



La revue

# 3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens  
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 8

MARS 1997

ISSN 1252 - 770X



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

## La Revue 3EI

## Sommaire

### Responsables de la publication:

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

### Equipe de rédaction:

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

### Comité de lecture:

Jean Pierre Caron (ENSAM Lille)  
François Forest (LESIR Cachan)  
Michel Lavabre (ENS Cachan)  
Jean Marie Peter (SEE)  
Michel Meunier (SUPELEC)

### Articles envoyés à:

La Revue 3EI  
lycée Pierre de Coubertin  
chaussée de Paris  
77100 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 1996/1997:  
180 F les 4 numéros.

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

p II Sommaire

### **LA CONVERSION D'ENERGIE**

p 1 Nouveautés

p 2 **Les composants de puissance à semiconducteurs  
état de l'art et tendances (première partie)**  
*par P. ALOISI (MOTOROLA FRANCE, TOULOUSE)*

p 15 **Tenue en courant permanent des composants électroniques de puissance**  
*par S. PERRET, S. RAEL, Ch. SCHAEFFER  
(LEG, GRENOBLE)*

p 23 **Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle**  
*par J. FAUCHER (LEEI, ENSEEIHT, TOULOUSE)*  
*par E. MONMASSON (IUP GE, CERGY PONTOISE)*

p 37 **Filtrage et compensation de puissance active et réactive par  
synthétisation d'ondes de tension et de courant**  
*par J. DHERS (CEGELEC, BELFORT)*

p 45 **Convertisseur à résonance pour lampe SHP et  
circuit d'aide à la commutation non dissipatif**  
*par P. GOUREAU, P. TOUSSAINT  
(ENSEA, CERGY PONTOISE)*

### **FICHES TRAVAUX PRATIQUES**

p 50 **Capteur de tension isolé**  
*par P. DESNE, L. PERROCHON (lycée d' ARGENTEUIL)*

p 53 **Commande rapprochée pour Mosfet et IGBT. Utilisation de l'IR2121**  
*par J.L. EOUZAN (lycée de MEAUX)*

p 56 **Allumeur numérique pour thyristors**  
*par une équipe de génie électrique (lycée d' ARGENTEUIL)*

### **SERVICE LECTEURS**

p 64 **Entretien avec un homme de l'art**

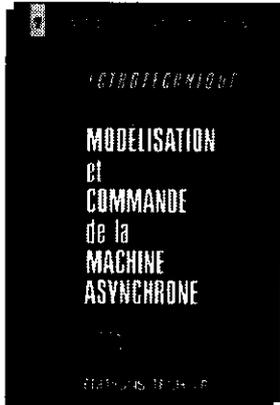


# ÉDITIONS TECHNIP

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

## LA COMMANDE PRÉDICTIVE

Une approche d'une grande simplicité directement applicable dans le domaine industriel. P. BOUCHER, D. DUMUR.  
Relié, 16 x 24, 176 p. .... **240 F**



## MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le contrôle vectoriel permet-il à la machine asynchrone de remplacer la machine à courant continu ? Concepts structurés et formalisme logique sont indispensables pour répondre à cette question. J.-P. CARON, J.-P. HAUTIER.  
Relié, 16 x 24, 304 p. .... **340 F**

## GÉNIE ÉLECTRIQUE. DU RÉSEAU AU CONVERTISSEUR

Apprendre par l'exemple, une démarche rapide et efficace appliquée au génie électrique.  
J.-L. COCQUERELLE. Broché, 16 x 23, 304 p. .... **280 F**

## DE LA DIODE AU MICROPROCESSEUR

Un ouvrage essentiel à la compréhension et à la mise en œuvre des microprocesseurs modernes — P. DEMIRDJIAN. Disquette d'accompagnement 3 1/2", 720 Ko SIM68K (simulateur de code 68000) incluse. Broché, 16 x 23, 320 p. .... **280 F**

**MODÉLISATION ET IDENTIFICATION DES PROCESSUS** — P. BORNE, et al.  
Tome 1. Relié, 16 x 24, 376 p. **415 F** — Tome 2. Relié, 16 x 24, 312 p. **342 F**



## APPEL A ARTICLES

### Propositions d'articles :

Nous recherchons activement des articles sur les sujets suivants :

- ) le transformateur de distribution (décembre 97)
- ) les capteurs utilisés en électrotechnique (mars 98)
- ) le génie électrique dans l'armement (juin 98)

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

lycée Pierre de Coubertin  
la Revue 3E.I  
chaussée de Paris  
77100 Meaux

Ceux-ci devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages environ) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word 6 sous Windows.

Afin d'harmoniser la présentation, nous proposons aux auteurs de rappeler leurs références sous le titre de leur article, de numéroter systématiquement les figures, et lorsque cela leur est possible, de faire une présentation en double colonne. La numérotation des pages sera faite par l'imprimeur.

Sont toujours les bienvenus des textes de leçons, de travaux pratiques, de travaux dirigés, de problèmes personnels, pas nécessairement en rapport direct avec le thème. Comme nous l'ont fait remarquer à juste titre certains collègues, la possible mise en application directe de ces textes élargirait l'intérêt de la revue tout en rendant sa lecture moins aride.

# LES COMPOSANTS DE PUISSANCE A SEMICONDUCTEURS

## état de l'art et tendances

Pierre Aloïsi, Motorola semiconducteurs, Toulouse

### INTRODUCTION

Depuis plus de quinze ans que l'électronique de puissance industrielle existe, les composants de puissance à semiconducteur ont fait de gros progrès. Les caractéristiques électriques principales: robustesse, vitesse et tenue en tension ont été très fortement améliorées .

De nouveaux produits ont fait leur apparition qui permettent la conception d'applications dans des domaines de puissance et de fréquence inimaginables il y a peu.

Cet exposé fait le point sur la technologie des diodes de commutation à jonction PN et Schottky, sur les transistors bipolaires de puissance, sur les MOSFET de puissance et les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), les lignes directrices de innovation dans ce domaine du commutateur de puissance à semiconducteur en sont dégagées.

### QUELQUES RAPPELS DE LA PHYSIQUE DU SOLIDE

#### La conduction dans un matériau semiconducteur

##### 1- Par champ électrique E

Phénomène principal dans les composants unipolaires (MOS, Schottky), E crée une dérive de l'ensemble des porteurs mobiles (électrons et trous) dans le matériau.

Les densités de courant d'électrons et de trous sont données respectivement par:

$$J_{n,E} = - [q] n v_n \quad \text{et} \quad J_{p,E} = - [q] p v_p$$

La densité  $J_{n,E}$  par exemple est proportionnelle à:

- La concentration d'électrons n
- La vitesse des électrons, celle-ci étant donnée par  $v_n = -\mu_n E$ ,  
 $\mu_n$  étant la mobilité des électrons,

La densité totale est de:  $J_{T,E} = q (n \mu_n + p \mu_p) E$

or  $J = E/\rho$   $\rho = 1 / q(n \mu_n + p \mu_p)$

par exemple dans un silicium intrinsèque à 300°K on a:

$$n = p = 10^{10} \text{ cm}^{-3} \quad \text{et} \quad \rho = 2 \cdot 10^5 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$$

pour un matériau dopé  $n = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  par exemple ( $n \gg p$ )  $\rho = 6 \cdot 10^{-2} \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$

et l'influence sur la chute de tension, pour un barreau de 100 $\mu\text{m}$  avec une densité de courant de 100A  $\text{cm}^{-2}$  est telle que:

$$n = 10^{14} \text{ cm}^{-3} \quad E = 6000 \text{ V/cm et } V = 60\text{V}$$

$$n = 10^{17} \text{ cm}^{-3} \quad E = 6 \text{ V/cm et } V = 60 \text{ mV}$$

##### 2- Par diffusion

Phénomène principal dans les composants bipolaires.

Le déplacement des particules est dû au gradient de concentration, la densité de courant est proportionnelle à ce gradient:

### La durée de vie des porteurs

Un électron, par exemple, sous l'influence d'une énergie extérieure, peut passer de la bande de valence où il est piégé dans la bande de conduction où il devient libre en même temps il a créé un trou dans la bande de valence. Au bout d'un certain temps il peut perdre son énergie et revenir dans la bande de valence et disparaître. La concentration d'électrons à l'instant  $t$  est donné par:

$$n(t) = n(0) \exp(-t/\tau_n), \tau_n \text{ étant la durée de vie des électrons dans un matériau P.}$$

### Conséquences

La conduction par champ électrique dans les structure unipolaires donne de fortes chutes de tension à l'état passant surtout lorsque le dopage du semiconducteur est faible. En revanche la conduction par gradient de porteurs dans les structures bipolaires donnera de faibles chutes de tension, celles-ci étant surtout liées à la durée de vie des porteurs minoritaires,  $\tau_n$  faible donnant de fortes chutes de tension, la conduction étant assurée pour une large part par le champ électrique.

### LA JONCTION PN

On supposera que  $N_A \gg N_D$  c'est à dire que la zone P est beaucoup plus dopée que la zone N.

#### Jonction à l'équilibre:

Deux matériaux semiconducteurs de signes opposés (N et P) sont mis en contact, immédiatement les particules libres diffusent dans la zone de signe opposé, figure 1a. La densité de courant est proportionnelle au gradient de diffusion:

$$J_{n, \text{diff}} = q D_n \text{ grad } n$$

$$J_{p, \text{diff}} = q D_p \text{ grad } p$$

Suite à ce courant de diffusion, une charge d'espace apparaît et un champ électrique se crée: figure 1b. Ce champ électrique va créer un courant de dérive des charges mobiles (drift), les électrons ont tendance à se déplacer en sens inverse du champ électrique et les trous dans le sens de ce champ, ce qui permet un équilibre immédiat. La tension induite à l'intérieur de la jonction est inversement liée à la concentration intrinsèque  $N_i$  des porteurs.

Par exemple, à 300°K, on a  $N_i$  pour le Germanium (Ge) =  $2.4 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$

et pour le silicium (Si) =  $1.4 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$  soit :

$$V_j(\text{Ge}) = 200 \text{ mV} \text{ et } V_j(\text{Si}) = 560 \text{ mV}$$

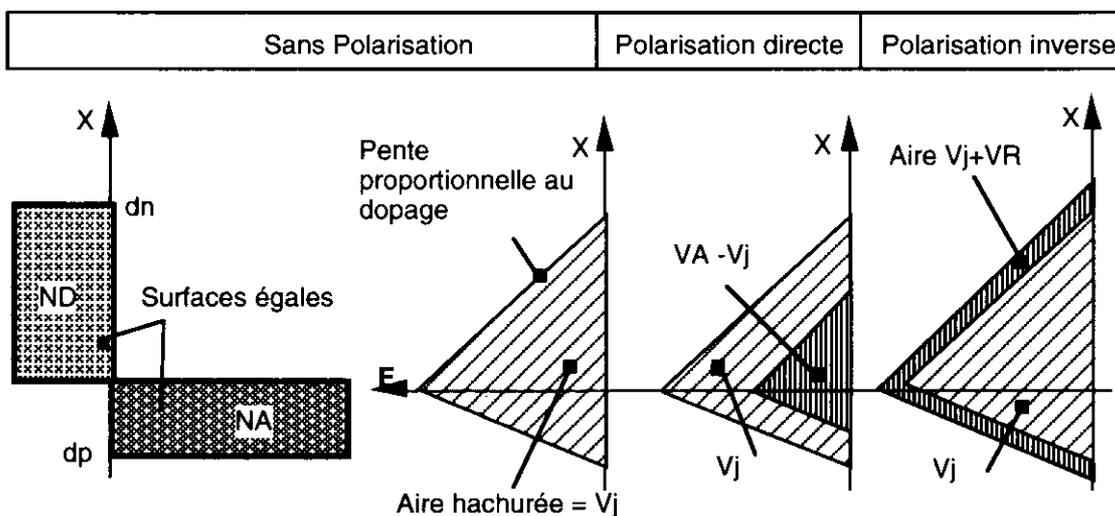


Figure 1: Contact de deux semiconducteurs de signe opposés

### Polarisation directe, figure 1c:

La polarisation en direct  $V_a$ , appliquée à la région P, a pour effet:

- une diminution du champ électrique donc diminution de la dérive
- une diminution de la zone de transition
- de favoriser le terme de diffusion.

### Polarisation inverse, figure 1d:

Une polarisation inverse d'une jonction a pour effet :

- d'accroître le champ électrique
- d'élargir la zone de transition du côté le moins dopé
- de favoriser le terme de champ électrique par rapport au terme de diffusion.

Le champ n'entraîne (drift) que les porteurs minoritaires  $n_p$  et  $p_n$ , comme

$p_n \gg n_p$  on peut dire que le courant de fuite sous polarisation inverse est principalement dû au flot des porteurs minoritaires de la région n:  $p_n$

### Tenue au champ électrique au blocage: phénomène de claquage

Si le champ électrique à la jonction devient supérieur au champ critique  $E_{cr}$  on a un effet d'avalanche, figure 2.

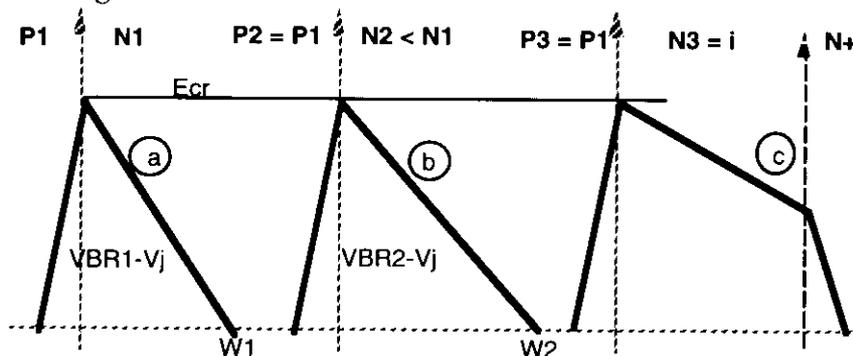


Figure 2: Effet du dopage de la région de drift sur l'avalanche.

Si  $N_2 < N_1$  pour avoir un plus grand  $V_r$  on a malheureusement un plus grand  $V_f$  car  $W_2 > W_1$ . On peut faire un compromis  $V_r/V_f$  avec un profil PiN figure 2c.

### La commutation :

#### - à la fermeture :

Il y a nécessité de mettre en place les charges minoritaires, figure 3:

Cette mise en place n'est pas instantanée, aussi durant ce temps la diode présente une résistance interne  $R_s$  élevée ( zone  $N^-$ ) qui peut aller jusqu'à 20 fois la résistance interne lorsque la couche  $N^-$  est modulée par les porteurs minoritaires.

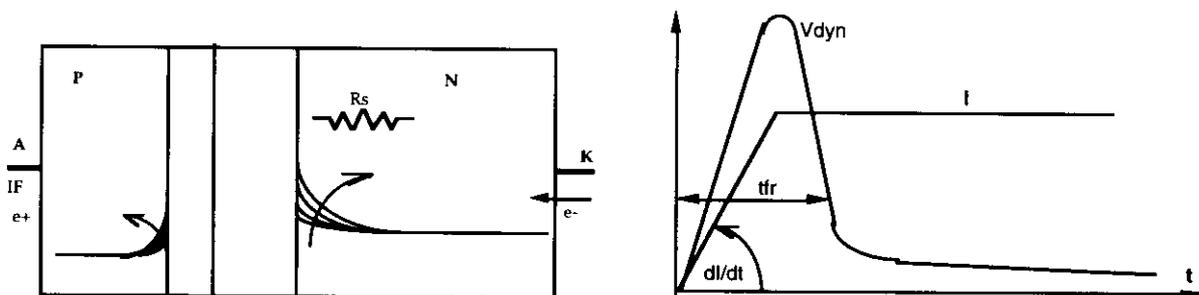


Figure 3: Mise en place des porteurs minoritaires

Lorsqu'un très fort  $dI/dt$  est appliqué à la mise en conduction on a l'apparition d'une surtension aux bornes de la diode appelée  $V_{dyn}$  ou  $V_{pic}$ , cette surtension est aussi en partie due aux effets selfiques des inductances parasites

$L = dI/dt$ , figure 3b. Cette surtension est fonction de la résistivité et de la profondeur de la zone de "drift" N- (à  $dI/dt$  constant). On peut aussi définir un temps de mise en conduction  $t_{fr}$ .

-à l'ouverture.

Il faut maintenant enlever les charges stockées dans la structure, pour cela 2 moyens: le courant de charge lui-même et les recombinaisons, figure 4:

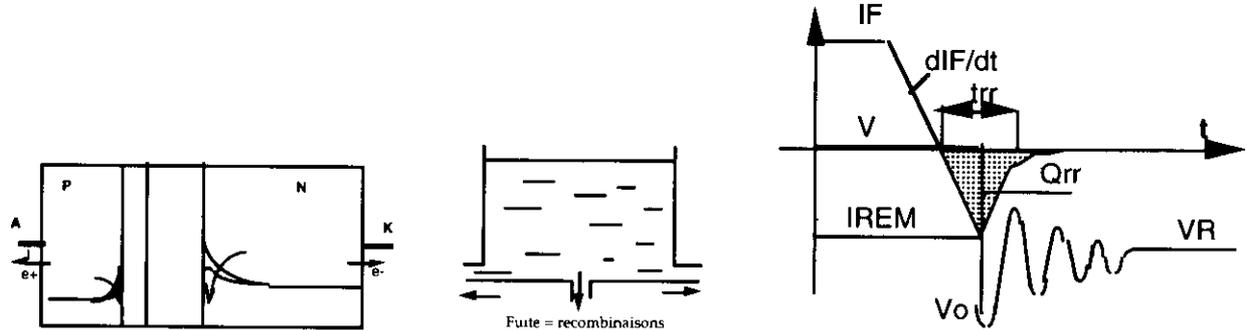


Figure 4: Extraction des charges stockées à l'ouverture.

On voit immédiatement qu'on a un recouvrement d'autant plus rapide que les recombinaisons seront importantes, durée de vie courte:  $\tau = W^2/2Dp$ , mais compromis avec la tension de déchet  $V_f$  qui est d'autant plus élevée que la durée de vie des porteurs est faible: longueur de N- modulée par les porteurs minoritaires plus faible.

Comme toutes les charges n'ont pas disparues au passage à zéro du courant et pour permettre l'élargissement de la zone déplétée, le courant s'inverse pendant quelques instants jusqu'à ce que la diode se bloque et tienne la tension inverse  $V_r$ , figure 4c.

Les valeurs de  $t_{rr}$  et  $Q_{rr}$  sont liées à  $I_f$  par les relations suivantes :

$$t_{rr} = (2 \tau / q ) ( i_f / I_{rem} ) \quad \text{et} \quad Q_{rr} = \tau \cdot I_f$$

$\tau$  étant la durée de vie effective des porteurs à fort niveau d'injection.

Pour diminuer  $t_{rr}$  et  $Q_{rr}$  il faut diminuer  $\tau$ , pour cela on peut utiliser des "tueurs" de durée de vie que l'on introduit dans la zone N-: métaux lourds: or, platine ou irradiation. Mais si on diminue la durée de vie on augmente les courants de fuites:

$$I_g = k x_m / \tau \quad \text{encore un compromis.}$$

**Le bruit généré:**

Le retour à zéro du courant après recouvrement ne dépend que de la technologie de la diode et celui ci peut être brutal (fort  $dI_r/dt$ ) et apparition d'oscillations à haute fréquence sur la tension aux bornes de la diode qui peuvent se transmettre au travers de tout le montage.

La susceptibilité des systèmes aux interférences électromagnétiques (EMI) et la génération de celles ci sont de plus en plus contrôlées, en conséquence il faut construire des diodes avec un recouvrement doux.

**LA BARRIERE METAL SEMICONDUCTEUR OU BARRIERE DE SCHOTTKY**

**Phénomène physique.**

Si on représente le diagramme des énergies d'un métal et d'un semiconducteur figure 5:

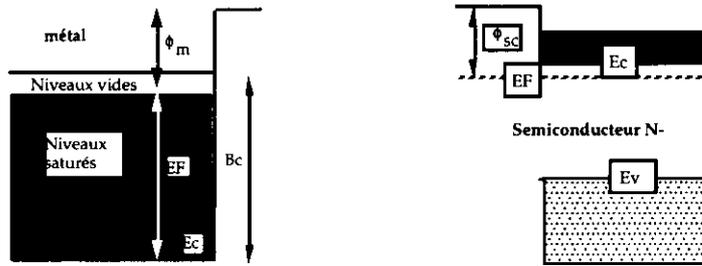


Figure 5: Diagrammes des énergies d'un métal et d'un semiconducteur.

EF métal  $\approx 7$  eV pour l'or ou l'argent et  $\phi_m \approx 5.3$  eV pour le platine par exemple

Dans le métal la barrière d'énergie  $\phi_m$  est mesurée du niveau de Fermi EF vers le vide, sa hauteur s'appelle le "travail de sortie" (work function) de l'électron, on peut encore dire que c'est l'énergie nécessaire à un électron pour se libérer du métal.

Tous les matériaux ont un "travail de sortie"  $\phi_m$ , et dans beaucoup de cas  $\phi_{sc}$  d'un semiconducteur est plus faible que celui d'un métal.

Si on réunit les 2 matériaux, les niveaux de Fermi s'alignent et on a la figure 6.

Les électrons de la bande de conduction du semiconducteur (N) qui sont davantage libres vont aller dans le métal et un champ électrique se crée qui va amener un équilibre.

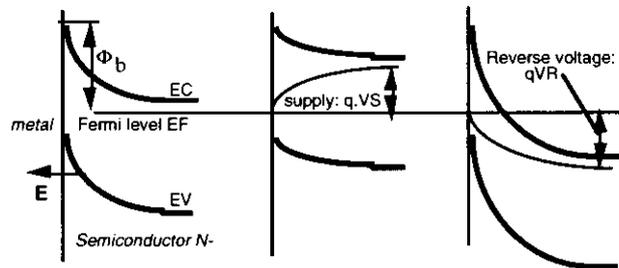


Figure 6: Barrière métal-semiconducteur, à l'équilibre et avec tension externes.

On a une structure à porteurs majoritaires (électrons) N++ N-

La densité de courant d'émission thermoionique est donnée par:

$$J_f = R T^2 \exp(-\phi_b q / k T) \exp(q V_a / k T)$$

R est la constante de Richardson:  $110 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^2$  pour le Silicium N<sup>-</sup> et:

$140 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^2$  pour l'arséniure de gallium

T la température absolue en °K

$\phi_b$  la hauteur de barrière s'exprime en eV, mais on peut aussi écrire  $V_s$ , potentiel de sortie du métal =  $\phi_b(\text{eV})/q(\text{e})$  qui s'exprime par le même nombre.

**Caractéristiques statiques, figure 7:**

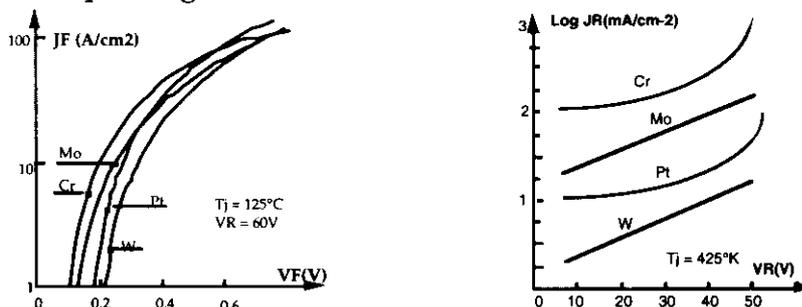


Figure 7: Caractéristiques des différentes barrières.

Si on compare les Schottky aux autres diodes, les premières offrent un net avantage en termes de pertes à l'état passant, toutefois les courants de fuite sont plus élevés, surtout pour une barrière au chrome: figure 7b.

## LES TECHNOLOGIES DES DIODES

Il a été vu que pour avoir une chute de tension à l'état passant la plus faible possible il fallait une durée de vie des porteurs minoritaires élevée et une résistivité du silicium la plus faible possible ( $W$  faible). Pour avoir une bonne tenue en tension au blocage il fallait un  $W$  grand et une forte résistivité d'où compromis. Il a été également vu que pour obtenir des produits rapides il fallait une durée de vie des porteurs minoritaires la plus faible possible d'où encore un compromis pour le concepteur de semiconducteur. On peut imaginer ces compromis par le triangle suivant: On en déduit rapidement que pour les semiconducteurs le paramètre principal de contrôle est l'épaisseur de la zone peu dopée  $N^-$ , la vitesse et la chute de tension étant contrôlés par la durée de vie des porteurs minoritaires.

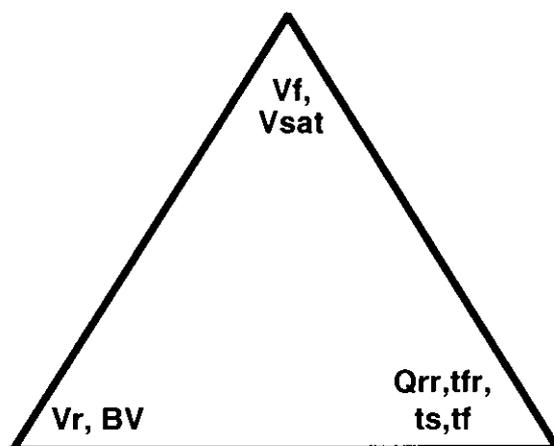


Figure 8: Oppositions des paramètres principaux des semiconducteurs.

### La technologie double diffusée

C'est la plus ancienne des technologies de diodes, figure 9a:

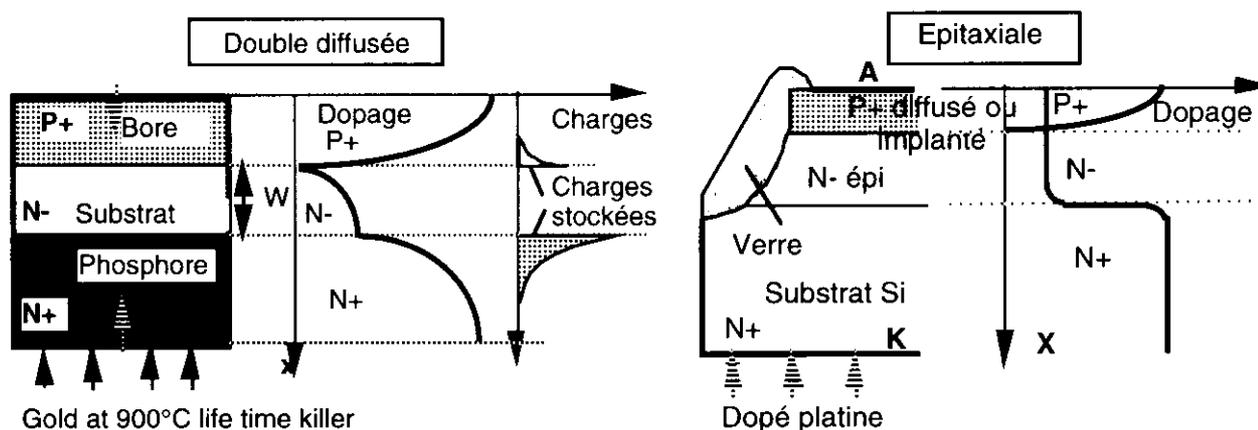


Figure 9: Technologies double diffusée et épitaxiale.

L'injection de métaux lourds afin d'améliorer les temps de commutation dégrade la tension de déchet  $V_f$  et les courants de fuites  $I_r$ .

On peut aussi utiliser l'irradiation électronique supérieure au MeV, elle a pour avantage d'être faite à température ambiante, après la fabrication complète de la plaquette, d'être précisément suivie et ajustée à la valeur désirée, donc meilleur rendement de fabrication et moins de dispersion.

**La technologie épitaxiale, figure 9b:**

Sur un substrat monocristallin N+ on fait croître une couche épitaxiée de dopage N- et d'épaisseur bien contrôlés. Dans cette épitaxie on diffuse ou on implante une couche P+ qui sera l'anode. On remarque immédiatement la précision du contrôle de W, la dispersion des paramètres électriques sera très faible, et le profil de dopage beaucoup plus abrupt ce qui donne des rendements d'injection bien meilleurs d'où une meilleure tension de déchet Vf et de meilleurs temps de commutation.

Le Vf est amélioré de 50% par rapport à la technologie double diffusée, on obtient 1V au lieu de 1,5V, les charges stockées (Qs) sont divisées par 2 et les trr nettement meilleurs.

**Améliorations potentielles:**

1) Implantation des centres de recombinaison:

Si on regarde précisément ce qui se forme dans la région N- on a la figure 10. D'après cette figure, on s'aperçoit que le reste des charges stockées se situe au centre de la région N-. Il faut donc mettre les centres de recombinaison à cet endroit pour gagner beaucoup en temps de commutation et moins perdre en tension de déchet. Il n'est pas facile industriellement de réaliser cela car les métaux lourds ont un grand coefficient de diffusion, et l'irradiation électronique est uniforme.

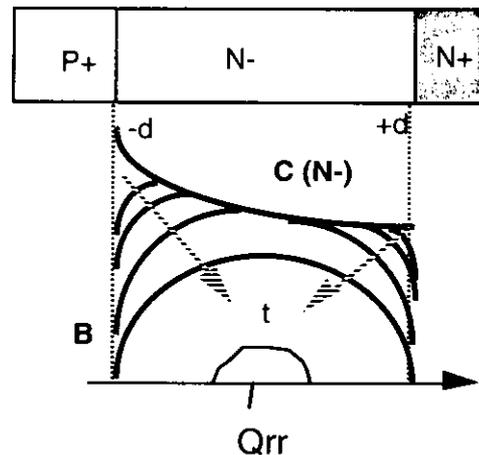


Figure 10: Profil de distribution des charges dans N- durant la coupure.

Une approche possible pourrait être l'implantation des protons à hautes énergies (3 MeV) pour obtenir des centres donneurs très localisés et des diodes "soft", figure 11:

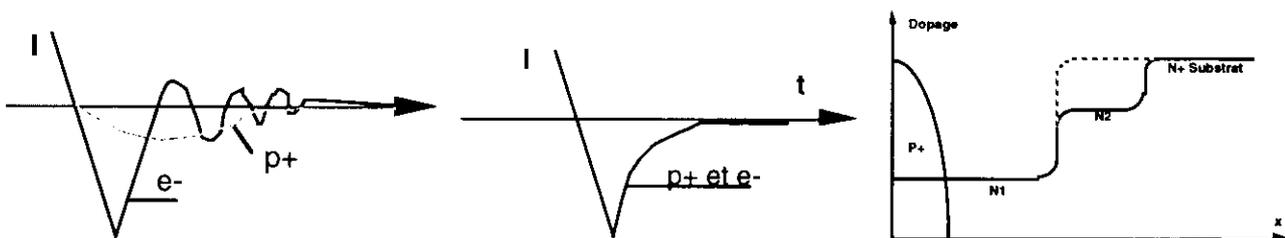


Figure 11: Implantation électronique, protonique et double épitaxie.

2) Profils de dopage: double zone N-

Au lieu d'un profil de dopage tel que celui de la figure 9, on a le profil donné par la figure 11c:

Le dopage de N2 doit être suffisamment élevé pour arrêter la zone de déplétion mais suffisamment bas pour que cette zone puisse être modulée par les porteurs minoritaires, une valeur moyenne se situe aux environs de  $10^{14}/\text{cm}^3$ .

Cette structure a pour principal avantage d'améliorer les temps de recouvrement sans altérer la chute de tension directe.

Pendant le recouvrement, les charges stockées dans N2 ne sont pas enlevées rapidement, donnant ainsi un recouvrement "doux".

### 3) Profils de dopage: P $\Pi$ V N

On utilise généralement la structure P+ V N+ pour deux raisons:

- Le recouvrement de la diode P  $\Pi$  N est un peu plus abrupte: figure 12a,

- La partie V (V signifie une couche N peu dopée) est moins sujette à l'inversion de surface, elle peut donc être facilement passivée.

Cependant avec les progrès technologiques, il est aujourd'hui un peu plus facile de réaliser des couches  $\Pi$  ( $\Pi$  signifie une couche P très peu dopée, pratiquement intrinsèque) et c'est l'émergence de la diode dite "MegaHertz™" chez Motorola:

La mobilité et la durée de vie des porteurs minoritaires sont des paramètres critiques pour le contrôle des charges à la coupure. La mobilité de l'électron est de 1300 cm<sup>2</sup>/V.s et celle des trous de 460 cm<sup>2</sup>/V.s dans le silicium, il est par conséquent plus astucieux d'utiliser des électrons plutôt que des trous comme porteurs minoritaires dans la région qui soutient le champ électrique, une couche  $\Pi$  est donc un meilleur

choix. Les zones  $\Pi$  et V sont de concentration et d'épaisseur égales, voir figure 12b:

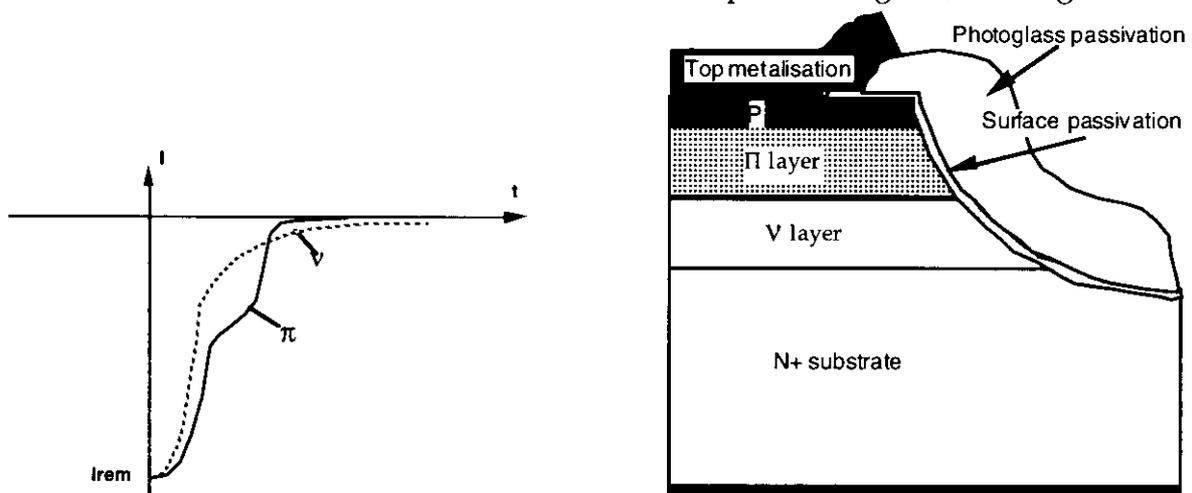


Figure 12: Technologie P $\Pi$ VN+ ou "MegaHertz".

### LA DIODE SCHOTTKY

La diode Schottky est créée à partir du dépôt du métal choisi sur une couche épitaxiée de silicium de profondeur et de résistivité choisies pour tenir la tension inverse Vr.

Cependant un fort champ électrique apparaît sur les bords de cette barrière métallique et réduit la tenue en tension inverse. Pour pallier ce défaut, deux solutions:

la plaque de champ ou la diffusion d'un anneau de garde.

La solution la plus utilisée est l'anneau de champ P+ qui est généralement implanté

On a maintenant un modèle très différent de diode Schottky donné par la figure 13:

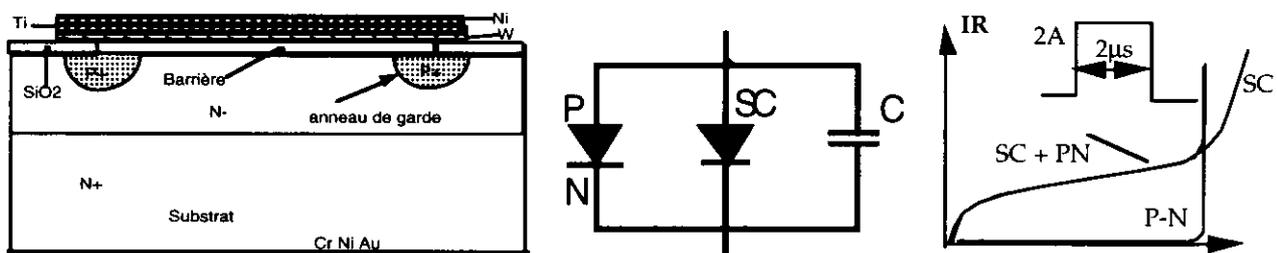


Figure 13: Modèle de diode Schottky avec anneau de garde.

La jonction PN est en parallèle avec la diode Schottky, mais aucun effet adverse d'injection importante de minoritaires ne peut se produire car la tension  $V_f$  d'une diode Schottky est très basse comparée à celle d'une jonction PN.

Près de l'avalanche d'une diode Schottky il y a de très fortes dérives du courant de fuite, si on s'arrange pour que la jonction PN claque avant la barrière Schottky, on protège celle-ci de tout phénomène qui pourrait altérer sa fiabilité. De façon à être certain de cette protection, un test de tenue en énergie inverse est fait à Motorola sur 100% des diodes Schottky, voir figure 13c:

La barrière métallique est relativement exposée aux contaminations externes, les caractéristiques de celle-ci peuvent changer dans le temps, elle est fragile. Pour la protéger il faut la recouvrir de métaux qui ne peuvent pas diffuser au travers de la barrière et empêchent toute diffusion externe.

Malheureusement ces métaux ne permettent pas de bonnes soudures dans les boîtiers, c'est pour cela qu'un empilement de métaux différents est utilisé, voir figure 13a:

### Les améliorations potentielles: La Schottky à l'arséniure de gallium (GaAs).

La résistance de "drift" qui est la principale cause de la chute de tension directe dans les Schottky haute tension (> 50V) peut être réduite d'un facteur 12,7, si au lieu d'utiliser du silicium on utilise de l'arséniure de gallium, figure 14:

Pour des densités de courant de 100 à 200 A/cm<sup>2</sup>, on peut aller jusqu'à 500V de tenue en tension inverse pour égaler la tension directe des jonctions PiN et on gagne toujours les pertes par commutation.

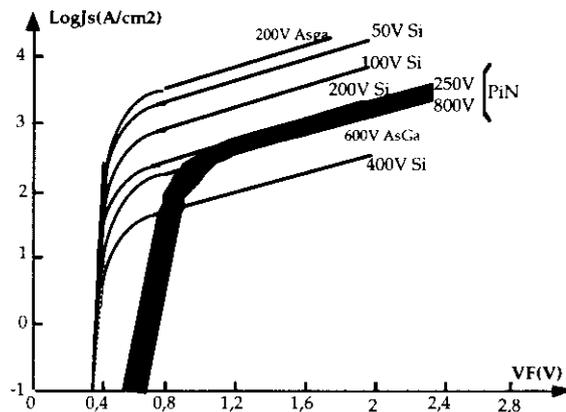


Figure 14: Comparaison de différents types de diodes.

La commutation de cette Schottky à l'arséniure de Gallium est très bonne, voir figure 15 l'oscillogramme de coupure de cette barrière comparé à des diodes à jonction. La variation en température du recouvrement est nulle pour cette barrière alors qu'elle est importante pour les diodes, ce qui aussi indique que le léger recouvrement que l'on voit est dû à une oscillation parasite engendrée par la capacité de cette barrière et les inductances du circuit.

### Conclusions

Nous avons vu que des améliorations sont surtout possibles pour les diodes moyenne et basse tension (< 500V), diodes épitaxiées à centres de recombinaisons localisés, Schottky à l'arséniure de gallium, etc.... Il faut bien se rendre à l'évidence que pour les diodes hautes tensions (>600V) il y aura dans les prochaines années quelques améliorations, mais aujourd'hui on ne voit pas de brusques changements grâce à l'émergence d'une nouvelle technologie ou une nouvelle idée.

Il faudra que les utilisateurs de diodes haute tension pensent plutôt à des architectures nouvelles de façon à utiliser les diodes existantes, tout en évitant leurs inconvénients: commutation naturelle du courant à faible  $dI/dt$  permettant d'abaisser le  $V_f$  sans détériorer les pertes par commutation par exemple: source de courant, circuits résonnants.

## LA TECHNOLOGIE DES TRANSISTORS BIPOLAIRE DE PUISSANCE

Pour monter en puissance contrôlée il y a deux moyens :

- Augmenter le courant, mais les pertes augmentent:  $rI^2$
- Augmenter la tension.

La montée en tension fut la première priorité, mais la structure coplanaire des premiers transistors ne permettait pas de loger le champ électrique aussi on en est vite arrivé à utiliser la structure verticale du silicium .

### Différentes structures verticales

#### 1) Le transistor triple diffusé, 1960. LUCAS , DELCO.

On part d'un silicium  $N^-$  identique à la diode double diffusée, on diffuse longuement du dopant  $N^+$  sur les 2 faces de la plaquette, ensuite on rabote un des 2 cotés  $N^+$ , il reste un substrat  $N^-N^+$  qui sera le collecteur, dans le  $N^-$  on diffuse la base  $P$  et l'émetteur  $N^+$ .

On peut ainsi construire des transistors haute tension (jusqu'à 2000V), la tenue en énergie est bonne et les vitesses moyennes.

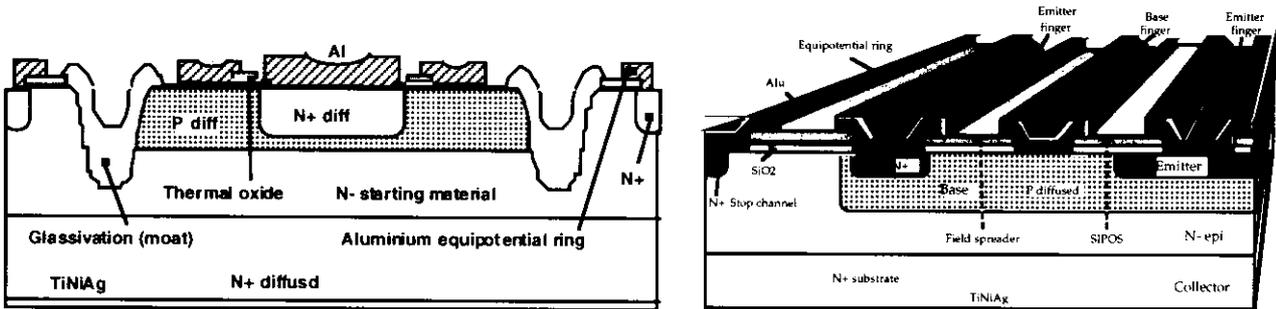


Figure 15: Technologies Triple Diffusée et épicollecteur.

#### 2) Le transistor épitaxial double diffusé, figure 15b:

Pour pallier les inconvénients de la technologie précédente on part maintenant d'un silicium très dopé  $N^+$  qui sera le substrat, donc faible tension série, sur lequel on fait croître du silicium peu dopé ( $N^-$ ) pour tenir le champ électrique. Dans cette zone épitaxiale on diffuse la base et l'émetteur. Celles-ci ont de très faibles profondeurs (quelques microns), on peut beaucoup mieux contrôler les distances  $W_c$ ,  $W_b$  et  $W_e$  qui permettent d'obtenir une bonne tenue en tension, un bon gain et des fréquences de transitions assez élevées.

Le seul défaut de cette technologie est la jonction abrupte  $N^- N^+$  qui ne permet pas une forte tenue en énergie. La technologie "multiépitaxies"  $N^+ N^- \parallel P^+$  permet de pallier cet inconvénient

### Les bords de puce:

Le maximum de champ électrique se situe toujours sur les bords de puce c'est donc un lieu privilégié pour la limitation des tensions maximums d'utilisation. Pour améliorer cette situation il existe ou coexiste plusieurs techniques: les "mesa", les "moat", les anneaux de garde (guard ring), les plaques de champ (field plates), RESURF, etc... figure 16.

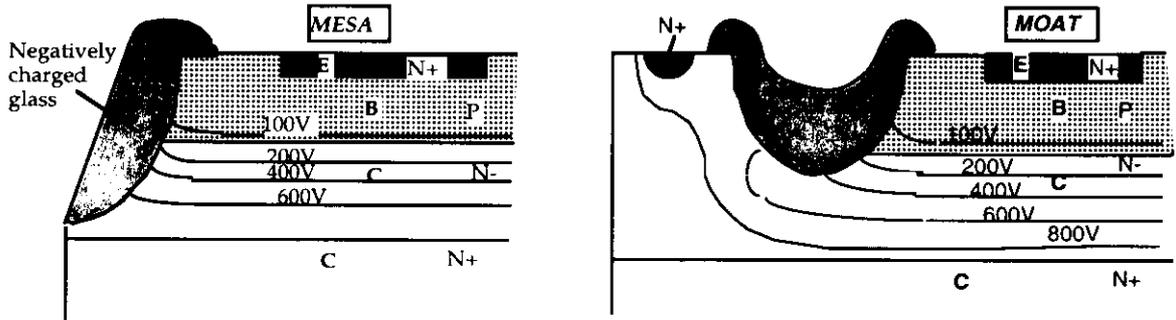


Figure 16: Structure "mesa et structure "Moat".

Ces deux technologies de bords de puce sont encore très utilisées dans les composants bipolaires de puissance. Cependant elles ont quelques inconvénients: instabilités, importante utilisation du silicium, aussi d'autres types de protections sont de plus en plus utilisées: anneaux de garde et plaque de champ, figure 17.

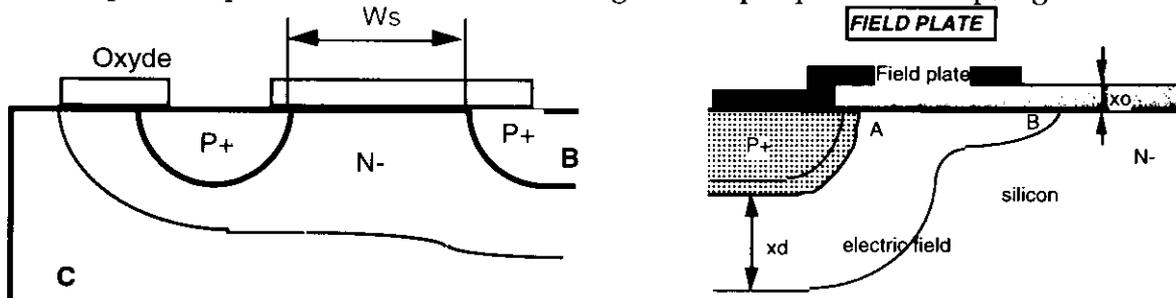


Figure 17: anneaux de garde et plaque de champ.

Ces techniques ont pour avantage d'avoir un meilleur contrôle et une bonne répétitivité industrielle. Une solution élégante qui permet de gagner de la surface de silicium et d'avoir une bonne répartition du champ électrique sur les bords est la technologie à répartition de champ par élément résistant compris entre le collecteur et l'émetteur (loi d'Ohm). Pour créer cette résistance on utilise un oxyde de silicium dopé à l'oxygène (selon la quantité d'oxygène on fait varier la résistance) le SIPOS (Semi Insulated POlySilicon), voir figure 18:

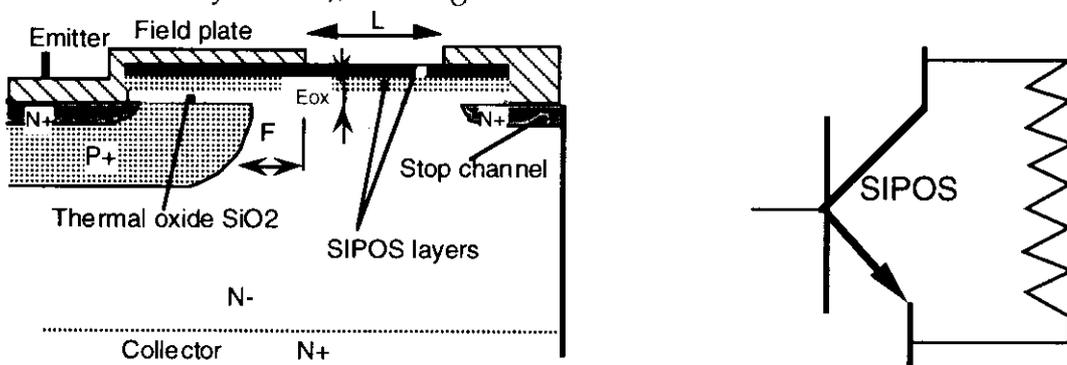


Figure 18: Protection par SIPOS

### Les émetteurs et les masques:

Les améliorations de la lithographie des masques ont pour but de rendre les produits plus rapides et plus robustes.

La figure 19(a) montre le compromis entre la vitesse et la robustesse (RBSOA) avec le gain du transistor bipolaire, la figure 19(b) indique qu'il est utile d'avoir des doigts d'émetteur fins mais il y a un compromis avec les tensions de saturation.

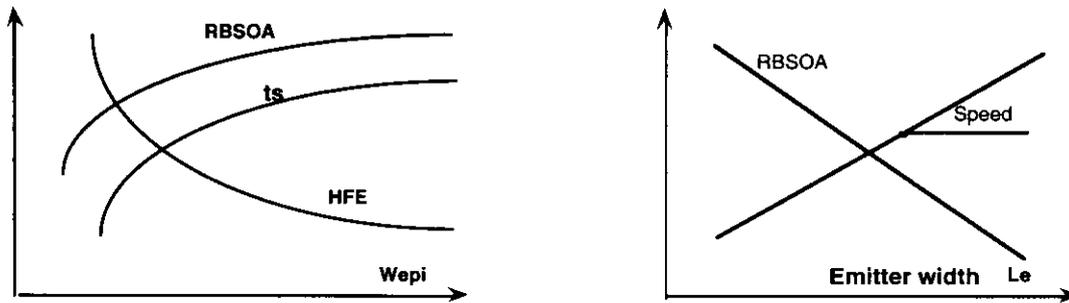


Figure 19: Influences de la profondeur d'épitaxie et de la largeur des doigts d'émetteur.

Les meilleurs compromis sont jusqu'à aujourd'hui :

- La structure émetteur creux (hollow emitter, perforated emitter).
- Les structures cellulaires: ETD ou RET, figure 20:

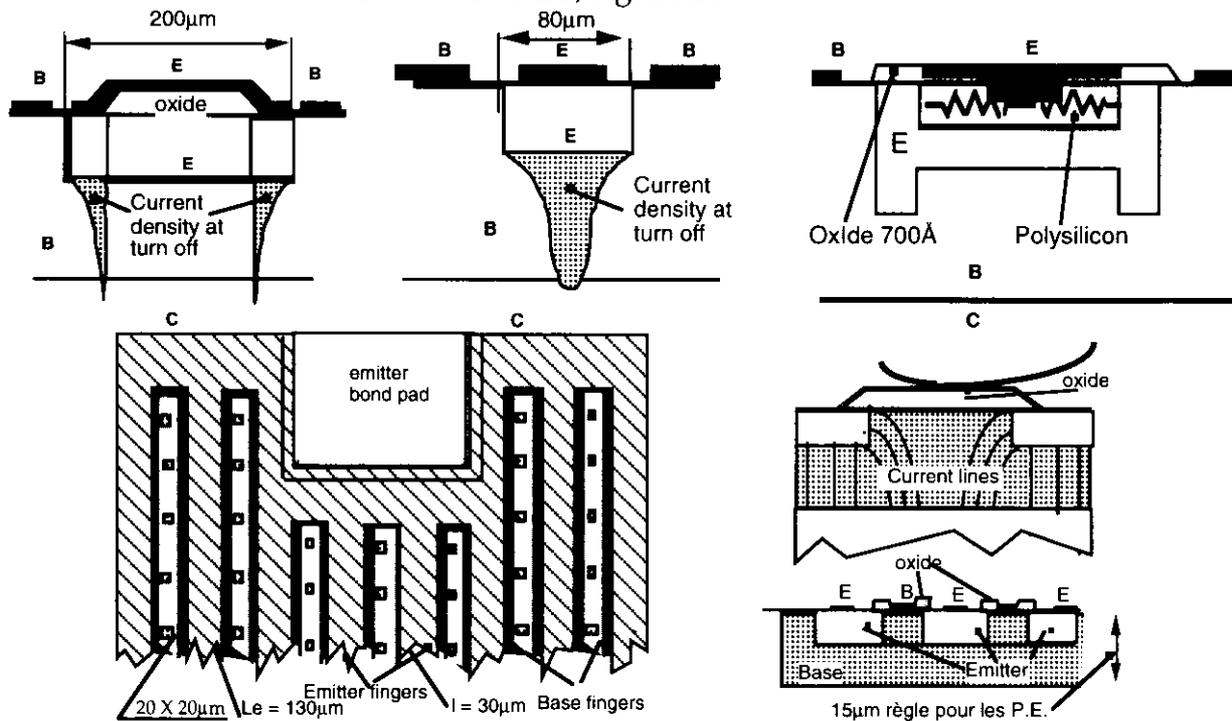


Figure 20: Différents types de technologies d'émetteur.

Toutes ces structures d'émetteur ont pour but d'éviter une trop forte concentration du courant, à la coupure, sous le doigt d'émetteur (robustesse) et aussi d'éviter de piéger des porteurs minoritaires loin de la base (vitesse), mais il y a toujours une légère dégradation du gain du transistor.

**La tension de saturation, le gain:**

Pour obtenir une tension de saturation aussi faible que possible il faut une durée de vie des porteurs minoritaires importante et une grande efficacité d'injection de l'émetteur.

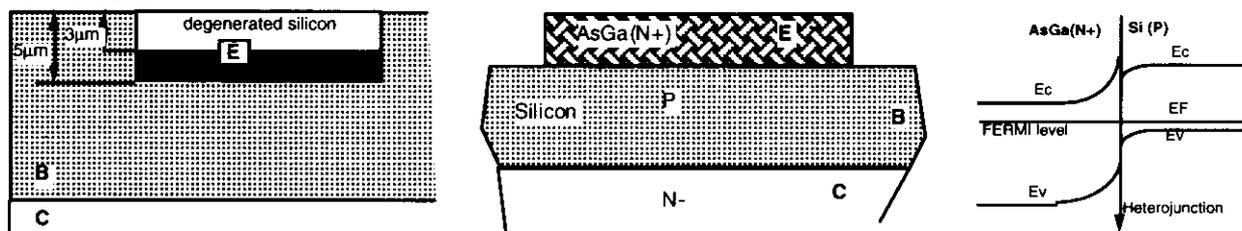


Figure 21: Dégénérescence de l'émetteur et Hétérojonction.

Les premiers microns de l'émetteur sont souvent dégénérés et diminuent l'efficacité d'injection. Pour gagner en efficacité on peut utiliser une hétérojonction avec de l'arséniure de gallium par exemple qui a une bande interdite plus large que celle du silicium et ainsi éviter la réduction de la bande interdite du silicium dans la partie dégénérée, figure 21.

*à suivre...*

## **UN COLLEGE NOUS A RAPPORTE...**

Le colloque Electronique de Puissance du Futur (EPF 96) s'est tenu en décembre dernier à Grenoble. Voici esquissés brièvement quelques éléments parmi les plus significatifs de cette réunion.

**BOITIER ET CONNECTIQUE** : en très forte puissance, la fonction interrupteur est toujours générée par association de composants. Cela pose des problèmes de connectique. Les liaisons en barres-bus apportent des solutions satisfaisantes en réduisant très sensiblement les inductances de liaison. Consécutivement, les inductances parasites internes puce-boitier deviennent non négligeables devant les inductances de câblage. Les constructeurs chassent le nH en travaillant sur la géométrie des boîtiers. Quelques exemples de réalisation :

**Interrupteur 25 kV, 1600 A, 5kHz,  $t_{on} = 200\text{nS}$ , avec 350 MOS 500 V. Interrupteur 12 kV, 3000 A, avec 6 GTO 2800 V.**

Les constructeurs travaillent sur les boîtiers également pour améliorer la dissipation thermique. L'incorporation de substrat diamant et d'échangeur en nitrure d'aluminium avec mise en oeuvre de liaison par thermo compression en lieu et place des brasures classiques, offrent une réduction importante des résistances thermiques dans les hybrides de puissance. La résistance thermique spécifique puce-boitier totale dans les encapsulations actuelles est d'environ  $5.4 \cdot 10^{-5} \text{ Km}^2/\text{W}$ . Pour les nouvelles technologies on atteint environ  $1.5 \cdot 10^{-5} \text{ Km}^2/\text{W}$ .

**INTEGRATION DE PUISSANCE** : actuellement de nombreuses recherches sur l'intégration de puissance sont en cours. L'utilisation des techniques issues de la micro électronique conduit à l'intégration de composants de puissance et de circuits de commande aussi complexes qu'un micro contrôleur. Ces nouveaux composants semblent avoir des débouchés importants en basse tension, l'automobile, la téléphonie. Les progrès attendus de cette méthodologie peuvent donner naissance à de nouveaux interrupteurs dans la gamme 500/1000 V. Un exemple célèbre est celui de l'association Mos/Bipolaire qui a donné l'IGBT, lequel pourrait encore fournir d'autres composants. Les constructeurs atteignent aujourd'hui 3300 V, 1000 A, ce qui place cet interrupteur en concurrence avec le GTO dans certaines applications.

**LES DIODES** : la rapidité des interrupteurs commandés ( $2000\text{A}/\mu\text{S}$ ) et la réduction des inductances de câblage et de boitier posent maintenant le problème de la rapidité insuffisante des diodes haute tension, naturellement présentes dans les cellules de commutation. Elles imposent des commutations dissipatives aux interrupteurs. Des travaux tendent à utiliser les qualités des Schottky dans des structures de diode mixte Bipolaire/Schottky. L'objectif est de réaliser une diode 600 V à faible courant de recouvrement et rapide. Les résultats expérimentaux donnent une réduction de 60% de IRM. Quelques exemples de réalisation :

**Diode bipolaire 8 A, 400 V,  $200 \text{ A}/\mu\text{S}$ , IRM = 36A. Diode mixte 8 A, 400 V,  $200 \text{ A}/\mu\text{S}$ , IRM = 18 A.**

Une autre voie consiste à utiliser comme semi conducteur le carbure de Silicium qui permet d'obtenir des résistances à l'état passant très faibles (gain d'environ 2 décades par rapport à la même diode silicium), allié à une excellente tenue en température. Les progrès butent actuellement sur la difficulté qu'il y a à obtenir un SiC suffisamment pur. Des résultats expérimentaux prometteurs ont été obtenus avec des tensions de 600 V et des densités de courant direct de  $200 \text{ A}/\text{cm}^2$  à 1.3 V.

**COMPOSANTS PASSIFS** : les recherches logicielles proposent d'ores et déjà des modélisations basées sur la géométrie des convertisseurs et des composants. Elles permettent une meilleure maîtrise des contraintes électriques et thermiques appliquées aux composants. Les travaux sur les composants passifs (condensateurs, ferrites) visent à améliorer les modèles et aussi à montrer l'influence des composants passifs sur les aspects CEM des convertisseurs statiques. Les efforts sur les condensateurs tendent toujours à minimiser les éléments parasites séries, compte tenu des forts calibres et gradients de courant produits par les interrupteurs. Les constructeurs cherchent aussi à réduire le volume des composants. Par exemple, les condensateurs utilisés en traction sont 4 fois moins volumineux qu'il y a 5 ans. Dans le domaine du stockage de l'énergie électrique, les super condensateurs offrent des qualités de robustesse, durée de vie, nombre de cycles charge/décharge ( $10^5$ ), puissance massique ( $100\text{W}/\text{kG}$ ). Ils peuvent concurrencer les accumulateurs au plomb dans beaucoup d'applications comme les alimentations de secours, les alimentations embarquées, l'automobile. Par exemple, un super condensateur de 1 kG peut faire démarrer une voiture 30 fois de suite sans recharge. Il remplace un accumulateur de 14 kG. Il reste des progrès à accomplir pour améliorer leur énergie massique ( $20 \text{ kJ}/\text{kG}$ ), plus faible que celle des accumulateurs au plomb et réduire leur coût.

**STRUCTURE DES CONVERTISSEURS** : pour toute la gamme de puissance, les topologies et les commandes évoluent vers des comportements "moins polluants". Ils tendent à absorber des ondes de courant les plus sinusoïdales possible, avec des facteurs de puissance maximaux.

**S. VIOLLIN, lycée de Meaux**

Les actes d' EPF 96 sont disponibles auprès de :

**Fédération ELESA**

**ENSIEG BP 46**

**à l'attention de Corinne PULFER**

**38402 ST MARTIN D'HERES**

au tarif de 600F TTC (frais de port inclus); payable par chèque à l'ordre de l'agent comptable de l'INPG ou par bon de commande. Envoi des actes dès réception du paiement ou de la commande.

Pour tout contact :

04-76-82-62-08 ou 04-76-82-71-81 ou Email : [ELESA@ensieg.fr](mailto:ELESA@ensieg.fr)

# TENUE EN COURANT PERMANENT DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES DE PUISSANCE

S.RAËL, Ch.SCHAEFFER, R.PERRET

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble  
UMR-CNRS 5529  
BP 46 - 38402 Saint-Martin d'Hères cedex  
FRANCE

Tel : (33) 04 76 82 62 99  
Fax : (33) 04 76 82 63 00

**Résumé** — L'apparition, au milieu des années quatre-vingts, du transistor bipolaire à grille isolée a ouvert de larges perspectives en matière d'intégration en électronique de puissance, notamment pour le domaine de la traction ferroviaire, pour lequel le module hybride à technologie IGBT constitue une alternative sérieuse à l'actuel thyristor GTO. L'intégration de puissance a fait apparaître la nécessité d'une conception globale de la fonction interrupteur, qui ne se limite pas à la seule partie silicium. En particulier, en raison d'un accroissement des densités de puissance dissipée, une des principales limitations des modules hybrides de puissance provient des contraintes thermiques qu'ils subissent. Celles-ci définissent notamment, par couplage électrothermique, leur tenue en courant permanent, sujet de l'étude proposée, que nous traitons au moyen d'un modèle empirique des pertes par conduction, et d'un modèle analogique des transferts stationnaires de chaleur. Nous présentons en premier lieu une approche globale de la tenue en courant des composants électroniques de puissance, puis une approche discrétisée permettant de quantifier les incidences du couplage électrothermique sur la répartition de courant des associations parallèles de puces.

**Abstract** — The achievement, in the middle of the eighties, of the insulated gate bipolar transistor has opened large prospects in the field of integration in power electronics, especially in railway traction applications for which the IGBT hybrid power module is a good alternative to the present GTO thyristor. Power integration brings to the fore the necessity of a global conception of the switch function, which is not restricted to the silicon part. In particular, because of an increase of dissipated power densities, one of the main limits of power hybrid modules is due to thermal constraints to which they are submitted. These notably define, through electrothermal coupling, the rated forward current. In this paper, we focus on this interaction, that we study by means of an empirical model of on-state losses, and an analogical model of stationary heat transfers. We present first a global approach about rated current of power electronic components, and then a more local approach which enable to calculate electrothermal coupling effects on current splitting in parallel operations.

## 1 : Introduction

L'augmentation des puissances commandables et des fréquences de fonctionnement des composants électroniques de puissance (CEP), objectif majeur tant pour les concepteurs que pour les utilisateurs, passe aujourd'hui par l'intégration hybride de puissance, soit donc par l'association parallèle et/ou série de plusieurs puces élémentaires sur un même substrat isolant, ce afin d'accroître les calibres intensité et/ou tension de la fonction semiconductrice. De fait, cette technologie permet de concevoir des fonctions interrupteurs spécifiques, qui n'utilisent néanmoins que des constituants standards de l'industrie. Ses avantages sont nombreux : réduction des coûts de production, diversification des sources d'approvisionnement, mise en oeuvre des dispositifs électroniques de la moyenne puissance (principalement le transistor bipolaire à grille isolée, plus connu sous l'abréviation anglo-saxonne IGBT), meilleure compacité et réduction conséquente des éléments inductifs parasites.

En contrepartie, l'intégration hybride de puissance génère de fortes densités de chaleur qu'il convient d'évacuer au mieux, de façon à limiter la température de fonctionnement des semiconducteurs à des valeurs compatibles avec la technologie silicium. En outre, Les deux principales caractéristiques d'un interrupteur, tenue en courant et tenue en tension, sont régies par des phénomènes électrothermiques, associés à l'influence de la température sur certaines propriétés semiconductrices, et par conséquent sur les paramètres de description macroscopique : chute de tension directe, courant de fuite, courant de recouvrement inverse, courant de traînage, temps de commutation, ...

Nous n'aborderons, dans le cadre de cet article, que le lien entre température et tenue en courant, lien gouverné par ce que nous appellerons par la suite couplage électrothermique. Ce terme traduira pour nous la dépendance réciproque entre température et dissipation de puissance dans les puces semiconductrices, dissipation restreinte ici aux seules pertes par conduction.

## 2 : Notion de couplage électrothermique

La thermique des CEP est fondamentalement non linéaire. Car si le champ de température régnant dans un dispositif dépend de la chaleur générée en son sein, ce conformément aux lois de la thermique, cette même chaleur est, en électronique de

puissance, fonction de l'état thermique des sources, selon des lois électriques associées à la nature semiconductrice de la génération de chaleur. C'est cette interaction, dont la schématisation fait apparaître un système bouclé, que nous désignerons sous le vocable couplage électrothermique.

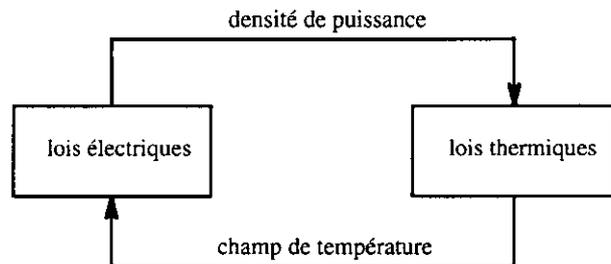


Figure 1 : Schéma de principe du couplage électrothermique

Une étude [1] a montré toute l'importance d'inclure le couplage électrothermique dans l'analyse globale des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance. Nous en reproduisons, figure 2, une courbe illustrant les effets de ce phénomène sur le fonctionnement statique du composant IGBT MG400H1US1, et révélant au point nominal (400 A) une température de jonction de plus de 30% supérieure à celle calculée sans couplage. Notons à ce propos, au vu des quelques 170 °C à 400 A, que la notion de courant nominal mérite une définition autre que celle de "donnée constructeur".

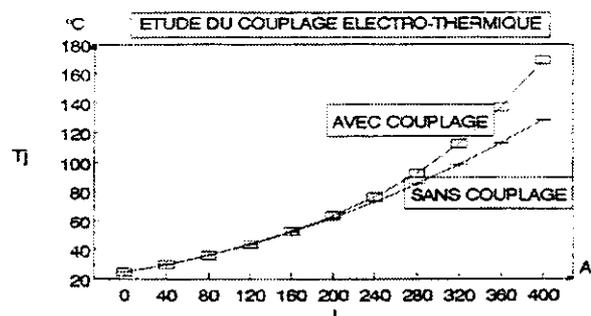


Figure 2 : Evolution de la température de jonction en fonction du niveau de courant

Dans une analyse plus fine, le couplage électrothermique intervient dans la création de points chauds, ou (par extension aux CEP constitués de puces en parallèle) de puces chaudes, par action de la température respectivement sur la densité de courant ou sur la répartition de courant. A titre d'exemple, citons le phénomène de second claquage des transistors bipolaires, conséquence quelque peu fâcheuse d'un emballement électrothermique local [2]. Autre exemple, la mise en parallèle de diodes est bien connue pour le soin particulier qu'elle nécessite, compte tenu du comportement électrothermique négatif de ce type de dispositifs, et de l'amplification de tout déséquilibre, qu'il soit d'origine électrique ou thermique, qui en résulte.

Nous limiterons notre étude à une modélisation empirique des pertes en conduction, en fonction de paramètres électriques adéquats et de la température de jonction. Précisons également, cela a son importance, que le régime thermique sera toujours supposé stationnaire.

### 3 : Modélisation électrique et thermique

#### 3.1 : Modèle thermique

Les transferts de chaleur dans les CEP, régis par l'équation de la conduction thermique, s'opèrent de façon générale selon les trois dimensions de l'espace. Il est cependant possible, sous certaines hypothèses, d'appréhender un problème de thermique des CEP de façon simplifiée, au moyen d'outils reposant sur une analyse 1D du phénomène de conduction de la chaleur. Citons, à titre d'exemple, les approches thermiques transitoires de W.E.NEWEILL [3] et de A.FILLATRE [4], modélisations unidimensionnelles permettant, avec peu de moyens, de calculer les constantes de temps thermiques, tout du moins leur ordre de grandeur, des architectures multicouches de l'hybridation de puissance.

Enfin et surtout, parmi les nombreuses méthodes de résolution, celles reposant sur l'analogie entre conduction thermique et conduction électrique ont été les premières à être utilisées pour modéliser les transferts conductifs dans les composants électroniques. Elles ont donné lieu à la définition de notions très usitées en électronique de puissance, telles que la résistance thermique, la capacité thermique, la constante de temps thermique (pour laquelle on trouve également le terme très ambigu de temps de transit thermique), et l'impédance thermique (ou impédance thermique transitoire, ou résistance thermique transitoire, notion sujette à caution).

Nous ferons ici usage du concept de résistance thermique. Précisons d'emblée que nous n'utiliserons que des résistances thermiques totales (que l'on trouve également sous le qualificatif de "jonction-radiateur"). En d'autres termes, nous ne subdiviserons jamais le problème en grandeurs dites "jonction-boîtier" et "boîtier-radiateur" qui ont peu lieu d'être.

#### 3.1.1 : Résistance thermique d'une puce

La notion de résistance thermique, empruntée à un formalisme unidimensionnel basé sur l'analogie thermo-électrique, est largement utilisée en électronique de puissance, et constitue d'ailleurs, avec l'impédance thermique inductive, l'essentiel des données thermiques des composants commercialisés. Notons toutefois qu'apparaissent maintenant, dans certains livres de données [5], des grandeurs supplémentaires pour décrire l'interaction thermique entre puces intégrées au sein d'un même module.

L'utilisation de ce concept est régie par une équation fondamentale, liant un flux de puissance à un écart de température caractéristique, et issue de l'analyse unidimensionnelle. Elle s'écrit :

$$\theta = R_{th} \cdot \phi \quad (1),$$

$R_{th}$  étant la résistance thermique du système, et  $\phi$  une puissance constante, pouvant toutefois être associée à la valeur moyenne d'un signal puissance électrique périodique, pourvu bien sûr que la fréquence de ce signal ne soit pas incompatible avec la stationnarité du transfert thermique. Quant à  $\theta$ , il s'agit d'un écart de température caractéristique que l'on écrit généralement sous la forme :

$$\theta = T_j - T_a \quad (2),$$

définition pour laquelle  $T_a$  représente une température de référence (soit donc, sauf exception, celle du fluide réfrigérant), et  $T_j$  la température dite de jonction de la puce, c'est à dire une représentation scalaire, autant que possible intégrale, du champ de température régnant dans la puce.

Sous certaines conditions, ayant trait :

- à la linéarité du problème (conductivités thermiques des matériaux et condition d'échange indépendantes de la température),
- au mode d'injection de puissance (injection volumique uniforme),
- à la définition de la température de jonction (valeur moyenne volumique du champ de température régnant dans la puce),

la quantité  $R_{th}$  est rigoureusement indépendante de l'amplitude de la puissance dissipée, et peut donc être posée comme donnée du problème.

#### 3.1.2 : Représentation thermique multipolaire

Il est, quant aux dispositifs multipuces, opportun de s'interroger sur la cohérence d'une caractérisation thermique stationnaire par un unique paramètre. Cette analyse globale relève d'hypothèses généralement trop restrictives. Par exemple, pour un macro-composant constitué de puces en parallèle, la description globale n'est dans l'absolu utilisable que dans le cas idéal d'un parfait appariage électrique (équité de répartition de l'excitation totale entre les puces) et thermique (températures de puce égales). Autre exemple : pour un macro-composant constitué de puces électriquement indépendantes, la connaissance de la résistance thermique de chacune d'elles ne suffit que si ces puces sont de surcroît thermiquement indépendantes.

On le voit, la formulation scalaire (relation (1)) n'est guère adaptée aux dispositifs multipuces, en raison simplement de la multiplicité des sources de dissipation. On pourra cependant en garder l'esprit pour établir une formulation non plus scalaire, mais vectorielle, basée sur le théorème de superposition et sur une description semblable à celle des "coefficients d'influence" du LAAS [6, 7]. Elle s'écrit :

$$\vec{\theta} = [R_{th}] \cdot \vec{\phi} \quad (3),$$

avec :

- $n$  : nombre de puces du module,
- $\vec{\theta}$  : vecteur de dimension  $n$ , de  $i^{\text{ème}}$  composante l'élévation de température de jonction  $\theta_i$  de la puce  $i$ ,
- $\vec{\phi}$  : vecteur de dimension  $n$ , de  $i^{\text{ème}}$  composante la puissance  $\phi_i$  dissipée dans la puce  $i$ ,
- $[R_{th}]$  : matrice carrée de dimension  $n$ , dont l'élément diagonal  $R_{thij}$  représente la résistance thermique propre (facteur d'auto-échauffement) de la puce  $i$ , et dont l'élément non diagonal  $R_{thij}$  représente la résistance thermique de couplage (facteur d'échauffement mutuel) de la puce  $j$  sur la puce  $i$ .

Sous couvert des hypothèses posées en section 3.1.1, tous les éléments de  $[R_{th}]$  sont constants. Nous aboutissons en définitive à une représentation multipolaire du dispositif de puissance, représentation caractérisée par une matrice "résistance thermique" symétrique (en vertu du principe de réciprocité). Donnons enfin la forme "système linéaire" de l'équation (3) :

$$(\forall i \in \mathcal{N}_n) \left( \theta_i = \sum_{j=1}^n R_{thij} \cdot \phi_j \right) \quad (4).$$

#### 3.1.3 : Conclusion

L'extension de la notion de résistance thermique, et de l'équation (1) associée (ou sa formulation vectorielle (3)), aux régimes de transfert de chaleur tridimensionnels, constitue un outil de calcul d'une grande simplicité de mise en oeuvre, et de surcroît relativement performant.

Certes, on sait qu'en toute rigueur, nos hypothèses ne sont pas strictement vérifiées. Les propriétés thermophysiques des matériaux varient avec la température, de même que certaines

conditions d'échange. La prise en compte de telles non-linéarités, bien que théoriquement envisageables, demeure extrêmement difficile en pratique. En effet, les lois de variation de chaque coefficient d'une matrice résistance thermique non-linéaire se doivent d'être décrites en fonction d'autant de variables "température de jonction" qu'il y a de puces. Aussi l'approche repose-t-elle essentiellement sur des matrices résistances thermiques à coefficients constants.

En outre, la répartition spatiale de la densité volumique de puissance dépend également de la température, par effet électrothermique sur la densité de courant électrique. Il en résulte une certaine dépendance du concept "résistance thermique" en fonction de la variable importante ici : le courant électrique conduit. L'ampleur du phénomène reste faible pour un fonctionnement interrupteur voisin des caractéristiques nominales (en courant) du composant. En revanche, si l'on s'éloigne de façon significative des conditions nominales de fonctionnement données par le constructeur (applications mal refroidies, applications haute fréquence avec surdimensionnement en courant de l'interrupteur, applications linéaires), la variation de résistance thermique avec le courant peut être d'un tout autre ordre, comme en témoigne la figure suivante, issue d'un article de F.F. OETTINGER et al. [8].

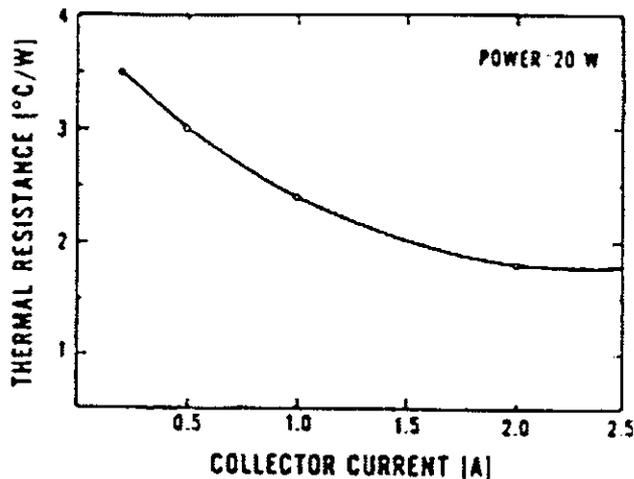


Figure 3 : Résistance thermique d'un transistor bipolaire de puissance en fonction du courant collecteur

Puis se pose tout de même un problème épineux : celui, incontournable, de la détermination de la matrice résistance thermique. Deux méthodes permettent d'accéder à ses coefficients : la mesure, et la résolution numérique ou semi-analytique de l'équation de conduction de la chaleur.

La première peut être relativement longue : la caractérisation expérimentale de la matrice résistance thermique d'un module n-puces nécessite la détermination de  $n(n+1)/2$  coefficients. D'autre part, elle suppose que les semiconducteurs du dispositif étudié soient électriquement indépendants les uns des autres, condition nécessaire à une excitation séparée, et éventuellement à une mesure individuelle de température de jonction par paramètre thermosensible (par exemple par la méthode dite de la chute de tension directe [8, 9, 10]). Ce qui signifie, pour les modules intégrés ne remplissant pas cette condition, une désencapsulation permettant la rupture appropriée de fils de connexion. Par exemple les fils de grille (ou de base) des puces commandables, méthode employée dans une étude [11] pour caractériser les résistances thermiques propres des quatre puces IGBT du module TOSHIBA MG400H1US1 (interrupteur 400A-500V composé d'une fonction IGBT et d'une fonction diode antiparallèle, chacune constituée de quatre puces en parallèle). Cette étude a d'ailleurs montré une certaine dispersion des paramètres thermiques mesurés, de plus ou moins 8% autour d'une valeur moyenne de  $0,315 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$ . En outre, subsiste un doute quant à l'effet, quantitativement parlant, de la modification de l'environnement des puces (désormais exposées à la convection naturelle) sur la mesure effectuée.

La caractérisation expérimentale est donc généralement très délicate. Aussi la détermination de la matrice résistance thermique d'un dispositif relève-t-elle essentiellement de la simulation thermique 3D, sauf dans le cas particulier d'associations de composants discrets, pour lesquelles la mesure reste raisonnablement envisageable.

### 3.2 : Modèle électrique des pertes en conduction

Durant la phase de conduction, le signal courant  $i(t)$ , que nous noterons  $i_F(t)$  pour spécifier clairement le cas étudié, est imposé par la structure de puissance. Le contrôle de  $v(t)$ , chute de tension directe à l'état passant que nous noterons  $v_F(t)$ , appartient quant à lui au semiconducteur. Sa loi d'évolution avec le courant conduit définit la caractéristique directe du composant, dont l'allure la plus usuelle est présentée ci-dessous.

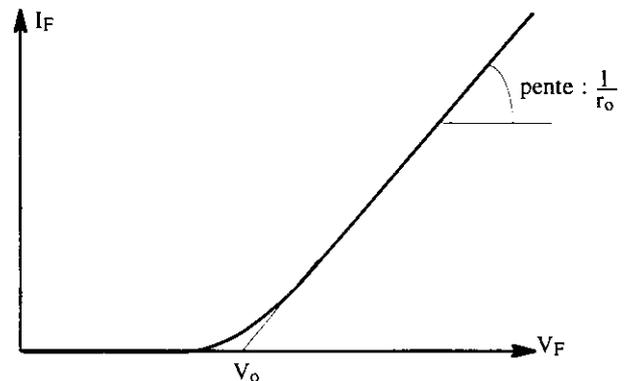


Figure 4 : Caractéristique directe classique

Le modèle statique le plus usité est issu de la linéarisation de cette caractéristique, qui permet de définir deux paramètres :

- $V_0$ , paramètre de type "tension de seuil",
- $r_0$ , paramètre ohmique essentiellement représentatif de la résistivité de la zone centrale du dispositif (après ou non modulation), et de celle d'un éventuel canal (pour les dispositifs à commande électrostatique dont le canal participe à la conduction).

On écrira donc, pour la chute de tension directe :

$$V_F = V_0 + r_0 \cdot I_F \quad (5)$$

et pour la puissance statique, dans des conditions de stationnarité du régime thermique :

$$P_{\text{cond}} = V_0 \cdot \{i_F(t)\} + r_0 \cdot \{i_F^2(t)\} \quad (6)$$

Pour décrire l'état passant des transistors MOS de puissance, il suffit de prendre un paramètre tension de seuil nul. Dans le cas d'un régime de conduction purement continue, on aura, en notant  $I_F$  le courant conduit :

$$P_{\text{cond}} = V_F \cdot I_F \quad (7)$$

On ne peut raisonnablement pas parler de la caractéristique directe d'un composant au singulier. D'une part parce que, pour certains dispositifs (MOS, IGBT, transistor bipolaire), elle est paramétrée par l'amplitude du signal de commande. Et d'autre part parce qu'elle dépend de la température, et ce quel que soit le dispositif. On reportera naturellement cette dépendance sur les paramètres  $V_0$  et  $r_0$ , à propos desquels les comportements électrothermiques bien connus des diodes et des transistors MOS nous enseignent :

$$\begin{cases} \frac{\partial V_0}{\partial T_j} < 0 \\ \frac{\partial r_0}{\partial T_j} > 0 \end{cases} \quad (8)$$

Quant à la modélisation proprement dite, on pourra à loisir la rattacher à l'expérimentation, qui effectivement la corrobore, ou à un développement limité au premier ordre. Elle est simple (entendre d'utilisation aisée), fidèle, et s'écrit :

$$\begin{cases} V_0 = V_{00} - a \cdot T_j \\ r_0 = r_{00} + b \cdot T_j \end{cases} \quad (9)$$

avec :

- $V_{00}$  : tension de seuil à  $0 \text{ } ^\circ\text{C}$ ,
- $a$  : coefficient de température de la tension de seuil,

- $r_{oo}$  : résistance à 0 °C,
- $b$  : coefficient de température de la résistance.

En définitive, on adoptera pour la chute de tension directe, la loi de variation suivante :

$$V_F = (V_{oo} - aT_j) + (r_{oo} + bT_j)I_F \quad (10),$$

relation permettant, en outre, de définir explicitement un paramètre caractéristique du comportement électrothermique du composant. Il s'agit du coefficient de température de la chute de tension directe :

$$\frac{\partial V_F}{\partial T_j} = b.I_F - a \quad (11),$$

coefficient faisant apparaître deux zones de conduction bien distinctes, suivant le niveau de courant injecté :

- une zone de comportement électrothermique négatif, définie par  $I_F < I_o$ ,
- une zone de comportement électrothermique positif, définie par  $I_F > I_o$ ,

$I_o$  étant le niveau de courant annulant le coefficient de température. Cette grandeur, donnée par :

$$I_o = \frac{a}{b} \quad (12),$$

dépend de la nature du dispositif. Nulle pour les transistors MOS de puissance, elle est, pour les diodes de puissance classiques, toujours supérieure (typiquement dans un rapport double) au courant nominal "constructeur". L'IGBT, alliance réussie entre commande électrostatique et modulation de résistivité, présente un  $I_o$  intermédiaire, inférieur (dans un rapport 1/3 à 2/3, suivant le compromis MOS-bipolaire réalisé) au courant nominal "constructeur".

Dernière précision, la définition de  $I_o$  se traduit concrètement, dans le plan  $(V_F, I_F)$ , par l'existence d'un point particulier, point de focalisation du réseau de caractéristiques directes paramétré par la température. L'intersection de toutes ces courbes en un point unique se vérifie expérimentalement.

## 4 : Approche globale de la tenue en courant permanent

### 4.1 : Modélisation

Considérons un système composant-puits de chaleur, caractérisé par :

- $V_{oo}, a, r_{oo}, b$  : paramètres statiques du composant,
- $T_a$  : température du puits de chaleur,
- $R_{th}$  : résistance thermique du système.

Les équations électrothermiques du système en régime de conduction continue s'écrivent, en notant  $I_F$  le courant conduit,  $V_F$  la chute de tension directe,  $P$  la puissance dissipée et  $T_j$  la température de jonction du composant :

$$\begin{cases} V_F = (V_{oo} - aT_j) + (r_{oo} + bT_j)I_F \\ P = V_F I_F \\ P = \frac{T_j - T_a}{R_{th}} \end{cases} \quad (13).$$

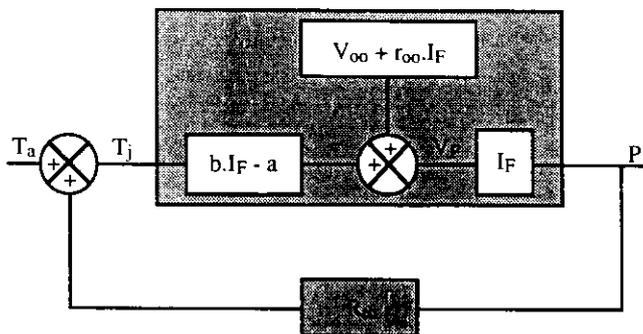


Figure 5 : Couplage électrothermique composant-radiateur en conduction continue

La résolution des équations (13) permet d'exprimer la température de jonction du composant en fonction du courant conduit :

$$T_j = \frac{T_a + R_{th} I_F (V_{oo} + r_{oo} I_F)}{1 - R_{th} I_F (b I_F - a)} \quad (14),$$

relation à partir de laquelle il est aisé d'établir les lois d'évolution de la tension de déchet et de la puissance dissipée, mais surtout où apparaît clairement l'influence du couplage électrothermique, sans lequel le dénominateur serait invariablement égal à l'unité.

### 4.2 : Exploitation

La relation (14) permet de définir deux grandeurs caractéristiques du système composant-puits de chaleur : le courant maximum de conduction, et le courant limite de stabilité thermique en conduction.

#### 4.2.1 : Courant maximum de conduction

Le courant maximum de conduction  $I_{max}$  d'un composant, définition purement thermique du courant nominal, est le courant pour lequel la température de jonction du composant atteint une certaine valeur  $T_{jmax}$ , considérée comme maximale. Représentatif de la puissance maximale dissipable, il dépend fortement de la qualité du refroidissement, comme suit :

$$\begin{cases} I_{max} = \frac{\sqrt{V_{omax}^2 + 4r_{omax} \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{th}} - V_{omax}}}{2r_{omax}} \\ V_{omax} = V_{oo} - aT_{jmax} \\ r_{omax} = r_{oo} + bT_{jmax} \end{cases} \quad (15).$$

#### 4.2.2 : Courant limite de stabilité thermique

Le couplage électrothermique, représenté figure 5 sous forme de schéma bloc, fait apparaître un système bouclé potentiellement divergent (réaction positive). La condition de stabilité, définie par la stricte positivité du dénominateur de la relation (14), se traduit au niveau du courant par :

$$\begin{cases} I_F < I_{stab} \\ I_{stab} = \frac{aR_{th} + \sqrt{(aR_{th})^2 + 4bR_{th}}}{2bR_{th}} \end{cases} \quad (16).$$

## 5 : Tenue en courant permanent des dispositifs multipuces

L'approche électrothermique développée précédemment repose sur une représentation scalaire de l'état thermique de la fonction semiconductrice d'un CEP. Cette représentation, qui ne tient aucunement compte de la nature éventuellement multipuces de ladite fonction, est par conséquent susceptible de masquer des déséquilibres thermiques importants, et de conduire à une surévaluation de la tenue en courant des CEP.

Nous abordons là la problématique générale de la conception électrothermique des macro-composants constitués de puces élémentaires en parallèle, pour laquelle il est impératif de discrétiser la représentation thermique de la fonction semiconductrice en au moins autant de températures de jonction qu'il y a de puces. En effet, dans les structures de l'électronique de puissance, l'interrupteur contrôle en conduction sa tension de déchet, tandis que la source, ou la charge, lui impose un courant. Il s'agit donc de décrire finement le couplage électrothermique, pour une prise en compte de son incidence sur la répartition de courant. En règle générale :

- un comportement électrothermique positif (MOS, IGBT au-delà du niveau de courant  $I_o$  annulant le coefficient de température de la tension de déchet) est favorable à la mise en parallèle, en ceci qu'il atténue un éventuel

déséquilibre (électrique et/ou thermique) initial,

- a contrario, un comportement électrothermique négatif (diodes, thyristors, GTO, MCT, IGBT au-dessous du courant  $I_0$ ) est défavorable à la mise en parallèle, en ceci qu'il amplifie un éventuel déséquilibre initial.

Il s'agit, répétons-le, d'une règle générale, à considérer par conséquent, si ce n'est avec circonspection, au moins avec un certain recul.

Considérons, pour illustration, deux composants  $C_1$  et  $C_2$  associés en parallèle, identiquement refroidis à une température constante  $T_a$ , et dont les caractéristiques directes à  $T_a$ , différentes, sont schématisées ci-dessous.

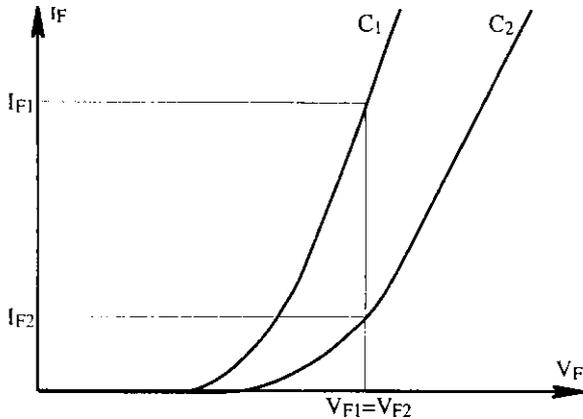


Figure 6 : Caractéristiques directes à  $T_a$  de deux composants  $C_1$  et  $C_2$

Ce système, parcouru par un courant total constant  $I_{F1}+I_{F2}$ , présente un déséquilibre initial d'origine purement électrique, caractérisé par la quantité  $I_{F1}-I_{F2}$ . Ce déséquilibre évoluera d'une façon (augmentation, ou réduction, voire inversion) entièrement régie par les lois de variation, avec le courant et la température, des chutes de tension  $V_{F1}$  et  $V_{F2}$ , et par la qualité des transferts thermiques. En effet, la disparité des puissances dissipées engendrera un déséquilibre thermique ( $T_1 > T_2$ , où  $T_1$  et  $T_2$  sont les températures de jonction de  $C_1$  et  $C_2$  respectivement) à même d'accroître (coefficients de température négatifs) ou de réduire (coefficients de température positifs) l'écart initial des courants conduits.

Le déséquilibre initial peut également être d'origine purement thermique : résistances thermiques propres de  $C_1$  et  $C_2$  différentes, et/ou températures des puits de chaleur différentes. Il peut enfin allier des disparités de deux types (électrique et thermique).

L'étude de la tenue en courant des dispositifs multipuces doit donc tenir compte des comportements électrique et thermique de chacune des puces constituant la fonction semiconductrice. Mais définissons préalablement deux termes, appariage électrique et appariage thermique, deux des règles élémentaires de la mise en parallèle.

#### Appariage électrique

Deux composants seront dits électriquement appariés, ou appariés en  $V_F$ , si leurs caractéristiques directes sont identiques. L'appariage électrique est l'opération de tri destinée à réduire les disparités en  $V_F$  des composants mis en parallèle. En pratique, on caractérisera le degré d'appariage de deux composants par une quantité  $\Delta V_F$ , écart de leur chute de tension directe pour une température et un courant donnés, généralement  $25^\circ C$  et courant nominal "constructeur" respectivement.

#### Appariage thermique

Des composants seront dits thermiquement appariés si la dissipation d'une même puissance dans simultanément chacun d'entre eux provoque une même élévation de température, identique pour tous. L'appariage thermique repose, pour les architectures hybrides de puissance, outre sur la maîtrise des techniques d'assemblage et de report, sur la géométrie générale de la structure.

### 5.1 : Modélisation électrothermique de la mise en parallèle

Considérons un dispositif multipuces, constitué de  $n$  puces en parallèle. Nous supposons que ses éventuelles autres sources de dissipation sont sans interaction thermique sur les puces considérées, non que le problème soit, dans le cas contraire, plus délicat à traiter : il en devient surtout plus lourd à formuler. Enfin, nous analyserons le cas d'un régime de conduction purement continue.

#### 5.1.1 : Notations

$n$	:	nombre de puces en parallèle,
$I$	:	courant total conduit par le dispositif,
$I_i$	:	courant conduit par la puce $i$ ,
$V_{oi}, a_i, r_{oi}, b_i$	:	paramètres statiques de la puce $i$ ,
$V_{Fi}$	:	tension de déchet de la puce $i$ ,
$P_i$	:	pertes de la puce $i$ ,
$R_i, R'_i$	:	résistances de connexion de la puce $i$ ,
$T_i$	:	température de jonction de la puce $i$ ,
$T_a$	:	température du puits de chaleur, supposée constante,
$[R_{th}]$	:	matrice résistance thermique du dispositif.

#### 5.1.2 : Equations du couplage électrothermique

Le couplage électrothermique d'un dispositif  $n$ -puces - radiateur est décrit par la relation vectorielle suivante :

$$[\theta] = [R_{th}][P] \quad (17),$$

où  $[\theta]$  et  $[P]$  sont des vecteurs de dimension  $n$ , de  $i^{\text{ème}}$  composante respectivement  $\theta_i = T_i - T_a$  et  $P_i$ . La forme "système linéaire" de cette relation s'écrit :

$$(\forall i \in \mathcal{N}_n) \left( T_i = T_a + \sum_{j=1}^n R_{thij} P_j \right) \quad (18),$$

avec :

$$(\forall i \in \mathcal{N}_n) \begin{cases} P_i = V_{Fi} I_i \\ V_{Fi} = (V_{oi} - a_i T_i) + (r_{oi} + b_i T_i) I_i \end{cases} \quad (19).$$

Ce système comporte  $2n$  inconnues, à savoir les températures de jonction et les courants. Les  $n$  équations manquantes seront déterminées en formulant la mise en parallèle.

#### 5.1.3 : Equations de la mise en parallèle

La première, évidente, s'écrit :

$$\sum_{i=1}^n I_i = I \quad (20).$$

Les autres sont associées aux  $n-1$  mailles de l'association parallèle. Nous baserons le calcul de la répartition du courant total sur le circuit électrique présenté figure 7.

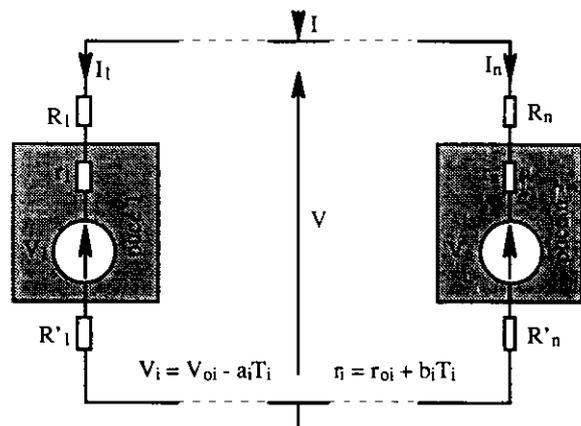


Figure 7 : Association parallèle de référence

Dès lors, on a :

$$(\forall i \in \mathcal{N}_{n-1})(V_{Fi} + (R_i + R'_i)I_i = V_{Fi+1} + (R_{i+1} + R'_{i+1})I_{i+1}) \quad (21),$$

ce que l'on peut écrire comme suit, pour  $i \in \mathcal{N}_{n-1}$ :

$$(r_i + R_i + R'_i)I_i - (r_{i+1} + R_{i+1} + R'_{i+1})I_{i+1} = V_{i+1} - V_i \quad (22).$$

Finalement, la mise en parallèle est décrite par la relation vectorielle suivante, alliant les équations (20) et (22) :

$$[A] \cdot [I] = [B] \quad (23),$$

avec, pour [A] :

$$\begin{cases} (\forall i \in \mathcal{N}_{n-1}) \left\{ \begin{array}{l} A_{ii} = (r_{oi} + b_i T_i) + R_i + R'_i \\ A_{ii+1} = -(r_{oi+1} + b_{i+1} T_{i+1}) - R_{i+1} - R'_{i+1} \\ (\forall j \in \mathcal{N}_n) (j \neq i \text{ et } j \neq i+1 \Rightarrow A_{ij} = 0) \end{array} \right. \\ (\forall j \in \mathcal{N}_n) (A_{nj} = 1) \end{cases} \quad (24),$$

et pour [B] :

$$\begin{cases} (\forall i \in \mathcal{N}_{n-1}) (B_i = (V_{oi+1} - a_{i+1} T_{i+1}) - (V_{oi} - a_i T_i)) \\ B_n = I \end{cases} \quad (25).$$

Quant à [I], il s'agit bien évidemment du vecteur de dimension  $n$ , de  $i^{\text{ème}}$  composante  $I_i$ .

#### 5.1.4 : Principe de résolution

Le système linéaire (23) se résout aisément, compte tenu de sa faible dimension, par la mise en oeuvre d'un algorithme élémentaire, tel que celui dit du pivot de Gauß (transformation du système en un système triangulaire supérieur équivalent). Pour la résolution du problème, nous ferons appel à une méthode itérative simple, en l'occurrence celle de Gauß-Seidel.

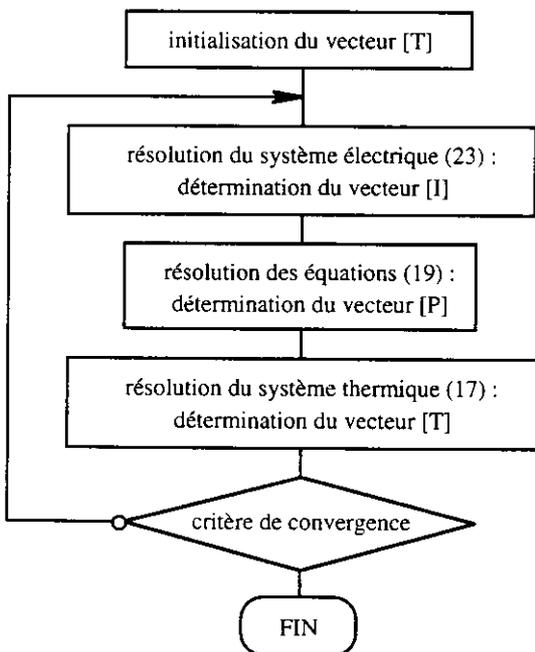


Figure 8 : Organigramme de résolution

Le critère de convergence porte sur le vecteur [T]. Il s'écrit, par exemple :

$$(\forall i \in \mathcal{N}_n) \left( \left| \frac{T_i - T_i}{T_i} \right| < \varepsilon \right) \quad (26),$$

où  $T_i$  et  $T_i$  sont les  $i^{\text{ème}}$  composantes de [T] respectivement en sortie et en entrée de boucle,  $\varepsilon$  étant la précision de la résolution. On peut également faire porter le critère de convergence sur [I], ou sur [I] et [T].

### 5.2 : Applications

#### 5.2.1 : Tenue en courant et appairage électrique

Considérons deux composants  $C_1$  et  $C_2$  associés en parallèle,

sans aucune interaction thermique l'un sur l'autre. Le régime de conduction électrique est supposé continu.

#### Données numériques

- température du puits de chaleur :  $T_a = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ .
- température de jonction maximum :  $T_{j\max} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ .
- résistances thermiques :  $R_{th1} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ,  
 $R_{th2} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ,
- résistances de connexion : nulles.

#### Couplage électrothermique positif

On adopte pour  $C_1$  les paramètres statiques suivants, voisins de ceux obtenus expérimentalement sur le composant IGBT IRGPC50F (50 A, 600 V) :

$$\begin{array}{ll} V_{o1} = 1 \text{ V} & \text{et } a_1 = 1,5 \text{ mV/K,} \\ r_{o1} = 15 \text{ m}\Omega & \text{et } b_1 = 60 \text{ }\mu\Omega/\text{K.} \end{array}$$

Le niveau de courant  $I_o$  annulant son coefficient de température vaut 25 A, et son courant maximum  $I_{\max 1}$  s'élève à 52,6 A.

$C_2$  présente les mêmes paramètres statiques que  $C_1$ , excepté pour le terme  $V_{o2}$ , et l'on définira ainsi le degré d'appairage électrique  $\Delta V_F$  par la quantité  $V_{o2} - V_{o1}$ . La figure ci-dessous montre l'évolution, en fonction de  $\Delta V_F$ , du courant maximum de l'association parallèle, relativement aux 105,2 A obtenus en cas d'appairage parfait en  $V_F$ , ce pour deux définitions de la tenue en courant :

- tenue en courant des dispositifs multipuces, qui s'écrit ici :  $T_1 \leq T_{j\max}$  et  $T_2 \leq T_{j\max}$ .
- approche globale de la tenue en courant, que nous formulerons par :  $\frac{T_1 + T_2}{2} \leq T_{j\max}$ .

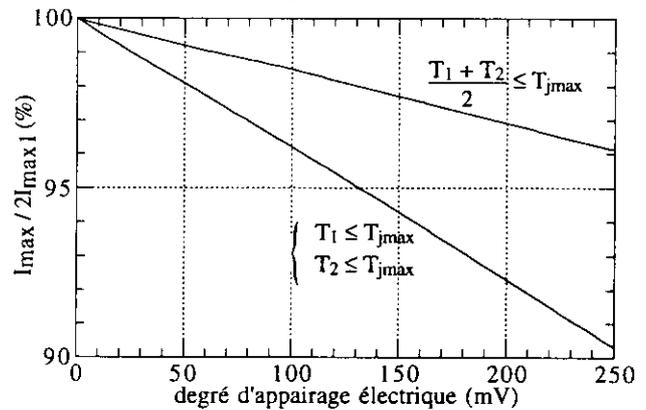


Figure 9 : Tenue en courant de l'association  $C_1//C_2$

#### Couplage électrothermique négatif

Appliquons la démarche précédente pour un composant  $C_1$  présentant les paramètres statiques suivants, voisins de ceux obtenus expérimentalement sur l'interrupteur MCT M65P100F1 (65 A - 1000 V) :

$$\begin{array}{ll} V_{o1} = 1,1 \text{ V} & \text{et } a_1 = 1,5 \text{ mV/K,} \\ r_{o1} = 3 \text{ m}\Omega & \text{et } b_1 = 15 \text{ }\mu\Omega/\text{K.} \end{array}$$

Les courants caractéristiques de  $C_1$  valent :

$$I_o = 100 \text{ A et } I_{\max 1} = 80,5 \text{ A.}$$

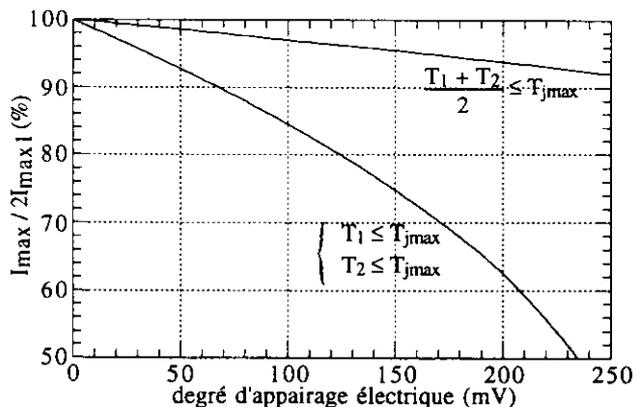


Figure 10 : Tenue en courant de l'association  $C_1//C_2$

### 5.2.2 : Atténuation des effets du couplage électrothermique négatif

Considérons deux composants  $C_1$  et  $C_2$  non appairés en  $V_F$ , et à comportement électrothermique négatif. Nous avons vu que le déséquilibre électrique va engendrer un déséquilibre thermique, qui, par couplage électrothermique, amplifiera le premier ... Pour atténuer ces effets quelque peu néfastes, il convient de modérer :

- leur cause première (pour nous, un déséquilibre électrique),
- leur cause secondaire (pour nous, un déséquilibre thermique).

#### Résistances de connexion

Les diodes, MCT et autres thyristors, sont réputés pour le soin particulier que requiert leur mise en parallèle. Et de fait, la figure 10 en témoigne, la marge en  $\Delta V_F$  est faible. Il est d'usage d'en imputer la responsabilité à leur comportement électrothermique négatif, analyse en pratique justifiée, mais en toute rigueur limitative. Nous l'avons dit à maintes reprises, un tel comportement joue un rôle d'amplificateur. Encore faut-il qu'il y ait matière à amplifier ...

La faible disposition de ces composants à être associés en parallèle relève en fait de la conjonction de deux causes :

- leur comportement électrothermique négatif,
- leur exceptionnelle aptitude à conduire.

Ce second point se traduit concrètement par une résistance dynamique très faible qui confère aux caractéristiques directes de ces composants une pente relativement élevée. Ainsi, un défaut modique d'appairage en  $V_F$  peut entraîner un important déséquilibre en courant.

Une première solution, impérative, est le tri d'appairage. Une seconde, peu appréciée, consiste à adoucir les pentes des caractéristiques directes, par exemple par un câblage volontairement résistif. Certes, ce procédé occasionne des chutes de tension supplémentaires, et n'est en outre guère compatible avec une dynamique de commutation élevée. Il reste néanmoins une solution très efficace au problème de l'appairage en  $V_F$ , comme le montrent les courbes ci-dessous, analogues à celle de la figure 10 (association  $C_1/C_2$  à comportement électrothermique négatif), et paramétrées par la résistance de câblage  $R$  (valeur commune de  $R_1+R'_1$  et  $R_2+R'_2$  dans le schéma 7).

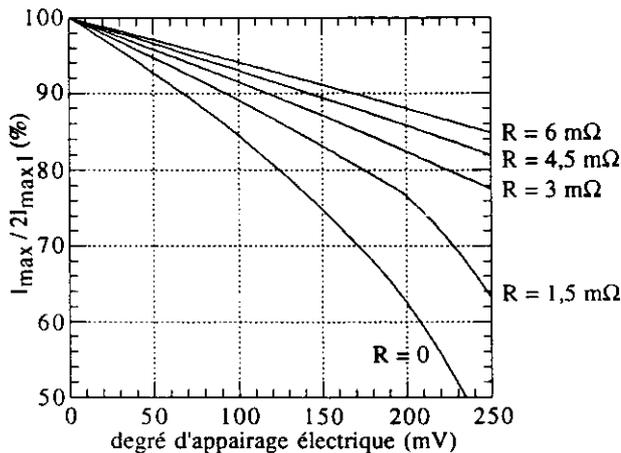


Figure 11 : Tenu en courant de l'association  $C_1/C_2$

Corollaire du principe de la méthode, il conviendra de symétriser la mise en parallèle, afin de ne pas introduire, par le câblage, de déséquilibre électrique.

#### Interaction thermique

Un autre moyen de réduire les effets néfastes d'un défaut d'appairage consiste à mettre en oeuvre un système de contre-réaction agissant sur le déséquilibre thermique. Nous exposons, dans ce qui suit, le principe d'une méthode par ailleurs utilisée pour pléthore de raisons autres que celle de "système d'aide à la mise en parallèle", et par conséquent nullement révolutionnaire. De fait, la méthode se nomme intégration. Quant au principe, il repose sur l'interaction thermique, soit

donc sur le phénomène d'échauffement mutuel entre composants.

Etudions le cas de deux interrupteurs  $C_1$  et  $C_2$  en parallèle, en supposant par exemple que l'on ait  $P_1 > P_2$ , ce qui équivaut (puisque  $V_{F1}=V_{F2}$ ) à  $I_1 > I_2$ . Les équations (17) s'écrivent :

$$\begin{cases} \theta_1 = R_{th11}.P_1 + R_{th12}.P_2 \\ \theta_2 = R_{th21}.P_1 + R_{th22}.P_2 \end{cases} \quad (27).$$

Dans ces conditions,  $C_1$  subit un échauffement mutuel moindre que celui subi par  $C_2$ , en vertu de l'égalité des résistances thermiques mutuelles  $R_{th12}$  et  $R_{th21}$  : l'interaction thermique conduit d'emblée, ce n'est pas une surprise, à une réduction du déséquilibre thermique, à une "homogénéisation" des températures. Quant à son effet sur le déséquilibre électrique, il dépend des coefficients de température. Nous ne pouvons pas formuler de règle absolue, mais en général (c'est à dire aux exceptions près), l'une des deux configurations suivantes est applicable :

- première configuration :  $0 < \frac{\partial V_{F2}}{\partial T_2} < \frac{\partial V_{F1}}{\partial T_1}$ ,
- seconde configuration :  $\frac{\partial V_{F2}}{\partial T_2} < \frac{\partial V_{F1}}{\partial T_1} < 0$ .

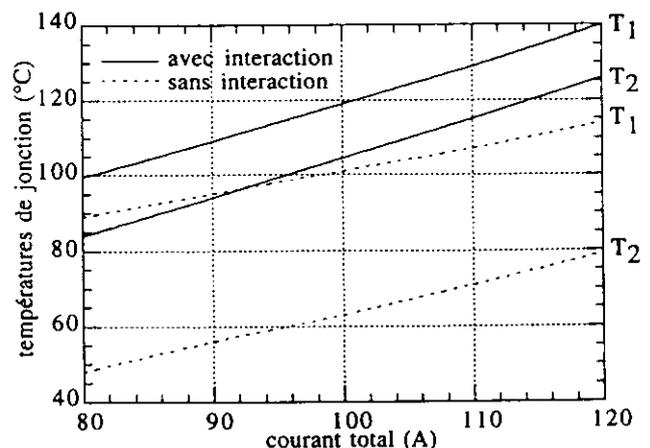
Le premier cas mènera généralement à un accroissement du déséquilibre électrique, accroissement toutefois modéré par couplage électrothermique positif. Quant au second, celui auquel on s'intéresse, non seulement il est synonyme de réduction du déséquilibre électrique (conséquence immédiate d'un échauffement mutuel supérieur pour  $C_2$  que pour  $C_1$ ), mais cet effet est de surcroît amplifié par couplage électrothermique négatif.

Numériquement, prenons :

- pour  $C_1$  :  $V_{oo1} = 1,1 \text{ V}$ ,  $a_1 = 1,5 \text{ mV/K}$ ,  $r_{o1} = 3 \text{ m}\Omega$ ,  $b_1 = 15 \text{ }\mu\Omega/\text{K}$ ,  $R_{th11} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ,
- pour  $C_2$  :  $V_{oo2} = 1,2 \text{ V}$ ,  $a_2 = 1,5 \text{ mV/K}$ ,  $r_{o2} = 3 \text{ m}\Omega$ ,  $b_2 = 15 \text{ }\mu\Omega/\text{K}$ ,  $R_{th22} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ .

La résistance thermique mutuelle sera prise égale à  $0,513 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Cette valeur n'a pas été choisie arbitrairement : elle correspond à la résistance thermique mutuelle entre puces reportées sur les plages d'accueil du boîtier ISOTOP, pour un coefficient d'échange convectif (environ  $0,3 \text{ W/K.cm}^2$ ) ajusté de façon à obtenir des résistances thermiques propres de  $1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . La température du puits de chaleur est, quant à elle, fixée à  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Les figures 12 et 13 présentent l'évolution des déséquilibres électrique et thermique en fonction du courant total conduit par l'association parallèle de  $C_1$  et  $C_2$ , sans ( $R_{th12}=0$ ) et avec ( $R_{th12}=0,513 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ) interaction thermique. On retrouve les effets escomptés : les composants subissent une augmentation de température, modérée pour  $C_1$  (11,5% à 80 A, 23,1% à 120 A), et importante pour  $C_2$  (75,5% à 80 A, 59,3% à 120 A). L'homogénéisation des températures n'est certes pas parfaite, et ne pourra jamais l'être en pratique, réalité en grande partie imputable à la faible conductivité thermique des joints de brasure liant les puces au "coupleur thermique". Elle reste cependant très appréciable, et contribue indéniablement à une amélioration significative de la répartition de courant.



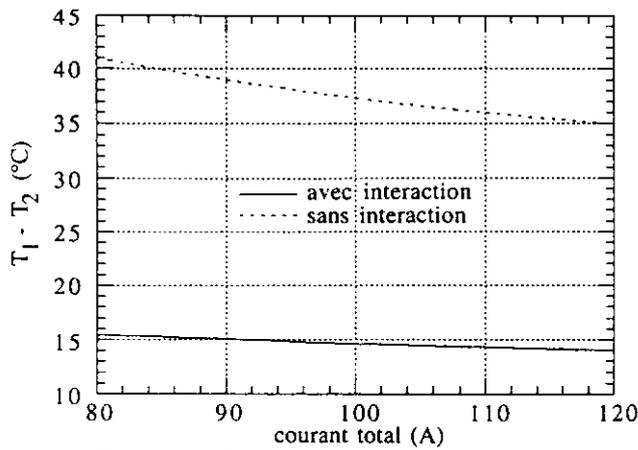


Figure 12 : Effets de l'interaction thermique sur le déséquilibre thermique

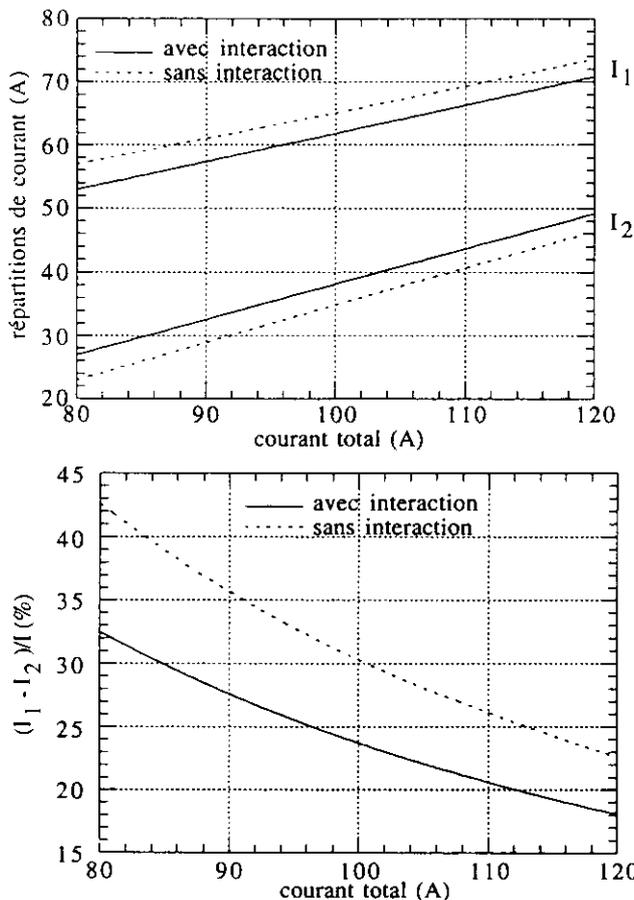


Figure 13 : Effets de l'interaction thermique sur le déséquilibre électrique

Une première conclusion est immédiate : l'interaction thermique est une contre-réaction efficace vis à vis de déséquilibres aggravés par couplage électrothermique défavorable. Et plus généralement, on trouvera souvent profit à réduire les écarts de température entre composants (de type diode).

Une seconde conclusion l'est tout autant : de la figure 12a (températures de jonction fonction du courant total), il ressort que l'interaction thermique se pratique avec finesse, avec délicatesse. Car, revers de la médaille, elle implique par nature une augmentation des températures les plus chaudes, et donc un déclassement potentiel du dispositif. Par exemple, dans l'étude comparative menée précédemment, les courants maxima de conduction sont, pour une température de jonction maximale de 125° C, de 136 A et 106 A, respectivement pour les associations parallèles sans et avec interaction thermique.

Pour qu'une interaction thermique soit bénéfique, il faut donc en premier lieu qu'elle soit viable, c'est-à-dire que la méthode de couplage utilisée réduise les échauffements propres, par exemple par augmentation géométrique des surfaces d'échange pour chaque puce. Il faut en second lieu qu'elle soit efficace :

utilisation d'un "coupleur" de conductivité thermique élevée et d'épaisseur raisonnable, proximité des puces les unes par rapport aux autres, réalisation du couplage au plus près des sources de chaleur. L'intégration de puissance est une bonne réponse à ce double besoin de résistances thermiques propres faibles et mutuelles "élevées".

## 6 : Conclusion

La tenue en courant des composants de puissance, essentiellement rattachée aux pertes dans les semiconducteurs et à leur évacuation, est fondamentalement régie par des phénomènes électrothermiques. L'évolution de l'électronique de puissance vers les courants élevés passant aujourd'hui par la mise en parallèle de puces élémentaires, il est devenu primordial, pour une conception soignée des interrupteurs, de prendre en compte l'influence de dissymétries géométriques, thermophysiques ou électriques sur la répartition de courant, donc en définitive sur la tenue en courant du dispositif final.

L'approche présentée dans cet article repose sur une représentation thermique multipolaire des CEP. Certes, cette représentation demeure intimement associée à l'utilisation d'un outil de simulation thermique 3D, excepté dans le cas d'associations parallèles de composants discrets pour lesquelles la détermination de la matrice résistance thermique reste relativement aisée. On pourra cependant trouver avantage à y recourir pour quantifier les effets du couplage électrothermique sur d'éventuels (mais néanmoins inévitables) déséquilibres d'origine électrique et/ou thermique, eu égard à la faible dimension du système linéaire associé, et à une réduction conséquente des temps de calcul. De plus, cette modélisation, qui n'est autre qu'une représentation mathématique du problème, se prête par conséquent très bien à toute analyse qualitative.

## 7 : Références bibliographiques

- [1] Ch. SCHAEFFER, "Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, Janvier 1992.
- [2] Ph. LETURCQ, "Comportement électrique et thermique de transistors bipolaires aux forts niveaux de tension ou de courant - Application aux phénomènes de second claquage", Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, 1969.
- [3] W.E. NEWELL, "Transient thermal analysis of solid state power devices, making a dreaded process easy", IEEE-PESC'75, Los Angeles, 1975.
- [4] A. FILLATRE, "Comparaison des performances limites à l'état passant des transistors de puissance bipolaires et MOS", Thèse de Doctorat de l'INSA, Toulouse, Juillet 1982.
- [5] SGS-THOMSON, "Schottky and rectifier diodes databook", 2<sup>ème</sup> Edition, 1994.
- [6] Ph. LETURCQ, J.M. DORKEL, F.E. RATOLOJANAHARY, S. TOUNSI, "A two-port network formalism for 3D heat conduction analysis in multilayered media", International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol.36, n°9, pp. 2317-2326, 1993.
- [7] Ph. LETURCQ, J.M. DORKEL, A. NAPIERALSKI, E. LACHINER, "A new approach to thermal analysis of power devices", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.ED-34, n°5, pp. 1147-1156, May 1987.
- [8] F.F. OETTINGER, D.L. BLACKBURN, S. RUBIN, "Thermal characterization of power transistors", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.ED-23, n°8, pp. 831-838, August 1976.
- [9] D.L. BLACKBURN, F.F. OETTINGER, "Transient thermal response measurements of power transistors", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol.EICI-22, n°2, May 1975.
- [10] C. GRAMFORT, "Détermination de la température d'un semi-conducteur : méthode de la chute de tension directe", EPF'85, Grenoble, 1985.
- [11] Ch. SCHAEFFER, B. REYMOND, L. PIERRAT, "Comportement thermique d'un composant IGBT : modélisation en 2D et validation expérimentale", L'Onde Electrique, Vol.72, n°4, pp. 24-29, Juillet-Août 1992.

# PROJET PEDAGOGIQUE AUTOUR DE LA MLI VECTORIELLE

Eric Monmasson<sup>(1)</sup>, Jean Faucher<sup>(2)</sup>

(1) Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique, URA CNRS n°1375, 61 avenue du président Wilson, 94235 Cachan Cedex  
IUP Génie Electrique de Cergy-Pontoise, rue d'Eragny, Neuville sur Oise, 95031 Cergy Cedex  
Tel : 01 34 25 68 91 Fax : 01 34 25 69 01 email : Monmasson@paris.u-cergy.fr

(2) Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, UPRESA au CNRS n°5004, INP Toulouse  
ENSEEIH, 2 rue Camichel, BP 7122, 31071 Toulouse Cedex 07  
Tel : 05 61 58 83 54 Fax : 05 61 62 44 83 email : Faucher@leei.enseeiht.fr

Dans ce travail nous présentons un module pédagogique autour de la MLI (Modulation à Largeur d'Impulsion) vectorielle de façon à pouvoir commander un onduleur triphasé. Ce module a été élaboré à l'Institut Universitaire Professionnalisé de Cergy-Pontoise, section génie électrique. Il s'adresse à des étudiants de niveau maîtrise.

Le but de ce module est de permettre aux étudiants d'appréhender la notion de MLI vectorielle aussi connue sous son appellation anglo-saxonne de Space Vector Modulation [Hol]. Le contenu du module consiste en un cours s'appuyant sur un formalisme matriciel, une analyse des performances au moyen du logiciel Matlab et d'une maquette expérimentale utilisant deux composants logiques reprogrammables de type FPGAs (Field Programmable Gate Array). Cette dernière a été réalisée en partie par des étudiants de licence lors d'un projet d'une durée de deux mois. Elle sera présentée aux journées 3EI de 97 (20 et 21 mars 1997 à Supelec).

L'article que nous proposons ici constitue la première partie du projet. Après avoir rappelé l'intérêt et les différentes contraintes inhérentes à ce type de dispositif, nous présentons la méthode de la MLI vectorielle. Notre démarche se veut progressive et est basée sur un formalisme vectoriel et matriciel. Ce dernier ne doit pas être considéré par l'étudiant comme un obstacle. Il doit au contraire, en saisir toute la puissance et le caractère incontournable si l'on souhaite optimiser la loi de commande. Cette partie s'achève par une reformulation du problème en vue de son implantation. Une analyse des performances et des limitations est présentée. Elle a été obtenue à partir du logiciel Matlab. Notons enfin, que ce travail théorique s'appuie en grande partie sur les notes de cours du Professeur J. Faucher [Fau].

Dans un second article, prévu pour le numéro de septembre, nous présenterons de façon sommaire les FPGAs et leur intérêt dans une réalisation de ce type. Puis nous décrirons l'architecture retenue pour la maquette et présenterons les résultats expérimentaux obtenus. A terme cette maquette prototype doit donner lieu à une maquette finale servant de support à une séance de travaux pratiques. Une fiche TP sera aussi proposée dans ce sens.

## I PRESENTATION DE LA MLI VECTORIELLE

### I.1 Présentation du dispositif étudié

Nos considérations sur le fonctionnement et la commande d'un onduleur triphasé sont basées sur le schéma de principe suivant (Fig. 1):

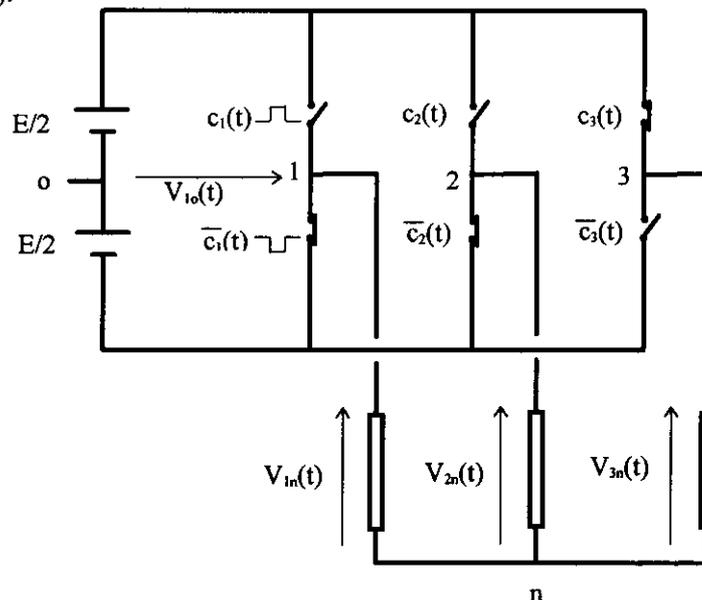


Fig. 1 : Schéma de principe d'un onduleur triphasé

Nous plaçant résolument du côté de la commande, nous ferons l'hypothèse que les interrupteurs de l'onduleur sont parfaits. Ceci nous conduit à ignorer l'influence des temps morts. Une analyse détaillée de leurs effets se trouve dans les références [Mon] [Sei].

En ce qui concerne les notations propres au schéma de la figure 1, nous pouvons dire que :

-  $E$  est la tension continue en entrée de l'onduleur. Cette tension sera considérée tout au long de l'étude comme parfaitement continue. Le point milieu  $o$  de la source, n'étant pas relié, est fictif.

-  $c_i(t)$  est une fonction binaire qui représente l'état des interrupteurs du  $i^{ème}$  bras. Nous rappelons qu'une seule fonction suffit à caractériser un bras entier. En effet, de façon à éviter tout court-circuit, les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire.  $c_i(t)$  est définie comme suit :

$$\begin{aligned} c_i(t) &= 1 && \text{si l'interrupteur du haut est fermé} \\ c_i(t) &= 0 && \text{si l'interrupteur du haut est ouvert} \end{aligned}$$

-  $V_m(t)$  est la tension, à l'instant  $t$ , prise entre le point milieu du  $i^{ème}$  bras et la point neutre  $n$  de la charge. Cette dernière est une charge triphasée équilibrée couplée en étoile (par exemple les bobinages statoriques d'une machine asynchrone).

-  $V_{io}(t)$  est la tension, à l'instant  $t$ , prise entre le point milieu du  $i^{ème}$  bras et le point milieu d'alimentation  $o$ .

## I.2 Objectif de la loi de commande à modulation de largeur d'impulsion

Soit le système de tension triphasé équilibré: 
$$[V_{iref}(t)] = \begin{bmatrix} V_{1iref}(t) \\ V_{2iref}(t) \\ V_{3iref}(t) \end{bmatrix}$$

On souhaite imposer ce système aux bornes de la charge. Le problème posé est le suivant : trouver une loi de commande, incluant une modulation à largeur d'impulsion qui permette de restituer, avec le plus de fidélité, le système de tension  $[V_{iref}(t)]$  aux bornes de la charge. Ainsi, la commande idéale serait celle qui assure l'égalité suivante et répond au schéma de principe de la figure 2 (\*):

$$[V_n(t)] = \begin{bmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{bmatrix} = [V_{iref}(t)] \quad (1.1)$$

avec  $[V_n(t)]$  système de tension triphasé équilibré aux bornes de la charge.

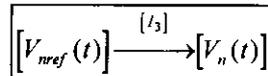


Fig. 2 : Commande idéale

Cependant, du fait de la nature discontinue du convertisseur, un tel résultat est irréaliste. Plusieurs contraintes essentielles doivent être prises en compte lors de la définition de la stratégie de commande. Elle font l'objet du prochain paragraphe.

## I.3 Contraintes inhérentes à un tel dispositif

Sachant que la charge est triphasée équilibrée, on peut établir [Sei]:

$$\begin{bmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_1(t) \\ c_2(t) \\ c_3(t) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Suivant les combinaisons des ordres de commande des interrupteurs  $c_i(t)$ , le système précédent ne peut prendre que 8 valeurs possibles, dont seulement 6 sont actives (elles génèrent des tensions non nulles aux bornes de la charge). Ces possibilités sont résumées dans le tableau 1 sous la rubrique  $(V_{1n}(t), V_{2n}(t), V_{3n}(t))$ . Les valeurs possibles sont respectivement notées  $[V_n^i]$ ,  $i \in \{1, \dots, 8\}$ . Les quatre dernières combinaisons sont les opposées des quatre premières.

$[V_n^i]^T$  est la transposée du vecteur  $[V_n^i]$ .

(\*) La matrice identité  $[I_3]$  est définie en annexe.

La réduction des possibilités à 8 combinaisons pour le système  $[V_m(t)]$  nous conduit à envisager une loi de modulation de type MLI régulière. Celle-ci consiste non plus à imposer  $[V_m(t)]$  à tout instant mais à imposer sa valeur moyenne, notée  $[V_m(k)]$ , sur une période  $T$  de hachage, où  $k$  correspond à la  $k^{ème}$  période.  $T$  doit être choisie suffisamment petite de façon à ce que la discrétisation opérée soit proche du résultat désiré.

A titre d'exemple, pour les onduleurs de petite et moyenne puissance, à transistors IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor), la période  $T$  est de l'ordre de  $100\mu s$ . Cette valeur est un bon compromis entre une valeur trop grande (information insuffisamment rafraîchie) et une valeur trop petite (rapport temps mort sur période de hachage important avec risque de dénaturation de l'information, la valeur moyenne du signal modulé ne correspondant plus au signal désiré).

$[V_m^i]^T$	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$V_{1n}$	$V_{2n}$	$V_{3n}$	$V_{\alpha}$	$V_{\beta}$	$V_{\omega}$
$[V_1^1]^T$	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	0
$[V_2^1]^T$	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
$[V_3^1]^T$	0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
$[V_1^2]^T$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$[V_2^2]^T$	0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	0
$[V_3^2]^T$	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
$[V_1^3]^T$	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
$[V_2^3]^T$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau 1 : Combinaisons réalisables du système de tension  $[V_m(t)]$

La figure (3.a) résume le principe de la modulation régulière. Ces simulations ont été réalisées avec le logiciel Matlab. L'amplitude de la tension de référence est égale à  $0,4E$  et le rapport pulsation de hachage sur pulsation du fondamental est de 24.

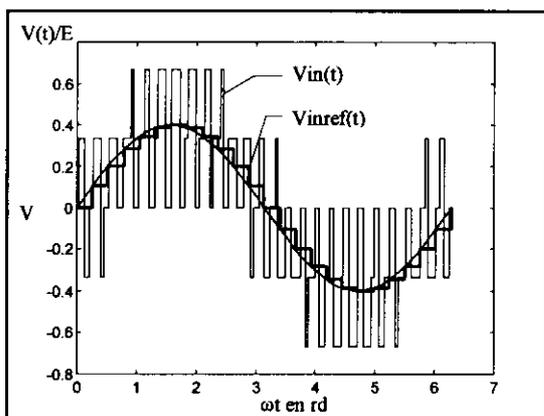


Fig 3.a : Principe de la MLI régulière

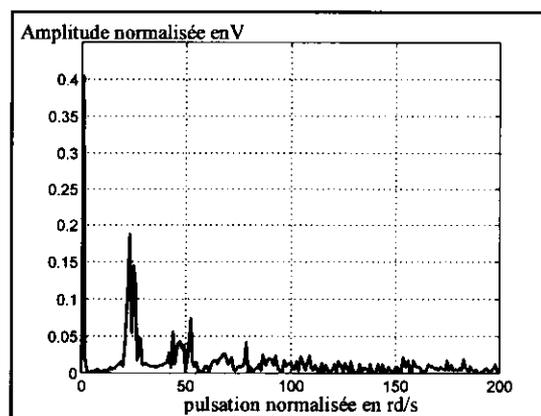


Fig 3.b : Spectre correspondant à la tension  $V_m(t)$

Les résultats présentés figure (3.b) montrent l'intérêt de ce type d'approche. En effet les premiers harmoniques d'amplitude importante se situent autour de la pulsation de hachage, à savoir dans ce cas 24 fois la pulsation du fondamental. Ainsi, plus le rapport entre ces deux pulsations est grand, meilleur sera le comportement harmonique du système. En pratique il n'est pas rare de travailler avec un rapport de 100 pour une pulsation du fondamental correspondant à 50Hz; le cas des tensions basse fréquence n'en étant que meilleur.

Dans une telle configuration, le système (1.2) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{1n}(k) \\ V_{2n}(k) \\ V_{3n}(k) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Où  $V_m(k) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} V_m(t) dt$  est la valeur moyenne de la tension  $V_m(t)$  pour la  $k^{ème}$  période de hachage

$a_i(k) = \frac{\tau_i(k)}{T}$  est le rapport cyclique du  $i^{ème}$  bras, pour la  $k^{ème}$  période. Quant à  $\tau_i(k)$ , c'est la durée pendant laquelle la fonction  $c_i(t)$  est égale à 1 pour la  $k^{ème}$  période de hachage. L'objectif d'une telle modulation se résume donc, pour chaque période de hachage, à trouver les rapports cycliques  $a_i(k)$  tels que :

$$\forall (i \in \{1,2,3\}, k) \quad V_{in}(k) = V_{inref}(k) \quad (1.4)$$

Où  $V_{inref}(k)$  est la tension de référence de la  $i^{ème}$  phase que l'on souhaite imposer, lors de la  $k^{ème}$  période. Cependant la recherche des rapports cycliques doit tenir compte des limitations imposées par la définition même de ces grandeurs, à savoir :

$$\forall (i \in \{1,2,3\}, k) \quad 0 \leq \tau_i(k) \leq T \Leftrightarrow 0 \leq a_i(k) \leq 1 \quad (1.5)$$

Ces contraintes, de type inégalité, nous obligent à rechercher les solutions à l'intérieur d'un domaine convexe. Ce dernier, si l'on se place dans une représentation spatiale dont les trois axes supportent respectivement chacun des rapports cycliques, correspond au cube de la figure (4).

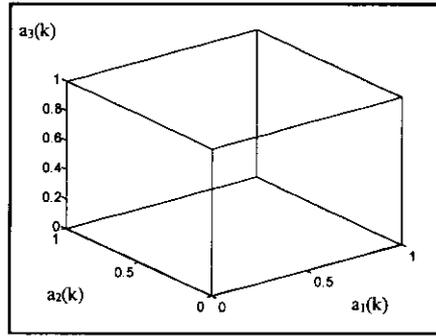


Fig. 4 : Contraintes inhérentes aux rapport cycliques

De plus, les contraintes sur les valeurs que peuvent prendre les rapports cycliques ne sont pas les seules à intervenir sur un tel dispositif. En effet, le système (1.3) n'est pas inversible. Aussi n'existe-t-il pas une solution unique au problème posé (1.6), à savoir :

$$\text{Trouver la relation } f \text{ telle que : } \forall (i \in \{1,2,3\}, k) \quad a_i(k) = f(V_{inref}(k)) \quad j \in \{1,2,3\} \text{ et } 0 \leq a_i(k) \leq 1 \quad (1.6)$$

Il faut rechercher une solution qui minimise la distorsion entre le système  $[V_n(k)]$  et le système de référence  $[V_{nref}(k)]$ . Cette recherche est facilitée par le constat suivant : il existe un système de tension facilement commandable dans ce dispositif. Il s'agit du système  $[V_o(k)]$ , composé des trois tensions  $V_{io}(k)$ . Ces dernières représentent les valeurs moyennes des tensions  $V_{io}(t)$ , pour la  $k^{ème}$  période de hachage, entre les points milieu de chacun des bras et le point milieu d'alimentation. En effet, on a :

$$\begin{bmatrix} V_{1o}(t) \\ V_{2o}(t) \\ V_{3o}(t) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} c_1(t) \\ c_2(t) \\ c_3(t) \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

On voit que pour chaque phase  $i$ , la tension  $V_{io}(t)$  dépend uniquement de la commande du  $i^{ème}$  bras. Comme  $[V_n(t)]$ , le système  $[V_o(t)]$  ne peut prendre, suivant les ordres de commande, que huit valeurs, dont seulement six sont actives (voir tableau 2, section 1). Les vecteurs de commande sont notés  $[V_o^i]$   $i \in \{1, \dots, 8\}$

Dans sa forme valeur moyenne discrétisée, le système (1.7) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{1o}(k) \\ V_{2o}(k) \\ V_{3o}(k) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$[V_o^i]^T$	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$V_{1o}$	$V_{2o}$	$V_{3o}$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$V_{ho}$
$[V_o^1]^T$	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$-\frac{1}{2\sqrt{3}}E$
$[V_o^2]^T$	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}}E$
$[V_o^3]^T$	0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}}E$
$[V_o^4]^T$	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}E$
$[V_o^5]^T$	0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\frac{1}{2\sqrt{3}}E$
$[V_o^6]^T$	1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}E$
$[V_o^7]^T$	1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}E$
$[V_o^8]^T$	1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}E$

Tableau 2 : Combinaisons réalisables du système de tension  $[V_o(t)]$

Si l'on tient compte des limitations sur les rapports cycliques, le domaine accessible du système  $[V_o(k)]$ , dans l'espace  $V_{1o}(k)$ ,  $V_{2o}(k)$ ,  $V_{3o}(k)$ , est un cube.

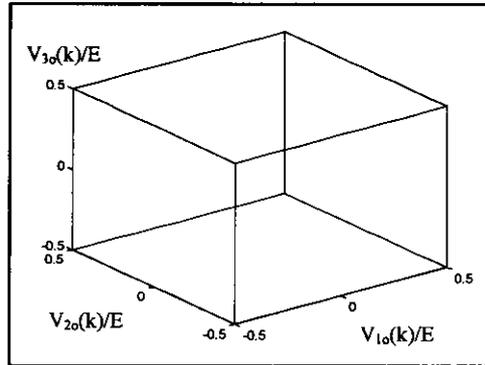


Fig. 5 : Domaine accessible du système  $[V_o(k)]$

Partant d'un système  $[V_{oref}(k)]$  de référence de l'onduleur, on peut aisément inverser le système (1.8), à condition de respecter les contraintes (1.5). Cela donne la relation  $f_i$  (1.9) :

$$\begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{E} \begin{bmatrix} V_{1oref}(k) \\ V_{2oref}(k) \\ V_{3oref}(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Il nous reste à établir la relation qui lie le système  $[V_o(k)]$  de l'onduleur, facile à commander, avec le système  $[V_n(k)]$  de la charge qui est celui que l'on souhaite imposer.

$$\begin{bmatrix} V_{1o}(k) \\ V_{2o}(k) \\ V_{3o}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1n}(k) \\ V_{2n}(k) \\ V_{3n}(k) \end{bmatrix} + V_{no}(k) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Ces deux systèmes sont identiques à la composante homopolaire  $V_{no}(k)$  près. Ce résultat peut être mis sous une forme plus avantageuse si on applique aux deux systèmes la transformation de Concordia  $[C]$  définie en annexe.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \\ V_{ho}(k) \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} V_{1o}(k) \\ V_{2o}(k) \\ V_{3o}(k) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \\ 0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} V_{1n}(k) \\ V_{2n}(k) \\ V_{3n}(k) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\text{Où d'après (1.10) et (1.11):} \quad V_{ho}(k) = \sqrt{3} V_{no}(k) \quad (1.12)$$

Ces deux systèmes ont les mêmes composantes  $V_\alpha(k)$  et  $V_\beta(k)$ . Seule diffère la composante homopolaire  $V_{ho}(k)$ , nulle dans le cas du système  $[V_n(k)]$  et égale à (1.12) dans le cas du système  $[V_o(k)]$ . Ce résultat aura un intérêt tout particulier dans la stratégie de MLI vectorielle. Notons encore que, compte tenu de la définition donnée en annexe de la matrice  $[C_{32}]$ , on a aussi :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} V_{1o}(k) \\ V_{2o}(k) \\ V_{3o}(k) \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} V_{1n}(k) \\ V_{2n}(k) \\ V_{3n}(k) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

En résumé, et avant de proposer des stratégies de commande appropriées, nous proposons, dans l'esprit de la figure (2), un second schéma de commande qui tient compte des contraintes et remarques précédentes.

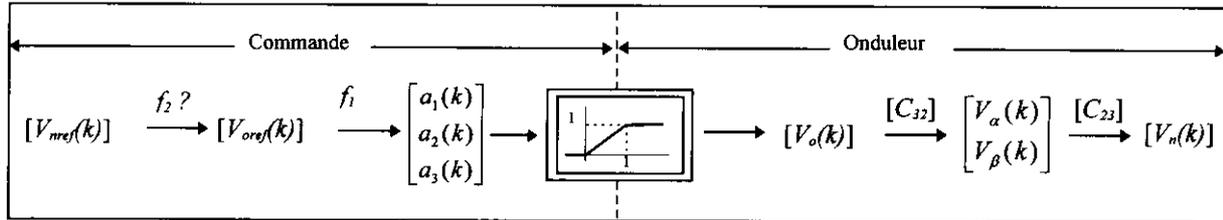


Fig. 7 : Schéma de principe de la MLI

Le problème de la commande revient donc à déterminer, à chaque période de hachage, la relation  $f_2$  liant le système  $[V_oref(k)]$ , structurellement commandable, au système  $[V_nref(k)]$  que l'on souhaite imposer sans distorsions aux bornes de la charge. Nous entendons ici par distorsions, l'impossibilité de respecter les contraintes sur les rapports cycliques. C'est à l'élaboration de la relation  $f_2$  que nous allons nous attacher maintenant.

## I.2 Description de différentes MLI vectorielle

### I.2.1 Commande sans adjonction de composante homopolaire

La première solution consiste à identifier le système de référence commandable  $[V_oref(k)]$  au système de référence souhaité  $[V_nref(k)]$ . Dans cette configuration, la relation  $f_2$  correspond à la matrice identité  $[I_3]$  (fig. 7).

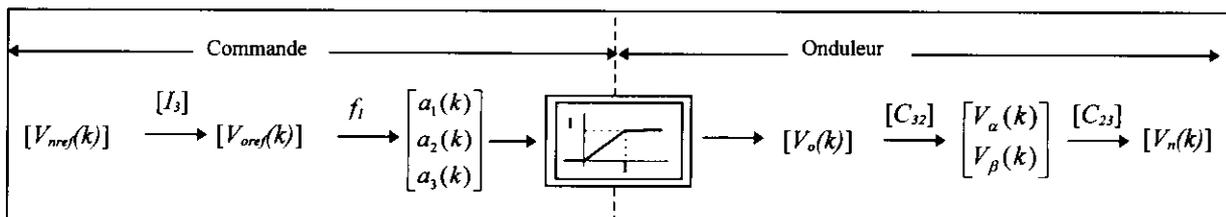


Fig. 7 : Loi de MLI vectorielle simplifiée

Le domaine accessible pour le système de tension  $[V_n(k)]$  est un hexagone. Les limites de ce dernier sont constituées par les intersections des surfaces du cube (fig.5) et le plan des systèmes de tension n'ayant pas de composante homopolaire. La figure (8.a) nous montre cet hexagone dans la représentation spatiale propre à la figure (5). La figure (8.b) montre le même hexagone après transformation de Concordia simplifiée  $[C_{32}]$ . Le lieu de cette nouvelle représentation est alors un plan dont les axes en abscisse et en ordonnée portent respectivement les tensions  $V_\alpha(k)$  et  $V_\beta(k)$ . Nous appelons l'hexagone obtenu dans cette nouvelle représentation, l'hexagone  $A$ . Les grandeurs utilisées dans ces figures sont normalisées. Elles ont été obtenues au moyen du logiciel Matlab.

Dans la représentation  $(\alpha, \beta)$ , le lieu qui correspond à un système triphasé équilibré sinusoïdal d'amplitude  $V$ , est un cercle de centre  $(0, 0)$  et de rayon  $R$ , avec :

$$[V_n(k)] = V \begin{bmatrix} \cos(\omega k T) \\ \cos(\omega k T - 2\pi/3) \\ \cos(\omega k T + 2\pi/3) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} V \begin{bmatrix} \cos(\omega k T) \\ \sin(\omega k T) \end{bmatrix} \Rightarrow R = \frac{\sqrt{3}}{2} V \quad (1.14)$$

où  $\omega$  est la pulsation du système de tension considéré.

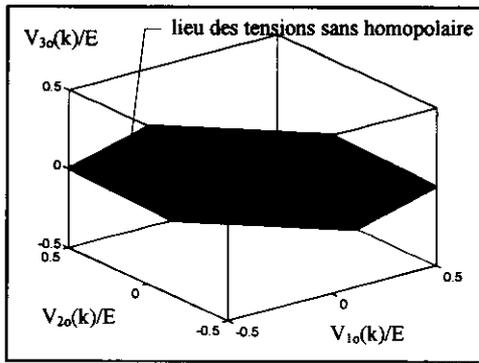


Fig. 8a : Lieu accessible pour  $[V_n(k)] (= [V_o(k)])$

$[C_{32}]$

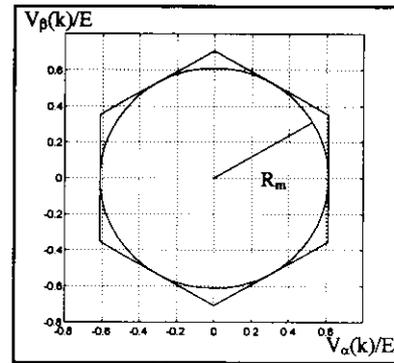


Fig. 8b : Limite de fonctionnement , hexagone A

Ainsi le système de tension triphasé équilibré sinusoïdal, d'amplitude maximale, que nous pouvons générer par cette méthode, correspond au cercle de rayon  $R_m$  (fig. 8.b). Ce dernier tangente les côtés de l'hexagone A. Une détermination de la valeur de  $R_m$  peut s'opérer de façon géométrique. Mais dans ce cas, il est plus simple de reprendre le système d'équation (1.9) et de constater que, pour une tension par phase sinusoïdale, on respecte les contraintes inhérentes aux rapports cycliques, si l'amplitude  $V$  du système est inférieure ou égale à  $E/2$ . Compte tenu de la relation (1.14) nous avons donc :

$$V = V_{\max} = \frac{E}{2} \Rightarrow R_m = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} E \quad (1.15)$$

En résumé, la valeur  $V_{\max}$ , limite de la zone de dépendance linéaire, pour une phase  $i$  donnée, entre l'amplitude de la tension de référence sinusoïdale  $V_{inref}(t)$  ( $=V_{ioref}(t)$  dans ce cas) et la composante fondamentale de la tension  $V_{in}(t)$  correspondante, est dans ce cas, égale à  $E/2$ . Cette valeur est à comparer avec la valeur maximale de l'amplitude de la composante fondamentale que l'on peut atteindre avec un tel dispositif. Elle correspond au fonctionnement pleine onde de l'onduleur. On montre que cette valeur, que nous notons  $V_{180^\circ}$ , est égale à :

$$V_{180^\circ} = \frac{2}{\pi} E \quad (1.16)$$

Par ailleurs, un coefficient de performance important, noté  $CL$  [Sei] est défini par :

$$CL = \frac{V_{\max}}{V_{180^\circ}} \% \quad \text{avec dans ce cas :} \quad CL = 78.5\% \quad (1.17)$$

Nous verrons au paragraphe suivant, que ce résultat peut être amélioré si l'on rajoute une composante homopolaire au système de référence. Afin d'illustrer ces limitations, nous proposons deux exemples. Dans le premier, l'amplitude du système de référence est égale à  $0,4E$ , donc inférieure à  $V_{\max}$ . Dans le deuxième cas, l'amplitude du système de référence est égale à  $0,55E$ , c'est-à-dire qu'elle est supérieure à  $V_{\max}$  (fig 9.a et 9.b).

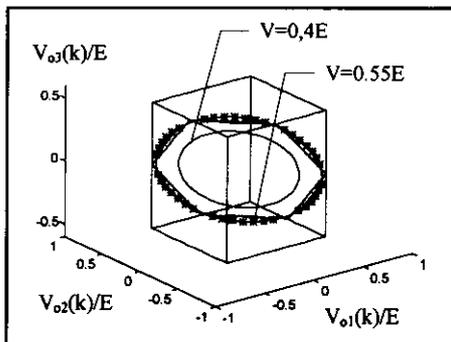


Fig. 9.a : Systèmes de référence ( $0,4E$ ,  $0,55E$ )

$[C_{32}]$

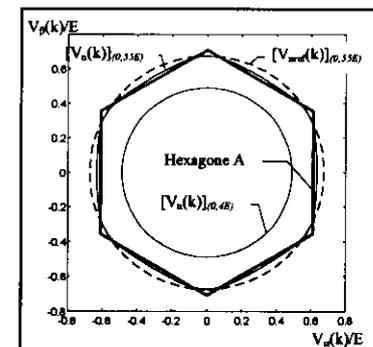


Fig. 9.b :  $[V_n(k)]$  ( $0,4E$ ,  $0,55E$ )

Nous présentons dans la troisième partie des résultats expérimentaux qui corroborent ces analyses. Les étoiles sur la figure (9.a) signalent un dépassement, hors du lieu accessible, lorsque l'amplitude du système de référence est égale à  $0,55E$ .

### I.2.2 Commande avec adjonction d'un vecteur homopolaire, Space Vector

L'objectif de cette méthode réside dans l'exploitation de la totalité du cube (fig.5). Si l'on raisonne dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , la projection du cube sera, non plus l'hexagone  $A$  (fig 8.b), mais un nouvel hexagone, noté  $B$  (fig. 10) qui englobe le précédent. Les sommets de l'hexagone  $B$  correspondent aux composantes  $(\alpha, \beta)$  de certains sommets du cube (fig. 5). Ce sont les 6 combinaisons actives de commande (tableau 2).

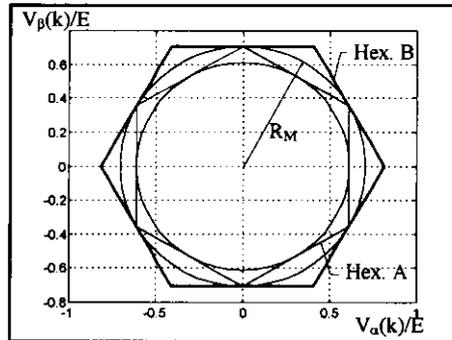


Fig. 10 : Hexagones  $A$  et  $B$ , nouvelle limite de fonctionnement

De même que dans le paragraphe précédent, on cherche l'amplitude maximale  $V_{max}$  que peut prendre un système triphasé, équilibré et sinusoïdal de référence. Cette recherche est redoublée par celle de la détermination du rayon  $R_M$  correspondant (fig. 10). Là encore, une résolution géométrique est possible. Mais il est plus astucieux de raisonner à partir de la figure (1). En effet, on voit que ce dispositif n'accepte pas de tension entre phase  $U_{ij}(k)$  supérieure à  $E$  [Cha]. Ainsi, si le système de tension entre phase est sinusoïdal, l'amplitude maximale est encore de  $E$ . Un tel cas correspond à un système de tension phase neutre  $[V_n(k)]$  d'amplitude égale à :

$$V_{max} = \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (1.18)$$

Le rayon  $R_M$  associé est donc égal à :

$$R_M = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{E}{\sqrt{3}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (1.19)$$

La dépendance linéaire entre le système  $[V_{ref}(k)]$  et la composante fondamentale du système  $[V_n(k)]$  est donc renforcée. Le nouveau coefficient de linéarité est :

$$CL = \frac{V_{max}}{V_{180^\circ}} = \frac{E}{\sqrt{3}} \frac{\pi}{2E} = 90.7\% \quad (1.20)$$

Si l'on revient au principe de commande, l'utilisation de l'ensemble du domaine accessible (fig. 5) conduit au schéma de principe suivant :

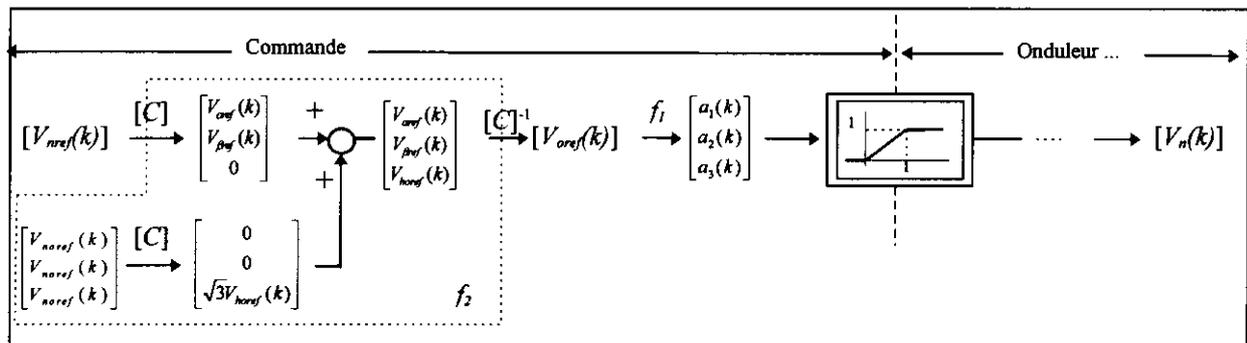


Fig. 11 : Schéma de principe de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire

Trouver la relation  $f_2$ , qui lie le système  $[V_{ref}(k)]$  au système  $[V_{oref}(k)]$ , revient donc à déterminer la valeur de la composante homopolaire par phase  $V_{noref}(k)$  à rajouter. Malheureusement ce problème n'est pas trivial. Aussi, avant de revenir à cette structure, qui sera la base de notre implantation, nous proposons un passage intermédiaire

par une structure de type space vector (fig. 12). En effet, bien que cette méthode se révèle, à notre avis, moins facile à implanter, elle permet cependant, de mieux comprendre l'origine et la valeur de la composante homopolaire à rajouter lors de chaque période de hachage. Le schéma de principe associé à cette méthode est présenté figure (12).

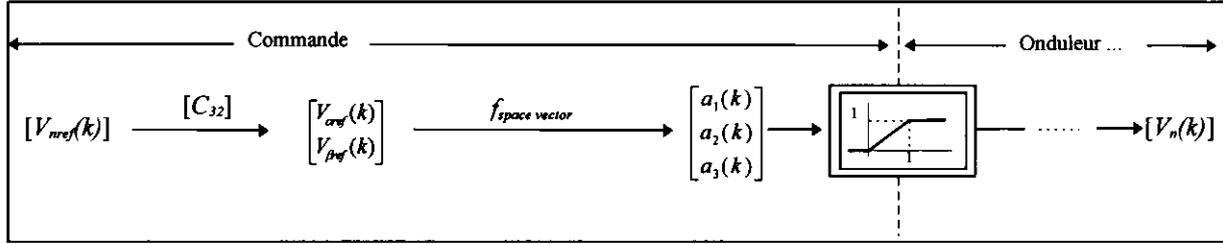


Fig. 12 : Schéma de principe de la méthode space vector

Comme on peut l'entrevoir à partir de la figure (12), cette méthode s'appuie sur une représentation dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . En effet, on travaille avec le système de tension de référence  $[V_{\alpha ref}(k) \ V_{\beta ref}(k)]^T$ . Ce dernier n'étant rien d'autre que le système  $[V_{oref}(k)]$  auquel on a appliqué la transformation simplifiée de Concordia  $[C_{32}]$  (1.21).

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha ref}(k) \\ V_{\beta ref}(k) \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} V_{1nref}(k) \\ V_{2nref}(k) \\ V_{3nref}(k) \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} V_{1oref}(k) \\ V_{2oref}(k) \\ V_{3oref}(k) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

La méthode s'appuie sur l'hexagone  $B$ , sur lequel nous avons opéré quelques aménagements (fig.13).

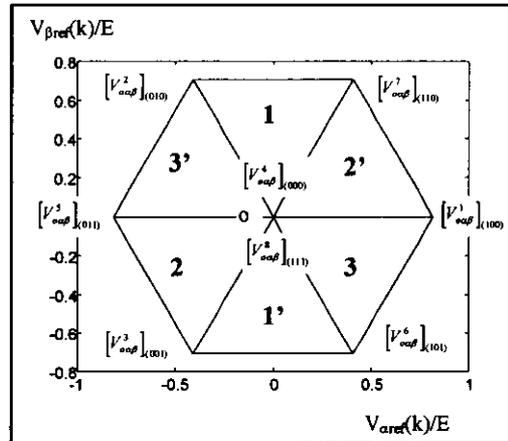


Fig. 13 : Hexagone  $B$

La figure (13) appelle plusieurs remarques. Ce que nous appelons vecteurs  $[V_{\alpha\beta}^i]$  correspond à la projection dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , du vecteur  $[V_o^i]$  de commande (tableau 2). L'hexagone  $B$  a été divisé en six secteurs, de surfaces égales. Afin de les distinguer entre eux, des numéros sont donnés à ces secteurs. Enfin, les vecteurs de commande qui sont associés aux phases de roue libre (donc uniquement homopolaire), sont confondus avec le point  $o$ .

La méthode Space Vector consiste à générer le vecteur  $[V_{\alpha ref}(k) \ V_{\beta ref}(k)]^T$  à partir des vecteurs de commande actifs qui bordent le secteur à l'intérieur duquel se trouve le vecteur de référence, et de compléter cette génération par des phases de roue libre. On raisonne donc par secteur. Nous présentons les calculs pour le premier secteur. Un raisonnement équivalent peut être mené sur chacun des autres secteurs. Ainsi, si pour la  $k^{i\text{ème}}$  période de hachage, le vecteur de référence appartient au secteur  $1$ , on doit résoudre l'équation vectorielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha ref}(k) \\ V_{\beta ref}(k) \end{bmatrix} = \alpha_2(k)[V_{\alpha\beta}^2] + \alpha_7(k)[V_{\alpha\beta}^7] + \alpha_4(k)[V_{\alpha\beta}^4] + \alpha_8(k)[V_{\alpha\beta}^8] \quad (1.22)$$

Où les scalaires  $\alpha_2(k)$ ,  $\alpha_7(k)$ ,  $\alpha_4(k)$  et  $\alpha_8(k)$  sont à déterminer. Ces derniers correspondent à la fraction de temps, pour une période de hachage, pendant laquelle le vecteur de commande qui leur est associé est actif. La détermination des coefficients  $\alpha_2(k)$  et  $\alpha_7(k)$  se fait par la projection de l'équation (1.22) sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ .

Compte tenu du tableau 2, on obtient le système (1.23). Les composantes  $\alpha_4(k)$ , et  $\alpha_8(k)$  n'interviennent pas dans ce système. En effet, les séquences de roue libre sont uniquement homopolaire.

$$\begin{cases} V_{\alpha_{ref}}(k) = -\alpha_2(k) \frac{E}{\sqrt{6}} + \alpha_7(k) \frac{E}{\sqrt{6}} \\ V_{\beta_{ref}}(k) = \alpha_2(k) \frac{E}{\sqrt{2}} + \alpha_7(k) \frac{E}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (1.23)$$

On inverse le système précédent, cela donne :

$$\begin{cases} \alpha_2(k) = \frac{1}{E} \left[ -\sqrt{\frac{3}{2}} V_{\alpha_{ref}}(k) + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{\beta_{ref}}(k) \right] \\ \alpha_7(k) = \frac{1}{E} \left[ \sqrt{\frac{3}{2}} V_{\alpha_{ref}}(k) + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{\beta_{ref}}(k) \right] \end{cases} \quad (1.24)$$

A ce niveau il reste à déterminer les rapports cycliques [Fau]. Ces derniers sont des combinaisons des  $\alpha_i(k)$ . On a vu que  $\alpha_2(k)$  et  $\alpha_7(k)$  sont donnés par les grandeurs de références  $V_{\alpha_{ref}}(k)$   $V_{\beta_{ref}}(k)$ . En revanche, une infinité de choix est possible pour les coefficients  $\alpha_4(k)$  et  $\alpha_8(k)$ . La seule contrainte que les valeurs de ces coefficients doivent respecter sur ce secteur est :

$$\alpha_4(k) + \alpha_8(k) = 1 - \alpha_2(k) - \alpha_7(k) \quad (1.25)$$

On a donc besoin de définir une stratégie de commande. Pour ce faire, nous rappelons dans un premier temps les quatre combinaisons de commande possibles pour ce secteur.

n° des combinaisons	$c_1(t)$	$c_2(t)$	$c_3(t)$
2	0	1	0
7	1	1	0
4	0	0	0
8	1	1	1

Tableau 3

A partir de ces combinaisons, une infinité de séquences de commande peut être choisie de façon à générer les tensions de référence. Certaines de ces séquences sont cependant remarquables. Nous en présentons quatre. Leurs enchaînements sur une période de hachage, ainsi que leurs principales caractéristiques se trouvent dans le tableau (4).

seq : 4 2 7 8 7 2 4	$\alpha_4(k) = \alpha_8(k)$ , MLI centrée, phases de roue libre équilibrées, fig. (14), implantée
seq : 8 7 2 4	$\alpha_4(k) = \alpha_8(k)$ , MLI non centrée, phases de roue libre équilibrées, implantée
seq : 2 7 8	$c_2(t)=1$ pendant toute la période, $\alpha_4(k) = 0$ , non implantée
seq : 4 2 7	$c_3(t)=0$ pendant toute la période, $\alpha_8(k) = 0$ , non implantée

Tableau 4

On dispose donc de deux degrés de liberté :

- Le rapport ( $\alpha_4(k) / \alpha_8(k)$ ) : Les deux premières combinaisons présentées sont équilibrées. Cela signifie que le rapport considéré est égal à 1. Il est démontré dans [Sei] que de telles réalisations présentent un faible taux de distorsion harmonique. Bien que présentant un comportement harmonique de moindre qualité, les deux autres réalisations ( $\alpha_4(k)=0$  et  $\alpha_8(k)=0$ ) présentent cependant un intérêt lorsque l'on souhaite réduire le nombre des commutations, par exemple pour des montages de forte puissance.

- La place relative des différentes combinaisons lorsque le rapport ( $\alpha_4(k) / \alpha_8(k)$ ) est fixé : Les résultats expérimentaux présentés au chapitre trois montre le peu d'influence de ce degré de liberté par rapport au comportement harmonique.

Seules les deux premières séquences du tableau (4) ont pour l'heure été implantées. Cependant, compte tenu des possibilités de reprogrammation des FPGA's (§ II), la réalisation des deux autres séquences ne présente pas de réelles difficultés. Il est intéressant de noter que les deux séquences équilibrées ont des rapports cycliques identiques. Ils ont pour expressions dans le secteur I :

$$\begin{cases} a_1(k) = \alpha_7(k) + \alpha_8(k) \\ a_2(k) = \alpha_2(k) + \alpha_7(k) + \alpha_8(k) \\ a_3(k) = \alpha_8(k) \end{cases} \quad (1.26)$$

Les ordres de commande de la première séquence du tableau (4) sont présentés figure (14).

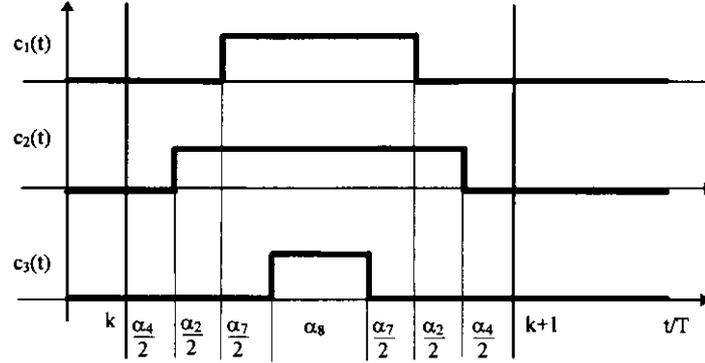


Fig. 14 : MLI centrée, avec phases de roue libre équilibrée

Pour les réalisations équilibrées, et compte tenu de l'expression (1.25), on a pour le secteur  $l$  :

$$\alpha_4(k) = \alpha_8(k) = \frac{1}{2}(1 - \alpha_2(k) - \alpha_7(k)) \quad (1.27)$$

Si l'on remplace  $\alpha_8(k)$  dans (1.26) par son expression dans (1.27), on obtient :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{2}(1 - \alpha_2(k) + \alpha_7(k)) \\ a_2(k) = \frac{1}{2}(1 + \alpha_2(k) + \alpha_7(k)) \\ a_3(k) = \frac{1}{2}(1 - \alpha_2(k) - \alpha_7(k)) \end{cases} \quad (1.28)$$

Si l'on remplace  $\alpha_2(k)$  et  $\alpha_7(k)$  dans (1.28) par leurs expressions dans (1.24), on obtient :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = -\frac{1}{E} \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (1.29)$$

Ainsi on a une expression des rapports cycliques en fonction des tensions de références  $V_{aref}(k)$  et  $V_{prel}(k)$ , et ce, secteur par secteur. Le tableau (5) résume ces expressions dans le cas où  $\alpha_i(k)$  est égal à  $\alpha_8(k)$ .

secteurs : 1 et 1'	secteurs : 2 et 2'	secteurs : 3 et 3'
$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = -\frac{1}{E} \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) + \frac{1}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{2E} \left( \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{2E} \left( -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) + \frac{3}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{2E} \left( -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) \right) + \frac{1}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{2E} \left( \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{2E} \left( -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{2E} \left( -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{aref}(k) - \frac{3}{\sqrt{2}} V_{prel}(k) \right) + \frac{1}{2} \end{cases}$

Tableau 5

La figure (15.b) est à rapprocher de la figure (9.b). En effet, pour le même système de référence sinusoïdal [ $V_{nref}(k)$ ], d'amplitude  $0,55E$ , on constate que, dans ce cas, la dépendance linéaire entre [ $V_{nref}(k)$ ] et [ $V_n(k)$ ] est

assurée. Par ailleurs, il est aussi intéressant de noter le chemin parcouru, à l'intérieur du cube, par le système  $[V_o(k)]$  (fig.15.a).

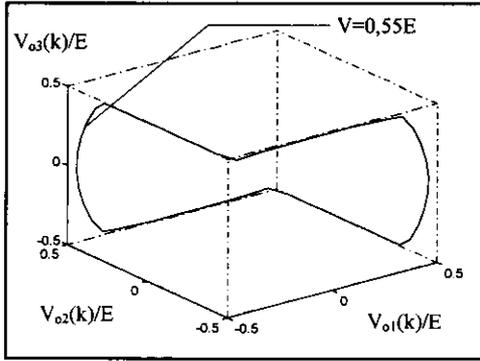


Fig. 15.a :  $[V_o(k)]$  pour  $V=0,55E$

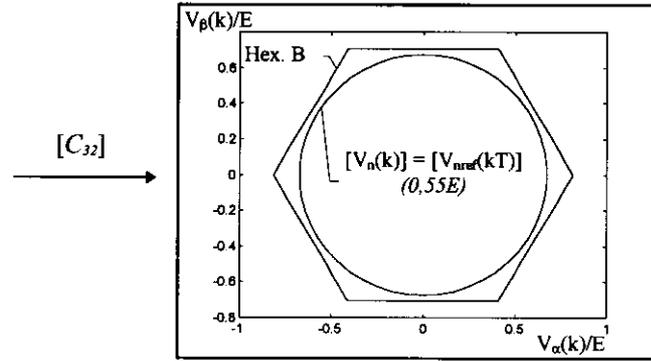


Fig. 15.b :  $[V_n(k)]$  après transformation,  $V=0,55E$

Pour des raisons de facilité d'implantation, nous n'avons pas directement réalisé le calcul des rapports cycliques au moyen des formules du tableau (5). En effet, nous nous sommes plutôt inspirés d'une structure du type de celle présentée figure (11). Le travail consiste alors à déterminer la composante  $V_{noref}(k)$  à rajouter à chaque tension  $V_{inref}(k)$  de référence. Celle-ci peut se déduire du système (1.29) pour le premier secteur. En remplaçant dans (1.29)  $V_{aref}(k)$  et  $V_{bref}(k)$  par leurs expressions en fonctions des tensions  $V_{inref}(k)$  (1.13), on obtient :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \left( V_{inref}(k) + \frac{1}{2} V_{1nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \left( V_{2nref}(k) + \frac{1}{2} V_{1nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{E} \left( V_{3nref}(k) + \frac{1}{2} V_{1nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (1.30)$$

Ce résultat est à rapprocher de la relation (1.9). Pour le secteur 1 on obtient donc des tensions phase point milieu d'alimentation  $V_{ioref}(k)$  égales à :

$$\forall (i \in \{1,2,3\}, k) \quad V_{ioref}(k) = V_{inref}(k) + V_{noref}(k) \quad \text{avec} \quad V_{noref}(k) = \frac{1}{2} V_{1nref}(k) \quad (1.31)$$

Ce résultat est encore valable pour le secteur 1'. Ceci s'explique par le fait que les combinaisons de commande pour ces deux secteurs sont complémentaires.

En revanche, pour les secteurs 2 et 2' on obtient les rapports cycliques suivants :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \left( V_{1nref}(k) + \frac{1}{2} V_{2nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \left( V_{2nref}(k) + \frac{1}{2} V_{2nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{E} \left( V_{3nref}(k) + \frac{1}{2} V_{2nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (1.32)$$

avec pour ces deux secteurs une tension entre neutres :  $V_{noref}(k) = \frac{1}{2} V_{2nref}(k)$  (1.33)

Enfin, pour les secteurs 3 et 3' les rapports cycliques ont pour expressions :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \left( V_{1nref}(k) + \frac{1}{2} V_{3nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \left( V_{2nref}(k) + \frac{1}{2} V_{3nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{E} \left( V_{3nref}(k) + \frac{1}{2} V_{3nref}(k) \right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (1.34)$$

avec pour ces deux secteurs une tension entre neutres : 
$$V_{noref}(k) = \frac{1}{2}V_{3nref}(k) \quad (1.35)$$

A ce stade, on sait donc, à partir du système de référence que l'on souhaite imposer  $[V_{nref}(k)]$ , générer le système  $[V_{oref}(k)]$  facile à commander. Le tableau (6) résume les relations précédentes :

secteurs 1 et 1'	$\forall (i \in \{1,2,3\}, k) \quad V_{ioref}(k) = V_{inref}(k) + V_{noref}(k) \quad \text{avec} \quad V_{noref}(k) = \frac{1}{2}V_{1nref}(k)$
secteurs 2 et 2'	$\forall (i \in \{1,2,3\}, k) \quad V_{ioref}(k) = V_{inref}(k) + V_{noref}(k) \quad \text{avec} \quad V_{noref}(k) = \frac{1}{2}V_{2nref}(k)$
secteurs 3 et 3'	$\forall (i \in \{1,2,3\}, k) \quad V_{ioref}(k) = V_{inref}(k) + V_{noref}(k) \quad \text{avec} \quad V_{noref}(k) = \frac{1}{2}V_{3nref}(k)$

Tableau 6

Si le système de référence  $[V_{nref}(k)]$  est triphasé sinusoïdal équilibré, la facilité d'implantation vient de la façon dont on détecte le numéro du secteur dans lequel on se trouve. On regarde, lors de chaque période de hachage quelle est la tension  $V_{inref}(k)$  qui a la plus petite valeur absolue. Ce sera la tension  $V_{1nref}(k)$  pour les secteurs 1 et 1', la tension  $V_{2nref}(k)$  pour les secteurs 2 et 2' et la tension  $V_{3nref}(k)$  pour les secteurs 3 et 3'. Ce résultat est à rapprocher du tableau (6). Ainsi, quelque soit le secteur considéré, la tension  $V_{inref}(k)$  ayant la plus petite valeur absolue correspond au double de la tension entre les neutres  $V_{noref}(k)$  à ajouter. Cette relation, que nous nommons  $f_3$  peut se résumer ainsi :

$$\forall k \quad V_{noref}(k) = \frac{1}{2}V_{jref}(k) \quad \text{tel que:} \quad |V_{jref}(k)| = \min(|V_{1nref}(k)|, |V_{2nref}(k)|, |V_{3nref}(k)|) \quad (1.36)$$

La figure (16) montre la forme quasi triangulaire de la tension continue  $V_{noref}(t)$ .

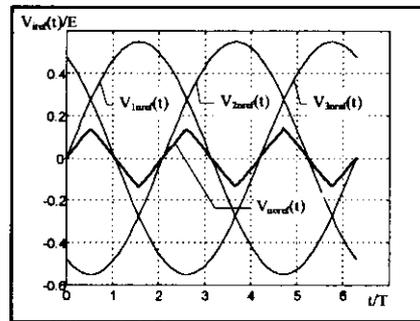


Fig. 16 : Tension  $V_{noref}(t)$

C'est sur cette méthode qu'est basée notre implantation. Elle correspond au schéma de principe de la figure (17).

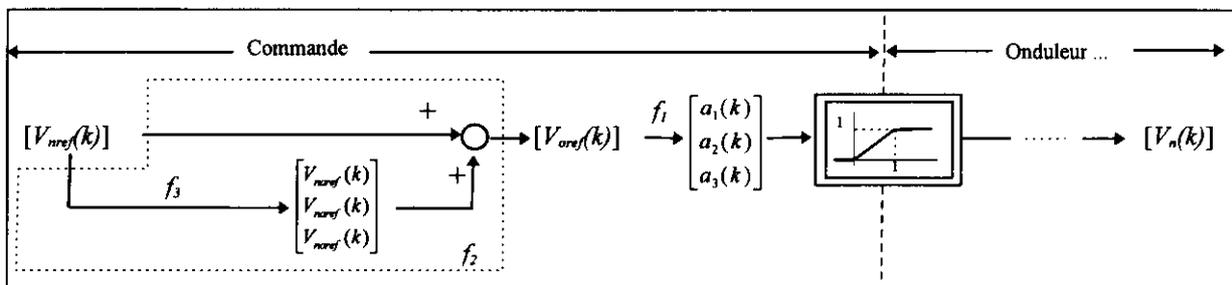


Fig. 17 : Schéma de principe de la réalisation

Nous concluons cette partie par deux considérations d'ordre historique. La figure (16) montre que la fréquence de la tension  $V_{noref}(k)$  est trois fois supérieure à celle des tensions  $V_{inref}(k)$ . L'injection d'harmonique d'ordre trois est déjà connu [Bow] pour son effet bénéfique sur l'augmentation de la zone de dépendance linéaire.

En revanche, l'implantation que nous présentons a été présentée pour la première fois en 1988 par P. Seixas [Sei]. Il est intéressant de noter que Seixas a construit son raisonnement dans le plan  $(V_{1nref}(k), V_{2nref}(k))$ . La correspondance entre cette méthode et celle du space vector a été établie par J. Faucher [Fau].

## Annexe

$$[I_3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [C] = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad [C]^{-1} = [C]^T = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$[C_{32}] = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad [C_{23}] = [C_{32}]^T = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

## Remerciements

Nous remercions tout particulièrement notre collègue B. Busso, Professeur Agrégé à l'IUP de Cergy et responsable des enseignements pratiques d'électrotechnique, pour son aide précieuse lors de l'élaboration de la phase expérimentale de ce projet.

## Bibliographie

- [Bow] New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives  
IEE Proceedings, July 1986  
S.R. Bowes, M.I. Mech, A. Midoun
  - [Cam] Carte de commande M.L.I. numérique pour onduleur triphasé  
Rapport de stage I.U.P. G.E. Cergy-Pontoise, année 1995-1996  
J.C. Camus, M. Dias
  - [Cha] Aspects pédagogiques sur les entraînements par machines synchrones à aimants  
Proceedings des journées 3E.I. de la S.E.E., Supélec, année 1995  
G. Champenois, J.P. Ferrieux, J.P. Rognon
  - [Fau] Commande des machines alternatives  
Université d'été, septembre 1994, E.N.S.A.M. Bordeaux  
J. Faucher
  - [Fau] Quelques aspects de la Modulation de Largeur d'Impulsions  
Journées 3EI, année 1993  
J. Faucher
  - [Hol] Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion  
Proceedings of the IEEE, vol. 82, n°8, p 1194-1214  
J. Holtz
  - [Mon] Architecture de dispositifs de commande numérique  
Thèse de Docteur Ingénieur de l'I.N.P. de Toulouse, année 1993  
E. Monmasson
  - [Oga] A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory  
Proceedings of EPE, Aachen 1989  
S. Ogasawara, H. Akagi and A. Nabae
  - [Sei] Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée  
Thèse de Docteur Ingénieur de l'I.N.P. de Toulouse, année 1988  
P. Seixas
  - [Van] Analysis of the voltage harmonics of PWM voltage fed inverters using highswitching frequencies and different modulation functions  
ETEP, vol.2, n°6, november/december 1992  
H. Van Der Broeck
  - [Xil] The programmable Logic Data Book  
Data book, année 1994  
Xilinx
-

# **FILTRAGE ET COMPENSATION DE PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE PAR SYNTHETISATION D'ONDES DE TENSION ET DE COURANT**

Jean DHERS  
Directeur Technique  
Division des Ensembles Industriels  
CEGELEC  
Avenue des 3 Chênes 90018 BELFORT

## **1. Pollution des Réseaux Industriels**

Nous limiterons volontairement notre exposé aux échanges d'énergie dont les réseaux industriels sont les supports, c'est à dire à l'intérieur des usines consommatrices d'énergie électrique, entre le poste d'arrivée et les points de consommation.

Dans cette zone, l'énergie électrique échangée est fortement polluée ce qui n'est pas sans interférer, en amont, sur les réseaux de transport.

La pollution se manifeste sous des formes diverses, en général concomitantes. Il s'agit de :

- \* **creux de tension**

Ils sont dus aux courts-circuits entre phases créés lors des commutations des composants de puissance dans les convertisseurs.

- \* **consommation excessive de puissance réactive**

Origine : nombre important de convertisseurs sur le réseau, fonctionnements à basse vitesse de moteurs électriques à vitesse variable.

- \* **appels de puissance réactive transitoires**

Ils sont générés indirectement par les appels de couple des machines de charge, non suffisamment amortis par des inerties mécaniques ou magnétiques.

- \* **harmoniques de tension et harmoniques de courant**

Ils sont dus aux phénomènes de commutation des convertisseurs, aux temps morts et autres discontinuités et distorsion de courant ou de tension créés par les associations convertisseurs-charges.

- \* **flickers**

En général créés par des fours à électrodes.

On constate donc qu'à l'origine de cette pollution, on retrouve les convertisseurs d'Electronique de Puissance, les mobiles étant la commutation et le réglage en charge des convertisseurs, c'est à dire des phénomènes indissociables du fonctionnement de la conversion d'énergie.

L'importance de cette pollution est d'autant plus grande que la puissance de conversion installée est grande et que la **puissance de court-circuit est faible**.

Donc pour un réseau donné, dont la puissance de court-circuit est imposée par construction, il importe d'estimer les conséquences de l'implantation de nouveaux convertisseurs et de voir s'il n'est pas nécessaire de dépolluer.

## **2. Moyens traditionnels de dépollution**

Il existe aujourd'hui deux moyens classiques de remédier à cette pollution pour un réseau de puissance de court-circuit donné :

- **la compensation de puissance réactive,**
- **le filtrage passif des harmoniques.**

A première vue, on les considèrera comme indépendants bien qu'un filtre passif puisse aussi fournir de la puissance réactive.

**La compensation de puissance réactive se fait en valeur moyenne, de façon discontinue** en branchant des **batteries de condensateurs** aux bornes du réseau en fonction de la puissance réactive que l'on estime devoir fournir.

**Le filtrage passif** consiste à placer en parallèle sur le réseau un **circuit résonnant** composé de **condensateurs et d'inductances** accordé sur la fréquence que l'on veut sinon éliminer, du moins minimiser

Au rang d'accord, le module de l'impédance complexe est nul, les courants sont dérivés dans le filtre et ne créent pas de tension harmonique.

Or l'impédance du filtre est en parallèle avec l'impédance de court-circuit du réseau.

Si le réseau se modifie, parce que sa configuration change ou, parce qu'ailleurs sur le réseau, on rajoute d'autres filtres passifs, l'impédance résultante varie, le filtre précédent peut inopérer, voire amplifier des harmoniques. Il faut modifier le filtre. Ce genre de problème est de plus en plus fréquent en pratique.

Donc les techniques conventionnelles ont une limite, leur caractère statique et discontinu ne suffit plus pour dépolluer des réseaux d'usine soumis à des perturbations dont le caractère est de plus en plus dynamique.

Il faut trouver autre chose et voir en particulier si les techniques de synthétisation d'ondes périodiques de courant et de tension ne peuvent pas être utilisées.

## **3. Apports des techniques de modulation de largeur d'impulsions**

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont indissociables de l'utilisation de composants à allumage et à extinction séparément contrôlés.

Elles reposent d'abord dans la création de motifs. Chaque motif est une succession de créneaux d'allumage et d'extinction des composants d'une phase du convertisseur.

Puis elles sont fondées sur la répétition périodique de motifs, ces motifs pouvant être identiques ou différents, synchrones ou asynchrones du phénomène périodique que l'on veut créer.

La combinaison phase par phase des créneaux élémentaires associée à la fréquence de répétition des motifs, permet de synthétiser aux bornes des convertisseurs, des ondes de tension ou de courants périodiques, dont la présence ou l'absence d'harmoniques dépend de la génération du motif.

Puisque l'on sait synthétiser des ondes, pourquoi ne pas les utiliser :

- en déphasant en avant ou en arrière l'onde de courant sur l'onde de tension, on pourra fournir de la puissance réactive ou consommer de la puissance réactive,
- en créant des harmoniques d'amplitude et de rang donné, on pourra s'opposer à des harmoniques circulant sur un réseau et ainsi les éliminer.

Ces principes sont connus depuis longtemps.

Ce qui est nouveau, c'est que :

- les composants de puissance existent aujourd'hui : ce sont les GTO et les transistors de puissance,
- les microprocesseurs 32/64 bits rapides existent aussi aujourd'hui et leurs temps de calculs d'algorithmes de régulations sont compatibles avec les phénomènes à contrôler en temps réel.

#### **4. Vers la notion de systèmes flexibles**

Éliminons à priori les convertisseurs à base de thyristors.

Les thyristors (comme les diodes) sont des composants dont l'allumage est toujours en retard sur l'onde de tension. Un convertisseur à thyristors ne peut donc à priori jamais fournir de puissance réactive au réseau, il ne peut qu'en consommer.

Par contre, les thyristors peuvent être utilisés comme interrupteurs rapides susceptibles de connecter ou de déconnecter des capacités ou des inductances aux bornes d'un réseau.

C'est le principe des compensateurs statiques de puissance réactive. De même, du fait de ce retard à l'allumage et de la difficulté à contrôler l'extinction, le thyristor ne peut être utilisé aisément pour faire des filtres actifs.

Considérons les convertisseurs à transistors ou à GTO utilisés en onduleurs (dits "Ponts Machines") associés à des moteurs asynchrones et pilotés en Modulation de Largeur d'Impulsion.

A partir de l'énergie continue, on synthétise sur le réseau d'alimentation de la machine, des ondes périodiques de tension et de courant pour donner au moteur la vitesse et le couple désiré.

Le critère d'optimisation choisi pour déterminer le motif de modulation est la suppression de pulsations de couples gênantes, c'est à dire l'élimination d'harmoniques de rang donné.

Cette façon de procéder est duale de l'échange d'énergie qu'un convertisseur peut faire sur un réseau d'usine. Avec des algorithmes particuliers, on peut :

- soit opposer à un harmonique reconnu sur un réseau une onde de même fréquence, de même amplitude mais de sens contraire : c'est le filtrage actif,
- soit déphaser à volonté onde de courant et onde de tension, donc dans le plan des puissances actives et réactives procéder à toute sorte d'échanges.

La première conclusion est que les équipements à GTO ou transistors peuvent être indifféremment utilisés pour la variation de vitesse ou pour la dépollution des réseaux.

Les matériels : circuits de puissance, circuits de contrôle sont les mêmes,

Les algorithmes de modulation et de régulation sont différents, mais de même espèce.

Ce caractère de flexibilité des équipements est à noter, car il est intéressant.

## **5. Propriétés du Convertisseur à GTO sur un réseau**

- Le fait important et nouveau est que l'on peut contrôler de façon indépendante le transit des puissances active et réactive entre le réseau amont du convertisseur et le réseau aval,
- un deuxième fait est digne d'intérêt :  
un convertisseur à thyristors sur un réseau en fonctionnement onduleur nécessite la présence de sinusoïdes de tension sur le réseau pour son pilotage et lorsque le réseau disparaît transitoirement, le convertisseur est en défaut.

**Un convertisseur à GTO sur un réseau en fonctionnement onduleur ne nécessite en aucune façon la présence de sinusoïdes de tension : il génère ses propres formes d'ondes.**

**En rapprochant ces deux propriétés, on peut en déduire que le convertisseur à GTO se comporte comme un alternateur sur un réseau électrique.**

- L'algorithme de Modulation de Largeur d'Impulsion peut être choisi de façon à annuler tel ou tel rang d'harmonique ou à minimiser la perturbation harmonique totale.

- Enfin, reprenant sous une autre forme la première propriété énoncée, le convertisseur à GTO et sa charge peuvent opérer avec un Facteur de puissance = 1, ce qui était impossible avec les convertisseurs à diodes ou thyristors.

- De façon plus générale, un convertisseur à GTO peut être piloté comme l'était une machine synchrone, grâce à son excitation dans le montage WARD LEONARD (c'est à dire à l'époque où les moteurs à courant continu étaient alimentés à tension variable par des génératrices à courant continu entraînées à vitesse fixe par une machine synchrone).

Comme ce moteur synchrone, le convertisseur à GTO peut prélever au réseau alternatif un peu plus de puissance active que ne le demande sa charge, mais il sait restituer l'excédent consommé sous forme de puissance réactive pour remonter le facteur de puissance global de l'usine.

## 6. Circuits associés à des convertisseurs à GTO branchés sur un réseau électrique.

Suivant les applications projetées, on peut associer à ces convertisseurs, quatre types de charges :

### *1. Des batteries électriques moyenne tension (environ 1000 volts).*

Il s'agit plus exactement d'un montage série de batteries élémentaires basse tension isolées pour la moyenne tension.

Les convertisseurs associés servent de chargeur de batterie et restituent au réseau à partir des batteries tampon l'énergie sous forme de puissance active et de puissance réactive en fonction de la demande. Les puissances en jeu sont de l'ordre de 10 MVA.

### *2. Des capacités*

On retrouve le compensateur synchrone traditionnel, mais le compensateur à GTO diffère du compensateur à thyristors par une réduction considérable du volume des capacités, qui sont en fait des capacités de filtrage et non des capacités de stockage d'énergie.

C'est par le déphasage, donc par la commande, que l'on fait tourner les vecteurs courants et tension dans le plan électrique et que l'on génère la puissance réactive en quantité voulue.

### *3. Des inductances, en particulier des bobines supraconductrices*

Ces convertisseurs, travaillant en structure courant, chargent la bobine et restituent dans les quatre quadrants du Plan (P,Q), les puissances actives et réactives, indépendamment, en fonction de la demande.

#### **4. Conversion indirecte de fréquence**

Le pont redresseur est un pont à GTO alimentant un circuit à courant continu stabilisé en courant par une inductance ou en tension par une capacité. L'énergie continue est transformée en énergie alternative par un onduleur.

L'onduleur alimente un autre réseau électrique

ou

L'onduleur alimente à fréquence variable un moteur électrique : c'est le problème général de la vitesse variable.

#### **Remarque importante**

Pour être plus précis, dans le cas de la vitesse variable, sur le réseau d'énergie continue (de préférence à tension constante), on peut mettre en parallèle un nombre important d'onduleurs, chacun associé à une machine asynchrone.

#### **7. De l'intérêt des réseaux d'énergie continus pour les variateurs de vitesse**

Dans de nombreuses industries de transformation de produits en bobines (lignes de parachèvement de tôles, traitements de papiers, cartons, films plastiques), les ateliers travaillent suivant un principe commun.

Le matériau est déroulé depuis une débobineuse, traité à plat dans des sections de traitements diverses et nombreuses, puis enroulé sur une enrouleuse.

Les moteurs électriques des enrouleuses, dérouleuses, rouleaux d'entraînement ou de pinçage du matériau sont à vitesse variable.

Ce sont de plus en plus des moteurs asynchrones, il est fort intéressant de raccorder les onduleurs qui les alimentent à fréquence variable à un réseau d'énergie continu commun.

Ce réseau continu est découplé du réseau usine par un redresseur.

- \* Les onduleurs sont donc découplés du réseau alternatif de l'usine.
- \* Si l'on alimente les circuits de contrôle-commande à partir de ce réseau continu, ces circuits sont aussi découplés du réseau de l'usine.

**Donc onduleurs et contrôle-commande sont à l'abri des perturbations du réseau alternatif d'usine, en particulier des micro et macrocoupures de courant.**

- \* Remarquons que les débobineuses, entraînées par le produit que l'on déroule renvoient au réseau continu de l'énergie, alors que les enrouleuses consomment, aux pertes près, une énergie équivalente. Ces énergies se compensent.

Donc le réseau continu, aux pertes près, prélève au réseau alternatif l'énergie nécessaire au traitement et à l'entraînement du produit.

**\* Si le réseau alternatif vient à disparaître pendant plusieurs secondes, la production peut continuer avec ses impératifs de qualité.**

Il suffit de baisser de façon coordonnée la vitesse de défilement du matériau, c'est à dire les vitesses de rotation des machines, pour que l'énergie cinétique libérée dans les parties tournantes se substitue au niveau du réseau continu à l'énergie défaillante que ne peut fournir le réseau d'alimentation alternatif.

Bien sûr cette façon de procéder a une limite, mais elle montre l'indépendance entre la production et le réseau alternatif d'usine dans le cas de perturbations importantes.

Nous n'avons fait aucune hypothèse sur le convertisseur de tête jouant le rôle de redresseur.

Ce peut être un pont à diode, un pont à thyristor, un pont à GTO ou la combinaison d'un pont à diode et d'un pont à GTO jouant le rôle de vernier de puissance.

L'intérêt, dans ces cas d'utilisation de convertisseur à GTO, est d'avoir un facteur de puissance = 1 ou éventuellement de fournir à l'usine, la puissance réactive qu'elle consomme par ailleurs.

## **8. Filtrage actif**

Le filtrage actif des harmoniques de tension et de courant est réalisé à partir de convertisseurs à transistors ou à GTO connectés au réseau, en parallèle avec la charge polluante.

Ces convertisseurs peuvent avoir soit des structures source de courant, soit des structures sources de tension. Ces dernières semblent préférables pour des raisons technologiques et des raisons dimensionnelles, ne serait-ce que pour éviter les protections de surtension des composants de puissance inhérentes aux sources de courant.

On peut utiliser les filtres actifs suivant deux modes de fonctionnement :

### *a) Filtre dédié*

On peut dédier un filtre actif à un convertisseur polluant (Alimentation Sans Interruption - ASI-, cycloconvertisseur, Pont de Graëtz, etc.)

Le régulateur qui pilote le convertisseur pollueur connaît à priori le spectre d'harmoniques qui sera généré à chaque évolution de la commande du convertisseur.

A partir de la commande et du modèle du convertisseur, on génère dans le filtre actif des courants de sens opposés.

### ***b) Filtre adaptatif***

C'est le filtrage de réseau, au sens global.

Il faut identifier les harmoniques qui transitent sur ce réseau, par leur rang et leur amplitude.

Le contrôle prédictif et adaptatif du filtre génère en temps réel des courants d'amplitudes opposées.

Les filtres actifs sont en cours de développement aujourd'hui. Leurs intérêts moyens sont :

- leurs performances dynamiques,
- leur adaptativité aux conditions d'apparition des harmoniques,
- l'indépendance de comportement vis à vis de la structure physique du réseau et de son évolution.

Les puissances de filtrage mises en jeu, hormis le cas de certains filtres actifs pour les ASI, utilisent plutôt des GTO que des transistors, mais obligent à les faire travailler au voisinage de leur fréquence limite de commutation.

## **9. Conclusions**

Les moyens traditionnels de dépollution des réseaux industriels sont :

- l'augmentation de la puissance de court-circuit,
- la compensation de puissance réactive par bancs de capacité,
- le filtrage actif.

Ils sont insuffisants aujourd'hui, car statiques et discontinus.

Il vient s'y rajouter :

- des compensations dynamiques de puissance active et réactive,
- des filtres actifs.

C'est l'apport de l'évolution des techniques numériques de contrôle commande et de la mise en oeuvre des GTO et Transistors dans les convertisseurs de puissance.

# CONVERTISSEUR A RESONANCE POUR LAMPE SHP - CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION NON DISSIPATIF

Pierre TOUSSAINT - Pascal GOUREAU  
Equipe Commande des Systèmes (ECS)  
Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications  
E.N.S.E.A - 6, Avenue du PONCEAU  
95014 CERGY-PONTOISE CEDEX  
Tel : 01.30.73.66.66

Les lampes au Sodium Haute Pression (SHP) utilisées pour l'éclairage industriel sont habituellement alimentées à partir du réseau 230V/ 50 Hz, via un ballast. Cependant, des essais réalisés sur ce type de lampes ont montré que leur rendement lumineux peut être augmenté de 15 à 20 % si on les alimente à une fréquence élevée (30 kHz au moins). Les lignes qui vont suivre présentent un convertisseur à résonance isolé, découplant à une fréquence de 50 kHz, destiné à alimenter une lampe SHP de 80 W. Ce convertisseur sera l'occasion d'introduire un circuit d'aide à la commutation non dissipatif.

## 1 - Présentation de la charge

Utilisée 'normalement', c'est à dire à partir d'un réseau 230 V / 50 Hz, une lampe SHP se présente comme un organe non linéaire avec comme principales caractéristiques :

- une variation de la puissance consommée pendant les cinq premières minutes de son allumage (de 20 à 100 % de sa puissance nominale).

- des formes d'ondes tension-courant en phase, avec une tension présentant un 'plateau', ainsi que le montre la figure 1.

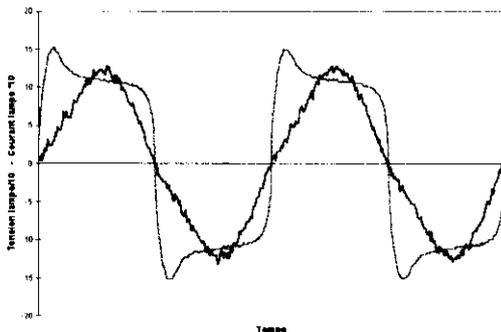


Figure 1 : Formes d'ondes tension-courant lampe à 50 Hz.

En haute fréquence (> 30 kHz environ), une lampe SHP peut être modélisée par une résistance,

variable pendant son allumage, puis se stabilisant à sa valeur nominale au bout de 5 minutes. En HF, le phénomène de plateau n'apparaît plus sur la forme d'onde de tension. La figure 2 présente les formes d'ondes tension-courant lampe à 45 kHz.

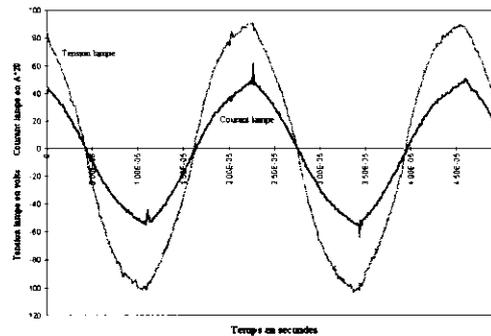


Figure 2 : Formes d'ondes tension-courant lampe à 45 kHz.

Sans plus entrer dans les détails du fonctionnement physique d'une lampe SHP, nous dirons simplement qu'il est nécessaire d'insérer un étage ballast entre la lampe et le réseau d'alimentation. Celui-ci est destiné à supporter les différences de potentiel entre le réseau d'alimentation et la lampe durant les phases d'allumage et en régime établi, la tension d'alimentation devant être supérieure à celle de la lampe d'au moins une cinquantaine de Volts. Ainsi, la lampe est placée en série avec une cellule L-C (ballast), de sorte que l'ensemble L-C-

Lampe, assimilable à une charge LCR constitue un ensemble résonant. Cette structure est présentée sur la figure 3.

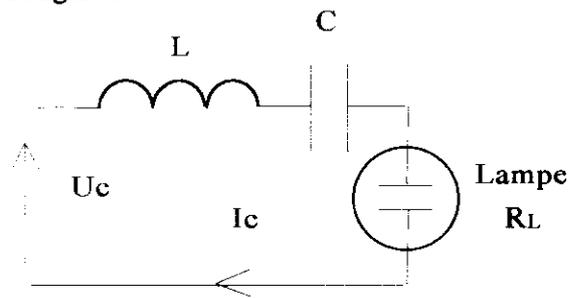


Figure 3 : Structure de la charge L-C-Lampe

La résistance équivalente à la lampe est ici :

$$R_L = 150 \Omega.$$

Compte tenu des caractéristiques de la lampe (Tension nominale :  $V_{LN} = 100 \text{ V}$ ), son alimentation sera réalisée par des ondes carrées symétriques d'amplitude  $\pm 150 \text{ V}$ , de fréquence variable autour de  $45 \text{ kHz}$ . Les éléments L et C du ballast ont été fixés à :

$$L = 1 \text{ mH et } C = 10 \text{ nF.}$$

La fréquence de résonance  $f_0$  est ainsi de  $f_0 = 50 \text{ kHz}$ .

Une telle charge, excitée à une fréquence inférieure à  $f_0$  présente un caractère essentiellement capacitif, avec un courant en avance sur l'onde de tension d'alimentation. La figure 4 suivante présente les formes d'ondes de  $U_c$  et  $I_c$  pour une fréquence d'alimentation de  $45 \text{ kHz}$ , soit  $90 \%$  de la fréquence de résonance.

(pour être visible le courant est multiplié par 100.)

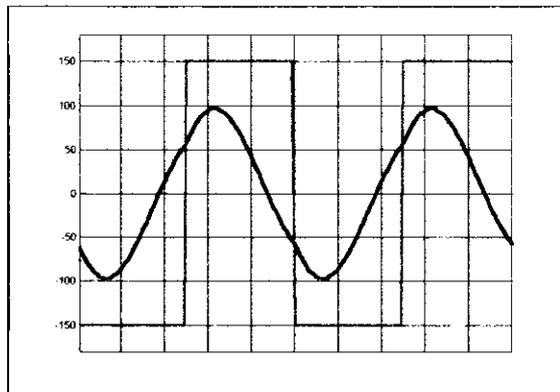


Figure 4 :  $U_c$  et  $I_c$  à  $45 \text{ kHz}$

Avec une charge RLC, la régulation de la puissance dissipée dans R s'effectue au moyen de la fréquence de découpage. La figure suivante présente les formes d'ondes de la puissance instantanée dissipée dans la lampe pour une fréquence de  $45 \text{ kHz}$

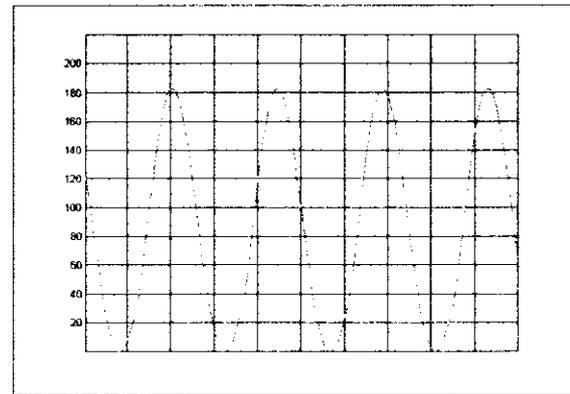


Figure 5 : Puissance instantanée dans la charge

La variation de puissance obtenue dans la charge en fonction de la fréquence de découpage est donnée par la courbe de la figure 6 suivante :

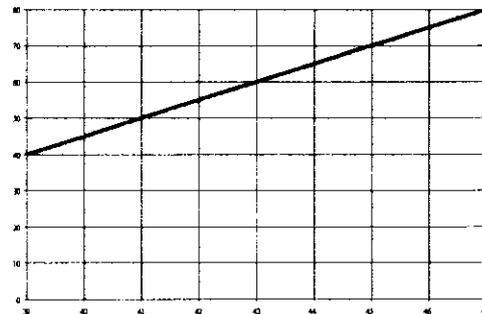


Figure 6 : Puissance dans la lampe en W en fonction de la fréquence de l'alimentation en kHz.

## 2 - Convertisseur PUSH-PULL

Le convertisseur destiné à alimenter la lampe est un convertisseur PUSH-PULL dont la structure de principe est présentée sur la figure 7 suivante :

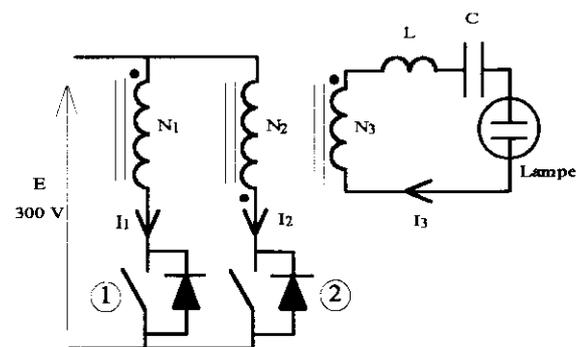


Figure 7 : Convertisseur PUSH-PULL

Les interrupteurs 1 et 2 sont pilotés à une fréquence se situant autour de  $45 \text{ kHz}$  et leurs

intervalles de conduction sont égaux à une demie période de découpage.

Les deux enroulements primaires de N1 et N2 spires sont identiques. Les rapports de transformation N3/N1 ou N3/N2 sont égaux à 0,5 de sorte que la tension appliquée aux bornes de la charge résonante soit une onde symétrique d'amplitude ± 150 V.

En fonctionnement, le courant I3 est celui représenté sur la figure 8. Les courants I1 et I2 correspondent au courant I3 multiplié par 0,5. Les formes d'ondes tension-courant des 'interrupteurs' (Transistor+Diode) 1 et 2 sont présentés sur la figure 10 suivante :

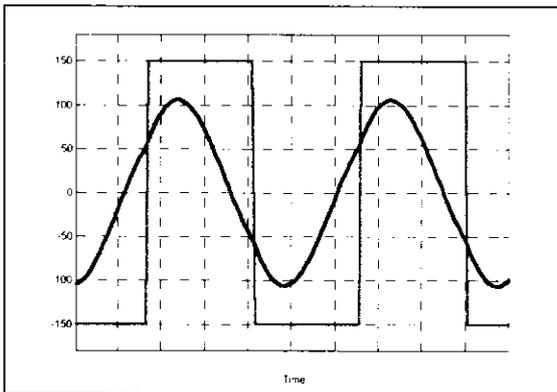


Figure 8 : Charge résonante - tension et courant

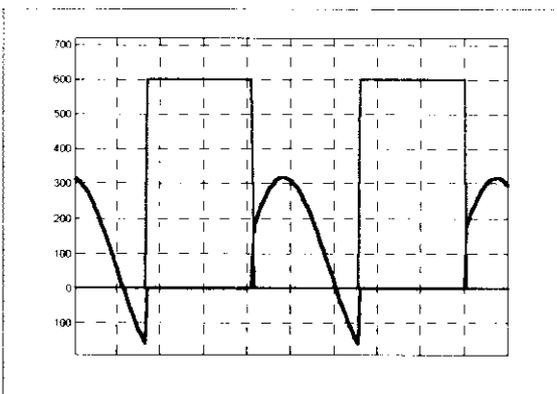


Figure 9 : Tension-courant interrupteur 2

Dans les 'interrupteurs' 1 et 2, la partie positive du courant est véhiculée par le transistor, alors que la partie négative est conduite par la diode. Dans cette configuration, les interrupteurs fonctionnent en ZCS (Commutation à Courant Nul). Les principaux problèmes que posent cette technique sont ici au nombre de deux :

- L'amorçage est générateur de pertes par commutation.

- Le recouvrement de la diode, au travers des inductances de fuite du transformateur, génère des surtensions aux bornes des interrupteurs. Ces surtensions viennent s'ajouter à une tension à l'état bloqué déjà importante de 600 V.

### 3 - Modifications apportées au convertisseur (Fonctionnement des interrupteurs en Thyristor-dual).

Il est possible de supprimer le problème lié au recouvrement des diodes en modifiant la structure apparente de la charge vis-à-vis des interrupteurs primaires, tout en gardant le caractère capacitif de la charge résonante. La modification envisagée consiste en l'insertion d'un entrefer dans le circuit magnétique du transformateur, diminuant l'inductance propre vue de chacun des deux enroulements primaires.

#### Fonctionnement à vide :

En désignant par  $L_0$  l'inductance propre vue de chacun des primaires (on rappelle que  $N_1=N_2$ ),  $T$  la période découpage et sachant que le temps de conduction de chacun des interrupteurs est  $T/2$ , le 'courant magnétisant' s'écrit :

$$I_{10} = \frac{E}{L} \cdot \left( t - \frac{T}{4} \right)$$

Dans ces conditions, les courants I1 et I2 ainsi que le flux  $\phi$  dans le circuit magnétique sont représentés sur les figures 10 et 11 suivantes :

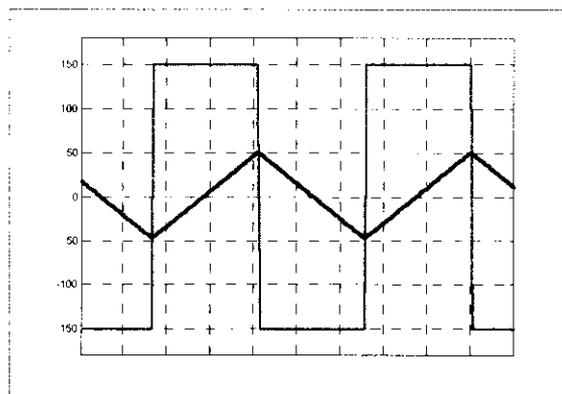


Figure 10 : Flux et tension secondaire

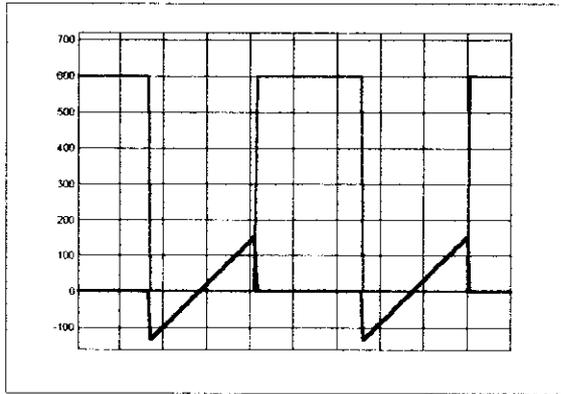


Figure 11 : Tension-courant interrupteur 1

Le flux dans le circuit magnétique est triangulaire et à valeur moyenne nulle. Les courants dans les interrupteurs comportent une alternance négative véhiculée par la diode qui conduit la première, et une autre positive, conduite par le transistor. Cette fois, le recouvrement de la diode s'effectue sous tension nulle, donc sans pertes, par contre des pertes par commutation au blocage sont générées au sein du transistor, de même que des surtensions dues à la décroissance du courant dans les inductances de fuite.

#### Insertion d'un condensateur d'aide à la commutation

L'assistance à la commutation consiste en l'introduction d'un condensateur C entre les collecteurs des deux transistors (figure 12).

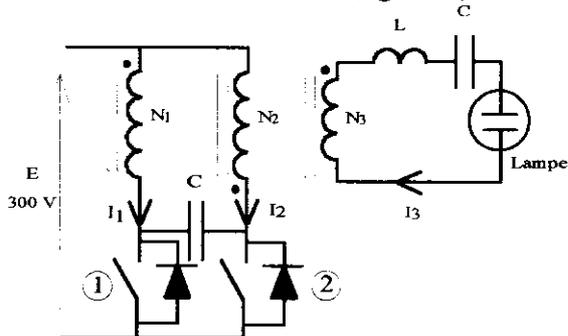


Figure 13 : Push-Pull avec condensateur d'assistance au blocage.

#### A vide :

Supposons que l'interrupteur 1 conduise et que la tension aux bornes de C soit de 600 V. Lors du blocage de là l'instant  $t_0 = T/2$ , et pour respecter la conservation de la somme des ampères tours dans le circuit magnétique, C se décharge au travers des deux enroulements N1 et N2, sous un courant  $I_{10}(t_0)/2$ . La somme des At est alors :

$$N_1 \cdot \frac{I_{10}(t_0)}{2} + N_2 \cdot \frac{I_{10}(t_0)}{2} = N_1 \cdot I_{10}(t_0)$$

puisque  $N1 = N2$ .

En supposant que cette charge de C s'effectue à courant constant, l'évolution de la tension aux bornes de C est quasi-linéaire de 600 à -600 V avec une pente  $I_{10}(t_0)/C$  V/s. L'interrupteur 1 voit donc la tension à ses bornes évoluer linéairement de 0 à 600 V, pendant que la tension aux bornes de 2 varie de 600 à 0 V.

L'intérêt de placer C entre les deux transistors est de maintenir la tension à leurs bornes proche de 0 V pendant la coupure du courant qui les traverse et annuler 'virtuellement' leurs pertes au blocage.

La commutation à la fermeture de 2 s'effectue naturellement par la mise en conduction de D2, le transistor étant doté d'une commande de type ZVS (mise en conduction du transistor quand la tension à ses bornes s'annule).

La figure 13 suivante présente les formes d'ondes de la tension aux bornes de l'interrupteur 1 et le courant dans l'enroulement N1.

On remarquera :

- que le courant dans N1 est stabilisé à la moitié de son amplitude maximale (positive ou négative).
- qu'aucune surtension n'apparaît aux bornes du transistor qui voit sa tension maximale limitée à 600 V.

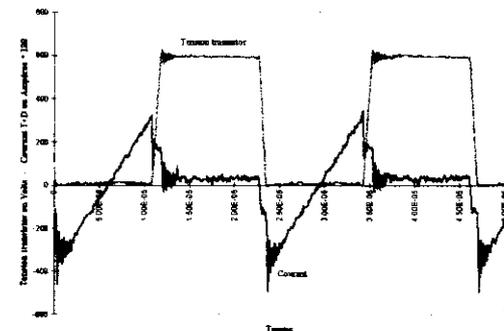


Figure 13 : Fonctionnement à vide -  $V_{CE1}$  et  $I_{N1}$

#### En charge :

Quand la charge est insérée au secondaire, le courant dans chacun des deux interrupteurs est la somme du courant de charge ramené au primaire et du 'courant magnétisant' de chacun des enroulements.

Le courant de charge est 'd'origine capacitive', son alternance positive apparaît en premier lors de l'amorçage d'un transistor (cf figure 9) alors que le courant magnétisant est 'd'origine inductive'. Ils sont donc opposés en signe au début et à la fin de chaque phase de conduction d'un interrupteur. La somme qui en résulte est ainsi inférieure à chacun des deux courants pris séparément !

La figure 14 suivante présente la tension aux bornes de 1 ainsi que le courant circulant dans N1.

On remarquera que :

- Les contraintes en courant sont bien diminuées par rapport au fonctionnement à vide (cf figure 13),

- Une fois encore aucune surtension n'apparaît aux bornes du transistor.

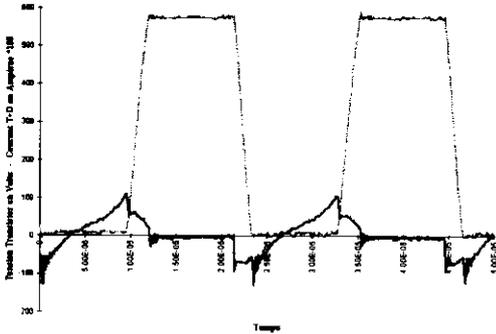


Figure 14 : Fonctionnement en charge  $V_{CE1}$  et  $I_{N1}$

#### 4 - Conclusions

Le convertisseur présenté, aisé à réaliser, permet en une seule manipulation de sensibiliser les élèves aux :

- Charges non linéaires,
- Charges résonantes,
- Fonctionnements en ZCS (il suffit de supprimer l'entrefer du transformateur) et ZVS et des problèmes respectifs que chaque technique,
- Aide à la commutation,
- Et en plus ... on peut s'éclairer !

chère, cher collègue,  
Vous avez peut-être eu du retard dans  
l'acheminement du numéro de  
décembre. Votre exemplaire a  
pourtant été remis à la poste le  
13 décembre. Celle-ci nous garantit  
*théoriquement* l'envoi sous 10 jours.

*Et pratiquement ?*

Avec toutes nos excuses, la revue 3E.I

# CONSTRUCTION : CAPTEUR DE TENSION ISOLE

P.DESNE et L.PERROCHON, Génie Électrotechnique  
Lycée technique Jean Jaurès, Argenteuil

## 1 CAHIER DES CHARGES :

### 1.1 Objectif de la réalisation :

- construire un appareil capable de fournir à chaque instant une tension isolée, image atténuée d'une tension à mesurer.

### 1.2 Caractéristiques :

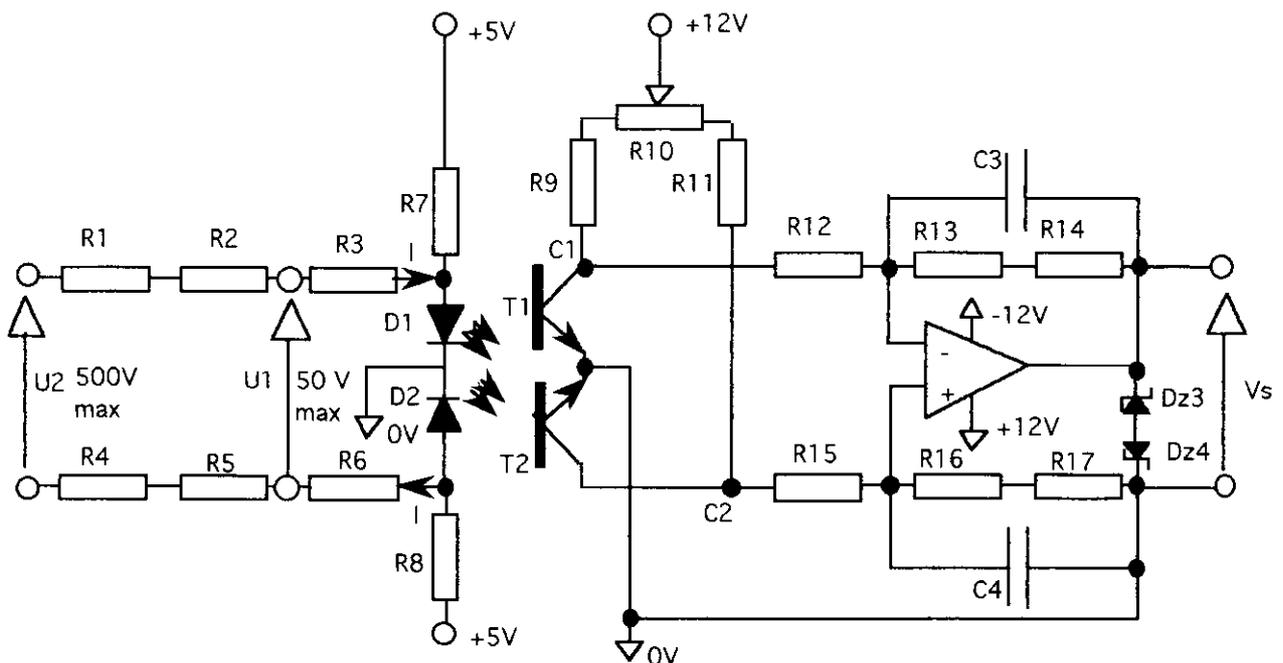
- Calibres d'entrée :  $\pm 50 \text{ V}$  ;  $\pm 500 \text{ V}$
- Tension de sortie :  $\pm 5 \text{ V}$
- Bande passante : 0 à  $f > 100 \text{ kHz}$

### 1.3 Contraintes :

- Alimentation par réseau 230 V
- Isolation entrée / sortie 1000 V par optocoupleur

## 2 PRESENTATION DU SYSTEME :

### 2.1 Schéma développé :



## 2.2 Étude du bloc d'entrée (diodes des optocoupleurs : HPCL2531)

En l'absence d'une tension  $U_1$  ou  $U_2$ , le courant de polarisation des diodes  $I_{d1}$  ou  $I_{d2}$  est fixé à 12 mA,  $R_7 = R_8 = \frac{5 - 1.4}{0.012} = 300\Omega$ , nous choisisons  $R_7 = R_8 = 330\Omega$ , 1/4W.

En présence d'une tension d'entrée  $U_1$  ou  $U_2 > 0$ , il y a création d'un courant  $I$  qui s'ajoute à  $I_{d1}$  et se retranche à  $I_{d2}$  (inversement pour  $U_1$  ou  $U_2 < 0$ ), ce courant de déséquilibre est fixé à 1,5 mA pour une tension d'entrée plein calibre, afin de travailler sur une partie réduite de la caractéristique des optocoupleurs, où le C.T.R. (coefficient de transfert en courant) pourra être considéré comme constant. (consulter la documentation de l'optocoupleur).

Pour le calibre 50 V ( $U_1 = 50$  V)  $R_3 + R_6 = \frac{50}{1.5 \times 10^{-3}} = 33\text{k}\Omega$ , nous choisisons

$R_3 = R_6 = 15\text{k}\Omega$ , 1/4W.

Pour le calibre 500 V ( $U_2 = 500$  V), nous prendrons  $R_1 = R_2 = R_5 = R_4 = 68\text{k}\Omega$ , 1/4W. En fait  $R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 = (500/50) * (R_3 + R_6) = 300\text{k}\Omega$ .

## 2.3 Étude du bloc intermédiaire (transistors des optocoupleurs : HPCL2531)

Le C.T.R. est environ de 30% (C.T.R. =  $I_c/I_d$  %). Au repos ( $U_1$  ou  $U_2 = 0$ ),  $I_{c1} = 30\% * 12 = 4$  mA ; on se fixe  $V_{c1} = 6$  V, donc  $R_9 = R_{11} = 1,5\text{k}\Omega$  ou plutôt  $R_9 = R_{11} = 1,2\text{k}\Omega$  1/4 W + un potentiomètre de  $0,5\text{k}\Omega = R_{10}$  pour régler  $V_{c1} = V_{c2}$  au repos.

A plein calibre  $I = 1,5$  mA  $> 0$  si  $U_1$  ou  $U_2 > 0$ , donc  $I_{d1} > I_{d2}$ ,  $I_{c1} > I_{c2}$ ,  $V_{c1} < V_{c2}$ , l'augmentation de  $I_{c1}$  sera de  $1,5 * 30\%$ , soit  $0,5$  mA, la diminution de  $I_{c2}$  sera de  $0,5$  mA,  $V_{c2} - V_{c1} = 2 * 0,5 * 10^{-3} * 1,5 * 10^{+3} = 1,5$  V.

## 2.4 Étude du bloc amplificateur différentiel de sortie (TL 081)

But : on veut  $V_s = 5$  V pour  $U_1$  ou  $U_2$  plein calibre donc  $V_{c2} - V_{c1} = 1,5$  V, on choisira  $R_{12} = R_{15} = 33\text{k}\Omega$ ,  $R_{13} = R_{16} = 82\text{k}\Omega$ ,  $R_{14} = R_{17} = 12\text{k}\Omega$  1/4W. La mise en série de deux résistances permet d'ajuster la tension de sortie à 5V pour  $U_1 = 50$ V. Les condensateurs  $C_3$  et  $C_4$  de  $3,3$  pF ont pour but d'améliorer le comportement de l'amplificateur dans le domaine des fréquences élevées (limitation du dépassement sur un signal de type échelon). Les diodes Zéner  $D_3$  et  $D_4$  écrêtent  $V_s$  à 6 V quand  $U_1$  ou  $U_2$  deviennent trop grandes, afin de prévenir l'utilisateur du dépassement du calibre d'entrée ; choix : tension Zéner de 5,1 V (le courant étant limité par le TL081 à 35 mA environ, soit  $P = 35 \cdot 10^{-3} * 5,1 < 0,25$  W).

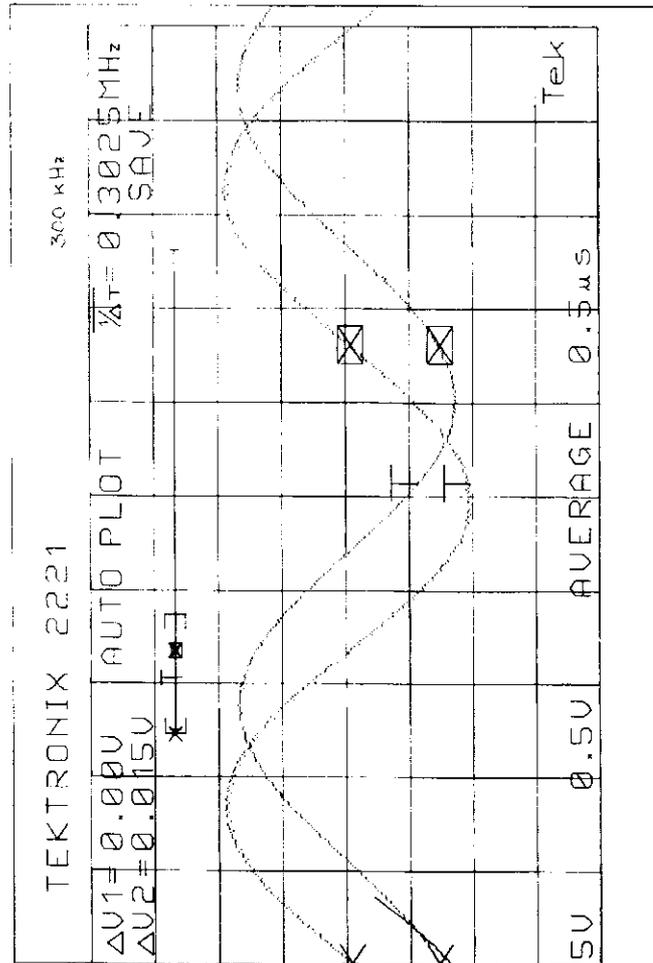
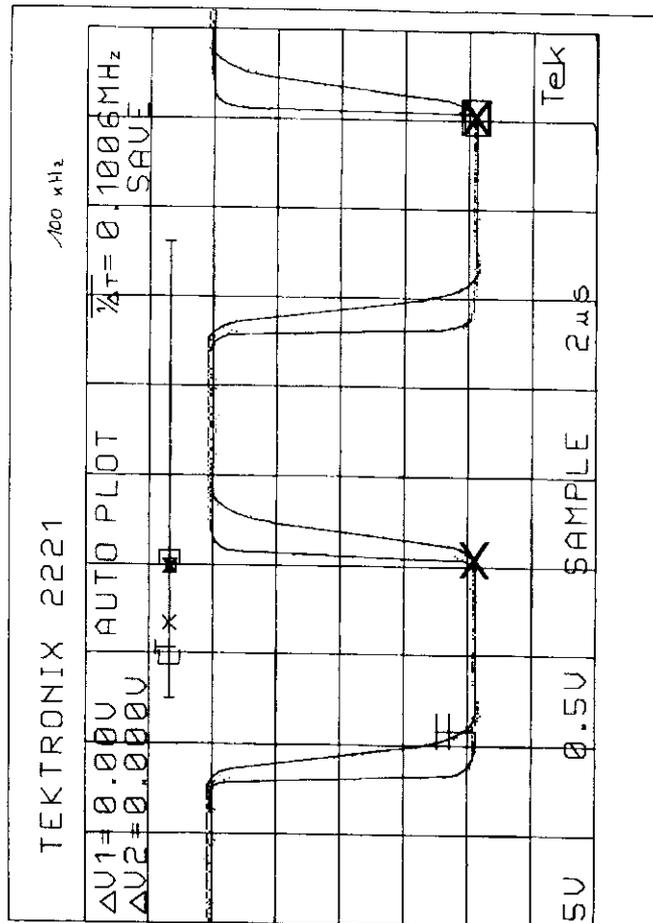
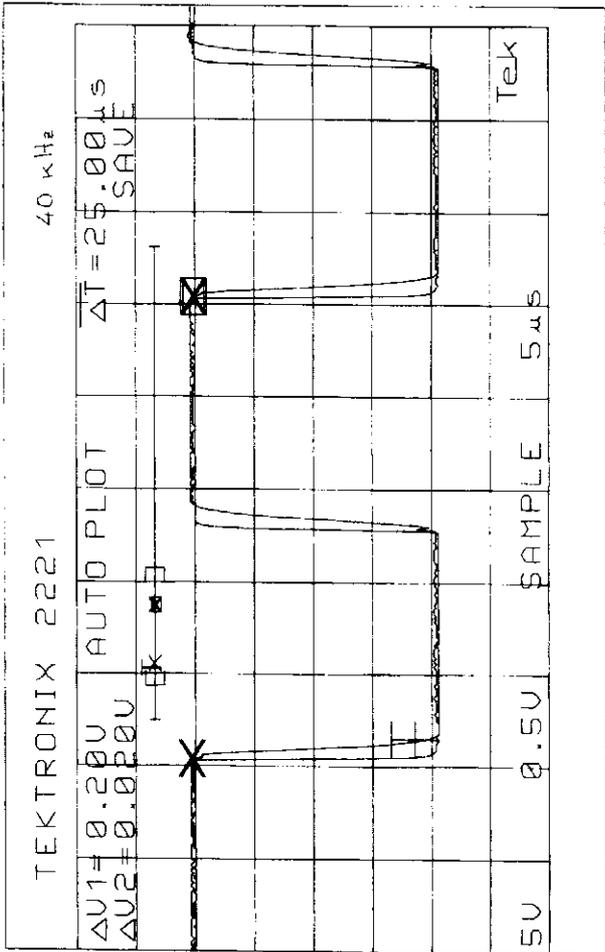
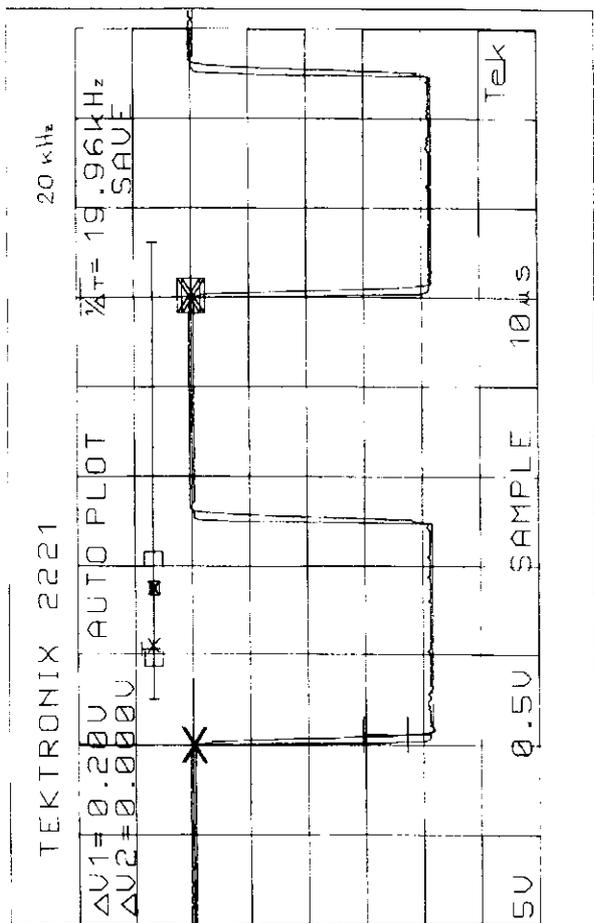
## 2.5 Étude des alimentations

- Alimentation +12 V, -12 V à partir du 230 V pouvant débiter plus de 50 mA.
- Alimentation + 5 V isolée (en partant du +12V précédent) : nous avons utilisé un convertisseur subminiature DIL8 référence NME 1205D (Newport Components) dont les caractéristiques sont les suivantes : 12 V à l'entrée ( $\pm 10\%$ ) / 5 V à la sortie ( $\pm 5\%$ ), 1 W, découpage à 100 kHz, isolement 1000 V. Fournisseur Radiospares.

## 3. ESSAIS

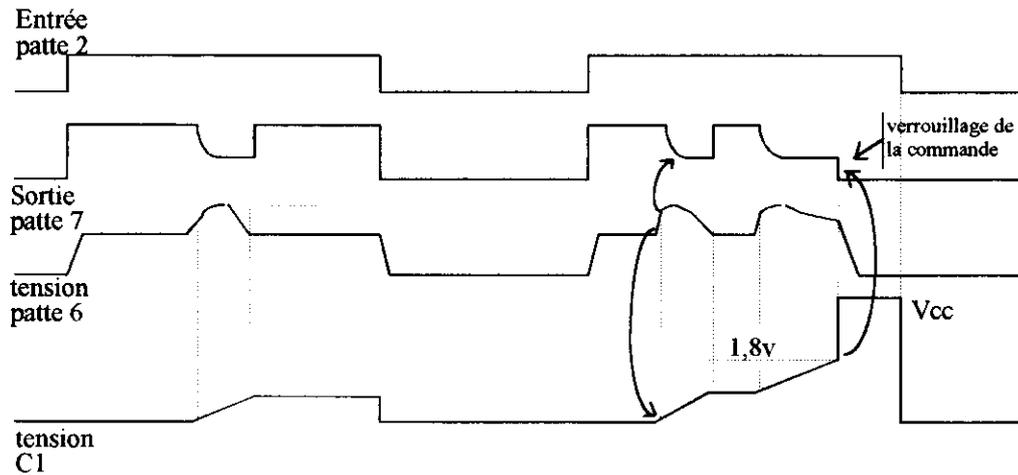
Le cahier des charges est respecté aussi bien en tension qu'en fréquence (bande passante relevée : 300 kHz).

**Intérêt pédagogique** : construction et essais de systèmes en première année de STS, intégration dans un projet en deuxième année.





Représentation des niveaux d'entrées et de sorties :



### 3) CRITERES DE CHOIX DE C1:

A la détection d'une surintensité par le comparateur, la capacité se charge à courant constant (100µA). Le seuil de 1.8V atteint, le transistor sera bloqué. Pour le choix de C1, il y a deux critères:

- ☞ à la mise en conduction du transistor, celui-ci doit pouvoir absorber le courant de recouvrement de la diode de roue libre. D'où une valeur minimale de C1 évitant une mise à l'état off du transistor.
- ☞ la valeur maximale de C1 sera définie en fonction de la durée du fonctionnement en régime linéaire du transistor sur une période de la commande pouvant dépendre de la puissance maximale que pourra dissiper le radiateur.

### 4) ANALYSE:

#### A LA MISE EN CONDUCTION:

Cet oscillogramme représente la tension de commande du transistor en amont de la résistance R1 (voie 1) et le courant dans celui-ci (voie 2). On remarque bien évidemment la surintensité à la mise en conduction mais aussi après l'impulsion de commande à 15V en sortie de l'IR2121, le passage de celle-ci vers 8V durant 100ns, limitant ainsi la contrainte en courant due au temps de recouvrement de la diode. L'IGBT durant cet intervalle de temps fonctionne en régime linéaire.

Le choix de  $C1_{\text{mini}}$  pour notre application:

$$C1_{\text{mini}} > 100 * 10^{-6} * 100 * 10^{-9} / 1.8V = 6 \text{ pF}$$

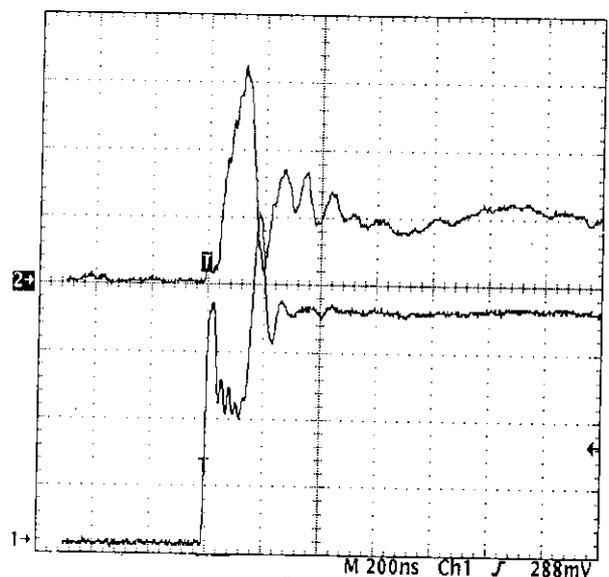


fig 3  
calibre I: 3A, U: 4V par carreau

## EN CAS DE SURINTENSITE:

Les relevés de la figure 4 correspondent au cas où la limitation du courant est atteinte (ici 7,2 A). La sortie du driver passe à 6V, le transistor fonctionne en régime linéaire, il s'ensuit que la croissance du courant est interrompue. Si, celui-ci diminue et atteint le seuil bas de l'hystérésis du comparateur, le transistor est de nouveau saturé.

Si la tension aux bornes de la capacité C1 atteint 1,8V durant la détection de la surintensité, l'IGBT est bloqué par le circuit IR2121.

Avec notre maquette le blocage du transistor est assuré à environ  $8,5\mu\text{S}$ .

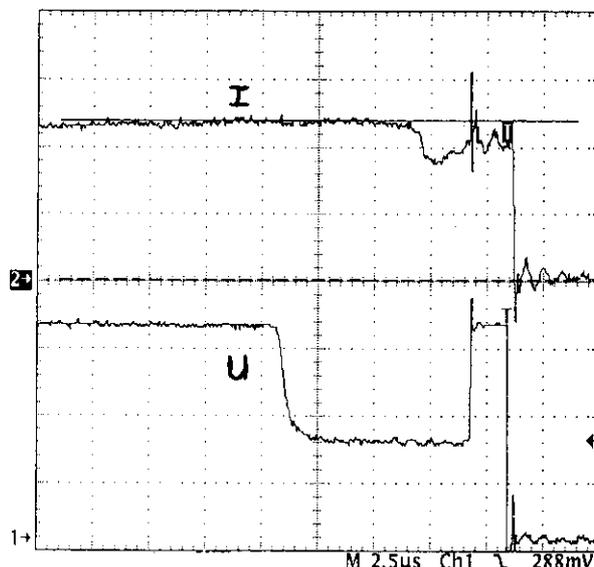


fig 4 : courant dans le transistor et tension de sortie de l'IR2121 (calibre I:3A et U: 4V par carreau

Il est intéressant de connaître la puissance dissipée dans le composant de puissance pendant ce fonctionnement en régime linéaire afin de s'assurer du bon choix du dissipateur et de la capacité. La figure 5 représente la puissance dissipée dans le transistor et correspond à la commande de la figure 4 ci-dessus.

En A : nous avons la puissance perdue pendant le fonctionnement en régime linéaire et la remise en conduction du transistor.

En B : la puissance perdue pendant le blocage.

En C : la puissance perdue à la mise en conduction.

Le relevé nous donne, essentiellement en comptabilisant l'aire A : 2,13 mJ dissipés dans l'IGBT par période, soit 32 watts. Cette énergie de 2,13mJ pourra être diminuée en prenant une capacité C1 de plus faible valeur.

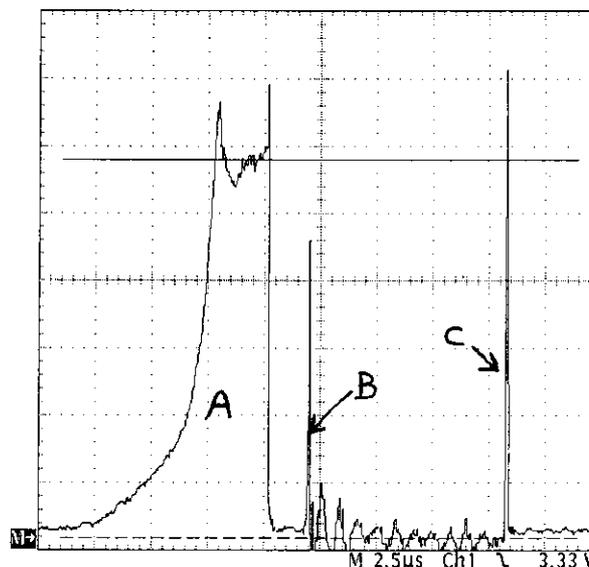


fig : 5  
calibre 60 W par carreau

## 5) CONCLUSION:

Ce composant est bien adapté à la commande des transistors MOS et IGBT utilisés dans le cadre des projets de BTS. Pour nos étudiants, il est relativement aisé à mettre en oeuvre.

Le calcul du dissipateur doit tenir compte des pertes en commutation, du temps de recouvrement de la diode de roue libre, mais aussi de la puissance perdue pendant le fonctionnement en régime linéaire à capacité C1 donnée. On est amené à adapter la valeur de la résistance thermique du dissipateur de l'IGBT et C1. La détermination de  $C1_{\text{max}}$  ne pourra se faire qu'expérimentalement à moins de choisir naturellement  $C1_{\text{max}}$  légèrement supérieure à  $C1_{\text{min}}$  et d'interdire pratiquement tout fonctionnement linéaire de l'IGBT.

## 6) BIBLIOGRAPHIE:

Revue 3EI numéro 1, étude d'un semi-conducteur de puissance : J.P. THAUVIN.  
Data sheet n° PD 6.018 International Rectifier (distributeur CCI Anthony 92164).

# Carte " Allumeur Numérique pour Thyristors "

## Equipe de Génie Electrique , Lycée JEAN JAURES , ARGENTEUIL .

### 1. Préambule :

Cette carte ( baptisée **Alnum** ) comprend la logique de commande permettant le fonctionnement de plusieurs types de convertisseurs à thyristors ( ponts et gradateurs, monophasés et triphasés ), les diverses possibilités d'amorçage étant obtenues en sélectionnant un programme ( contenu dans une mémoire ) selon le type de convertisseur utilisé .

**Remarque :** Cette carte ne comporte ni les composants de puissance ni les transformateurs d'impulsions .

### 2. Notes sur le fonctionnement :

2. 1 Schéma de la carte : cf annexe .

2. 2 Synoptique de la carte :

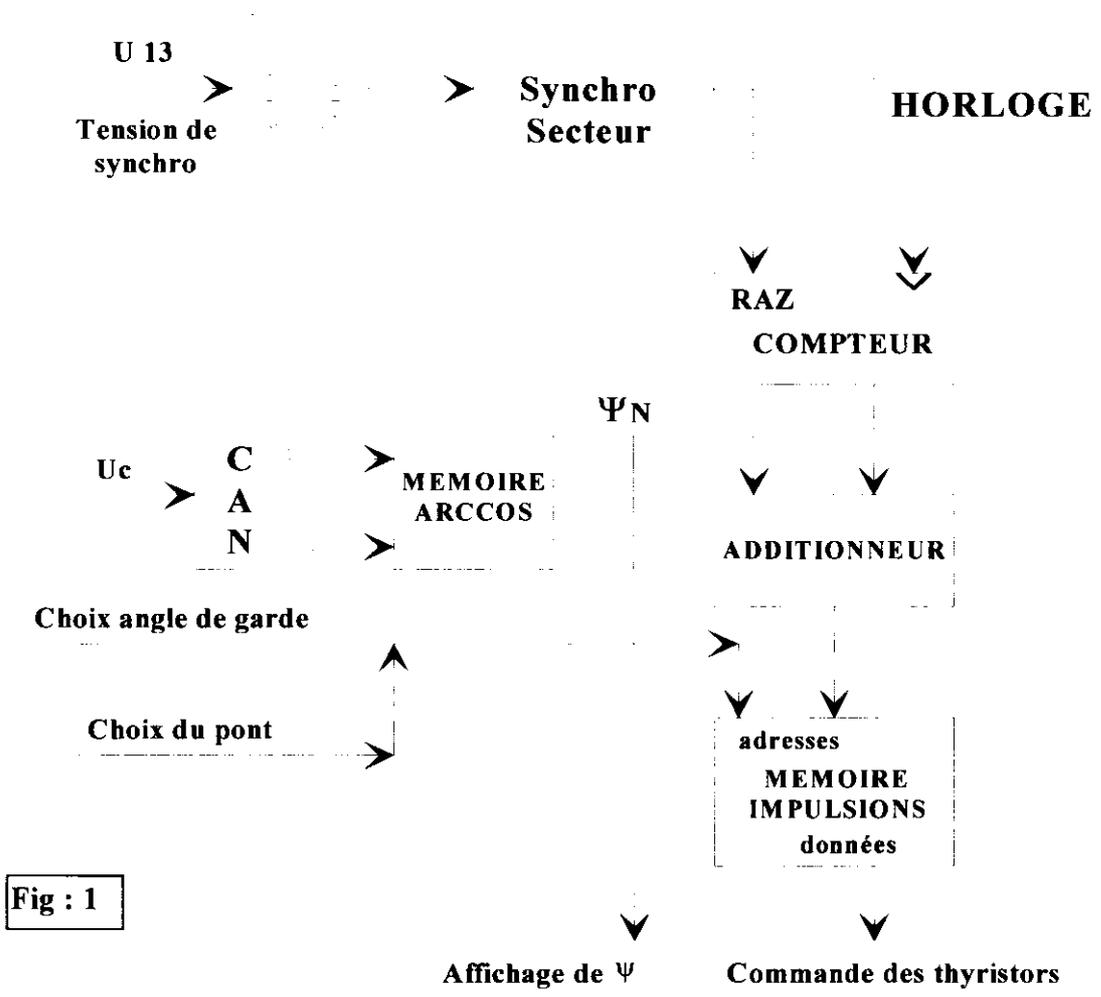


Fig : 1

### 2. 3 Fonctionnement de la mémoire d'impulsions :

La MEMOIRE D'IMPULSIONS contient les informations permettant la commande des impulsions nécessaires à l'amorçage des thyristors . L'ensemble HORLOGE + COMPTEUR est tel que l'on décrit 500 lignes de cette dernière en 20 ms  $\Rightarrow$  fréquence de  $A_0$  : 12,5 kHz .

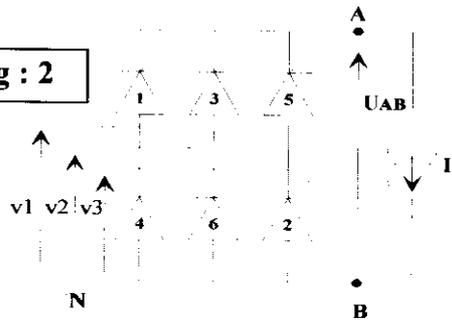
La SYNCHRO SECTEUR élabore un signal permettant la remise à zéro du compteur  $30^\circ$  après le passage par zéro de la tension  $U_{13}$  .

La sortie du COMPTEUR évolue de  $0_{(10)}$  à  $500_{(10)}$  au cours d'une période secteur .

Considérons dans un premier temps  $\psi_N = \text{FA}_{(H)} = 250_{(10)}$ . A la sortie du compteur est ajoutée par l'intermédiaire de trois additionneurs 7483 la valeur de  $\psi_N$  et ainsi l'espace mémoire parcouru au cours d'une période secteur va :

- de la ligne  $0 + 250 = 250_{(10)}$
- à la ligne  $500 + 250 = 750_{(10)}$

**Fig : 2**



En observant l'organisation de la zone mémoire permettant de piloter un pont PD3 complet (fig 2) on peut constater que l'amorçage de TH1 intervient  $30^\circ$  avant la RAZ soit en même temps que le passage par zéro de  $u_{13}$ . L'angle de retard à l'amorçage est donc nul :

$$\psi = 0^\circ$$

RAZ  
Comptage

	b7, b7	b5 Th1	b4 Th2	b3 Th3	b2 Th4	b1 Th5	b0 Th6	
$30^\circ$					.....	.....		$1_{(10)}$
$30^\circ$					.....	.....		
$30^\circ$					.....	.....		
$30^\circ$		.....					.....	$250_{(10)}$
$30^\circ$		.....					.....	
$30^\circ$		.....					.....	
$30^\circ$		.....	.....					$500_{(10)}$
$30^\circ$		.....	.....					
$30^\circ$		.....	.....					
$30^\circ$		.....	.....	.....				$750_{(10)}$
$30^\circ$		.....	.....	.....				
$30^\circ$		.....	.....	.....				

Grâce au compteur la mémoire est lue de manière cyclique sur 500 lignes, toute variation de l'angle  $\psi_N$  a donc pour effet de déplacer la fenêtre de lecture de la mémoire, le nombre de lignes lues ne change pas contrairement aux adresses et à leur contenu.

Dans un deuxième temps, prenons par exemple  $\psi = 125_{(10)}$ .

L'espace mémoire parcouru au cours d'une période secteur va maintenant de la ligne  $125_{(10)}$  la ligne  $625_{(10)}$ .

	b7, b7	b5 Th1	b4 Th2	b3 Th3	b2 Th4	b1 Th5	b0 Th6	
$30^\circ$					.....	.....		$1_{(10)}$
$30^\circ$					.....	.....		
$30^\circ$					.....	.....		
$30^\circ$		.....					.....	$250_{(10)}$
$30^\circ$		.....					.....	
$30^\circ$		.....					.....	
$30^\circ$		.....	.....					$500_{(10)}$
$30^\circ$		.....	.....					
$30^\circ$		.....	.....					
$30^\circ$		.....	.....	.....				$750_{(10)}$
$30^\circ$		.....	.....	.....				
$30^\circ$		.....	.....	.....				

On envoie un peigne, c'est à dire une suite de 0 et de 1 sur 41 ou 42 lignes pour obtenir 500 lignes au total (soit  $30^\circ$ ) de manière à assurer un amorçage certain du thyristor concerné.

RAZ  
Comptage

On constate que l'amorçage de TH1 n'interviendra que  $60^\circ$  après la RAZ soit  $90^\circ$  après le passage par zéro de  $u_{13}$

$$\Rightarrow \psi = 90^\circ$$

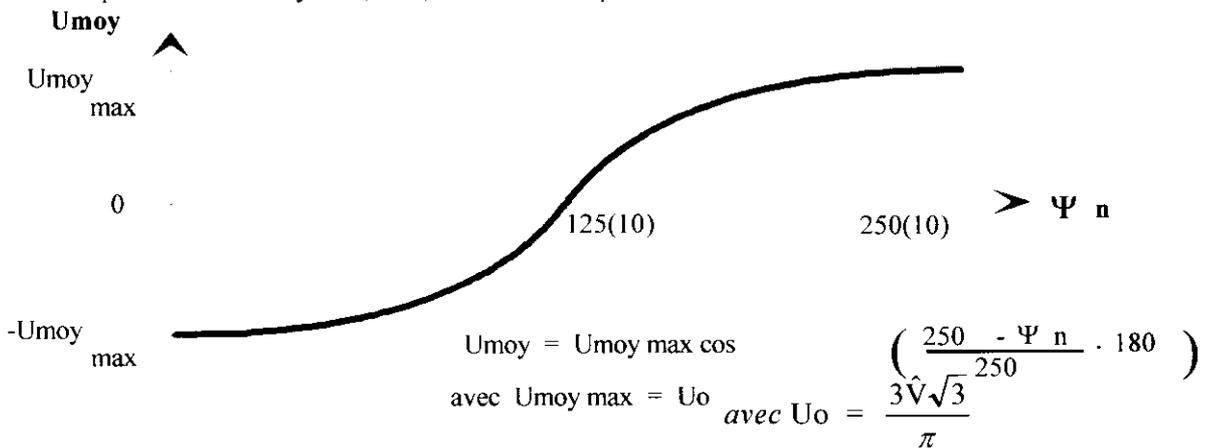
## 2. 4 Rôle de la mémoire de linéarisation , réglage de l'angle de retard à l'amorçage $\psi$ :

La relation entre l'angle d'amorçage  $\Psi$  et la valeur de  $\Psi_n$  peut facilement se déduire des exemples précédents :



**Fig : 3**

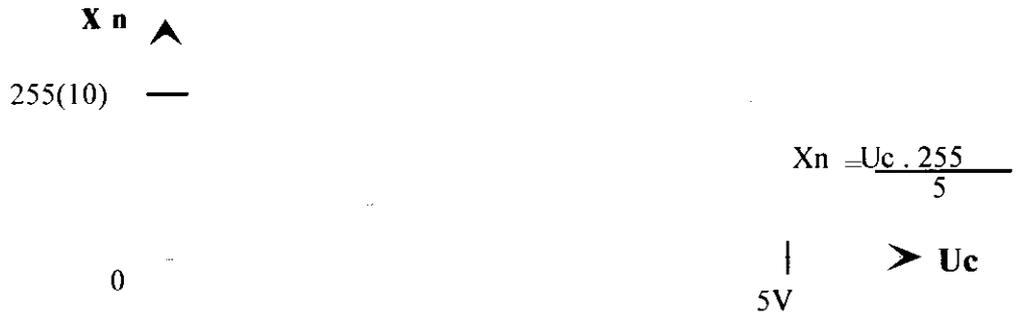
Ceci conduit donc à l'expression de  $U_{moy} = f(\Psi_n)$ , en PD3 complet :



**Fig : 4**

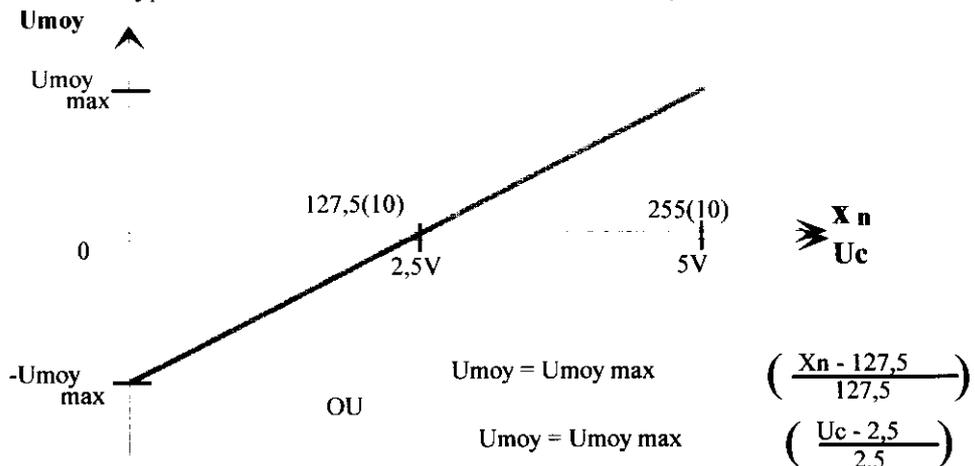
La variation de l'angle de retard à l'amorçage  $\psi$  ( et donc de  $\psi_n$  ) s'obtient en plaçant une tension continue réglable à l'entrée du convertisseur analogique numérique .

Le convertisseur analogique numérique C.A.N traduit la tension de commande  $U_c$  en une grandeur numérique (sur 8 bits) appelée  $X_n$  :



**Fig : 5**

On souhaite une loi linéaire de ce type, entre la tension de commande  $U_c$  et  $U_{moy}$  aux bornes du pont de puissance :



**Fig : 6**

Des deux relations suivantes, nous pouvons en déduire celle qui doit exister entre  $\Psi_N$  et  $X_N$  :

On souhaite : 
$$U_{moy} = U_{moy \max} \left( \frac{X_N - 127,5}{127,5} \right)$$

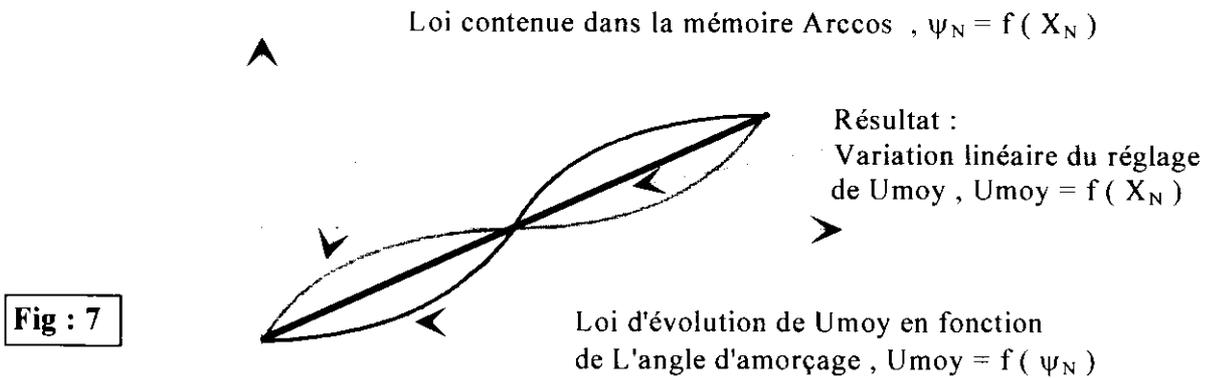
On a : 
$$U_{moy} = U_{moy \max} \cos \left( \frac{250 - \Psi_N}{250} \cdot 180 \right)$$

D'où la relation entre  $X_N$  et  $\Psi_N$  :

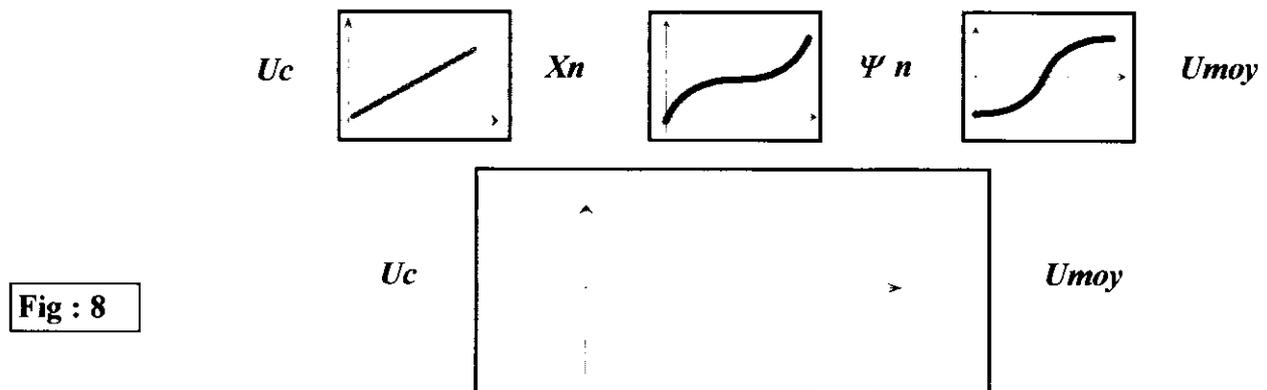
$$\left( \frac{X_N - 127,5}{127,5} \right) = \cos \left( \frac{250 - \Psi_N}{250} \cdot 180 \right)$$

$$\Psi_N = 250 - \frac{250}{180} \text{Arccos} \left( \frac{X_N - 127,5}{127,5} \right)$$

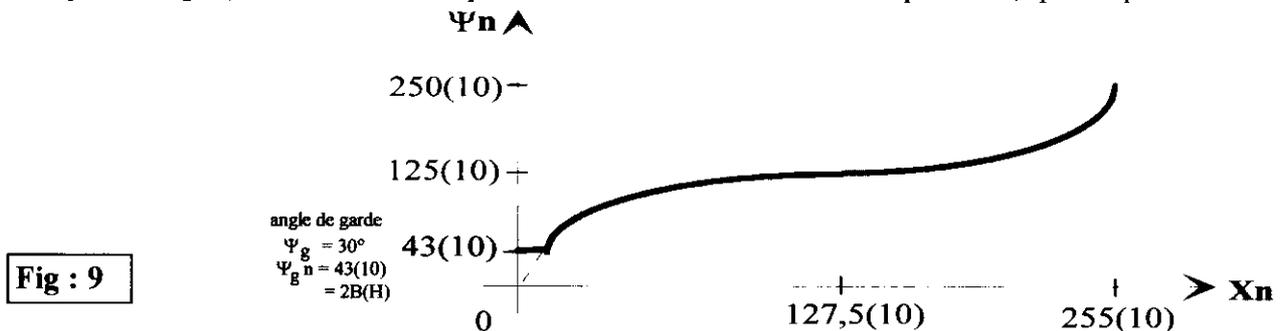
La programmation de la mémoire ARCCOS se fait à l'aide de cette relation ; à l'adresse  $X_N$  est placée la donnée  $\Psi_N$ . On peut ainsi obtenir une progression linéaire ( fig 7 ) de  $\overline{U_{AB}}$  en fonction de la tension de commande  $U_c$ .



Pour résumer, voici schématiquement les relations entre les différentes grandeurs :



L'angle de garde ( fig 9 ) sera réalisé en imposant une valeur limite minimale pour  $\Psi_n$ , quelle que soit  $X_n$  :



**Nota :**

Le réglage de l'angle d'amorçage peut être obtenu de deux manières :

- Par un signal numérique provenant d'un ordinateur par exemple ; dans ce cas le signal est directement envoyé sur la mémoire Arccos ( réf : 2732 ), on ne passe donc pas par le CAN .
- Par une tension continue variant de 0 à 5V (  $U_c$  ) commandant le convertisseur analogique numérique qui pilotera ensuite la mémoire Arccos .

**2. 5 Horloge et diviseur par 10 :**

Le compteur reçoit les impulsions d'horloge par l'intermédiaire d'un diviseur par 10 ( référence : 7490 ) afin d'abaisser la fréquence d'horloge à 100kHz , l'horloge utilisée fournissant un signal à 1MHz ( oscillateur du commerce ) . Le signal sera encore divisé par le compteur pour être ramené à une valeur de 12,5 KHz ceci afin de limiter le nombre de lignes de la mémoire d'impulsions .

**2. 6 Fonctionnement de la synchro secteur :**

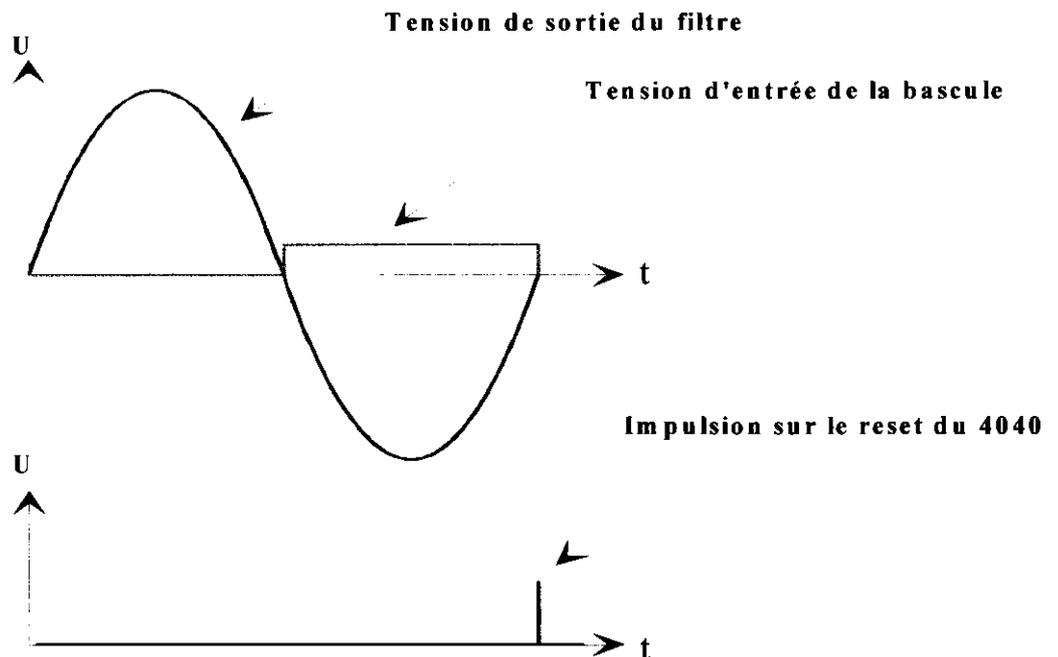
On utilise la tension  $U_{13}$  comme référence ( la tension maximale admise est de 400V ) . Pour des raisons technologiques , on utilise deux transformateurs 220V / 24V . En sortie de transformateur on trouve un filtre secteur. Le filtre à l'entrée de cette carte permet d'éliminer toutes les perturbations provenant du secteur (parasites dus aux machines et à l'électronique de puissance ) . On sait qu'un filtre introduit toujours un déphasage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée . Ici le filtre a été conçu de manière à obtenir un déphasage de  $-30^\circ$  pour une fréquence égale à 50 Hz . Cette valeur a été retenue car elle s'accorde bien à une utilisation sur un circuit triphasé dans lequel toutes les tensions recoupent l'axe du temps tous les  $30^\circ$ , elle facilite ainsi l'étude de la carte .

A partir de cette valeur nous avons calculé la fréquence de coupure  $f_0$  du filtre et la valeur des composants .

Ce filtre est composé de R1 , P1 ( qui permet d'affiner le réglage ) et de C1.

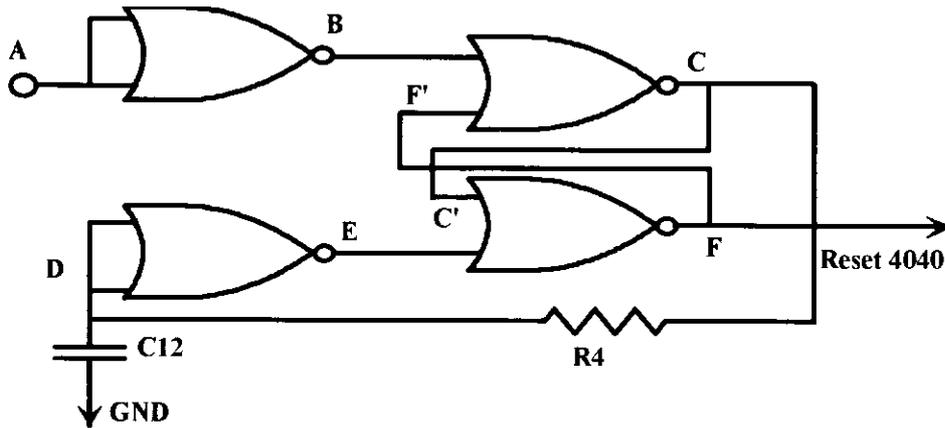
La fréquence de coupure du filtre est égale à  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  avec  $R = 7\text{ k}\Omega$  et  $C = 0,27\mu\text{F}$ , cette fréquence est de 84Hz .

Après le filtre , on trouve R2 , R3 , D1 , Q1 → cet ensemble permet la conduction de Q1 pour les alternances positives, pour les alternances négatives le transistor est bloqué . Le courant est limité dans Q1 par R2 et R3 , dans D1 par R2 . La diode D1 protège Q1 en évitant une trop grande tension inverse sur la jonction base émetteur .



**Fig : 10**

La bascule RS ( fig 11 ) qui suit le transistor Q1 permet la mise en forme du signal qui est envoyé sur le reset du compteur asynchrone 4040 .



**Fig : 11**

	A	B	C	C'	D	E	F	F'
Blocage de Q1	0	1	0	0	0	1	0	0
Charge de C12	1	0	1	1	0	1	0	0
Saturation de Q1	0	1	0	0	1	0	1	1
Décharge de C12	0	1	0	0	0	1	0	0

**Commentaires :**

- \* A la ligne 2, C passe à 1 mais D reste à 0 car la charge du condensateur n'est pas instantanée .
- \* A la ligne 4, D ne passe pas instantanément à 0 car C12 est à 1 ce qui permet à F d'occuper l'état 1 un très bref moment ( le temps de la décharge du condensateur qui est malgré tout très rapide ) .

En fait nous avons créé un monostable .  
Les portes travaillant sur niveaux , la mise en forme du signal permet d'obtenir une impulsion parfaite afin d'assurer le reset du 4040 .

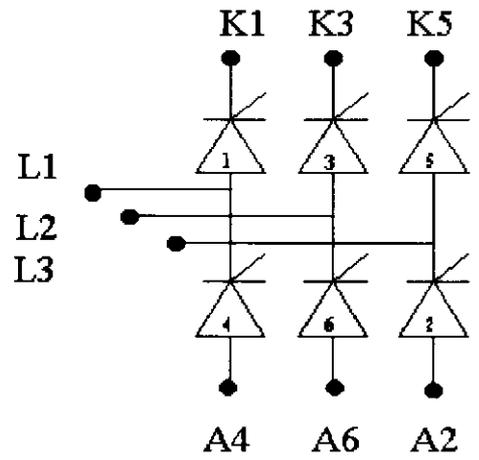
**2. 7 Remarques finales :**

- \* Une modification de la tension de commande  $U_c$  se répercute immédiatement sur les thyristors , ce qui facilite la réalisation de boucles d'asservissements de courant dans les machines à courant continu par exemple .
  - \* Dans le cas d'un amorceur pour pont PD3 associé à une machine synchrone autopilotée , le 4040 sera remplacé par un capteur optique de position angulaire ( codeur absolu ) , la synchronisation avec les fem de la machine s'obtenant en calant mécaniquement le capteur .
- Le système fonctionne pour les deux sens de rotation autorisant ainsi un fonctionnement en quatre quadrants ( la mémoire d'impulsions est lue de haut en bas pour un sens de rotation et de bas en haut pour l'autre ) .

- \* Cette carte peut être associée dans un même boîtier à un ensemble de thyristors montés comme suit : voir fig 12 .

**La mise en œuvre des différents convertisseurs s'obtient :**  
1 ) Par sélection de la page mémoire d'impulsions correspondante ( bits de poids fort du bus d'adresses de la mémoire d'impulsions ) .  
2 ) Par couplage des  $K_i$  et  $A_i$  .

**Fig : 12**

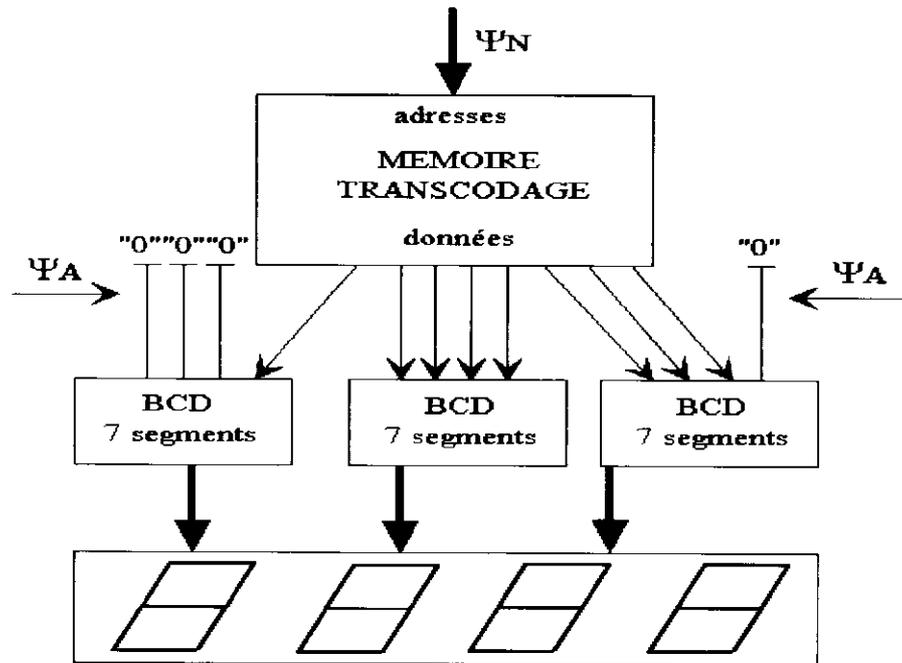


- \* Il est possible de programmer plusieurs lois entre  $\psi_N$  et  $X_N$  (lois en ARCCOS avec différents angles de garde , loi linéaire, etc...) , la sélection se faisant grâce aux bits de poids fort du bus d'adresses de la mémoire de linéarisation .

### 3. Description du module d'affichage ( option ) :

#### 3.1 Synoptique :

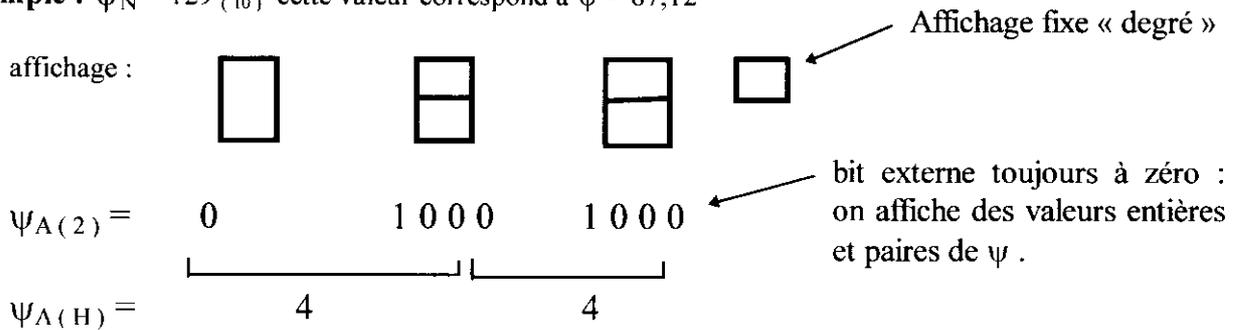
Fig : 13



#### 3.2 Fonctionnement :

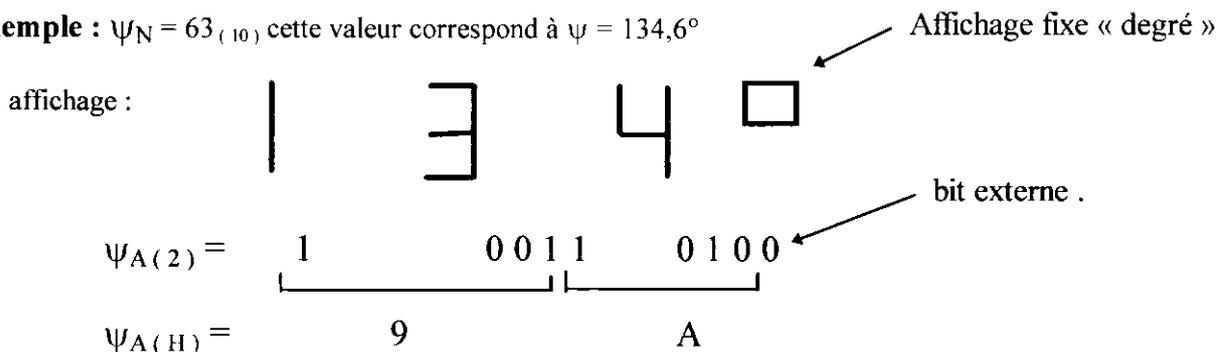
La donnée  $\psi_N$  représente l'angle de retard à l'amorçage ( image de  $\psi$  ) . La MEMOIRE TRANSCODAGE fait correspondre à la valeur  $\psi_N$  l'information nécessaire à l'affichage de l'angle en degré  $\psi_A$  .

1<sup>er</sup> exemple :  $\psi_N = 129_{(10)}$  cette valeur correspond à  $\psi = 87,12^\circ$



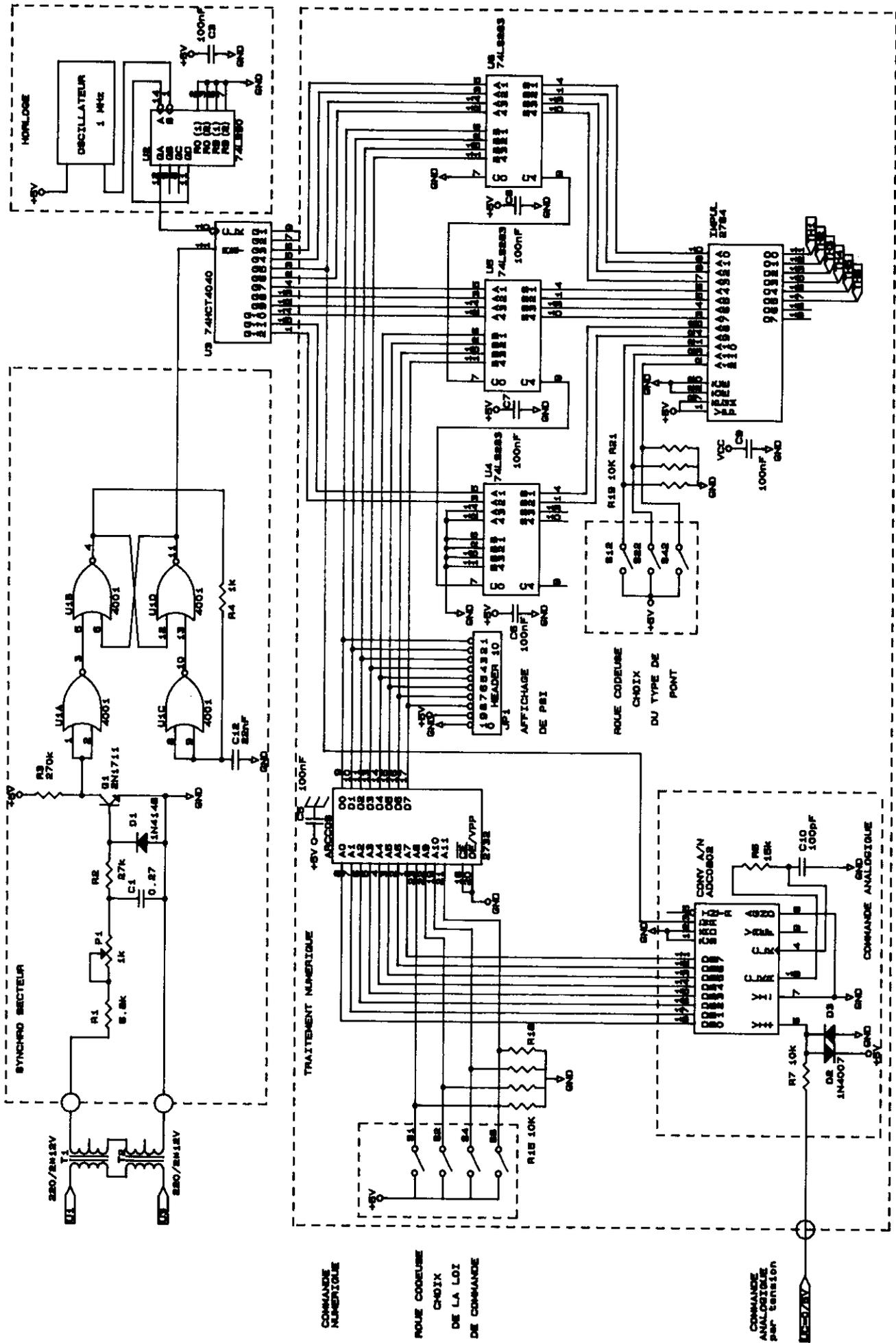
à l'adresse  $\psi_N = 129_{(10)}$  , on place la donnée  $\psi_A = 44_{(H)}$  .

2<sup>ème</sup> exemple :  $\psi_N = 63_{(10)}$  cette valeur correspond à  $\psi = 134,6^\circ$



à l'adresse  $\psi_N = 63_{(10)}$  , on place la donnée  $\psi_A = 9A_{(H)}$  .

**Remarque :** Sur le digit de droite , les segments a , b , f , g sont alimentés en permanence , signifiant « degré » .



## *Pour la revue 3E1, Monsieur Pierre ALDISI quel est votre avis sur ?*

**Le technicien en électronique de puissance va-t-il disparaître?**

En effet, on pourrait penser qu'avec des composants de puissance de plus en plus robustes, faciles à mettre en oeuvre, on n'ait rapidement plus besoin de spécialistes.

Au contraire, nous allons le voir, ce métier prend de plus en plus d'importance.

**Quelles sont les raisons pour lesquelles l'électronique de puissance devient de plus en plus importante?**

La première raison est la nécessaire économie d'énergie:

les énergies fossiles sont limitées dans le temps, le nucléaire déclenche de violentes réactions et l'hydraulique est saturée, il ne reste plus que le solaire mais aujourd'hui c'est loin d'être au point. Les spécialistes pensent que 40 à 50% d'économies sont possibles ce qui éviterait de construire de nouvelles centrales avant 25 ans et ces économies ne peuvent se faire que grâce à l'électronique de puissance.

Des pertes énergétiques sont aussi dues à la distorsion harmonique de la sinusoïde à 50Hz du secteur, de nouvelles normes vont amener à la réduction de ces pertes (IEC 1000-3-2). La tenue à ces nouvelles normes va obliger à repenser complètement l'architecture des systèmes connectés au réseau, et à penser différemment les nouveaux systèmes.

La deuxième raison est la circulation de plus en plus importante de l'information:

La cohabitation information et énergie est toujours très délicate, les perturbations électromagnétiques créés par les variations de l'énergie viennent perturber très gravement l'information elle-même.

Aussi des normes de plus en plus drastique apparaissent pour essayer de diminuer le bruit "blanc" (IEC 1000-3-1). Cela veut dire que tous les nouveaux systèmes devront être pensés en fonction de la compatibilité électromagnétique (CEM), car il est beaucoup moins coûteux de créer un

système donnant le moins de bruit possible, ou moins susceptible à la CEM, qu'ensuite de filtrer ou de blinder.

**Existe-t-il également de nouveaux secteurs qui vont s'ouvrir à l'électronique de puissance?**

Il ne faut d'abord, pas oublier que le marché de l'électronique de puissance dans la voiture qui croît de plus de 10% par an ainsi que le marché de "l'information" qui croît lui aussi de plus de 10% par an. Ils nécessitent, à eux deux, de doubler le marché de l'électronique de puissance tous les cinq ans.

L'électronique de puissance à semiconducteurs est un secteur jeune, qui n'a réellement commencé que depuis une vingtaine d'années, surtout dans les domaines des alimentations, maintenant s'ouvrent à elle de nouveaux marchés aussi importants que le contrôle de moteurs et les "produits blancs".

Il se produit plusieurs milliards de moteurs dans le monde et par an, si l'on considère que quelques centaines de millions sont potentiellement candidats à une commande électronique pour des raisons d'économies d'énergie, on voit immédiatement le nombre de spécialistes qu'il faudra pour créer l'électronique de commande.

Les "produits blancs" ne sont pas aujourd'hui contrôlés électroniquement, sinon avec quelques triacs, de gros progrès sont à faire: la plupart des appareils utilisent des moteurs universels, coûteux, bruyants (CEM), limités en vitesse et à fiabilité un peu limitée, des moteurs à rotor simple tels que le moteur asynchrone ou à réluctance serait nettement plus performants mais ils exigent des commandes plus complexes, d'où électronique de puissance. Ensuite avec de nouvelles commandes il serait plus aisé de tenir les nouvelles normes pour les harmoniques et pour le bruit, ce que les appareils actuels ne tiennent pas pour la plupart. En Europe, près de 40 millions de réfrigérateurs, aspirateurs et machines à laver le linge sont produits

chaque année, cela représente d'énormes débouchés.

Que dire de la voiture électrique?

**La formation de technicien de l'électronique de puissance est elle adaptée à cette évolution?**

Le traitement de l'information devient de plus en plus numérique et de plus en plus intégrée, l'électronicien pur a par conséquent de moins en moins de possibilités d'action et les écoles forment de moins en moins "d'analogiciens". L'électronique de puissance est pour longtemps traitée analogiquement, les spécialistes de l'électronique de puissance restent donc les seuls représentants capables de penser et résoudre les problèmes en "analogiciens", en "physiciens".

Il est vrai que les semiconducteurs de puissance demandent de moins en moins de "béquilles": circuits d'aide à la commutation, circuits de commande "sophistiqués" mais, à cause des performances demandées, des normes à tenir et des puissances de plus en plus élevées à commander, il faudra des spécialistes de l'électronique de puissance, avec un cursus peut être un peu différent.

Le technicien devra être capable de réagir devant des phénomènes

physiques complexes (électromagnétisme, thermique, résistance des matériaux), il aura plus que jamais besoin de formations fondamentales qui lui donneront la "sensibilité" nécessaire à la résolution de chaque nouveau problème.

La physique fondamentale me paraît absolument indispensable, surtout l'électromagnétisme et la thermique.

Beaucoup d'outils performants devront être cherchés dans des disciplines voisines: technique R.F. pour les câblages afin de diminuer le bruit ou la susceptibilité électromagnétique, matériaux isolants....etc.

Beaucoup de travaux pratiques afin de développer "l'esprit physicien".

De la simulation, elle permet souvent de gagner du temps, mais jamais elle doit remplacer les TP et surtout l'esprit critique.

Enfin, pour terminer, le spécialiste de l'électronique de puissance devra apprendre pratiquement un nouveau métier tous les cinq ans, il est donc indispensable qu'il acquière à l'école une formation de base telle que définie précédemment et ensuite une vraie formation continue devra être capable de lui donner les outils nécessaire à la poursuite de ce métier.

**Pierre Aloïsi**

**Motorola semiconducteurs, Toulouse**

22 Janvier 1997

*La revue*

# 3E.I