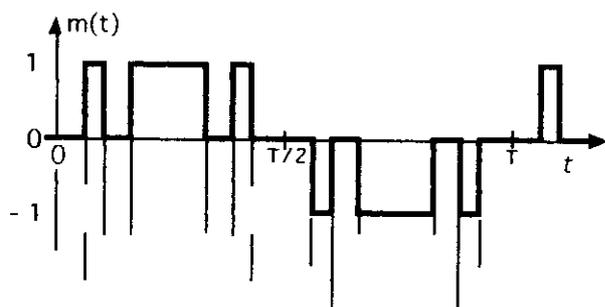
6 Conclusion.

Cette présentation n'aborde qu'un aspect très limité du sujet; de nombreuses techniques de MLI existent, d'autres méthodes seront développées dans les prochains numéros de la Revue 3EI avec des sujets de travaux pratiques associés, accompagnés de la description des matériels utilisés.

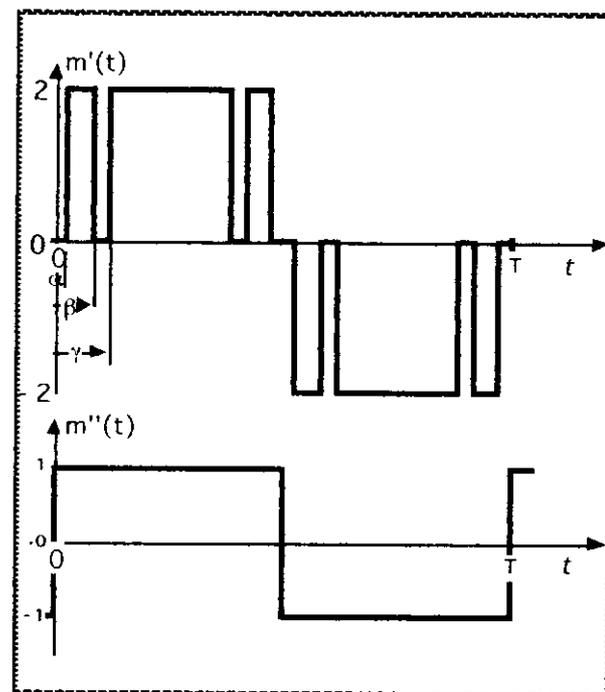
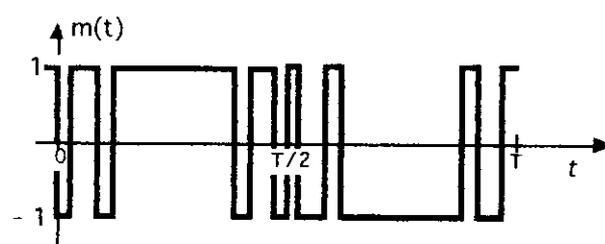
Les imperfections des composants (retards) et en particulier l'utilisation des "temps morts" dans les fonctions de connexion des éléments d'une même cellule de commutation introduisent des harmoniques qui ne sont pas pris en compte dans cette présentation; leur effet peut être étudié expérimentalement ou par simulation.

Annexe 1

Annexe 1-a



Annexe 1-b



$$m_1(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \left[\frac{1}{2p+1} \cdot \cos(2p+1)\alpha \cdot \sin(2p+1)\omega t \right]$$

d'où $m(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \left[\frac{1}{2p+1} \cdot A_{2p+1} \cdot \sin(2p+1)\omega t \right]$

avec

$$A_{2p+1} = \cos(2p+1)\alpha - \cos(2p+1)\beta + \cos(2p+1)\gamma$$

$m(t) = m'(t) - m''(t)$ soit

$$m'(t) = 2 \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2p+1} \cdot A_{2p+1} \cdot \sin(2p+1)\omega t \right\}$$

$$A_{2p+1} = \cos(2p+1)\alpha - \cos(2p+1)\beta + \cos(2p+1)\gamma$$

$$m''(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2p+1} \cdot \sin(2p+1)\omega t \right\}$$

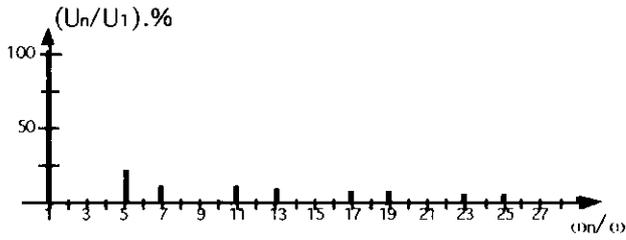
$$m(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2p+1} (2 \cdot A_{2p+1} - 1) \cdot \sin(2p+1)\omega t \right\}$$

Annexe 2

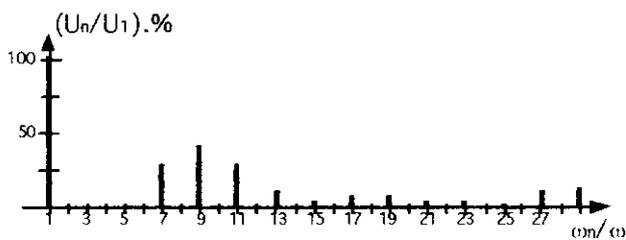
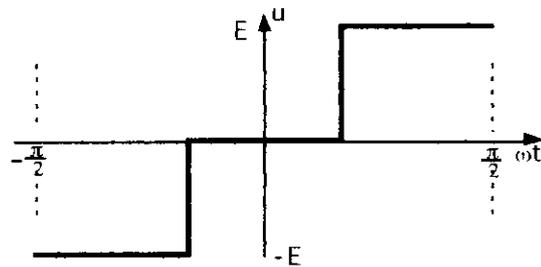
Annexe 2a : MLI tripolaire.

spectre des harmoniques

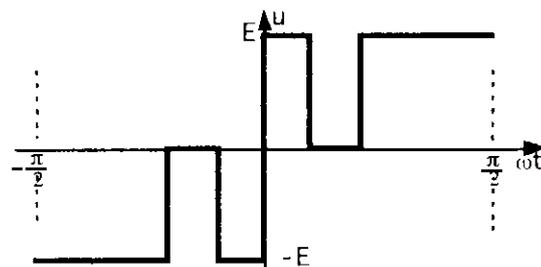
allure des tensions



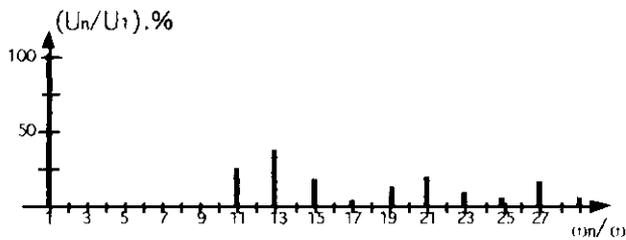
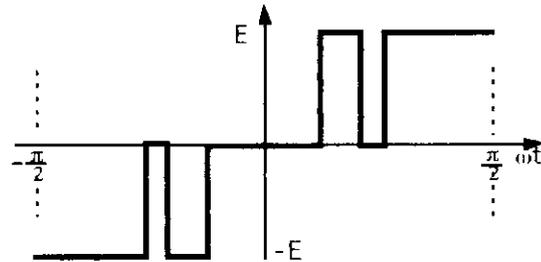
$\alpha = \pi/6$;
taux de distorsion : 30,9%



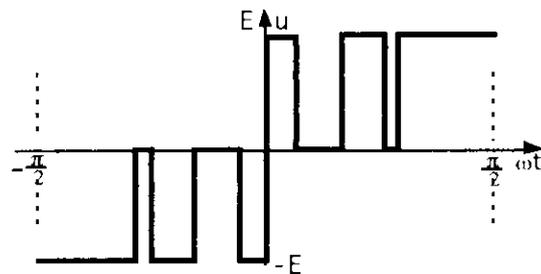
$\alpha = 0,31 \text{ rad.}, \beta = 0,66 \text{ rad.},$
taux de distorsion : 60,7%



$\alpha = 0,396 \text{ rad.}, \beta = 0,660 \text{ rad.}, \gamma = 0,817 \text{ rad.},$
taux de distorsion : 44,6%



$\alpha = 0,18 \text{ rad.}, \beta = 0,51 \text{ rad.}, \gamma = 0,80 \text{ rad.}, \delta = 0,90 \text{ rad.},$
taux de distorsion : 59,8%



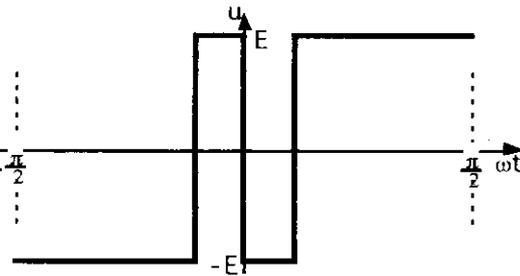
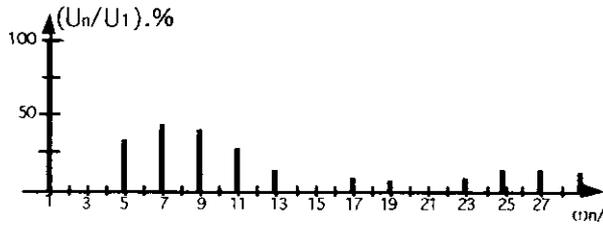
note : pour les deuxième et quatrième exemples, les équations constituant les systèmes à résoudre sont de la forme : $1 - \cos n\alpha + \cos n\beta - \cos n\gamma + \dots = 0$
les solutions ont été calculées à l'aide du logiciel EUREKA (Borland)

Annexe 2

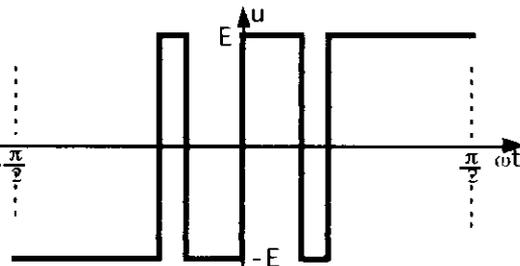
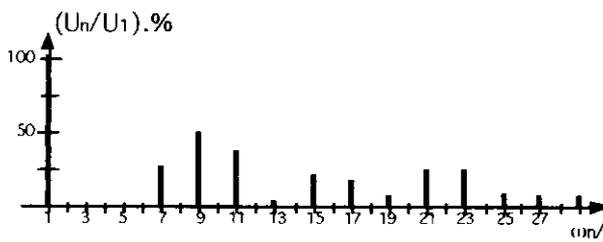
Annexe 2b : MLI bipolaire.

spectre des harmoniques

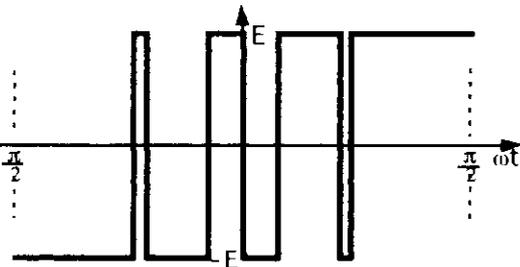
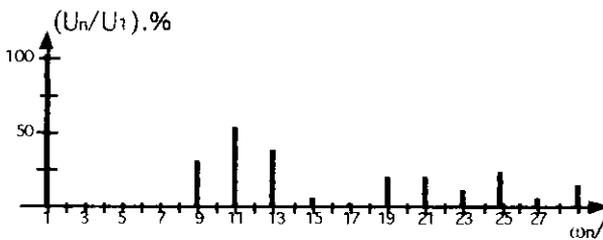
allure des tensions



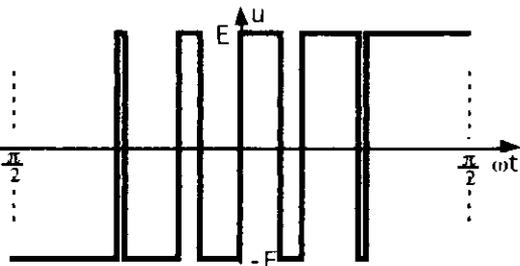
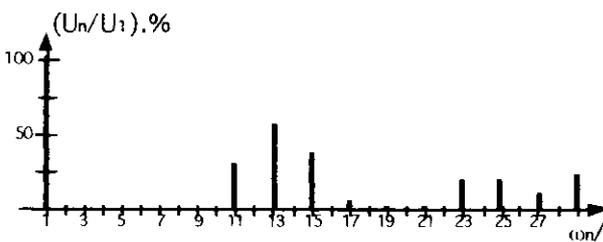
$\alpha = \pi/9$;
taux de distorsion : 54,14%



$\alpha = 0,413 \text{ rad.}, \beta = 0,582 \text{ rad.};$
taux de distorsion : 64,85%



$\alpha = 0,25 \text{ rad.}, \beta = 0,65 \text{ rad.}, \gamma = 0,75 \text{ rad.};$
taux de distorsion : 69,8%



$\alpha = 0,27, \beta = 0,43, \gamma = 0,80, \delta = 0,86$
rad. ;
taux de distorsion : 72,4%

CONDITIONS D'ABONNEMENT

Nous proposons la parution de trois numéros par année scolaire, en décembre, mars et juin. Chaque numéro se présentera sous un format A4 de 48 pages environ, dans une couverture bi-couleur d'un grain supérieur.

Un devis d'imprimerie et de routage, basé sur une parution de 1000 exemplaires, et prenant compte des frais d'affranchissement, a conduit au tarif d'abonnement de 120 F pour une année scolaire, soit trois numéros.

Pour des raisons d'organisation avec l'imprimeur et le routeur, nous sommes contraints à l'aménagement suivant du principe d'abonnement. Il sera individuel et compté pour une année scolaire complète.

La date butoir du premier novembre de l'année scolaire en cours cloturera la possibilité d'abonnement pour celle-ci. Tout bulletin d'abonnement reçu après cette date sera automatiquement considéré pour l'année scolaire suivante.

La parution de cette revue est possible grâce au cercle thématique 13.01 du club 13 de la SEE. Les abonnements seront payés par chèque à l'ordre de SEE revue 3EI.

BULLETIN D'ABONNEMENT

adressé à : lycée Pierre de Coubertin
Revue 3EI
chaussée de Paris
77109 MEAUX

Nom:..... **Prénom:**.....

Etablissement:.....

Adresse:.....

Code postal:..... **Ville:**.....

Fonction:.....

1) bulletin d'abonnement accompagné d'un chèque de 120F à l'ordre de SEE Revue 3EI pour les numéros 1,2,3 de l'année scolaire 94/95.

2) pour des raisons techniques, passé la date du 1/11/1994, ce bulletin sera valable pour les numéros 4,5,6 de l'année scolaire 1995/1996.

SERVICE LECTEURS...
