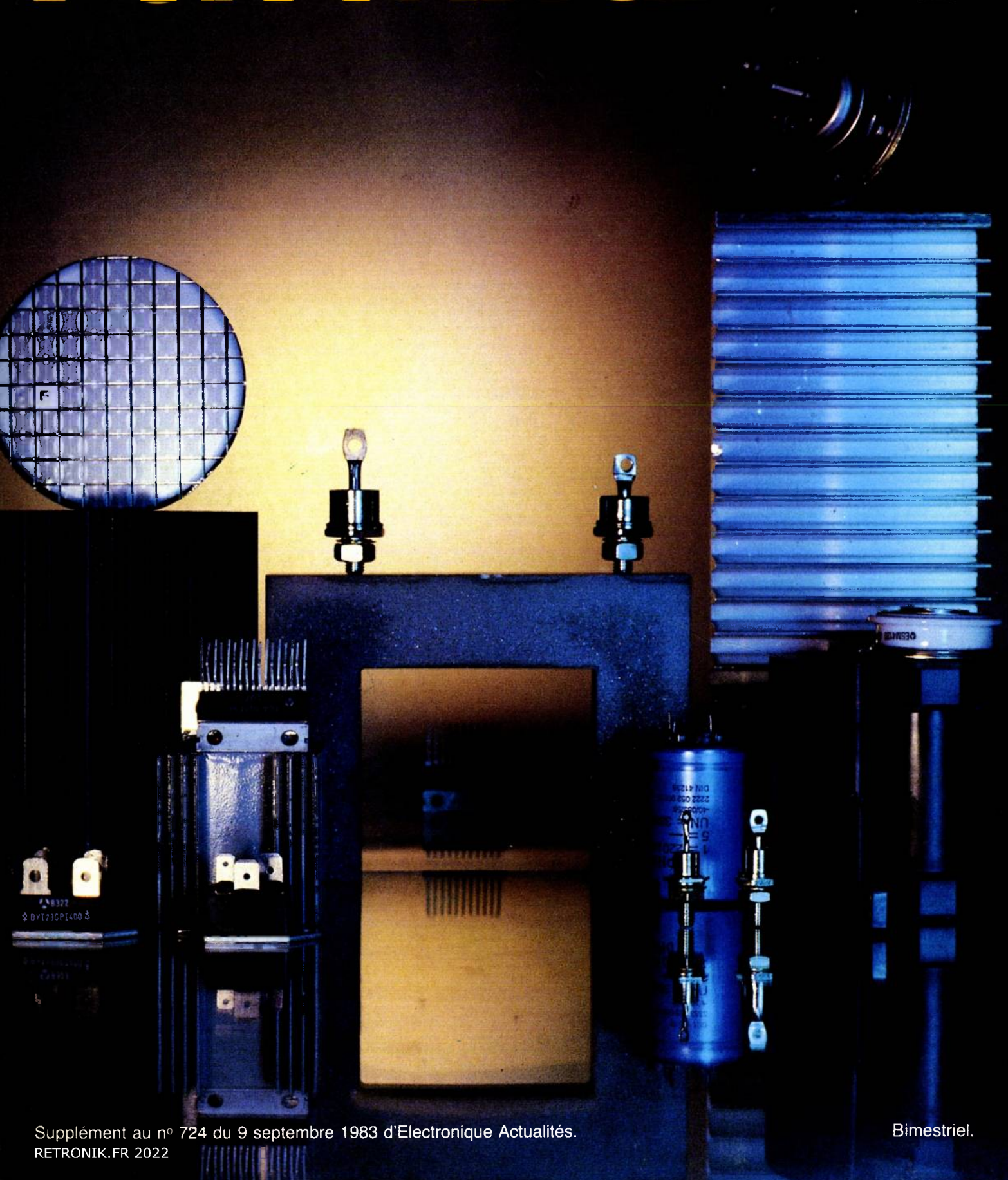
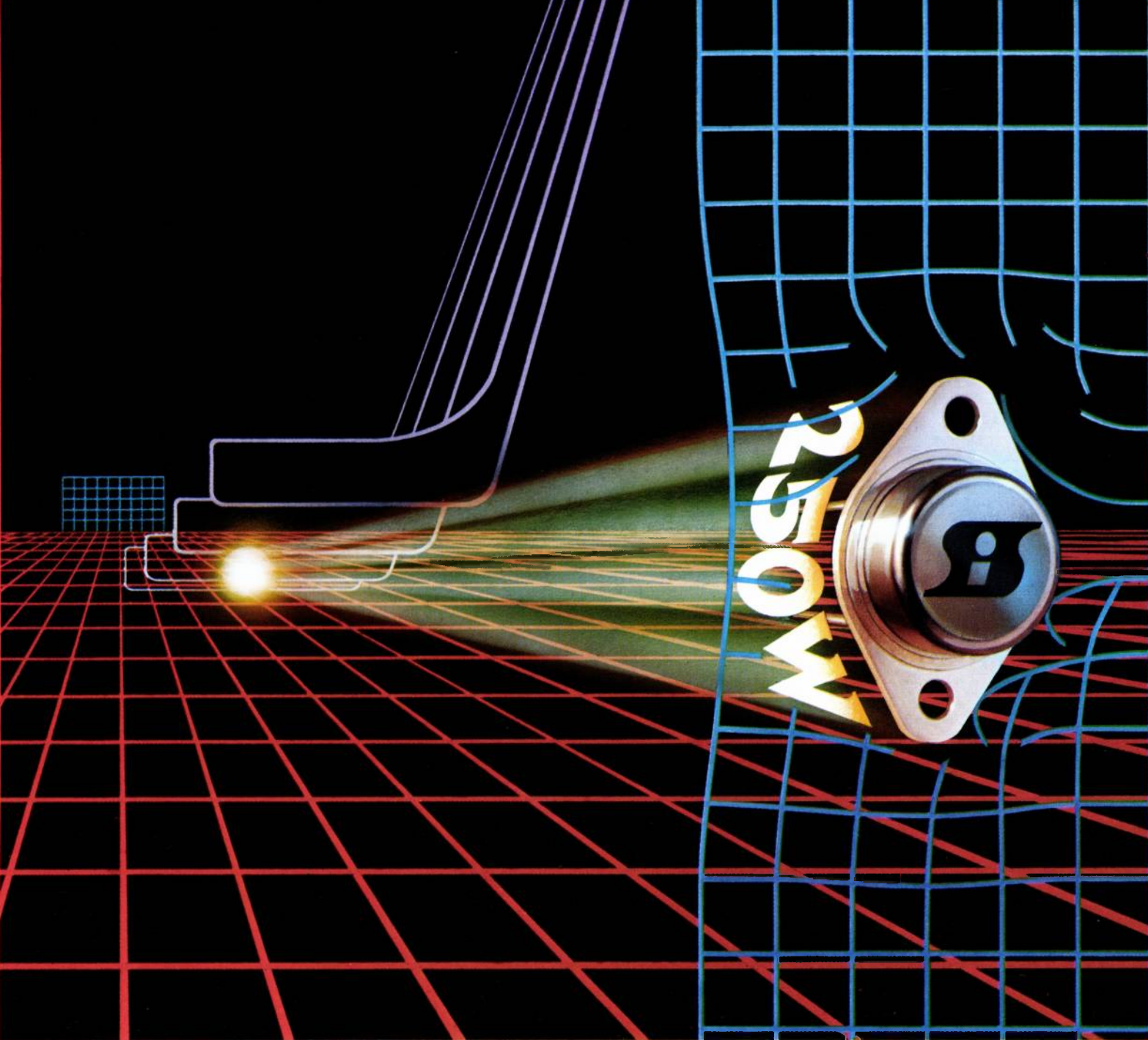


# électronique de **PUISSANCE**

# 1





# JOUEZ LA PUISSANCE

**Une plus grande puissance.** Avec une puissance dissipée 67% plus élevée, des courants 50% plus importants et des  $R_{DS(on)}$  33% plus faibles, notre nouvelle série de huit MOSPOWER surpasse le standard de performances auquel l'industrie était habituée.

Maintenant les options de tensions et de courants pour les transistors haute puissance s'étendent jusqu'à 500 V et 60 A. Le tout, pour une puissance dissipée de 250 W. Et les nouvelles limites de tenue en tension de nos couches d'oxyde de gate atteignant 40V vous offrent une protection inégalée aux surtensions transitoires et vous permettent de tirer le maximum de leurs possibilités.

**Sans augmentation de prix:** nous combinons une large gamme de tensions (60 à 500V) et de faibles  $R_{DS(on)}$  (0,035 à 0,3 ohms) avec un boîtier spécial TO3 afin de vous offrir 50% de puissance en plus au prix des MOSFETs les plus gros du marché.

Les circuits de commandes plus simples des MOSPOWER signifient moins de composants, donc plus de fiabilité. Tout un ensemble d'avantages qui ne doit être sous-estimé pour les applications de commutation haute vitesse à forte puissance

Pour plus d'information sur notre jeu de la puissance, contactez-nous à:

**SILICONIX** 70/ av du Général de Gaulle - 94022 CRETEIL Cédex

Téléphone: (1) 377 07 87 - Téléc: 230389.

APPELLATION	TENSION (V)	COURANT (A)	PUISSANCE (W)
VNC 003 A	60	± 60	250
VNE 003 A	100	± 60	
VNG 004 A	150	± 45	
VNJ 004 A	200	± 45	
VNL 005 A	350	± 25	
VNM 005 A	400	± 25	
VNN 006 A	450	± 20	
VNP 006 A	500	± 20	


**Siliconix**  
 l'innovation technologique

## **électronique de PUISSANCE**

**N**OUS sommes très heureux de pouvoir proposer aujourd'hui une revue entièrement consacrée à l'électronique de puissance. Depuis longtemps, de nombreux fabricants de composants de puissance comme les utilisateurs de ces mêmes composants nous avaient fait part de leur souhait de voir naître une publication de ce type, l'information étant, dans ce domaine, très dispersée.

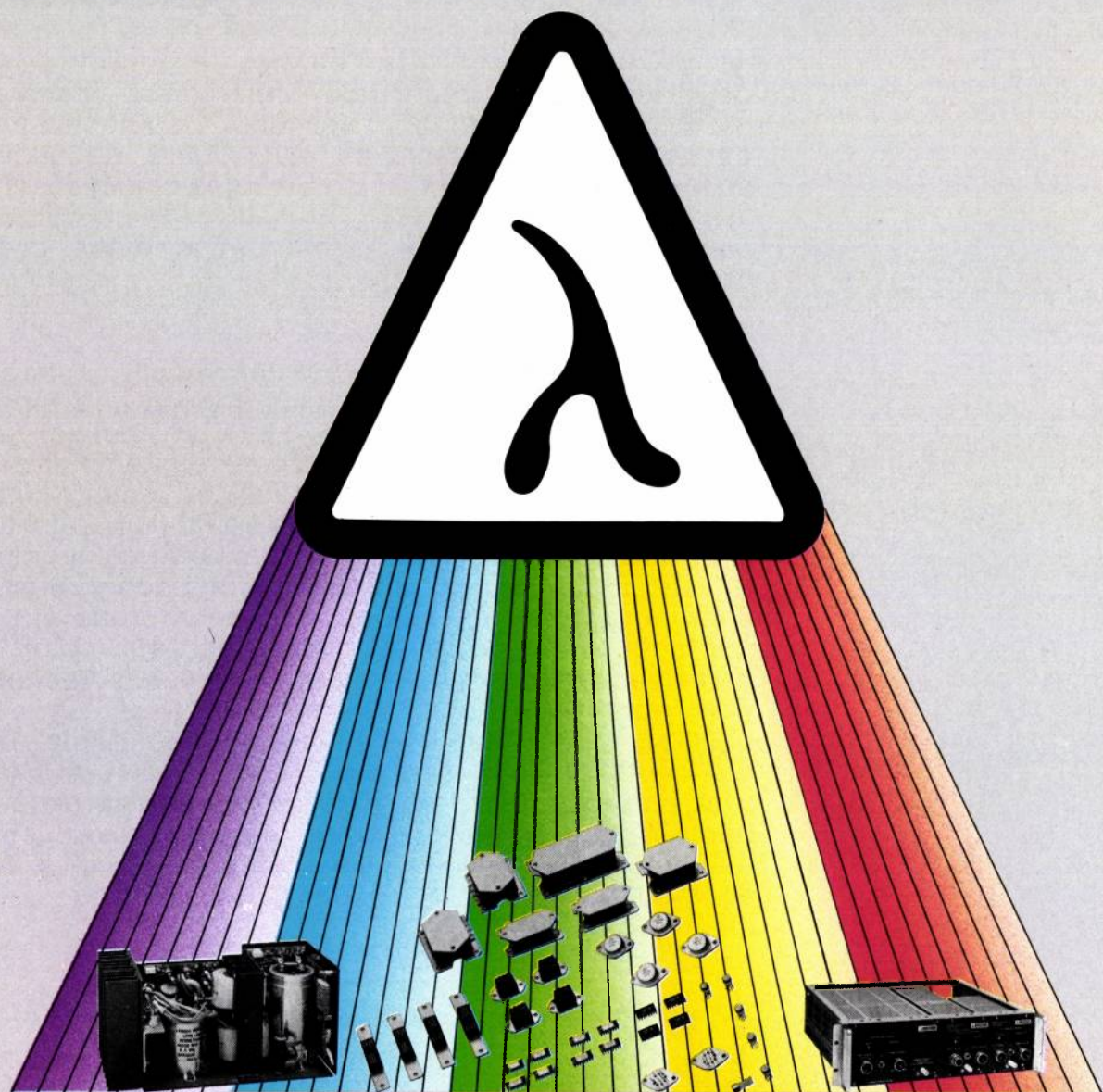
**M**AIS créer une revue est une chose. La faire vivre en est une autre. Chacun conçoit que Electronique de « Puissance » devra compenser l'étroitesse de son marché par un abord très complet de tous les problèmes, ceci afin que tous les lecteurs intéressés a priori deviennent des lecteurs fidèles. Les liaisons sont déjà établies avec les fabricants de composants et d'instrumentation qui nous communiquent d'ores et déjà leurs nouveautés. Des utilisateurs nous ont aussi contacté pour nous faire part de leur volonté de participer ; mais nous souhaiterions qu'ils soient encore plus nombreux ; dans l'intérêt de tous, un certain équilibre doit s'établir entre les articles écrits par les fabricants et ceux écrits par les utilisateurs. Si vous avez une expérience en blindage, en transformateur, en bilan économique ou autre, si vous avez eu des déboires ou des satisfactions avec tel ou tel schéma, contactez-nous. Votre expérience peut être utile à d'autres.

**U**NE dernière remarque : dans le milieu de la puissance européen, certains ont tendance à être un peu idéalistes. Certes, il est plaisant, au moins pour l'esprit, de gagner 1 % sur le rendement d'un convertisseur ; mais combien ce 1 % coûte-t-il en heures d'ingénieurs, en composants, en risques de pannes, en retard d'introduction des systèmes finis ? L'innovation est indispensable et, en puissance, nous ne sommes pas globalement en retard en Europe. Mais elle ne peut pas se faire à n'importe quel prix ; dans le domaine des évaluations de prix globales, nous avons encore, en général, des progrès à faire. Il faut s'en souvenir.

J.P. DELLA MUSSIA

# LAMBDA

le 1<sup>er</sup> constructeur mondial  
d'alimentations stabilisées



INFORMATIQUE - AUTOMATISMES - ROBOTIQUE  
CONTROLE ET MESURES - ETC.

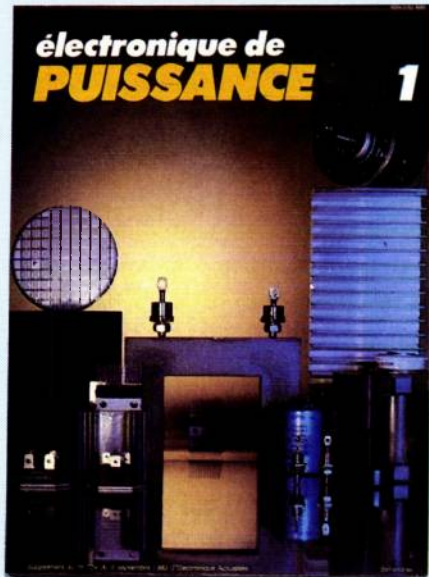


**LAMBDA**  
ELECTRONIQUE

PARIS : B.P. 77 - 91943 LES ULIS CEDEX - Tél. : (6) 012.14.87  
LYON : NORLY 42, rue du Moulin Carron - 69130 ECULLY -  
Tél. : (7) 833.33.18  
TOULOUSE : 281, route d'Espagne - 31076 TOULOUSE CEDEX -  
Tél. : (61) 41.11.81

RESEAU DE DISTRIBUTION DENSE EN FRANCE ET SUR  
L'ENSEMBLE DE L'EUROPE

80% des commandes disponibles en stock



## En couverture

Une composition photographique de Dominique Sarraute, à partir de composants obligeamment prêtés par Thomson, Philips, Siemens, LCC, Siliconix, EFCIS et SEEM.

Affaires à suivre .....	5
<b>Politique industrielle</b>	
— La place des composants de puissance dans la filière électronique française, par J.L. Tezner et B. Karvella .....	9
<b>Normes - Bibliographies</b>	14
<b>Produits nouveaux</b>	
— Sélection en bref .....	16
— Le COMFET de RCA .....	21
— Le régulateur à découpage SGS, intégrant la partie puissance ..	23
<b>Techniques d'aujourd'hui</b>	
— AEG échantillonne des GTO de grande puissance, adaptation par J. Viet, AEG-France .....	28
— Un commutateur exceptionnel: le Darlington-REC, par K. Rischmüller, Thomson-DSD .....	38
— Transferts de charge dans les MOS de puissance, par D. Oxner, adapté par C. Alemany, Siliconix-France .....	43
— Le MOS Thyristor, par P. Aloisi, Motorola-France .....	47
— Diviseurs de tension et effets thermiques, par J. Avril, Vishay-France .....	53
— Les alliages amorphes, d'après W. Kunz, Vacuumschmelze .....	57
— Concepts du blindage intégré, par L. Brandemer, Sté J. Dubois .....	62
— Comment choisir ses condensateurs de puissance, par M. Veron, LCC .....	66
<b>Applications</b>	
— Une alimentation à découpage 5,1-15 V/4A .....	74
<b>Revue de presse</b> .....	77

## électronique de PUISSANCE

supplément bimestriel de

## électronique actualités

Édité par la SPS, Société de Presse et de Services, SA au Capital de 1 000 000 F. - Groupe SECF/Publications Denis Jacob

49, rue de l'Université, 75007 Paris  
Tél. 548.52.06 - C.C.P. Paris n° 23 515 48 L  
Service de télécopie

### REDACTION

Orientation technique :

J.-P. Della Mussia

Coordination

E. Codechèvre

Secrétaire générale de rédaction :

Cl. Scheltienne

### PUBLICITE

49, rue de l'Université, 75007 Paris

Tél. (1) 548.52.06.

Directeur de la publicité et du développement :

Ch. V. Parachini.

Chef de publicité :

D. Haussmann

Secrétariat :

Michèle Gloaguen

Chef du Service administratif de la publicité : M. Karady

Représentants exclusifs :

Italie : Luigi Rancati - Milano San Felice Torre 5 - 20090 Segrate - Tél. :

(02) 7531445 - Télex 311010 Orchid I.

Grande-Bretagne : Martin Geerke

-Glenferness Av. 4 - Bournemouth, Dorset - Tél. (0202) 763.719.

### ABONNEMENTS

Service Abonnements EDI-7

90, rue de Flandre

Tél. (1) 200.35.00

75943 PARIS Cedex 19

Tarif : voir page 80

Les noms, prénoms et adresses de nos abonnés sont communiqués à nos services et aux organismes liés contractuellement avec nous. En cas d'opposition motivée la communication en sera limitée aux obligations découlant de l'abonnement. Les informations pourront faire l'objet d'un droit d'accès ou de rectification dans le cadre légal.

Composition :

CADET-PHOTOCOPOSITION

- Paris - 523.09.26 -

Imp. BERGER-LEVRULT - Nancy

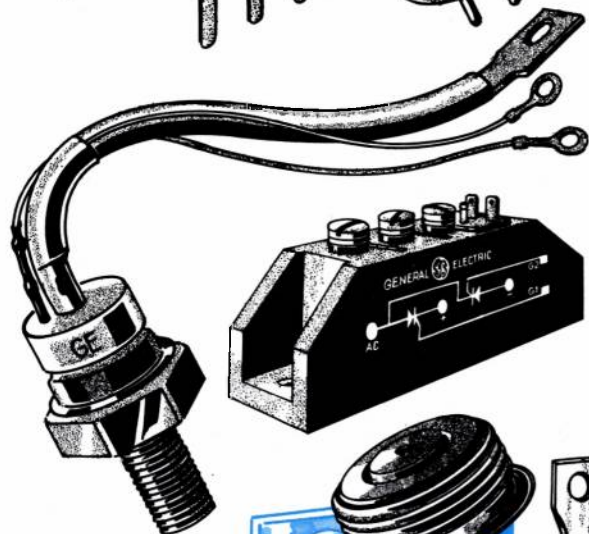
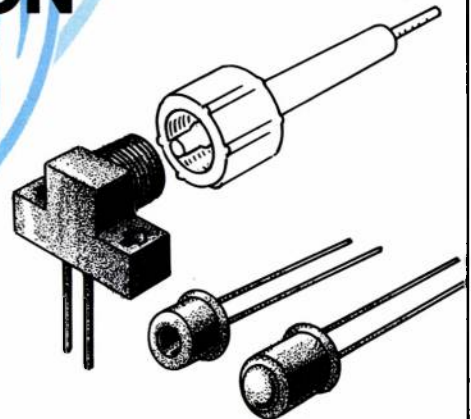
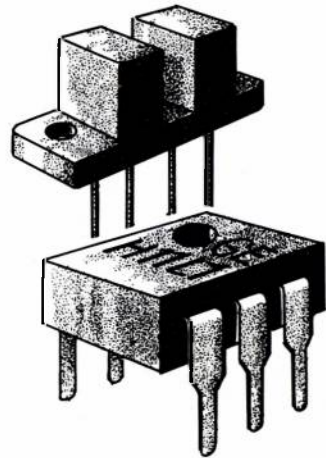
Le directeur de la Publication

Pierre SCHAEFFER

Dépôt légal septembre 1983 - Editeur n° 900 - Com-

mission paritaire n° 61.175.  
SERVICE ABONNEMENTS : EDI-7

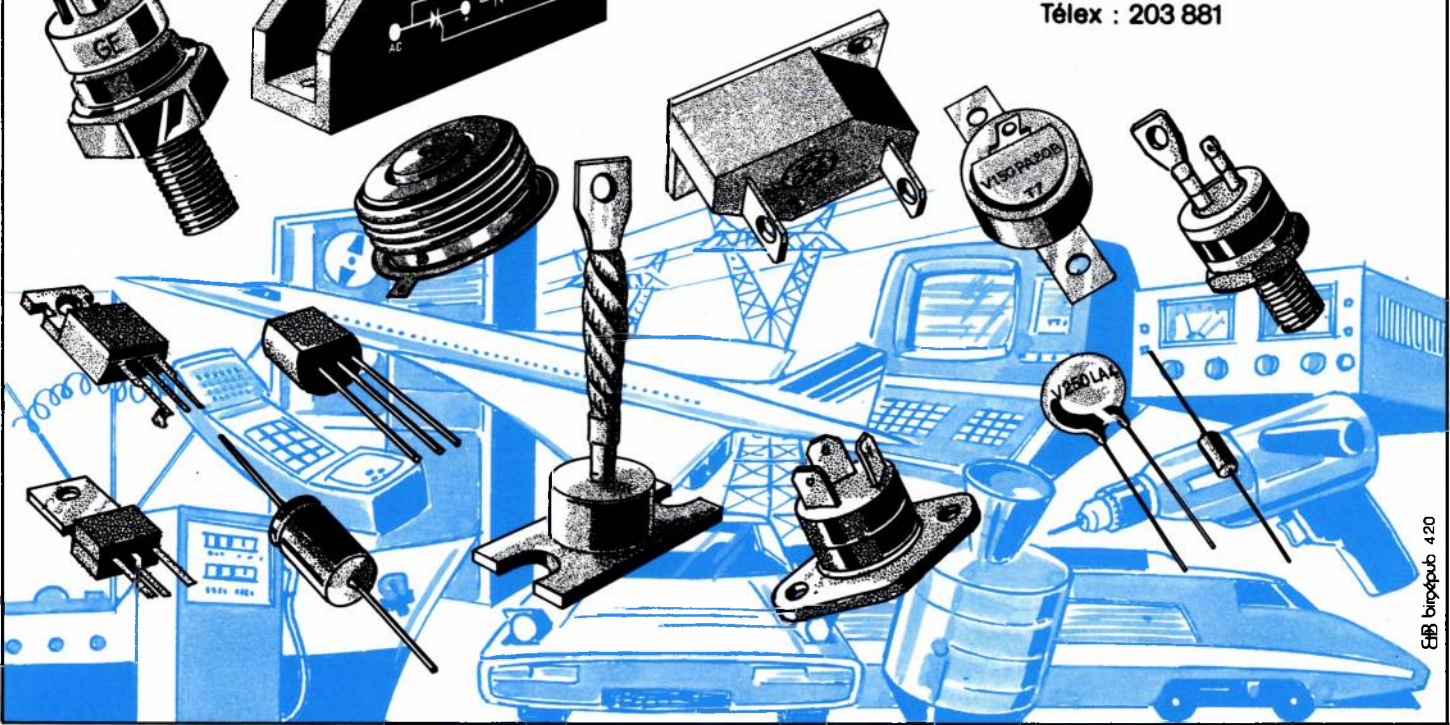
# GEMOV II®. OPTO ÉLECTRONIQUE DIODES • THYRISTORS • TRIACS TRANSISTORS • CONDENSATEURS TUBES ÉLECTRONIQUES INSTRUMENTATION



GENERAL  ELECTRIC

**CCI**

**Distributeur officiel**  
Z.I.- 5, rue Marcelin-Berthelot  
BP 92 - 92164 ANTONY CEDEX  
Tél. : (1) 666.21.82  
Télex : 203 881



EBB birgépub 420

# Affaires à suivre

---

**La manifestation européenne PCI/Motor-con a lieu cette année à Genève du 13 au 15 septembre.** Pour la première fois se tient parallèlement « Autofact Europe », conférence/exposition consacrée à l'automatisation des usines. Les organisateurs sont convaincus que cette association apporte un plus, aussi bien aux visiteurs qu'aux exposants. La vedette de PCI est incontestablement le GTO qui fait l'objet de présentations de la part d'International Rectifier, Mullard, Ansaldo, AEG et l'Institut des machines électroniques d'Allemagne de l'Ouest. Mais beaucoup de conférences ont pour objet d'expliquer comment mieux utiliser les MOS et les transistors bipolaires. Cette conférence aura un net caractère européen : Westinghouse, GE et les fabricants de semiconducteurs japonais n'y font aucune présentation. C'est dommage car l'électronique de puissance est mondiale et l'heure n'est certainement pas à un repli sur l'Europe. Il n'est pas possible non plus de ne pas noter, pour nous Français, que cette manifestation est devenue hors de prix : 360 \$ pour les 3 jours ! Certes, les conférences sont traduites en français, mais tout de même...

**General Electric a commercialisé aux USA ses premiers dispositifs « IGT » (Insulated Gate Transistor) décrits pour la première fois à la manifestation IEDM de décembre 1982.** Leur structure est tout à fait semblable à celle des « COMFET » de RCA (cf article dans ce numéro) : pour les utilisateurs, ils fonctionnent comme des transistors bipolaires, avec entrée MOS ne travaillant qu'en pseudo tout ou rien. Mais leur puce peut admettre 100 A/cm<sup>2</sup> pour les modèles à temps de coupure de 15  $\mu$ s contre 20 A/cm<sup>2</sup> environ pour les transistors bipolaires. (Des versions 0,25  $\mu$ s existent mais elles n'admettent que 10 A/cm<sup>2</sup> ; un autre compromis 1  $\mu$ s/20 A/cm<sup>2</sup> existe). Le premier modèle 600 V/10 A est proposé aux USA à 10,4 \$ à l'unité ; une version 600 V/25 A à 25,5 \$ devrait être proposée courant septembre ; un modèle 1 200 V est à l'étude.

**Importante avance de Siemens en matière de MOS de puissance.** Grâce, entre autres, à l'emploi de technologies submicroniques, Siemens a introduit en août aux USA une famille de MOS intégrés sur une puce de 8 mm<sup>2</sup>, aux caractéristiques identiques à celles des MOS 16 mm<sup>2</sup>, ce qui lui permet de proposer des prix défiant toute concurrence. Aux USA, le BUZ 71A 50 V/0,12  $\Omega$  est ainsi proposé à 1,25 \$ par 100 pièces, le BUZ 72A 100 V/0,2  $\Omega$  à 2 \$, le BUZ 73A 200 V/0,3  $\Omega$  à 2,0\$, le BUZ 76 400 V/1,8  $\Omega$  à 2,19 \$ et le BUZ 74 500 V/3  $\Omega$  à 2,89 \$. Cette évolution confirme ce que la théorie prévoyait : les progrès potentiels en basse tension (inférieur à 100 V) sont encore importants et portent sur des ordres de grandeurs par rapport aux MOS de 1978. En haute tension (au-delà de 400 V) par contre, les progrès se feront % par %. Déjà, entre le BUZ 71A et le BUZ 74, la tenue en tension est multipliée par dix alors que la résistance est multipliée par 25.

**Un MOS 60 V/100 A ! Motorola a introduit en juillet aux USA, sous la référence MTE 100N06, un MOS 60 V/20 m $\Omega$  conditionné dans le boîtier plat à broches fast-on 353 que la société utilise pour ses transistors bipolaires.** Ce transistor fait probablement appel à 3 ou 4 puces MOS de plus faible puissance montées en parallèle, ce qui expliquerait son prix, de l'ordre de 60 \$ par cent pièces.

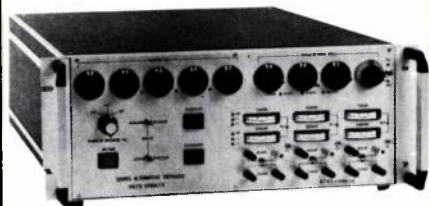
**La toute nouvelle société franco-américaine Texet vient de commencer l'échantillonnage, aux USA, de ses premiers MOS de puissance réalisés pour l'instant en sous-traitance pour la partie diffusion.** la série TX101, qui admet 300 mA, est conditionnée en boîtier TO92. Les séries 60 V-500 V, TX 111, 121 et 131, qui admettent jusqu'à 14 A, sont proposées en boîtier TO220.

**Accord Semikron SGS pour le développement d'une famille de transistors et Darlington, le premier apportant un savoir-faire en matière de boîtier plastique**

# Affaires à suivre



## SOURCE DE PUISSANCE ALTERNATIVE



Puissance 50 VA à 3 kVA  
Fréquence variable 45 Hz à 20 kHz  
Tension de sortie  
variable 0-260 volts  
Sortie mono-di ou triphasé  
Programmable IEEE 488



## ALIMENTATION HAUTE TENSION A DÉCOUPAGE

Tension 6 kV - 12 kV - 24 kV  
Puissance 100 W - 200 W - 400 W  
Alimentation batterie/secteur  
Très faible encombrement



Études et réalisations  
françaises

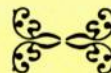
**ATNE**  
**Application des  
Techniques Nouvelles  
en Électronique**

Avenue de l'Atlantique  
Z.A. Courtabœuf - B.P. 78  
91943 Les Ulis Cedex  
Tél. : (6) 928.76.72

BB bipobub 532

isolé à broches en ligne, le Semipack, et le second apportant ses puces. Les premiers éléments développés en commun devraient être commercialisés incessamment. Ils pourront commuter jusqu'à 35 kVA. Ultérieurement seront proposés des éléments 50 kVA.

La construction ferroviaire française (CA : 10,2 milliards de francs en 1982) ne peut plus compter que sur l'exportation. Les livraisons à la RATP et à la SNCF s'acheminent en effet vers une centaine de voitures par an pour la SNCF et 300 par an pour la RATP. A titre indicatif, le projet TGV Atlantique nécessiterait en tout 95 rames TGV. Le 19 juillet dernier, les Ministres des Transports allemand, belge et français se sont réunis pour créer un groupe de travail devant remettre, fin mars 84, un rapport sur une liaison rapide Paris-Bruxelles-Cologne. L'exportation a atteint en 1982 3,8 milliards de francs, soit 37 % du CA. C'est mieux qu'autrefois (10 % du CA en 1950), mais reste insuffisant pour faire vivre la profession.

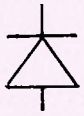


■ D'ici fin 1983, Texas Instruments devrait introduire 48 transistors et Darlingtons simples et complexes, alors que la société a déjà introduit 80 modèles (des secondes sources) depuis le début de l'année. ■ RCA s'apprêterait à introduire une famille de transistors bipolaires 400 V/5 à 15 A dont l'aire de sécurité serait remarquable. RCA ferait appel pour cette famille à une lithographie

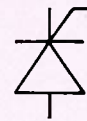
très fine permettant la réalisation d'un transistor cellulaire avec des milliers d'émetteurs. ■ GE devait annoncer sa première famille de MOS de puissance en septembre. ■ Le coût de la nouvelle interconnexion électrique devant relier la France et la Grande Bretagne atteindra 4,5 milliards de francs. Deux tranches seront successivement mises en service pendant les hivers 1984 et 1985.



DIODES



THYRISTORS



# SEMIKRON

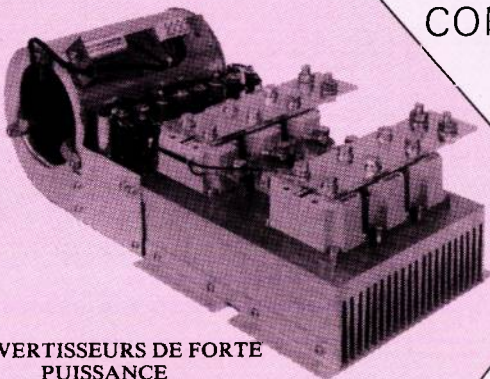
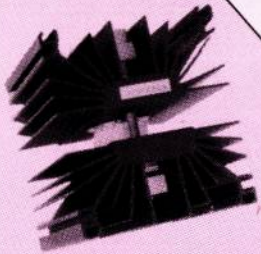
Fabrications Electroniques et Mécaniques

130, route de Cormelles 78501 SARTROUVILLE Tél. (3) 915.10.09 - Télex semikro 698054 F

## INVENTEUR et 1<sup>er</sup> PRODUCTEUR MONDIAL du SEMIPACK

Module surmoulé de puissance à embase isolée

VOUS PROPOSE UNE NOUVELLE  
GAMME ELARGIE DE  
MODULES DE PUISSANCE  
USAGE GENERAL  
OU  
COMMUTATION  
RAPIDE



CONVERTISSEURS DE FORTE  
PUISSANCE  
ADAPTES A VOS BESOINS



≤ 28 A RMS - 1600 V  
rapides ≤ 25 A RMS 15 μs

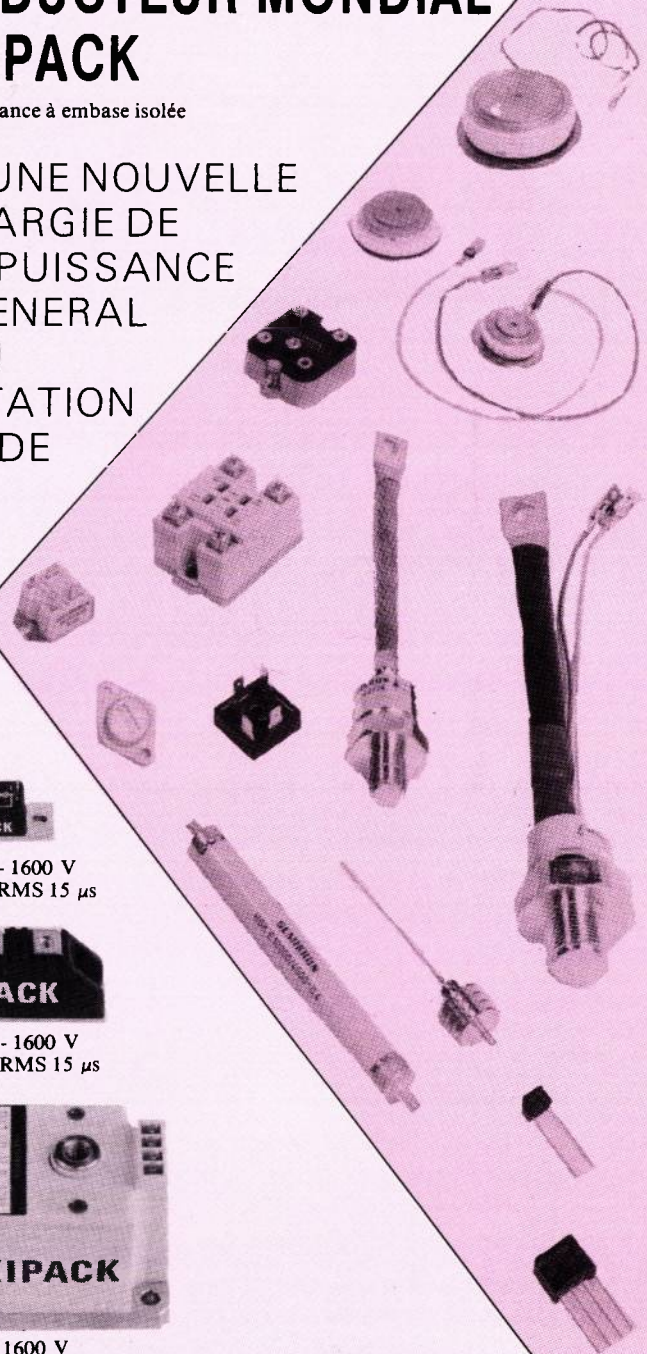


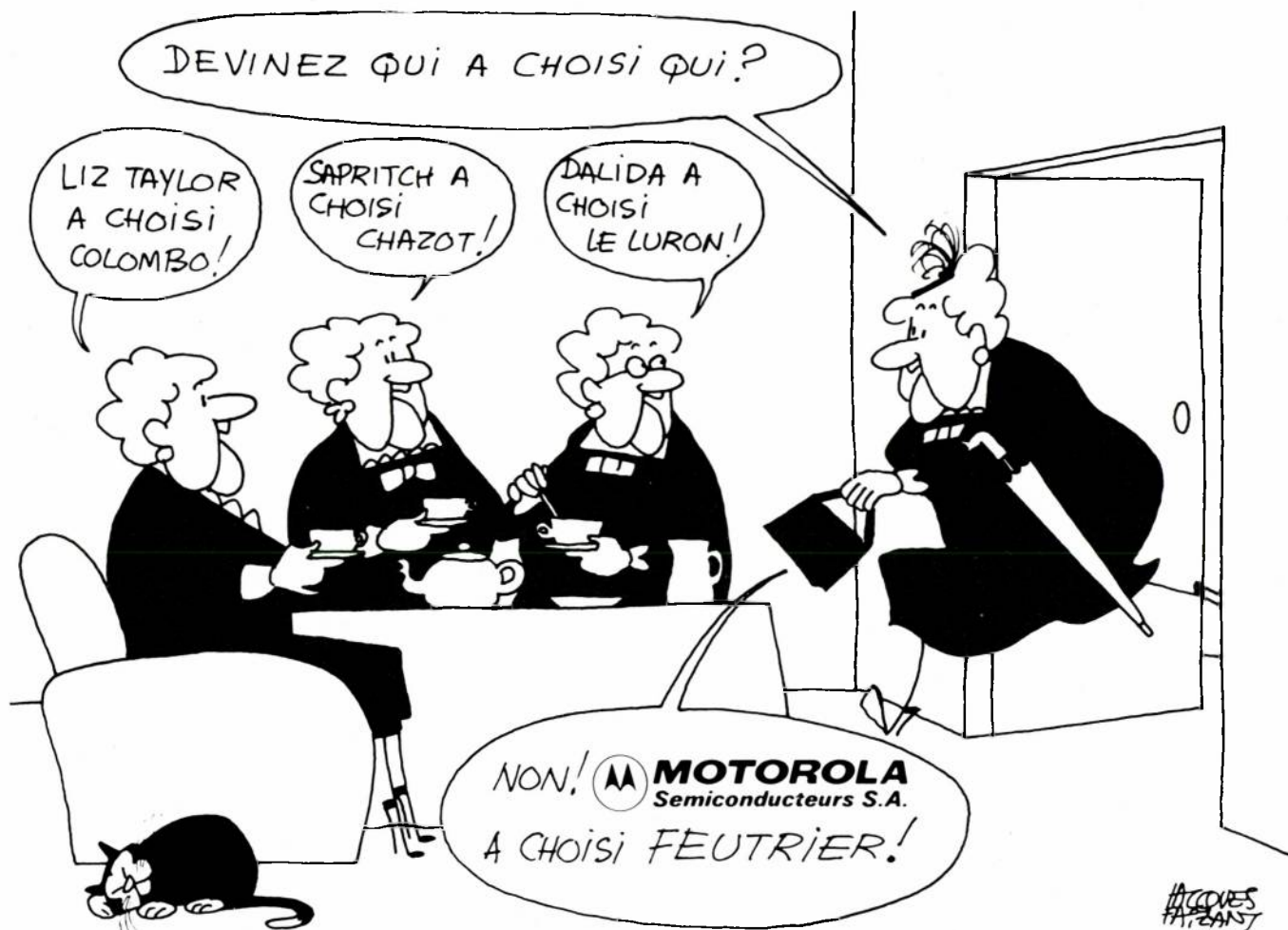
≤ 145 A RMS - 1600 V  
rapides ≤ 120 A RMS 15 μs



≤ 315 RMS - 1600 V  
rapides ≤ 250 A RMS 15 μs

- UNE EQUIPE D'INGENIEURS SPECIALISES PRÊTS A REpondre SANS DELAI A TOUTES VOS DEMANDES
- UN STOCK TRES IMPORTANT DISPONIBLE SUR L'ENSEMBLE DE LA GAMME
- UN SERVICE RAPIDE DE FABRICATION ET DE LIVRAISON
- DOCUMENTATION SUR DEMANDE





**D**epuis douze ans déjà

Douze ans pendant lesquels nous avons développé les produits de MOTOROLA Semi-Conducteurs S.A.

Par exemple en **ELECTRONIQUE DE PUISSANCE** :

Les Darlingtons de puissance (supérieur à 10 ampères), les transistors haute tension, les transistors de puissance, les MOTOROLA TMOS Power FETs, etc., n'ont plus de secret pour nous. Ils n'en auront donc plus pour vous.

Consultez-nous.

Notre objectif : continuer de toujours mieux vous servir, et de vous assister.

INDUSTRIE SERVICE

# Feutrier



LA DISTRIBUTION  
PLUS L'ASSISTANCE TECHNIQUE

<b>Rhône-Alpes</b>	<b>42270 St-Priest-en-Jarez</b>	rue des Trois Glorieuses	Tel (77) 74 67 33 +	Télex 300 021 F
<b>Ile-de-France</b>	<b>92150 Suresnes</b>	8 rue Benoit-Malon	Tel (1) 772 46 46 +	Télex 610 237 F
<b>Provence</b>	<b>13470 Carnoux</b>	avenue Laplace	Tel (42) 82 16 41	
<b>Nord</b>	<b>59350 Saint-André-lez-Lille</b>	13 rue Victor-Hugo	Tel (20) 51 21 33	Télex 120 257 F
<b>Est</b>	<b>67000 Strasbourg</b>	56 rue du Jeu des Enfants	Tel (88) 32 17 17	
<b>Sud-Ouest</b>	<b>31000 Toulouse</b>	89 rue Riquet	Tel (61) 62 34 72	Télex 530 089 F
	<b>33075 Bordeaux</b>	Le Concorde	22 quai Bacalan	Tel (56) 39 51 21
				Télex 540 030 Ref 522
<b>Ouest/Bellion</b>	<b>29219 Brest</b>	Le Relecq-Kerhuon	Tel (98) 28 27 73	Télex 940 930
	<b>44200 Nantes</b>	1 rue Videment	Tel (40) 48 09 44	Télex Iso Bur 710129
	<b>35100 Rennes</b>	10 bis, avenue de Crimée	Tel (99) 51 13 11	Télex 740 468

## La place des composants de puissance dans la filière électronique française

*Les Pouvoirs Publics français soutiennent depuis longtemps des « plans circuits intégrés », l'industrie française des semiconducteurs de puissance. Ces aides provenaient autrefois en particulier des Armées (DRET), des Télécommunications (DAII), du Ministère de l'Industrie (DIELI), et du Secrétariat d'Etat à la Recherche (DGRST).*

*Depuis 1981, on constate une coordination des actions plus marquée qu'autrefois, non seulement entre les Ministères concernés (plus l'AN-*

*VAR), mais aussi en tenant compte des besoins des industries en aval, dans le cadre de ce que l'on a appelé, en France, la filière électronique.*

*Des responsables de cette coordination à la DIELI ont accepté de nous faire un point à ce sujet.*

*Nous espérons pouvoir ultérieurement, préciser plus en détail les actions en cours et les volontés de développement par types de composants.*

L'ÉLECTRONIQUE de puissance est un secteur important, dont les problèmes ne sont pas ceux de l'électronique classique ; son adaptation aux nouvelles technologies ne peut donc pas se faire par une simple utilisation, plus ou moins adaptée, de la microélectronique classique, et ce pour une raison très simple : les circuits intégrés qui sont familiers au grand public : mémoires et microprocesseurs, sont aptes à traiter de l'information ou du signal. Dans le cas présent, il s'agit de traiter de l'énergie, ce que ces circuits sont inaptes à faire au-delà d'un seuil très limité et que seuls des composants de puissance savent faire.

### Un marché mondial de 4,7 milliards de dollars en 1987

L'importance des composants de puissance apparaît d'abord à la lecture des chiffres décrivant le marché qu'ils représentent : en 1982, 650 millions de francs en France, plus de 2 milliards de dollars dans le monde ; en 1987, 1 250 millions de francs en France, 4,7 milliards de dollars dans le monde, soit un taux d'accroissement annuel de 15 % environ.

Elle apparaît ensuite, et plus fondamentalement, quand on examine l'importance de ces composants pour un certain nombre de secteurs aval, dont chacun constitue un volet important de notre industrie. Outre l'électromécanique et

l'électrothermie, il convient de rappeler que :

— Dans l'électronique automobile, si une partie importante des applications — tableau de bord notamment — relève de la microélectronique classique, et prévoit d'utiliser de simples microprocesseurs, le traitement électronique du contrôle moteur, le multiplexage, la gestion de l'énergie embarquées, font et feront appel entre autres à des composants de puissance.

— Tout ce qui concerne le transport et le stockage d'énergie électrique ne peut fonctionner efficacement qu'à l'aide de composants de forte puissance. Qui plus est, une prise en compte correcte des indispensables économies d'énergie à réaliser passe obligatoirement par le développement et la réalisation de nouveaux composants de puissance adaptés et performants.

— Le maintien de fortes positions à l'exportation pour l'industrie française de la traction électrique et de l'automobile, dépend en grande partie de la libre disposition des composants nécessaires sur le sol national.

### 1983-84, années charnières

Puisqu'il est acquis que l'industrie française ne peut, sous peine de graves dommages, négliger son électronique de puissance, il convient d'examiner les atouts dont dispose actuellement notre pays et la meilleure manière de les mettre en valeur.

\* Les sous-titres sont de la rédaction.

Tout d'abord, quelle est la situation actuelle de l'industrie française des composants de puissance ? A première vue, elle est bonne puisqu'au vu des chiffres 1982, le taux de couverture par la production française est égale à 120 % et la balance export/import est égale à 1,4.

— La bonne tenue globale de l'industrie est essentiellement le fait des transistors, c'est-à-dire de la catégorie de composants de puissance pour laquelle, à l'heure actuelle, les évolutions technologiques sont les plus importants (DMOS-GTO). Or, c'est à l'occasion de ces changements technologiques qu'une remise en cause des positions acquises est la plus facile.

— Le marché français va représenter une part de plus en plus réduite du marché mondial, ce qui veut dire que les industriels français devront, de plus en plus, se battre à l'exportation, en partant d'un marché national réduit.

— Le lancement du plan « circuits intégrés » en 1978 a eu pour conséquence de concentrer les efforts de soutien de la R et D sur la microélectronique. Les composants de puissance ont alors souffert, pendant plusieurs années, d'une réduction de leurs activités de recherche et de développement, et les résultats commencent malheureusement à se faire sentir.

Cette industrie, encore en bonne santé, repose sur un petit nombre d'entreprises, mais ne dispose tant dans les organismes de recherche qu'auprès des Pouvoirs Publics, d'un appui considéré excellent mais limité : la qualité sans la quantité, en quelque sorte.

En effet, si certains laboratoires universitaires français font autorité au niveau mondial, les moyens dont ils disposent ne sont pas toujours, loin s'en faut, à hauteur de leurs remarquables compétences ; qui plus est, là comme ailleurs, d'autres sujets, comme les composés III-V, par exemple, sont considérés comme plus attractifs et plus prometteurs, ce qui ne contribue pas à renforcer l'attrait de la puissance pour de jeunes chercheurs. Et pourtant, rares sont les secteurs où les phénomènes à étudier, à comprendre et à maîtriser se situent au carrefour de plusieurs disciplines ; en effet, pour faire de bons composants de puissance, il faut à la fois être un bon électronicien et un bon physicien. Mais peut-être est-ce la difficulté des problèmes qui rebute un certain nombre de candidats.

Du côté des acteurs publics, qui englobent, non seulement les administrations, mais également les organismes acheteurs directs ou indirects d'électronique (EDF, RATP, SNCF, notamment), la situation est contrastée. Les efforts consentis dans le passé, qu'ils portent sur des actions ponctuelles, comme dans les anciens comités DGRST, ou sur des plans d'ensemble, comme sur la forte puissance, ont souvent été effectués dans un cadre purement « composants » d'où la dimension « Filière Electronique » était exclue. En particulier, il n'existe aucune coordination formelle entre le développement

des équipements et celui des composants correspondants. L'industrie française est donc, de ce fait, très loin de tirer parti autant qu'elle le pourrait de la bonne situation technique et commerciale de certains secteurs (traction électrique notamment) et les synergies qui devraient y exister sont étrangement absentes.

## Des actions à entreprendre

Face à cet enjeu et à cette situation, que faire ?

Tout d'abord, il faut affirmer l'importance de la microélectronique de puissance. Cette importance a été clairement reconnue par la DIELI qui a mis en place des programmes d'actions « COMPOSANTS » couvrant les secteurs les plus importants de cette activité, dans le cadre plus général du Programme d'Action Filière Electronique. Cette politique repose sur une volonté délibérée de prendre en compte l'environnement global de chaque activité, avec, outre ses problèmes propres, ses débouchés et ses fournisseurs.

En somme, il s'agit — et cette constatation est tout à fait valable pour les composants de puissance — de mettre en œuvre toutes les synergies nécessaires, vers l'aval comme vers l'amont.

Synergies vers l'amont tout d'abord. Si certaines positions techniques sont aujourd'hui fortement menacées, c'est parce que certains industriels étrangers ont su faire bénéficier rapidement la microélectronique de puissance des formidables progrès technologiques réalisés dans les circuits intégrés, notamment au niveau des équipements de production. Le MOS de puissance, qui est à cet égard un exemple particulièrement significatif, a nécessité, outre des recherches spécifiques (calculs de structure par exemple), la mise en œuvre d'équipements de pointe primitivement développés pour d'autres composants, en particulier les circuits intégrés MOS.

Sur le plan de la recherche universitaire et CNRS, il faut reconstituer d'urgence le tissu des compétences sans lequel il n'y a guère d'avenir possible. Ceci devra être réalisé en favorisant la création de pôles de recherches tant dans le domaine conception et réalisation de nouvelles structures que dans le domaine applications de ces nouveaux produits. Des crédits suffisants seront dégagés afin de doter ces entités de moyens technologiques, de moyens de conception et de caractérisation leur permettant de réaliser les recherches nécessaires à la réalisation de nouveaux composants.

Synergies vers l'aval ensuite, grâce à une participation très nettement accrue des utilisateurs « naturels » des composants de puissance. Ceci nécessite à la fois un changement d'état d'esprit et une modification des moyens d'action. Il ne paraît pas normal en effet, que la mise au point d'un nouveau convertisseur, d'un allumage électronique, se traduise purement et simple-

ment, pour le fabricant français de composants, par la nécessité de recopier aussi vite que possible la dernière découverte technologique en provenance des USA ou du JAPON. Qui plus est, il n'est pas certain que ce choix soit la meilleure solution pour le fabricant d'équipements. L'industrie française a donné, par le passé, suffisamment de preuves de sa capacité à développer des composants originaux, performants et compétitifs, y compris à l'exportation, pour qu'on lui accorde au moins le bénéfice du doute, et que l'on accepte de travailler avec elle, de façon coordonnée.

En conséquence, une modification des moyens d'actions est nécessaire, notamment, pour ce qui concerne les structures de financement. Plutôt que d'inciter directement le fabricant de composants à développer un produit, en lui laissant la charge de le placer sur le marché, la DIELI propose d'associer dans des projets communs de recherche les fabricants et les utilisateurs dans le cadre de contrats uniques comportant des engagements réciproques.

C'est pourquoi, indépendamment des efforts consentis pour les composants de puissance, les Pouvoirs Publics ont décidé de favoriser des projets coordonnés.

## Une ouverture européenne nécessaire

En conclusion, il apparaît nécessaire, tout d'abord, de modifier la profondeur et la qualité des rapports entre les fabricants et les utilisateurs afin de mieux utiliser de cette manière, les moyens actuels, matériels et humains, de l'industrie française de la microélectronique de puissance. C'est une première étape, mais elle n'est pas suffisante.

Pour pouvoir, à moyen terme, rester présent sur un marché où le poids des investissements et le montant minimum d'efforts à accomplir vont s'accroître énormément au cours des prochaines années, une stratégie purement nationale, appuyée sur un marché français limité, n'est plus suffisante. Il faudra pendre en compte la dimension européenne et réaliser que le marché européen est un marché porteur. Des accord européens, de portée limitée, ou générale, selon le cas, devront être négociés.

Jean-Louis TESZNER  
Bernard KERVILLA

## PERFORMANCES ÉLEVÉES BOITIER TRÈS RÉDUIT

### MOSFETs de puissance en technologie HEXFET®\*

Les nouveaux transistors I.R.  
sous boîtier TO 39 réduit : **TO 205 AF**  
répondent aux normes MIL et CECC

Tensions de 60 à 500 V en canal N  
Tensions de 60 à 200 V en canal P

\*Commutation ultra-rapide  
Faible puissance de commande  
A Q L 0,04 %

FABRICATION CEE



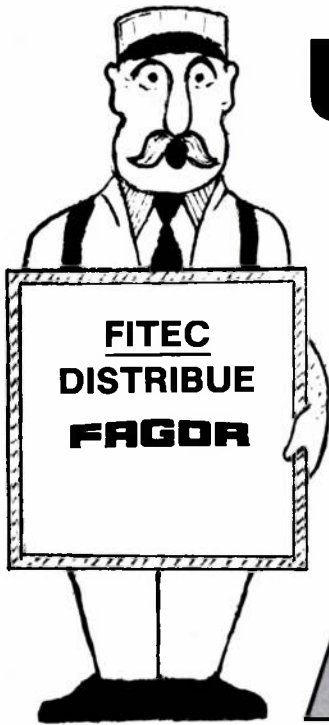
2N 6796 100 V 0,18  $\Omega$  canal N

2N 6851 200 V 0,8  $\Omega$  canal P

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE



17, boulevard Arago - Z.I. de VILLEMILAN - 91320 WISSOUS - Tél. : (6) 920.70.50 - Télex : 600 943



# UNE BONNE NOUVELLE A COLPORTER !

*FITEC est distributeur agréé de FAGOR.  
FAGOR fabrique des diodes (Zener, de redressement et redressement rapide) ainsi que des ponts redresseurs silicium allant de 1 à 10 A.*

*Spécialiste des composants actifs, FITEC ne se soucie pas uniquement de vos approvisionnements. Il prend votre nomenclature en charge et met à votre disposition un service d'étude et de réalisation de cartes et d'ensembles testés.*

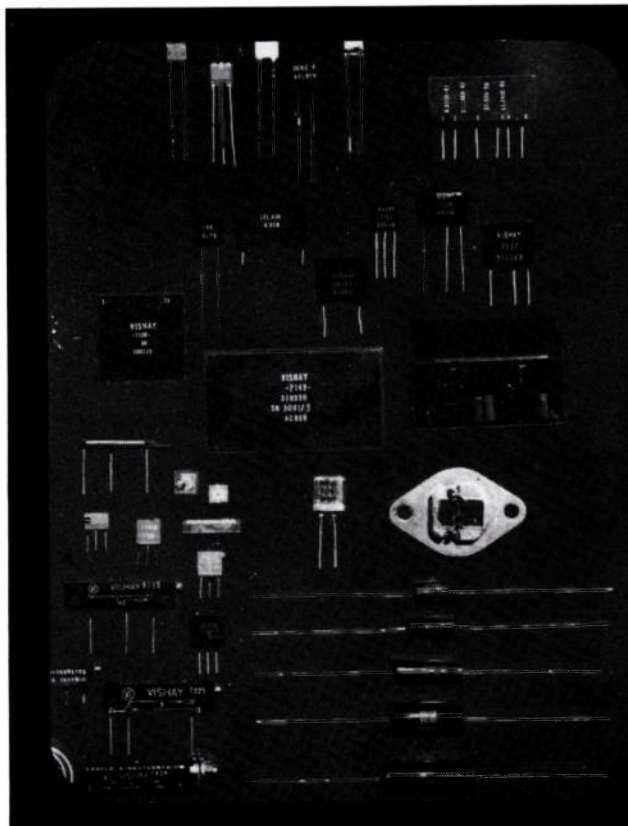
*Renseignez-vous !*



G. Nebut Conseils (3) 451.12.50

## FITEC

156, rue de Verdun  
92800 Puteaux  
Tél. : (1) 772.68.58  
Télex : 630 658 F



# VISHAY

## Mann Components Ltd.

**2 NOMS DANS LE DOMAINE  
DU COMPOSANT RESISTIF  
UNE SEULE SOCIETE  
POUR MIEUX VOUS SERVIR**

- RESISTANCES : Technologie métal massif et bobiné
- RESEAUX DE RESISTANCES
- POTENTIOMETRES TRIMMERS

## VISHAY-MICROMESURES

98, bd Gabriel-Péri  
BP 51-92242 Malakoff Cédex  
France - Tél. : (1) 655.98.00

# TOUT EN UN...

NOYAUX MAGNETIQUES POUR ALIMENTATION A DECOUPAGE



## FERRITES

- Transformateurs d'impulsions
- Selfs
- Filtres
- Transformateurs de sortie

## TORES A RUBAN ET CIRCUITS COUPES

- Amplificateurs magnétiques
- Drivers
- Convertisseurs
- Selfs saturables

## TORES EN POUDRE DE MOLYPERMALLOY

- Selfs de lissage
- Bobines Pupin
- Selfs à coefficient de qualité important
- Transformateurs avec composante continue importante



REPRESENTANT EXCLUSIF

**BFI** Electronique

9, RUE YVART, 75015 PARIS - 533.01.37 +

ADR. TELEGRAPHIQUE : BEFFI PARIS  
TELEX : BEFFI PARIS 204425

■ Les spécialistes de l'AFNOR viennent de mettre au point deux normes de vocabulaire P 50-101 (partie I généralités), P 50-102 (partie II capteurs solaires à conversion thermique). La première définit les grandeurs énergétiques de base liées au rayonnement (flux énergétique, luminance, émittance etc.). La seconde porte uniquement sur les capteurs solaires. Elle circonscrit les différents types (capteur plans, capteur à concentration, à renforcement, etc.) et les principaux composants (couverture transparente, absorbeur, fluide colporteur...) de ces matériels.

## ■ Publications UTE

UTE C83-251 additif du 1<sup>er</sup> février 1983 ; composants électroniques ; potentiomètres de réglage à commande par vis.

UTE C83-253 additif du 1<sup>er</sup> janvier 1983 ; composants électroniques ; potentiomètres rotatifs monotour à faible dissipation.

UTE C83-811 additif du 3 février 1983 ; composants électroniques ; diodes régulatrices de tension et diodes de référence.

UTE C93-110 additif du 10 avril 1983 ; composants électroniques ; condensateurs fixes électrolytiques à l'aluminium.

UTE C93-253 additif du 4 mars 1983 ; composants électroniques ; potentiomètres d'ajustement non bobinés et résistances ajustables non bobinées.

## ■ Publications CEI

N° 762 « Fils en alliage d'aluminium pour conducteurs électriques utilisés dans les câbles de télécommunication à isolation polyoléfine.

N° 115-4-1/QC 400201 ; spécifications particulières ; cadre s'appliquant aux résistances fixes de précision à niveau d'assurance E.

N° 115.5-1/QC 400301 ; spécifications particulières ; cadre s'appliquant aux résistances fixes de puissance à niveau d'assurance E.

Ces deux publications qui complètent celles référencées 115-4/CQ 400200 et 115-5/CQ 400 300 publiées en 1982 portent sur les questions suivantes :

- données d'intérêt général pour l'utilisation des résistances
- dimensions, montages, valeurs nominales, caractéristiques, marques, commandes commerciales
- contrôles d'homologation.

## Electronique de puissance — La régulation par la pratique.

Par Jean FRINDEL. *Educavivre*. 32 rue de Grenelle, 75007 Paris.

Ce livre est destiné aux jeunes des écoles techniques ainsi qu'à la formation continue.

Jean Frindel s'est efforcé de s'appuyer sur l'expérience et la pratique sans trop entrer dans les développements mathématiques. L'analyse des schémas de régulateurs, variateurs et onduleurs, par sous-ensembles aisés à étudier et à expérimenter, facilite grandement l'explication des systèmes étudiés.

## Composants aérospatiaux Filotex

Filotex, 140-146 rue E. Delacroix, 91210 Draveil

Ce document réalisé à l'occasion du dernier salon de l'aéronautique présenté la gamme des fils, câbles et coaxiaux spécialement développés pour les applications aérospatiales et indique pour chaque type, les normes françaises ou US auxquelles il satisfait.

## Catalogue Power Mosfet Unitrode 1983/1984.

Distribué en France par SPETE-LEC. Tour Europe Belle Epine. Rungis Prinsipal Cedex All

Ce catalogue de 300 pages présente les caractéristiques des 188 produits MOSFET Unitrode.

## Guide de blindage

Société Jacques DUBOIS. 82 rue Auguste Badin BP II. 76360 Barentin.

Le guide de blindage publié par la société Jacques Dubois aide à déterminer les caractéristiques physiques auxquelles le blindage doit satisfaire et par la même à choisir le matériau à employer pour réaliser les joints des enceintes blindées. Sont également détaillés dans ce guide de la nature, et les caractéristiques de construction et d'atténuation de chaque matériau proposé par cette société.

## Catalogue des joints de blindage Knitex.

Knitmesh Ltd Sanderstead Station Approach South Croydon CR20YY Surrey England

Ce catalogue en anglais présente la gamme de joints de blindage RFI-EMI en fil tricoté et les cages de Faraday en toile métallique fabriqués par la société anglaise Knitmesh. Une part importante est consacrée aux conditions d'emplois indispensables pour réaliser des blindages efficaces.

## Catalogue Alphawire

Distribué par ISC France. 28 rue de la Procession 92150 Suresnes BP 118

Ce catalogue de 68 pages en français comporte les sections suivantes :

- Câbles pour télécommunications
- Câbles pour instrumentation
- Fils et câbles pour thermocouples
- Fils de câblage
- Gaine thermorétractable
- Tresse métallique.

## CALENDRIER

### Septembre 83

■ 21 et 22 septembre 1983 - Nancy  
Machines électriques et techniques de pointe. — Renseignements : M. Thollot, groupe SEE Est ; maison de l'Innovation 93, rue de Metz, 54042 Nancy Cedex ; tél. : (8) 337.45.58.

■ 6 octobre 1983. — Gif-sur-Yvette  
La foudre et les réseaux électriques. — Renseignements : SEE,

48, rue de la Procession, 75724 Cedex 15 ; tél. : 567.07.70.

■ 10 au 12 octobre 1983. — Liège (Belgique)

Journées Internationales d'Etude sur l'Utilisation des semiconducteurs de puissance en électrotechnique. — Renseignements : Mme Lacrosse, Secrétariat administratif de l'AIM, rue Saint Gilles, 31 B 4000 Liège ; tél. 41/22.29.46.

### Novembre 83

■ 14 au 18 novembre 1983. — Paris Nord-Villepinte

Salon International des Composants Electroniques 83. — Rensei-

gnements : SDSA 20, rue Hamelin, 75116 Paris ; tél. : 505.13.17.

■ 25 novembre 1983. — Clermont-Ferrand

Arc électrique et utilisation thermique de l'électricité dans l'industrie. — Renseignements : Secrétariat SEE, groupe Auvergne, LERM, 24 avenue des Landais, BP 45, 63170 Aubière.

### Avril 84

■ 10 au 13 avril 1984. — Hambourg (RFA)

Intermag (International Magnetism Conference). — Renseignements : Walter E. Proebster, IBM Deutschland 7030 Boeblingen (RFA).



# CONDENSATEURS THOMSON

PUISSANCE, HAUTE TENSION.

Je modèle mon énergie...

Les condensateurs de puissance et de haute tension LCC, par des technologies spécifiques à chaque forme de conversion d'énergie, m'apportent la solution appropriée.

J'utilise pour le stockage, le filtrage (200 joules/litre) et la commutation forcée, les diélectriques papier et film plastique secs ou imprégnés de LCC.

Pour l'émission et le chauffage industriel jusqu'à plus de 100 MHz et 2 M Var, les diélectriques céramique LCC mono ou multicouche.

A la pointe des technologies l'équipe de recherche de LCC étudie mes demandes spécifiques et réalise le condensateur répondant à l'exigence de mes circuits.

Une véritable assurance-qualité.

LE SENS DE LA QUALITE



**THOMSON**  
COMPOSANTS

**THOMSON-CSF** LCC-CICE CIE EUROPEENNE DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES - Département CONDENSATEURS  
Services Commerciaux FRANCE : 101, bd Murat - 75016 Paris - Tel. : (1) 743.96.40 - Telex : TCSF 204780 F

**RÉGION PARISIENNE**

COPEL  
BUC  
Tel. : (3) 956.10.18

GEDIS  
BOULOGNE  
Tel. : (1) 604.81.70

MONNAIE  
Tel. : (47) 52.96.07

THOMSON-CSF COMPOSANTS  
DISTRIBUTION (T.C.C. DIS)  
VILLEJUIF  
Tel. : (1) 677.81.71

**RÉGION EST**

SELFCO  
STRASBOURG  
Tel. : (88) 22.08.88

**RÉGION SUD-OUEST**

SODIMEP  
TOULOUSE  
Tel. : (61) 52.01.21

BORDEAUX  
Tel. : (56) 39.93.42

**RÉGION OUEST**

BELLION ELECTRONIQUE  
LE RELECQ KERHUON  
Tel. : (98) 28.03.03

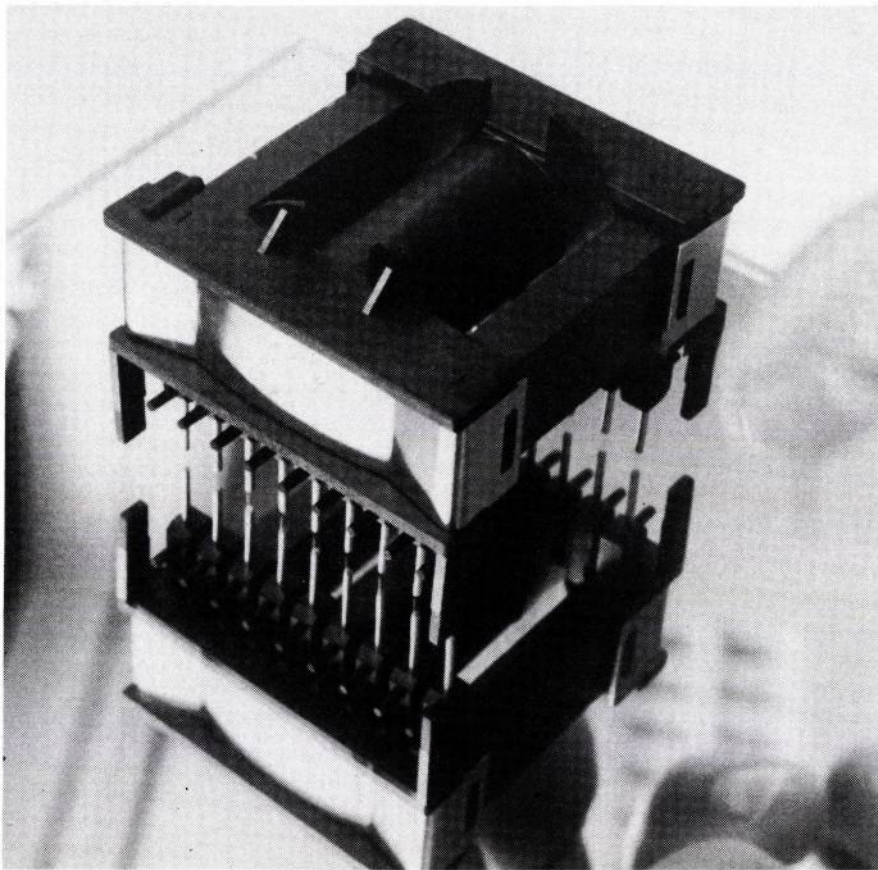
**RÉGION SUD-EST**

SEDRF  
LA TRONCHE  
Tel. : (76) 90.71.18

SAINT-ETIENNE  
Tel. : (77) 32.80.57

VILLEURBANNE  
Tel. : (7) 868.30.96

S.R.D.  
LES PENNES MIRABEAU  
Tel. : (42) 02.91.08



## COMPOSANTS ACTIFS

### Un circuit PWM jusqu'à 800 kHz (photo 4)

*Siliconix* a commencé l'échantillonnage du PWM le plus rapide du marché, pour la commande des transistors MOS dans les alimentations à découpage.

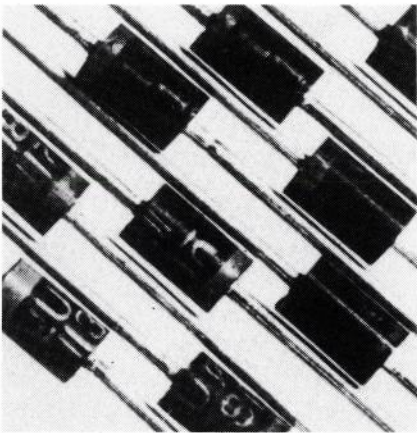
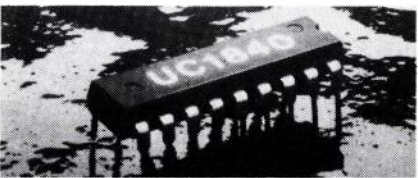
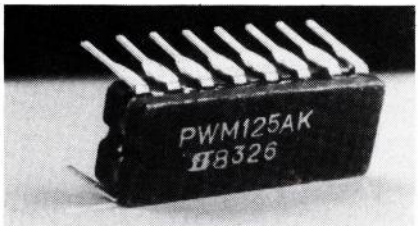
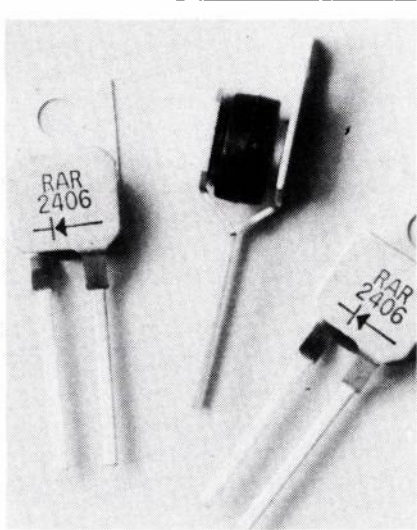
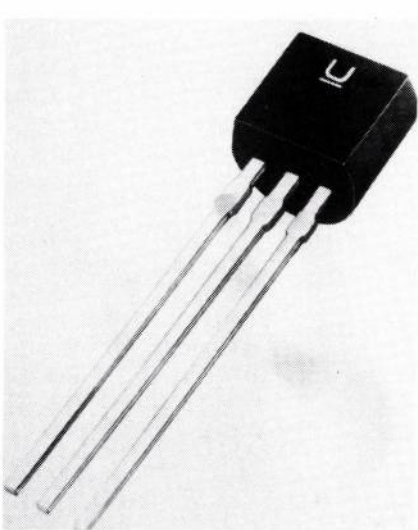
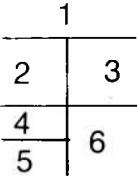
Le circuit PWM 125 génère des trains d'impulsions avec un « *deadtime* » typique fixé à 100 ns. Parce que ce *deadtime* est de seulement 1/5<sup>e</sup> de ceux des autres circuits du même type, il apporte des avantages significatifs dans la conception des alimentations. Premièrement, la fréquence de l'oscillateur s'est accrue jusqu'à 800 kHz min., permettant une réduction considérable en poids et volume des éléments de filtrage. Deuxièmement, ce faible *deadtime*, accroît la plage de régulation du courant de sortie.

Environ 2 000 composants intégrés sur le chip réalisent les fonctions d'amplificateur d'erreur, de bascule, d'oscillateur, de PWM et de régulateur de tension de précision.

Les étages de sortie en totem-pôles permettent une commande efficace des MOS canal N de commutation, en particulier grâce à leur capacité en courant élevée ( $\pm 100$  mA) et leur faible tension de déchet à l'état bas.

Le PWM 125 offre, en outre, de faibles courants de « *cross-over* » et maintient des impulsions de 10 % typique jusqu'à 500 kHz. La référence de tension intégrée de 5,1 V, ajustée à  $\pm 1$  % est incorporée au réseau de mode commun de l'amplificateur d'erreur, éliminant de ce fait, tout besoin de diviseur résistif ou potentiomètre extérieur.

Les fonctions accessibles sur les connexions de sortie assurent une grande souplesse d'utilisation.



Un réseau RC externe détermine la fréquence de découpage, dans une plage s'étendant de 100 à 500 kHz. Une borne permet la synchronisation d'un ou plusieurs circuits entre eux ou sur un même système d'horloge. Des fonctions « soft start » et « shutdown » permettent une montée progressive en puissance et une protection efficace. Ces fonctions sont aussi contrôlées par un détecteur de sous-tension.

Un autre élément unique du PWM 125 est son réseau de bascules « latch » en sortie du comparateur.

Ce système permet le blocage des sorties en cas de fin prématurée, pour quelque raison que ce soit, d'une impulsion. En effet les « latch » sont remises à zéro à chaque impulsion d'horloge.

Le 5 V interne est régulé à mieux que 10 mV dans toute la plage d'alimentation en tension (8 à 35 V). Des charges absorbant jusqu'à 20 mA peuvent être connectées sur cette référence.

Le PWM dissipe jusqu'à 1W à 25°C et est disponible dans les trois gammes de température - 55, + 125°C, - 25, + 85°C, 0 + 70°C.

## Régulateurs de tension négative réglable

Les régulateurs linéaires à 3 broches série L 137 proposés par *Motorola* sont des circuits faciles à utiliser et ne nécessitent que deux résistances pour fixer la tension de sortie désirée. Une protection totale, comprenant la limitation du courant de sortie, la protection thermique et celle de l'aire de sécurité, reste efficace même si la broche permettant de fixer la tension de sortie n'est pas connectée.

Cette série convient à une grande variété d'applications comprenant notamment la régulation locale, sur carte, en fonctionnement flottant pour les hautes tensions, ou la génération précise de courant au moyen d'une seule résistance extérieure.

La tension entrée/sortie est de 40 V max ; la tension de sortie est réglable entre - 1,2 V et - 37 V, le courant disponible est de 1,5 A (LM 137) ou 0,5 A (LM 137 M), la plage de température de fonctionnement est comprise entre - 55°C et + 150°C. Selon le courant de sortie et la température

d'utilisation ces régulateurs sont encapsulés en boîtiers TO 39, TO 3, TO 66, ou TO 220.

## PWM programmable (photo 5)

*Unitrode* annonce le UC 1840, un contrôleur de modulation en largeur d'impulsion programmable, assurant le contrôle séquentiel des performances d'une alimentation dans toute les conditions de fonctionnement, normales ou non.

En plus des fonctions de démarrage et de régulation habituelles, ce circuit offre une protection intégrée contre les surtensions, sous-tensions et courants excessifs, de plus un défaut quelconque provoque l'arrêt complet, avec possibilité de blocage ou de remise en route automatique. Dans le mode bloqué, le contrôleur peut être remis en marche ou arrêté au moyen d'instructions extérieures, sous forme d'impulsions ou de signaux stables.

## Circuits Darlington intégrés (photo 2)

*Unitrode* a développé une série, U2TA606/8/10, de circuits Darlington monolithiques intégrant une résistance de polarisation et une diode de protection dans un boîtier économique T092.

Ces circuits occupent un espace restreint sur les cartes de circuits imprimés et permettent une notable réduction des coûts.

Le courant crête est de 3 A et les tensions de claquage sont échelonnées de 60 à 100 V.

## Diodes Schottky à sorties axiales (photo 6)

*Unitrode* propose les diodes IN5817/18/19 présentées dans un boîtier à sorties axiales semblables au boîtier JEDEC 4041, caractérisées par une faible chute de tension directe (0,45 V) et un courant de fuite de 1 mA à 25 °C pour 10 mA à 100 °C.

Ces redresseurs particulièrement adaptées aux convertisseurs travaillant à fréquence élevée, à l'utilisation en diode de « roue libre » ou comme diodes de protection d'inversion de polarité.

## Un redresseur 24 A en boîtier similaire au DO 220 (photo 3)

*General Instrument* propose un nouveau type de redresseur 24 A moyen, jusqu'à 600 V.

La série AR 2400 à AR 2406 est réalisée à partir de diodes bouton, soudées entre deux pièces métalliques permettant de les fixer sur un refroidisseur et de réaliser les connexions électriques, formant un boîtier dont l'implantation est identique à celle du DO 220.

Cette technologie permet de tripler le courant habituellement redressé dans ce type de boîtier et d'atteindre ainsi de façon particulièrement économique les performances des boîtiers DO 4 ou DO 5.

La mise en parallèle de nombreux boîtiers s'obtient facilement par implantation sur circuit imprimé. Les applications sont les alimentations, la soudure, les chargeurs de batterie et, en général, les circuits pour lesquels le prix de revient est d'importance primordiale.

## COMPOSANTS PASSIFS

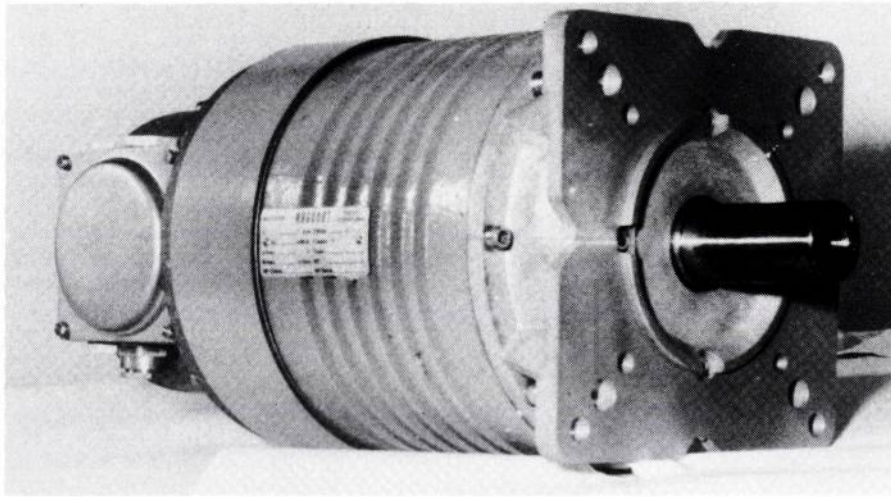
## Circuits magnétiques pour alimentations à découpage (photo 1)

*Siemens* propose une série de noyaux en E et leurs accessoires particulièrement adaptés aux composants bobinés des alimentations à découpage.

A puissance égale, ils sont plus petits et plus légers et les pertes du matériau utilisé (Siferrit N 27) pour les fréquences de découpage de 20 kHz à 150 kHz sont faibles jusqu'à 80 °C. La carcasse en matière autoextinguible (norme UL94VO) porte les broches permettant des sorties multiples et une bonne séparation des connexions secteur, sa conception se prête à l'insertion automatique et permet à l'utilisateur de réduire les frais de bobinage.

Ces circuits existent en quatre tailles : 34, 39, 44, 49.

# PRODUITS NOUVEAUX

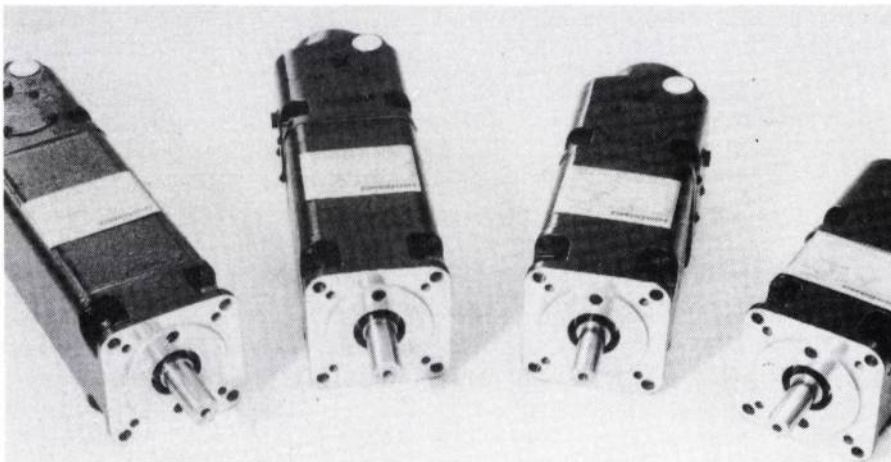


## Transformateurs toroïdaux

Le département composants professionnels de *Ferranti* complète sa gamme de transformateurs toroïdaux.

Selon *Ferranti*, ses transformateurs d'alimentation toroïdaux de la série 50/60 Hz offrent une plus grande efficacité électrique et volumétrique, un moindre champ de fuite magnétique et sont plus silencieux que les types de construction conventionnelle tôlés.

Ils sont équipés de fixation résilientes en caoutchouc. En plus de la gamme standard, ils peuvent être réalisés sur spécifications particulières. La gamme de puissance est comprise entre 0,01 et 1,5 kVA à une température 30°C. Ils répondent à la norme britannique BS 9720 ainsi qu'aux spécifications européennes CENELEC.

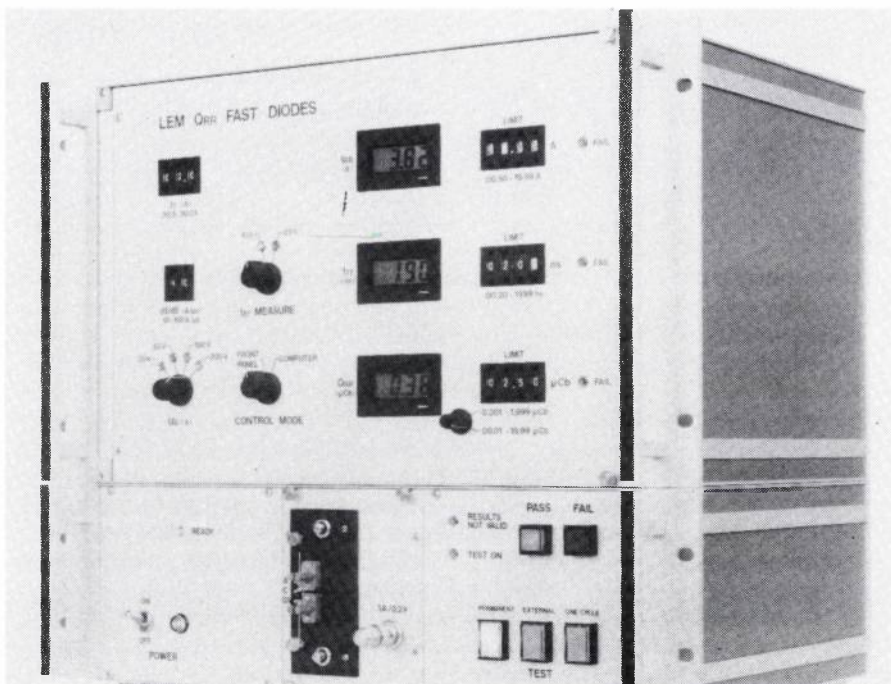


**COMPOSANTS  
ELECTRO  
MECANIQUES**

## De nouvelles performances pour les moteurs d'asservissement (photo 8)

L'utilisation d'aimants samarium Cobalt a d'une façon générale considérablement amélioré les performances des moteurs d'asservissement en ce qui concerne le rapport masse/couple et l'accélération.

La société *Contraves* a ainsi développé une famille de moteurs faisant appel aux aimants à terre



- 7
- 8
- 9

# PRODUITS NOUVEAUX

rare (série 400) pour laquelle une étude très poussée de la forme et de la constitution du circuit magnétique a permis d'atteindre des performances exceptionnelles. La forme extérieure carrée du circuit magnétique permet en effet une meilleure répartition du flux magnétique et une plus grande surface d'échange thermique. Quatre moteurs sont proposés dont les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Couple nominal	Nm	3,39	8,14	12,2	16,3
Couple impulsional	Nm	30,51	61	96	12,2
Accélération au couple impulsional	Rad/sec <sup>2</sup>	20.000	20.000	20.000	20.000
Résistance thermique	Rth°C/Watt	1,8	1,1	0,75	0,60
Poids	kg	6,3	7,8	10	11,8

## Une série de moteurs à terres rares (photo 7)

*Auxilec* présente une série de moteurs d'asservissement à génératrice intégrée qui, grâce à l'utilisation d'aimants sanarium cobalt, offrent un rapport couple/masse élevé.

Ces moteurs sont proposés dans une plage de couple comprise entre 0,25 et 75 Nm et selon les types les vitesses vont de 650 à 10 000 tr/mn.

## INSTRUMENTATION

## Diodemètre pour redresseurs rapides (photo 9)

La société suisse *Liaisons Electroniques Mécaniques S.A.* propose un diodemètre permettant la mesure des caractéristiques de recouvrement des diodes rapides avec un courant de 20 A. Cet équipement comprend :

— un générateur avec variation du courant appliqué IT (0,5 à 20 A) indépendante de la vitesse de coupure di/dt (10 à 100 A/ $\mu$ s) et de la tension de blocage (30 à 200 V),

— un dispositif de mesure à lecture directe du temps de recouvrement trr (20 à 1999 ns), du courant inverse max. IRR (0,5 à 15 A) et des charges stockées réelles QRR (1 à 19 mC).

L'appareil peut être intégré à un système de tri automatique.

Un modèle 60 A est également disponible et une version 300 A est à l'étude.

## Capteur de mesure de tension (photo 10)

*LEM* (Liaisons électroniques mécaniques, Genève) propose un capteur de tension assurant un isolement de 6 kV du circuit de mesure.

Ce capteur d'une précision de 1 % permet la mesure isolée de toute tension : continue, alternative ou impulsionnelle, de quelques dizaines à plusieurs milliers de volts. Il nécessite une alimentation extérieure de  $\pm 15$  Vcc.

## Une gamme d'alimentation 300/450 W

*Philips* annonce trois nouvelles alimentations au format européen 6U-26 T conformes à 13 normes de sécurité internationale.

De puissance nominale 300 W à 55°C en convection naturelle, ces alimentations peuvent atteindre 450 W à 40°C avec une ventilation forcée de 1 m/s.

La régulation est de 0,1 % pour des variations de secteur (110/220 V) de  $\pm 10$  %, et de 0,2 % pour une variation de charge de 0 à 100 %.

La commutation en pont assure un rendement de 75 à 85 %.

Les tensions et intensités disponibles sont respectivement :

- 5V/60 A : type PE 1129
- 12-15V/25 A : type PE 1130
- 24V/15 A : type PE 1131

## ACCESSOIRES DE FABRICATION

## Rénovateur de contacts sans résidu

*Fabrix* propose un nouvel aérosol, le PTX761, fabriqué en France, qui permet de restaurer les con-

tacts et d'éliminer les micro-ruptures dues à la présence d'oxydes et d'impuretés.

Le PTX761 est présenté en bombe aérosol de 500 g ayant un taux de remplissage de 80 % de produits actifs pour 20 % de propulseur.

## Un système de protection contre l'électricité statique

*3M* propose un système complet de protection contre l'électricité statique basé sur les deux principes suivants :

— manipulation de tous les composants sensibles sur des zones protégées ;

— transport de tous les composants sensibles dans des emballages conducteurs.

D'après *3M*, ce système offre une protection totale par la mise à la terre des corps conducteurs, d'une part, et l'ionisation des corps non conducteurs, d'autre part.

Le poste de travail comporte un tapis de sol avec fil de terre muni d'une résistance d'un mégohm, un dessus de table relié au tapis de sol et un bracelet de mise à la terre.

Des appareils ionisants — soufflerie, pistolet — permettent de neutraliser l'électricité statique sur les corps non conducteurs. Des ensembles conducteurs souples ou rigides — sacs, boîtes, containers, réglettes... — permettent le transport et le stockage des composants électroniques sans risque de détérioration. Ces ensembles constitués de plastique conducteur dans la masse résistent aux produits chimiques, aux chocs et aux variations de température.

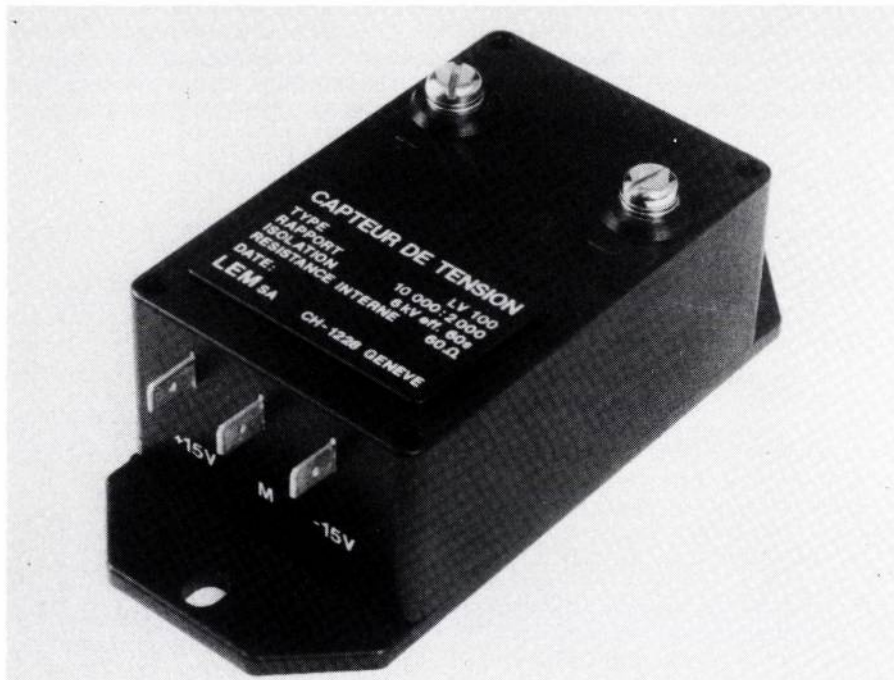
## Blindage pour fils et câbles

La firme *WL GORE et Am SARL*, propose un blindage pour fils et câbles, composé d'une feuille d'aluminium laminé sur un support PTFE.

Les avantages de ce matériau sont les suivants :

- souplesse : 30 à 50 fois plus souple qu'une tresse,
- poids : 30 % inférieur à celui d'une tresse,
- grande durée de vie en flexions répétées,
- faible encombrement,
- température d'utilisation comprise entre - 200 et + 260°C.

# PRODUITS NOUVEAUX



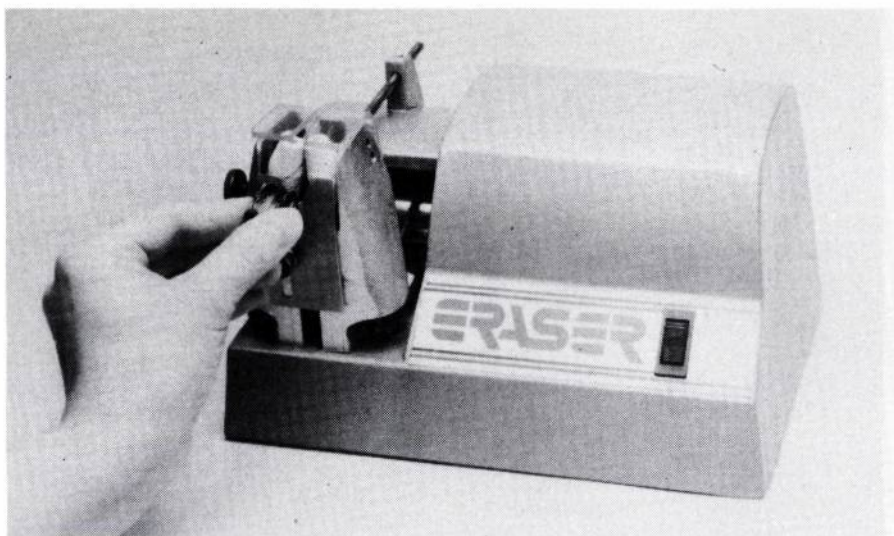
## Adhésif conducteur

Aremco propose un adhésif conducteur, le Bond 525, à un seul constituant utilisable lorsque la soudure ne peut être employée. Ce matériau permet les assemblages sur métal, céramique, verre et plusieurs matières plastiques. Ses propriétés d'adhérence et de conductivité électrique sont obtenues par cuisson. Ce produit est disponible en pots de 50 grammes.

## Appareil à dénuder (photo 11)

Proposé par Eraser International, cet appareil est destiné au dénudage des fils isolés par film ou par émaillage, de diamètre compris entre 0,02 et 0,25 mm.

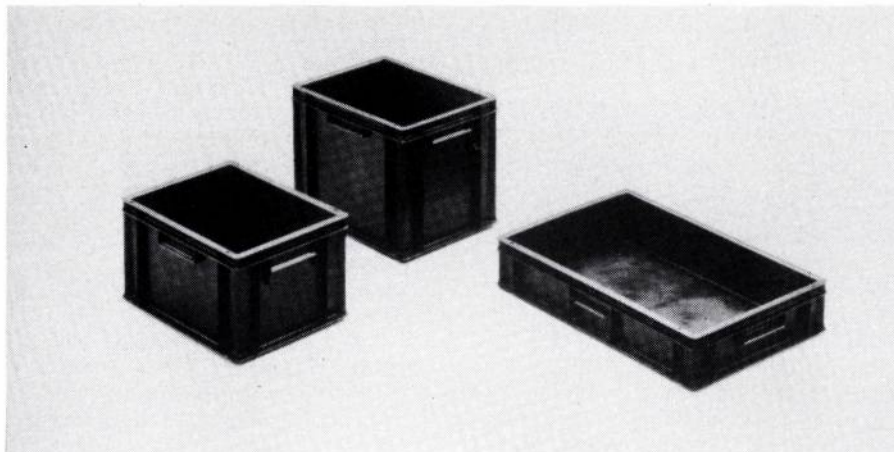
Deux roues coniques en fibre de verre tournant à grande vitesse découpent délicatement le fil par les effets combinés de la chaleur de friction et de l'abrasion. Plusieurs fils peuvent être découpés simultanément.



## Bacs de manutention conducteurs (photo 12)

Allibert Manutention propose une série de bacs conducteurs destinés à la manutention des composants ou sous-ensembles sensibles à l'électricité statique.

Ces bacs sont fabriqués à partir de polypropylène conducteur qui assure l'écoulement des charges statiques dès leur apparition et supprime les risques de décharges électriques et d'étincelle pendant la manutention. La résistivité transversale est de 20 Ohms/cm et la résistivité superficielle de 250 ohms. Ces bacs interchangeables en piles solidaires s'adaptent parfaitement aux palettes normalisées et sont proposés en dimension standardisées 600 x 400 mm ou 400 x 300 mm.



10

11

12

## Un thyristor MOS blocable chez RCA

Coup sur coup General Electric et RCA annoncent un nouveau type de composant de puissance qui est en fait un thyristor qui ne basculerait que pendant qu'on lui applique un courant de commande, ce courant étant en l'occurrence fourni par un MOS intégré sur la puce. Cette structure est économique en silicium et devrait conduire à un faible coût de l'ampère commuté sous haute tension. Par contre, elle est d'autant plus lente à la coupure que la densité de

courant est forte en fonctionnement. Son champ d'application, s'il est peut-être plus large que celui du thyristor MOS décrit par ailleurs dans ce numéro, est donc tout de même assez restreint a priori. Mais des progrès sont peut-être encore possibles... Nous ne décrivons que le dispositif de RCA dans les lignes qui suivent, le communiqué de GE ne nous étant pas encore parvenu au moment où nous mettons sous presse.

RCA s'apprête à échantillonner un dispositif semi-conducteur combinant les caractéristiques d'un MOS de puissance, d'un transistor bipolaire et d'un thyristor ; ce dispositif ressemble fortement, de par sa structure, au thyristor MOS proposé par Motorola depuis quelques mois et qui est décrit par ailleurs dans ce numéro, mais il se bloque par la « gâchette ».

Appelé COMFET par RCA (pour Conductivity Modulated Field Effect Transistor) ce produit a une résistance de saturation RDS (ON) plus faible d'environ un ordre de grandeur que celle d'un MOS de puissance d'une taille équivalente. La valeur RDS (ON) a été mesurée par RCA à moins de  $0,1 \Omega$  avec le courant maximum, soit 20 A, circulant dans l'échantillon. La puce de  $7,5 \text{ mm}^2$  à « conductivité modulable » bloque 400 V dans le sens direct et 100 V dans le sens inverse.

RCA souligne que les COMFETS ont des spécifications similaires aux transistors bipolaires à l'exception de la haute impédance

d'entrée caractéristique des MOS.

Bien que les vitesses de commutation des COMFETS soient plus basses que celles des MOSFETS conventionnels, elles restent comparables, selon RCA, à celles des bipolaires. Le temps de passage en conduction est inférieur à 100 ns et le temps de blocage se situe, suivant les cas, entre 5 et  $20 \mu\text{s}$ .

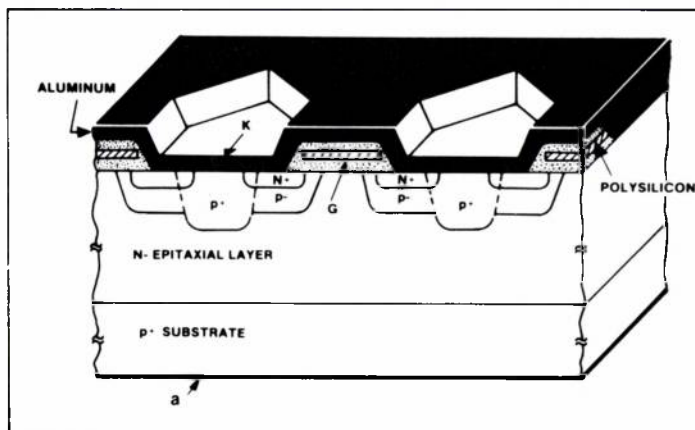
Le COMFET peut être plus économique que les solutions concurrentes au niveau système puisqu'il ne demande pas de circuiterie de commande coûteuse.

Voici comment RCA décrit sa technologie dans son communiqué officiel (des détails devraient être fournis pendant la manifestation « Powercon » à Genève à la mi-septembre) : les caractéristiques du COMFET en tension et en résistance sont obtenues en appliquant un substrat de type P sur le côté drain d'un MOS conventionnel. Quand une tension positive est appliquée sur la grille les électrons pénètrent dans la région N du drain, ce qui provoque une injection correspondante de

« trous » en provenance du substrat P dans le drain. Les porteurs ou les trous « modulent » la conductivité du drain ; ceci réduit substantiellement la valeur globale de RDS (ON).

La clef du procédé RCA réside dans l'implantation du substrat P+ dans la cathode du dispositif. Ceci permet le contrôle de la résistance shunt dans le transistor NPN prévenant le classique effet thyristor. Le contrôle élimine la chute de tension brutale à courant élevé, caractéristique des structures quatre couches. La caractéristique courant/tension d'un COMFET ressemble ainsi à celle d'un transistor bipolaire. Plusieurs centaines de COMFETS ont été encapsulés et caractérisés par les ingénieurs de RCA. Ce lot expérimental a fourni un rendement très encourageant, voisin d'un rendement de production.

Les applications des COMFETS couvrent entre autres les commandes de moteurs pas à pas et l'automobile.



Structure du COMFET. — La structure du COMFET de RCA est très semblable à celle du thyristor MOS de Motorola présenté par ailleurs dans ce numéro. Mais le procédé de fabrication employé est tel que le gain du transistor NPN est très faible. La fonction thyristor ne peut donc pas être obtenue et il n'y a basculement des deux transistors tête-bêche que lorsque le courant fourni par le MOS est suffisant. D'où la création d'un nouveau type de commutateur semiconducteur MOS dont les caractéristiques sont celles d'un BIP/MOS qui présenterait une courbe I/V avec un « coude » rappelant celui d'un thyristor.

# MAÎTRISEZ VOS TRIACS !

## LA COMMANDE DE TRIACS : UNE NOUVELLE FAMILLE THOMSON-EFCIS

### LA COMMANDE DE PUISSANCE : C'EST UNE SPÉCIALITÉ.

Pour la commande "intelligente" de vos triacs, les deux nouveaux circuits **TEA 1510** et **TEA 1511** de THOMSON-EFCIS ne se contentent pas de remplacer les solutions classiques.

Ils vous donnent en plus la fiabilité grâce à l'intégration de solutions originales dont vous pouvez bénéficier dès aujourd'hui.

### SIMPLIFIEZ VOS SCHÉMAS ! ÉCONOMISEZ SUR LES COMPOSANTS EXTERNES !

	Type de commande	Alimentation	Courant Gâchette	Boîtier	Applications
<b>TEA 1510</b>	Tout ou rien Ton/Toff variable Cycle ajustable	Sur secteur 1,5 mA typ	150 mA typ.	DIL 8	- Régulation thermique, - Rhéostat, - Chauffage
<b>TEA 1511</b>	Tout ou rien ou zéro de tension	Sur secteur 1,5 mA typ	270 mA typ.	DIL 8	- Usage général - Charge résistive ou inductive

THOMSON-EFCIS : DES HOMMES, DES IDÉES.



**THOMSON-CSF**  
COMPOSANTS

**THOMSON-EFCIS** DIRECTION COMMERCIALE  
45, AV. DE L'EUROPE, 78140 VÉLIZY - TÉL. (3) 946.97.19 - TÉLEX : 204780 F

DISTRIBUTEURS : BONNEUIL : MECODIS (1) 339.20.20 - BORDEAUX : SODIMEP (56) 39.93.42 - BOULOGNE : GEDIS (1) 804.81.70 - CHARENTON : CODICOM (1) 375.95.92 - CURNON-D'AUVERGNE : AUVERLEC (73) 84.76.62 - DIJON : PELLET ET SOLIGNAC (80) 71.57.45 - ÉCHIROLLES : PELLET ET SOLIGNAC (78) 22.05.09 - FRESNES : COMPOSANTS S.A. (1) 666.32.46 - LES-PENNES-MIRABEAU : SRD (42) 02.91.08 - LIMOGES : AUVERLEC (55) 37.42.81 - LONGEVILLE-LES-METZ : SLRD (8) 732.26.22 - MEYLAN : SEDRE (76) 90.71.18 - MONNAIE : GEDIS (47) 52.96.07 - MONS-EN-BAREUIL : SIDE (CODICOM) (20) 04.75.08 - MONTROUGE : PEP (1) 735.33.20 - NANTERRE : GALLEC (1) 774.76.86 - PEYSSAC-CANEJEAN : AQUITAINE COMPOSANTS S.A. (58) 36.40.40 - POITIERS : AQUITAINE COMPOSANTS S.A. (49) 88.60.50 - RENNES : OUEST COMPOSANTS (99) 54.01.53 - ROUEN : DIRECT (35) 98.17.98 - ROUEN : SIDE (CODICOM) (35) 98.22.99 - SAINT-HERBLAIN : RIME (40) 46.12.00 - STRASBOURG : SELFCO (88) 22.08.88 - TOULON : DIMEL (94) 41.49.63 - TOULOUSE : AQUITAINE COMPOSANTS S.A. (61) 20.82.38 - TOULOUSE : SODIMEP (61) 52.01.21 - TOULOUSE : SPELEC (61) 41.05.00 - TROYES : CODICOM (25) 82.15.32 - VENISSIEUX : DOCKS ÉLECTRIQUES LYONNAIS (7) 800.86.97 - VILLEJUIF : TCC-DIS (1) 677.81.71 - VILLEURBANNE : SEDRE (7) 868.30.96.  
01/83 M/B



## ***Le premier régulateur à découpage 4 Ampères intégré chez SGS***

*Pour la première fois, SGS commercialise un régulateur à découpage avec partie puissance (4 A) sur la puce. Son faible prix lui ouvre un très large champ d'applications. De ce fait, il marque une étape dans l'histoire de « l'intégration » des circuits de puissance.*

**L**E concept monolithique et tous ses avantages gagne le domaine de la puissance, non seulement dans le sens de la réunion de plusieurs semi-conducteur discrets de puissance sur une même puce (triple Darlington...) mais aussi celui d'une association du circuit de commande avec le semi-conducteur à commandes. Déjà, il y a trois ans, National Semiconductor avait annoncé que son procédé « Moose » lui permettait de réaliser des régulateurs 10 A intégrés ; mi-82, Motorola annonçait à son tour que sa technologie « Smartpower » (PNP verticaux + C-MOS) allait lui permettre de proposer un régulateur semblable.

Aujourd'hui, c'est au tour de SGS d'annoncer un régulateur avec la partie puissance sur la puce, capable de fournir 4 A sous une tension programmable de 5,1 V à 40 V. Mais, cette fois, le problème ne se présente plus de la même façon :

— le régulateur est sophistiqué, du type à découpage et non plus série,

— le prix prévu est de 3 \$ par 50 000 pièces. Il ne s'agit donc plus d'un produit destiné à tester une technologie ou un marché. Il s'agit d'un produit de grande diffusion dont le but est non seulement de détrôner certains régulateurs hybrides (qui sont proposés à des prix de l'ordre de 4 à 5 \$ aux USA chez NS, Fairchild ou Unitrode par exemple) mais surtout de remplacer les régulateurs à composants discrets réalisés par les utilisateurs. Selon SGS, le L 296 — c'est le nom du régulateur — couvrirait 90 % des besoins de l'électronique en général. Dans le domaine de l'électronique de puissance, il peut simplifier les régulateurs de façon sensible.

### **Le mur des 30 W de dissipation**

Faire dissiper beaucoup de puissance par des circuits intégrés est un problème difficile. Les puces des circuits intégrés sont tout d'abord petites et s'échauffent donc très vite dès que l'on dépasse quelques watts à dissiper.

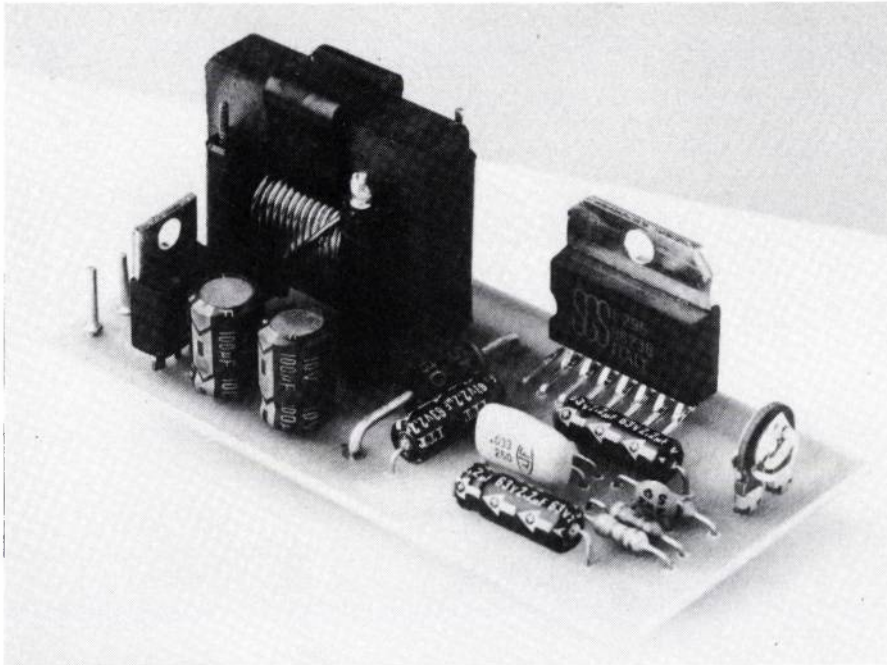
Mais surtout, toutes les parties des circuits intégrés ne s'échauffent pas de la même façon ; d'où des différences de température et des contraintes internes qui obligent à concevoir des puces très symétriques thermiquement. En pratique, avec des circuits intégrés de façon classique, c'est-à-dire sur une épaisseur de quelques microns à la surface des pastilles de silicium, les fabricants ne peuvent guère aller au-delà de 30 W de dissipation. Les circuits linéaires à rendement de l'ordre de 50 % ne peuvent donc pas délivrer plus de 30 W de puissance à partir d'une puce.

Pour franchir cette limite, deux solutions sont économiquement possibles :

— augmenter le rendement,  
— adopter une intégration non plus horizontale, en surface, mais verticalement, dans la masse.

Cette dernière solution a été adoptée par NS et Motorola avec les technologies déjà citées. Mais une nouvelle

# PRODUITS NOUVEAUX



Une alimentation 15 V, 4 A, utilisant le circuit SGS L 296.

technologie implique la mise en place d'une chaîne complète de fabrication qui ne peut s'amortir que sur des volumes de production importants. Jusqu'à présent, la spirale « chute de prix, volumes fabriqués, élargissement des catalogues circuits de puissance » n'existe pas encore avec ces nouvelles technologies. Mais elle existera un jour, lorsque des types de besoin de circuits de puissance seront établis par les services marketing des sociétés de semi-conducteurs. Pour l'instant bornons-nous à constater qu'en général les responsables des circuits intégrés de ces sociétés connaissent mal les semi-conducteurs de puissance et les besoins en circuits de commande, d'aide ou de protection qui vont autour. Réciproquement, ceux qui connaissent ces problèmes n'ont, toujours au sein des grandes sociétés de semi-conducteurs, que peu d'influence sur les décisions prises pour les circuits intégrés. (Même l'étape intermédiaire qui consiste à développer ou faire développer un circuit hybride avant de lancer une version intégrée

d'un circuit n'est pratiquement jamais adoptée en Europe).

La deuxième solution pour franchir le seuil des 30 W précité est d'augmenter le rendement du circuit. Avec un rendement de 80 %, par exemple, il sera possible de délivrer 120 W si l'on accepte de dissiper 30 W sur la puce. Or un rendement de 80 % peut « facilement » être obtenue

avec des circuits à découpage fonctionnant en pseudo-analogique, ou en classe D si l'on préfère.

SGS s'est rendu compte que 30 W constitueraient une limite pratique, aux environs de 1978, elle s'est tournée vers cette deuxième solution qui avait en particulier l'avantage de ne pas nécessiter d'investissements nouveaux en ce qui concerne la technologie. Depuis, des circuits de commande de moteurs, des circuits de commande de solénoïdes puis le circuit régulateur L 296 ont été commercialisés suivant ce principe. Une version du L 296 supportant 70 V est par ailleurs à l'étude.

Nous avons dit qu'il y avait deux solutions pour franchir la limite des 30 W. En fait, nous en voyons une troisième qui n'a jamais été testée, à notre connaissance, pour les circuits intégrés : utiliser le principe des caloducs en faisant baigner les puces dans un liquide inerte s'évaporant par exemple à 80 °C, les vapeurs se condensent sur une zone du boîtier où est fixé à l'extérieur un radiateur. Cette solution conduirait toutefois à un boîtier coûteux dont l'adoption ne pourrait être intéressante que lorsque la technique du découpage s'avérerait insuffi-

## Une technologie bipolaire 50 V

Le L 296 exploite une technologie bipolaire récente qui facilite l'intégration de semi-conducteurs de puissance et de circuits sur la même puce tout en supportant 50 V. L'originalité de cette technologie tient dans la réalisation d'une double implantation ionique pour former les vallées d'isolation latérales des composants.

Habituellement, cette isolation est obtenue en diffusant des impuretés du type P+ dans la couche épitaxiée supérieure N-. Mais la haute température nécessaire a tendance à faire étaler la couche enterrée

N+ et donc à réduire la tenue en tension. D'où la mise au point par SGS d'une isolation obtenue en deux temps, par implantation ionique, avant et après la réalisation de la couche épitaxiée, en faisant suivre la dernière implantation d'un chauffage pour que les deux implantations diffusent et se rejoignent. L'isolation est ainsi plus fine, et SGS affirme que la tenue en tension est améliorée du fait que la couche enterrée diffuse moins. Les motifs étant plus petits, les circuits sont parallèlement plus rapides.

# PRODUITS NOUVEAUX

sante ; le circuit intégré ne pourrait plus, par ailleurs, fonctionner dans n'importe quelle position.

## 72 % de rendement à 100 kHz

Le L 296 permet de réaliser des alimentations à découpage pouvant fournir jusqu'à 4 A entre 5,1 V et 40 V. A titre indicatif, lorsqu'il fournit 4 A sous 5,1 V à partir d'une tension de 35 V, SGS annonce que son rendement est de 80 % à 25 kHz, 72 % à 100 kHz et 64 % à 200 kHz (avec la diode associée VSK 540).

En dessous de 0,5 A, ce rendement passe en deçà de 55 %. SGS annonce par ailleurs pour 5,1 V en partant de 15 V des régulations en ligne

et en charge de respectivement 20 mV et 15 mV typiques.

Citons quelques caractéristiques originales qui permettent de réduire le nombre ou le volume des composants externes :

- fréquence de fonctionnement jusqu'à 200 kHz ;
- intégration de la résistance de détection de courant de charge ;
- référence de tension intégrée et ajustée à 2 % grâce à la technique « zener zap » ;
- montée en tension douce programmable ;
- limitation de courant programmable ; protection thermique ;
- fourniture par la sortie reset d'un signal temporisé lorsque la tension atteint un seuil prééglé ;

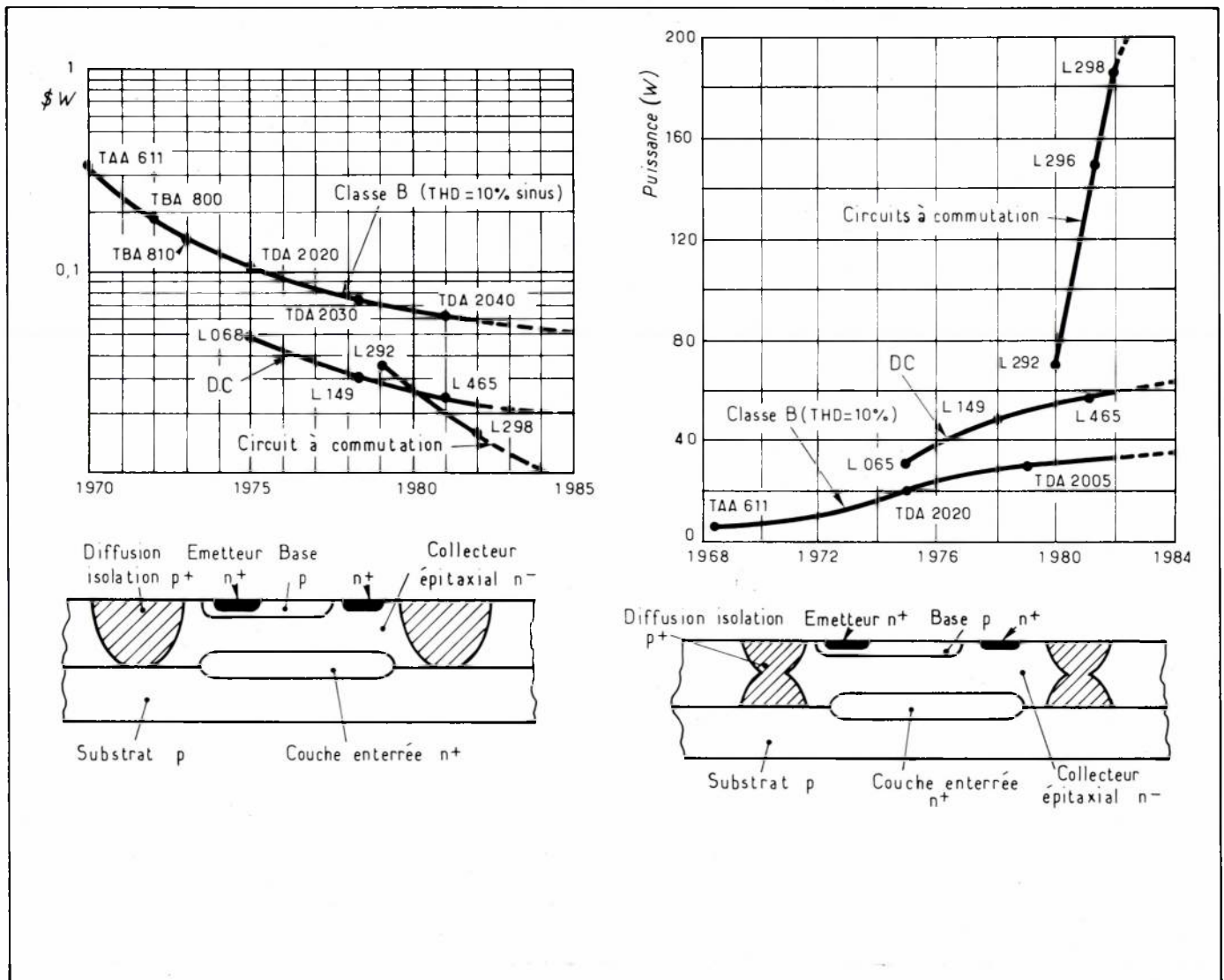
— temporisation et seuil peuvent être tous deux programmés par des composants extérieurs, ce qui permet la surveillance de la tension d'entrée ou de la tension de sortie ;

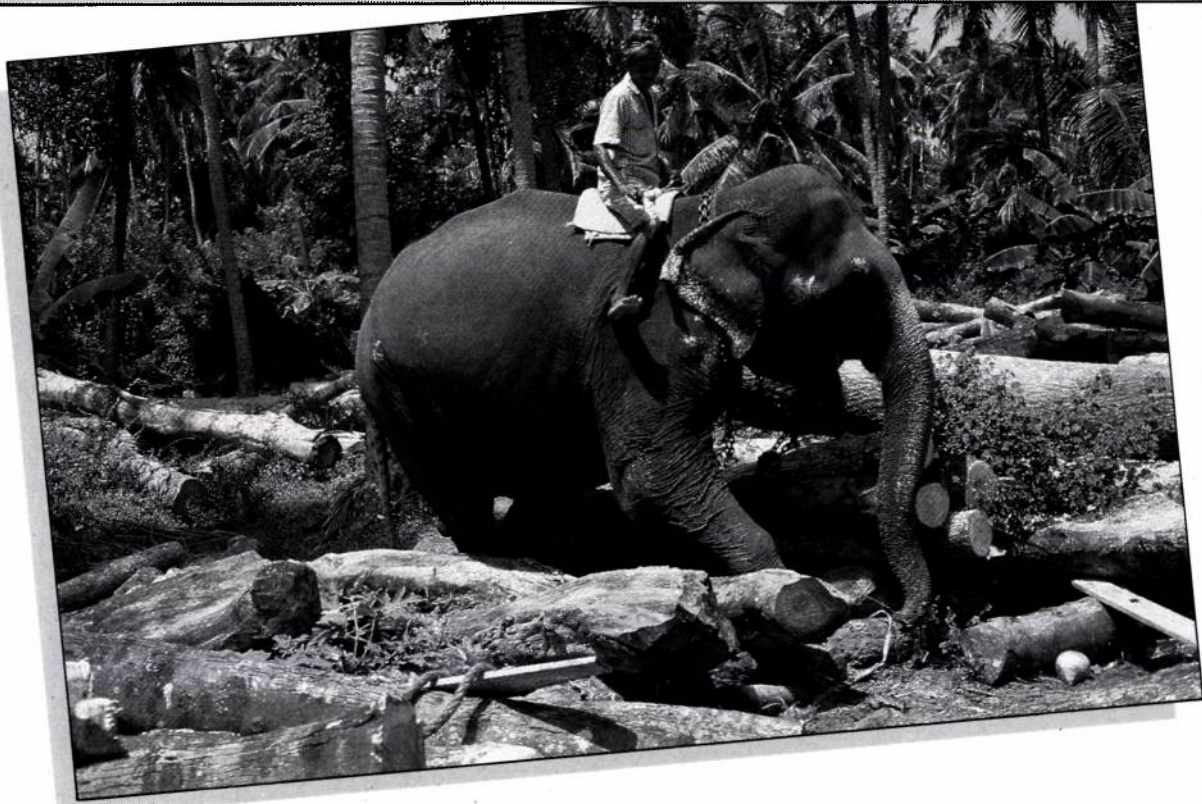
— protection de surtension « crowbar » pouvant être réalisée simplement en ajoutant un SCR extérieur, le L 296 comportant la détection de tension et le circuit de commande appropriés ;

— plusieurs L 296 peuvent être synchronisés, la commande à distance pouvant être simplifiée par l'utilisation de l'entrée inhibit compatible TTL.

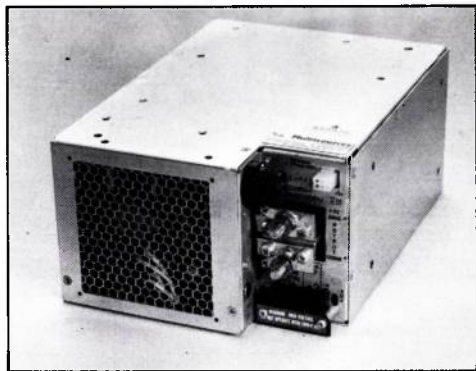
Le L 296 enfin est conditionné en boîtier plastique multiwatts 15 broches.

JP Della Mussia





## Pioneer Magnetics : la puissance apprivoisée.



**Alimentations et convertisseurs de puissance à découpage Pioneer Magnetics.**

Spécialiste incontesté des alimentations continues à forte puissance et haut rendement, Pioneer Magnetics propose une gamme d'alimentations à découpage et convertisseurs mono et multi-sorties couvrant toutes les puissances de **250 à 2500 watts**.

Tous ces produits se distinguent par :

- une très haute fiabilité (mtbf > 75000 h),
- un rapport puissance/volume exceptionnel,
- une haute tenue en température,
- leur conformité aux normes UL, CSA et VDE/871B.

De nombreuses options sont disponibles à la demande : programmation à distance, détection de coupures, inhibition des sorties, etc...

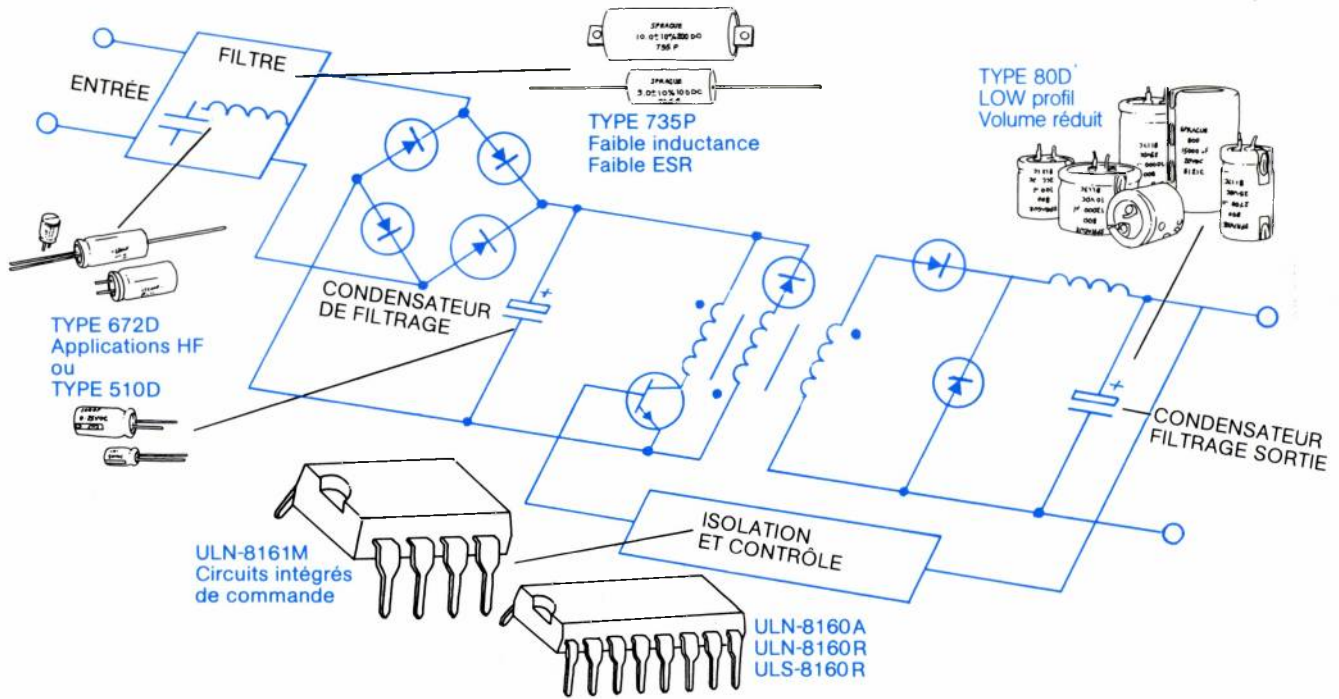
HARD communication

# YREL

Siège Social :  
Z.I. rue Fourny  
B.P. 40 78530 BUC  
Tél. : (3) 956.81.42 - Télex 696379

Agence Rhône-Alpes :  
Z.I. de Chesnes-Luzais, 2, rue de Madrid  
38290 Saint-Quentin-Fallavier  
Tél. : (74) 94.55.99 - Télex : 310 655

# SPRAGUE MAITRISE AUSSI LA HF



## Une famille complète : de condensateurs et circuits intégrés pour les ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE.

La maîtrise de la HF et la commande des alimentations à découpage...  
UNE SPÉCIALITÉ SPRAGUE

Alors, simplifiez-vous la vie dans la lutte de la HF des alimentations à découpage avec les condensateurs SPRAGUE, Electrolytiques Aluminium, 672D - 80D - Tantales 510D et les Polypropylènes Métallisés 735P.

Et réalisez sans contraintes vos alimentations à découpage avec les circuits intégrés de commande SPRAGUE ULN-8161M/ULN-8160A/ULN-8160R/ULS-8160R.

Des idées et des composants électroniques actifs et passifs SPRAGUE pour vos alimentations à découpage.  
Compacts. Performants. Fiables.

N'hésitez plus, consultez un ingénieur SPRAGUE qui vous documentera et vous échantillonnera.

### SPRAGUE FRANCE S.A.R.L.

3, rue C. Desmoulins, 94230 CACHAN. Tél. (1) 547.66.00  
B.P. 2174, 37021 TOURS Cédex. Tél. (47) 54.05.75  
129, rue Servient, la Part-Dieu. 69003 LYON. Tél. (7) 863.61.20  
20, chemin de la Cèpière, 31081 TOULOUSE Cédex. Tél. (61) 41.06.93

### LISTE DISTRIBUTEURS

Région parisienne : ANTONY ALMEX T. (1) 666.21.12 - BOISSY-ST-LÉGER A.S.N. Boissy T. (1) 599.22.22 - BOULOGNE GEDIS T. (1) 604.81.70 - CLAMART PEP T. (1) 630.24.56 - CLICHY DIMACEL T. (1) 730.15.15 - COURBEVOIE SECDIS T. (1) 788.51.70 - MASSY PARIS Sud T. (6) 920.66.99 - PARIS SOCOMATEL T. (1) 336.41.44 - SURESNES FEUTRIER Ile-de-France T. (1) 772.46.46.  
Région nord/est : LILLE DIMACEL Nord T. (20) 30.85.80 - ST-ANDRÉ-LES-LILLES FEUTRIER Nord/Est T. (20) 51.21.33 STRASBOURG DIMACEL Est T. (88) 22.07.19 - STRASBOURG SELFCO T. (88) 22.08.88  
Région ouest : LE RELLECQ KERHUON BELLION FEUTRIER Ouest T. (98) 28.03.03 - RENNES DIMACEL Ouest T. (99) 50.25.92 TOURS GEDIS T. (47) 54.47.34  
Régions sud/sud-ouest : BORDEAUX DIMACEL Sud-Ouest T. (56) 81.14.40 - BORDEAUX FEUTRIER Sud-Ouest T. (56) 29.51.21 TOULOUSE FEUTRIER Sud-Ouest T. (61) 62.34.72  
Régions centre/sud-est : CHASSIEU DIMACEL Rhône T. (78) 26.35.83 - LA TRONCHE SEDRE T. (76) 90.71.18 - ST-PIERRE-EN-JAREZ FEUTRIER Rhône-Alpes T. (77) 74.67.33 - VILLEURBANNE SEDRE T. (78) 68.30.96  
Région sud-est : CARNOUX FEUTRIER Provence T. (42) 82.16.41 - MARSEILLE A.S.N. Marseille (91) 47.41.22 - ST-MARTIN-D'HERES DIMACEL Alpes T. (76) 44.40.24 - SIX-FOURS-LES-PLAGES DIMACEL Méditerranée T. (94) 25.74.13.



# AEG échantillonne les premiers GTO européens de grande puissance

*En juin dernier, AEG annonçait l'échantillonnage en France des premiers GTO de grande puissance fabriqués en Europe.*

*Cet événement est important. Rien ne prouve, en effet, à ce jour, que le GTO va révolutionner le monde de l'électronique de puissance. Mais rien ne prouve non plus qu'il ne sera pas l'un des grands composants de commutation de demain. Il faut d'abord l'essayer et évaluer son coût au niveau système.*

*AEG décrit ses GTO et la façon de les utiliser dans les lignes qui suivent. Les lecteurs intéressés par le contexte, l'historique des GTO, les prix et les caractéristiques propres des modèles d'AEG pourront se reporter au numéro du 25 juin 1983 d'Electronique Actualités.*

L'utilisation des thyristors à extinction (GTO) dans les convertisseurs autocommutés conduit, comme on le sait, à une simplification de la partie puissance car les éléments de commutation sont supprimés. Il en découle :

- un coût de fabrication moins élevé,
- un encombrement plus réduit,
- un poids plus faible,
- des bruits d'origine électromagnétique réduits.

On comprend ainsi le vœu de longue date des utilisateurs de recevoir des GTO appropriés correspondant à ces conceptions techniques. Pour la gamme de besoins importants que sont avant tout les convertisseurs triphasés pour secteur 380 V et 5 à 30 kW de puissance de sortie destinés à la régulation de vitesse économique des moteurs asynchrones avec rotor en court-circuit, AEG Telefunken a développé une gamme correspondante de GTO. Ce composant a d'abord été développé avec des courants d'extinction maximums périodiques de 20 A, 50 A et 90 A et 1 200 V de tension inverse crête périodique dans le sens direct. On a déjà prévu pour ces composants une exécution isolée en boîtier Power block (2 composants) et une exécution isolée en boîtier ISO-TOP afin d'offrir aux utilisateurs les avantages connus qui en résultent.

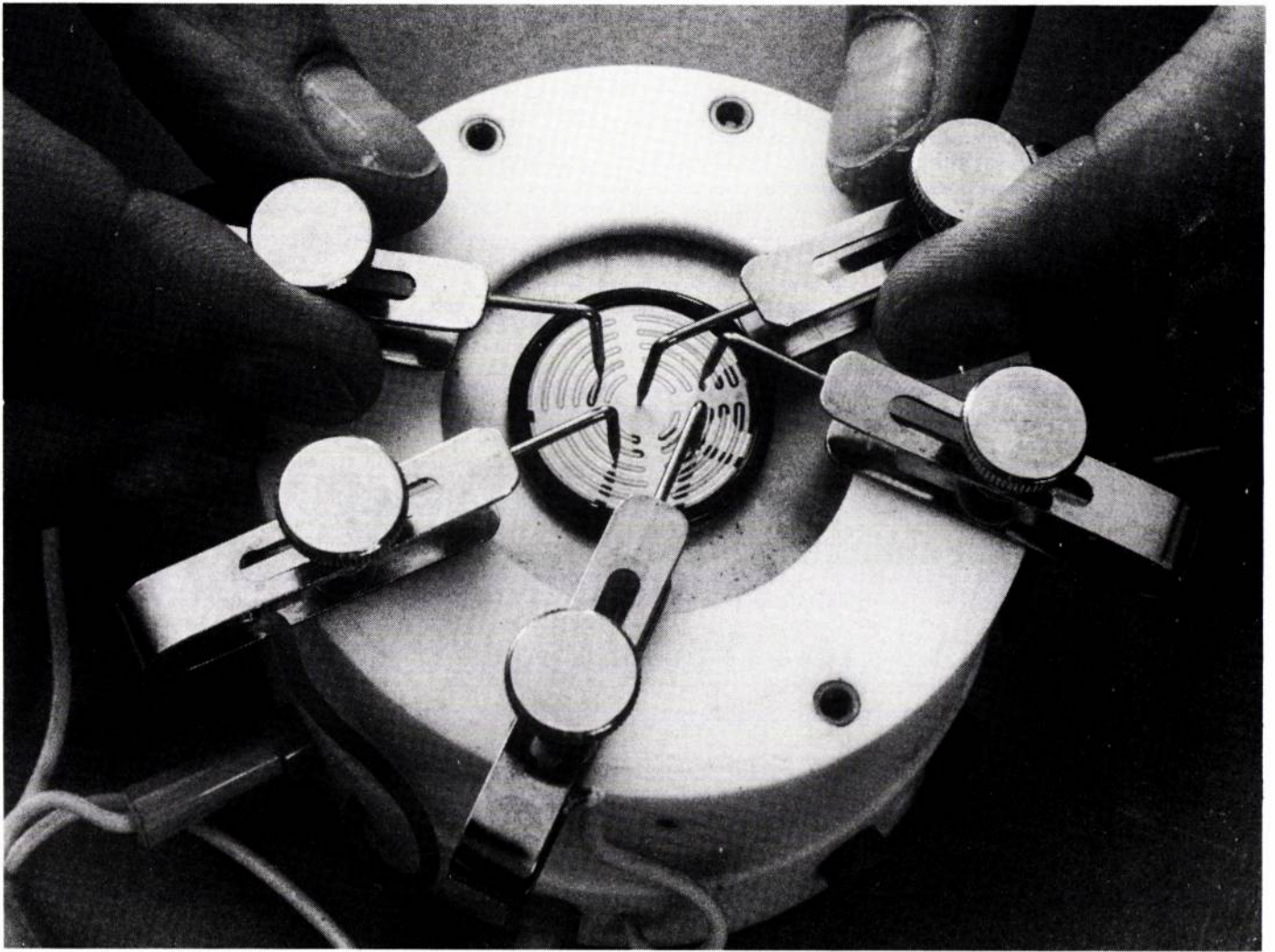
## Fonctionnement

Le thyristor GTO peut, comme le thyristor conventionnel, être commandé par un signal de gâchette d'une certaine polarité et être éteint par annulation du courant principal. De plus, grâce à la gâchette et à la cathode qui sont étroitement entrelacés, on peut l'éteindre à l'aide d'un courant de commande d'une polarité différente (fig. 1).

Les explications physiques concernant le fonctionnement des GTO ont déjà été traitées de façon complète dans la littérature technique. Elles sont basées en grande partie sur le transistor modèle de Shockley. L'état de sortie à l'extinction est celui d'un thyristor amorcé. Dans cet état de fonctionnement, la zone du milieu est submergée par les porteurs de charges.

L'amplificateur d'extinction  $V_o$  peut se calculer à l'aide des coefficients d'amplification de chacun des transistors individuels T1 ( $\alpha_{npn}$ ) et T2 ( $\alpha_{pnp}$ ) de la façon suivante :

$$V_o = \frac{\alpha_{npn}}{(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) - 1}$$



Prototype de GTO sous test dans les laboratoires d'AEG.

Un courant de commande négatif  $I_{RG}$  introduit par la gâchette correspond à une diminution du courant de base de T1. En conséquence, le courant collecteur  $I_{C1}$  de T1 décroît après un léger retard correspondant à la diminution des porteurs de charges.  $I_{C1}$  est en même temps le courant base de  $I_{B2}$  de T2. Pour obtenir une amplification d'extinction raisonnable, T2 a une faible amplification en courant :

$$\alpha_{npn} \ll 1,$$

conduit à un courant collecteur également diminué.

Le courant collecteur  $I_{C2}$  peut être considéré comme courant base  $I_{B1}$  de T1. Sa diminution conduit également à une diminution du courant collecteur  $I_{C1}$  de T1. La boucle de couplage est refermée et le processus d'extinction se poursuit jusqu'à ce que le courant principal  $I_T$  du GTO devienne nul.

## Technologie, structure et fabrication

Le GTO nécessite pour sa fabrication, les technologies des transistors de puissance et des thyristors dans leur état d'avancement le plus performant. Les exigences relatives aux rapports géométriques dans la direction horizontale (fig. 4, direction A) à l'échelle du transistor de puis-

sance, et dans la direction verticale (fig. 4, direction B) pour le thyristor, sont déterminantes.

Des impératifs sont à respecter.

*Pour la direction A figure 4 :*

- largeur optimale de la cathode et de la gâchette,
- grande précision des dimensions géométriques,
- utilisation la plus grande possible de la surface de cathode réelle,
- surfaces suffisantes, mais si possible petites pour les places nécessaires à la soudure des connexions ou au bonding,
- bandes de contact épaisses pour un courant admissible élevé.

*Pour la direction B :*

- les états nécessaires pour un composant optimum sont ajustés principalement par la concentration et le comportement de la concentration du dopage,
- le dimensionnement des points de court-circuit du côté anode, et leur position par rapport aux zones de cathode est également important,
- les connexions de gâchette et de cathode des GTO de faible et moyenne puissance sont effectuées normalement par bonding comme pour les transistors de puissance.

# Des GTO européens de grande puissance

Les connexions par soudure tendre sont en principe également possibles. La protection des jonctions pn apparaissant en surface peut être effectuée à l'aide de caoutchouc siliconé ou d'un système de bague de protection ou comme le représente la figure 4, à l'aide d'un oxyde et d'une couche de verre.

Le composant représenté figure 4 correspond aux exigences des circuits usuels des convertisseurs autocommutés, où une tenue en tension élevée n'est nécessaire que dans le sens direct. En principe, on peut également fabriquer des GTO ayant une bonne capacité de blocage dans les deux directions ; par contre, avec des caractéristiques directes, de commutation et d'enclenchement un peu plus mauvaises.

## Comportement en commutation

### Amorçage

Dans le cas normal, le GTO est amorcé par un courant de commande positif quand il est soumis à une tension directe. La rapidité de démarrage après que l'ordre d'enclenchement ait été donné par le courant de commande  $i_c$  est caractérisé par le retard d'amorçage  $t_{qd}$ . Le retard d'amorçage dépend principalement de la valeur de  $i_{GM}$  et du temps de montée  $t_a$  du courant de commande.

Finalement, une petite partie de la surface de cathode proche du contact métallisé de gâchette commence à conduire le courant direct. Cette zone conductrice s'élargit avec une vitesse d'environ  $0,1 \text{ mm}/\mu\text{s}$ . La capacité en courant du système est de ce fait fortement limitée dans la phase de départ, juste après l'amorçage. En pratique, une dégradation ou une détérioration du GTO n'est pas à craindre, si la valeur de pente critique du courant indiquée dans les fiches techniques n'est pas dépassée. Il est à remarquer que, pour l'amorçage des GTO, et spécialement pour l'extension de la zone conductrice, le comportement est meilleur que pour le thyristor conventionnel. La raison en est que la gâchette et la cathode sont entrelacés.

Du fait que la pastille silicium ne peut supporter qu'un courant limité juste après l'amorçage — comme pour les thyristors — la tension directe par rapport à la valeur statique finale est dépassée. Comme il en résulte une puissance de perte plus grande dans le GTO, on parle alors de la puissance de perte d'amorçage. Pour l'évaluation des problèmes d'échauffement, il est important pour l'utilisateur de pouvoir déterminer la somme des pertes directes et d'amorçage. Dans ce but les fiches techniques des GTO fournissent des diagrammes comme il en existe depuis de nombreuses années pour les thyristors rapides.

### Extinction

En règle générale, on éteint le courant principal d'un GTO amorcé à l'aide d'un courant de commande négatif  $i_{RG}$ . Ce courant de commande négatif qui est juste suffisant pour éteindre le courant principal  $i_T$  est défini comme courant

d'extinction minimum  $i_{GO}$ . Pour l'amplification d'extinction, on a :

$$V_G = \frac{i_T}{i_{GO}}$$

Plus l'amplification d'extinction d'un GTO est grande, moins coûteux est le générateur.

L'ordre d'extinction venant du générateur provoque l'arrêt du courant principal après écoulement du temps de retard  $t_{GQ}$  (fig. 6).

Le retard à l'extinction caractérise la rapidité à laquelle réagit le GTO à un ordre d'extinction. Il dépend principalement de la valeur de  $i_{RGM}$  et du temps de montée  $t_a$  du courant de commande négatif (fig. 7). La température de jonction, la tension directe de blocage, et le courant direct peuvent également l'influencer.

Après la fin du processus d'extinction, le courant direct décroît rapidement — conséquence de la quantité de porteurs continuant à s'écouler par la gâchette — pendant le temps d'extinction  $t_{rG}$ , jusqu'à la valeur du courant de commutation résiduel. La décroissance relativement lente pendant le temps de commutation résiduel est due au fait que les charges emmagasinées dans les zones pn du côté anode ne peuvent être supprimées que par recombinaison car elles ne peuvent être influencées par l'électrode de commande.

Pendant le temps de commutation et le temps de commutation résiduel apparaissent des pertes de commutation  $P_{rG}$  (fig. 8) résultant du produit de la valeur instantanée du courant direct décroissant et de la tension inverse croissante.

$$P_{rG} = \frac{1}{A} \int (i_T(t) \cdot U_D(t) dt)$$

C'est dans la partie A du diagramme de temps hâché de la figure qu'apparaissent les pertes de commutation. En règle générale elles sont plus importantes que les pertes d'amorçage du GTO. Comme les pertes de commutation apparaissent à chaque processus de commutation, leur part dans les pertes totales devient de plus en plus importante lorsque la fréquence de récurrence augmente et doit être prise en considération dans la détermination des dispositifs de refroidissement. Les caractéristiques techniques du GTO sont accompagnées de diagrammes, à l'aide desquels on peut déterminer les pertes d'extinction  $W_{rG}$  de façon simple, selon le circuit utilisé.

Les pertes d'extinction pour une fréquence de récurrence  $f_0$  s'évaluent à :

$$P_{rGAV} = W_{rG} \cdot f_0$$

De plus dans la région A de la figure 8 peuvent intervenir des pertes d'extinction pouvant atteindre plusieurs kilowatts en crête, selon le comportement du courant décroissant et de la tension décroissante. Ces pertes se concentrent dans le silicium, dans la zone où se termine l'extinction et causent à cet endroit un échauffement très importante de courte durée. De ce fait l'évolution du courant et de la tension doit être maintenue dans les limites données pendant le processus



# Des GTO européens de grande puissance

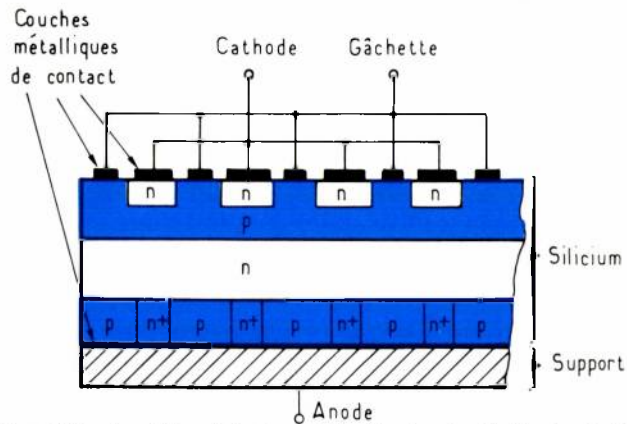


Figure 1. Représentation schématique de l'architecture d'un thyristor à extinction.

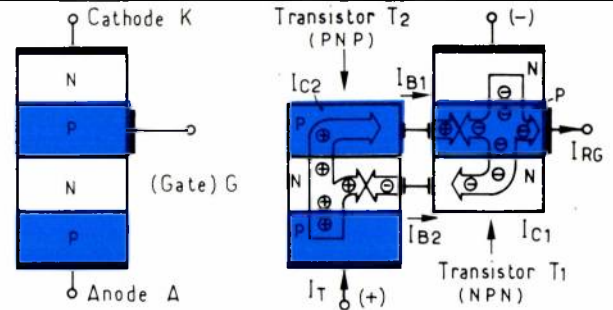


Figure 2. Décomposition des phases de fonctionnement d'un GTO.

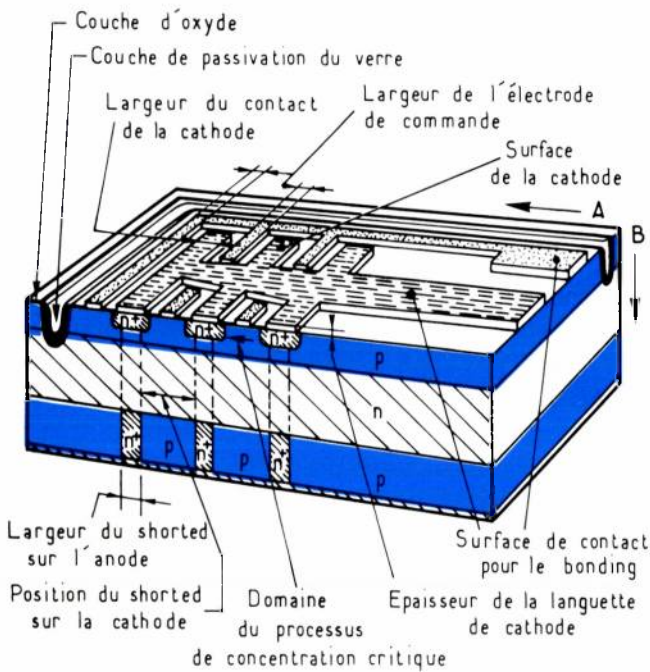


Figure 4. Vue en coupe d'un thyristor à extinction (GTO).

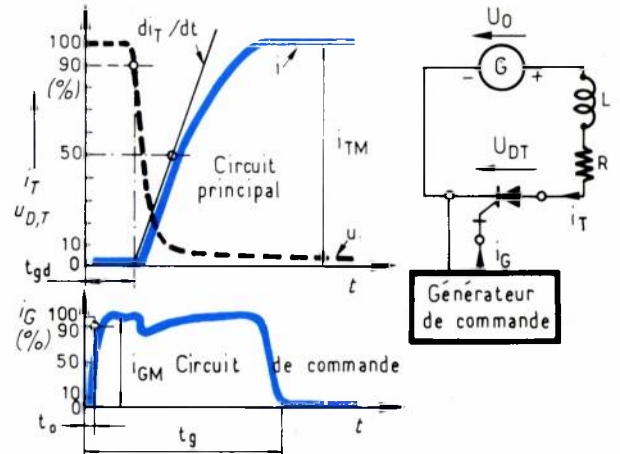


Figure 5. Représentation schématique du processus d'amorçage d'un GTO.

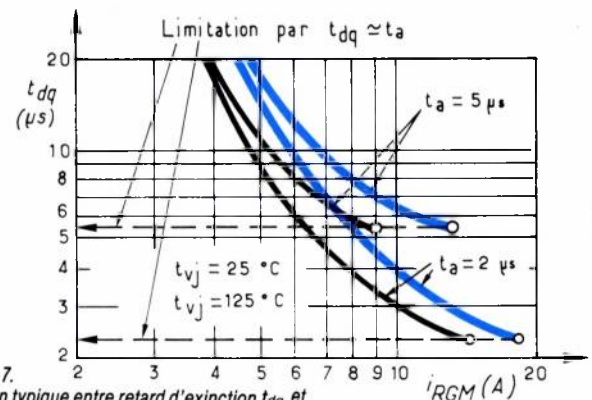


Figure 7. Relation typique entre retard d'extinction  $t_{dq}$  et le courant de commande inverse  $i_{RGM}$  d'un GTO, courant direct  $I_{TM} = 50$  A.

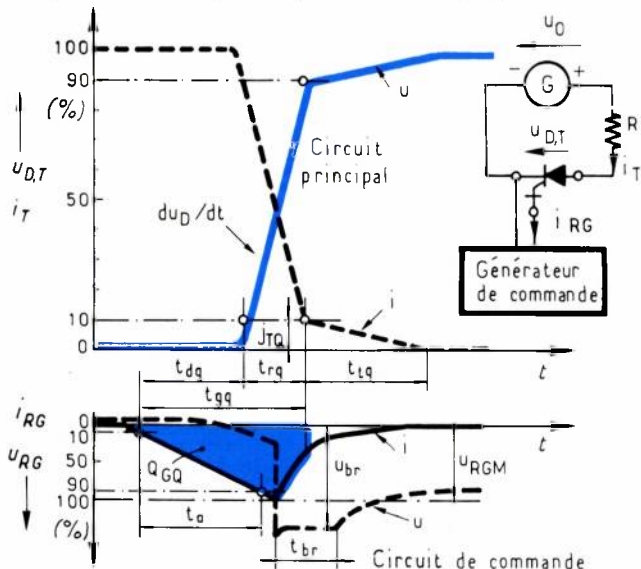


Figure 6. Représentation schématique du processus d'extinction d'un GTO.

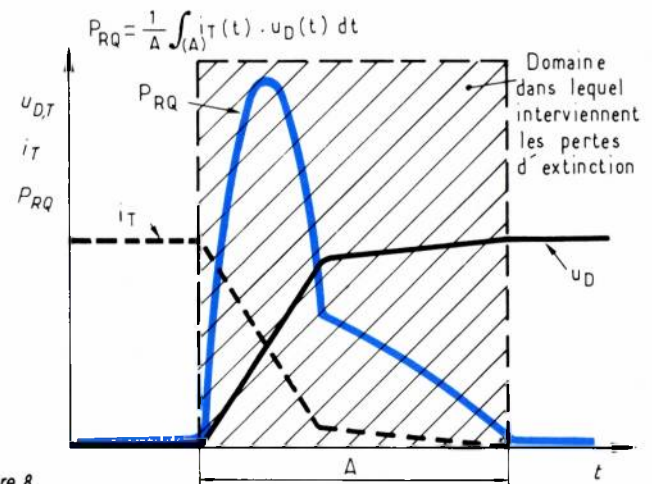


Figure 8. Représentation schématique pour la détermination des pertes d'extinction d'un GTO.

# Des GTO européens de grande puissance

d'extinction. Pour les cas pratiques d'utilisation avec circuit ohmique/inductif, les points suivants sont significatifs :

- définition optimale du générateur de commande pour l'extinction ;
- mesures de protection appropriées pour la limitation de la pente de tension  $du/dt$  (figure 6 et figure 12).

## Commande

Le générateur de commande destiné au GTO doit être en mesure de délivrer des impulsions de courant positives pour l'amorçage comme pour les thyristors conventionnels. Il doit également fournir les impulsions négatives nécessaires à l'extinction.

La figure 9 représente deux schémas de principe de générateurs appropriés.

## Commande positive

Les caractéristiques nécessaires du générateur de commande en rapport avec le retard d'amorçage  $t_{qd}$ , le courant d'accrochage  $I_L$  ainsi que la pente du courant critique  $(di/dt)_{cr}$  sont indiquées dans les notices techniques du GTO. Les plus importantes sont, comme pour les thyristors classiques, le temps de montée  $t_a$  ou la pente  $di_G/dt$ , la valeur de  $I_{GM}$  ainsi que la durée  $t_G$  du courant de commande.

Pour les GTO il y a également une valeur de courant de commande préconisée qui s'élève à environ 4 à 8 fois le courant d'amorçage supérieur. Sa durée minimum doit être au moins le double du retour d'amorçage. Dans les applications avec pente de courant direct importante, un courant de commande plus important et temps de montée très court est encore plus avantageux. Pendant la période passante qui s'ensuit la commande peut être supprimée. Elle a pourtant ici une influence bénéfique sur le comportement direct, réduit le courant de maintien et résout les problèmes d'accrochage.

## Commande négative

Les caractéristiques nécessaires du générateur de commande pour l'extinction sont indiquées dans les notices du GTO, en relation avec le retard d'extinction  $t_{dq}$ , le courant d'anode contrôlable comme par exemple  $I_{TORM}$  et la charge d'extinction  $Q_{G0}$ . Les plus importantes parmi celles-ci sont la tension négative à vide  $U_{LR}$ , le temps de montée  $t_a$  et la valeur du courant de commande négatif  $i_{RG}$  ainsi que l'inductance du circuit de commande  $L_G$  (fig. 6 et 9).

L'extinction est influencée avantageusement si la pente et le courant de commande négatif sont plus importants. Plus le courant direct à éteindre est important, plus le courant de commande doit être important. Pendant la phase de blocage, on peut annuler la commande négative si la liaison cathode-gâchette est protégée par une résistance suffisante pour atteindre une pente de tension critique suffisamment élevée.

Dans les caractéristiques, on indique donc en relation avec la pente de tension critique soit une commande négative, soit une résistance de bou-

clage. L'inductance du circuit de commande  $L_G$  est également déterminante pour l'extinction. Elle évite que le courant de commande  $i_{RG}$  pendant le temps d'extinction  $t_{dq}$  — ici la jonction pn du côté cathode est bloquée — ne décroisse trop rapidement et influence de façon défavorable le processus d'extinction.

Toutefois, il faut éviter que l'inductance  $L_G$  ne soit trop importante, afin que la pente du courant de commande négatif ne soit trop faible. De plus il faut faire attention à ce que la tension de commande négative qui en résulte ( $U_{RG}$ ) soit choisie la plus grande possible pour avoir un bon comportement à l'extinction et par contre ne dépasse pas pour une longue période la tension de commande inverse crête admissible. La liaison gâchette-cathode ne peut être chargée par une tension de commande négative dans sa caractéristique d'avalanche que pendant un temps très court  $t_{br}$  — jusqu'à  $5 \mu s$  selon l'expérience. Ceci est important en pratique, car lors de l'extinction du GTO, l'énergie de l'inductance du circuit de commande  $L_G$  peut faire monter la tension négative de commande, jusqu'à la tension d'avalanche  $U_{br}$  pendant un temps très court (fig. 6).

Dans les applications avec phase de commutation très raide, il y a risque d'apparition d'impulsions parasites dues à des influences capacitatives ou inductives dans les fils de commande provoquant une altération du processus d'extinction. Le remède est de torsader et/ou de blinder les fils de commande qui doivent être également le plus court possible. Les conducteurs dans lesquels le courant de commande négatif circule avec le courant direct doivent être également le plus court possible. Car dans ce cas, des impulsions parasites relativement élevées dues à l'inductance du conducteur commun apparaissent, et peuvent s'opposer au courant de commande négatif et altérer le processus d'extinction.

## Mesures de protection

Pour qu'un thyristor GTO fonctionne de façon fiable, il faut comme pour un thyristor conventionnel, que la tension et le courant à l'allumage et à l'extinction restent dans des limites déterminées. De ce fait, les mesures de protection ont une importance primordiale. Il est possible, à l'aide d'une protection optimale, de rester dans le cadre des caractéristiques du GTO et de créer des conditions de fonctionnement sûres.

### Limitation du courant d'amorçage.

Dans les caractéristiques techniques des GTO on donne une pente de courant en relation avec les possibilités de charge, qui, en raison des contraintes globales, est plus faible que la pente de courant critique évoquée précédemment. Si l'inductance naturelle  $L$  du circuit principal ne suffit pas à limiter la pente de courant après l'amorçage, il faut rajouter une inductance  $L_z$  supplémentaire pour les thyristors conventionnels (fig. 10).

# Des GTO européens de grande puissance

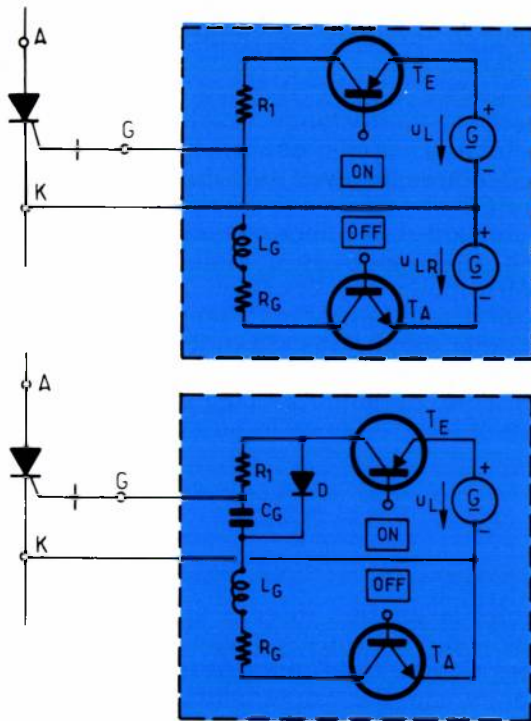


Figure 9. Schéma de principe d'un générateur de commande pour GTO.

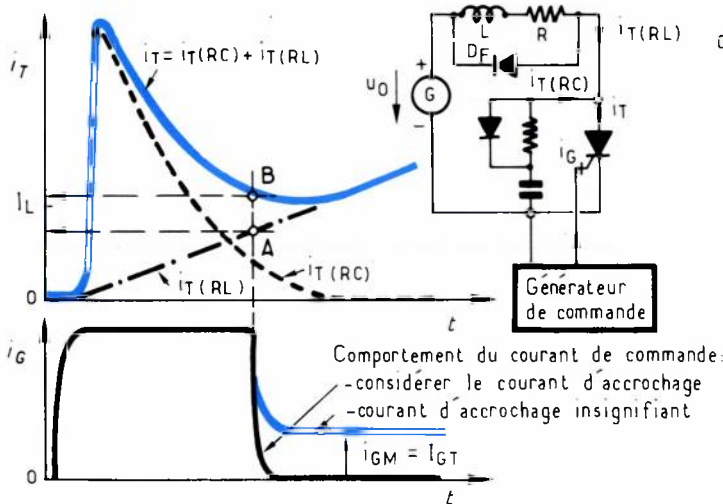


Figure 11. Processus d'amorçage d'un GTO dans la plage de courant d'accrochage.

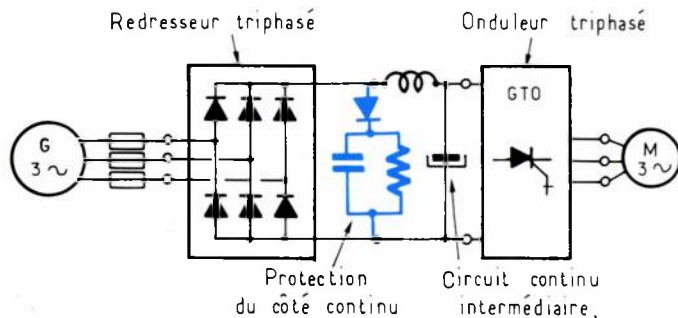


Figure 13. Protection passive d'un convertisseur contre les surtensions externes.

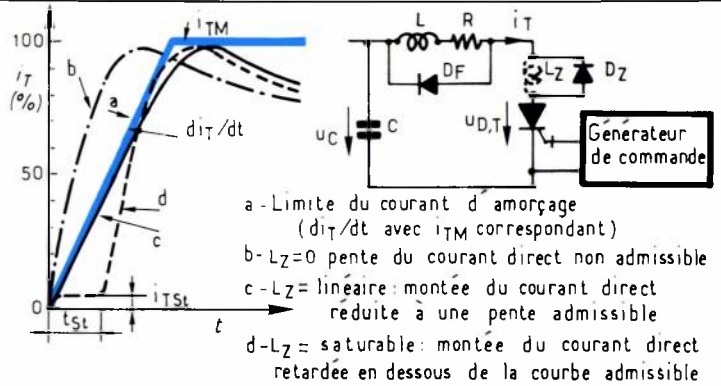


Figure 10. Sollicitation d'un GTO à l'enclenchement.

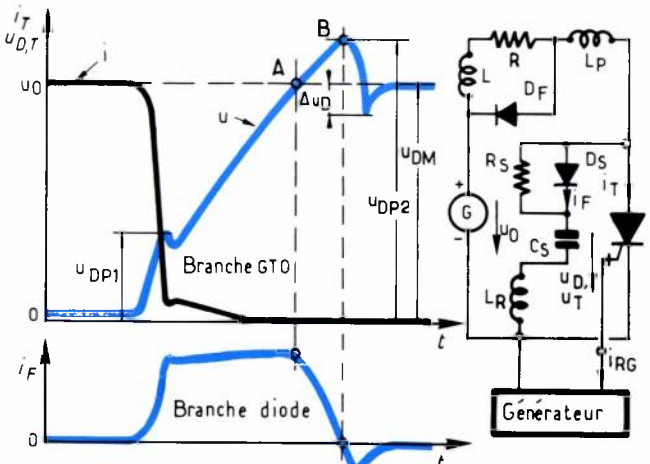


Figure 12. Extinction d'un GTO avec circuit R.C.D.

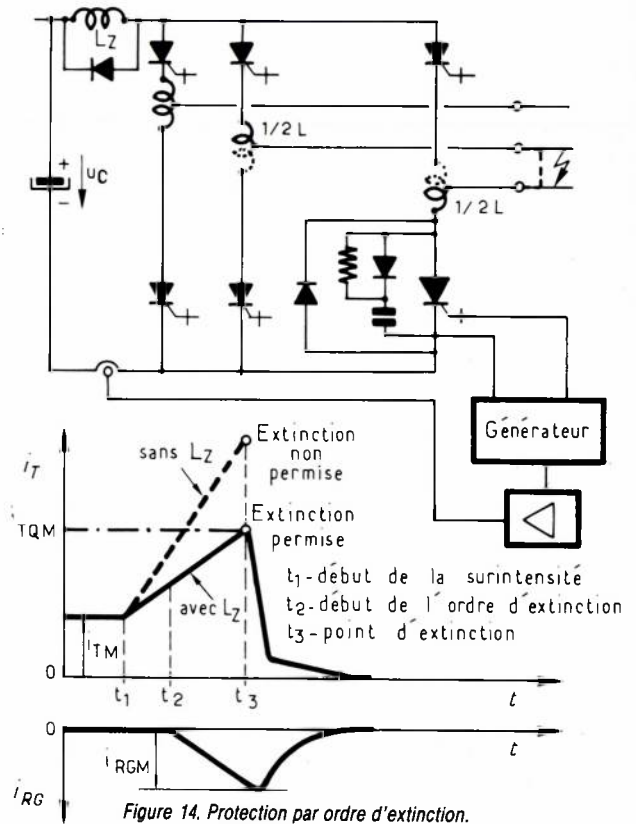


Figure 14. Protection par ordre d'extinction.

# Des GTO européens de grande puissance

Afin d'éviter les surtensions indésirables à l'extinction du GTO, il faut rajouter des diodes de roue libre  $D_F$  et  $D_Z$  sur les inductances  $L$  et  $L_Z$  du circuit principal. Ce point sera traité un peu plus loin.

## *Considération du courant d'accrochage.*

Dans des circuits principalement inductifs ou avec des charges très fortement variables, il peut se produire que le courant direct n'ait pas encore atteint la valeur du courant d'accrochage  $I_L$  alors que l'impulsion de commande a disparu et que le GTO retourne à l'état bloqué (fig. 11, point A).

Cette extinction involontaire peut être évitée par des mesures de protection appropriées, qui permettent de maintenir le courant direct  $I_T$  du GTO au-dessus de la valeur du courant d'accrochage  $I_L$  pendant la montée du courant direct  $I_{T(RL)}$  trop faible, trop lente ou retardée (point B).

Ces mesures de protection peuvent entre autres être constituées d'un circuit RC série en parallèle sur le GTO ou bien d'une résistance connectée sur la self du circuit principal.

Dans cet ordre d'idée, il est important d'approfondir le comportement du GTO dans le domaine du courant d'accrochage. Comparé aux thyristors conventionnels, on constate d'abord que le GTO a un courant d'accrochage relativement élevé. De plus, ce courant d'accrochage n'est souvent conduit que par quelques parties de surface de la structure entrelacée de l'élément, qui se comportent entre elles comme des îlots isolés. Par suite, lorsque le courant direct continue d'augmenter après la fin de l'impulsion de commande, une extension des zones conductrices de courant n'est pas assurée. Ce comportement du GTO explique également qu'il soit difficile d'indiquer une limite pour le courant d'accrochage, pour lequel toutes les surfaces partielles sont amorcées.

Dans tous les cas d'utilisation avec sollicitation du courant d'accrochage, les problèmes mentionnés peuvent toutefois être évités si, pendant la durée d'enclenchement, un courant de commande minimum de la valeur du courant d'amorçage supérieur reste maintenu (figure 11, allure du courant de commande 2).

Les mesures de protection mentionnées précédemment peuvent alors dans ce cas être annulées.

## *Limitation de la pente de tension.*

Pendant le processus d'extinction d'un GTO, la limitation de la pente de tension dans le sens direct a pour but de maintenir faibles les pertes d'extinction et les pointes de température qui en résultent afin d'éviter des réamorçages involontaires et la destruction possible qui s'ensuivrait.

Ceci peut être obtenu par exemple au moyen du circuit  $R_s C_s D_s$  de la figure 12.

Le circuit RCD est à raccorder au GTO aussi près que possible de celui-ci. La résistance  $R_s$  limite le courant de décharge du condensateur  $C_s$ , lorsque le GTO est amorcé. La diode  $D_s$  permet un couplage instantané du condensateur  $C_s$ . La figure 12 représente en plus l'allure du courant et de la tension pendant la phase

d'extinction d'un GTO ; la tension directe monte avec une forte pente jusqu'à une valeur crête  $U_{DP1}$  insignifiante pendant le temps où le courant direct décroît.

La première pointe de tension provient principalement de l'inductance résiduelle  $L_R$  du circuit de protection, car le courant direct décroissant du GTO commute avec une forte pente dans le circuit RCD.

En utilisant des condensateurs à faible inductance et une diode de commutation rapide,  $U_{DP1}$  peut être minimisé. Ceci est très important, car c'est justement la première pointe de tension qui peut causer des pertes d'extinction élevées.

Dans la phase suivante, la croissance de la tension directe dépend principalement du courant précédent  $i_{TM}$  et de la taille du condensateur  $C_s$  :

$$du/dt = \frac{i_{TM}}{C_s}$$

Lorsque la tension directe atteint la valeur de la tension d'entrée  $U_o$  au point A (figure 12),  $C_s$  est alors chargé et le processus de commutation commence sur  $D_s$ . La tension directe continue alors de croître jusqu'à la valeur la plus élevée  $U_{DP2}$  au point B, redescend ensuite jusqu'à une crête de tension négative  $\Delta u_D$  et atteint finalement de nouveau la tension d'entrée  $U_o$ . Ce comportement est dû principalement à l'inductance parasite  $L_P$  du circuit principal car l'énergie de l'inductance de la charge  $L$  est dirigée vers la résistance de charge  $R$  par la diode de roue libre  $D_F$ . A l'instant de la crête de tension négative  $\Delta u_D$ , survient le processus de commutation sur  $D_s$ . Une diode de commutation rapide  $D_s$  évite une rupture brusque de tension avec retour brutal de la polarité directe.

La diode  $D_s$  doit donc satisfaire à des phases de blocage et de conduction rapide ainsi qu'à un courant inverse décroissant lentement. Le choix de la diode doit donc être le résultat d'un compromis satisfaisant pour cette application. Dans tous les cas, on ne peut choisir qu'une diode rapide adaptée de façon optimale en intensité et en tension. L'énergie stockée dans le condensateur  $C_s$  pendant le processus d'extension est évacuée par la résistance  $R_s$  pendant la phase suivante de conduction du GTO. Pour que les pertes d'énergie restent faibles, il ne faut pas choisir  $C_s$  plus grand que nécessaire. Ceci est particulièrement valable aux fréquences de récurrence élevées. Des valeurs indicatives pour  $C_s$  figurent dans les fiches techniques du GTO. De plus, si le condensateur est trop gros, il ne sera pas déchargé complètement, ce qui pourrait faire monter la première pointe de tension de façon très raide à une valeur élevée de blocage  $U_{DP1}$  pouvant entraîner la destruction du GTO.

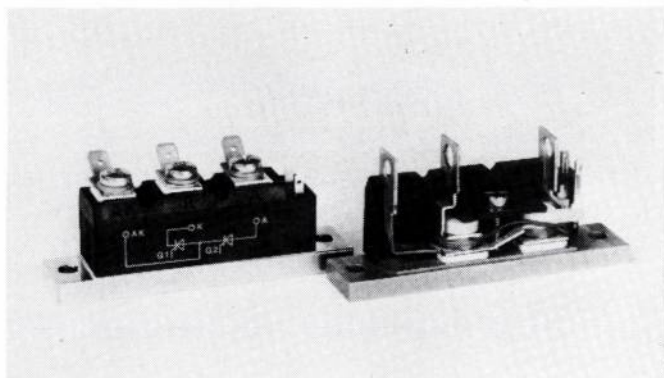
Il faut noter également que dans certains circuits, l'énergie du condensateur peut être évacuée avantageusement par une autre branche du circuit. Ces circuits sont malheureusement assez coûteux.

# Des GTO européens de grande puissance

## Expressions et abréviations les plus importantes utilisées pour les GTO, (conformément à la norme DIN 41 785/41 786)

Dénomination	Symbole	Explication
Retard d'amorçage	$t_{gd}$	C'est la durée entre le début d'une impulsion de courant de commande et l'instant où la tension sur l'électrode principale du GTO est tombée à une valeur proche de celle de départ ( $0,9 U_D$ ).
Pente de courant critique	$di/dt_{crit}$	C'est la vitesse de montée du courant la plus élevée que supporte le GTO sans préjudice pour ses caractéristiques, lors de l'amorçage.
Retard d'extinction	$t_{dq}$	C'est la durée entre l'instant d'application d'une impulsion de commande négative et la montée de la tension aux bornes du GTO jusqu'à une valeur prédéterminée proche de la tension de départ ( $0,9 U_D$ ).
Temps d'extinction	$t_{qa}$	C'est la durée entre le début d'une impulsion de commande négative et la montée de la tension aux bornes du GTO jusqu'à une valeur prédéterminée proche de la tension finale ( $0,9 U_D$ ). Il représente la somme du retard d'extinction et du temps de commutation.
Temps de commutation	$t_{ro}$	C'est la différence entre le temps d'extinction et le retard d'extinction.
Temps de commutation résiduel	$t_{rq}$	C'est la période en liaison avec le temps d'extinction pendant laquelle le courant devient nul.
Courant d'anode contrôlable non périodique	$I_{TOM}$	Courant d'anode instantané contrôlable non périodique, aux conditions indiquées dans les fiches techniques.
Courant d'anode contrôlable périodique	$I_{TORM}$	Courant d'anode instantané périodique contrôlable aux conditions indiquées dans les fiches techniques.
Courant résiduel	$I_{ro}$	C'est la valeur la plus élevée du courant direct contrôlable apparaissant pendant le temps de commutation résiduel.
Courant de commande négatif.	$I_{RG}$	Valeur du courant de commande négatif circulant pendant l'application de la tension de commande négative.
Tension crête de commande négative.	$U_{RGM}$	Valeur maximum de la tension de commande négative y compris les pointes de tension de courte durée.
Courant d'extinction minimum	$I_{GQ}$	C'est la valeur minimum du courant de commande qui provoque la commutation à l'état bloqué pour un courant direct déterminé.
Charge d'extinction	$Q_{GQ}$	C'est la quantité de porteurs circulant dans l'électrode de commande pendant le temps d'extinction et provoquant la commutation de l'état passant à l'état bloqué.
Amplification d'extinction	$V_G$	C'est le rapport entre le courant direct contrôlable $I_r$ et le courant de commande négatif nécessaire à l'extinction $I_{GQ}$ .

# Des GTO européens de grande puissance



Les GTO 50A et 90A d'AEG peuvent être obtenus en boîtier « Powerblock ».

## Mesures de protection

Les GTO, comme tous les semiconducteurs, doivent également être protégés contre les surtensions, les surintensités et les impulsions parasites. Les remèdes suivants peuvent être envisagés :

1 — *procédé passif*, qui tient éloignée l'énergie parasite ou la transforme,

2 — *procédé actif*, qui permet de détecter le début du défaut, surintensité ou surtension, et d'agir sur le circuit de commande par le circuit de régulation pour que le GTO ne soit pas surchargé.

Dans de nombreux cas, le GTO peut être protégé simplement par le procédé passif, comme les thyristors conventionnels. Ce comportement avantageux en comparaison du comportement du transistor, est à mettre au compte d'une bonne tenue relative aux surcharges en intensité et en tension. Pour déterminer les dispositifs de protection, on trouve entre autres dans les fiches techniques, la « tension crête périodique admissible », la « valeur limite du courant de surcharge » et « l'intégrale de charge ». D'un point de vue technique et économique, il peut être avantageux de combiner les procédés actifs et passifs pour protéger les GTO.

### *Procédé passif.*

Parmi les mesures de protection utilisées pour les thyristors conventionnels et qui concernent également les GTO, plusieurs procédés sont connus. On retiendra pour la protection antisurtensions la combinaison résistance/condensateur (réseau RC) ou les composants avec caractéristique de limitation en tension (varistors oxy-métal ou diodes à avalanche contrôlée). Pour la protection contre les surintensités, on utilise en générale des fusibles ultra-rapides.

Pour une bonne optimisation des mesures de protection contre les surtensions, il faut distinguer :

— *les surtensions internes*, qui sont provoquées par les séquences d'ouverture et de fermeture sur circuit inductif,

— *les surtensions externes*, qui sont transmises à l'appareil par le réseau de distribution d'énergie.

Les surtensions internes sont calculables.

Les surtensions externes dues au réseau de distribution ne peuvent généralement être déterminées que par l'expérience. Les surtensions non périodiques, d'énergie et de durées différentes qui sont dues aux conditions atmosphériques ou à des commutations sur le réseau, sont difficiles à estimer.

L'exemple d'un convertisseur avec circuit continu intermédiaire (fig. 13) montre comment obtenir en pratique une protection satisfaisante contre les surtensions extérieures tout en minimisant le coût des circuits de protection.

Il est important pour la capacité de blocage du GTO et pour des raisons techniques et commerciales d'avoir un facteur de sécurité relativement petit de l'ordre de 1,5.

— Les surtensions de courte durée sont déjà limitées par le circuit RC des diodes de redressement.

— Les surtensions de durée moyenne, dont l'énergie relativement importante peut élever la tension à la sortie du redresseur d'un facteur supérieur à 1,5, sont éliminées par les condensateurs de filtrage du circuit continu intermédiaire.

### *Procédé actif.*

La protection des GTO contre les surintensités — contrairement aux thyristors conventionnels — peut également être effectuée par un ordre d'extinction. Dans ce cas, il est nécessaire d'appliquer un courant de commande inverse à l'instant approprié. Ce courant est délivré par le générateur de commande après détection de la surintensité.

La détection de la surintensité et le traitement du signal résultant dans un dispositif de surveillance ne peut naturellement pas être effectué sans retard. De plus, le GTO également a un retard d'extinction. Dans les GTO qui ont une capacité de surcharge, le courant direct peut monter pendant ce temps de retard, jusqu'à une valeur limite qui peut encore être coupée, et en général égale à la valeur du courant d'anode contrôlable maximum non périodique  $I_{TOM}$ . C'est pourquoi il faut surveiller qu'en cas de défaut la pente de montée du courant direct soit limitée et que  $I_{TOM}$  ne soit pas dépassé pendant la période d'extinction retardée. Si l'inductance  $L$  présente dans le circuit de charge n'est pas suffisante, il faut prévoir une inductance supplémentaire  $L_z$  (fig. 14).

L'inductance supplémentaire nécessaire  $L_z$  peut se calculer de la façon suivante :

$$L_z = \frac{U_c \cdot (t_3 - t_1)}{I_{TOM} - I_{TM}} - L$$

Si pour des raisons techniques ou économiques, on omet l'inductance supplémentaire  $L_z$  il faut veiller à ce que l'impulsion de commande d'extinction soit supprimée en cas de défaut. L'interruption de la surintensité ne peut alors se faire qu'à l'aide de fusibles ultra-rapides (procédé passif).

(Adaptation : M. VIET, AEG-France)

# Redresseurs rapides RTC

il y a des TO 220

qui ont de la détente...



La Chesnay Associés Communications Réf 580

**...dans toutes  
les technologies**

**doubles diffusées  
épitaxiées et Schottky**

Je désire recevoir 580

la visite d'un ingénieur

votre catalogue

M. \_\_\_\_\_


Fonction \_\_\_\_\_

Société \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_  
Ville \_\_\_\_\_

Tél. \_\_\_\_\_



*Une assurance de qualité.*



130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 855.44.99 - TELEX : 680.495 F

# Un commutateur exceptionnel le Darlington REC

**D**E nombreux commutateurs blocables sont proposés au concepteur d'équipements. Citons le transistor bipolaire, le transistor-MOS et le thyristor blocable. Tous ces composants ont des points forts et des points faibles. Une utilisation mixte de composants de technologie différente permet de marier les points forts en évitant les points faibles.

Cet article décrit une combinaison de transistors bipolaires et MOS qui permet d'obtenir des résultats remarquables en performances de commutation et en conduction, performances qu'on ne peut pas espérer obtenir avec un composant seul.

La figure 1 montre le schéma de principe retenu pour la réalisation du commutateur à hautes performances. Il s'agit d'une configuration Darlington commandée par une source de courant et munie d'un dispositif d'anti-saturation. Un commutateur T3 rapide est capable d'appliquer pendant une durée déterminée une forte polarisation négative à la base du transistor de puissance T2.

Nous allons voir plus loin que cette combinaison réunit des performances excellentes à la mise en conduction avec un bon gain en courant et une commutation à l'ouverture ultra-rapide.

Analysons donc comment ces performances peuvent être obtenues.

## La mise en conduction rapide d'un transistor

Pour une mise en conduction rapide avec de faibles pertes, il faut injecter le plus rapidement possible des charges dans la base du transistor de puissance T2. Il faut donc à la mise en conduction faire monter le courant de base le plus rapidement possible et envoyer un courant de base avec une amplitude élevée. Quand le processus de la mise en conduction est fini, le courant de base peut être réduit.

Lorsque l'on tente de réaliser une mise en conduction rapide, on se heurte à des contraintes souvent imprévues : si on impose à la jonction base-émetteur du transistor un courant élevé avec une montée rapide, cette jonction répond comme une diode à la mise en conduction, et passe par une phase de surtension  $V_{BEsat\ dyn}$  qui dure environ 1 s. (figure 2).

Dans les applications courantes, cette surtension  $V_{BEsat\ dyn}$  ralentit la montée du courant de base : assimilons le circuit driver à une source de tension  $V_B$ , connectée en série avec une résistance R1 destinée à limiter le courant de base positif. La résistance est calculée de façon à limiter le courant de base, pendant la phase de conduction à une valeur suffisamment élevée, c'est à dire à la valeur de  $I_{Bsat}$ .

$$I_B = I_{Bsat} = \frac{V_B - V_{BE}}{R1}$$

Lors de la mise en conduction du transistor, la tension base-émetteur  $V_{BEsat\ dyn}$  peut atteindre plusieurs volts :

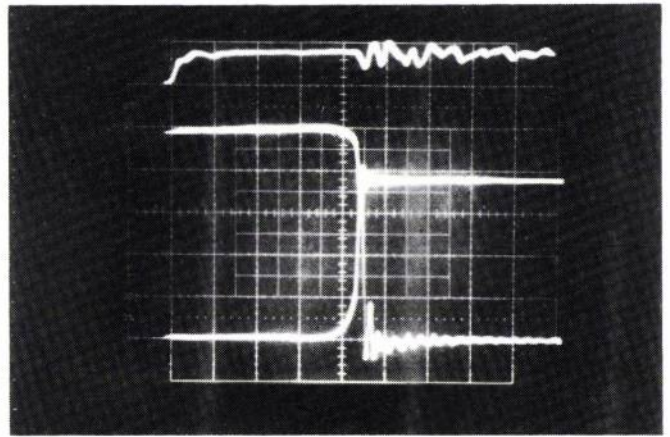
$$I_B' = \frac{V_B - V_{BEsat\ dyn}}{R1} ; I_B \ll I_{Bsat}$$

Le courant de base augmente donc plus lentement qu'on ne l'espère. Pour éviter ceci, il est souhaitable de commander le transistor à la mise en conduction par une source de courant. Dans ce cas, la montée du courant de base positif n'est pas ralentie par le comportement de la jonction base-émetteur.

## Mise en conduction d'un Darlington

Un comportement du driver similaire à celui d'une source de courant favorise la vitesse d'établissement du courant de base et ainsi la mise en conduction du transistor. Une bonne approche de ce comportement consiste à utiliser une source de haute tension  $V_B > V_{BEsat}$  en série





Oscillogramme d'une commutation à l'ouverture du Darlington-REC. En haut, le signal d'entrée du circuit, en bas le courant collecteur et la tension collecteur-émetteur. Le retard de la commutation à l'ouverture de ce Darlington-REC est d'environ 400 ns ; le temps de descente d'environ 10 ns.

avec un limiteur de courant. Cette approche est celle du montage Darlington. Lors de la mise en conduction, le transistor principal et le transistor driver sont soumis à une tension collecteur-émetteur élevée. (Figure 3). Cette tension reste appliquée jusqu'à la fin du recouvrement de la diode de roue-libre, c'est-à-dire quasiment jusqu'à la fin du processus de mise en conduction. A la mise en conduction du Darlington, le courant de base du transistor principal n'est limité que par le courant de base du transistor driver multiplié par son gain. Le transistor driver est soumis à une tension collecteur-émetteur élevée (figure 3) et son gain est dans ces conditions très élevé. Le courant de base de l'étage de sortie monte donc très rapidement à une amplitude élevée. Avec une commande correcte de l'étage driver, le montage Darlington est un des commutateurs les plus rapides à la mise en conduction. Il atteint des valeurs de  $di_c/dt$  supérieures ou égales à celle des transistors équivalents en technologie MOS.

## Commutation à l'ouverture

La commutation à l'ouverture du Darlington-REC se passe en deux temps : d'abord, l'étage « driver » T1 est bloqué puis l'étage « puissance » T2. L'étage puissance est commandé en mode REC.

Pour mieux comprendre la commutation en REC, rappelons d'abord les principes de la commutation à l'ouverture des transistors bipolaires :

Pendant le temps de conduction, un courant de base positif  $I_{B1}$  est appliqué (figure 4). Ce courant de base est suffisant pour maintenir le transistor en quasi-saturation. L'ordre d'ouverture est donné à l'instant  $t_0$ . Le courant  $I_{B1}$  est arrêté à cet instant et un premier courant négatif  $I_{B2}$  est appliqué. Ce courant négatif  $I_{B2}$  sert à retirer des charges de la base du transistor. Son amplitude détermine le temps de stockage  $t_s$ . Après désaturation du transistor (entrée dans le régime linéaire), un courant de base négatif  $I_{B3}$  plus élevé que le précédent est appliqué. Pendant le temps

$t_s$  (de  $t_0$  à  $t_1$ ), la tension collecteur-émetteur commence à croître. D'abord très lentement, à quelques volts, puis rapidement jusqu'à la valeur de la tension d'alimentation. La diode de roue-libre commence à conduire à l'instant  $t_1$  et le courant collecteur commence à décroître à partir de ce moment. Le comportement du transistor pendant l'intervalle  $t_0$  à  $t_1$  dépend de l'amplitude de  $I_{B2}$ , du niveau du courant collecteur et des effets de recombinaison des charges. Si pendant la conduction le transistor se trouve en quasi-saturation,  $t_0$  à  $t_1$  est faible. Une augmentation de l'amplitude de  $I_{B2}$  permet d'évacuer plus rapidement les charges et de réduire le temps de stockage  $t_s$ .

Après la phase de déstockage, la phase de descente  $t_f$  du courant collecteur commence. Le temps de descente  $t_f$  ( $t_1$  à  $t_2$ ) dépend de plusieurs facteurs :

- de la technologie du transistor,
- de l'amplitude du courant base négatif  $I_{B3}$ , pendant  $t_f$ ,
- de la tension collecteur-émetteur appliquée pendant ce temps.

Une augmentation  $I_{B3}$  réduit le temps de descente  $t_f$ . On peut indiquer comme ordre de grandeur que le fait de doubler l'amplitude de  $I_{B3}$  divise le temps  $t_f$  par deux.

Il est à préciser que le courant nommé  $I_{B3}$  est bien le courant qui sort effectivement de la base pendant le temps de descente. Ce courant n'est pas forcément identique au courant négatif maximal que peut fournir le circuit de commande.

Si on essaye d'augmenter le courant de base négatif  $I_{B3}$  pour réduire le temps de descente  $t_f$ , on se heurte à des limites technologiques.

Une première limitation de la diminution de  $t_f$  provient du transistor lui-même qui s'oppose à partir d'un certain niveau à une augmentation de l'amplitude de  $I_{B3}$  ; le courant de base négatif  $I_{B3}$  est souvent obtenu par l'application d'une source de tension négative  $-V_{BB}$  en série avec une impédance  $z$  (figure 5). On choisit la valeur de  $-V_{BB}$  égale ou inférieure à la tension d'avalanche spécifiée de la jonction base-émetteur du transistor commandé (souvent  $-6$  V). Le courant  $I_{B3}$  devrait ainsi être limité par l'impédance  $z$  qui se

# Un commutateur exceptionnel

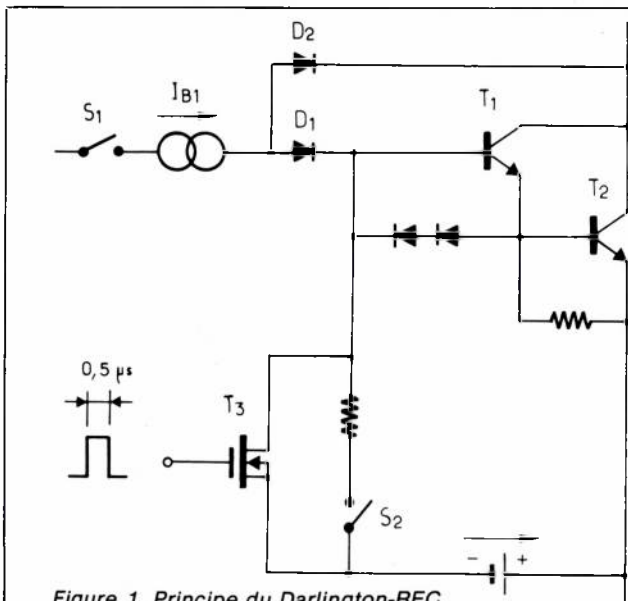


Figure 1. Principe du Darlington-REC.

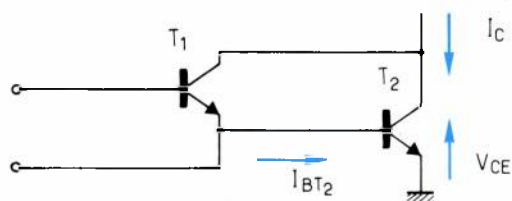
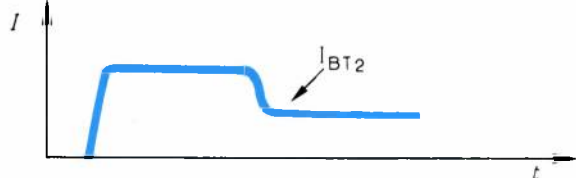
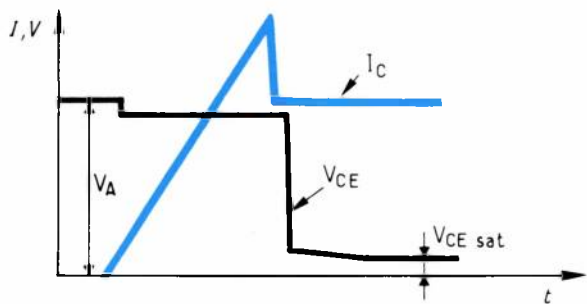


Figure 3. Mise en conduction d'un Darlington. Au début de la mise en conduction T1 est alimenté par une tension collecteur-émetteur élevée. Il est donc capable de faire monter rapidement le courant de base de T2.

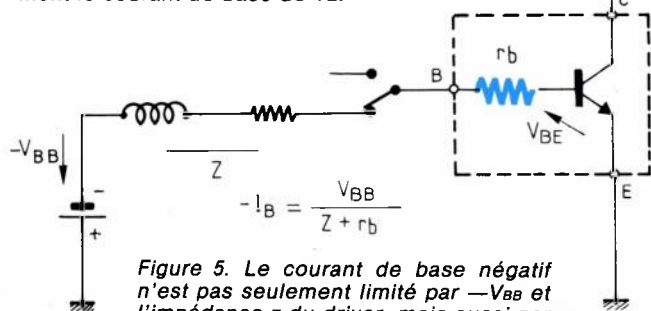


Figure 5. Le courant de base négatif n'est pas seulement limité par  $-V_{BB}$  et l'impédance  $Z$  du driver, mais aussi par la résistance interne  $r_b$  du transistor.

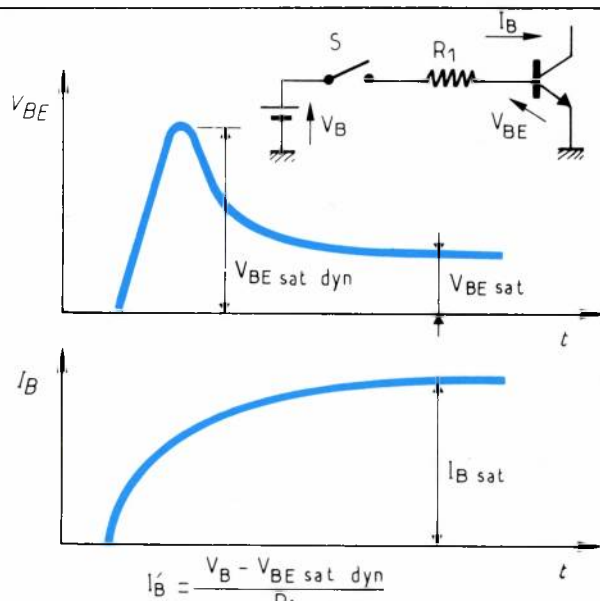


Figure 2. Montée du courant de base à la mise en conduction.

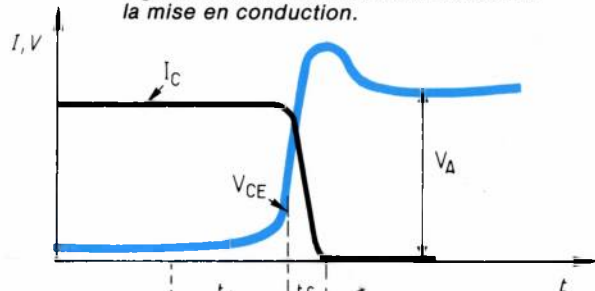
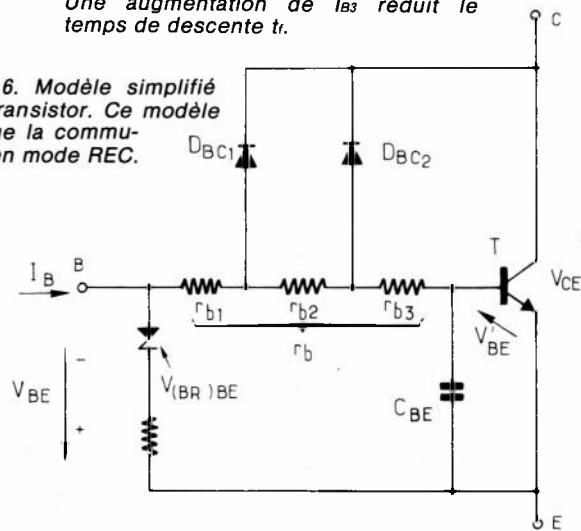


Figure 4. Commutation à l'ouverture schématisée d'un transistor bipolaire. Une augmentation de  $I_{B3}$  réduit le temps de descente  $t_f$ .

Figure 6. Modèle simplifié d'un transistor. Ce modèle explique la commutation en mode REC.



# Un commutateur exceptionnel

trouve en série avec la résistance interne  $r_{bb}$  de la jonction base-émetteur du transistor. On peut constater que souvent ce n'est pas l'impédance  $z$  de la source qui limite  $I_{B3}$ , mais c'est la résistance  $r_b$  (donc le transistor lui-même) qui limite pendant le temps de descente l'amplitude du courant négatif et qui s'oppose ainsi à une diminution du temps de descente  $t_f$ . Notons que la valeur de  $r_b$  n'est pas constante mais dépend de plusieurs facteurs :

- géométrie de la pastille,
- profil de dopage,
- niveau de courant collecteur,
- degré de saturation.

Les temps de descente les plus courts sont obtenus en amenant la tension base-émetteur jusqu'à la tension d'avalanche base-émetteur réelle du composant. Ce fait est exploité dans le commutateur REC.

## Le principe de base du transistor-REC

Pour réaliser un commutateur ultra-rapide, il suffit de réaliser un circuit de commande de base capable d'appliquer pendant un certain temps et immédiatement après l'ordre de commutation à l'ouverture, un courant de base négatif égal et pendant un certain temps supérieur au courant collecteur. Le courant de base négatif est la somme du courant collecteur  $I_C$  et d'un courant de décharge de la jonction base-émetteur. Ce commutateur est caractérisé par l'inversion momentanée du courant émetteur du transistor de puissance. Nous l'avons donc baptisé REC-Switch (Reversed-Emitter-Current-Switch).

Il existe un problème important dans l'utilisation de ce genre de commande de base : si la tension négative de commande reste après la fin de la commutation supérieure à la tension d'avalanche base-émetteur un courant négatif important continue de parcourir cette jonction. Ce produit courant tension créerait des pertes non acceptables. Pour éviter ceci, on réduit après la fin de la commutation la tension négative à une valeur inférieure à la tension d'avalanche de la jonction base-émetteur.

## La commutation ultra-rapide - sans traînage

Pour que le transistor fasse une commutation ultra-rapide, il faut que la commande et le dispositif connecté remplissent certaines conditions que nous allons expliquer à l'aide d'un modèle simplifié :

Ce modèle (figure 6) est composé de deux diodes ( $D_{BC1}...D_{BC2}$ ) une série de résistances ( $r_{b1}...r_{b3}$ ), d'une diode zener et d'un transistor.

Supposons que pendant la conduction, le courant de base était très fort et le courant collecteur relativement faible. Supposons également que la chute de tension  $V_{CE}$  était très faible, par exemple, de l'ordre de 300 mV.

Dans ce cas, une partie du courant de commande  $I_B$  passerait par la résistance  $r_b$  et la jonction base-émetteur, une autre partie par les diodes  $D_{BC1}$  et  $D_{BC2}$  ( $V_{BE} > V_{CE} + V_{DCB}$ ). Si nous inversons maintenant brutalement la commande de base, nous allons extraire des charges de la base du transistor et la tension collecteur-émetteur commence à augmenter. Les diodes  $D_{BC1}$  à  $D_{BC3}$  seront alors polarisées à l'inverse. Ceci a deux conséquences :

1) Une partie du courant de commande sert à fournir le courant de recouvrement de la diode  $D_{BC1}$ .

2) Due à la chute de tension que provoque le courant de base négatif sur la résistance  $r_b$ , la jonction base-émetteur  $V'_{BE}$  reste éventuellement légèrement positive et le courant de recouvrement de la diode  $D_{BC2}$  passe (partiellement) par cette jonction et ralentit la commutation à l'ouverture. Ce phénomène est connu sous l'appellation « traînage de courant collecteur ».

Pour obtenir une commutation ultra-rapide, il faut donc éviter (ou diminuer) le phénomène de recouvrement de la jonction base-collecteur et interdire complètement l'intervention de l'émetteur du transistor. Pour diminuer le phénomène de recouvrement de la jonction base-collecteur, il suffit d'interdire la polarisation en direct de cette jonction, c'est-à-dire de maintenir la tension collecteur-émetteur pendant la conduction à un niveau supérieur ou égal à la tension base-émetteur. Le circuit d'antisaturation bien connu permet d'obtenir ce résultat. Interdire l'action de l'émetteur est plus difficile. Imaginons que tout le courant collecteur passe par le circuit de commande ( $-I_B = I_C$ ). Ce courant provoque une chute de tension aux bornes de la résistance  $r_b$ . Si cette chute majorée de 500 mV est égale à la tension négative appliquée entre la connexion base et émetteur, il y a risque de conduction de la jonction base-émetteur avec tous les effets négatifs que cela comporte. Etant donné que la tension base-émetteur ne peut pas descendre en dessous de la tension d'avalanche  $V_{(BR)BE}$ , le courant collecteur et la résistance  $r_b$  limitent le fonctionnement du commutateur ultra-rapide.

Pour connaître ces limites, il est donc nécessaire de spécifier  $r_b$ .

## Commutation à l'ouverture sans réseau d'aide

L'émetteur du transistor commandé en REC est complètement coupé, c'est-à-dire inactif. La commutation est donc équivalente à celle d'une diode. On sait qu'une diode supporte lors de sa commutation sa tension d'avalanche. Il en est ainsi pour le transistor commandé en REC. Il supporte sa tension d'avalanche  $V_{CBO}$  ou  $V_{CEX}$ . Précisons que pour obtenir ceci  $I_B$  doit obligatoirement être  $> I_C$ .

Cette limitation est valable à condition que le produit  $I_C.r_b$  ne dépasse pas la tension négative appliquée entre base et émetteur.

# Un commutateur exceptionnel

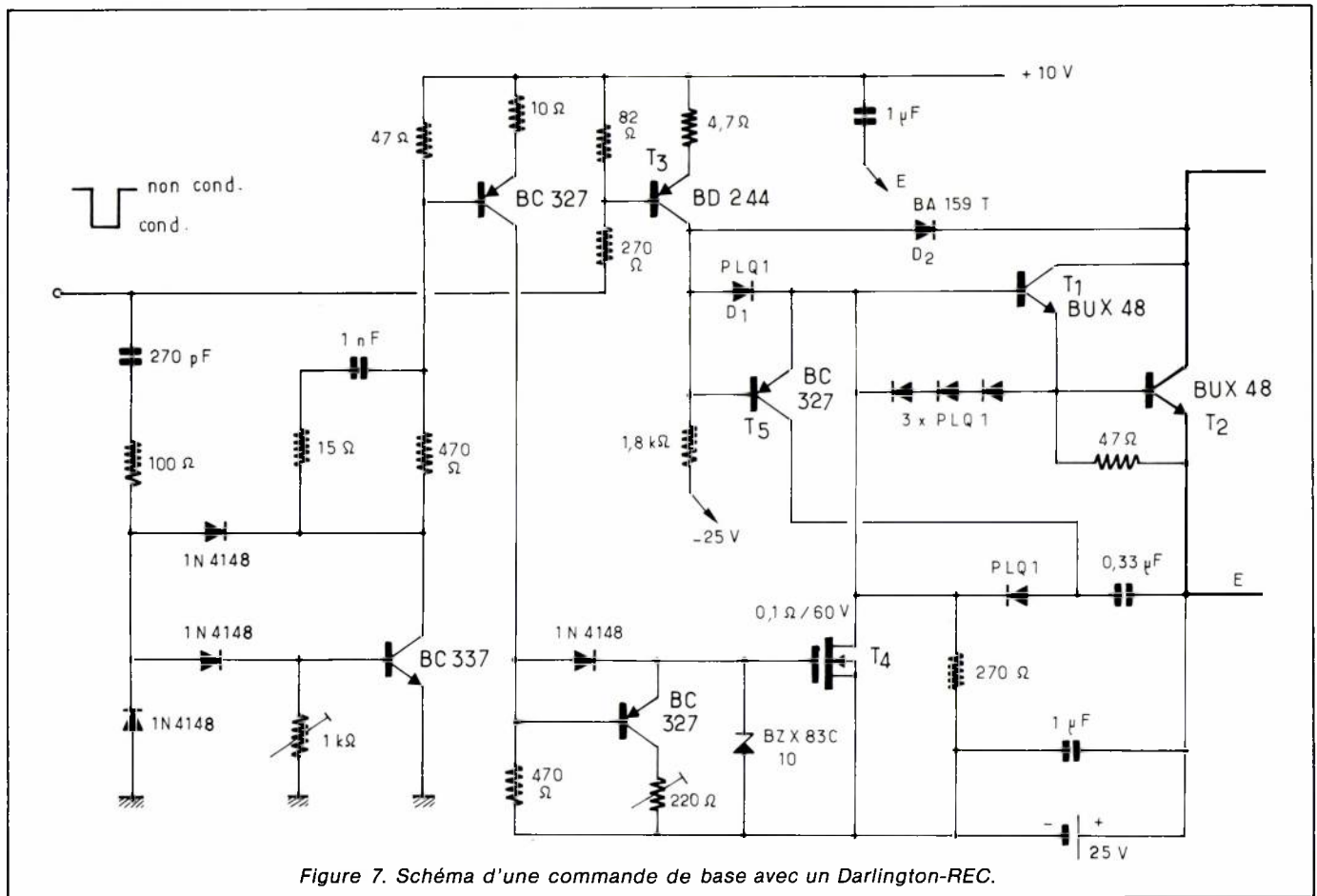


Figure 7. Schéma d'une commande de base avec un Darlington-REC.

La résistance parasite  $r_b$  et la tension d'avalanche base-émetteur du transistor sont des éléments critiques pour le fonctionnement. Ils dépendent de la technologie du composant et sont sujet à dispersion. Il nous semble donc nécessaire de faire une spécification spéciale pour les transistors commandés en mode REC.

## Exemple d'une commande de base REC

Un des montages de Darlington-REC est représenté dans la figure 7. Il s'agit d'un Darlington composé de deux transistors BUX 48 (T1, T2). Une source de courant (T3) fournit le courant de base positif. La sursaturation est évitée par les diodes D1 et D2. Le flanc positif du signal d'entrée met en conduction le transistor MOS (T4). Le MOS ne conduit que pendant environ 500 ns. Après la fin de la conduction du MOS, le transistor T5 applique une polarisation négative de quelques volts aux transistors de puissance.

Avec ce montage, nous avons commuté 10 A sous 800 V. Le temps de retard à l'ouverture (entre signal d'entrée et  $I_c$ ) s'élève à environ 400 ns ; le temps de descente du courant collecteur est de l'ordre de 5 à 10 ns (notre photo page 39).

## Conclusion

Le Darlington-REC est une combinaison de deux transistors bipolaires avec un transistor MOS. Cette combinaison permet d'obtenir des performances assez exceptionnelles, notamment une commutation ultra-rapide et une aire de sécurité très élargie.

Cette combinaison peut fonctionner avec une fréquence élevée sur le réseau redressé et ceci sans réseau d'aide à la commutation. Ces performances ont été obtenues sans nuire aux bonnes performances à la mise en conduction et en gain.

Il y a encore quelques mois, la commutation en mode REC était encore une bête curieuse de laboratoire. Maintenant, nous pouvons proposer des schémas simples et efficaces pour la commande en REC.

Le Darlington-REC a divisé les temps de commutation des composants bipolaires par un facteur de 10 à 100. Maintenant, la vitesse de commutation sera limitée par le câblage...

**Klaus Rischmüller**  
(Thomson-CSF - DSD)

### Bibliographie

« Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie », THOMSON-CSF - 1983.

# Caractéristiques de transfert de charges des MOS de puissance

*Il est possible de calculer les temps de commutation d'un MOSFET et de montrer la remarquable corrélation existant entre ces calculs, dérivés des courbes de transfert de charges au turn ON et au turn OFF, et les temps de commutation effectivement constatés par test. Les effets de la commande de grille sur la capacité de transfert inverse peuvent avoir pour conséquence une dégradation sérieuse des temps de commutation.*

Tous les MOSFETS présentent une grande impédance d'entrée. Cependant, lorsqu'ils sont utilisés en commutation très rapide, ils sont le siège de transferts de charges, comme les transistors bipolaires.

Il existe, bien sûr, quelques différences fondamentales qui sont hors du sujet de cet article. Notre but est de résoudre le problème de corrélation apparente existant entre les caractéristiques de transfert de charges et la vitesse de commutation des MOSFETS de puissance.

Depuis le début de 1981, nombre de fabricants de MOSFETS ont ajouté aux feuilles de caractéristiques de leurs produits, des données sur les transferts de charges. Cependant, la plupart ne fournissent pas les informations nécessaires à leur bonne exploitation.

Dans cet article, nous ne nous bornerons pas à l'appréciation de ces courbes mais nous apprendrons à nous en servir, à reconnaître certaines anomalies ayant trait aux MOSFETS et surtout à les considérer comme un outil effectif et indispensable pour déterminer avec précision les temps de commutation.

## Caractéristiques de transfert de charges

### Définition

Tous les MOSFETS sans zener de protection présentent une résistance d'entrée en continu de plusieurs mégohms ( $10^{12}$  ohms typique).

Lorsqu'ils sont utilisés en commutateur, la puissance requise pour les maintenir en état ON ou OFF est négligeable alors que les transistors bipolaires absorbent une certaine puissance.

Cependant, nous retrouvons, couplée à cette résistance, une capacité constituée par une capacité grille-source,  $C_{gs}$ , et une capacité grille-drain,  $C_{gd}$ .

Comme tous les MOSFETS de puissance du marché sont à enrichissement, nous devons tout d'abord appliquer une polarisation sur la grille pour les rendre passants. Pour un canal N, cela signifie la nécessité d'une polarisation positive de la grille par rapport à la source, alors qu'un canal P requiert une tension négative. La compréhension du mécanisme de charge d'une capacité nous permet de comprendre qu'il faut d'abord charger le condensateur d'entrée équivalente du transistor pour le rendre conducteur alors qu'il tend à être toujours OFF. La connaissance réelle de la capacité équivalente ( $C_{in}$ ) et le changement de polarisation ( $V_{gs}$ ) nous permettraient de calculer l'énergie nécessaire :

$$W = \frac{1}{2} C_{in} (\delta V_{gs})^2 \text{ Watt-secondes} \quad (1)$$

Mais comme l'évaluation de cette capacité est malaisée (car elle varie dans le temps), une meilleure méthode consiste à avoir le transfert de charges de grille en fonction de  $V_{gs}$ . La différence de charges entre l'état ON et l'état OFF nous donnera l'énergie requise pour la commutation :

$$W = \frac{1}{2} (\delta Q_g) (\delta V_{gs}) \text{ Watt-secondes} \quad (2)$$

C'est la caractéristique indiquée sur les feuilles de données actuelles. La figure 1 montre le transfert de charges typique pour un MOSPOWER VN 4000A, 400 V, 1 ohm, 8 A.

# Transferts de charges dans les MOS

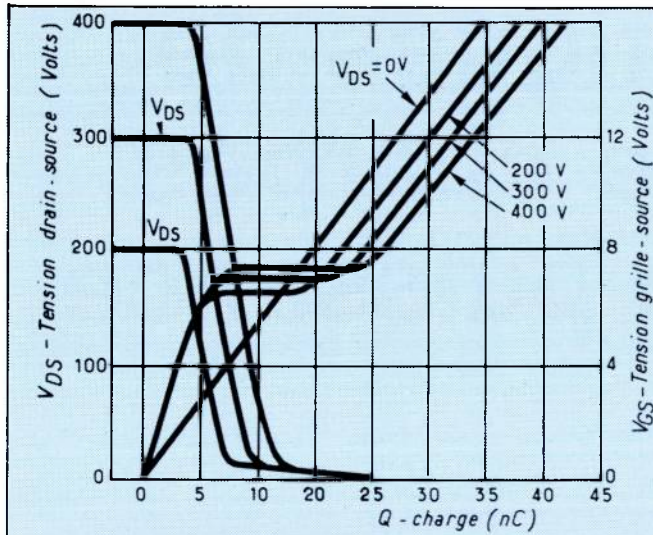


Figure 1. Transfert de charge au turn-on

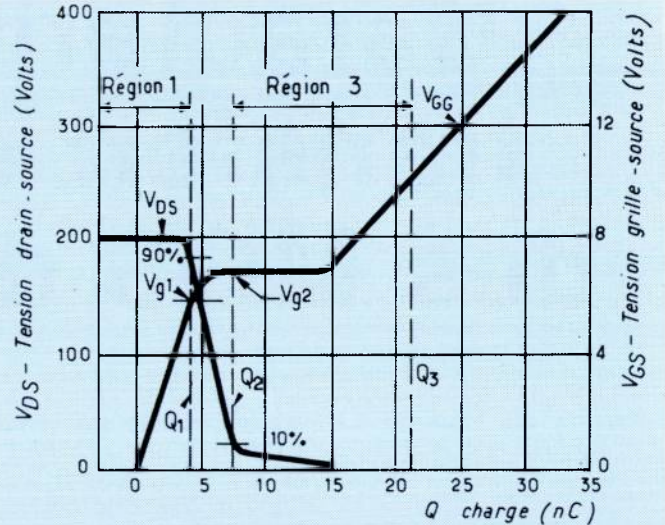


Figure 2. Transfert de charge au turn-on

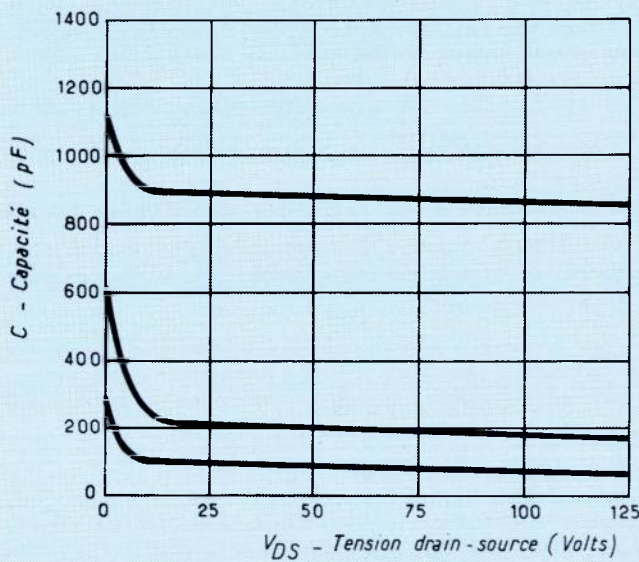


Figure 3. Capacité d'un VN4000A.

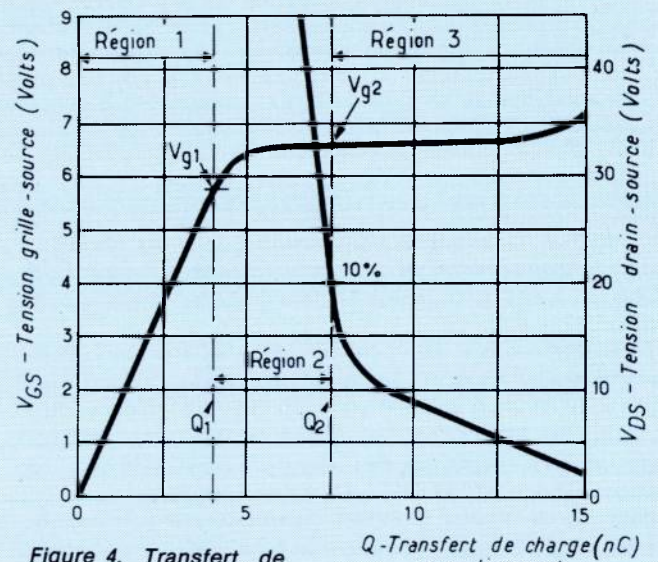


Figure 4. Transfert de charge, vue agrandie.

Q-Transfert de charge (nC) agrandissement

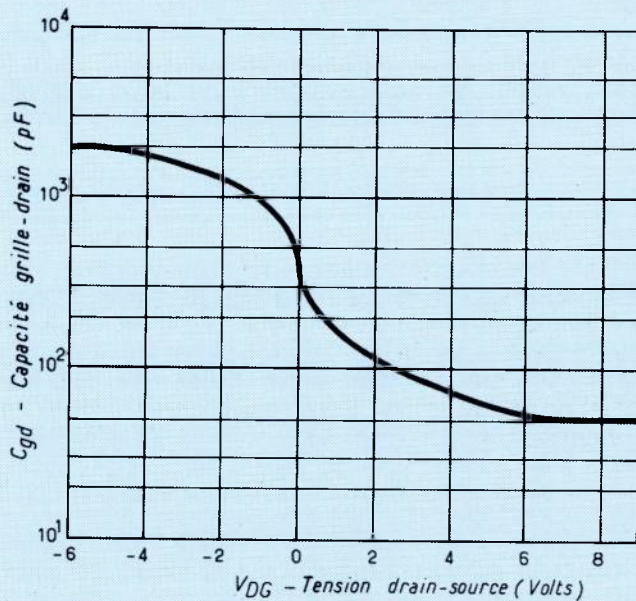


Figure 5. Effets de la commande de grille sur la capacité.

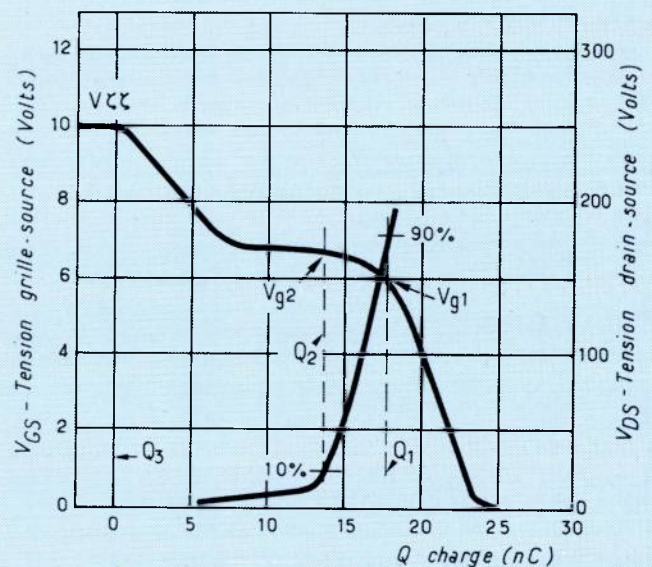


Figure 6. Décroissance des charges au turn-off.

# Transferts de charges dans les MOS

## Explications

Bien que cette figure 1 nous propose des courbes pour trois valeurs de tension d'alimentation, en fait un seul jeu de courbes est suffisant pour mener notre étude. La figure 2, par exemple, reproduit le scénario correspondant à un fonctionnement sous 200 V. Nous y trouvons trois régions distinctes.

Dans la région 1, la tension de grille,  $V_{gs}$ , a atteint le niveau à partir duquel la conduction de drain commence. Le début du cycle de turn-on commence à  $0,9 V_{DS}$ , soit 180 V dans notre exemple. Dans la région 2, la commutation est terminée et le potentiel de drain a atteint  $0,1 V_{DS}$ . Dans la région 3, nous continuons à appliquer un potentiel croissant sur la grille, alors que le drain reste en saturation. Le cycle est terminé.

Ce que nous avons vu est donc un retard initial (région 1) suivi d'une commutation (région 2). Avant d'atteindre la région 2, nous voyons la tension de grille charger la capacité d'entrée équivalente qui, dans cette zone de pré-seuil est pratiquement  $C_{gs}$ . On peut alors en déduire la valeur de cette dernière :

$$C_{in} = \frac{Q_{g1}}{V_{g1}} \quad (3)$$

La région 3 présente deux phénomènes intéressants : premièrement l'entrée du drain en saturation (que nous verrons plus en détail ultérieurement), et deuxièmement un accroissement brusque du cycle de charge lorsqu'on surcharge la grille.

Mais revenons à la région 2 qui montre le turn-on. L'événement le plus important et le plus visible séparant les régions 1 et 2 est le brusque accroissement de la capacité d'entrée (identifié par la faible pente de la courbe de transfert).

Lorsque le MOSFET commute, l'effet MILLER se fait sentir et la capacité d'entrée évolue selon la relation :

$$C_{in} = C_{gs} + C_{gd} (1 - A_v) \quad (4)$$

Nous pouvons aussi calculer cette capacité en utilisant les données de la figure 2 :

$$C_{in} = \frac{Q_{g2} - Q_{g1}}{V_{g2} - V_{g1}} \quad (5)$$

Nous pourrions, au premier abord, nous tromper sur le début effectif de la région 3 si nous ne nous posions des questions sur l'amplitude de l'effet MILLER à partir des équations (4) et (5) ou de la région de charge plate, excessivement longue, des figures 1 et 2. Puisque l'équation (4) semble contenir toutes les réponses à nos questions, il nous faut d'abord expliquer chaque élément !

$C_{gs}$  qui peut être obtenue à partir de l'équation (3), consiste en une capacité de champ, combinée à une capacité dépendante de la déplétion.

Le gain en tension  $A_v$  peut être dérivé :

$$A_v = \frac{\delta V_{DS}}{\delta V_{gs}} \quad (6)$$

Ce qui reste peut être expliqué par la capacité drain-grille,  $C_{gd}$ .

## Effets de la commande de grille sur la capacité de contre-réaction

Sur toutes les feuilles de caractéristiques de MOSFET, nous trouvons des tableaux de valeurs mini ou maxi ainsi que des courbes de valeurs typiques sur trois capacités  $C_{iss}$ ,  $C_{rss}$ ,  $C_{oss}$ .

Parce qu'elles sont toutes trois dépendantes de la déplétion de la partie diffusée, elles sont dépendantes de la tension (voir figure 3 pour le VN 4000 A).

Notre but étant l'étude et la compréhension de l'effet MILLER nous limiterons notre propos à  $C_{rss}$ , connue aussi sous l'appellation de capacité de réaction grille-drain,  $C_{gd}$ .

Mais avant de continuer plus avant, il nous faut revenir sur la figure 2 et examiner attentivement ce qui se produit au niveau du drain lors de l'entrée en saturation avec cet effet de décroissance lente de  $V_{DS}$  jusqu'à  $V_{sat}$ .

Pourquoi ne voyons-nous pas une saturation immédiate et franche ? En grossissant la région 3 de la figure 2, nous observons qu'un coude se produit à environ 10 V, suivi d'une lente décroissance à  $V_{sat}$ . Dans le même temps, sur la courbe de transfert de charges, on s'aperçoit que celui-ci dure pendant toute la décroissance lente avec la même intensité et ce jusqu'à saturation complète où la capacité de MILLER disparaît ( $\delta V_{ds}/\delta V_{gs} = 0$ ) et la grille atteint  $V_{GG}$ .

Ce n'est pas une coïncidence si l'effet de coude se produit à  $V_{gs} = 10$  V. En effet, il est apparu au niveau du MOSFET une chute brusque de la tension du drain inférieure à la tension de grille avec, pour conséquence, une tension drain-grille négative. Si l'on se reporte à la figure 5, on comprend ce qui s'est passé au niveau de la capacité de déplétion  $C_{gd}$ .

L'équation (4) résume l'effet global. A mesure que la tension de drain atteint  $V_{GG}$ ,  $C_{gd}$  commence à croître pour atteindre en saturation environ 1800 pF. A mesure que  $C_{gd}$  croît avec  $V_{gd}$  décroissant, l'effet MILLER s'accroît. Une substitution pure et simple de valeur dans l'équation (4) serait difficile puisque  $\delta V_{DS}/\delta V_{gs}$  est en changement continu et rapide tout comme  $C_{gd}$  (ce que l'on peut voir figure 5). Cependant, nous devrions être en mesure d'apprécier l'effet à partir de la partie plate de la caractéristique de transfert de charges.

## Calcul des temps de commutation

*Retard à la mise en conduction et temps de montée*

On trouve, en général, pour tous les MOSFETS, des valeurs de temps de commutation se référant à un schéma de test. Sans information supplé-

# Transferts de charges dans les MOS

mentaire, toute corrélation est difficile. Cependant, on arrive à des caractéristiques et des équations du type :

$$t_d(\text{on}) = \frac{Qg1}{Vg1} R_{gen} \ln \frac{V_{GG}}{V_{GG}-Vg1} \quad (7)$$

$$t_r = \frac{Qg2 - Qg1}{Vg2 - Vg1} R_{gen} \ln \frac{V_{GG} - Vg1}{V_{GG} - Vg2} \quad (8)$$

Où  $R_{gen}$  est la résistance de la source de tension en ohms.

En utilisant les équations (7) et (8) avec la figure 2, nous pouvons comparer les données calculées (fig. 2) aux données mesurées sur un lot de 10 échantillons.

TABLEAU A

nS	calculé	mesuré	calculé	mesuré
$t_{d(\text{on})}$	29.9	26-38	61.7	55-65
$t_r$	52.8	46-58	105	95-115
$V_{DS} = 220 \text{ V}$	$R_{gen} = 50 \text{ Ohms}$		$R_{gen} = 100 \text{ Ohms}$	

Il nous faut cependant souligner que les valeurs calculées tombent sur les valeurs moyennes mesurées.

## Retard au blocage et temps de descente

C'est ici que commence notre problème. Là où nous avons pu calculer  $T_d(\text{on})$  et  $t_r$  avec une bonne précision, nous découvrons toutefois qu'au turn off ou au  $t_r$ , une erreur appréciable est introduite si l'on part de la figure 2. Nos équations sont :

$$t_d(\text{off}) = \frac{Qg3 - Qg2}{Vg3 - Vg2} R_{gen} \ln \frac{V_{GG}}{Vg2} \quad (9)$$

$$t_r = \frac{Qg2 - Qg1}{Vg2 - Vg1} R_{gen} \ln \frac{Vg2}{Vg1} \quad (10)$$

Notre dilemme vient du fait que les phénomènes apparaissant au turn ON sont différents de ceux visibles au turn OFF et, en utilisant la figure 2, nous sommes incapables de voir la différence.

## Caractéristiques de décroissances de charges

Une étude attentive des caractéristiques de décroissance de charge pour le VN 4000 A, fi-

gure 6, nous révèle qu'en plus d'une translation évidente des courbes (qui commencent à 0 nC en figure 1 et VGG en figure 6), nous avons le temps de montée (montré figure 2). Encore une fois, nous devons être prudents et noter l'effet d'une tension drain grille négative. Là, en figure 2, où nous observons un temps d'établissement en saturation après le turn on, nous avons maintenant un effet inverse : un apparent retard du cycle de turn off. En plus de ce retard que nous pouvons attribuer à l'effet Miller équation (4), il apparaît que notre calcul est faux en particulier à cause d'un temps de commutation au turn off plus long qu'au turn on car la combinaison de la capacité de sortie Coss et des capacités du boîtier sont déchargées à travers la  $R_{ON}$  à la commutation ON, alors qu'à la commutation OFF, elles sont chargées à travers la résistance de charge.

## Corrélation du temps de descente

Avec l'équation (10) et les données déduites des figures 2 et 6, nous pouvons faire la comparaison suivante.

TABLEAU B

nS	mesuré	calculé de (fig. 1)	calculé de (fig. 6)
$t_r$	44-53	32	46
$V_{DS} = 200 \text{ V}$	$R_{gen} = 50 \text{ Ohms}$		

## Conclusion

Bien que nous ne puissions remplacer parfaitement la mesure des temps de commutation par ces valeurs calculées, il s'avère que la relative facilité avec laquelle nous pouvons produire de telles courbes évite au concepteur des efforts longs et fastidieux.

Par ailleurs, cette approche permet l'évaluation des temps de commutation d'une grande variété de MOSFETS de puissance sans perte de temps et investissement en fabrication d'équipement de test.

Il est important de noter que les temps de commutation indiqués dans cet article ont été mesurés, selon la coutume, entre 0,9 et 0,1  $V_o$ .

Si, comme nous l'avons observé, un lent temps de croissance apparaît lorsque la tension drain-grille devient négative, il faut veiller à maintenir  $V_o$  suffisamment élevé afin qu'en aucun cas 0,1  $V_o$  ne se trouve sous le coude de la courbe (fig. 4) sans quoi le turn off se situerait bien au-delà des valeurs indiquées dans les feuilles de caractéristiques.

E. OXNER

(Adapté par C. Alemany, Siliconix-France)



Il y a moins d'un an, Motorola annonçait la naissance et l'échantillonnage d'un nouveau type de structure de semiconducteur de puissance réunissant des techniques MOS et thyristor sur une même puce. Cette annonce n'a pas eu un grand retentissement car cette structure conduit à des temps de coupure de plusieurs microsecondes, et Motorola a préféré chercher à réduire ces temps avant de lancer une production véritablement industrielle. Il n'empêche que ces thyristors MOS peuvent d'ores et déjà trouver des applications intéressantes dans des cas particuliers où la rapidité ne constitue pas un facteur essentiel.

# Le MOS thyristor

Le plus gros handicap des MOS de puissance moyenne et haute tension, est leur résistance à l'état passant ou  $R_{dson}$ . En effet celle-ci est liée, pour les DMOS de commutation, à la tension de claquage :

$$R_{dson} = \frac{K}{S} V_{BR}^{2.5}$$

ce qui, pour obtenir des courants intéressants en électronique de puissance, amène à des surfaces de silicium (S) incompatibles avec des rendements de fabrication corrects. Par exemple pour  $I = 15 \text{ A}$   $R_{dson} = 0,1 \Omega$  à  $25^\circ \text{C}$  et  $V_{BR} = 600 \text{ V}$ , on obtient S théorique  $\geq 75 \text{ mm}^2$ .

Il reste donc la mise en parallèle coûteuse et délicate. Une solution est née avec la venue du MOS thyristor qui permet d'abaisser brutalement cette limite théorique du  $R_{dson}$  pour une surface de silicium donnée.

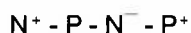
Nous allons donc voir comment sont réalisées ces structures, leur principe de fonctionnement, leurs caractéristiques électriques, leurs commandes et leurs applications.

## Technologie

Sur la figure 1, on reconnaît la structure cellulaire classique d'un MOS de puissance DMOS avec ses canaux horizontaux et son courant vertical.

Cependant, on a ajouté sous le DMOS (drain) une couche supplémentaire  $P^+$  pour créer l'anode du thyristor.

Maintenant on reconnaît dans la petite bande hachurée verticale, la structure verticale classique d'un SCR avec 4 bandes et 3 jonctions :



Donc, si nous arrivons à créer par le MOS classique un courant électronique suffisant pour amener l'injection de trous de la part de la couche  $P^+$ , on a bien une double injection électronique et de trous des structures SCR qui nous donnent une faible tension de déchet à l'état passant.

On peut maintenant représenter cette structure symboliquement.

Sur la figure 2, on reconnaît immédiatement la combinaison auto-blocante de deux transistors PNP et NPN.

Le MOSFET est mis en fonctionnement par une tension grille source normale supérieure à environ 3V, le courant résultant est le courant de base du transistor PNP qui démarre ; celui-ci alimentant la base du transistor NPN et les conditions de gain de boucle supérieur à 1 étant maintenant créés, le phénomène de régénération d'un thyristor normal démarre

$$\alpha 1 + \alpha 2 > 1$$

Le MOSFET peut maintenant être éteint :  $V_{GS} = 0$ , le système continue à fonctionner tant que le courant de charge reste supérieur à un courant minimum (courant de maintien).

En réalité, le phénomène de déclenchement du système est un peu plus complexe, en particulier la résistance  $R_G$  doit être optimisée (résistance du puit P), car elle entre dans deux possibilités de déclenchement :

- soit comme on l'a vu par déclenchement de l'ensemble NPN/PNP,
- soit par polarisation du substrat avec le seul transistor PNP.

Le mode de déclenchement par substrat peut être réalisé en éléments discrets avec de petits MOSFETS à substrat accessible (figure 3).

Pour optimiser cette résistance, on peut diffuser des canaux qui relie la source aux puits P.

Le symbole proposé pour ce produit est donné par la figure 4 .

## Caractéristiques statiques

Sur un traceur de courbes, le produit a comme caractéristiques de puissance (I, V de sortie), la courbe donnée par la figure 5.

On reconnaît la courbe classique d'un SCR normal dans le quadrant 1. Dans le quadrant 3, cette structure présente un assez fort courant de fuite ( $> 10 \text{ mA}$ ) ; elle peut donc être considérée comme asymétrique.

Pour la structure commercialisée actuellement, le MCR 1000 de surface de silicium de  $14 \text{ mm}^2$ , on a comme autre caractéristique statique :

$$V_{TM} \text{ typique} = 1,3 \text{ V à } 20 \text{ A soit une}$$

$$R_{dson} \text{ équivalente de } \frac{1,3}{20} = 0,065 \text{ Ohm}$$

Le courant d'accrochage est  $I_c = 350 \text{ mA}$  et le courant de maintien  $I_H = 25 \text{ mA}$ . La tension

# Le MOS thyristor

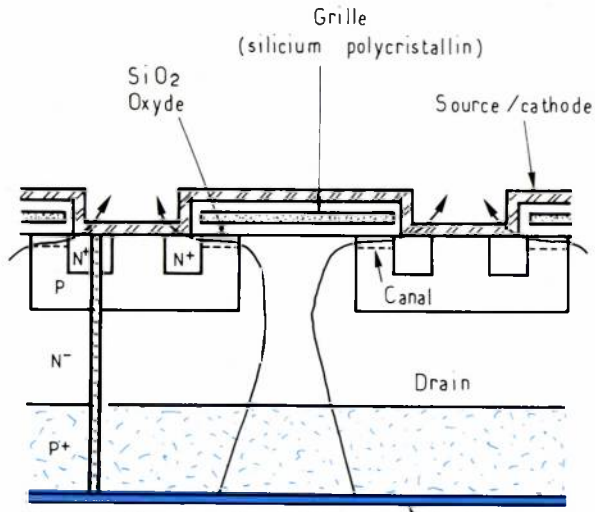


Figure 1. Structure d'un MOS SCR.

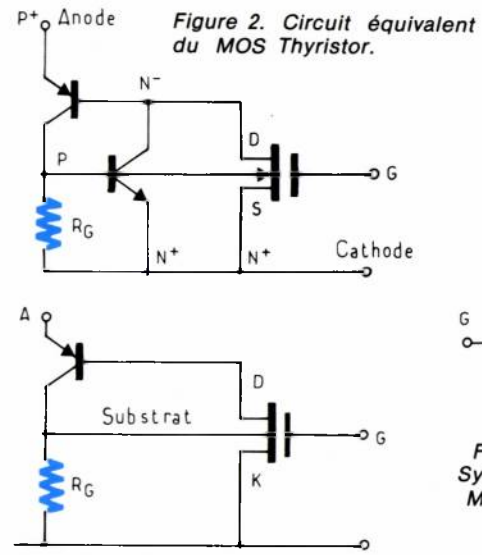


Figure 3. Déclenchement par substrat.

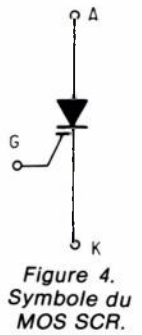


Figure 4. Symbole du MOS SCR.

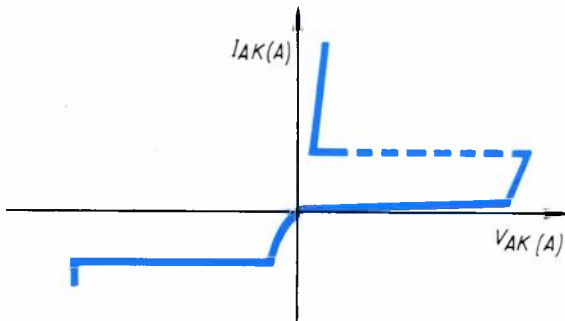


Figure 5. Caractéristiques du MOS SCR.

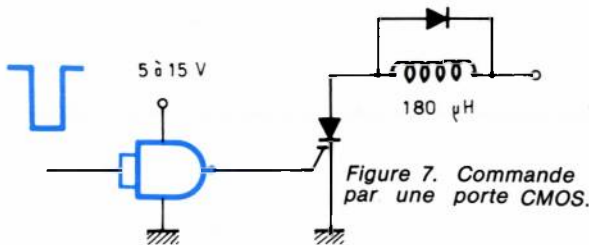
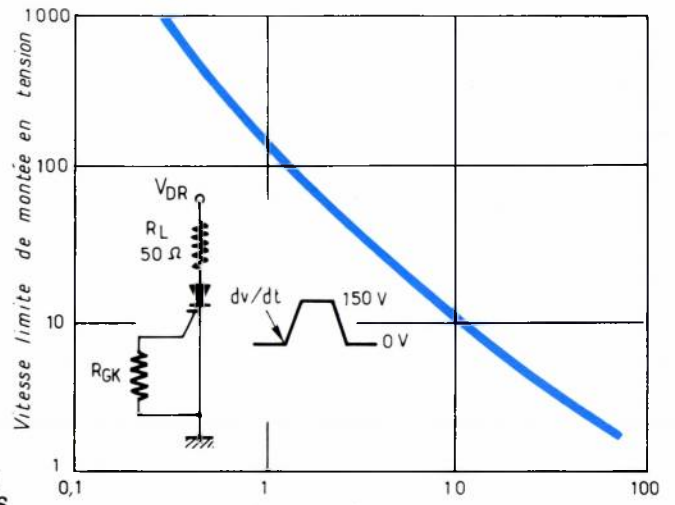


Figure 7. Commande par une porte CMOS.



RGK - Résistance grille-cathode (kΩ)  
Figure 6. Possibilité en  $dv/dt$  en fonction de la résistance de source.

Figure 8. Mise en conduction avec une porte CMOS.

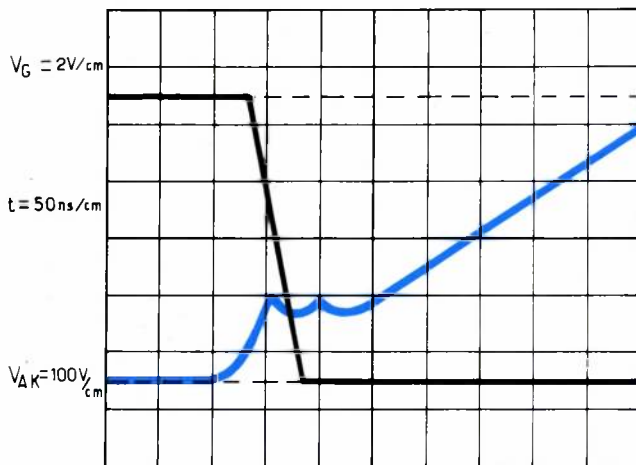
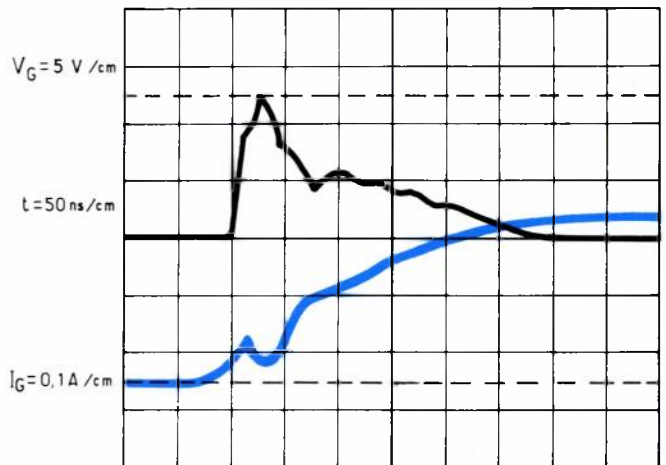


Figure 9. Caractéristique de grille avec un MC 14049.



minimum de commande  $V_{GK}$  est de 2,5 volts ce qui garantit une bonne immunité au bruit.

## Caractéristiques dynamiques

1) La première caractéristique dynamique d'un SCR est son temps de blocage, pendant lequel on ne peut le repolariser en direct sans remise en conduction naturelle appelée  $t_q$ . Celui-ci, pour les structures actuelles, se situe aux environs de :

$$t_q \approx 4 \text{ microsecondes,}$$

mais nous espérons, par une bonne optimisation de la structure, arriver rapidement à un  $t_q$  compris entre une et deux microsecondes.

2) Une caractéristique importante pour les SCR est aussi le  $di/dt$  à la mise en conduction : grâce à sa structure multicellulaire, un maximum de surface est allumé dans un minimum de temps ; aussi de multiples essais à des  $di/dt$  égaux à 100 A par microseconde n'ont pu détruire ce produit.

3) Les SCR sont généralement utilisés dans des circuits à fort gradient de potentiel  $dV/dt$ .

La tenue à ce paramètre est évidemment fonction de la polarisation de grille. On a donc (figure 6) la courbe du  $dV/dt$  en fonction de la résistance  $R_{GK}$ .

On voit ici que grâce à sa tension de seuil  $V_{GTH}$  d'environ 2 V, on a une meilleure tenue au  $dV/dt$  qu'une structure SCR classique qui a une tension de déclenchement d'environ 0,6 V.

4) Une autre caractéristique dynamique, le temps de mise en conduction, dépend beaucoup de la commande ; ce que nous allons examiner maintenant.

## Commande du MOS SCR

Le principal avantage du MOS SCR par rapport au SCR normal, est sa commande à faible niveau de puissance (grande impédance d'entrée) ; on bénéficie ainsi de produits qui peuvent être commandés par de la logique classique.

1) Commande par porte CMOS MC 14011 (figure 7).

Celle-ci ne délivrant que quelques milliampères ( $< 10 \text{ mA}$ ), le temps de mise en conduction est assez long (figure 8).

Si on met les quatre portes disponibles dans un seul boîtier, en parallèle, on a un courant de charge des capacités d'entrée quatre fois plus important ( $\sim 30 \text{ mA}$ ) et donc un temps de mise en conduction encore meilleur : 30 nanosecondes au lieu de 50 nanosecondes.

Si on utilise un boîtier à six portes « Buffer » MC 14094 (figure 9), on dispose de 80 mA et donc d'une meilleure immunité du  $dV/dt$ , le temps de mise en conduction étant toujours très bon.

2) Commande par porte TTL — LS 74LS00 (figure 10).

3) Mesure des temps de commutation. Se rapporter au tableau ci-dessous.

Porte de commande et alimentation de ces portes	Temps de délai $t_D$ (ns)	Temps de montée $T_r$ (ns)
MC 14011 à 5 V d'alimentation	200	80
MC 14011 à 15 V	40	25
4 X MC 14011 à 5 V	60	35
4 X MC 14011 à 15 V	15	15
MC 14049 à 15 V	30	25
MC 14049 à 5 V	125	70
6 X MC 14049 à 15 V	15	15
MC 74 LS00	35	60
4 X MC 74 SL00	20	20

4) Si l'on fait varier la résistance d'attaque ( $R_1$ ), on obtient les courbes de la figure 11.

## Applications

### 1) Redressement à 50 HZ

Soit à amorcer le produit sur une demie sinusoïde à 50 HZ (10 ms) ; un paramètre important est l'angle de non-conduction (figures 12 et 13).

Si on commande le MOS SCR par une porte, on s'aperçoit que la loi qui donne le minimum de courant crête de grille ou le minimum de largeur d'impulsion pour amorcer le produit est un peu surprenante.

En effet, il faut augmenter le courant de grille minimum pour avoir l'amorçage quand la largeur d'impulsion de commande augmente ; on s'attendrait plutôt à l'inverse en terme de quantité d'électricité nécessaire pour charger les capacités du MOS SCR.

Cependant, si on regarde de plus près le schéma équivalent (figure 2), on s'aperçoit qu'avec une impédance de grille faible le MOS est mis en conduction rapidement avec une faible impédance  $R_{dson}$  qui court circuite le transistor NPN, décroît  $\alpha_2$  et donc retarde la condition de blocage du système :

$$\alpha_1 + \alpha_2 \leq 1$$

Donc pour avoir le minimum d'angle de perte, il faut une assez grande résistance de grille (100 k $\Omega$ ).

Pour garder une bonne immunité au  $dV/dt$ , il est bon d'avoir le minimum d'impédance de grille d'où le schéma optimum de la figure 14 pour allumer un MOS SCR sur une sinusoïde.

La capacité est ajoutée pour diminuer le temps de retard ( $t_d$ ) à la mise en conduction.

Avec ce circuit on a un temps de retard à la mise en conduction de  $t_d = 40 \text{ nanosecondes}$ , un temps de montée  $t_r = 80 \text{ ns}$ , et un angle de perte d'environ 200 microsecondes soit :

$$\theta_P = \frac{0,2}{10} \times 180^\circ \approx 4 \text{ degrés}$$

avec un courant de charge de 3 ampères.

# Le MOS thyristor

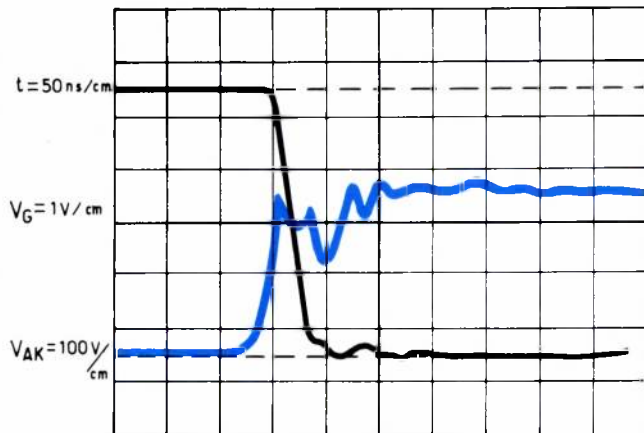
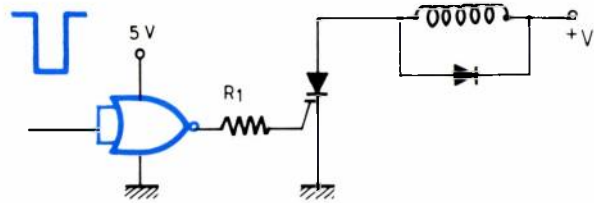


Figure 10. Commande et caractéristique à la mise en conduction par 4 portes en parallèle.

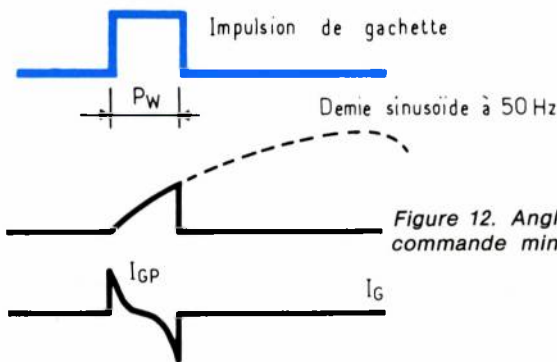


Figure 12. Angle de commande minimum  $P_w$ .

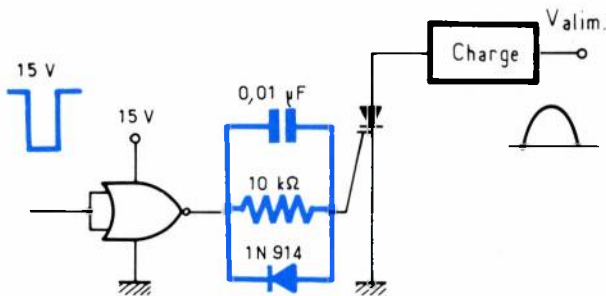


Figure 14. Schéma optimum de commande.

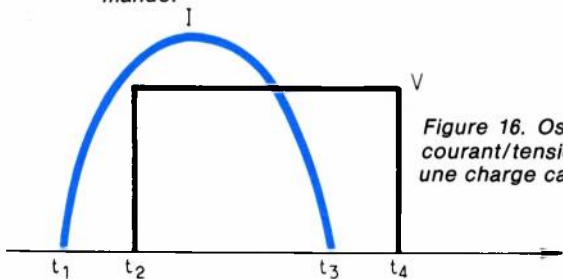


Figure 16. Oscillogramme courant/tension dans une charge capacitive.

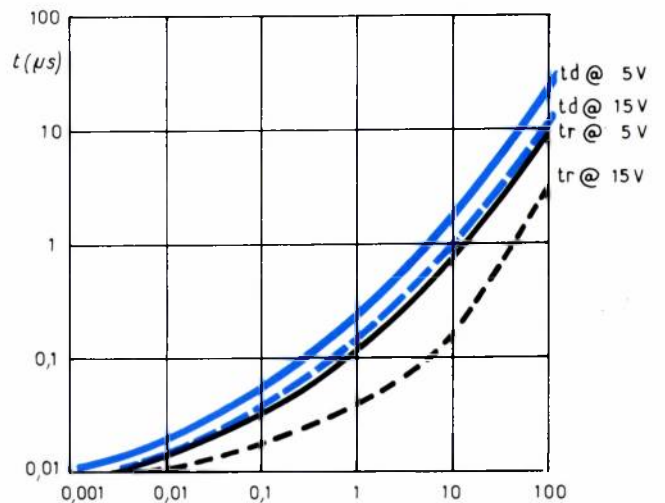


Figure 11. Temps de commutation en ( $k\Omega$ ) fonction de R série.

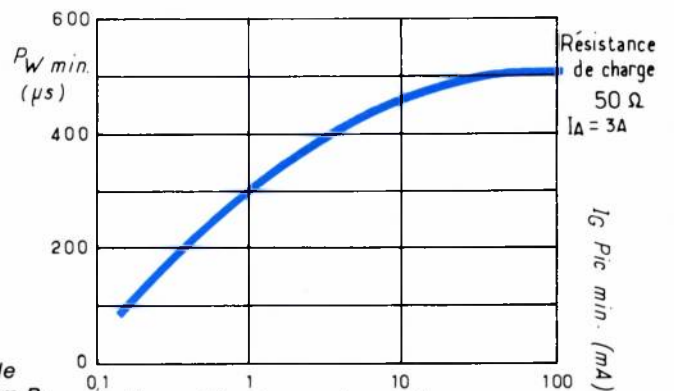


Figure 13. Commande minimum pour un arc de sinusoïde passant par zéro.

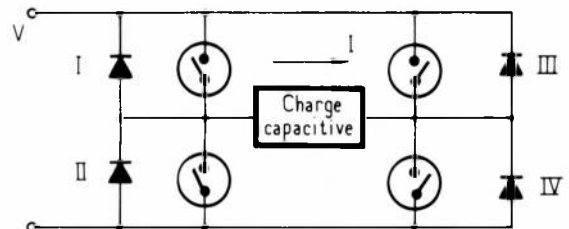


Figure 15. Convertisseur continu/alternatif.

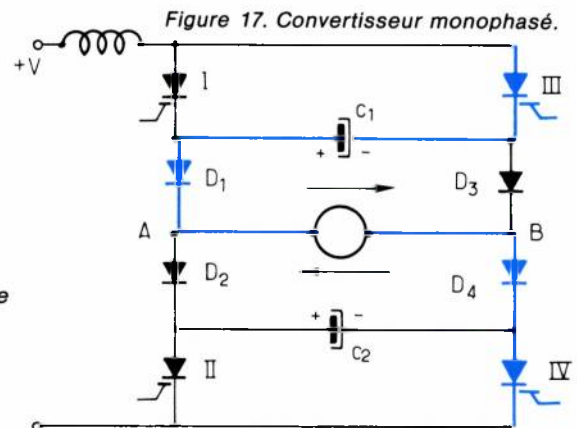


Figure 17. Convertisseur monophasé.

# Le MOS thyristor

2) Interrupteurs dans des convertisseurs (figure 15).

A) Si la charge est capacitive, il n'y a pas de problème ; c'est le produit idéal car il aura le minimum de pertes, les commutations se faisant naturellement.

— Quand on allume le MOS SCR au temps  $t_2$  (figure 16), il y a suffisamment de courant pour être sûr d'avoir  $I_L$ .

— Au passage à  $t_3$  le courant s'annule donc, le MOS SCR se bloque tout seul.

— L'inversion de la tension en  $t_3$  se fait en allumant le MOS SCR II.

B) Si la charge est selfique, on peut utiliser le convertisseur simple et économique de la figure 17.

Si on a T1 et TIV en conduction et si on veut les arrêter pour inverser le courant, il suffit d'allumer TIII, la capacité C1 étant automatiquement chargée par le système dans le bon sens ; le courant circule en TIII, C1 DI, la charge, D4, TIV, puis le courant s'annulant dans T1, il s'arrête automatiquement (peu de pertes).

Lorsque le courant de charge a inversé la tension aux bornes de C1, D1 se bloque, D3 se débloque, le potentiel VB monte, le courant circule de B vers A à travers TIII, D3, D2, C2, TIV. A ce moment là, on met en conduction TII ; TIV se bloque grâce à C2.

*Le courant de charge s'est inversé.*

Ce système permet de réaliser un commutateur robuste (SCR) et très efficace (peu de pertes à la mise en conduction, à la coupure ou en fonctionnement) ; les diodes protègent les MOS SCR contre une conduction inverse éventuelle.

Avec des MCR 1000-6 (600 V-15 A), on pourrait ainsi commander une charge alternative de 5 à 6 kVA.

## Conclusions

Cette nouvelle technologie qui allie les propriétés des MOSFETS de puissance et des SCR paraît pleine d'avenir, car elle permet de commander le commutateur avec une faible énergie (MOS) sans avoir une tension de déchet prohibitive à l'état passant ( $R_{dson}$ ).

Le seul inconvénient est le blocage, mais le progrès technologique aidant, il sera possible à court terme de descendre les  $t_q$  au dessous de la microseconde, et donc de trouver sur le marché des produits rapides, robustes et faciles à commander comme l'exige les contraintes de coût de l'électronique de puissance.

**Pierre Aloisi**  
(Motorola, Toulouse)

### Bibliographie

- 1) — AL — PSHAENICH 1982 : « The MOS SCR, a new Thyristor Technology », Motorola EB 103.
- 2) — RJ GODIN 1982 : « MOSFET offers low on resistance », Electronics, Dec 15.



## MOSFETs de puissance

UFN totalement compatible IRF

**Une série complète en 5 boîtiers :**

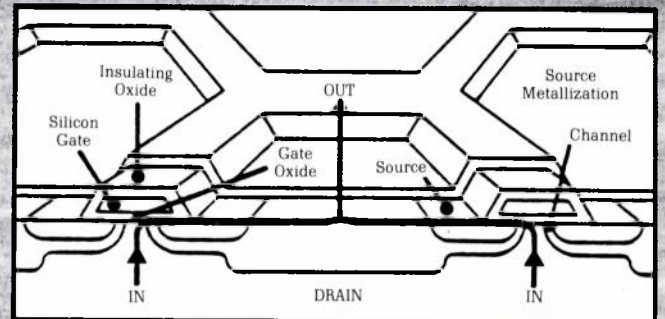
**TO-220** - de 60 à 500 V - de 1.5 à 27 A  
R<sub>DS(ON)</sub> de 0,085 à 3,6 Ω

**TO-3** - de 60 à 500 V - de 2.5 à 40 A  
R<sub>DS(ON)</sub> de 0,055 à 3 Ω

**TO-39** - de 60 à 500 V - de 2.2 à 8 A  
R<sub>DS(ON)</sub> de 0,18 à 1,5 Ω

**TO-92** - 60 à 100 V - 1 A  
R<sub>DS(ON)</sub> 1,5 Ω

**DIP (4 broches)** de 60 à 200 V - de 0,5 à 1,3 A  
R<sub>DS(ON)</sub> de 0,3 à 2,4 Ω



Structure de la technologie canal N



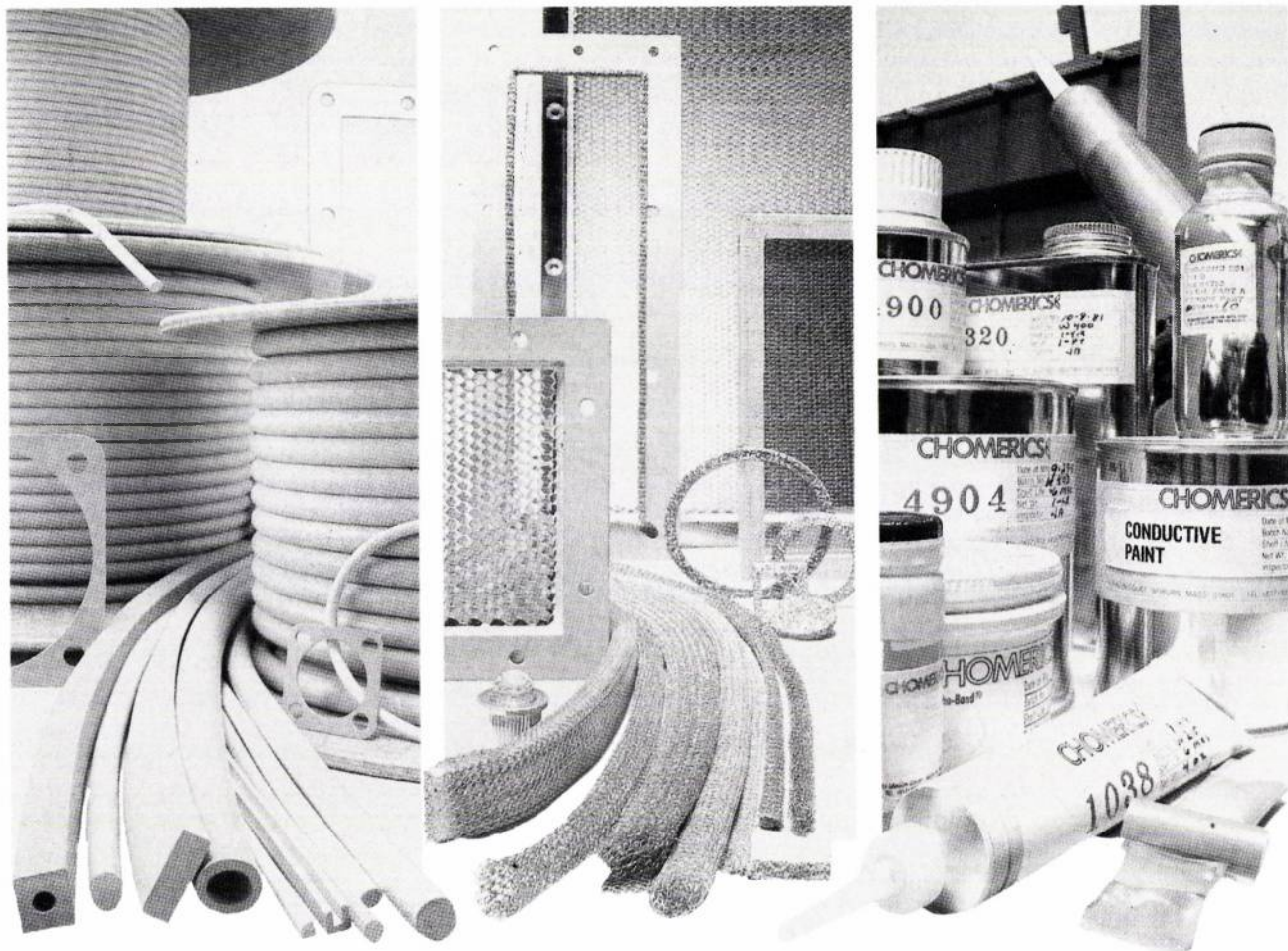
**UNITRODE**  
**innove**

Le DATA BOOK MOSFETs 1983-1984  
est paru



**SPETELEC:** Tour Europa 111 - 94532 Rungis Cedex  
Tél. : (1) 686.56.65 - Télex : 250 801

# CONTRE TOUTES INTERFÉRENCES



**CHOMERICS, le spécialiste des matériaux de blindage contre les IEM/EMP, Tempest, éclairs et radiations.**

**Joints silicone conducteurs électriques.**  
**CHOMERICS a créé le premier joint de ce type**

- Blindage efficace
- Excellente étanchéité
- Formes nombreuses : moulées, feuilles, extrusions pleines et creuses, et selon plans

**Joints métalliques tricotés, ventilation, filtres et fenêtres blindés**

- Gamme étendue de joints tricotés et autres produits métalliques
- Formes et tailles standard
- Filtres et ventilation blindés
- Fenêtres blindées

**Adhésifs et peintures conducteurs électriques**

- Peintures conductrices électriques répondant aux normes VDE et FCC parmi la vaste gamme CHO-SHIELD
- Adhésifs conducteurs électriques CHO-BOND pour collage de matériaux dissemblables.

**AVANT TOUTES CONCEPTIONS . CHOMERICS propose un choix de solutions :**

- Guide pour la conception d'un joint IEM (sur demande)
- Site de test de compatibilité électromagnétique
- Assistance technique
- Études, avant projets et prototypes
- Production française

**CHOMERICS**

CHOMERICS S.A.

B.P. 47 - 95612 CERGY PONTOISE  
 Tél. : (3) 037.63.30 - Télex : 698 255

# Diviseurs de tension et effets thermiques

**L**E diviseur de tension est un circuit fort simple, mais lorsqu'on attend de lui une grande précision, il ne suffit pas pour le constituer de choisir simplement des résistances de la classe « précision ».

En effet des phénomènes thermiques interviennent...

L'analyse de ces phénomènes surprendra sans doute plus d'un électronicien.

## Diviseurs de tension et effets thermiques

Un tel circuit est constitué (fig. 1) par deux résistances  $R_A$  et  $R_B$  en série. Une tension  $E$  étant appliquée à l'entrée, on a à la sortie  $S$ , une tension telle que :

$$S = E \frac{R_B}{R_A + R_B} = E \frac{1}{1 + \frac{R_A}{R_B}}$$

Les résistances étant de même technologie, elles subissent des effets thermiques analogues. Le rapport  $R_A/R_B$  est donc indépendant de la température. A priori, on pense donc que le coefficient de température importe peu. Ce raisonnement est erroné, comme on le verra dans ce qui suit.

Les résistances produites par une technologie donnée sont caractérisées par une courbe dont

la pente est le coefficient température-résistance (CTR). La courbe moyenne présente une inévitable dispersion. Entre deux résistances, il peut y avoir une légère différence. C'est ce qu'on appelle le coefficient de température différentiel (tracking).

Nous allons donc considérer deux diviseurs de tensions de technologies différentes.

— Le premier comprend deux résistances  $R_A = 10 \text{ k}\Omega$  et  $R_B = 1 \text{ k}\Omega$  en métal massif (bulk métal) de faible coefficient de température. Supposons par exemple que les coefficients de température soient :

$$\begin{aligned} \alpha_A &= 2 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \text{ pour } R_A \\ \alpha_B &= 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \text{ pour } R_B \end{aligned}$$

Le coefficient de température différentiel (tracking) est donc égal à  $(\alpha_A - \alpha_B) = 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

— Le second comprend deux résistances en film mince (thin film) de mêmes valeurs que précédemment  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$  et  $R_D = 1 \text{ k}\Omega$ .

Les coefficients de température sont plus élevés.

$$\begin{aligned} \alpha_C &= 20 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \text{ pour } R_C \\ \alpha_D &= 19 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \text{ pour } R_D \end{aligned}$$

Le coefficient de température différentiel tracking) est égal à  $(\alpha_C - \alpha_D) = 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , c'est-à-dire le même que pour le premier diviseur.

Voyons ce qui se passe pour un écart de température de 25 à 31 °C soit 6 °C (fig. 2).

# Diviseurs de tension

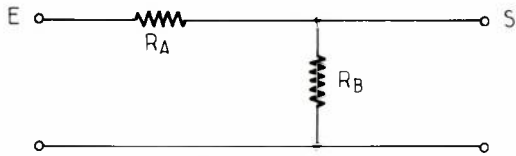


Figure 1. — Diviseur de tension. Une tension étant appliquée à l'entrée E, on obtient à la sortie S une tension proportionnelle à E dans un rapport qui semble ne pas dépendre de la température si les résistances sont de même technologie. Ceci est purement théorique, comme nous le verrons plus loin.

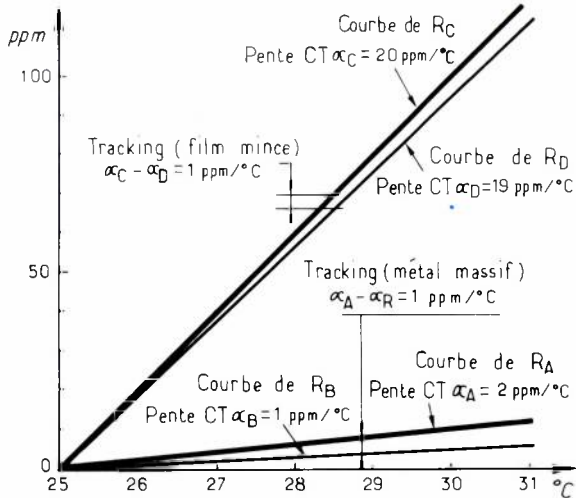


Figure 2. — Courbes de température du rapport de deux résistances  $R_C/R_D$  en film mince et de deux autres  $R_A/R_B$  en métal massif. Pour un même « tracking », faible, il semble que le coefficient température-résistance importe peu.

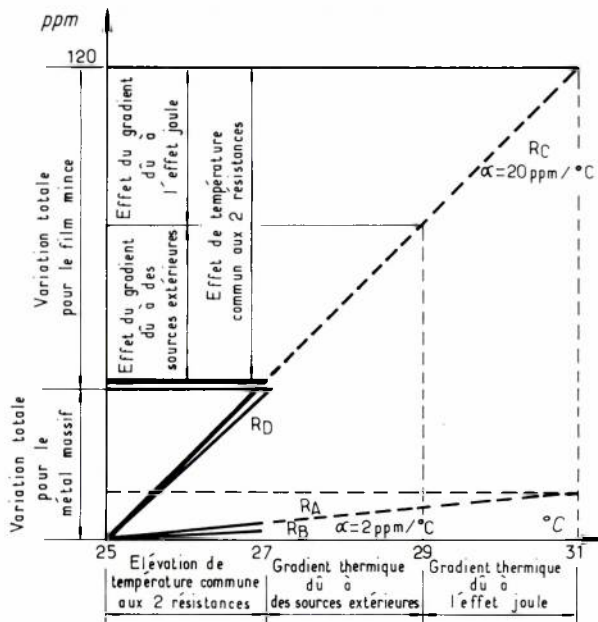


Figure 3. — Du fait des gradients thermiques, les erreurs sont bien plus importantes, sauf pour des coefficients température-résistance faibles.

D'abord, à 25 °C, nous avons :

— Premier diviseur :

$$\frac{R_A}{R_B} = \frac{10 \Omega}{1 \Omega} = 10 \text{ (à } 25 \text{ °C)}$$

— Second diviseur :

$$\frac{R_C}{R_D} = \frac{10 \Omega}{1 \Omega} = 10 \text{ (à } 25 \text{ °C)}$$

Donc, même valeur

Passons à 31 °C, donc  $\Delta T = 6 \text{ °C}$

— Premier diviseur :

$$\frac{R_A}{R_B} \text{ devient } K_{AB} = \frac{R_A (1 + \alpha_A \Delta T)}{R_B (1 + \alpha_B \Delta T)}$$

ou, puisque les  $\alpha \Delta T$  sont faibles par rapport à 1,

$$K_{AB} = \frac{R_A}{R_B} [1 + (\alpha_A - \alpha_B) \Delta T]$$

— Second diviseur :

$$\frac{R_C}{R_D} \text{ devient : } K_{CD} = \frac{R_C}{R_D} [1 + (\alpha_C - \alpha_D) \Delta T]$$

On a donc le même rapport dans les deux cas puisque  $(\alpha_A - \alpha_B) = (\alpha_C - \alpha_D) = 1 \text{ ppm/°C}$ . On pourrait donc dire que pourvu que les « trackings » soient les mêmes, les deux diviseurs sont équivalents, quel que soit leur coefficient de température.

Cependant, ce raisonnement n'est pas valable si on considère les inévitables différences de température entre les 2 résistances du diviseur. Les variations de température sont de 3 natures :

- variation de la température ambiante  $\Delta T_1$
- influence de la chaleur dégagée par des composants voisins  $T_2$
- chaleur dégagée par effet Joule  $T_3$

A titre d'exemple, considérons un effet total de 6 °C avec 2 °C pour chacune des causes :

— **Effet 1.** Température ambiante passant de 25 à 27 °C.

Premier diviseur :

$$\left(\frac{\Delta K}{K}\right)_{1,A,B} = (\alpha_A - \alpha_B) \Delta T_1 = (2 - 1) \times 2 = 2 \text{ ppm}$$

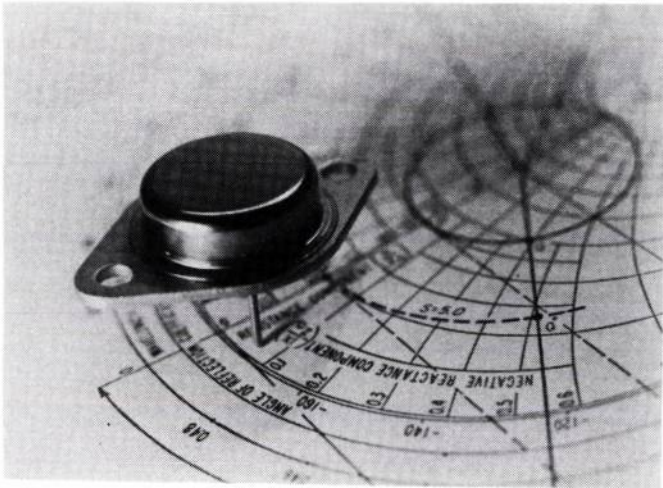
Second diviseur :

$$\left(\frac{\Delta K}{K}\right)_{1,C,D} = (\alpha_C - \alpha_D) \Delta T_1 = (20 - 19) \times 2 = 2 \text{ ppm}$$

— **Effet 2.** Echauffement dû aux composants voisins. Supposons que  $R_A$  et  $R_C$  soient plus chauds, passant de 27 à 29 °C cependant que  $R_B$



# Diviseurs de tension



Résistance de précision de puissance en boîtier T03. Puissance 10 W. Tolérance 0,001 %. Coefficient de température entre 0 et 60° C : ± 06 p p m.

et  $R_D$  restent à 27 °C. Une différence de 2 °C est très vraisemblable dans de telles conditions. On a donc :

Premier diviseur :

$$\left(\frac{\Delta K}{K}\right)_{2,A} = \alpha_A \times \Delta T_2 = (2 \times 2) = 4 \text{ ppm}$$

Second diviseur :

$$\left(\frac{\Delta K}{K}\right)_{2,C} = \alpha_C \times \Delta T_2 = (20 \times 2) = 40 \text{ ppm}$$

— **Effet 3.** L'intensité étant la même dans les 2 résistances d'un même diviseur, celle de 10 kΩ dégage 10 fois plus de chaleur que celle de 1 kΩ. Supposons que celle de 10 kΩ dissipe 25 milliwatts, ce qui est très faible par rapport à la puissance nominale (0,6 watts). Celle de 1 kΩ dissipera 2,5 milliwatts soit bien moins encore. Expérimentalement, on a pu vérifier qu'une résistance du type S 102 C s'échauffe de 9 °C pour une dissipation de 100 milliwatts. On aura donc :

— pour celle de 10 kΩ :

$$\Delta T_3 \Big|_A \frac{9 \times 25}{100} = 2,25 \text{ °C}$$

— et pour celle de 1 kΩ :

$$\Delta T_3 \Big|_B \frac{9 \times 2,5}{100} = 0,225 \text{ °C}$$

La différence de température entre les deux résistances  $R_A$  et  $R_B$  du même diviseur sera donc

$$\Delta T_3 = 2,25 - 0,225 \neq 2 \text{ °C}$$

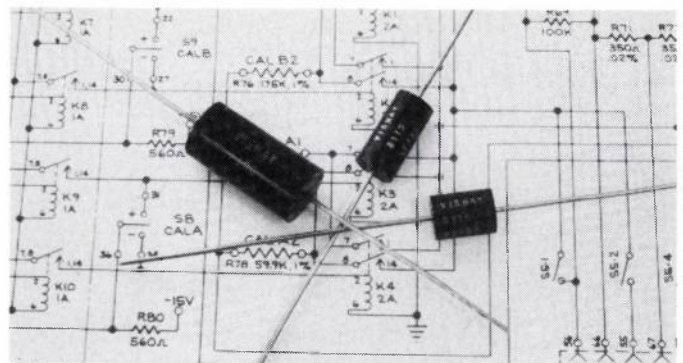
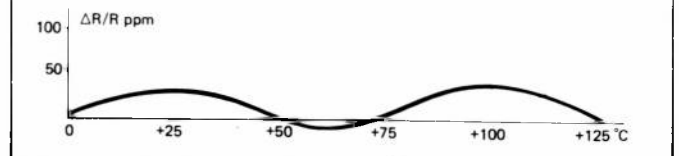
Pour une autre technologie, film mince, nous pouvons admettre que, pour un même encombrement, les effets thermiques sont du même ordre de grandeur et prendre également 2 °C de différence de température entre  $R_C$  et  $R_D$ .

± 30 p p m  
entre 0 et 125° C

± 30 p p m entre 0 et 125° C, telle est la stabilité atteinte par les résistances de précision VT 100 de Vishay constituées d'une feuille de nickel-chrome collée sur un substrat céramique, puis découpé par photogravure.

Deux phénomènes antagonistes concourent à la stabilité de ces résistances : le coefficient de température (positif) du nickel-chrome, et l'effet des contraintes, dues aux dilatations, qui, lui, est négatif.

Par un choix judicieux du coefficient de dilatation de l'élément résistant, et de celui de son support, il est possible, au moins en quatre points de la plage de température, d'annuler les deux effets. Les connexions sont disposées de telle sorte qu'elles assurent une symétrie thermique, ce qui réduit les effets thermoélectrique dûs aux soudures ; elles contribuent également à l'évacuation thermique.



Résistance de précisions de 10 p p m/° C.

Nous aurons donc, comme pour l'effet 2

Pour le premier diviseur :

$$\left(\frac{\Delta K}{K}\right)_{3,A,B} = 4 \text{ ppm}$$

Pour le second diviseur :

$$\left(\frac{\Delta K}{K}\right)_{3,C,D} = 40 \text{ ppm}$$

Les 3 effets étant additifs, on aura au total :  
Pour le premier diviseur  $2 + 4 + 4 = 10 \text{ ppm}$   
Pour le second diviseur  $2 + 40 + 40 = 82 \text{ ppm}$   
ce qui est représenté par la figure 3.

On voit l'importance que peuvent prendre les erreurs du fait des gradients thermiques. Ces effets sont minimisés par l'emploi de résistances de faible coefficient de température.

J. AVRIL  
F. ZANDMAN  
Vishay France

# AEG

une gamme complète  
du TO 48 au press-pack de 4"

## THYRISTORS-DIODES DE PUISSANCE

jusqu'à 8 000 A (RMS) et 4 400 V

Pour applications secteur et rapides  
Boîtiers à vis, press-pack, power block



# PUISSANCE

AEG - TELEFUNKEN FRANCE

6, boulevard du Général Leclerc - 92115 Clichy - Tél. : (1) 739.33.10 - Télex : 620827

# Les alliages amorphes : de nouveaux matériaux magnétiques doux

La société allemande *Vacuumschmelze (VAC)*, représentée en France par la société *Balloffet*, propose depuis quelques mois son premier transformateur standard 300 V/5 V/190 W pour alimentations à découpage 100 kHz (ainsi qu'une inductance de lissage) dont le noyau fait appel à un matériau magnétique amorphe.

Par rapport à un transformateur ferrite le gain sur le volume est de 2 à 3. En principe ce type de transformateur peut-être réalisé à la demande jusqu'à 200 W chez VAC. Mais, en général, les fabricants de matériaux magnétiques amorphes ne proposent que de fournir des noyaux à la demande ou même simplement le matériaux de

base servant à réaliser les noyaux, plus une assistance technique.

Les matériaux magnétiques amorphes n'ont toujours pas trouvé le débouché important qui permettrait des productions de grandes séries donc des baisses de prix suivies de nouvelles ouvertures de marché. Mais, ponctuellement, ils offrent des avantages qui peuvent les rendre utiles en électronique de puissance. (Si les utilisateurs ont déjà fait des comparaisons entre amorphes et matériaux cristallins à 50 Hz/400 Hz, ou amorphes et ferrites vers 100 kHz, nous serions heureux de publier leurs résultats).

L'article qui suit rappelle ce que sont les matériaux magnétiques amorphes.

LORS de la Conférence Internationale INTERMAG 81 sur le magnétisme à Grenoble, une cinquantaine d'exposés concernaient les alliages amorphes.

Ces alliages ou verres métalliques ont suscité un intérêt considérable dans les laboratoires depuis une dizaine d'années, notamment au Japon, aux Etats-Unis et en République Fédérale d'Allemagne.

Les verres métalliques ont certes des caractéristiques métalliques, mais leur structure rappelle celle des métaux en fusion, ou plus exactement des verres. L'absence de structure cristalline permet des combinaisons de caractéristiques inaccessibles aux alliages classiques.

En plus de leurs caractéristiques magnétiques, les alliages amorphes se distinguent par des caractéristiques mécaniques hors du commun, telle que dureté élevée, très grande résistance à la traction et excellent comportement à la flexion alternée.

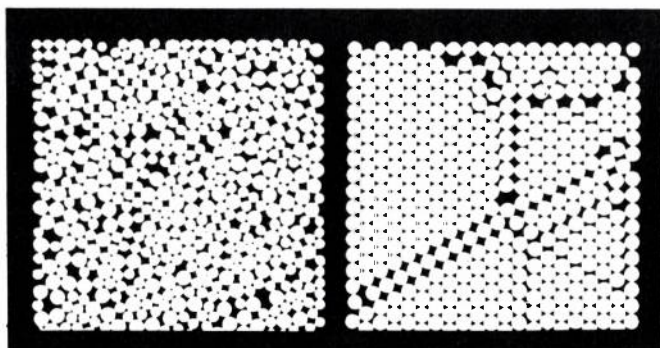
## Des caractéristiques « douces »

Les alliages magnétiques amorphes sont composés de 70 à 85 % de métaux de transition Fe, Ni, Co, Mo, Cr, et de 15 à 30 % d'additifs B, C, P, Si, qui ont pour effet de ralentir la cristallisation. Une grande latitude dans le choix et le dosage de ces composants permet au fabricant d'obtenir à volonté les caractéristiques désirées.

La mobilité des parois des domaines de Weiss dans les matériaux ferromagnétiques amorphes confère à

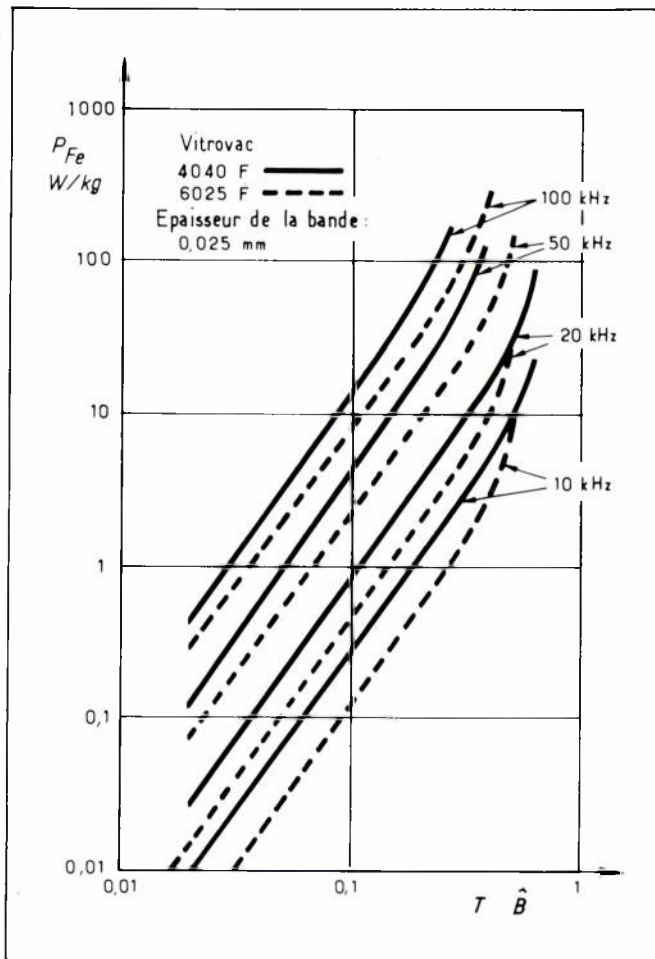
ces derniers une grande perméabilité, un faible champ coercitif et de faibles pertes par hystérésis. Dans les alliages classiques, à structure cristalline, les orientations magnétiques préférentielles et les joints de grains résultant de la structure cristalline déterminent la mobilité des parois de Bloch.

Les alliages amorphes à base de Fe, Ni et Co possèdent toutes les caractéristiques douces, car la mobilité des parois de Bloch n'est pas contrariée par des orientations préférentielles (magnétiques ou cristallines) ou par des joints de grains. Le refroidissement ultra rapide introduit néanmoins des anisotro-



Des structures différentes : à gauche, structure amorphe ; à droite, structure cristalline.

# Les alliages amorphes



Pertes fer en fonction de la fréquence d'utilisation.

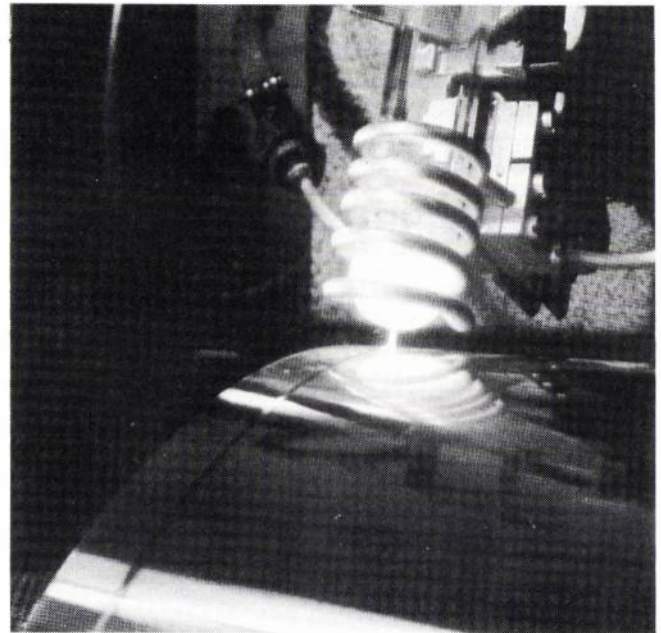
## Domaine de Weiss et parois de Bloch

Un ensemble solide ferro, antiferro ou ferrimagnétique n'est pas un ensemble d'atomes réunis en un réseau ; il existe un groupement intermédiaire entre atomes et portion de réseau monocristallin : le domaine dit domaine de Weiss.

Le volume d'un domaine est de l'ordre de  $10^{-6}$  à  $10^{-16}$  cm<sup>3</sup>, le volume d'un atome étant de l'ordre de  $10^{-24}$  cm<sup>3</sup>.

Un domaine est une portion d'espace dans laquelle la saturation de l'aimantation est réalisée. Les directions d'aimantation des différents domaines sont quelconques et, hors d'action d'un champs extérieur, leur résultante est nulle.

Les domaines accolés sont orientés en sens inverse ; c'est-à-dire que par rapport à leurs voisins immédiats, le vecteur aimantation est décalé de 180° de part et d'autre d'une surface ; celle-ci délimite leur pourtour ; cette enveloppe est la paroi de Bloch.



Fusion par jet.- Le métal en fusion est refroidi sur un cylindre, à la vitesse de  $10^6$  °C/s.

pies, qui sont d'autant plus importantes que la magnétostriction est élevée. Un recuit de détente supprimant les tensions internes restaure les caractéristiques du matériau.

Ces caractéristiques ne sont toutefois maintenues que pour des températures inférieures à la température de cristallisation qui se situe entre 400 et 550 °C. Afin de conserver des caractéristiques magnétiques stables dans le temps, la température maximale d'utilisation ne devra pas dépasser 80 à 150 °C suivant la nature du matériau.

## Une technologie difficile

Les alliages à l'état de métal en fusion doivent être refroidis à température ambiante, avec une vitesse telle qu'aucune structure cristalline ne puisse s'établir, de sorte que les atomes restent dans le désordre ;

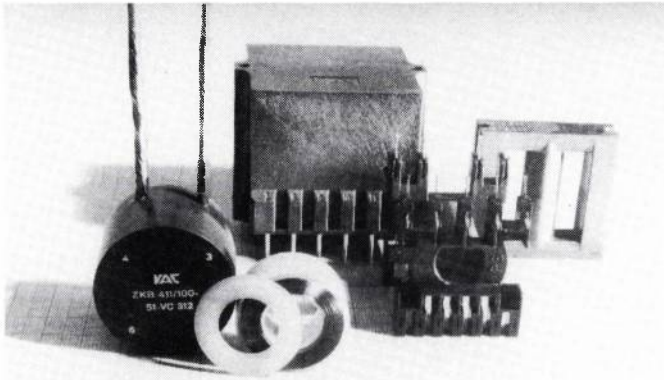
Dans le procédé de fusion par jets, le métal en fusion est projeté à travers une buse sur un tambour de cuivre dont la vitesse périphérique se situe à plus de 100 km/h. Le composé se solidifie sous forme amorphe au contact du cylindre de refroidissement qui assure une vitesse de trempe de  $10^6$  °C/s.

Il se forme alors, en une seule opération continue, de fines bandes ou feuilles dont l'épaisseur est comprise entre 20 et 50 microns et peuvent atteindre exceptionnellement 80 microns ; les bandes ainsi obtenues ont une largeur de 1 mm à quelques centimètres. L'évacuation de la chaleur lors de la solidification de la fusion limite l'épaisseur de la bande. Des estimations théoriques donnent une épaisseur maximale de l'ordre de 100 microns.

## Peu de pertes par courant de Foucault

D'une façon générale, les alliages amorphes, avec 1 à 2 ohms/mm<sup>2</sup> ont une résistance spécifique nette-

# Les alliages amorphes



Matériau magnétique amorphe ou ferrite ? A gauche, un transformateur 100 Hz, 190 W réalisé sur matériau amorphe ; à droite, le même transformateur réalise sur ferrite.

ment plus élevée que celle des alliages à structure cristalline ; de ce fait, ils présentent de faibles pertes par courant de Foucault aux fréquences élevées (fig. 1).

Les caractéristiques des produits proposés diffèrent assez considérablement d'un fournisseur à l'autre chacun étant plus spécifiquement adaptés à un domaine donné. A titre d'exemple nous indiquons dans le tableau ci-joint les caractéristiques de trois maté-

riaux proposés par VAC. Outre leurs caractéristiques magnétiques, ces alliages ont de remarquables propriétés mécaniques :

- très grande dureté :  $HV_{0,2} = 700 \text{ à } 1\,100$
- grande résistance à la traction :  $2\,000 \text{ à } 3\,000 \text{ N/mm}^2$
- grande résistance à la flexion :  $10^7$  alternances
- relative ductibilité.

## Un vecteur d'innovation

Parmi les principales applications dans lesquelles les matériaux amorphes ont déjà trouvé leurs débouchés, nous citerons bien entendu : les transformateurs d'alimentation ; les transformateurs et selfs de lissage et de filtrage pour alimentation et découpage, mais également les têtes magnétiques, les relais, les capteurs à effet Hall ou à magnétostriction, les blindages et les ressorts magnétiques ou non magnétiques.

Il est certain qu'à l'avenir l'association des performances magnétiques et mécaniques exceptionnelles de ces matériaux devrait déboucher sur de nouvelles applications techniques.

### Bibliographie

- Les alliages amorphes, un nouveau groupe d'alliages magnétiques doux, par D<sup>r</sup> W. Kunz ; présentation par VAC/Balloffet.
- Documentation Metglas.

## ALIMENTATIONS ALTERNATIVES DE PUISSANCE



en avance  
d'une  
technologie



- Piloté par microprocesseur
- 128 modèles standard
- 100 à 27000 VA mono- ou triphasé
- 45 à 10.000 Hz
- 0,5 % max. de régulation et de distorsion.

Option : programmable en tension, fréquence et phase par interface IEEE 488, BCD ou tension continu.

Applications :  
électrotechnique,  
aéronautique, marine.

CB bry&pub 366

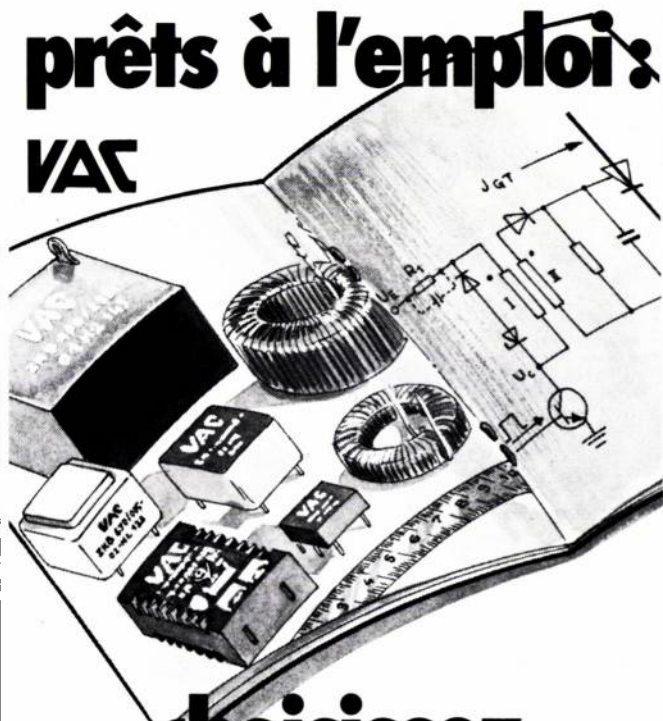
# TECHNITRON

MEMBRE DU GROUPE **Dyneer**

8, avenue Aristide-Briand - 92220 Bagneux  
Tél. : (1) 657.11.47 - Télex : 204 792

# composants inductifs prêts à l'emploi:

VAC



## choisissez sur catalogue

- Transformateurs d'impulsions.
- Transformateurs-convertisseurs (20 kHz à 100 kHz).
- Transformateurs d'alimentation (50 - 60 Hz).
- Transformateurs de courant.
- Selfs d'anti-parasitage.
- Selfs de filtrage.
- Selfs de protection de thyristors.
- Capteurs de courants à effet Hall.

*Pour applications particulières, fabrications spéciales sur spécifications client.*

**P. BALLOFFET S.A.**

4, rue Brunel - 75017 PARIS  
Tél. 755.69.81 - TX. 660 844 F

M. ....  
Société .....  
Adresse .....

Tél. ....  
souhaite recevoir une documentation sur : .....

# DIODE

666.98.01



## VOTRE SAUVEGARDE !

**Thyristor GTO  
pour simplification de  
circuit/commande**

- Courant moyen  
160A (1000 à  
1600V)
- DI/DT illimitée
- Temps maximum  
d'extinction : 8µs

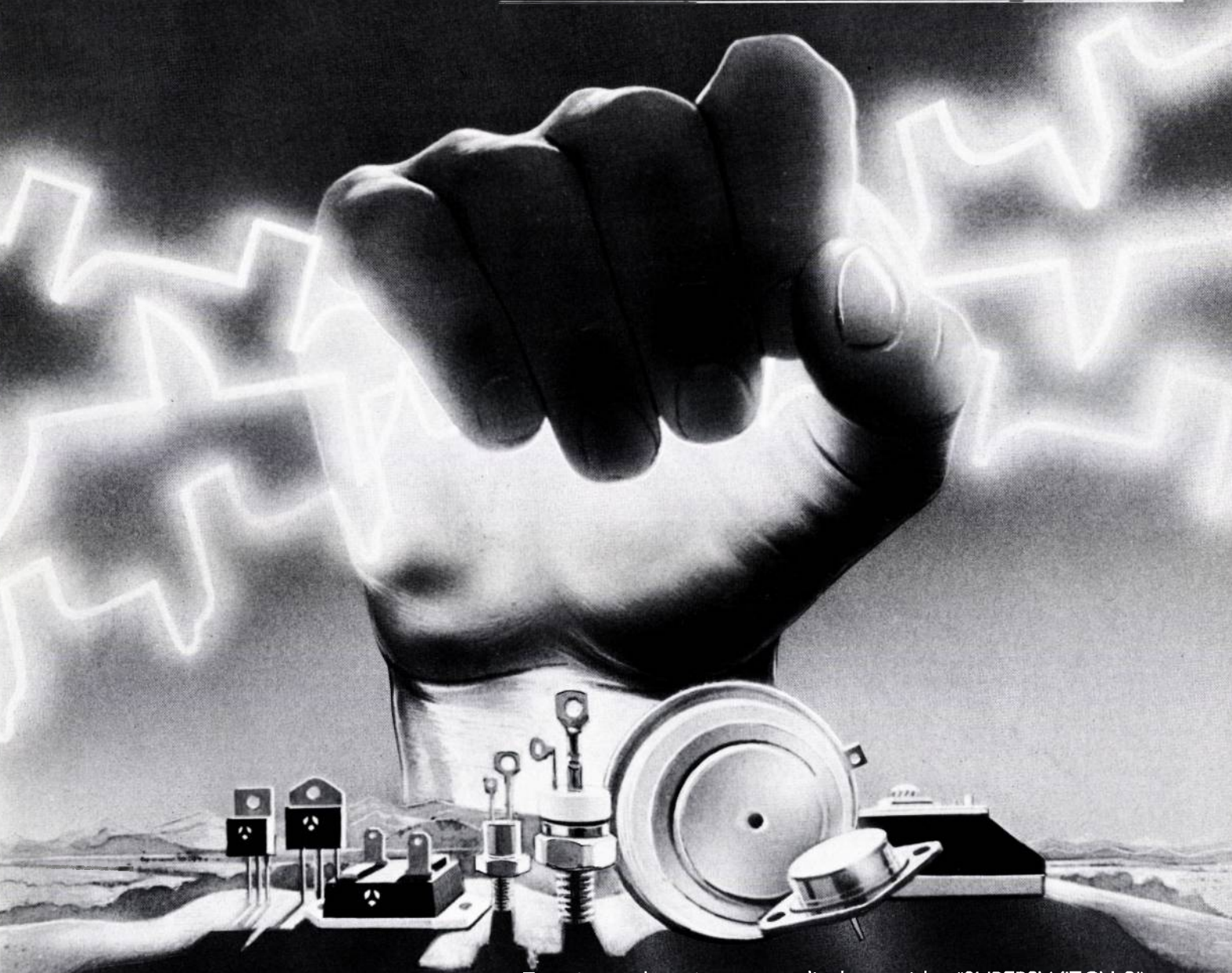


**ICR** INTERNATIONAL  
RECTIFIER

Distribué par Diode France :

1, allée des Platanes - Sofilic 419  
94263 Fresnes-Cédex  
Tél. 666.98.01 - Télex 200743 F

# POWER SILICON



- Transistors de puissance et diodes rapides "SUPERSWITCH 2".
- Transistors de puissance RF et hyperfréquence.
- Thyristors de forte puissance.
- Triacs et alternistors.
- Diodes de protection "TRANSIL"

 **THOMSON**  
COMPOSANTS

**THOMSON-CSF** DIVISION SEMICONDUCTEURS  
50, RUE JEAN-PIERRE TIMBAUD - B.P. 5 - 92403 COURBEVOIE CEDEX FRANCE - TEL. : 33 (1) 788.50.01 - TELEX 610 560

# Le concept du blindage intégré

*Penser au blindage dès la phase d'étude d'un système électronique rayonnant, ou devant être protégé contre les interférences*

*radioélectriques ou électromagnétiques : c'est ce que propose la société Jacques Dubois avec le concept du blindage intégré.*

L'ACCROISSEMENT du gain d'amplification des matériels électroniques industriels et domestiques, et la multiplication des équipements de puissance qui induisent des rayonnements parasites dans des gammes de fréquences allant de 50 Hz à plusieurs dizaines de GHz, doivent conduire les concepteurs à penser « blindage HF » dès la phase d'étude de leurs systèmes.

Cette approche a l'avantage de laisser aux spécialistes du blindage HF le maximum possible de paramètres, ce qui leur donne une grande liberté,

— soit pour utiliser de façon optimale la large gamme des matériels standards disponibles,

— soit pour réellement intégrer les matériels de protection électro-magnétique aux systèmes à protéger, en perturbant le moins possible leurs processus de fabrication.

Dès la création de sa branche « Protection Electromagnétique », en mars 1982, la société Jacques Dubois S.A. a développé une gamme complète de produits standards : joints de blindage tout métal, joints étanches de blindage, joints élastomères conducteurs, panneaux d'aération blindés, glaces blindées. Elle axe maintenant son programme de Recherches et de Développement sur l'incorporation de dispositifs de protection HF aux matériaux de structure employés dans des environnements électroniques, en leur conservant au maximum leurs autres caractéristiques d'aspect, de légèreté, de résistance mécanique et de résistance à la corrosion. Les résultats déjà obtenus montrent que ces solutions de type « built-in » allient de plus l'esthétique à une meilleure efficacité, et que souvent leur coût global est inférieur à celui de la superposition de dispositifs de protection standards à l'appareil d'origine.

Les différents types de blindage intégré cités dans les exemples ci-après font la plupart du temps appel à du tricot de fils métalliques dont les caractéristiques d'absorption en ondes planes sont assez bien représentées par la formule :

$$S(\text{dB}) = 20 \log \left( \frac{2d}{\lambda} \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{\exp(-\pi am/d)}{m} \right)$$

ou

$a$  est le diamètre du fil,

$d$  le diamètre moyen du vide de maille,

$\lambda$  la longueur d'onde.

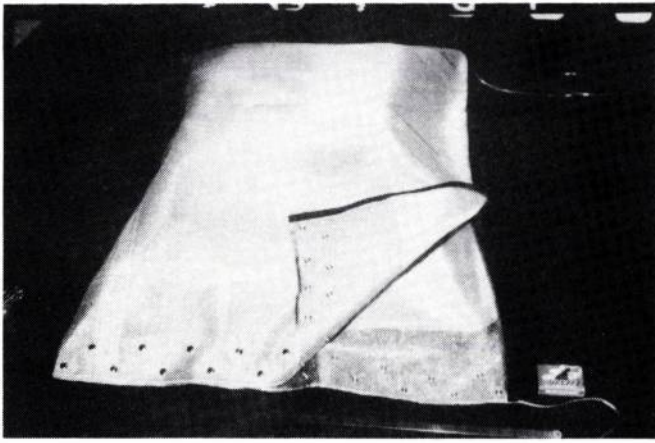
La plupart de ces développements sont très prometteurs sur les trois plans déjà cités : efficacité, réduction des coûts, esthétique. Le propre du Blindage Intégré étant de se fondre dans l'équipement qui le reçoit, notre programme de Recherches et de Développement évolue avec les matériaux nouveaux utilisés dans la structure des câbles, des châssis, des boîtiers ou des consoles électroniques aussi bien qu'avec ceux utilisés dans la structure des réflecteurs d'antennes, des shelters, des automobiles, des hélicoptères, des avions et des satellites.

## Blindage intégré des enceintes

Les enceintes sont conçues pour assurer à un appareil le degré de protection maximum contre son environnement, compatible avec ses servitudes d'alimentation et d'entretien : idéalement continues et homogènes au début de l'étude, les enceintes arrivent souvent au stade industriel mutilées par des portes, des trappes, des passages de câbles, des panneaux de ventilation, etc... si à ce moment vient se poser le problème de la protection électromagnétique de l'appareil alors que le choix des matériaux de l'enceinte, sa forme, sa conception fonctionnelle sont irrémédiablement figés ; il y a de grands risques pour que les remèdes qu'il est possible d'apporter à ce stade, soient peu efficaces et qu'ils constituent une gêne pour l'entretien ou même pour l'utilisation de l'appareil.

Si un appareil doit être, du point de vue électromagnétique, isolé de son environnement, cette sujétion doit être prise en considération dès le début de l'étude de l'enceinte au même titre que les sujétions de température, de pressions, de résistance mécanique et chimique auxquelles l'appareil sera exposé. La prise en compte du besoin de la protection électromagnétique pendant toute la phase de l'engineering de l'enceinte permet d'orienter par touches successives les choix souvent pluralistes qu'imposent les autres critères de sélection, tant dans la nature des matériaux, la forme des ouvertures et





*Housse d'essais en tricot de monel, avant intégration dans un carter en résine thermodurcissable. L'équipement à protéger est placé à l'intérieur de la housse et on mesure l'atténuation résultante.*

les méthodes d'assemblage des panneaux qui peuvent la composer.

Aux considérations techniques s'ajoutent souvent des considérations pratiques ou financières qui viennent encore réduire les choix des concepteurs. Ainsi à une époque récente où le niveau de sensibilité de l'électronique permettait d'ignorer de nombreux problèmes de compatibilité électromagnétique qui se posent aujourd'hui, le développement des matières plastiques et le perfectionnement des machines permettant leur mise en œuvre ont généralisé leur emploi dans la construction d'enceintes très performantes à beaucoup d'égards, mais malheureusement complètement transparentes aux ondes électromagnétiques.

Une part des travaux de Développement de Jacques Dubois S.A. porte sur le durcissement électromagnétique de nombreux matériaux de structures utilisés dans différents secteurs industriels.

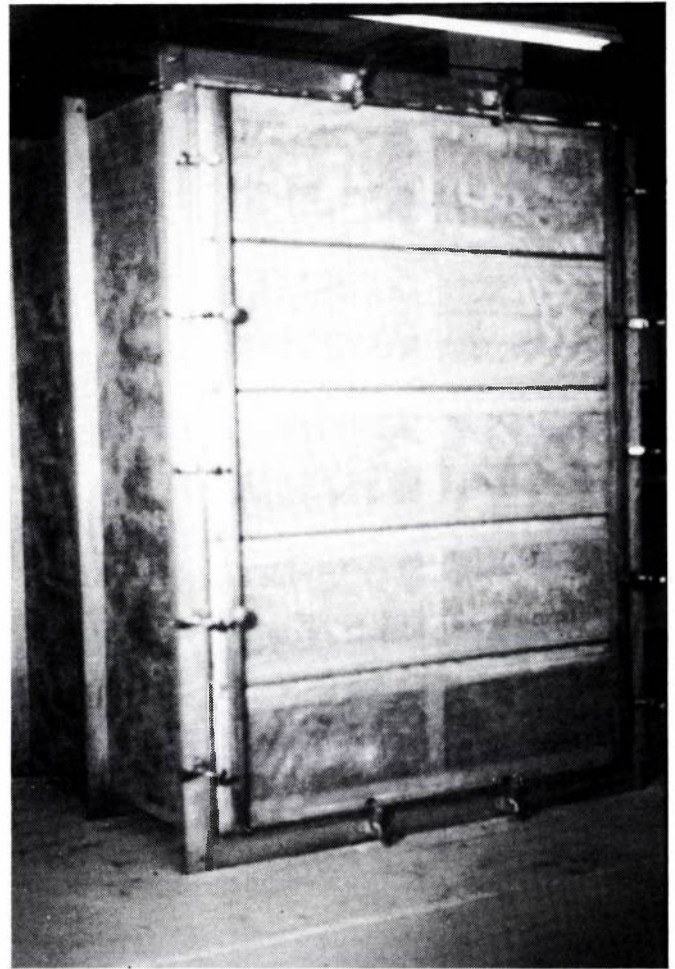
#### *Secteur automobile*

Certains modèles de voiture ont adopté le panneau thermodurcissable comme élément de structure de tout ou partie du compartiment moteur. Ce pas en avant dans la recherche de qualités telles que poids moindre, insonorisation, résistance à la corrosion s'accompagne d'une perte de protection de l'environnement contre les parasites de l'allumage.

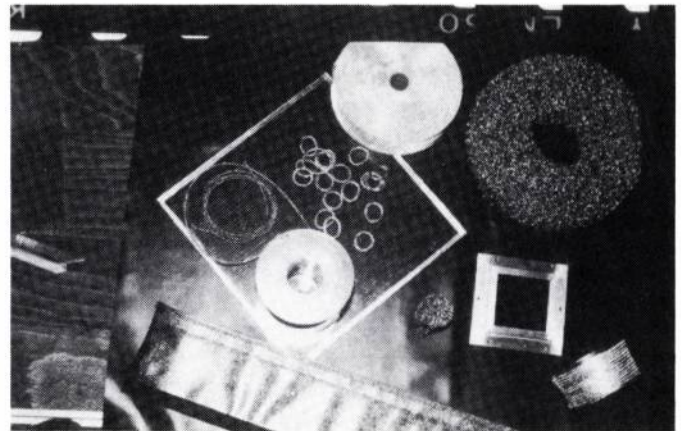
Les travaux accomplis ont abouti à la reconstitution de l'intégrité d'une cage de Faraday autour du moteur par incorporation d'un tricot à mailles d'acier aux panneaux fabriqués à partir de résine thermodurcissable armée de fibres de verre. Le processus qui permet d'amalgamer la résine aux mailles de fil d'acier du tricot s'intègre parfaitement à la phase de moulage par compression à chaud du processus de fabrication. La souplesse du tricot fait qu'il se moule parfaitement à la forme de la pièce et il ajoute l'imperméabilité électromagnétique aux autres qualités du matériau, lui conservant notamment son esthétique -et tout cela à moindre prix.

#### *Secteur armement et aéronautique*

Il apparaît que les méthodes développées pour l'automobile peuvent être étendues au blindage



*Panneaux en tricot de cuivre étamé montés pour une mesure d'atténuation : diamètre de maille 2,5 mm, diamètre du fil 0,12 mm, poids 3,2 kg/m<sup>2</sup>.*



*Matériel de blindage standards : vitre blindée, nids d'abeille, joints conducteurs, gaine pour câbles.*

des shelters pour certaines pièces où la légèreté est un impératif. Pour les mêmes raisons de légèreté, le tricot métallique en nappes peut avantageusement être utilisé pour le blindage des structures en plastique utilisées dans l'aéronautique et à bord des satellites, ou pour la création de nappes équipotentielles de référence.

Les matériaux du type résines polymérisant à froid donnent de bons résultats pour le collage des nappes de mailles métalliques aux parois

# Le blindage intégré

des fuselages et des cabines, et la souplesse des mailles permet d'assurer l'homogénéité et l'efficacité de la protection sur les surfaces non développables les plus tourmentées.

## *Secteur électronique — informatique — communications*

La commodité du moulage en grandes séries de nombreuses matières plastiques, jointe à leurs qualités d'inertie chimique et de résistance mécanique, font que la plupart des coffrets abritant l'électronique d'appareils de toute vocations — civile, militaire, technique, informatique, téléphonique, grand public — sont réalisés dans ces matériaux. L'apparition de nouvelles normes pour dissuader les « pollueurs HF » ou l'apparition de nouvelles contraintes pour les « pollués », font que la transparence électromagnétique des matières plastiques se révèle être un handicap parfois rédhibitoire à leur utilisation, si leur blindage n'a pas été prévu à l'origine.

### *Coffrets par injection*

Le moulage des coffrets par injection permet d'obtenir des boîtiers à parois minces, tout à la fois légers, robustes, chimiquement inertes, présentant un fini qui ne nécessite aucune retouche.

La protection électromagnétique de ces coffrets, lorsqu'elle n'a pas été prévue à l'origine, est difficile à réaliser du fait même de la perfection dépouillée de l'objet fini : minceur des parois, présence de couples raidisseurs n'empêchent pas une protection des surfaces intérieures par pulvérisation de peintures conductrices ou par projection cathodique d'un métal, mais rendent très compliqué l'établissement des continuités électriques à réaliser entre surfaces voisines.

Pour pallier l'absence de bride, de gorge ou de point où accrocher les joints de continuité électrique, une protection par collage de nappes en tricot métallique à l'intérieur des coffrets a été réalisée. Aux raccordements en bordure de panneaux, la nappe métallique est alors utilisée pour la fixation des joints appropriés par soudure électrique avant enduction.

Cette technique qui a le mérite d'exister et de rendre des services dans des cas difficiles, reste cependant artisanale : le travail est long et elle s'avère trop chère pour les applications grand public. Des travaux prometteurs sont en cours pour intégrer le tricot métallique muni des joints interfaces directement dans le moule d'injection. Le but recherché est de sortir le produit blindé à des cadences et dans des conditions de prix de revient comparables à celles du produit d'origine.

## **Blindage intégré de câbles**

Les blindage des câbles par tresse ou par clinquant est une technique bien connue et

couramment utilisée en électricité industrielle et dans l'électronique. Toutefois jusqu'à ces dernières années, le blindage était plutôt utilisé sur des conducteurs transportant des courants forts.

La révolution dans les besoins en câble blindé porte surtout sur des conducteurs véhiculant de faibles signaux, ayant donc une faible section et une faible masse linéaire. La plupart de ces câbles sont livrés sans blindage intégré et une solution consiste à utiliser des chemins de câbles blindés par où passer les torons de fils à protéger. Cette solution a pour inconvénients d'être lourde, et d'enlever au câble le bénéfice de sa souplesse et de sa légèreté.

Les travaux de développement entrepris ont pour but d'isoler les câbles dans les gammes des fréquences perturbatrices en conservant autant que possible leurs caractéristiques d'origine.

### *Secteur informatique*

La première étude conduite a porté sur la protection des câbles en nappe utilisés en interconnexion entre les ordinateurs et leurs périphériques. Après des essais probants, la technique retenue est celle du tricotage d'une gaine métallique autour du câble et de son enduction dans une couche isolante de silicone. Cette technique conserve au câble sa souplesse, autorisant des rayons de courbure normaux à la nappe aussi courts que ceux obtenus avec un câble nu.

### *Secteur électronique*

Une technique identique à celle précédemment décrite est employée pour le blindage de câbles volants d'alimentation basse intensité, haute fréquence (100 MHz) de certains outils : les blindages classiques par tresse ou par clinquant, alourdissant le câble, enlevaient à ces outils les caractéristiques de légèreté et de maniabilité qui leur étaient indispensables.

Cette technique est également utilisée pour réaliser des blindages efficaces et légers autour de torons de câbles sur matériels embarqués.

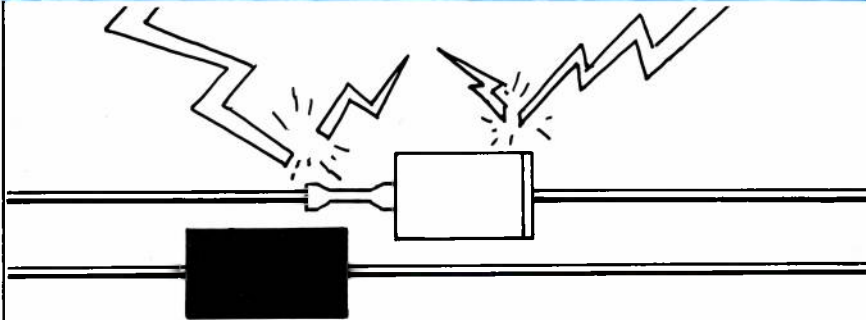
## **Conclusions**

L'efficacité et la longévité du blindage des matériaux utilisés en protection électromagnétique étant déterminantes sur la qualité de fonctionnement des équipements qu'ils abritent, le soin maximum doit être apporté à leur mise en œuvre.

Les écrans et les joints conducteurs standards font partie, par leur variété et leur sophistication, de l'arsenal dont dispose le concepteur. Mais nous avons constaté qu'un travail d'Engineering en Compatibilité électromagnétique fait à la naissance d'un projet permet toujours d'aboutir à une meilleure solution, et que des recherches systématiques permettent parfois de déboucher sur des solutions intégrées remarquables par leur efficacité.

L. Brandener

# DES FRANÇAIS FABRIQUENT VOS PROTECTIONS



## TransZorb™

FABRIQUÉ SOUS LICENCE INTÉGRALE DE  
GENERAL SEMICONDUCTOR INDUSTRIES PAR

Perspectives - Paris



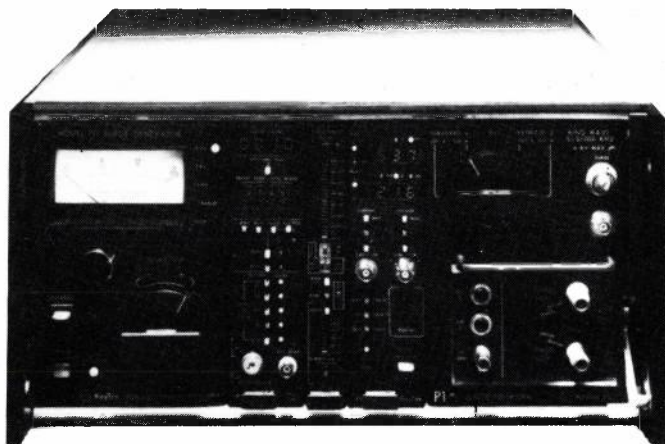
composants  
semi-conducteurs  
de protection

86200 Verdun sur Garonne



51, RUE DE LA RIVIERE  
BP 1  
78420 CARRIERES S/SEINE  
Tél. : (3) 947.41.40

# SIMULATEURS D'IMPULSIONS CALIBRÉES Foudre, EMP, ESD, normes.



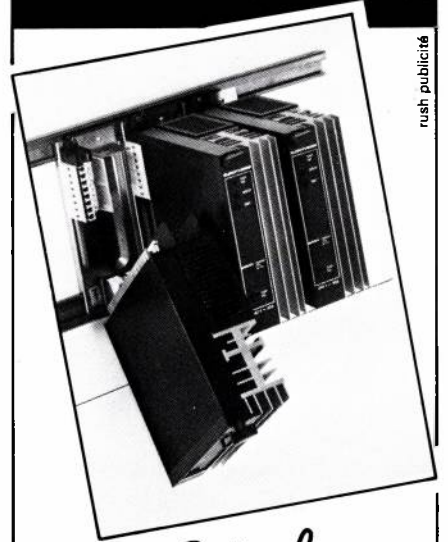
Perspectives - Paris

KeyTek



51, RUE DE LA RIVIERE  
BP 1  
78420 CARRIERES S/SEINE  
Tél. : (3) 947.41.40

# LA PUISSANCE DES SOLUTIONS



rush publicité

*de 8 à plus,  
de 4000 A!*

Un exemple de solution  
adaptée aux applications  
industrielles :

## UNITÉS MODULAIRES A THYRISTORS

Pour commande de  
puissance électrique de  
8A à 125A.

Débrochage et embrochage  
instantanés sous tension  
en toute sécurité.

Montage sur rails DIN.

Exposez vos applications  
particulières à nos spécialistes.



**EUROTHERM**

automation

### Région Parisienne :

185, av. du Général Leclerc  
94700 MAISONS-ALFORT  
Tél. : (1) 376.63.28

### Rhône-Alpes :

78, route de Paris - B.P. 12  
69751 CHARBONNIÈRES/BAINS CEDEX  
Tél. : (78) 34.43.68

Télex : 380 038 EURTERM F.

### Sud-Est :

Z.E.D.A., la Pioline 9 - 13290 LES MILLES  
Tél. : (42) 59.15.88 - Télex : 440 160

Nantes : (40) 29.12.36

Grenoble : (76) 54.33.61

Cette question se pose à tout technicien lors de la conception d'un appareillage ou d'un système électronique.

Les énergies importantes mise en œuvre conduisent à l'utilisation d'appareils de volume non négligeable, et partant de coût élevé. Un choix judicieux s'impose donc qui devra s'appuyer, à partir de conditions d'exploitation parfaitement connues, sur la connaissance approfondie des caractéristiques électrique, mécanique et d'environnement des condensateurs.

Cet article se propose de guider l'utilisateur en lui présentant les divers aspects liés à ce choix.

## Les types d'utilisation

### Tension continue

Il s'agit généralement de fonctions de filtrage après redressement, de découplage, de liaison entre deux étages amplificateurs, etc...

— A la tension continue, se superpose en général une tension alternative résiduelle ou d'amplitude non négligeable dans le cas de la liaison.

La tension nominale à considérer est la valeur crête que prend la tension.

— Le courant efficace traversant le condensateur doit pouvoir être supporté par le modèle choisi.

### Tension alternative sinusoïdale

La valeur du courant efficace est

$$I = UC\omega$$

I ampères ; U volts efficaces,

$\omega = 2\pi F$  avec F en Hertz

Aux basses fréquences, le courant est limité par la tension que peut supporter le condensateur. Aux fréquences élevées, ce sont les problèmes de puissance et de connexions qui limitent la valeur maxi du courant pour un modèle donné.

### Stockage d'énergie

On charge le condensateur à  $U_{ch}$ . Il emmagasine une quantité d'énergie.

$$W = \frac{CU^2}{2}$$

W en joules

C en farad ou C en microfarad

U en volt ou U en kilovolt

L'énergie emmagasinée est habituellement utilisée sous forme d'un courant de décharge de valeur crête très élevée et de durée brève. Applications : laser, production de champ magnétique intense, formage des métaux, etc...

Dans ces applications, le circuit de décharge de C est pratiquement celui représenté figure 1, avec :

$r_c$  = pertes de  $C_o$  + résistance des connexions

$l_c$  = inductance propre de  $C_o$  + connexions

$L_{ut}$  = inductance de l'utilisation

$r_{ut}$  = résistance de l'utilisation (qui peut être la résistance interne du flash, dans le cas du laser).

Le circuit simplifié est celui de la figure 2, avec :

$$L_o = L_{ut} + l_c \text{ et } r_o = r_{ut} + r_c$$

### Bref rappel théorique

a)  $r_o = \text{zéro}$

La tension aux bornes de  $C_o$  passe de  $+U_{ch}$  à  $-U_{ch}$ , remonte à  $+U_{ch}$  et ainsi de suite, suivant une loi sinusoïdale (fig. 3).

Le courant est en quadrature avant sur la tension.

La période de l'oscillation du courant et de la tension est :

$$T_o = 2\pi\sqrt{L_o C_o}$$

$T_o$  en secondes  $L_o$  en Henry  $C_o$  en Farad

On peut calculer  $Z_c = L_o/C_o$ , en ohms, c'est l'impédance caractéristique.

Le courant passe par son premier maxi  $I_o$  au temps  $t_1 = t_o + T/4$

L'amplitude maxi de I est

$$I_o = \frac{U_{ch}}{Z_c}$$

Ce cas théorique,  $r_o = \text{zéro}$  ne peut évidemment se rencontrer en pratique, mais il sert de base au calcul des grandeurs concernant le courant dans les deux autres cas.

b)  $r_o < 2Z_c$

La décharge reste oscillante, mais s'amortit rapidement, suivant une enveloppe d'allure exponentielle (fig. 4).

**Tension** : partant de  $U_{ch}$ , la tension s'inverse avec un coefficient d'inversion  $< 1$ . On l'exprime en pourcentage de rebondissement (en général 10 à 80 %).

**Courant** : il suit la même loi d'inversion que la tension. Le premier maxi (en général le seul intéressant l'utilisateur) a une valeur inférieure à la valeur  $I_o = U_{ch}/Z_c$ . Ce premier maxi a lieu au temps  $t_1$  inférieur à  $t_o + T/4$ .

La période d'oscillation est supérieure à  $T_o = 2\pi\sqrt{LC}$ . On l'appelle alors « pseudo-période ».

c)  $r_o \geq 2Z_c$

La décharge n'est plus oscillante (fig. 5).

**Tension** : la tension aux bornes de  $C_o$  passe de  $U_{ch}$  à zéro sans s'inverser. La durée de la décharge non oscillante est la plus brève possible, pour un circuit donné, quand  $r_o = 2Z_c$  : c'est l'amortissement critique.

**Courant** : il passe par un seul maxi. L'amplitude de ce maxi, à l'amortissement critique, est  $0,368 I_o = 0,368 U_{ch}/Z_c$

### Calculs simplifiés.

La connaissance, ou tout au moins une bonne évaluation, des éléments du circuit de décharge est indispensable pour choisir le modèle de condensateur le mieux adapté.

Un calcul approché est suffisant pour déterminer les différentes valeurs à connaître. Pour cela, il est commode d'exprimer les différents paramètres en fonction d'un coefficient :

$$a = \frac{r_c}{2Z_c}$$

$a = 1$  correspondant à l'amortissement critique  
 $0 < a < 1$  c'est un régime pseudo-oscillant  
 $a \geq 1$  c'est le régime amorti, non oscillant.

# choisir ses condensateurs

Les valeurs de  $I_1$  (premier maxi de courant) et de  $t_1$  (temps après  $t_0$ , au bout duquel se produit ce maxi) seront exprimées en fonction de  $I_0$  et  $T_0$  du régime entretenu (fig. 3).

Outre les valeurs de  $I_1$  et de  $t_1$ , il peut être intéressant de connaître l'ordre de grandeur de courant efficace en fonction de la fréquence de répétition des décharges ( $F_r$ ) (voir tableau en bas de page).

## Commutation forcée (extinction) des thyristors

La tension aux bornes du condensateur et le courant le traversant ont généralement l'une des formes indiquées (fig. 6.7.8.9.).

Les caractéristiques propres à ce type de fonctionnement sont les suivantes :

**Tension :** les inversions de tension ( $t_1 + t_2$ ) s'opèrent dans un temps approximativement égal au dixième de la période  $T = 1/F_r$  ( $F_r$  étant la fréquence de répétition, en général comprise entre 150 et 500 Hz).

La contrainte sur le diélectrique est donc de type alternatif pendant les inversions ( $t_1 + t_2$ ) et de type continu pendant le temps restant, soit les 9/10 de la période  $T$ .

Il est essentiel de distinguer le mode de fonctionnement bidirectionnel (fig. 6) pour lequel la tension s'inverse en changeant de polarité, de celui unidirectionnel (fig. 7) pour lequel la tension est toujours de même sens.

Le choix de la tension nominale doit être tel que le condensateur puisse tenir la tension continue égale à  $U_{crête}$  (fig. 6) ou à  $\Delta U$  (fig. 7), ainsi que la tension efficace égale à :

$$\frac{\Delta U}{2\sqrt{2}}$$

**Courant :** les inversions de tension s'opérant dans des temps  $t_1$  et  $t_2$  très courts, (quelques dizaines à centaines de  $\mu$  sec.) les valeurs crêtes ( $I_c$ ) que prend le courant sont d'amplitude élevée (centaines d'ampères).

Les condensateurs à film métallisé sont limités en courant crête admissible.

Les condensateurs à armature rapportée « passent » sans problèmes de tels courants :

$$I_c = \frac{\Delta U C}{0,64 t}$$

$I$  ampères  $U$  en volts  $C$  en  $\mu F$   $t$  en  $\mu s$ .

$$\text{Si } t_1 \neq t_2 \quad I_{\text{eff}} = 1,57 \Delta U_{KV} C_{\mu F} \sqrt{\frac{F_r \text{ en Hz}}{t_1 \text{ en } \mu}}$$

$$\text{Si } t_1 \neq t_2 \quad I_{\text{eff}} = 1,11 \Delta U_{KV} C_{\mu F} \sqrt{\frac{F_r}{t_1} - \frac{F_r}{t_2} \text{ en } \mu}$$

Pour  $t_1 = t_2$ , on peut en première approximation prendre  $t = (t_1 + t_2)/2$  et utiliser (1).

Lorsqu'on fait des mesures en courant sinusoïdal de période  $T_s = t_1 + t_2$  et d'intensité efficace  $I_{\text{eff}}$  telle que calculée précédemment, on obtient pratiquement le même échauffement du condensateur qu'en régime haché.

On peut donc, pour un calcul rapide, si  $t_2$  est peu différent de  $t_1$ , considérer que le condensateur travaille à une fréquence sinusoïdale équivalente

$$F_{\text{eq.}} = \frac{1}{2 t_1} \approx \frac{1}{t_1 + t_2}$$

La puissance réactive est

$$P_r = \frac{I^2 \text{ eff}}{C \cdot 2 \pi F_{\text{eq.}}}$$

$P_r$  en VAR  $C$  en farad  $F$  en hertz  $I$  en ampère

Inversion	0	10 %	20 %	40 %	60 %	70 %	80 %	100 %	Valeur du courant en fonction de la fréquence de répétition des décharges.
$a = \frac{r_c}{2 Z_c}$	a = 1	0,591	0,456	0,28	0,16	0,113	0,071	0	$I_1 = 1^{\text{er}}$ maxi de courant se produisant au temps $t_1$ $t =$ durée de l'alternance $T_0/2$ $F_r =$ fréquence de répétition du train d'onde On a aussi $I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{C U^2 \text{ ch} \cdot F_r}{2 r_0}}$
$I_1 = b I_0$	b = 0,368	0,5	0,565	0,685	0,794	0,847	0,893	1	
$T = c T_0$	c = /	1,24	1,12	1,04	1,01	1	1	1	
$t_1 = d T_0$	d = 0,159	0,186	0,196	0,213	0,227	0,232	0,239	0,25	
$I_{\text{eff}} \approx \frac{I_1}{\sqrt{2}} \left( \sqrt{t \cdot F_r} \cdot k \right)$	k = /	/	1,02	1,09	1,25	1,4	1,67	/	

# Savoir choisir ses condensateurs

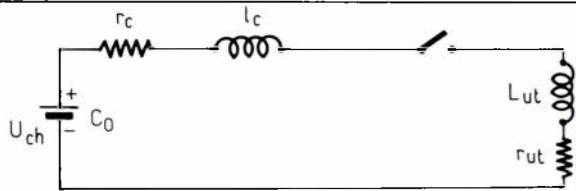


Figure 1. Circuit de décharge d'un condensateur.

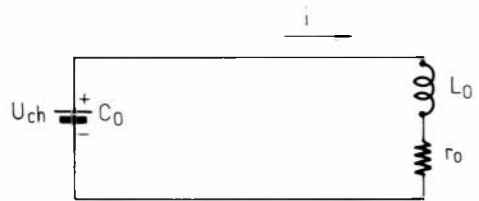


Figure 2. Circuit simplifié.

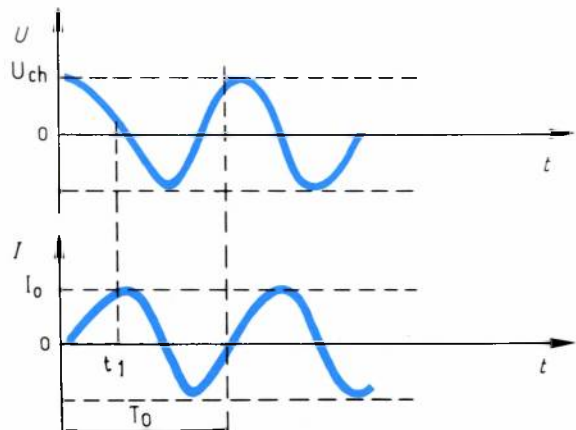


Figure 3. Le courant est en quadrature avec la tension.

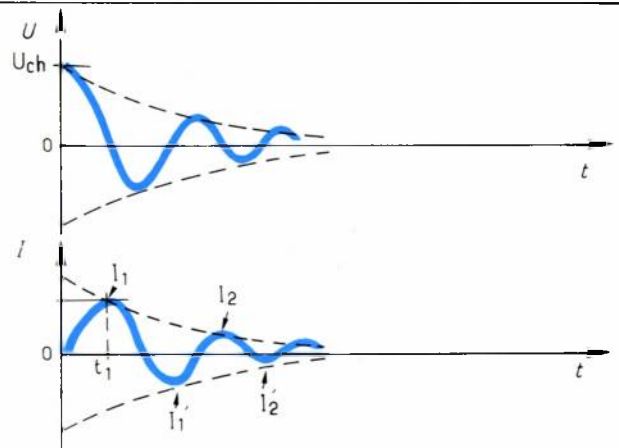
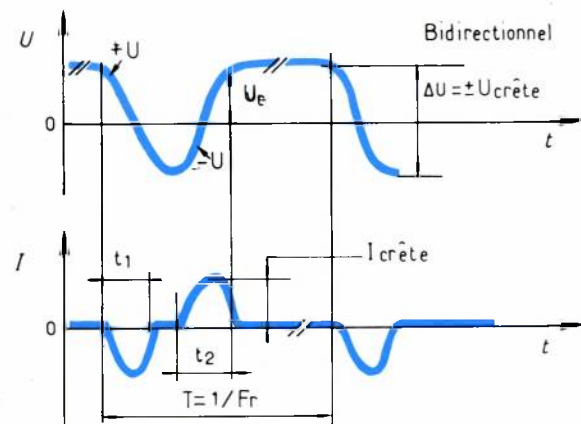


Figure 4. La décharge oscillante s'amortit rapidement.

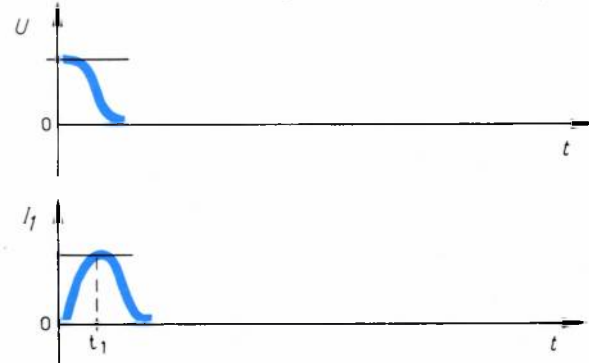
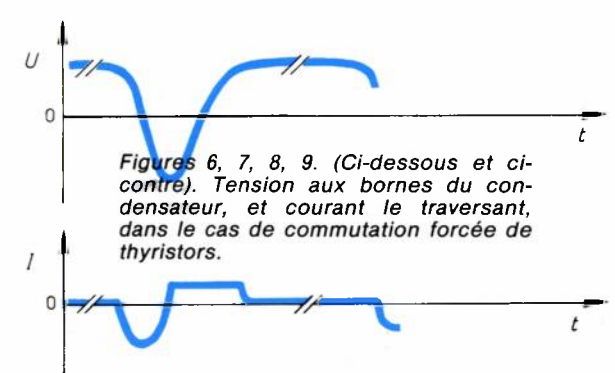
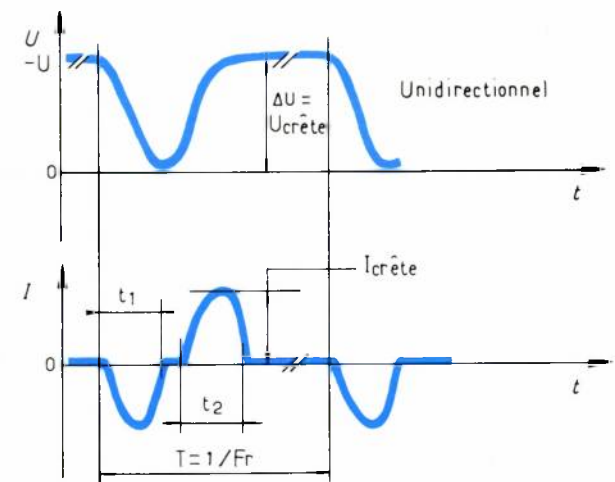
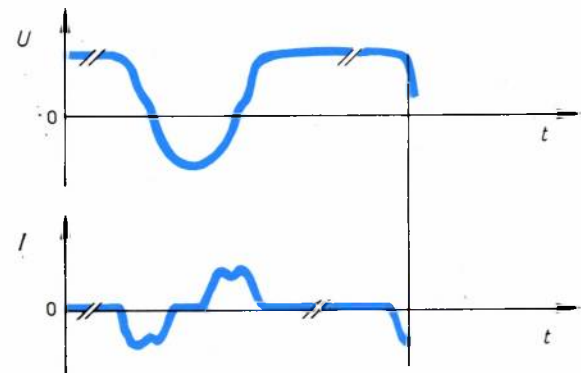


Figure 5. Décharge non oscillante.



Figures 6, 7, 8, 9. (Ci-dessous et ci-contre). Tension aux bornes du condensateur, et courant le traversant, dans le cas de commutation forcée de thyristors.

# Savoir choisir ses condensateurs

## Paramètres de choix

Toutes les caractéristiques du condensateur doivent satisfaire aux conditions réelles d'exploitation :

### Valeurs nominales

Les valeurs nominales de tension ( $U_R$ ) sont en général valables pour une température ambiante de 50 °C maxi. Elles correspondent à une durée de vie longue (supérieure à 80 000 heures). Pour d'autres températures voir courbes de la figure 10.

Pour des fonctionnements intermittents, ou pour une durée de vie faible (inférieure à 8 000 heures), on peut appliquer :

- jusqu'à  $1,6 U_R$  sur tension continue ou tension de charge,
- jusqu'à  $1,4 U_R$  sur tension sinusoïdale, ou tension crête-crête sous réserve que la valeur permise de courant efficace du modèle ne soit pas dépassée.

Les valeurs de capacité indiquées pages 71 72 sont des minima maxima. Toute valeur inférieure peut être réalisée. Les conditions de fonctionnement doivent être telles que les tensions, courants et puissances n'excèdent pas les valeurs indiquées pour le modèle.

### Contraintes diverses

Outre des contraintes mécaniques et d'environnement, un condensateur sous tension est soumis à trois sortes de contraintes liées au fonctionnement électrique de l'appareil et qu'il convient d'analyser séparément, afin de choisir le modèle le mieux adapté.

Il s'agit :

- de la tension appliquée au diélectrique
- du courant traversant
- de la puissance transitant par le condensateur.

### Contrainte « tension »

Un diélectrique soumis à une tension électrique permanente voit sa rigidité diélectrique diminuer progressivement jusqu'au claquage en fin de vie. Les phénomènes dégradants, amenant le vieillissement, sont accentués par la température.

Des conditions de fonctionnement mal contrôlées (surtensions accidentelles, fréquences harmoniques, mauvaises conditions de refroidissement...) peuvent provoquer des défaillances prématurées.

Le processus de dégradation dans le temps du diélectrique est différent suivant qu'il s'agit de tension continue ou variable. C'est pourquoi, lorsque les deux types de tension sont simultanément appliqués, (cas de la commutation), il convient d'analyser séparément les contraintes.

### Contrainte « courant »

On doit considérer les valeurs de courant efficace et de courant crête.

- Le courant efficace traversant le condensateur

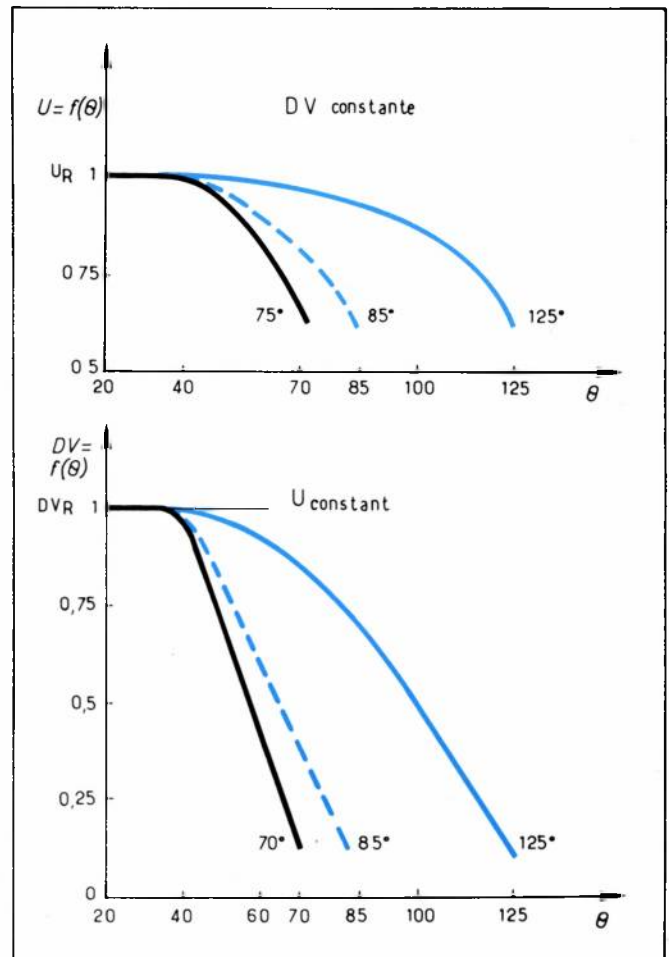


Figure 10. Evolution de la tension d'utilisation en fonction de la température.

teur chauffe les bornes, les connexions, le câblage, les armatures, par effet Joule. Une résistance de 1 milli ohm parcourue par 100 ampères efficaces, cela fait 10 watts à évacuer.

Les contacts aux armatures et les connexions internes des condensateurs sont spécialement conçus pour chaque type d'application.

— Le courant crête, s'il est d'amplitude élevée, soumet les connexions à des forces qui peuvent aller jusqu'à provoquer l'arrachement ou la rupture. Des liaisons internes mal conçues ou non adaptées au passage de tels courants peuvent localement être le siège de surtensions provoquant des claquages. Par leur structure, les condensateurs à film métallisé se prêtent mal au passage de courant crête important. Les modèles à armatures rapportées, peuvent supporter des courants de plusieurs milliers d'ampères crête de façon répétitive et accidentellement plus de 10 000 ampères, sans dommage.

### Contrainte « puissance »

Un condensateur parfait, soumis à une tension variable, restituerait intégralement l'énergie emmagasinée. La tension serait en quadrature arrière avec le courant. En pratique, les inévitables pertes par effet Joule dans les connexions (évoquées plus haut) et les pertes par échauffement du diélectrique soumis au champ électrique

# Les condensateurs

variable, font qu'une faible partie de l'énergie confiée au condensateur n'est pas restituée, mais doit être évacuée sous forme de chaleur. Si les conditions (extérieures au condensateur) d'évacuation des calories ne sont pas satisfaisantes, la température du boîtier s'élève de façon anormale. Ponctuellement, le diélectrique peut dépasser la température maximale permise et se dégrader très rapidement. Le facteur de pertes d'un condensateur varie avec la fréquence du courant traversant et la température.

## Les paramètres à ne pas oublier

**Forme du condensateur :** cylindrique ou parallélépipédique.

**Fixations mécaniques** souhaitées.

**Boîtier** métallique ou isolant.

— **Position de fonctionnement** verticale, horizontale, inclinée, sur chant.

— **Raccordements** sur bornes, tiges filetées, inserts.

— **Nature des vibrations**, chocs et autres contraintes mécaniques.

— **Gamme de température** de service et de stockage.

— **Type de refroidissement** : naturel, ventilation (m/s), bain liquide.

— **Proximité de sources chaudes**.

— **Environnement** : pression absolue, air salin, air humide...

— **Durée de vie** espérée.

Les combinaisons entre ces paramètres sont multiples.

Les technologies utilisées combinent les éléments suivants :

— Film plastique ou mixte, film papier ou tout papier.

— Imprégnants diélectriques liquide, gélifié, solide.

— Electrode métallisée ou en feuille (armature).

— Connexions sur l'électrode : schoopage, languette, soudure.

— Câblage interne adapté au courant et tension.

— Géométrie cylindrique ou aplatie des bobines.

— Structure classique biaxiale ou coaxiale.

## Guide de choix

Les tableaux et graphiques complétant cet article offrent un guide de choix à l'utilisateur.

Donnés par type d'application, ils présentent quelques caractéristiques essentielles et permettent de situer rapidement un besoin particulier.

Les zones portées sur les graphiques correspondent à une optimisation des produits proposés par LCC.

Il est évidemment nécessaire de contrôler ensuite si la filière choisie répond à toutes les conditions d'utilisation (dératings éventuels).

Michel Veron  
(Thomson-LCC)

### Choix d'un type de condensateur en fonction de son utilisation

#### COMMUTATION

Dielectrique	Capacité	Tension ± V	Température °C
Polypropylène métallisé, non imprégné	0,1 à 2400 $\mu$ F	300 à 2000	- 55 + 85 °C
Papier-film armature, imprégné huile minérale	0,15 à 1 $\mu$ F	560 à 1400	- 55 + 85 °C
Papier-film armature, imprégné huile de synthèse	0,5 à 300 $\mu$ F 60 nF à 400 $\mu$ F	450 à 5000 650 à 2100	- 55 + 85 °C
Polypropylène armature, imprégné huile de synthèse	0,5 à 300 $\mu$ F 68 nF à 110 $\mu$ F	300 à 3200 450 à 2250	- 55 + 85 °C

\* Valeurs associées à un dérating.

#### RESERVOIR D'ENERGIE

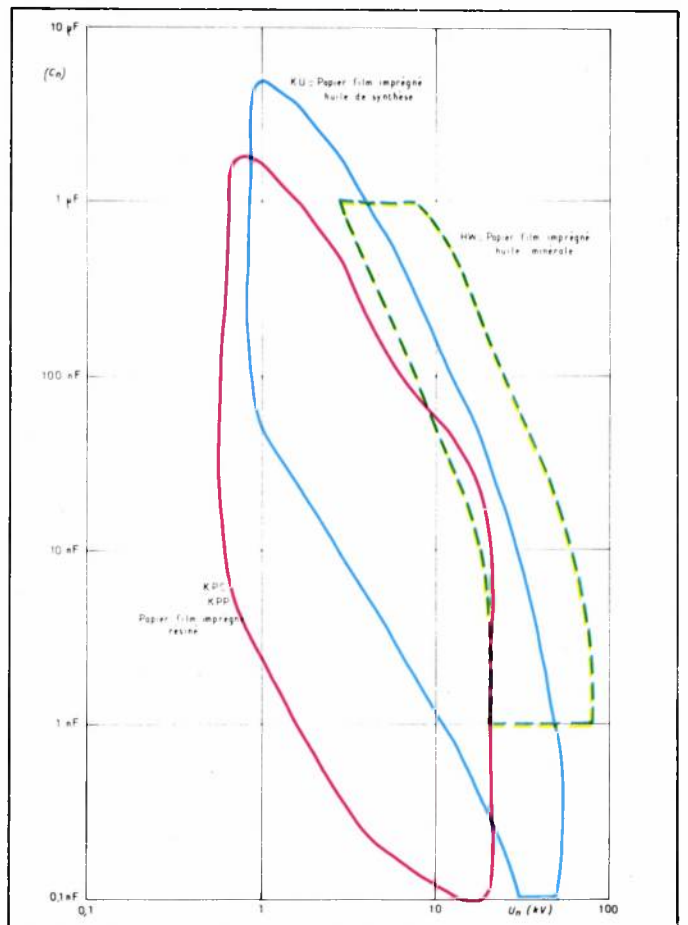
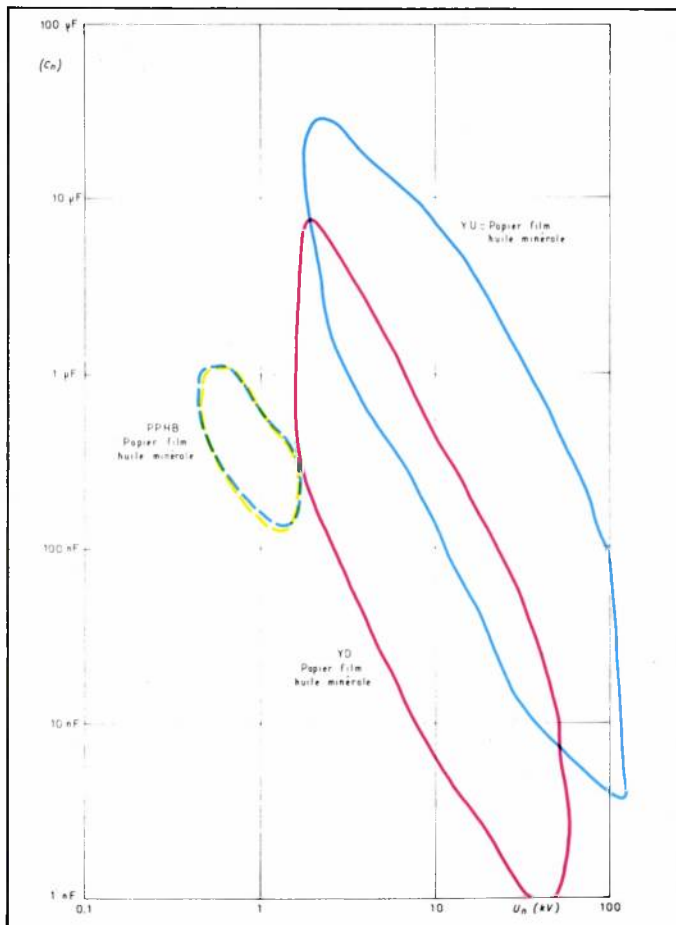
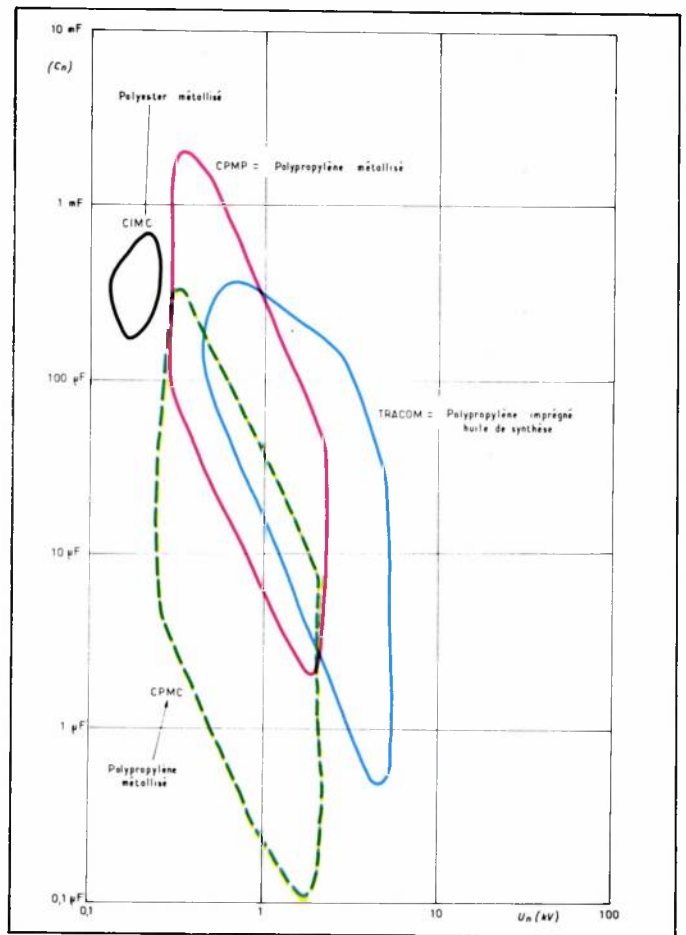
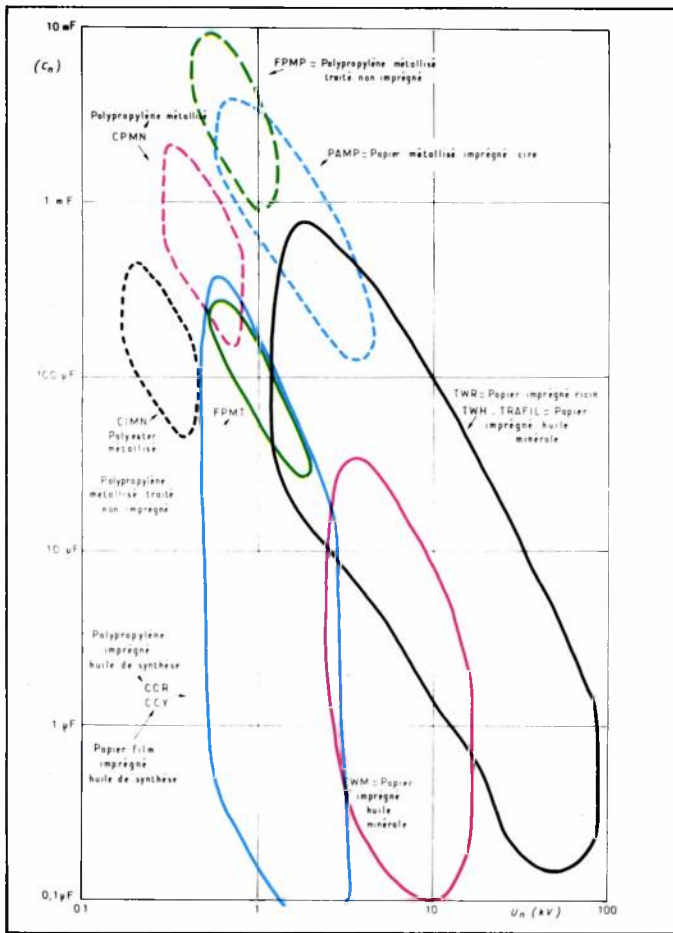
Dielectrique	Capacité	Tension kV	Température °C
Papier-film armature, imprégné huile minérale	1 nF à 1 $\mu$ F 1 nF à 300 $\mu$ F	2,5 à 80 KV 3 à 100 KV	- 55 + 85 °C
Papier-film armature, imprégné huile de synthèse	0,1 à 4,7 $\mu$ F	1 à 50 KV	- 55 + 85 °C
Papier-film métallisé, imprégné huile minérale	3 à 225 $\mu$ F	1,5 à 3 KV	- 55 + 85 °C
Papier-film métallisé, imprégné résine	0,8 à 15 $\mu$ F	1,2 à 1,8 KV	- 55 + 125 °C
Polypropylène métallisé, traité - non imprégné	4,7 à 120 $\mu$ F	0,9 à 2,1 KV	- 55 + 85 °C

Nota : suivant la nature de la décharge, les condensateurs de filtrage peuvent être très facilement adaptés à cette fonction.

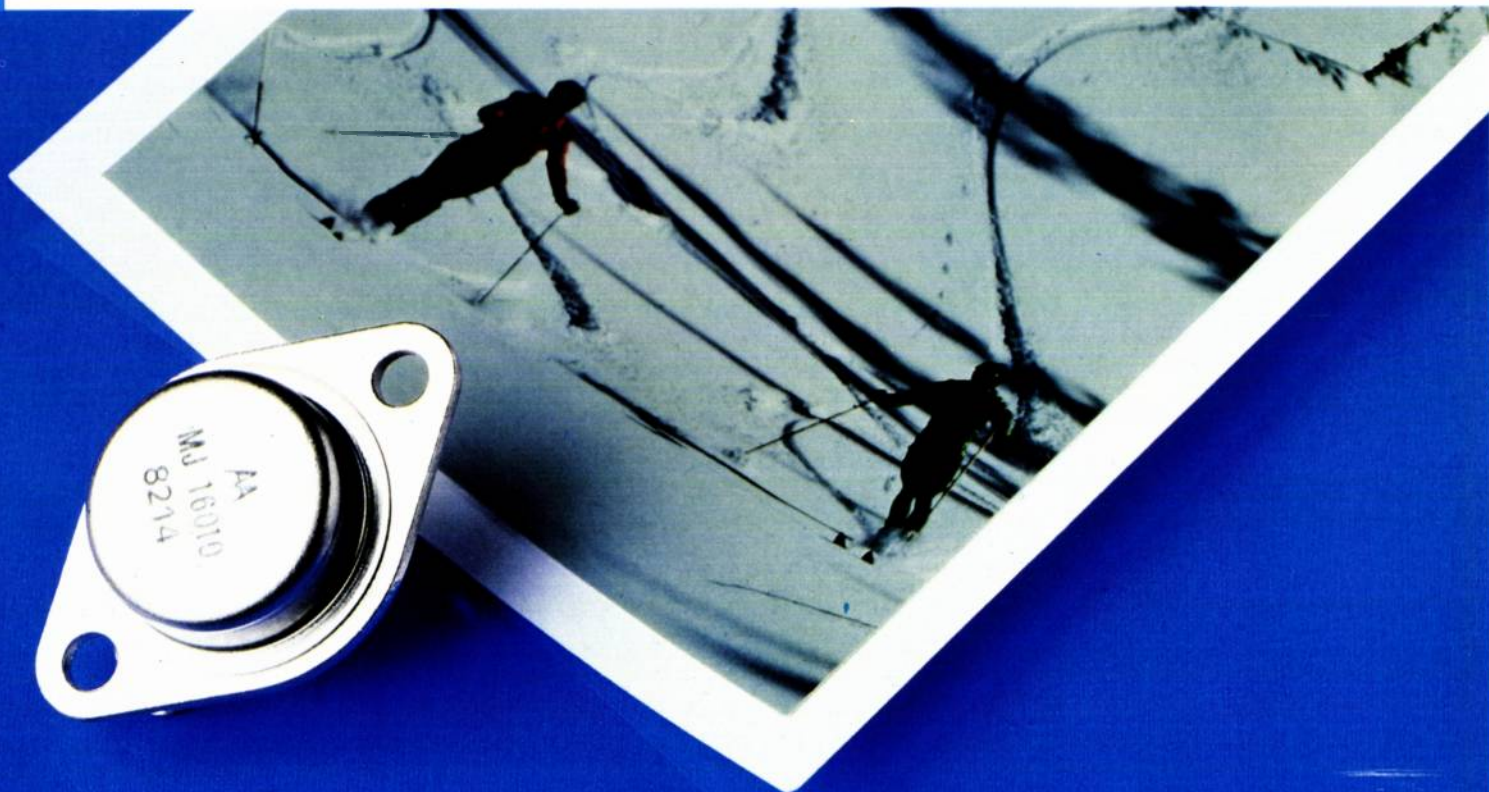
#### FILTRAGE

Dielectrique	Capacité	Tension kV	Température °C
Polyester métallisé, non imprégné	50 $\mu$ F à 550 $\mu$ F	0,16 à 0,5	- 55 + 85 °C
Polypropylène métallisé traité, non imprégné	20 $\mu$ F à 10 000 $\mu$ F	0,6 à 1,8	- 55 + 85
Papier métallisé imprégné cire	130 $\mu$ F à 4 000 $\mu$ F	0,6 à 4	- 30 + 70
Papier, armature imprégné ricin	0,27 à 1 200 $\mu$ F	3 à 50	- 25 + 55
Papier, armature imprégné huile minérale	0,1 à 560 $\mu$ F	0,25 à 50	- 55 + 85
Papier-film, armature imprégné huile minérale	1 nF à 300 $\mu$ F	3 à 100	- 55 + 85
Papier-film, armature imprégné résine	0,1 nF à 2,2 $\mu$ F	1 à 25 50 possible	- 55 + 125
Papier-film métallisé, imprégné	1 nF à 3 000 $\mu$ F	0,25 à 4	- 30 + 70 - 55 + 85 °C - 55 + 125





La gamme des condensateurs de puissance Lcc.



## COMMUTATION DE PUISSANCE ULTRA-RAPIDE.

A l'instar des compétitions de ski où la vitesse des concurrents est de plus en plus élevée et les écarts de temps à l'arrivée de plus en plus réduits, les applications actuelles de commutation de puissance réclament des vitesses sans cesse accrues. Dans ce domaine, les circuits Switchmode® III de Motorola repoussent encore les limites des transistors bipolaires de puissance.

Cinq fois plus rapides que les bipolaires classiques, les circuits Switchmode® III sont moins oné-

IC MAX (A)	CIRCUIT	BOITIER
5	MJE16002 MJE16004 MJ16002 MJ16004	TO-220 TO-220 TO-3 TO-3
8	MJ16006 MJ16008	TO-3 TO-3
15	MJ16010 MJ16012	TO-3 TO-3
20	MJ16014 MJ16016	TO-3 TO-3

De nouvelles versions en boîtier TO-218 (TO-3 plastique) sont en cours d'introduction.

reux que les circuits MOS de puissance et constitue la meilleure solution pour les applica-

tions HT entre 50 et 150 kHz. De plus, la famille Switchmode® III ne constitue qu'une partie de la gamme étendue de transistors et darlington de puissance, proposée par Motorola. Aussi, quelle que soit votre application, vous trouverez dans la gamme Motorola le transistor de puissance qui répond à vos besoins. Vous voulez pouvoir choisir les options qui vous conviennent à des prix qui sont les vôtres ? Ne cherchez plus... Contactez simplement votre distributeur Motorola (voir liste ci-contre).

**MOTOROLA SEMICONDUCTEURS. VOTRE PARTENAIRE EN ELECTRONIQUE.**



**MOTOROLA**

## LES DISTRIBUTEURS MOTOROLA: DES EXPERTS A VOTRE SERVICE.

Le réseau des distributeurs est particulièrement compétent pour vous apporter toute l'assistance et les informations qui vous sont nécessaires. N'hésitez donc pas à le contacter pour tout conseil ou renseignement.



- 94250 Gentilly. Tél. : (1) 546.13.13.
- 54000 Nancy. Tél. : (8) 341.26.01.



### F. FEUTRIER (Ets)

- 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- 33075 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 39.51.21.
- 13470 Carnoux. Tél. : (42) 82.16.41.
- 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.

### FEUTRIER ILE-DE-FRANCE.

- 92150 Suresnes. Tél. : (1) 772.46.46.
- 59350 Saint-André-Lez-Lille. Tél. : (20) 51.21.33.
- 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.17.17.

### BELLION ELECTRONIQUE.

- 29219 Le Relecq-Kerhuon. (Brest). Tél. : (98) 28.03.03.
- 44200 Nantes. Tél. : (40) 48.09.44.
- 35100 Rennes. Tél. : (99) 30.35.78.



- 94523 Rungis Cedex. Tél. : (1) 687.23.13.
- 59110 La Madeleine (Lille). Tél. : (20) 51.32.29.



### SCAIB CLE-ELECTRONIQUE.

- 69009 Lyon. Tél. : (7) 883.40.50.
- 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.22.60.



- 75016 Paris. Tél. : (1) 609.91.36.



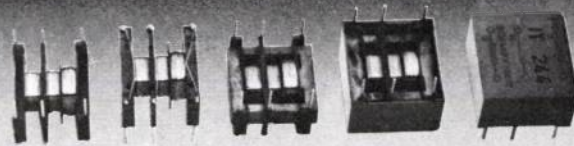
### SOCIETE COMMERCIALE TOUTELECTRIC.

- 31008 Toulouse. Tél. : (61) 62.11.33.
- 33100 Bordeaux. Tél. : (56) 86.50.31.

Les fiches techniques MJE16002, MJE16006 et MJE16010 ainsi que la brochure "Switchmode Selector guide" sont disponibles sur simple demande auprès de ces distributeurs agréés.

## Transformateurs d'impulsions

pour commande de thyristors,  
triacs et transistors

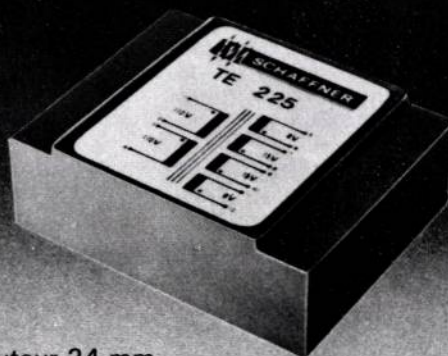


- Elimination des allumages intempestifs dus aux parasites secteur
- Durée de vie illimitée
- Production automatique
- Plus de 5 Millions de pièces installées dans le monde

**SCHAFFNER**

SCHAFFNER FRANCE SA  
5, rue Michel Carré  
F-95100 Argenteuil  
Tél. 947.86.36 - Téléx 698 723

## Transformateurs pour circuit imprimés



- hauteur 24 mm
- puissance 14 VA
- tension prim. 2x110 V/sec. 2x6-24 V
- tension d'isolation 4 KV eff

Demandez la documentation complète!

**SCHAFFNER**

SCHAFFNER FRANCE S.A.  
5, rue Michel Carré, 95100 Argenteuil  
Tél. (3) 947.86.36 - Téléx 698 723 F

## Une alimentation à découpage 5,1-15 V/4A

L'alimentation à découpage, intégrée, décrite ci-après fait appel au circuit L 296 de SGS (fig. 1). (Cf. par ailleurs article dans ce numéro).

Pour obtenir un bon fonctionnement de ce circuit et des équipements qu'il alimente, certaines précautions doivent être prévues en ce qui concerne l'implantation, les interférences et le montage sur le dissipateur.

### Implantation

Étant donné le fort courant commuté et la rapidité du temps de montée mis en jeux, les pistes connectant la sortie du CI, la diode de roue libre et le filtre LC doivent être courtes afin de réduire les chutes de tension et les couplages parasites.

Deux masses séparées seront utilisées, l'une pour les éléments de traitement des signaux, l'autre véhiculera les courants forts parcourant les conducteurs des filtres d'entrée et de sortie et la diode de roue libre. Ces deux masses seront réunies à la sortie de l'alimentation.

Si la charge est distante de l'alimentation, la régulation sera améliorée en connectant les broches de détection 8 et 10 aux bornes mêmes de la charge selon la figure 2.

Les deux résistances de 10 Ω assurent le fonctionnement du circuit dans le cas où les fils de détection seraient accidentellement débranchés.

### Interférences

Pour éviter les interférences générées par la commutation de courants forts, l'alimentation doit être blindée. Ce qui peut être obtenu en logeant le circuit imprimé à l'intérieur du radiateur du L 296.

### Montage du radiateur

Afin d'éviter la déformation du circuit L 296, la vis de montage du radiateur (planéité ~ 20 μm) doit être munie d'une rondelle répartissant les forces sur le boîtier, et elle sera serrée à un couple de l'ordre de 8 kgf.cm.

### Caractéristiques de l'alimentation

Tension d'entrée 220 V ± 15 %.  
Tension de sortie réglable entre 5,1 et 15 V.  
Intensité disponible 4 A.  
Ondulation résiduelle < 20 m V.  
Régulation en fonction des variations de charge ~ 10 m V.  
Régulation en fonction des variations du secteur ~ 15 m V.  
Protection contre les court-circuits avec signal de réenclenchement de l'utilisation.  
Démarrage progressif.

### Le schéma

Le schéma représenté en figure 3 n'utilise pas le circuit de protection contre les surtensions (broche 15), et fait apparaître clairement les deux circuits de masse réunis à la sortie de l'alimentation.

### Détermination des principaux éléments

Le choix de la fréquence de commutation est fonction de l'inductance choisie, de la puissance dissipée et de l'efficacité désirée. L'efficacité croît lorsque la fréquence décroît, la limite étant fixée par le volume et le coût du filtre.

La fréquence est déterminée par le réseau RC connecté aux broches 7 et 11 (osc et sync). La valeur du condensateur devra être comprise entre 1 et 3,3 nF et celle de la résistance entre 1 et 100 kΩ ; l'abaque de la figure 4 permet de déterminer ces éléments.

La tension de sortie est déterminée par la valeur des résistances du diviseur R6 et R7 ; toutefois R7 ne doit pas être inférieur à 51 kΩ.

$$\frac{R6}{R7} = \frac{V_o - V_{\text{réf.}}}{V_{\text{réf.}}} \quad V_{\text{réf.}} = 5,1 \text{ V.}$$

Le filtre de sortie transforme les impulsions issues de l'étage de puissance en une tension continue à laquelle est superposée une tension d'ondulation ΔV ; l'inductance détermine la tension alternative aux bornes du condensateur.

Le courant alternatif traversant l'inductance est généralement choisi double du courant de charge minimum.

Les formules suivantes permettent de déterminer LC en fonction de ΔIL et ΔV.

$$L = \frac{V_{\text{out}} (V_{\text{in}} - V_{\text{out}})}{V_{\text{in}} f \Delta IL}$$

$$C = \frac{V_{\text{out}} (V_{\text{in}} - V_{\text{out}})}{8 L f^2 \Delta V}$$

En pratique, avec des composants standards, l'ondulation résiduelle sera double de la valeur calculée.

La capacité C sera de préférence constituée par plusieurs condensateurs de valeur relativement faible réunis en parallèle par des connexions courtes, car ils présentent de plus faibles inductances et supportent de plus forts courants de crête.

La diode de roue libre doit impérativement être du type à recouvrement rapide et présenter un Trr inférieur à 35 ns. L'utilisation d'une diode Schottky est avantageuse, si la tension de sortie le permet.

### Démarrage progressif :

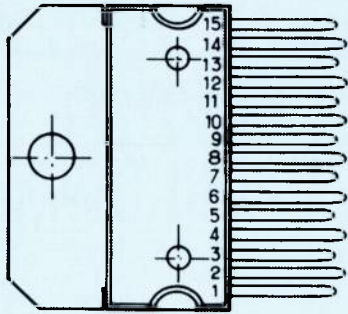
Le temps de démarrage est fixé par le condensateur relié à la broche 5 dont la valeur est comprise entre 1 et 4,7 μF.

Pour un temps donné sa valeur peut être calculée sachant qu'il est chargé par une source de courant de 100 μA.

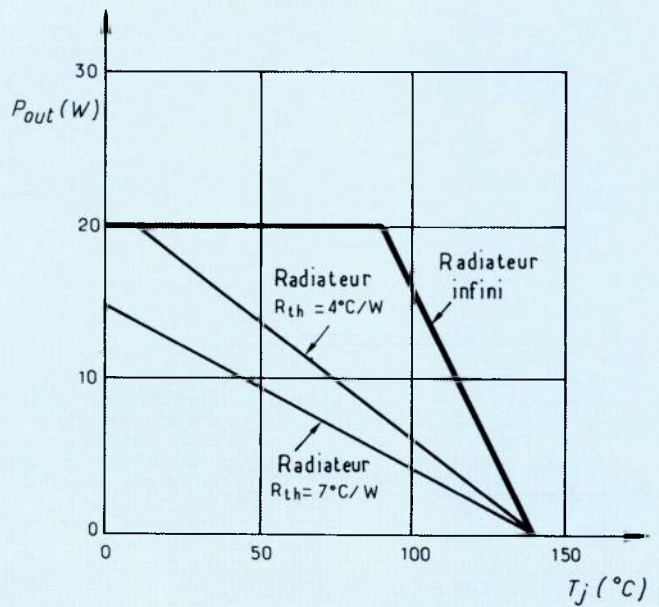
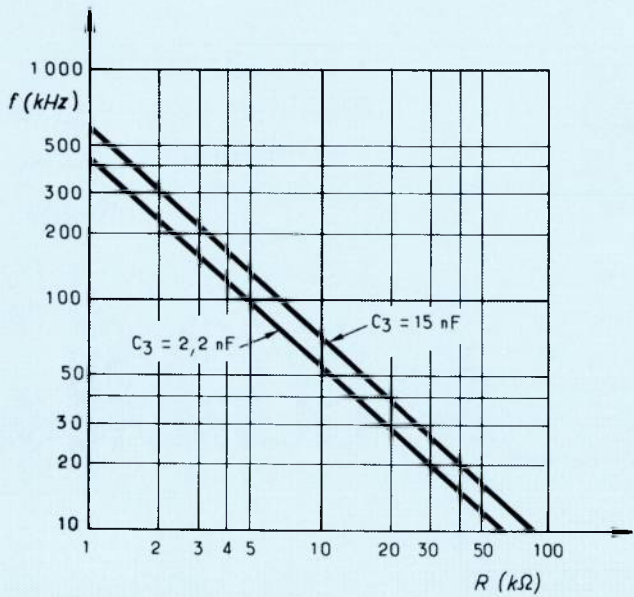
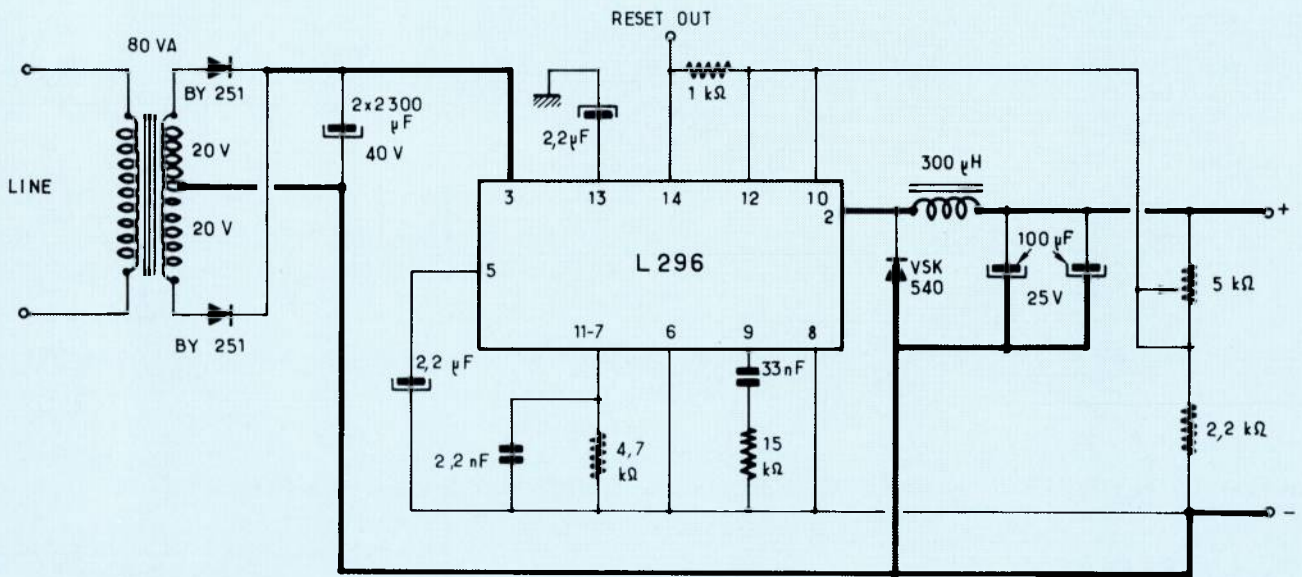
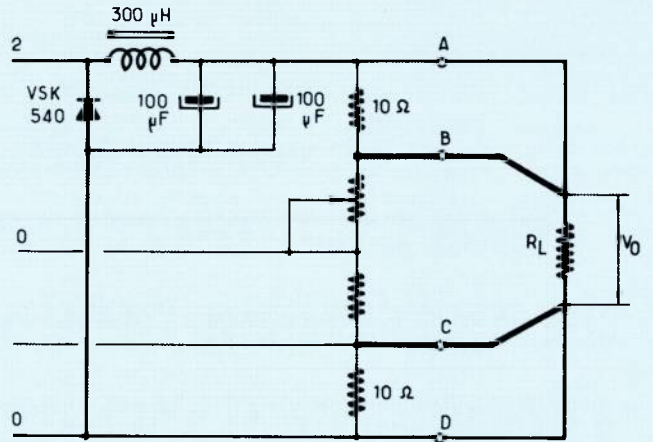
La valeur de 2,2 μF indiquée sur le schéma donne un temps de démarrage de 100 ms.

### Dissipation thermique.

Selon le radiateur utilisé, et la température ambiante, il peut être nécessaire d'appliquer un certain derating (figure 5).



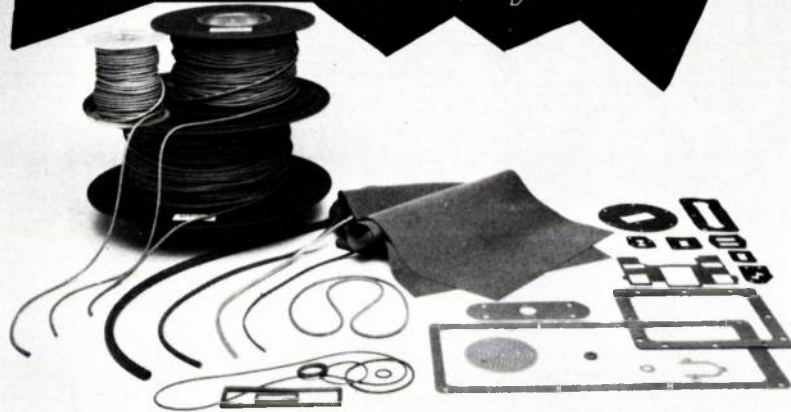
- 15 CROWBAR DRIVE
- 14 RESET OUTPUT
- 13 RESET DELAY
- 12 RESET INPUT
- 11 OSCILLATOR
- 10 FEEDBACK INPUT
- 9 FREQUENCY COMPENSATION
- 8 GROUND
- 7 SYNC INPUT
- 6 INHIBIT INPUT
- 5 SOFT-START
- 4 CURRENT LIMIT
- 3 SUPPLY VOLTAGE
- 2 OUTPUT
- 1 CROWBAR INPUT



# getelec

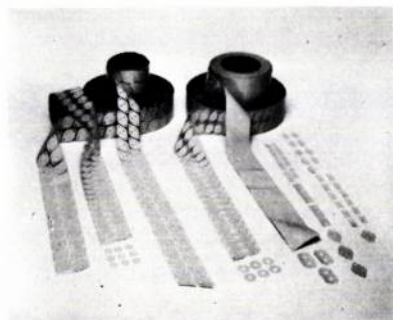
## Une gamme complète de matériaux conducteurs répondant à vos besoins.

### NOUVEAU ! JOINT CONDUCTEUR 100% FRANÇAIS



- joints hyperfréquence
- joints conducteurs découpés, collés

- feuilles conductrices
- strips conducteurs
- joints moulés conducteurs



- silicones isolants thermoconducteurs suppriment la graisse silicone, et remplacent mica, oxyde d'alumine, oxyde de beryllium
- résines thermoconductrices

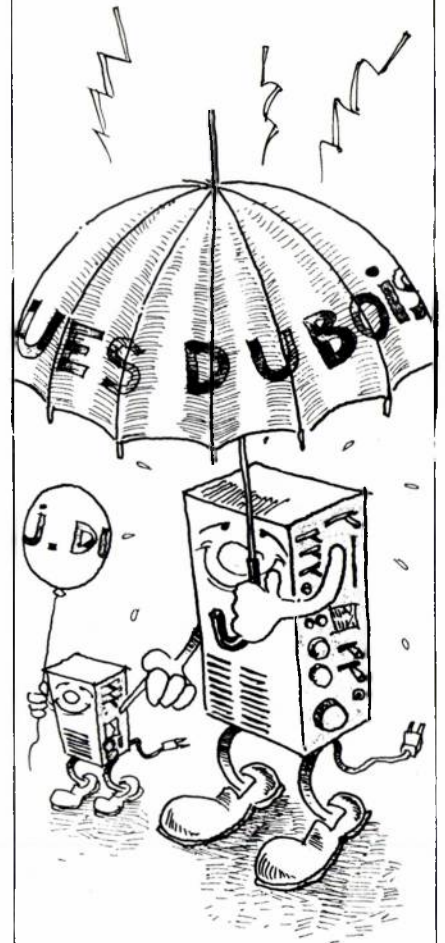


- colles conductrices
- peintures conductrices
- mastics conducteurs
- graisses conductrices

# getelec

92, avenue Marguerite-Renaudin  
92140 CLAMART  
Tél. : 644-68-91 - Téléx 202854

## LA PROTECTION ÉLECTRO- MAGNÉTIQUE



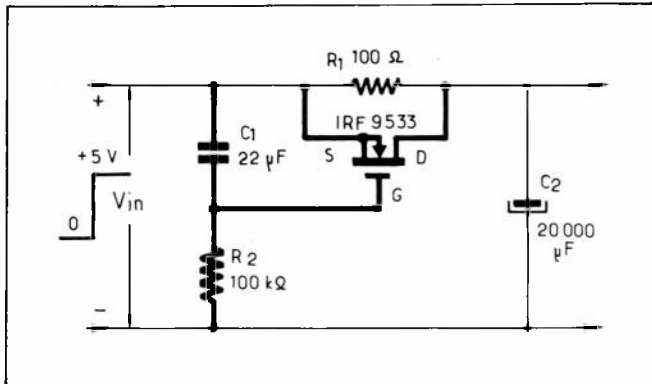
Tous Éléments pour  
Enceintes - Visualisation  
Ventilation - Câblage

ÉTABLISSEMENTS

# JACQUES DUBOIS

BP 11 - 76360 BARENTIN  
(France)  
Tél. (35) 92.32.21  
Télex : F 770 902

## Temporisation à FET pour condensateur de filtrage



L'utilisation d'une résistance série pour limiter le courant de charge des condensateurs de filtrage, outre un gaspillage d'énergie, conduit à une mauvaise régulation de tension. Une meilleure solution consiste à placer en parallèle sur la résistance un transistor FET commandé par un circuit RC et dont la résistance décroît avec le temps jusqu'à atteindre  $1\Omega$ .

Comme la grille est au même potentiel que la source, le FET canal P est bloqué à la mise sous tension. Le courant de charge du condensateur de filtrage  $C_2$  est limité à 50 mA par la résistance  $R_1$ . Au fur et à mesure que  $C_2$  se charge, la tension de grille du FET devient plus négative par rapport à la source et la résistance du transistor, en parallèle sur  $R_1$ , décroît de valeur avec le temps, jusqu'à atteindre la  $R_{on}$  du FET.

Le temps nécessaire à la mise en conduction du FET est déterminé par la constante du temps de  $C_1$  et  $R_2$  et par le niveau de seuil du transistor qui est typiquement de l'ordre de -3 V. L'impédance élevée de la grille permet l'utilisation pour  $R_2$  et  $C_1$  de composants d'impédance élevée (généralement de faible encombrement) et rend la constante de temps exclusivement dépendante du réseau RC. Dans le cas où une plus faible résistance que  $R_{on}$  serait désirée, il est possible d'associer plusieurs FET en parallèle.

(D'après *Electronic Design*)

## Progrès dans l'optimisation des composants magnétiques utilisés dans les alimentations à découpage.

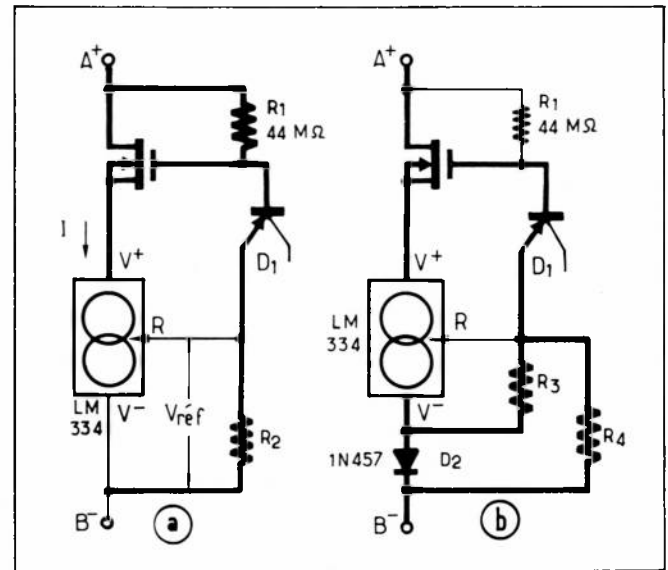
L'auteur, analyse les différents paramètres auxquels doivent satisfaire les matériaux et noyaux magnétiques utilisés dans les divers types d'alimentation à découpage. L'utilisation de noyaux en ferrite standards ne permet pas l'optimisation des performances des composants bobinés, ce qui conduit à la création d'une série de noyaux type ETD, spécialement conçus pour travailler dans la gamme des 50 à 150 kHz et permettent la réalisation d'alimentations de 100 à 300 W.

Cette série de noyaux et ses accessoires : bobine, connexions, dispositif d'assemblage a été également

optimisée sur les plans de l'isolement, du coût de fabrication, et du minimum d'encombrement occupé sur le circuit imprimé. (Ces noyaux sont également proposés par Thomson-CSF et Siemens).

(D'après *Electronic Components and applications* — publiée par Philips-Hollande)

## Régulateur de courant pour haute tension



La plupart des diodes limiteuses de courant, telle la IN 5283, ne peuvent être utilisées au-delà de 100 V. Cependant un LM 334 source de courant réglable peut être combiné à un MOSFET haute tension pour réaliser un limiteur de courant à deux pôles utilisable dans la gamme 0,1 à 10 mA et dont la limite en tension, dépendant des caractéristiques du MOSFET utilisé, peut atteindre 1 000 V.

Comme le courant de fuite du MOSFET est faible, son courant de drain égale sensiblement le courant de source qui, lui, est commandé par le LM 334. La tension de référence est déterminée par le courant traversant la résistance  $R_2$ , ainsi,  $I = 1,06 V_{ref}/R_2$ . Pour le LM 334,  $V_{ref} = 0,064 V$ ; de ce fait la valeur de  $R_2$  est déterminée par  $R_2(\text{ohms}) = 68/I_{out}$  exprimé en mA.

Un réseau de polarisation est constitué par la résistance  $R_1$  et  $D_1$ , jonction base émetteur du transistor 2N3904 utilisé ici comme diode Zener.

Ce réseau polarise le MOSFET en conduction, limite sa tension de porte, et bootstrape le courant traversant  $R_1$ , augmentant de ce fait l'impédance shunt à plus de 500 M $\Omega$ , valeur bien supérieure à celle de la résistance de polarisation. Le choix du MOS dépend de la tension d'utilisation.

Il faut se rappeler, lors du choix de  $R_2$ , qu'une tension élevée est présente à ses bornes ; et pour des tensions supérieures à 250 V, il est souhaitable de mettre plusieurs résistances en série.

Le circuit a un coefficient de température de 0,3 %/C° dû à la référence de tension du LM 334.

On peut y remédier par le montage (b) où la résistance  $R_3 = 0,136/I_{out}$  et  $R_4 = 10 R_3$ .

(D'après *Electronic Design*)

## Condensateurs électrochimiques Leur choix détermine la durée des équipements.

A l'ère de l'état solide, les composants actifs sont de moins en moins cause des défaillances des équipements ; il n'en est pas de même des condensateurs électrolytiques dont la durée de vie est relativement courte.

Les conditions d'environnement et d'utilisation peuvent modifier considérablement le temps pendant lequel un condensateur peut assurer un service satisfaisant. La principale cause de dégradation des condensateurs électrochimiques est la perte d'électrolyte par évaporation qui entraîne une diminution de la capacité et un accroissement de la résistance série

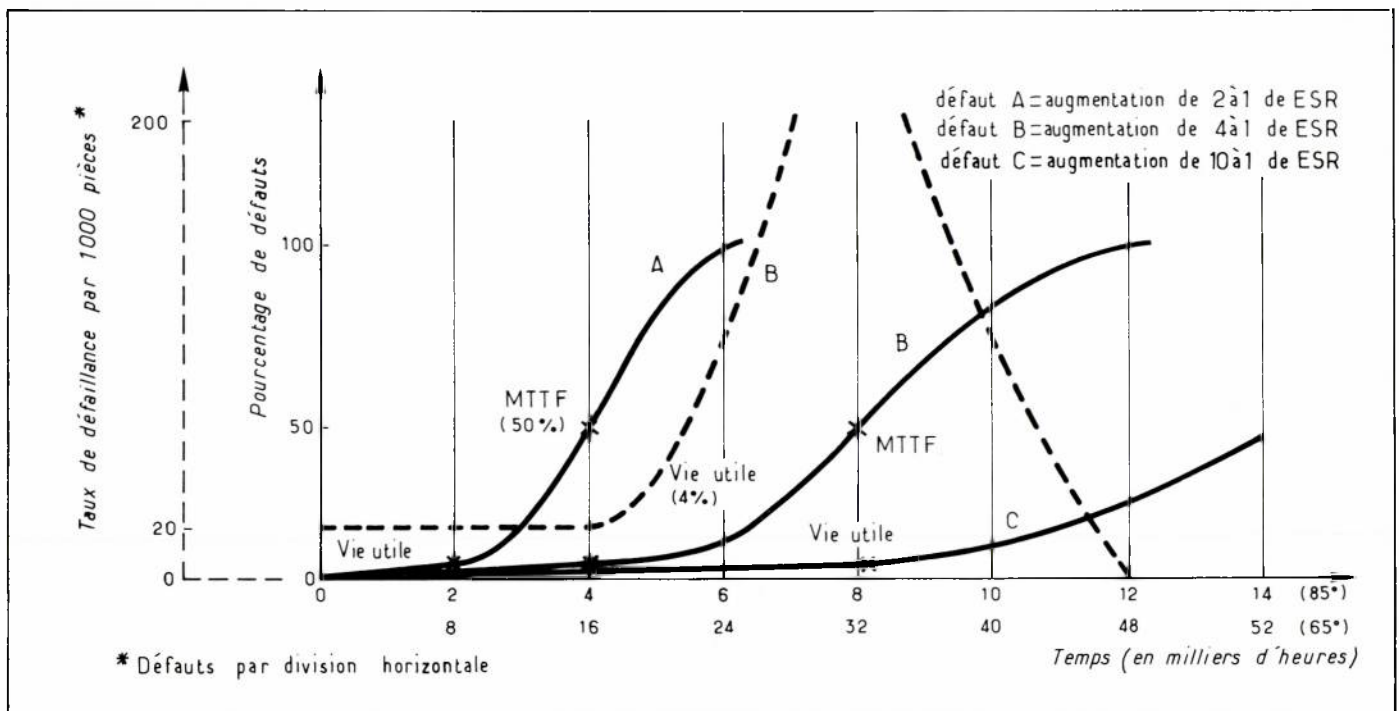
pouvant atteindre des valeurs inacceptables pour le bon fonctionnement d'un circuit donné.

Il va de soi que la technologie de fermeture du condensateur, les courants d'ondulation auxquels il est soumis (qui provoquent son échauffement), le temps d'utilisation et la température de fonctionnement de l'équipement dans lequel il est utilisé ont une influence déterminante sur sa durée de vie et conditionnement par là-même la durée de vie de l'équipement.

L'utilisation des courbes de durée de vie fournies par les fabricants de condensateurs, ou des résultats d'essais statistiques permettent à l'utilisateur de prévoir avec une bonne probabilité la durée de vie présumée des équipements, et, éventuellement le coût et la périodicité de maintenance de ceux-ci.

Un exemple concret d'évaluation est donné pour le cas de condensateurs utilisés dans le filtre en PI d'une alimentation à découpage.

(D'après *Electronic Design* 17 février 1983)



## Nouvelles technologies pour les condensateurs

NEC a récemment présenté un condensateur à électrolyte solide faisant appel pour l'anode à un alliage d'aluminium et de titane, permettant d'atteindre un produit capacité x tension d'environ 75 000  $\mu\text{F} \cdot \text{V}/\text{cm}^3$ .

Un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  16 V réalisé selon cette technologie n'a que 4 mm de diamètre pour une hauteur de 5 mm ; son courant de fuite est de 1 nA/ $\mu\text{F}$  à 16 V.

Sprague annonce de son côté un diélectrique lanthane zirconate de plomb destiné à concurrencer les diélectriques bismuth titanate de barium. Le matériau présente une constante diélectrique de l'ordre de 2050, un facteur de puissance de 0,25 % à Vrms/mil, une tenue en tension de 500 V/mil et une résistance de fuite > 100 K $\Omega$  sous 50 V à 25 et 125 °C.

(Extrait de *Electronic Design*)

## EN BREF

### Les normes ISO KWIC.

Sous ce titre, un article de la revue suisse *Polytechniques* (n° 1438) rappelle les origines et le fonctionnement de l'International Standards Organisation (ISO).

En outre, il explique l'usage de KWIC (Key Word In Context, Index), des diverses normes publiées par l'ISO, soit près de 7 600 documents résultants des activités de vingt-quatre organisations internationales.

### Perturbation électromagnétiques : comment les mesurer ?

Dans son numéro 54 de mai 1983, *Electronique Industrielle*, sous le titre « Perturbation EMI », indique les méthodes de mesure et les propriétés que doivent posséder les récepteurs de mesure pour satisfaire aux normes en usages.



# Actuateurs haute puissance,

une exclusivité du véritable leader  
mondial en technologie linéaire

L'équipe d'ingénieurs linéaires de SGS a rendu possible l'introduction de quatorze nouveaux produits de puissance, disponibles aujourd'hui pour chaque sorte d'application industrielle.

Ces dispositifs originaux viennent en complément de la gamme déjà variée des CI linéaires de SGS. Beaucoup d'entre eux incorporent des techniques de commutation pour une meilleure efficacité avec un minimum de perte d'énergie.

SGS est reconnu comme le véritable leader mondial en technologie linéaire. Des travaux poussés de recherche, de mise au point et de conception en Italie, Allemagne, France et aux U.S.A., ont abouti à de nombreuses premières dans l'industrie. Quelle que soit l'importance des produits

de puissance SGS dans le passé, ce sont ces nouveaux produits et ces nouvelles technologies qui continuent à souligner l'avance de SGS en technologie linéaire.

C'est grâce à la facilité de diffusion en France et en Italie, et à une production entièrement automatisée à Malte, Singapour et en Malaisie, que SGS peut assurer une livraison rapide de ses produits linéaires.

Pour les applications spécialisées telles que les télécommunications, l'automobile et le grand public, SGS offre des CI linéaires particuliers, à hautes performances. De plus, SGS coopère avec les sociétés d'avant-garde pour l'étude de CI spécifiques, en utilisant le système précaractérisé Zodiac.

Quel que soit votre besoin linéaire, SGS peut le satisfaire.

SGS-ATES France S.A. 75643 Paris Cédex 13. Résidence "Le Palatino" 17, Avenue de Choisy Tél: (1) 584.27.30 Tlx: 250938

DISTRIBUTEURS Région Parisienne CELDIS, Gentilly. 546 13.13/581.00.20 · GRANICO, Nanterre. 773.69.52 · R.E.A., Levallois-Perret. 758.11.11 · R.T.F., Gentilly. 664.11.01 · TEKELEC, Sèvres. 534.75.35 (Epinay S/Seine et Evry) Province CELDIS, Nancy. 8/341.26.01 · MAXENCE ISNARD, Seyssinet. 76/49.14.49 · HOHL & DANNER, Mundolsheim, 88/20.90.11 (Mulhouse et Nancy) · GRANICO, Aix-en-Provence, 42/20.19.23 · MALBEC, Tours. 47/54.43.96 · RADIO SELL COMPOSANTS, Brest. 98/44.32.79 · R.T.F., Nantes. 40/48.09.44 · R.T.F., Sud-Ouest. 61/62.80.99 · SERIME, Seclin 20/95.92.72 · FEUTRIER SUD-OUEST, (Anciennement Spelco), Toulouse. 61/62.34.72 (et Bordeaux) · TEKELEC, Aix-en-Provence. 42/27.66.45 (Bordeaux, Lille, Lyon, Rennes, Strasbourg, Toulouse et Grenoble)

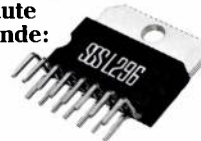
SUISSE: SGS-ATES Componenti Elettronici SpA  
6340 Baar Oberneuhofstrasse, 2 Tel: 042-315955 Tlx: 864915  
1218 Grand-Saconnex (Genève). Chemin François-Lehmann, 22 Tél: 022-986462/3 Tlx: 28895

## Régulateur à découpage de puissance

SGS  
VOUS  
DONNE  
L'AVANTAGE

### 4A, 5 à 40V

SGS annonce le L296, premier régulateur monolithique à découpage de haute puissance au monde: 160W



## Contrôle de moteur pas à pas

SGS  
VOUS  
DONNE  
L'AVANTAGE



### 200W

SGS intègre le circuit de commande de moteur bidirectionnel le plus puissant du monde: L298: 2A/50V par pont L293: 1A/36V par pont



## APPLICATION COMPLETE

Le L297 contrôle le L298, résolvant complètement vos problèmes de commande de moteurs pas à pas.



Technologie et Service

**électronique de  
PUISSANCE**

## **Comment recevoir régulièrement Electronique de Puissance**

### ■ **Vous êtes abonné à Electronique Actualités**

A ce titre, et tout à fait exceptionnellement, jusqu'à expiration de votre abonnement en cours vous recevrez gracieusement Electronique de Puissance, et ce, sans avoir à faire la moindre démarche. Ceci est valable pour les abonnements pris avant le mois de septembre 1983.

### ■ **Vous n'êtes pas abonné à Electronique Actualités**

Electronique Actualités vous permettra une surveillance de l'industrie électronique. Hebdomadaire, il fait autorité en la matière et sera pour vous, au fil des semaines un précieux outil de travail. En vous abonnant, vous recevrez donc l'hebdomadaire et son supplément technique bimestriel Electronique de Puissance.

Pour cela il vous suffit de renvoyer au service promotion votre carte de visite professionnelle accompagnée d'un chèque du montant de votre abonnement soit :

France : 400 F TVA 4 % incluse.

Etranger : 570 F

**électronique de PUISSANCE**

Une autre revue du groupe SPS

**SPS**

Société de Presse et de Services

49 rue de l'Université 75007 Paris

Tél. (1) 548.52.06.

# RCA, un des leaders mondiaux en MOS/FETs de puissance

Dès le premier trimestre 1983, RCA sera présent sur le marché avec une famille complète de 46 MOS/FETs de puissance. La technologie utilisée est du MOS/FET canal N permettant des courants de 1 à 20 ampères et des tensions de 100 à 500 V.

La conception hautement sophistiquée offre les avantages suivants: forte impédance d'entrée, gain élevé, grande vitesse de commutation et permet une interface très simple avec les technologies CMOS, TTL, PMOS et NMOS.

La structure par diffusion verticale RCA permet d'intégrer plus de

85.000 éléments hexagonaux par  $\text{cm}^2$ .

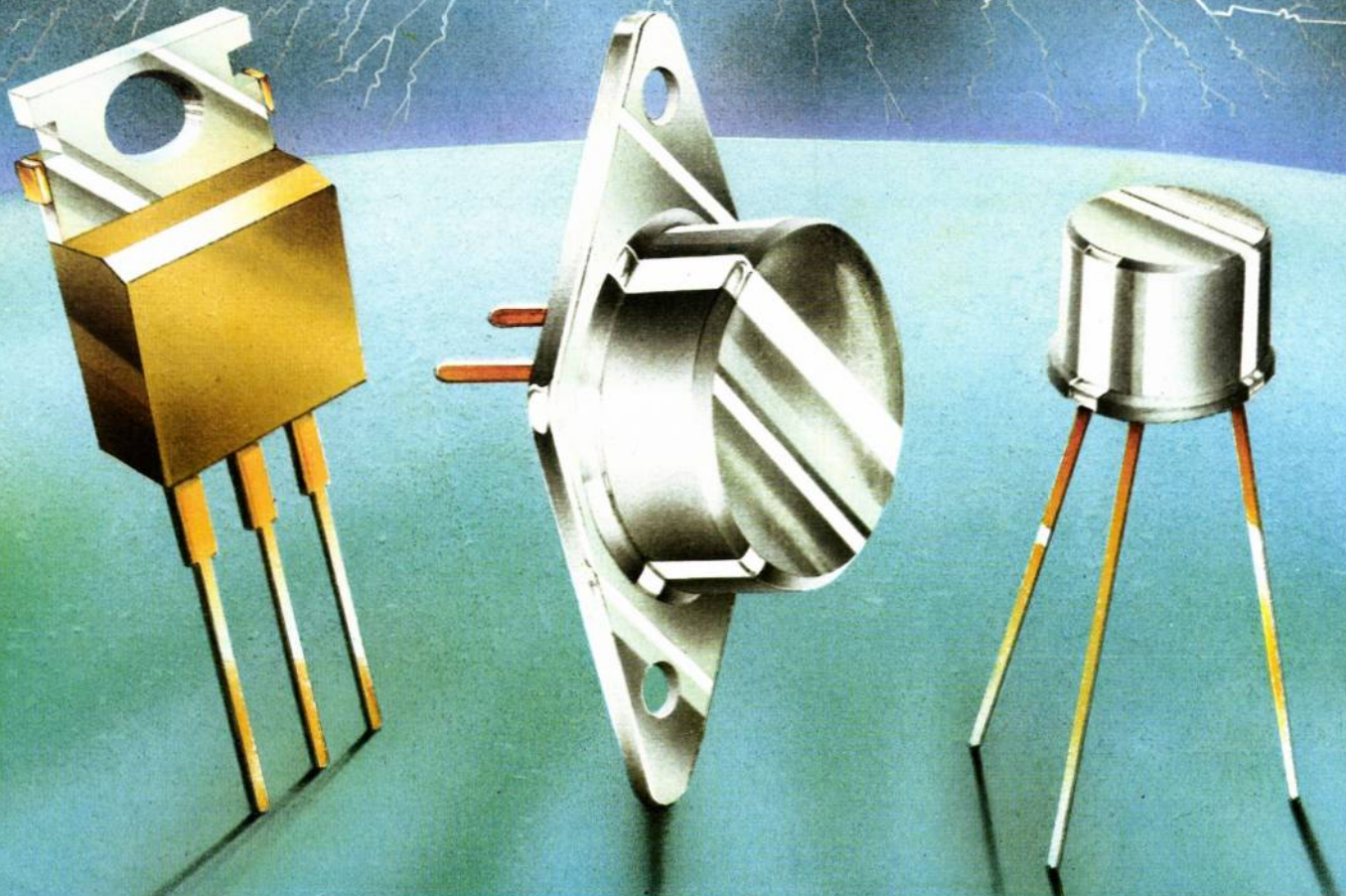
Notre longue expérience dans la fabrication des transistors de puissance ainsi que l'automatisation à l'extrême de nos lignes de production nous permet de garantir des délais de livraison très courts même pour des quantités importantes et ce à des prix très concurrentiels.

Les MOS/FETs RCA se caractérisent par des courants de fuite minimum, une résistance thermique remarquable, des niveaux  $R_{DS}$  particulièrement bas et la réputation RCA de qualité et de fiabilité est ici encore un gage de sécurité pour les utilisateurs.

Ces transistors MOS/FETs de puissance sont parfaitement adaptés pour les applications de commutation analogique, l'amplification audio, contrôle de vitesse moteur, driver haute vitesse pour LED, alimentation à découpage, convertisseur c/c.

Pour plus d'informations, nous vous invitons à contacter un de nos distributeurs officiels ou RCA Semiconducteurs, 2-4 Avenue de l'Europe, 78140 Vélizy. Tél. : (3) 946.56.56, Télex : 697060.

**RCA** Solid State



# SIEMENS

## La clé d'un meilleur rendement

# R<sub>DSon</sub>

# 30mΩ

En électronique, il est difficile de supprimer les pertes, on peut les réduire, les minimiser. Par exemple, en utilisant des **transistors SIPMOS** avec leur faible résistance, série R<sub>DSon</sub> et qui ne requièrent qu'une faible puissance de commande et de commutation.

Avec une valeur R<sub>DSon</sub> de seulement 30 mΩ, le BUZ 15 est actuellement le mieux placé pour les applications suivantes:

- commutateur de puissance pour alimentations sur batterie; par ex.: moteur de véhicules électriques
- commutateur rapide pour transistors bipolaires de puissance
- régulateurs de puissance dans des alimentations solaires photovoltaïques
- convertisseur d'énergie électrique

et dans toute application qui nécessite un rendement élevé.



Les transistors SIPMOS (Siemens Power MOS) ont une vitesse de commutation élevée et fonctionnent jusque dans la plage des kilowatts. Ils présentent une stabilité thermique inaccoutumée et ne connaissent pas de second claquage.

Le programme de fabrication comprend actuellement plus de 60 types avec des tensions inverses allant de 50 à 1000 V.

Pour tout renseignement, veuillez écrire ou téléphoner à:  
Siemens S.A. Div. Composants  
BP 109 - 93203 Saint-Denis  
Cedex 01 (1) 820-61-20  
Mot-clef «SIPMOS»

B 0/225.102

