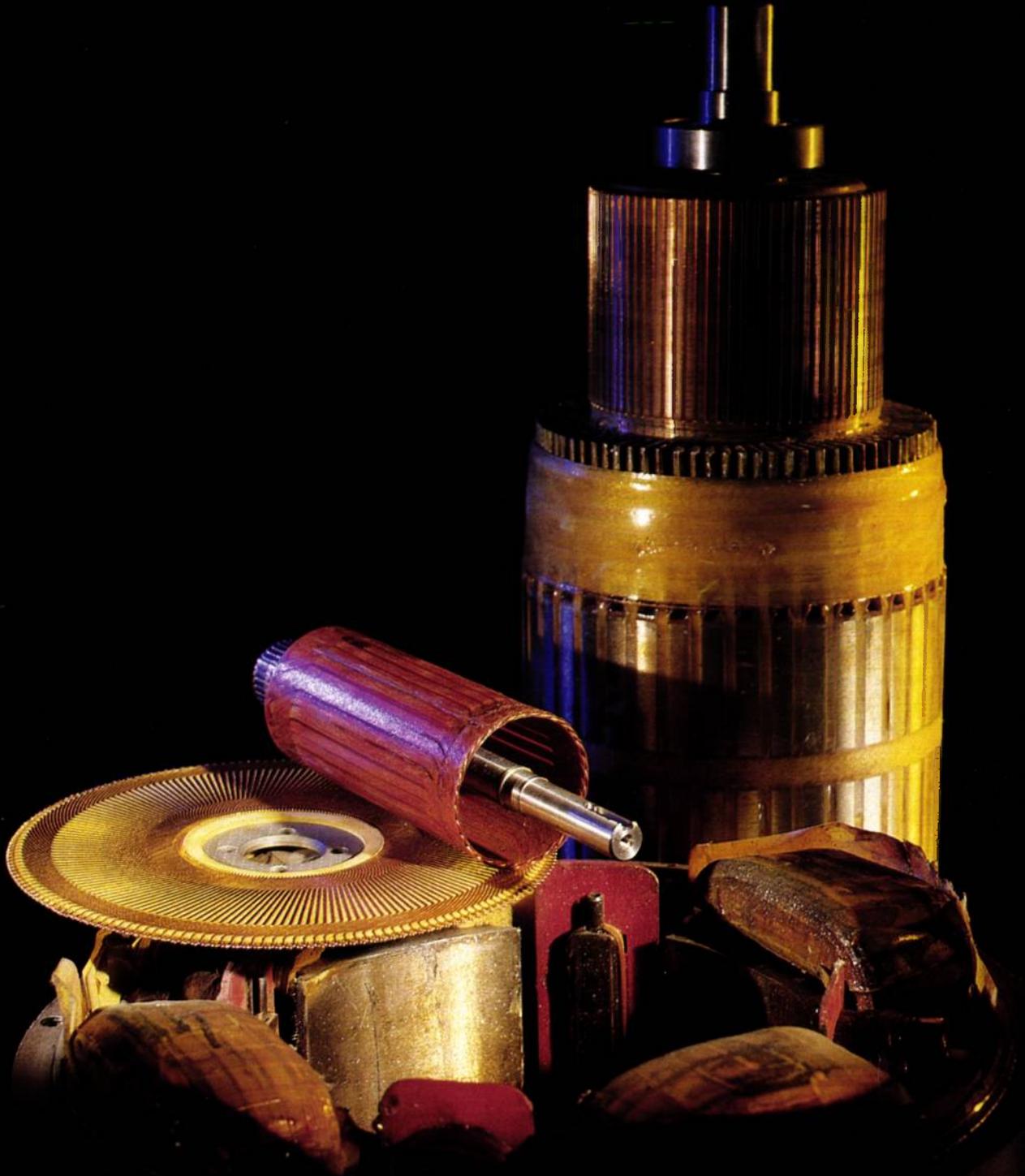
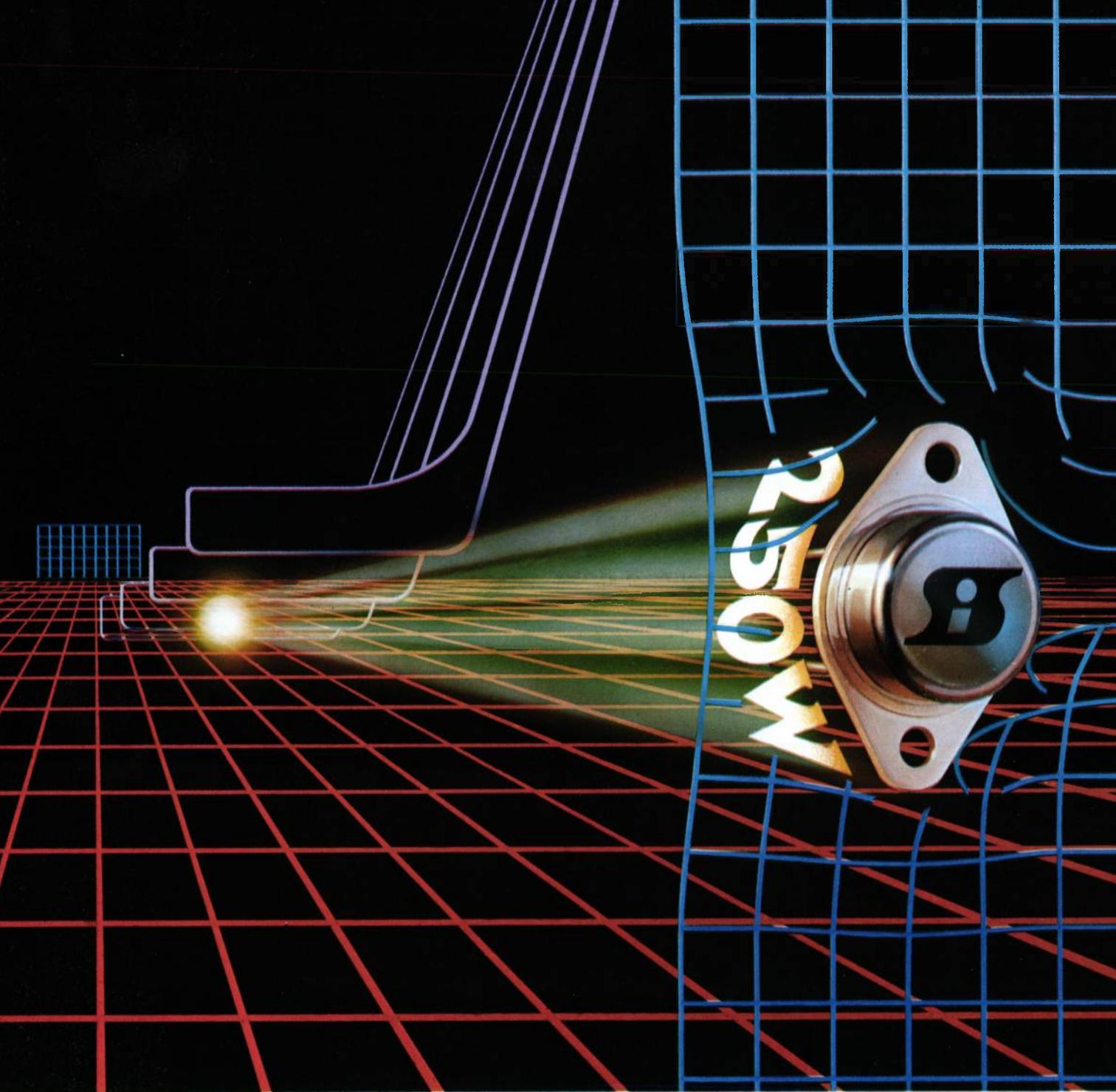


# électronique de **PUISSANCE**

# 8





# JOUEZ LA PUISSANCE

**Une plus grande puissance.** Avec une puissance dissipée 67% plus élevée, des courants 50% plus importants et des RDS(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.

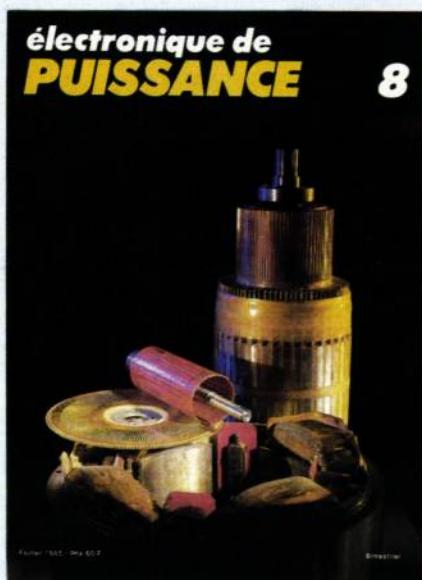
**Sans augmentation de prix:** nous combinons une large gamme de tensions (60 à 500V) et de faibles RDS(on) (0,035 à 0,3 ohms) avec un boîtier spécial TO3 afin de vous offrir 50% de puissance en plus au prix des MOSFETs les plus gros du marché.

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** Centre commercial de l'Echat - Place de l'Europe - 94019 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



Ce sont un rotor et un stator de moteur de traction Leroy Somer, et des rotors de moteurs d'asservissement à faible inertie CEM qui ont été utilisés par J.Pierre pour composer la photo de couverture de ce numéro.

Affaires à suivre .....	5
Calendrier - Documentation .....	8
Vie Professionnelle .....	11

## Produits nouveaux

- BBC commercialise ses premiers GTO .....	23
- Thomson va produire des GTO sous licence Marconi...	24
- Grâce à une technologie MOS améliorée le transistor « 3055 » devient plus économique en MOS qu'en bipolaire .....	25
- International Rectifier introduit la notion de « thyristor à la carte » .....	27
- Ansaldo améliore son GTO 1 400 V .....	28
- Thomson SC double l'intensité de certains transistors et introduit des Darlington jusqu'à 700 V/35A .....	29
- Regain d'intérêt pour les régulateurs ferrorésonnants .....	30
- Motorola s'apprête, à introduire son premier relais automobile intégré .....	32
- IR introduit des données sur la fiabilité dans ses feuilles de spécifications de MOS .....	33

## Techniques d'aujourd'hui

- L'emploi du transistor à porte isolée (IGT) en élément de commande de transistors bipolaires, par D.R. Grafham ( <i>GE Semiconductor Paris</i> ) et M.W. Smith ( <i>GE Semiconductor Auburn N.Y. USA</i> ) .....	45
- Aire de sécurité et calculs thermiques pour des MOS de puissance, par R. Severns ( <i>Siliconix</i> ) - adapté par C. Alemany ( <i>Siliconix France</i> ) .....	51
- Un convertisseur direct de fréquence, par A. Perrin ( <i>UFSC</i> ) et H. Foch et Y. Cheron ( <i>ENSEEIAT</i> ) .....	62
- VAC prône la régulation des alimentations à découpage par self .....	67
- Un rendement de 85 % sous 2 V 50 A .....	73

Revue de presse .....	77
-----------------------	----

## électronique de PUISSANCE

Edité 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  
Telex SPRESS 204721 F

### REDACTION

Direction technique :  
J.-P. Della Mussia  
Coordination  
E. Codechèvre  
Secrétariat de Rédaction  
M. Petri

### 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. Telex 858.328.

### ABONNEMENTS

Conditions d'abonnements sur demande  
Service Abonnements EDI-7  
90, rue de Flandre  
Tél. (1) 200.35.00  
75943 PARIS Cedex 19

### Prix de vente au numéro : 60 F

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-PHOTOCOMPOSITION**  
- Paris - 523.09.26 -  
Imp. BERGER-LEVRULT - Nancy  
Le directeur de la Publication  
Pierre SCHAEFFER  
Dépôt légal février 1985 - Editeur n° 913  
Commission paritaire n° 65561.

THOMSON  
SEMICONDUCTEURS

## CHANGEZ DE VITESSE

*Pour passer à la vitesse supérieure et vous donner toutes les chances de réussite, Thomson Semiconducteurs vous propose sa gamme de diodes ultra-rapides à recouvrement progressif.*

*Les nouvelles diodes Superswitch 2 réduisent considérablement les pertes dans les transistors associés grâce à la diminution du courant de recouvrement. Pour toutes les gammes de puissance et pour des tensions jusqu'à 1000V, ces diodes assurent des solutions optimales sur le plan technique et économique.*

*Lorsque vitesse et puissance sont requises, seule la technologie Thomson Semiconducteurs vous permet d'atteindre vos objectifs.*

 **THOMSON**  
COMPOSANTS

**SEMICONDUCTEURS**

France  
VÉLIZY-VILLACOUBLAY  
Tél. (31) 946 97 19

Autriche  
VIENNE  
Tél. (222) 94 62 82

Asie du Sud-Est  
SINGAPOUR  
Tél. (65) 295 31 24

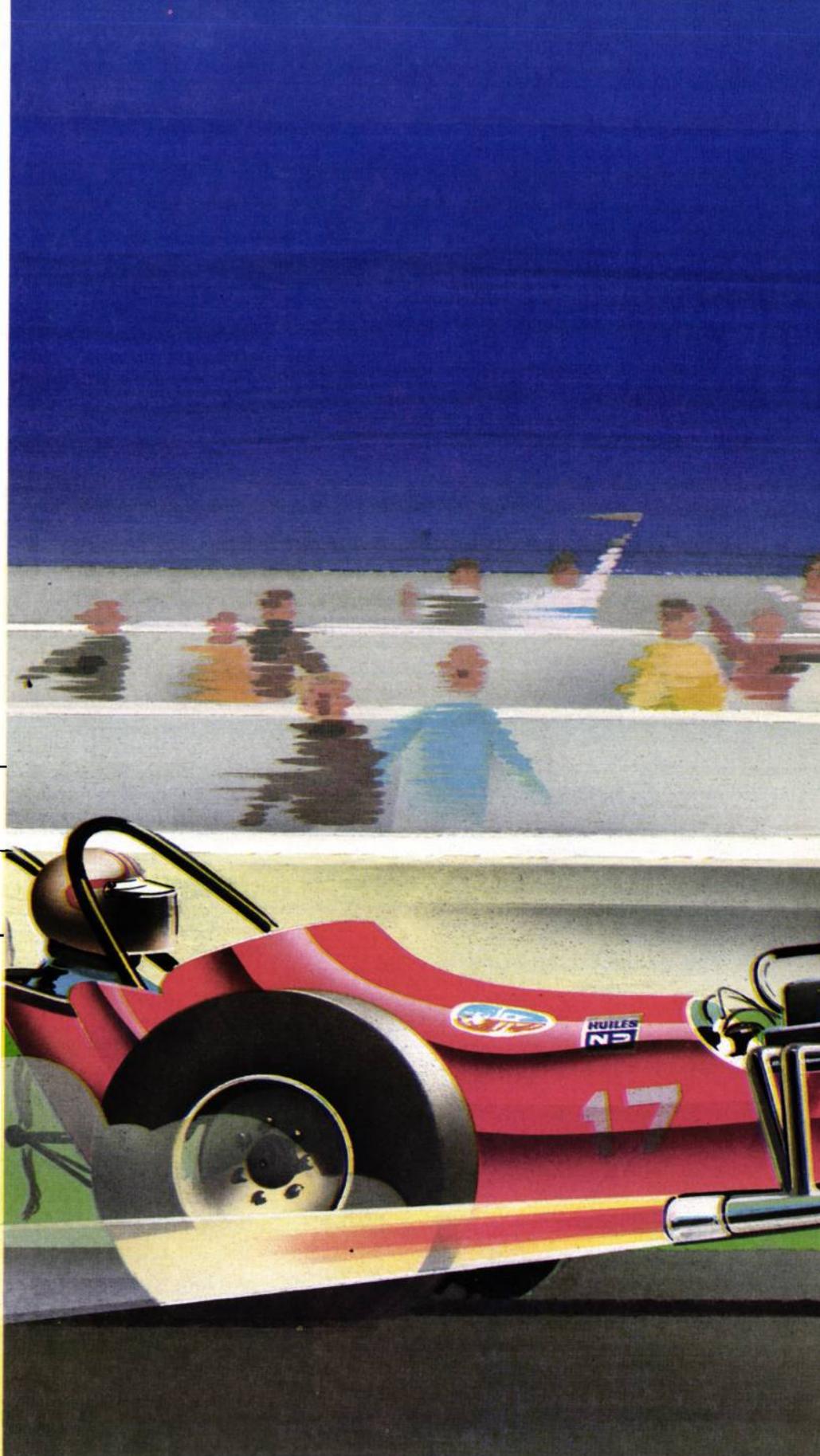
Bénelux  
BRUXELLES  
Tél. (2) 648 64 85

Brésil  
SAO PAULO  
Tél. (5511) 542 47 42

Canada  
OTTAWA  
Tél. (613) 236 36 28

Danemark  
COPENHAGUE  
Tél. (01) 83 50 90

UN NOUVEL HORIZON



# REDRESSEURS ULTRA-RAPIDES

Pour améliorer le rendement des circuits «hacheurs», circuits en pont ou tout dispositif de puissance en réduisant les pertes dans les transistors associés, Thomson Semiconducteurs propose deux familles de diodes ultra-rapides.

## DIODES ULTRA-RAPIDES SUPERSWITCH 2

Disponibles en 3 gammes de tension (200-400V, 600-800V et 1000V), ces diodes ultra-rapides associées aux transistors de puissance Thomson Semiconducteurs présentent :

- un faible courant de recouvrement I<sub>RM</sub>
- un recouvrement progressif
- une faible chute de tension directe.

VRRM = 200, 300 et 400 V

Diode de roue libre  
t<sub>rr</sub> : de 25 à 50 ns max.  
V<sub>F</sub>/I<sub>Q</sub> = 1,4V

I <sub>F</sub> (AV)	BOÎTIER	VERSION NON ISOLÉE	VERSION ISOLÉE
1A	F 126	BYT 01	
3A	DO 27	BYT 03	
8A	DO 220	BYT 08 P	BYT 08 PI*
12A	DO 4	BYT 12	
16A (2 x 8)	TO 220	BYT 16 P	
30A	DO 5 DOP 3	BYT 30 BYT 30 P	BYT 30 PI*
60A	DO 5 DOP 3	BYT 60 BYT 60 P	
60A (2 x 30)	ISOTOP		BYT 230 PI*

\* Tension d'isolement : 2500 VRMS

VRRM = 600, 800 V

Diode de roue libre  
t<sub>rr</sub> max. ≤ 60 ns  
V<sub>F</sub>/I<sub>Q</sub> = 1,7V

I <sub>F</sub> (AV)	BOÎTIER	VERSION NON ISOLÉE	VERSION ISOLÉE
12A	DO 4 DO 220	BYT 12 BYT 12 P	BYT 12 PI*
30A	DO 5 DOP 3	BYT 30 BYT 30 P	BYT 30 PI*
60A (2 x 30)	ISOTOP		BYT 230 PI*

\* Tension d'isolement : 2500 VRMS

VRRM = 1000 V

Diode de roue libre  
t<sub>rr</sub> max. ≤ 70 ns  
V<sub>F</sub>/I<sub>Q</sub> = 1,8V

I <sub>F</sub> (AV)	BOÎTIER	VERSION NON ISOLÉE	VERSION ISOLÉE
12A	DO 4 DO 220	BYT 12 BYT 12 P	BYT 12 PI*
30A	DO 5 DOP 3	BYT 30 BYT 30 P	BYT 30 PI*
60A (2 x 30)	ISOTOP		BYT 230 PI*

\* Tension d'isolement : 2500 VRMS

## DIODES ULTRA-RAPIDES À HAUT RENDEMENT

Une gamme complète de diodes de redressement pour des tensions allant jusqu'à 200 volts, présentant :

- une faible chute de tension V<sub>F</sub> = 0,85V à I<sub>Q</sub>
- un faible temps de recouvrement t<sub>rr</sub> max. : 25 à 50 ns
- un faible temps d'établissement t<sub>fr</sub> : 10 à 20 ns.

VRRM = 50, 100, 150, 200 V

t<sub>rr</sub> : de 25 à 50 ns max.  
V<sub>F</sub>/I<sub>Q</sub> = 0,85V

I <sub>F</sub> (AV)	BOÎTIER	VERSION NON ISOLÉE	VERSION ISOLÉE
1A	F 126	BYW 100	
3A	DO 27	BYW 98	
7A	DO 220	BYW 80	
15A	DO 4 DO 220	BYW 81 BYW 81 P	BYW 81 PI*
20A (2 x 10)	TO 220	BYW 51	
25A	DO 4 DOP 3	BYW 77 BYW 77 P	BYW 77 PI*
30A (2 x 15)	TOP 3	BYW 99 P	
35A	DO 5	BYW 92	
50A	DO 5	BYW 78	
60A (2 x 30)	TOP 3	BYW 52	
80A	DO 5	BYW 08	
100A (2 x 50)	ISOTOP		BYW 54*

\* Tension d'isolement : 2500 VRMS

## UN GRAND CHOIX DE BOÎTIERS

La disponibilité en version métal, plastique, ou nouvelles versions plastiques isolées permet à l'utilisateur le plus exigeant de résoudre tout problème de puissance dans des conditions de rendement encore inégalées. C'est cela l'avance technologique de Thomson Semiconducteurs.

THOMSON SEMICONDUCTEURS Direction Commerciale - 45, avenue de l'Europe 78140 VÉLIZY-VILLACOUBLAY - Tél. (3) 946.97.19.

Espagne  
MADRID  
Tél. 405.16.15  
BARCELONE  
Tél. (3) 373.30.11

Etats-Unis  
CANDOGA PARK CALIFORNIE  
Tél. (618) 887.10.10

Extrême-Orient  
HONG KONG  
Tél. (3) 721.96.82

Finlande  
HELSINKI  
Tél. (0) 75.04.14

Italie  
MILAN  
Tél. (2) 699.41.41  
ROME  
Tél. (6) 639.02.48

Japon  
TOKYO  
Tél. (3) 264.63.48

Norvège  
OSLO  
Tél. (02) 16.16.10

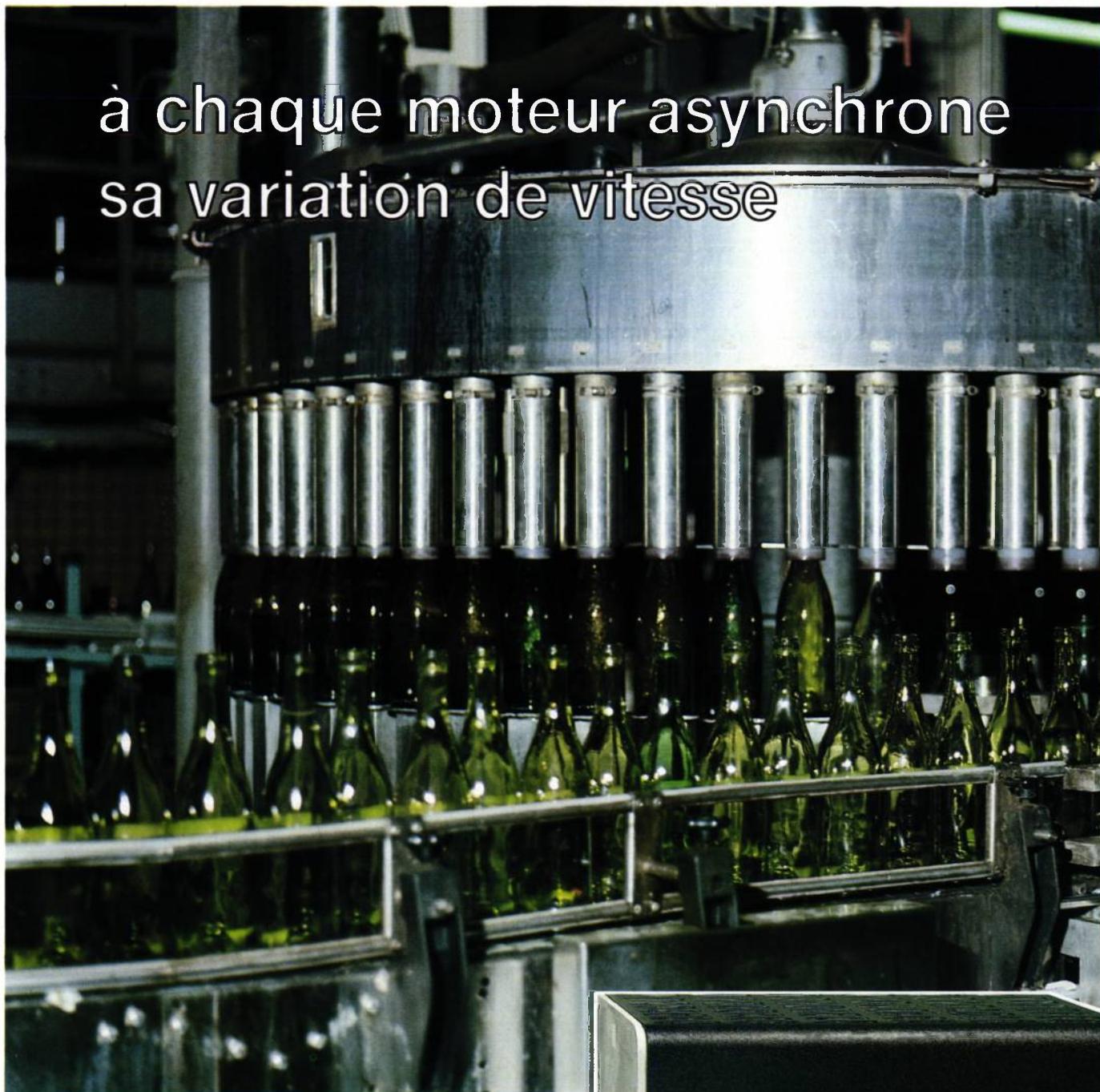
R.F.A.  
MUNICH  
Tél. (089) 78.790

Royaume-Uni et Irlande  
BASINGSTOKE  
Tél. (256) 29.155

Suède  
STOCKHOLM  
Tél. (08) 63.50.60

Suisse  
LIEBEFELD/BERNE  
Tél. (31) 59.22.22

à chaque moteur asynchrone  
sa variation de vitesse



ALTIVAR VP 3, variateur de vitesse électronique, assure le bon rythme à vos moteurs asynchrones.

De mise en œuvre particulièrement simple, il est aussi d'une grande souplesse d'utilisation par l'adjonction possible de fonctions complémentaires.

Solution moderne, Altivar VP 3 est présent dans tous les secteurs industriels.

Il est disponible en 10 modèles de 0,37 à 15 kW.



 **Telemecanique**

*les solutions de progrès*

**Vishay propose désormais de réaliser des résistances de puissance** de haute précision à la demande, avec dérive de résistance en température nulle autour de la température de fonctionnement choisie.

**Integrated Power Semiconductor, la Société Britannique** spécialisée exclusivement dans les circuits intégrés de puissance, vient d'échantillonner ses premiers circuits, les IP 293 et 3524. IPS a l'intention d'introduire 30 circuits en seconde source d'ici cet été (régulateurs, CI de commande d'alimentation, drivers), le premier circuit original devant naître au printemps. La production de série devrait démarrer fin 84 à Livingston.

**La première alimentation sans coupure... à volant à inertie !** Cette alimentation développée par Mitsubishi n'exige aucune maintenance. Le volant tourne à 30 000 tours/minute et est capable de fournir 5 kVA pendant 60 secondes. L'ensemble mobile fonctionne dans le vide et utilise un moteur sans balai. La durée de vie annoncée est de dix ans. Mitsubishi prévoit de produire de 20 à 30 alimentations de ce type par mois (pour le marché intérieur de l'informatique dans un premier temps) à un prix de 3,9 millions de yens pièce (150 000 F).

**Sumitons aurait réalisé des aimants très puissants** au fer - bore - néodyme - cobalt, capables de supporter 500°C, pour les utiliser dans des moteurs électriques miniatures.

**Le moteur à courant continu sans balai de la société Moog France** vient d'être élu parmi les « 10 produits pour 85 » par les lecteurs de notre confrère Industries et Techniques. Les moteurs proposés par Moog couvrent une large gamme de vitesses (jusqu'à 6 000 tr/min) pour des couples de 0,6 mN à 33 mN.

**Nous recevons, en dernière minute, des informations** concernant la manifestation « Power 85 » qui va se tenir du 21 au 23 mai à Brighton. Il s'agit d'une exposition/conférence organisée par l'association britannique des fabricants de matériel d'alimentation. Le programme de la conférence comme l'exposition ont donc été conçus pour les utilisateurs de ce type d'équipement.

**Il ne faudra pas manquer le colloque national « L'électronique de puissance du futur »** qui va se tenir les 5 et 6 juin à Grenoble à l'initiative de la SEE. Son comité technique vient, en effet, de sélectionner une trentaine de propositions dont 22 feront l'objet de conférences qui s'avèrent être une mine de renseignements.

**Deux moteurs de 33 MW 3 760 t/min et 2,5 MW 4 260 t/min** commandés par thyristors vont être installés par Jeumont Schneider en remplacement de turbines dans l'ensemble de vapocracking d'Elf Aquitaine à Gonfreville d'Orcher.

**Les isolants électriques feront l'objet de deux journées d'étude**, les 6 et 7 mars prochains à Supelec/Gif-sur-Yvette. Ces journées ne figurent pas dans notre calendrier car nous avons été informés tardivement. Renseignements : SEE ; tél : 567.07.70.

**IOR** INTERNATIONAL RECTIFIER

## 1200 V pointe - 90 A nouveau relais statique haute tension

EB bixpub 806

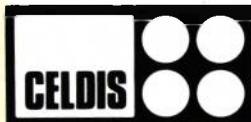


**Tension de fonctionnement 480 V<sub>RMS</sub>**  
**Isolement 3750 V<sub>RMS</sub>**  
**Commutation au zéro de tension**  
**Entrée : 4 à 32 V continu**

**UN  
NOUVEAU  
VECTEUR  
DANS LA  
DISTRIBUTION**

### Modèles standard actuels :

	25 A	40 A	75 A
Série D commande 4-32 V DC	D4825	D4840	D4875
Série A commande 90-280V AC	A4825	A4840	A4875



**CELDIS-DIODE**  
DIVISION STC COMPOSANTS S A

4 à 8, allée de la Vierge - Silic 561  
94653 Rungis Cedex  
Tél. : (1) 560.58.00 - Télex : 200 485  
Nancy - Tél. : (8) 341.26.01 Lyon - Tél. : (7) 876.32.38

# **POUR VOS PROCHAINES ALIM. A DECOUPAGE**



## **PENSEZ MAGNETICS Inc.**

Le choix du matériau et de sa géométrie sont les conditions essentielles pour augmenter le rendement et réduire le prix de vos alim. à découpage.

Seul Magnetics Inc. peut vous fournir l'ensemble de la gamme :

Tores et pots en ferrite	Tores de haut flux (H.F.C.)
Tores de Molly permalloy (M.P.P.)	Circuits en matériau Amorphe
Tores et circuits coupés, tôles d'alliage de Fe - Ni.	Circuits selon vos plans...

**BFI** Electronique

9, rue Yvart, 75015 Paris  
Tél. : 533.01.37 + Télex : 204425

**MAGNETICS**  
A Division of Spang and Company

Pour recevoir une documentation sur la gamme Magnetics Inc.  
envoyez ce bon à BFI électronique.

Société \_\_\_\_\_  
Nom : \_\_\_\_\_  
Adresse : \_\_\_\_\_  
Ville \_\_\_\_\_

# CALENDRIER

## Avril 1985

● **17-24. Foire de Hanovre.** Hanovre RFA  
Renseignements : PROVALEUR, 18 rue Marbeuf - 75008 PARIS. Tél. : (1) 723.01.02

● **22-23. Applications Industrielles de l'Induction** (journées nationales) Palais des Congrès Grenoble. Renseignements : C.F.E. Tour Atlantique Cedex 06 - 92280 PARIS La Défense. Tél. : (1) 778.13.41

● **22-24. MOTOR CON et PCI Hanovre** RFA  
Renseignements : INCOM Zieroth + Partner GmbH. Kleinreuther Weg 58 D-8500 Nürnberg 10. Tél. : (09 11) 36888 Tx : 623258 incom d.

ou  
Intertec Communications. Inc. 2472 Eastman Ave. Bldg #34 Ventura, CA 93003 USA

● **22-24. American Power Conference** - Palmer House, Chicago, IL (Ralph E. Armington, Illinois Institute of Technology, Chicago, IL 60616 Bldg. E1-Room 218, 312/567-3406).

● **23-25. ELECTRO/85** - High Technology Electronics Exhibition & Convention, N.Y. Coliseum & Sheraton Centre New York, NY (Electronique Convention Management Inc. Nancy Hogan or Jerry Fossier, 8100 Airport Blvd. Los Angeles. CA 90045, 213/772-2965).

● **29-May 2. Interlag** - Radisson St Paul, St Paul, MN (E.J. Torok Sperry

Univac, P.O. Box 3525 MS U2 P26, St. Paul, MN 55165, 612/456-2432).

## Mai 1985

● **13-16. Industrial & Commercial Power Systems Conference 1 & CPS** -Denver Hilton Hotel, Denver, CO (Michael J. Foley, Public Service Co., of Colorado 5929 E. 38th Ave. Denver, CO 80207, 303/571-6592).

● **21-23. POWER 85, Brighton Metropole Convention**  
Centre Renseignements : TCM Expositions, Ltd., Exchange House 33 Station Road, Liphook, Hants GU30 7 DN ENGLAND. Tél. : (44) 0428.724660 Telex. 859438 TOWER.

● **24-28. IEEE Power Electronics Specialists Conference**  
University Paul SABATIER, Toulouse France (Dr. Antoine CAPEL, Thomson CSF, BP 1009 Avenue Eisenhower 31037 Toulouse Cedex France. Tél. : (61) 41.11.40.)

● **24-29. Int'l Conference on Properties & Applications of Dielectric Materials**  
Shaaxni Guesthouse Xian, China (Pre) (Kwan C. Kao, Dept. of Elect. Engineering, University of Manitoba Winnipeg, Manitoba R3T 2N2, Canada 204/474-9649).

## Juin 1985

● **5-6. L'électronique de puissance du futur** - Grenoble. Renseignements : Secrétariat de la S.E.E. Section 13 - 48 rue de la Procession 75724 PARIS Cedex 15 - M.C. BOISDON.

● **24-28. PESC. POWER Electronics Specialists Conference** - Toulouse. Renseignements : M. Antoine CAPEL Thomson-CSF DSP, avenue du Général Eisenhower 31037 Toulouse Cedex France. Tél. : (6) 41.11.40 Ext. 3249.

## Juillet 1985

● **14-19. Power Engineering Society Summer Meeting**  
Hotel Vancouver Hyatt, Vancouver Canada (D.G. McFarlane, BC Hydro & Power Authority, Box 12121, 555 W. Hastings St., Vancouver, BC V6B 4T6, Canada 604/663-2310).

● **15-19. Drives - Motors Controls 85** - Londres (Olympia).

## Septembre 1985

● **28-Oct. 4. Electrical Electronic Insulation Conference** - Sheraton Boston, MA (Dr Harry Sheppard, Power Transformer Dept. Westinghouse Corp., 469 Sharpville Rd. Sharon, PA 16146, 412/983-4335).

● **30-Oct. 2. IEEE Holm Conference on Electrical Contacts** - Palmer House, Chicago, IL (Sam Vaughn IEEE HQ. 345 E. 47th St., New York, NY 10017, 212/705-7405).

## Octobre 1985

● **16-18. Congrès Européen en Electronique de Puissance et Applications** - BRUXELLES. Renseignements : Secrétariat du Congrès : KVIV Technologisch Instituut Jan Van Rûswijcklaan 58 B 2018 ANTWERPEN (BELGIQUE). Tél. : 32/3/ 216.09.96.

# MANIFESTATIONS

## 3<sup>ème</sup> colloque national sur la compatibilité électromagnétique

Le laboratoire d'Electromagnétisme de l'UER de l'Université de Clermont II lance un appel aux communications pour le 3<sup>ème</sup> Colloque National sur la compatibilité électromagnétique qui se tiendra les 19, 20 et 21 juin 1985 à Clermont-Ferrand.

Ce 3<sup>ème</sup> Colloque National et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique organisé après les Journées de Lille en 1981 et de Trégastel en 1983, doit être l'occasion de confronter travaux théoriques et expérimentaux effectués en France dans le domaine

du bruit électromagnétique et de ses effets sur les performances des systèmes.

Il sera fait le point sur les travaux récents effectués dans ce domaine.

De plus pour la première fois à ce colloque les problèmes posés par les risques biologiques des rayonnements électromagnétiques non ionisants seront abordés. Les thèmes seront les suivants :

— Etude des sources de bruit naturel et artificiel : foudre, impulsion E.M. d'origine nucléaire... Modélisation. Techniques de simulation ;

— Pénétration du champ E.M. dans les systèmes : blindages, ouvertures.

Couplage avec les lignes et câbles ;  
— Effet du bruit sur les performances des équipements analogiques ou numériques ;

— Modèles numériques : Applications à la compatibilité ;

— Techniques et systèmes de mesures ;

— Solutions technologiques améliorant l'immunité aux perturbations ;

— Compatibilité des grands systèmes électroniques et des équipements embarqués ;

— Contrôle et maintenance de la compatibilité ;

— Gestion du spectre de fréquences ;

— Risques biologiques des rayonnements électromagnétiques.

Une exposition de composants, d'appareils et de moyens de mesure utilisés dans le domaine de la compatibilité électromagnétique sera associée au colloque.

Renseignements : M. Chabanne ; tél. : (73) 26.41.10.

## L'électronique de puissance du futur

Le développement de l'électronique de puissance rencontre actuellement certaines limitations technologiques, économiques, de connaissances théoriques et de stratégie industrielle. Des perspectives nouvelles apparaissent non seulement dans la recherche de l'interrupteur idéal, mais aussi dans les structures mêmes des convertisseurs, dans les technologies de boîtiers, d'hybridation de puissance et d'intégration, et finalement dans les méthodes de conception et d'industrialisation des convertisseurs.

Jugeant souhaitable et nécessaire de faire le point au plan national, la S.E.E. organise à Grenoble les 5 et 6 juin 1985 deux journées de travail dont le but sera de proposer les solutions de demain à partir de l'examen des problèmes actuels.

Quatre thèmes principaux sont prévus :

- Structure et fonctionnement des convertisseurs
- Composant actif et passif
- Le convertisseur et son environnement : thermique, mécanique, électromagnétique,
- Sécurité : sécurité de fonctionnement, fiabilité, maintenance.

Le responsable de cette manifestation est M. Boisdon, 48, rue de la Procession, 75724 Paris Cedex 15. ■

## BIBLIOGRAPHIE

**Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 1: La conversion alternatif-continu, par Guy Séguier. Un ouvrage de 368 p. 16 x 24 — 240 F. Diffusion Lavoisier Technique et Documentation.**

Premier volume de la série, cet ouvrage bénéficie de l'habituel souci de clarté et d'efficacité de cet auteur :

— il précise soigneusement les points de départ et introduit progressivement les difficultés,

— il supprime tous les calculs ne débouchant pas sur des résultats sanctionnés par des applications concrètes,

— il édite les règles de meilleur choix pour chaque grand domaine d'emploi.

Les dimensions de l'ouvrage lui ont notamment permis d'expliquer les répercussions des convertisseurs sur le réseau qui les alimente, les conséquences de la nature de la source et du récepteur sur le fonctionnement et les caractéristiques des convertisseurs.

Ce volume est illustré par de nombreuses figures — près de 170 — claires et détaillées. Beaucoup constituent de véritables abaques directement utilisables par les professionnels. Ce livre est complété par un index alphabétique.

Voici donc mis à la disposition des nombreux étudiants et ingénieurs concernés le premier ouvrage d'une encyclopédie — à la fois scientifique et pratique — sur les convertisseurs de l'électronique de puissance.

En préparation :

- La conversion alternatif-alternatif.
- La conversion continu-continu.
- La conversion continu-alternatif.

## PUBLICATIONS DES FIRMES

■ *RTC* vient d'éditer un catalogue de 920 pages sur tous les transistors dont cette société assure la vente en France. L'essentiel de ce catalogue (plus de 800 pages) est composé de notices techniques.

■ *IR* vient de publier le catalogue 1985 de ses MOS de puissance, catalogue qui comporte plus de 800 pages. De nombreuses notices d'utilisation y sont incluses.

■ Un bulletin de 6 pages, récemment publié par *International Rectifier* est consacré aux Redresseurs en Pont enrobés. Cette publication précise les dimensions et le code des références des redresseurs Monophasés et Triphasés fabriqués par cette Société.

■ Une brochure de 6 pages publiée par *International Rectifier* donne une description détaillée des diodes de Redressement à barrière Schottky de cette Société. Une information complète est fournie, comprenant les dessins d'encombrement et le code de numérotation, ainsi qu'une présentation du procédé Schottky original « 830 » dont on considère que l'utilisation réduit considérablement les courants inverses de fuite.

■ Editée par la *RTC*, la note technique SC53 (20 pages) ; cette note technique qui fait le tour du problème d'utilisation des GTO a pour fond l'article « Quelques principes d'utilisation du GTO » publié dans le numéro 3 d'*Electronique de Puissance* sous les signatures de A. Dolbachian et A. Papoular (*RTC*). Bien entendu, ce texte de base a été revu et complété.

■ Voltage régulateur, op amps, comparateurs ce databook de 350 pages publié par *SGS* présente les caractéristiques et

applications typiques de près de 120 dispositifs. Régulateurs, composants et amplificateurs opérationnels.

■ La puissance à votre service. Une brochure de 36 pages publiée par la *RTC* et fournissant les principales caractéristiques des semiconducteurs de puissance de la firme : redresseurs à avalanche contrôlés, redresseurs d'usage général, redresseurs rapides, ponts redresseurs silicium, redresseurs THT, diodes de régulation et d'écrêtage, thyristors d'usage général, rapides, GTO, dispositifs d'enclenchement bidirectionnels, modules de puissance isolés à thyristors, triacs, darlington BT, transistors BT, transistors et darlington haute et moyenne tension, MOS de puissance, accessoires et boîtiers.

■ Un ouvrage sur les « *Contacts Electriques* » : le *Groupeement de Recherches Coordonnées (GRECO) 40 « Contacts Electriques »* du *CNRS* vient de publier un ouvrage de 230 pages fournissant des résultats de recherches effectuées en France dans le domaine des contacts électriques.

Y sont abordés successivement : les études des phénomènes physiques responsables de l'érosion des contacts électriques de coupure ; les contacts électriques et semi-permanents bas niveau ; les dépôts et caractérisations des couches de protection pour contacts « pseudo-statiques » ; et l'étude des contacts électriques glissants multifilairentaires et des contacts de connecteurs lubrifiés.

Renseignements : M<sup>me</sup> Gresse ; tél. : (6) 941.80.40.

■ *Thomson-Semiconducteurs* vient de publier un catalogue de 520 pages sur les thyristors et diodes de très haute puissance (plus de 25 A pour les thyristors et plus de 100 A pour les diodes) de sa fabrication. Ce catalogue réunit exclusivement des feuilles de caractéristiques de composants.

## NORMES

### CEI

■ La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) vient de publier un rapport, référencé 784 ; celui-ci s'applique à l'instrumentation qui équipe les véhicules électriques routiers, à l'exception éléments qui servent d'instrumentation pour les véhicules à moteur à combustion interne. Il a pour objet de définir les types d'instruments et de dispositifs de signalisation qui peuvent être installés, de définir comment ils doivent l'être et comment les utiliser.

■ La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) vient de faire paraître une norme donnant les informations fondamentales sur les méthodes et les procédures d'essai des composants électromécaniques utilisés dans le matériel électronique.

Il s'agit de la deuxième édition de sa Publication 512-1.

Visant à assurer l'uniformité et la reproductibilité des procédures d'essai, cette norme doit être utilisée avec les spécifications génériques ou les feuilles particulières qui intéressent les composants.

Elle définit les méthodes d'essai et les procédures de mesure à utiliser dans les

spécifications sur les matériels et composants ci-après :

Connexions sans soudures, connecteurs pour fréquences inférieures à 3 MHz, supports pour tubes électroniques, supports utilisables avec d'autres dispositifs enfichables, interrupteurs à levier, interrupteurs thermostatiques, condensateurs, commutateurs rotatifs, microrupteurs, interrupteurs à temporisation thermique, interrupteurs thermostatiques, condensateurs variables, connecteurs pour fréquences supérieures à 3 MHz, inducteurs variables, résistances variables, solénoïdes, interrupteurs à commande magnétique, interrupteurs de proximité.

### UTE

C 83 210. Additif au document UTE C 83.210 mor 78. Composants électroniques. Résistances fixes à forte dissipation. Recueil de spécifications particulières (CECC 40200, 40201, 40203).

NF C 96001. Composants électroniques. Dispositifs semiconducteurs. Dispositifs discrets et circuits intégrés. Première partie : Généralités.

NF C 96002. Composants électroniques. Dispositif semiconducteurs.

Dispositifs discrets et circuits intégrés.

Deuxième partie : diodes de redressement.

NF C 96006. Composants électroniques. Dispositifs à semiconducteurs.

Dispositifs discrets et circuits intégrés.

Sixième partie : Thyristors.

### PUBLICATIONS INTERNATIONALES (CEI CENELEC)

5895 2. Batteries d'accumulateur au plomb - 2<sup>ème</sup> partie.

Dimensions des batteries et dimension de marquage des bornes.

CECC 90 201. Système harmonisé d'Assurance de la qualité des composants électroniques.

Spécifications particulières : cadres, régulateurs intégrés.

### TRADUCTIONS DE PUBLICATIONS ETRANGERES

VDE 0636.21/5.84. (Allemagne). Coupe circuit basse tension 21<sup>ème</sup> partie.

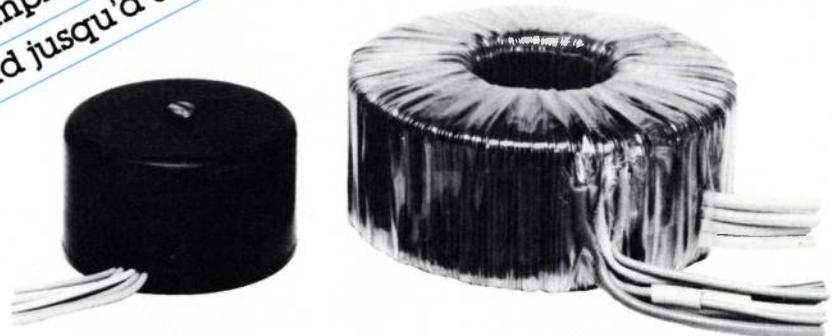
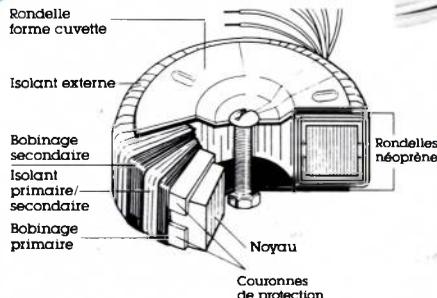
Coupe circuit BT à haut pouvoir de coupure pour la protection des câbles et canalisations jusqu'à 1 500 A.

# transformateurs toriques

**Williamson  
Electronique**

42 rue du Roi-Baco  
44029 NANTES CEDEX  
Téléphone (40) 73.02.29  
Télex WILELEC 700447 F  
Télécopie (40) 73.49.71

- prix compétitif
- rendement élevé
- dimensions et poids réduits
- champ de fuites magnétiques faible
- faible température de fonctionnement
- montage et raccordements simplifiés
- de 15 VA à 625 VA en standard jusqu'à 3 kVA sur plan



**Dim-Inter**

Groupe C.G.E.

**DIM INTER PARIS** : 65-67 RUE DES CITÉS. 93300 AUBERVILLIERS. Tél. 834.93.70.

**DIM INTER LYON** : 101 RUE DEDIEU. 69100 VILLEURBANNE. Tél. (7) 868.32.29.

**DIM INTER/WILLIAMSON ELECTRONIQUE** :

42 RUE DU ROI-BACO. 44029 NANTES. Tél. (40) 73.02.29.

**DIM INTER COLMAR** : 27 rue Kléber. 68000 COLMAR.

# PCI 84 : priorité aux problèmes de circuits

*En dépit de l'annonce d'un transistor MOS de meilleures performances, y compris en prix, que l'ancêtre des transistors bipolaires de puissance, le 2N3055, la manifestation PCI 84 (Power Conversion International) qui s'est tenue à Paris du 29 au 31 octobre derniers, aura moins été marquée par l'apparition de nouveaux composants que par un souci quasi général de mieux utiliser les composants existants.*

550 personnes se sont déplacées cette année à Paris, soit une centaine de plus que prévu, ce qui n'a pas été sans poser quelques problèmes matériels.

## La formation : le grand problème sous-jacent

Les nouvelles structures de puissance telles que BIPMOS à réaction, les technologies originales (comme la multicouche de *Fairchild*) et les modules innovatifs n'ont donc pas été à l'honneur cette année à PCI. Le seul sujet de préoccupation du point de vue évolution technologique est l'arrivée du GTO dans certaines applications. Le combat MOS contre bipolaire est maintenant un thème un peu dépassé : sauf pour certaines franges d'applications, ces dispositifs deviennent plus complémentaires que concurrents dans les nouveaux design.

Face au GTO, le Darlington a incontestablement « marqué des points » à PCI cette année et cela essentiellement en raison d'un état d'esprit général : les utilisateurs connaissent de mieux en mieux la structure Darlington et font maintenant fonctionner leur montage avec une sécurité proche de l'idéal : pourquoi changer des habitudes pour un gain sur les prix de revient qui ne pourrait être déterminant que pour des très grandes séries ? Un

problème fondamental se greffe en outre sur cette constatation : les spécialistes de la puissance sont extrêmement rares sur le marché et les sociétés préfèrent utiliser ces quelques spécialistes avec le maximum d'efficacité ; les délais de développement des produits en commande et leur fiabilité étant souvent plus importants que des prix ponctuels ou des perspectives à long terme, l'innovation ne peut plus figurer au premier plan des préoccupations aujourd'hui dans de nombreuses sociétés.

## Le facteur bruit devient prépondérant

Dans la petite lutte Darlington contre GTO intervient, en outre, un élément nouveau : de plus en plus la commande de puissance demande un fonctionnement du matériel au-delà de 20 kHz afin d'éviter les nuisances sonores venant en particulier des composants inductifs. Le Darlington a déjà bien du mal à fonctionner à ces fréquences au-delà de 50 A environ mais pour le GTO, l'objectif est quasi impossible à atteindre, sauf conditions exceptionnelles.

Finalement, à ce jour, le seul grand créneau du GTO est le domaine des tensions au-delà de 1 200 V, et il ressort de la manifestation PCI que la lutte Darlington contre GTO est peut-être

moins d'actualité qu'une lutte thyristor contre GTO dans les montages de très grande puissance.

Parmi toutes les conférences de PCI, la plus intéressante de l'avis des participants, a été celle de *Jeumont-Schneider* et M. Foch (*LEEI Polytechnique* de Toulouse) décrivant un convertisseur continu-continu de 40 kW faisant appel à un principe « série-résonant », fonctionnant à partir du 380 V, travaillant entre 20 kHz et 60 kHz, et fournissant une ondulation de l'ordre du %. Cette alimentation fait appel à des Darlington discrets car il s'agissait là des seuls composants pouvant convenir dans cette application et au principe des transistors Dual.

Une conférence *d'Oltronics* décrivant une alimentation capable de fournir 23 A sous seulement 2 V avec un rendement de 80 % (85 % à 8 A) a également fait l'objet de beaucoup de louanges. Cette alimentation fait appel à des diodes Schottky au silicium amorphe et à un circuit basé sur un transformateur double avec régulation sur ses deux primaires.

La prochaine manifestation PCI devrait avoir lieu cette année à Hanovre, pendant la prochaine foire, ce qui n'a guère réjouit les participants potentiels français.

JP Della Mussia

## « Drives - Motors-Controls 84 » l'opinion d'un représentant des semiconducteurs

Brighton, 24-26 Octobre 1984, une manifestation complète consacrée aux commandes de moteurs.

212 exposants dont 152 fabricants de moteurs et/ou de convertisseurs de puissance à semiconducteurs.

Deux types de conférences « Programmable controllers », « Drive Application », « Smart motors » et « Power electronics devices and applications ».

Jamais je n'avais vu pareille concentration de spécialistes ; j'ai visité cette exposition, écouté des conférences en tant que fabricant de composants semiconducteurs :

« Comment utilise-t-on aujourd'hui les composants ? Quels sont les besoins des utilisateurs pour le futur ? » Mais en dehors de ces problèmes il peut être intéressant de faire un tableau de quelques tendances pour les Français dont bien peu se sont rendus à Brighton.

### Une participation surtout britannique

« A tout seigneur, tout honneur », la première place était tenue par l'Industrie Anglaise : 172 exposants, la quantité et la qualité. Bien loin derrière, les Allemands : plus d'une douzaine de sociétés représentant les principaux constructeurs. La participation française était plus réduite, deux grands constructeurs d'équipements de commande de moteurs, *J.S. et TELEMECANIQUE*, les fabricants d'accessoires, le spécialiste des dynamos tachymétriques et *Thomson Semiconducteurs* représenté par sa filiale anglaise. Si les Japonais n'étaient représentés que par un constructeur, beaucoup de fabricants anglais revendaient du matériel japonais.

### L'ère des variateurs pour moteurs asynchrones

La première tendance pourrait être résumée ainsi « 1984 ouvre vraiment

l'ère industrielle des variateurs pour moteurs asynchrones ». L'année dernière un certain nombre de sociétés fabriquaient déjà ces équipements mais pour beaucoup cette technique était encore au niveau des études. En 1984 à Brighton chaque constructeur anglais présentait sur son stand une gamme de variateurs pour moteur asynchrone. De nombreux spécialistes étaient présents sur les stands et les discussions sur les composants de puissance suscitaient toujours beaucoup d'intérêt. S'il est bien établi que, d'une part, les GTO pour les fortes puissances, d'autre part, les transistors pour les faibles puissances représentent les solutions d'avenir, les discussions restaient très ouvertes dans le domaine des moyennes puissances (5-50 kW). La majorité des équipements allemands utilise des transistors, souvent des ISOTOP ou des TOP 3, originaires d'Aix-en-Provence et les Japonais sont équipés avec leurs modules à transistors. Par contre les Anglais sont partagés et hésitent entre transistor et GTO, et, dans ce cas, ils utilisent en général des GTO japonais.

Dans le domaine du servo-mécanisme, l'évolution est en cours. En petite puissance on assiste à une floraison de moteurs pas-à-pas et de petites machines particulières. Pour les plus fortes puissances pour les asservissements de machines-outils, la solution industrielle reste encore aujourd'hui le moteur à courant continu alimenté par un pont à transistor. Par contre j'ai été très frappé de voir des prototypes, de lire des articles, d'entendre des exposés ou des discussions sur toutes les solutions utilisant des moteurs synchrones ou à reluctance, sur toutes ces machines que nos amis anglais appellent BLDCM (Brushless D.C. Moteurs). Ces solutions beaucoup plus complexes à mettre au point que celles des moteurs à courant continu représentent l'avenir pour la robotique et la commande de machines-outils.

Si les variateurs de vitesse peuvent se contenter de fréquences relative-

ment faibles pour la commande en MLI, il n'en est plus de même pour les équipements de servo-mécanismes. Les exigences des utilisateurs vont croissantes, augmentation de la fréquence pour tenir compte de la faible inductance des machines, pour améliorer la qualité de l'usinage (surface), pour supprimer le bruit acoustique et simultanément le fonctionnement en direct sur le réseau 380 V pour supprimer le transformateur. Pour la robotique il faudra réduire le poids, l'encombrement, simplifier les liaisons électriques. Les conséquences pour le fabricant de semiconducteurs sont importantes. De nouvelles séries de transistors « haute tension » vont apparaître, plus rapides pour tenir compte de l'augmentation des fréquences, plus faciles à commander. Les boîtiers vont évoluer. Un jour l'électronique sera intégrée dans le boîtier du moteur.

### Les conférences

Le matériel présenté sur les stands permet de se faire une idée des réalisations industrielles existantes ; les conférences par contre sont plus représentatives de la recherche et peuvent dans certains cas caractériser les tendances futures. Je n'ai malheureusement pas eu le temps d'assister à l'ensemble des conférences qui traitaient des commandes de moteur qui représentaient la partie la plus intéressante du congrès. Si un certain nombre de voies sont bien définies, en ce qui concerne le marché industriel, il n'en est pas de même du marché grand public. Aujourd'hui encore la grande majorité des machines à laver, des perceuses et du petit outillage utilisent des moteurs universels contrôlés par triacs, solution qui déplaît profondément à la plupart des spécialistes mais qui est encore de loin la moins chère. A Brighton, on a pu voir que des progrès technologiques sont attendus dans la réalisation du moteur à courant continu

qui a encore de belles perspectives, mais on a vu apparaître ou plutôt réapparaître une solution développée déjà depuis plusieurs années par quelques précurseurs comme Monsieur de VALROGER en France, celle du moteur synchrone monophasé qui n'utilise qu'un seul commutateur. Aujourd'hui, on ne peut plus considérer le moteur isolément, mais l'ensemble moteur plus commutateur. Celui qui réussira à maîtriser de façon suffisamment fine les champs tournants et les composantes continues pour réaliser un moteur synchrone à un seul commutateur, ayant un rendement et des performances correctes arrivera par la même occasion à réaliser un ensemble moteur convertisseur parfaitement adapté au marché grand public.

Pour les semiconducteurs de puissance, on a assisté à un certain nombre de présentations de composants. P. FREUNDEL de *Siemens* a traité du Fredfet, transistor MOS avec diode rapide intégrée. A. WOODWORTH et J.-P. BARNES de *Mullard* ont présenté leurs composants. Aucun de ces éléments n'étaient vraiment nouveaux : ces communications avaient déjà été faites sur ces sujets à PCI ou à IEE (Londres, mai 84). R.-J. BASSET de *MEDL* et R.-J. MORRIS de *Westcode* ont présenté les possibilités de leurs nouveaux composants de puissance GTO et transistors. Ph. MAUGEST de *Thomson Semiconductors* est parti d'une démarche différente en explicitant à partir d'une réalisation (pont 100 kW) un point clé concernant le fonctionnement des ponts à transistors. Les discussions qui ont suivi ces exposés ont montré l'intérêt des « designers » pour ce sujet et à quel point le composant pouvait influencer sur la structure du convertisseur.

#### Une collaboration exemplaire

En Europe, la plupart de nos manifestations scientifiques sont organisées par les sociétés savantes, SEE, VDE, IEE... L'exposition de Brighton était organisée par une petite équipe animée par Diana SMITH. Des manifestations analogues existent ailleurs notamment aux USA, mais, et c'est là la spécificité de cette exposition anglaise, une équipe universitaire animée par le Professeur LAWRENSON, avait pris en charge l'ensemble des conférences. La qualité des exposés notamment ceux qui concernaient les commandes de moteurs s'en ressentait de façon très positive.

D'une façon générale on rencontrait à Brighton beaucoup d'universitaires



Propose :

## SYSTÈME DE TEST, SÉRIE 2000



DÉCHARGE  
ÉLECTRO-  
STATIQUE

SIMULE ET  
MESURE LES  
6 MODES  
de D.E.S.



**KeyTek**

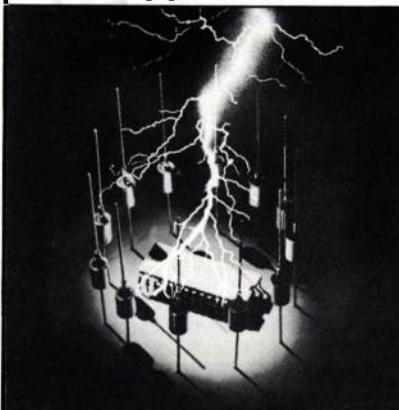
C.P.E. - B.P. 1 - 78420 CARRIÈRES S/SEINE - (3) 947.41.40

ECHO - MEDIA - CP 4



présente :

## LE TRANSZORB<sup>®</sup> suppresseur de surtensions au Silicium



Pour protéger vos mémoires  $\mu$  processeurs, C.I., semi-conducteurs, notre **transZorb** assurera une **PROTECTION PLUS EFFICACE** :

- Réponse plus rapide
  - écrêtage plus bas
  - plus stable dans le temps.
- De plus, nous testons tous nos **transZorbs** à 100 % de la puissance spécifiée.

fabricant français  
en liste LNZ

**CSP**

LICENCE DE  
GÉNÉRAL SEMICONDUCTOR IND.

C.P.E. - BP n° 1 - 78420/Carrières/S. tél. (3) 947 41 40



britanniques dans les conférences, mais aussi sur les stands associés à de nombreuses réalisations. Un peu partout on trouve en Angleterre des équipes d'universitaires qui défrichent des sujets nouveaux en électronique de puissance et concrétisent ces recherches par des réalisations menées avec les industriels.

Nous avons en France en ce qui concerne l'électronique de puissance une situation très différente. La majorité de l'enseignement est assumé non par les universités, mais par les écoles d'ingénieurs et on y fait peu ou pas de recherche. Il y a quelques brillantes exceptions parmi lesquelles on peut citer les équipes de l'ENSEEIT de Toulouse qui se situe dans son domaine dans le peloton de tête mondial et qui, par ailleurs, concrétise ses recherches par des réalisations menées en commun avec des industriels. Le concept de la « dualité » appliqué aux transistors et développé par ces équipes se révèle très fructueux et donne lieu à toute une série de nouvelles applications industrielles, avec des

schémas qui diffèrent actuellement beaucoup des solutions classiques. Mais à côté de ces exceptions que d'écoles où le corps enseignant, n'a aucune possibilité de recherche. Non seulement la recherche est un moteur du progrès, mais elle est une façon de faire pénétrer la vie dans l'enseignement et ainsi de mieux motiver les élèves. Nos voisins anglais nous montrent la vie. Les écoles d'ingénieurs qui vivent et enseignent coupées de la recherche seront toujours handicapées pour former des ingénieurs de conception.

## Prochaine édition : juillet 1985

Je reviens de Brighton intéressé ; cette manifestation a été pour moi une source d'informations, mais aussi de réflexion et je retournerai sûrement à la prochaine manifestation, exposition et conférence qui aura lieu à l'Olympia à Londres les 15-19 juillet 1985.

J'en retire des conclusions très claires :

- Dans le domaine technique, nous entrons dans l'ère du moteur sans

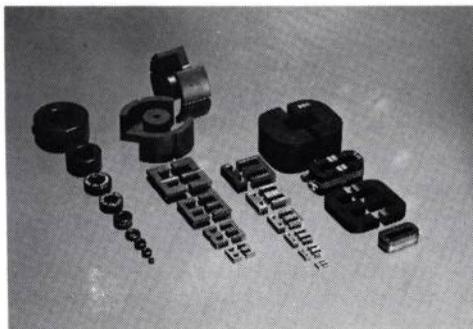
balais et associés à des convertisseurs utilisant des composants blocables, Transistors et GTO pour les fortes puissances. L'année 1985 verra le développement de nouveaux composants plus puissants.

● Nous assisterons ces prochaines années à un développement considérable des machines d'asservissement utilisant des moteurs sans balais à hautes performances associés à des convertisseurs à transistors de plus en plus sophistiqués. De nouveaux composants seront réalisés pour ces machines.

Enfin j'ai pu constater que le haut niveau technique de nombreuses entreprises anglaises, spécialement des PME est dû à une liaison étroite entre la recherche, le corps enseignant et l'industrie. En France, la filière électronique nous a fait progresser dans certains domaines, mais il y a encore du chemin à faire. Travail en équipe, écoles d'ingénieurs et industrie, la question reste posée.

**J.M. Peter**  
Thomson Semiconducteurs

## DU SEMI-PRODUIT...



### SEMI-PRODUITS MAGNÉTIQUES

Alliages magnétiques doux  
Alliages amorphes  
Étriers, carcasses, accessoires de montage

- Circuits coupés
- Circuits EK (paquets collés, matériaux magnétiques doux)
- Circuits E et POTS ferrite, poudre de fer
- Tôres en bande

## AU COMPOSANT



### COMPOSANTS INDUCTIFS

Composants standard  
et suivant spécification

- Transformateurs d'impulsions (triacs, thyristors, GTO)
- Transformateurs d'alimentation et convertisseurs à découpage (Fly-back, Forward, Push-pull...)
- Selfs de lissage, antiparasitages
- Transformateurs de courant
- Transformateurs 50 Hz, plats, toriques
- Capteurs de courant, à effet Hall

**P. BALLOFFET S.A.**

**DEPARTEMENT COMPOSANTS**

**VAC**

4, rue Brunel - 75017 PARIS  
Tél. (1) 267.69.81 - TX. 660 844 F

# Le clavier remplace désormais les réglages manuels des machines à bobinages

*Pronic a été l'occasion de faire le point sur l'évolution des diverses machines servant à la fabrication, au contrôle et à la finition des bobinages destinés à l'électronique et à l'électrotechnique.*

La tendance est bien entendu à l'accroissement des cadences de production. Celle-ci est obtenue par l'augmentation des vitesses de broches et la multiplication de ces dernières, la simplification de la mise en place des mandrins ou carcasses et de l'amarrage des fils.

Rares, sont désormais les machines même à simple broche, dépourvues d'un microprocesseur assurant la gestion de pas, la progression et la régulation de la vitesse de broche et son arrêt en position.

Certaines machines (*SARCEM*) sont équipées d'un dispositif effectuant automatiquement le toronnage des fils d'entrée et sortie de bobine pour en augmenter la solidité et d'un distributeur de cire pour arrêter les dernières spires du bobinage. Les fils de sortie peuvent également être automatiquement accrochés et soudés sur les cosses. Le déplacement des guides fils est plus souvent assuré par une vis sans fin entraînée par un moteur pas-à-pas, alors que la rotation de broche fait appel à des moteurs à courant continu à faible inertie permettant une forte accélération et un arrêt rapide.

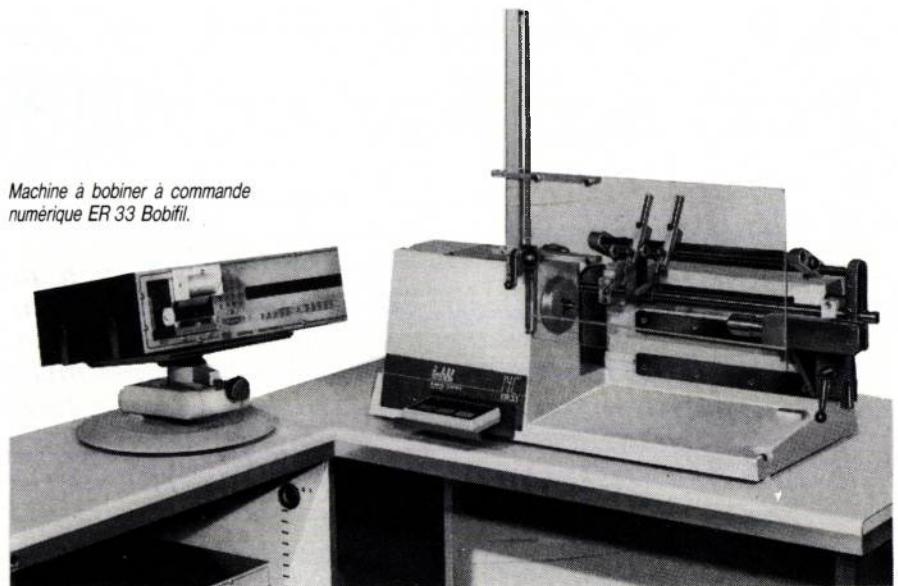
Grâce au microprocesseur, les programmes de bobinage sont introduits soit par clavier, soit par cassette (*BOBIFIL*), et comportent les données concernant le diamètre du fil, la largeur de bobinage, le pas, les arrêts d'étape intermédiaire nécessaires aux prises ou à la mise en place d'isolants intercouches. Le passage d'un programme à l'autre est très rapide et les réglages manuels supprimés.

En ce qui concerne le bobinage des tores, la navette prébobinée est toujours reine, mais sa mise en place se simplifie, de même que celle du tore, et son centrage. A noter cependant une machine originale (*TORTRIX*), dont la navette se garnit au fur et à mesure qu'elle se vide, assurant ainsi un fonctionnement quasi continu, ce qui, au dire de son fabricant, permet un gain de production d'un facteur compris entre 3 et 3,5.

## Machines de finition

Pour la soudure des fils sur cosses ou picots, une machine automatique originale (*PILLARHOUSE*) qui utilise un jet d'étain en fusion permet la soudure des fils émaillés de classe haute température ; grâce à ses buses interchangeableables, elle peut déposer la soudure avec grande précision, par exemple au pied d'un picot en en

*Machine à bobiner à commande numérique ER 33 Bobifil.*



préservant le sommet, ce qui évite ultérieurement les problèmes d'insertion sur circuit imprimé.

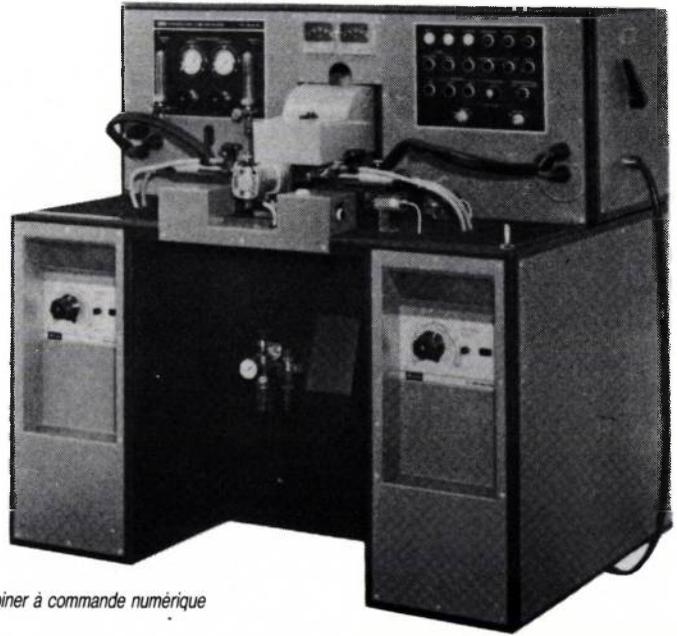
Les machines à entôler (ESS) ont des automatismes plus ou moins élaborés selon les modèles et sont utilisables pour les tôles de transformateurs I et E de 30 à 150 mm. D'autres machines de fonctionnement similaire permettent la préparation des paquets de tôles de stator de machines tournantes avant rivetage ou soudure électrique. Le diamètre des tôles qu'elles acceptent atteint 250 mm et leur production est de 5 à 10 ensembles à la minute. Ces machines peuvent être complétées par d'autres qui effectuent par soudure électrique sous gaz inerte l'assemblage des I et E des transformateurs ou des paquets de tôles de stators.

La pose des deux à six cordons de soudure est faite sous pression, ce qui garantit les dimensions précises des assemblages.

Du côté du test, les mêmes soucis de productivité pour les équipements dont certains entièrement automatiques (RISATTI) peuvent avec deux postes de travail tester jusqu'à 450 stators à l'heure, en résistances des enroulements, sens de rotation du champ, rigidité diélectrique et surtension, alors que d'autres effectuent ces essais à des fréquences atteignant 50 kHz.

Les bobines de transformateur peuvent également être vérifiées rapidement au moyen d'un appareil qui indique à 0,2 % près, le nombre de tours et peut détecter une spire en court-circuit sur 10 000.

En marge de notre sujet nous note-



Machine à bobiner à commande numérique

SARSEM S.A. 27 rue du cardinal Jour-  
net 1217 MEYRIWIGE SUISSE  
BOBIFIL : représentant COMSATEC  
14/16 rue Baudin 92300 LEVAL-  
LOIS-PERRET  
TORTRIX : Agent OUTELEM 8 Allée du  
Moulin à Bois 78690 LES ES-  
SARTS-LE-ROI

PILLARHOUSE LTD HUNSON WORKS  
- PERRY ROOD INDUSTRIAL ESTATS  
EST - WITHAM ESSEX CM8 3BH  
GRANDE-BRETAGNE  
RISATTI INSTRUMENTS SRL 10124  
TORINO CORSO SAN MAURIZIO 71  
ESS : Représentant Emile JOLY S.A.  
67, rue Desnouettes 75015 PARIS

rons une gamme de freins à courant de Foucault (RISATTI) pour les essais de

couple de moteur dans la plage 0,5-6 HP. E.C.

## Le coût des moteurs de traction s'est abaissé de 40 % en 20 ans

*Impliquée dès 1969 dans la traction électrique, fournissant aujourd'hui 90 % du marché français des moteurs de traction et 25 % du marché européen dans ce domaine, la société Leroy-Somer a fait une analyse de la répercussion des moyens modernes d'étude et de fabrication sur les performances et les coûts des moteurs de traction, dont sont extraites les informations suivantes :*

Comme toutes les machines électri-  
ques, les moteurs de traction ont fait en  
quelques années des progrès specta-

culaires dus à l'évolution des technolo-  
gies, des matériaux, des moyens de  
calculs informatiques et à l'automatisa-

tion des fabrications. Par exemple, une  
machine de 10 kW, puissance cou-  
ramment utilisée pour les véhicules

urbains individuels et les petits utilitaires a vu son rendement passer de 78 % en 1970 pour une machine d'une centaine de kilogramme, à 85 % en 1984 et un poids inférieur à 30 kilogrammes. Cette amélioration a été apportée par une meilleure connaissance des échanges thermiques et aérauliques, l'affinement des calculs électriques et des circuits magnétiques et l'amélioration des matériaux disponibles. La durabilité a également progressé grâce à une meilleure compréhension des phénomènes de commutation, et de leurs effets sur les lames de collecteur et les balais et à l'évolution des poudres composites utilisées pour la fabrication de ceux-ci. La généralisation des variateurs de vitesse à transistors de puissance, en améliorant le facteur de forme contribue également à la durabilité.

Simultanément, le coût des machines a diminué de 40 % de 1966 à 1984, par l'effet cumulé de l'expérience de l'évolution technologique et de la production de volume (fig. 1).

Quelques chiffres sont significatifs de l'évolution technologique :

	1955	1980	1985
<b>Découpe des toles (Coups à la minute)</b>	12,5	650	
<b>Usinage des arbres moteurs (temps en minute)</b>	12		1,5
<b>Bobinage (temps en minute)</b>	manuel 75	machine 8	

Les moteurs de traction ne sont pas fabriqués en séries suffisamment importantes pour bénéficier aujourd'hui d'une automatisation aussi poussée que celle mise en œuvre pour les alternateurs, cependant ces deux types de machines sont suffisamment proches pour permettre une extrapolation.

Pour un alternateur de 2 kW, dont la production annuelle est passée de 3 000 machines/an en 1960 à 55 000 machines en 1983, le temps de fabrication a été réduit de 7 h à 0,75 h, le poids de 30 à 11 kg, et le poids de cuivre de 7 à 2 kg.

L'évolution et la répartition des coûts d'un moteur de traction de 11 kW sont représentés figure 2.

Les mêmes causes produisant les mêmes effets, la figure 3 traduit l'influence du volume pour un variateur de vitesse à freinage par récupération de 200 A selon qu'il est fait appel ou non à l'hybridation des composants de faible puissance.

E.C.

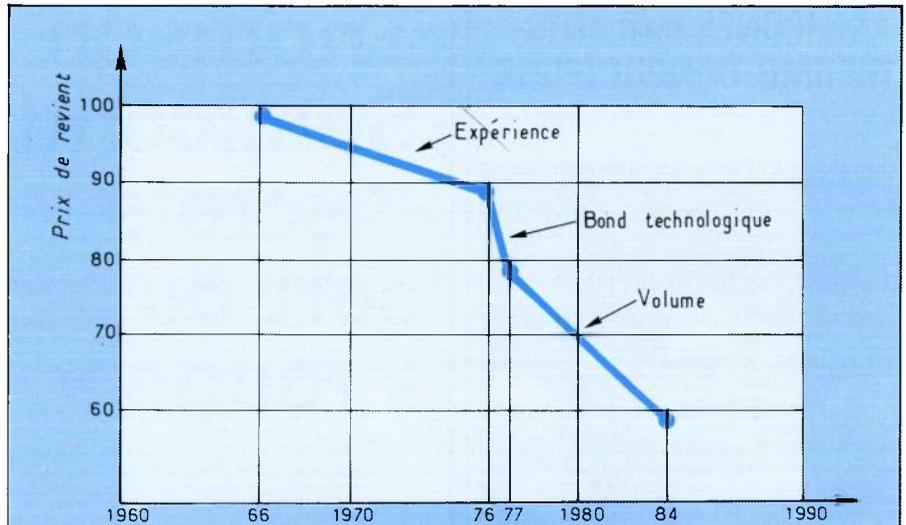


Fig. 1 : Evolution du prix de revient d'un moteur de traction Ø 170 mm.

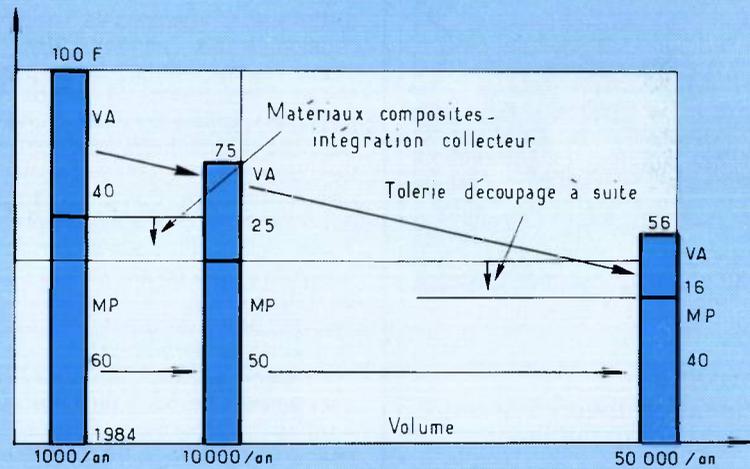


Fig. 2 : Structure du prix du moteur de traction courant continu 11 kW unihoraire en fonction des volumes et technologies, procédés et programme. VA : valeur ajoutée. MP : matière première.

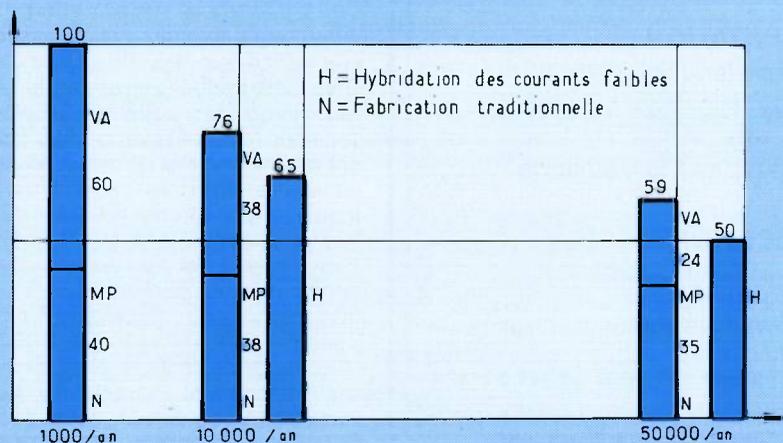
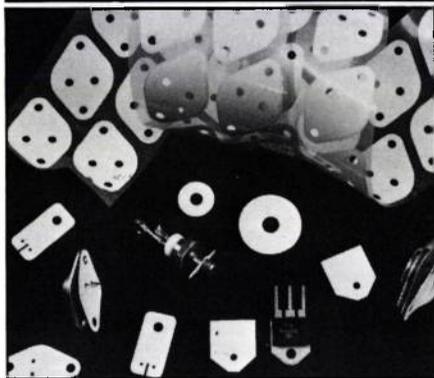
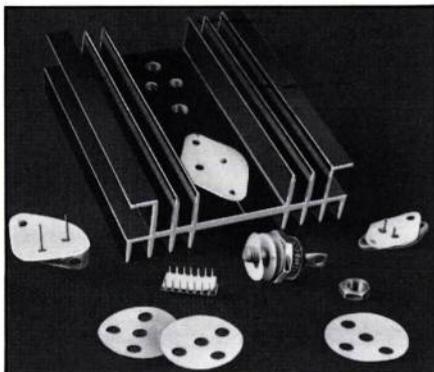


Fig. 3 : Structure du variateur à courant continu (200 A) en fonction du volume et de la technologie hybridation courant faible. VA : valeur ajoutée. MP : matière première.

# ST

## SILICONES ISOLANTS THERMO-CONDUCTEURS



### UTILISATION :

pour la jonction thermique entre le composant et le radiateur. les ST sont fiables, conservent leurs caractéristiques dans le temps et assurent un gain de temps important lors du montage en série.

### PRÉSENTATION :

feuilles standard :  
boîtiers : DIL, TO3, TO5, TO36, TO66, etc.  
et découpes à la demande.

### APPLICATIONS :

ST 81 et 82 : Militaire  
ST 80 et 85 : Civil  
ST 70-78-79 : Emploi général

s'utilise à sec sans graisse silicone

# getelec

92, avenue Marguerite Renaudin  
92140 CLAMART (France)  
Tél. 644.68.91 - Télex 202854

## Vue professionnelle

# Thomson Semiconducteurs discrets sort du « rouge »

La division discrets de *Thomson Semiconducteurs* ne fait plus de pertes depuis le dernier trimestre de 1984, et a atteint un CA de près de 1 Md F pour l'ensemble de l'année 1984. cette étape marque la fin de la première phase d'évolution de la division depuis juin 1981, phase qui visait, d'une part à atteindre la rentabilité, et d'autre part à faire prendre une dimension internationale à la société. Les progrès peuvent être qualifiés d'exceptionnels pour 1984 : alors que le marché des discrets hors opto se sera accru de 23 % en 1984 (avec une augmentation des prix de l'ordre de 8 à 10 %), le CA de la division se sera accru, lui, de 60 % par rapport à 1983, la part à l'export, elle, passant de 55 % fin 1983 à 70 % fin 1984. Désormais, *Thomson* vend plus de transistors de puissance en Allemagne qu'en France par exemple.

### Priorité à la rentabilité

L'effort d'assainissement de la division a pris le pas sur son effort d'innovation, il y a trois ans, afin d'asseoir sa croissance sur des structures saines. Cela s'est traduit, entre autres, par un recentrage des activités discrets sur Tours et Aix-en-Provence (les discrets ont abandonné Saint-Egrève, Villejuif et en partie Alençon), plus l'usine de montage du Maroc (100 M de pièces/mois dont 80 M de Zener). Cela s'est traduit aussi par des abandons de certaines lignes comme les varicap, les transistors vidéo plastiques et certains transistors linéaires (dont le 3055).

La force de vente, surtout à l'export, a été totalement « repensée ». Les investissements, durant cette période, ont enfin été consacrés à renforcer ce qui existait plutôt qu'à lancer de nouvelles opérations. En cinq ans, le CA de la division est ainsi passé de 300 MF à 1 000 MF, seulement en exploitant ses forces latentes.

Une phase d'innovation et d'investissement sur de nouveaux créneaux peut ainsi maintenant être envisagée.

### Redémarrage de l'investissement innovatif

Ce redémarrage de l'investissement innovatif chez *Thomson Semiconducteurs discrets* devrait se traduire sous trois formes principales :

- adoption de technologies modernes planar haute tension pour les transistors bipolaires avec lancement d'une famille de modules ;
- mise au point de familles de transistors radiofréquences adaptées au marché ;
- création d'un programme transistors MOS de puissance ambitieux.

A ces trois actions principales s'ajoutent des efforts ponctuels en GTO et éléments de protection.

En 1985, l'investissement en semi-conducteurs discrets devrait ainsi rejoindre celui des grandes sociétés mondiales du domaine. (Au niveau *Thomson Semiconducteurs*, avec les intégrés, il devrait atteindre 40 % du CA au niveau des paiements et des engagements ; la part pour les discrets est plus faible mais non révélée).

Notons que, contrairement à beaucoup de ses concurrents qui veulent s'appuyer sur le marché des alimentations à découpage pour assurer leur croissance en puissance, *Thomson Semiconducteurs discrets* table aussi, pour sa part, sur le marché de la commande de moteurs : seulement 2 % des moteurs installés disposent, à ce jour, de variateurs de vitesse électronique et tout reste à faire. Pour les composants correspondants, une vraie croissance dans ce secteur ne se ferait toutefois sentir, selon *Thomson-CSF*, qu'à partir de 1988 ou 1989.

JPDM

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE-8

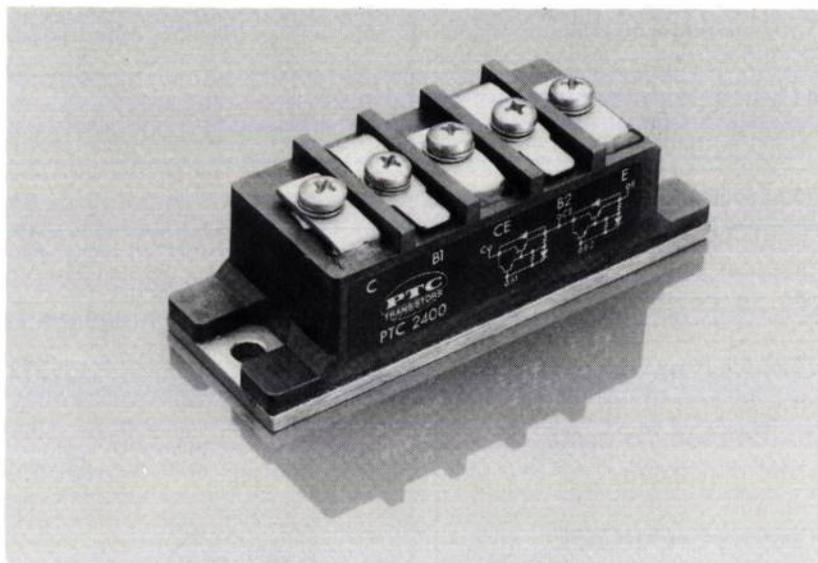
# Allen Bradley commence la vente de ses modules Darlington en Europe

*Allen Bradley a annoncé officiellement lors de la manifestation « Electronica » qui s'est tenue en novembre dernier à Munich son arrivée en Europe sur le marché des semiconducteurs de puissance, l'offensive de la société portant avant tout sur les Darlington sous forme de modules. L'essentiel du catalogue de la société n'est toutefois pas inconnu des utilisateurs européens puisqu'il s'agit de celui de la société américaine PTC, autrefois représentée par ISC France en France.*

Allen Bradley a en effet racheté PTC en 1984 et a réinvesti dans cette société pour lui donner une dimension mondiale. Par rapport à la situation antérieure, toutefois, l'attitude commerciale sera différente puisque les prix ne résulteront plus d'une cascade d'étapes intermédiaires en partant de prix de base fixes mais d'un état du marché et de la volonté d'Allen Bradley de pénétrer ce marché.

## Une diversification en composants

Le rachat de PTC par Allen Bradley vient du fait que la division commande de moteurs d'Allen-Bradley achetait de plus en plus de Darlington à PTC au point d'être devenu son principal client. Allen Bradley voulant par ailleurs se diversifier en composants actifs un rachat de ce fournisseur fut proposé et opéré. Dans un premier temps, ce rachat a conduit à un renforcement du programme « modules » au niveau des investissements et surtout à l'extension de l'activité à un niveau mondial grâce au réseau commercial de la société. Au niveau des produits, les priorités de développement sont les Darlington en boîtier TO3 isolé et les doubles Darlington en modules. Allen Bradley va par ailleurs poursuivre la vente des semiconducteurs sous forme de puces de PTC, activité qui était, pour les européens, l'une des particularités de cette société.



## Un Darlington 20A/1 200 V

Le catalogue semiconducteurs de puissance d'Allen Bradley comporte des transistors NPN classiques triple diffusés en boîtier TO3, des Darlington NPN jusqu'à 20A/900 V et 60A/250 V en  $V_{ce(sus)}$ , des modules Darlington, et des diodes « rapides » jusqu'à 1 200V/130A/625ns. Dans quelques semaines sera commercialisée une gamme de Darlington supportant jusqu'à 20A/1 200V.

La gamme de modules de doubles Darlington qui fait essentiellement l'ob-

jet de l'offensive de la société comporte 7 modèles dont un 30A/850V (PTC 2 010), un 30A/450 V (PTC 2 200), un 50A/850V (PTC 2 051) et un 50A/450V (PTC 2 400). Les temps de descente varient de 2,4 $\mu$ s à 5 $\mu$ s suivant les modèles.

La gamme des diodes PTC 950 en boîtier DO8 (130A de 900 V à 1 200 V) été initialement développée sous spécification de la NASA et est donc en conformité avec les normes UL.

J.P.D.M.

# SÉCURITÉ DE VENTILATION

une  
solution

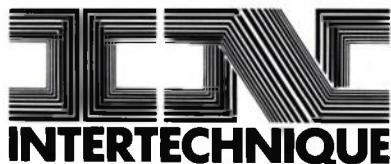


**DETECTE** les interruptions  
de débit d'air.

**PROTÈGE** vos équipements  
des surchauffes de  
température dues à un  
arrêt de ventilation.

**SIGNALE** un défaut :  
ouvre et ferme un contact  
pour donner l'alarme ou  
établir un circuit.

**INTERTECHNIQUE**  
peut répondre à tous vos  
problèmes de température  
ou de débit d'air.



B.P. 1 - 78374 PLAISIR CEDEX-FRANCE  
Tél. (3) 055.82.00  
Adresse télégraphique INTERTEC  
Télex IN 696242 F

## Vue professionnelle

### Sprague France devient centre européen pour les composants magnétiques de la maison-mère

Alors que l'activité composants magnétiques de *Sprague* à Tours était surtout destinée jusqu'ici à 90 % à répondre aux besoins français dans ce domaine, *Sprague France* vient de devenir centre européen dans ce domaine, pour le compte de la maison-mère, et espère réaliser d'ici à deux ans la moitié de son chiffre d'affaires composants magnétiques à l'aide de composants standard. *Sprague France* réalise actuellement un CA de l'ordre de 30 MF dans ce domaine et espère multiplier ce chiffre par trois en trois ans grâce à sa nouvelle responsabilité européenne.

Les composants standard de la société sont essentiellement des lignes à retard, des inductances et des transformateurs pour alimentations à dé-

coupage. Depuis janvier *Sprague France* est devenu aussi responsable de l'activité filtres antiparasites et va les fabriquer en Europe.

*Sprague France* vient en outre de se voir confier la responsabilité, pour l'ensemble du groupe, d'une nouvelle activité pavés inductifs. La gamme des produits est actuellement en cours de définition et les premiers échantillonnages pourraient avoir lieu d'ici un an et demi. La production de série, elle, commencera d'ici à deux ans (probablement dans une usine au Portugal pour des raisons de coût). Cette production bénéficiera bien entendu du savoir-faire de la société pour d'autres types de pavés, en particulier en condensateurs, l'une des spécialités de Tours.

### Jeumont Schneider cède une licence sur la commande de moteurs à Westinghouse

*Jeumont-Schneider* vient de céder à *Westinghouse Electric Corporation* (USA) une licence de know-how assortie d'un accord d'assistance technique pour ses équipements à vitesse variable par moteur synchrone autopiloté. L'accord porte sur les équipements de grande puissance (9 MW et plus) et sur tous les entraînements de grande puissance (9 MW et plus) et sur tous les entraînements rapides (3 000 tr/mn à 8 000 tr/mn). Il est exclusif pour les Etats-Unis.

Ce type d'équipement est conçu et commercialisé en France par *Jeumont-Schneider* sous le nom de JIS 1000.

C'est lui qui, par exemple assure l'entraînement d'un compresseur d'acide nitrique à l'usine d'engrais d'ICI (G-B) à Belfast depuis novembre 1984. (Puissance 3,5 MW à 7 720 tr/mn).

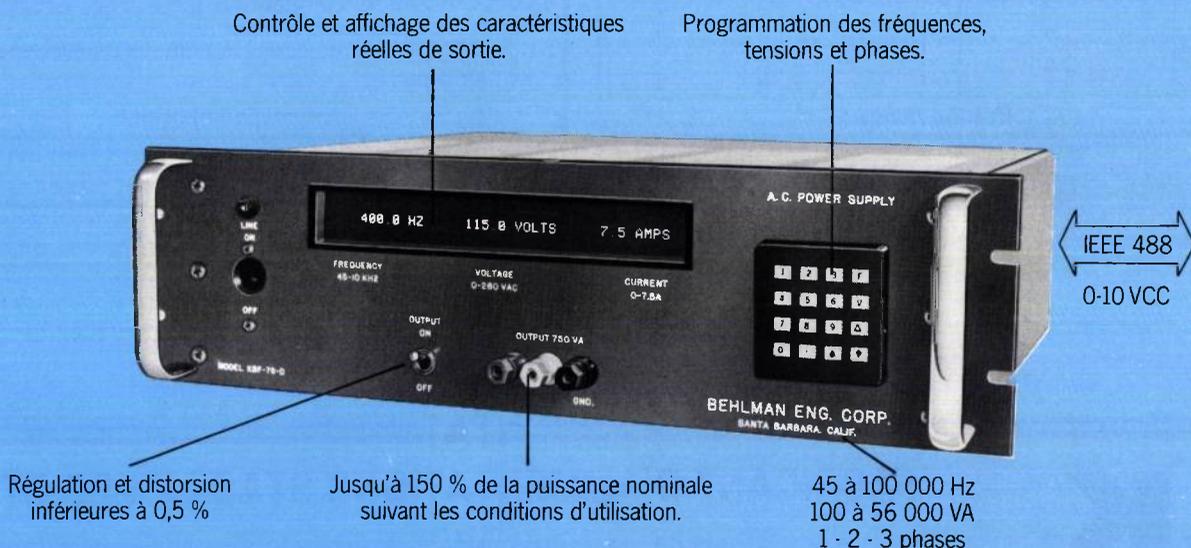
Il assure aussi les entraînements des compresseurs de gaz craqués et de propylène à la raffinerie d'*Elf-France* à Feyzin depuis décembre 1983. (Puissances respectives 14,2 MW à 5 100 tr/mn et 12,7 MW à 4 120 tr/mn).

*Jeumont-Schneider* aura installé en quatre ans cinquante équipements de ce type représentant plus de 300 MW.

**ELECTRONIQUE DE PUISSANCE-8**

# Alimentations alternatives de puissance

## REGARDEZ LA DIFFERENCE



Les alimentations alternatives de laboratoires série K B T de Behlman, fonctionnent intelligemment. Leurs microprocesseurs pilotent le synthétiseur de fréquence, la tension et les phases (bi ou triphasées) commandés par le clavier ou l'interface IEEE 488. Il contrôle également le fonctionnement interne et mesure les caractéristiques de sortie, dont le débit, et sur option le facteur de puissance et la puissance ;

il transmet ces informations à l'utilisateur par l'affichage et l'interface IEEE 488. Le comportement de la charge est donc connu en permanence, sans l'aide d'appareils externes, onéreux, encombrants et nécessitant des programmes supplémentaires. La série K B T offre une très nette avance technologique et une parfaite adaptation aux applications de laboratoires.

**Technitron** MEMBRE DU GROUPE **Dynceer**

Technitron - 8, avenue Aristide Briand  
92220 Bagneux - France  
Tél. : (1) 657 11 47 - Télex : Tectron 204 792 F

Bon à découper et à retourner à : Technitron - 8, av. Aristide Briand - 92220 Bagneux.  
M \_\_\_\_\_  
N° \_\_\_\_\_  
Ville \_\_\_\_\_ Rue \_\_\_\_\_  
Code Postal \_\_\_\_\_  
souhaiterait, sans engagement de sa part :  
 recevoir une documentation technique  
 la visite d'un commercial  
LBP

## Vitreseal® résistances bobinées vitrifiées

Série  
V-700-2



- homologuées CECC40 et DIN en France, Allemagne, Italie, Angleterre et USA.
- conformes aux normes MIL-LRW types RB57, RB58, RB59, RB60 et RB61.
- version isolée et non isolée. • 15 types de 1,3 à 13,8 watts à 70 °C.
- spécialement étudiées pour assurer une excellente stabilité et fiabilité dans des conditions très sévères d'utilisation.

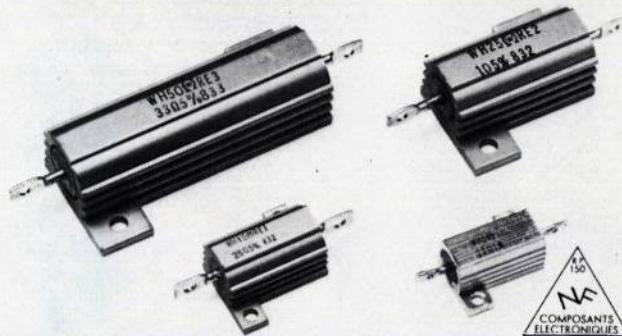
Type	739E	740E	771E	759E	722E	751E	761E	723E	752E	772E	757E	760E	773E	758E
Puissance nominale	25 °C	1,5	2,3	4,0	4,5	5,0	6,5	7,0	7,0	7,2	8,0	10,0	11,0	16,0
	70 °C	1,3	2,0	3,5	3,9	4,3	4,3	5,6	8,0	6,0	6,5	6,9	8,6	9,5
Valeur ohmique				RB59, 0, 10-1K6			RB61, 0, 22-3K3				RB57, 0, 33-4K7	RB60, 0, 47-6K8		RB58, 0, 82-15K

Fabrication française

Département 53, rue Poincaré - B.P. 28 Tél. : (6) 407.90.93  
commercial : 77220 Tourman en Brie Téléx : 690 318

## Radiaseal® résistances bobinées

Série  
W-900-2



- très haut rapport puissance/dimensions
- bobinage standard et non inductif
- homologuées CCTU et conformes aux normes MIL-R
- conçues pour une dissipation élevée; montage sur châssis pour applications dans des conditions d'environnement très sévères.

Type	CCTU 04-10	MIL-R 18546	MIL-R 39009
WH10	RE1	RE65	RE65
WH25	RE2	RE70	RE70
WH50	RE3	RE75	RE75

Fabrication française

Département 53, rue Poincaré - B.P. 28 Tél. : (6) 407.90.93  
commercial : 77220 Tourman en Brie Téléx : 690 318

# K

## FABRICANT D'ALIMENTATIONS STABILISÉES ET DE CONVERTISSEURS CONTINU - CONTINU

# R

VOUS PRÉSENTE SES MEILLEURS VŒUX  
ET VOUS REMERCIE DE VOTRE CONFIANCE



3 av du maréchal Devaux  
ZI Nord d'Orly  
91550 PARAY VIEILLE POSTE

TÉL. : (1) 687.23.23  
TLX : 201718 F

**En 1984**

3 usines de production en Europe  
No 1 en Alimentations et DC/DC pour circuits imprimés  
82 % de commandes livrées en moins de 15 jours.  
600 produits standards répartis en 3 gammes :  
Produits moulés, chassis linéaires ou découpage,  
Modules eurorack din ou cassettes...

# P FRANCE

**...En 1985**

Fabrication Française  
50 nouveaux produits,  
hybridation, passage aux nouvelles  
normes VDE classe 2  
Nouvelles technologies, Matériel PTT  
18 distributeurs officiels en France  
avec stock.

DISTRIBUTEURS OFFICIELS  
COMPTOIRS MORIN ELECTRIQUE - DIM-INTER - DISCOM - IDEM  
FACHOT ELECTRONIQUE - FRANCE LOG - L'IMPULSION - REBOUL  
MORIN INDUSTRIE - R.T.F. - SONEGIN - WILLIAMSON ELECTRONIQUE  
SUPRADIS

## **BBC commercialise ses premiers GTO**

*Après avoir développé depuis deux ans des GTO pour ses propres besoins, BBC vient de décider d'en commercialiser une gamme sous forme de modules et échantillonne actuellement le premier élément de cette gamme, à savoir un modèle GRR 90/2 x 90 A blocables/1 500 V, avec ses diodes antiparallèles.*

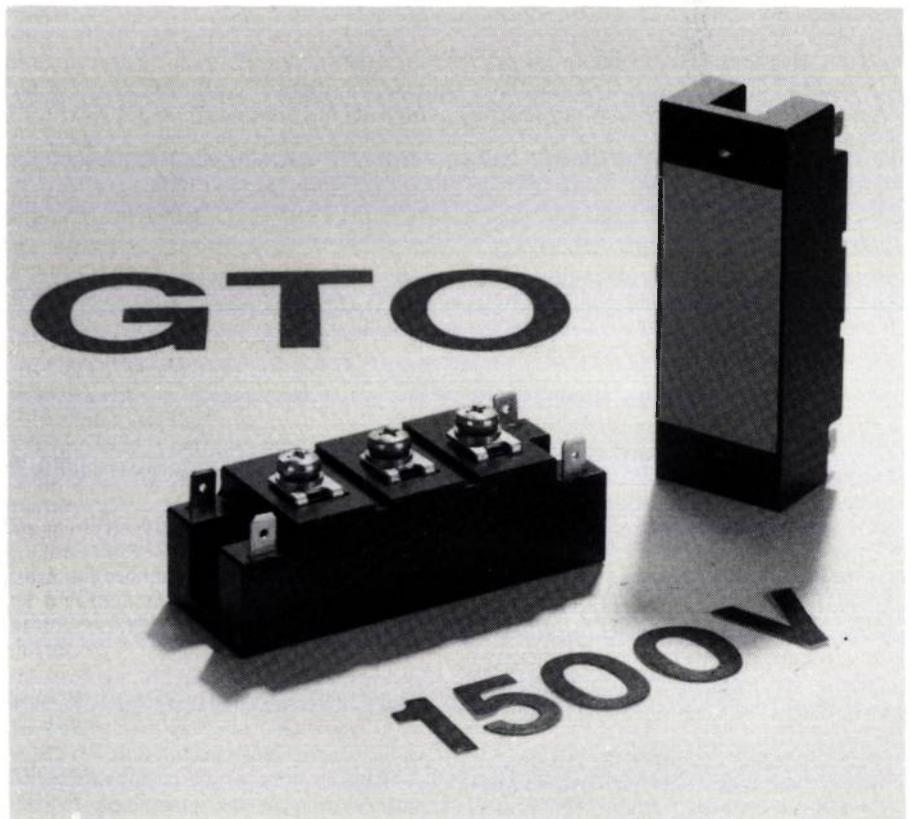
Cet élément, qui peut d'ores et déjà être produit en quantités, sera suivi, mi-85, d'un modèle 2x 160 A blocables/1 500 V puis, en 1986, d'un modèle 2 x 400 A blocables/1 500 V.

Ces modules font appel à des puces développées par BBC même et non sous licence. Les deux premiers ont des dimensions identiques, et sont compatibles avec ceux de *Mitsubishi* (93 x 34 x 30 mm<sup>3</sup>). Le troisième n'est pas encore défini exactement mais aura des dimensions voisines de 104 x 60 x 30 mm<sup>3</sup>.

On notera que les modules de BBC présentent la particularité de faire appel à un socle en alumine et non métallique, ce qui a l'avantage d'éviter, dans un système, un niveau métallique intermédiaire entre la puce et le radiateur, celui qui sert habituellement de support de fixation au boîtier et qui reçoit le substrat isolé supportant les puces. Ici, la fixation se fait grâce à des trous percés dans la matière plastique.

Le GRR 90 admet 2x 30 A efficaces et présente un temps de déstockage de 5,1 µs. Les GRR 160 et GRR 400 qui suivront admettront des intensités efficaces respectives de 2 x 125 A, et présenteront également un temps de déstockage de l'ordre de 5 µs. Tous ces modèles seront proposés avec des tenues en tension V<sub>DRM</sub> de 800 V à 1 500 V.

Les fabrications de GTO en Europe se multiplient donc actuellement, cha-



que société ayant une certaine spécialisation en fonction de sa vocation et des principaux marchés couverts : *Philips* est pour l'instant spécialisé dans les intensités inférieures à 60 A blocables. *AEG* (sous licence *Hitachi*) et *BBC* s'attaquent au milieu de gamme, jusqu'à

100 A blocables aujourd'hui et 200 A ou 400 A blocables demain. *MEDL*, *Thomson-CSF* et *Ansaldo*, enfin, préfèrent les éléments de très forte puissance intégrés sur des tranches entières.

**JPDM**

## **Thomson va produire des GTO sous licence Marconi**

*Thomson Semiconducteurs et la société britannique MEDL (Marconi) viennent de signer un accord, au terme duquel Thomson pourra bénéficier de la technologie GTO de MEDL pour débiter une production dans ce domaine dans les premiers mois de 1985 et MEDL pourra acquérir le savoir-faire de Thomson/Tours en matière de MOS de puissance. Il s'agit d'un échange pur, aucune somme d'argent n'étant en jeu.*

Cet accord est relativement important car pour la première fois, en effet, les utilisateurs français vont pouvoir disposer, non seulement d'une source européenne de GTO (ce qui était déjà le cas avec les composants de *MEDL*, *AEG*, *BBC*, *Philips* et *Ansaldo*) indépendante des bons vouloirs de livraisons des Japonais, mais aussi de deux sources totalement compatibles au niveau technologique (ce qui n'avait jusqu'ici jamais été le cas sauf entre *AEG* et *Hitachi*).

### **Un produit européen**

Cela fait plus de 15 ans que l'on savait que *Thomson* étudiait des GTO et l'on apprend maintenant que cette société va acquérir sa technologie en Grande-Bretagne. Avez-vous échec ? Non. Plutôt preuve de réalisme industriel.

Certes, il est possible d'épilouter sur le fait qu'aucun effort n'ait été fait en France il y a cinq ans dans ce secteur d'activité, alors que les Japonais y menaient une grande offensive. Mais souvenons-nous : les rendements de fabrication étaient faibles ; à cette époque les utilisateurs étaient échaudés par des échecs successifs de *RCA*, *GE*, et *Unitrode* entre autres, et *Thomson*... faisait des pertes en semiconducteurs discrets, pertes qui ne lui permettaient pas de prendre de risques.

Aujourd'hui, le contexte a changé :

- les Japonais (et *Philips*) ont prouvé que les rendements des GTO pouvaient être économiquement acceptables ;
- les défauts techniques de jeunesse ont disparu ;
- tous les utilisateurs sont maintenant convaincus qu'au-delà de 1 200 V, en commutation forcée de grande puissance, le GTO est le composant le mieux adapté dans de nom-

breux cas et en particulier en traction électrique.

*Thomson Semiconducteurs* discrets ne pouvait donc pas ne pas réagir. Repartir de zéro n'était économiquement pas raisonnable car le marché de ces dispositifs n'a pas une importance suffisante pour permettre l'amortissement d'études coûteuses : le marché mondial libre (ou non captif si l'on préfère) des GTO au-delà de 20 A ne devrait pas dépasser 100 M\$ d'ici 1988 en partant de pratiquement 0 en 1983. (A titre indicatif, l'investissement de *MEDL* dans cette opération est de l'ordre de 20 MF). Restaient donc les possibilités de passer un accord, soit avec un Japonais, soit avec un Européen, le choix étant de toute façon très restreint. Seul *MEDL* et *BBC*, en Europe, sont avancés dans ce domaine pour les hautes puissances sans être lié à un Japonais. Il se trouve que *MEDL* a accueilli chaleureusement la proposition de *Thomson*, la technologie MOS de puissance de ce dernier (entre autres pour applications téléphoniques) l'intéressant en particulier pour les besoins du groupe *Marconi*. Un échange a ainsi été signé fin octobre et annoncé officiellement le 14 novembre dernier. Grâce à lui, *Thomson* pourra fabriquer à Tours un produit difficile et coûteux, au marché restreint à ce jour, sans avoir à investir des sommes non amortissables à moyen terme. Ce produit aura en outre — et pour cause — une seconde source européenne, ce qui représente un frein de moins à l'adoption des GTO par les utilisateurs européens.

### **Un marché potentiel de 100 M\$**

Selon *Thomson*, le marché potentiel des GTO, au-delà de 100 A, couvre 48 % du marché total des thyristors de grande puissance estimé aujourd'hui à 200 M\$.

Trois types d'utilisation sont particulièrement concernés :

- la traction avec les moteurs d'entraînement et les auxiliaires ;
- la variation de vitesse des moteurs ;
- les alimentations sans coupure.

La traction est prête, aujourd'hui, à passer au GTO (le GTO apporte en effet dans ce secteur une réduction de poids appréciable pour les convertisseurs statiques) ; la variation de vitesse hésite, les alimentations sans coupure en sont encore à une phase d'évaluation.

A court terme, le principal marché sera donc la traction électrique. La moitié du CA des thyristors dans ce domaine va aux auxiliaires qui travaillent sous 380 V dans les trains. Le GTO qui sera apprécié dans cet usage sera un modèle 600 A commutables/1 400 V (200 A moyens) réalisables en pratique sur des tranches de silicium de 30 mm de diamètre. (Les moteurs de laminoirs, entre autres, pourraient aussi être intéressés par ce produit à court terme).

Pour la traction proprement dite, la *RATP* et les réseaux de tramway, qui utilisent le 750 V ou le 500 V pour leurs caténaires, demandent des dispositifs 2 500 V/600 A ou 1 000 A commutables. Des applications de variations de vitesse sous 600 V en Allemagne et en Scandinavie appellent aussi un tel dispositif.

Pour les applications sur caténaire 1 500 V de la SNCF, enfin, des GTO supportant 4 500 V sont nécessaires.

Le premier produit cité 600 A/1 400 V sera le premier produit fabriqué par *Thomson* dès cette année. Il sera suivi du modèle 2 500 V à court terme, dès que *MEDL* maîtrisera sa technologie. Les GTO 4 500 V en sont pour l'instant encore au stade du laboratoire chez *MEDL*.

Thomson souhaite, en 1985, inscrire à son catalogue un modèle 1 400 V/150 A sous forme de module, un 1 400 V/600 A sur tranche de 30 mm, un 2 500 V/450 A toujours sur tranche de 30 mm, enfin un 2 500 V/1 000 A sur tranche de 50 mm.

Les thyristors représentent actuellement 40 % de l'activité de l'usine de

Tours de Thomson, le tiers du CA total étant réalisé en forte puissance. Le marché du thyristor/triac croît, selon Thomson, à un rythme de 12 %/an et cette croissance devrait se poursuivre jusqu'en 1987 ou 1988 (exceptionnellement, cette croissance a atteint +25 % en 1984). Il représente à l'heure actuelle un marché de 360 M\$ dans le monde.

Les thyristors et triacs représentent aujourd'hui plus de 10 % de l'activité semiconducteurs de Thomson Semiconducteurs discrets. Le CA correspondant, chez Thomson, s'est accru de 55 % de 1982 à 1983 et de 60 % de 1983 à 84. En 1985, la croissance espérée est encore de +30 %.

JPDM

## Grâce à une technologie MOS améliorée le transistor « 3055 » devient plus économique en MOS qu'en bipolaire

Motorola vient de franchir un seuil psychologique en matière de transistor MOS de puissance en annonçant une version MOS de l'ancêtre des transistors de puissance bipolaire né il y a vingt ans, le « 3055 », et cela pour des performances supérieures et un coût global inférieur dans son environnement.

Le nouveau transistor, baptisé MTP 3055 A, qui est proposé à 5 F par 10 000 pièces en boîtier TO220, fait partie d'une nouvelle famille « TMOS III » dite de troisième génération chez Motorola. Cette génération fait appel aux motifs les plus fins actuellement sur le marché avec une taille de cellule de 12  $\mu\text{m}$  de côté et un espacement intercellulaire de 10  $\mu\text{m}$ .

Cette technologie permet de réduire les dimensions des puces à résistance série donnée, donc de baisser les coûts. Ainsi, le deuxième élément de la famille TMOS III, le MTP 14 N05A (50 V/0,10  $\Omega$ ) est-il proposé à 13 F par cent pièces, et le troisième, le MTP 16N05A (50 V/0,08  $\Omega$ ) à 14,5 F par cent pièces.

A ce niveau de prix, il est clair que le MOS de puissance a beaucoup d'arguments pour supplanter son homologue bipolaire en basse tension.

Progressivement, Motorola va convertir toute sa gamme de MOS de

TECHNOLOGIE	TMOS I	TMOS II	TMOS III
TAILLE PUCE	1	0,7	0,4
R <sub>DS(ON)</sub>	1	0,1	0,1
g <sub>m</sub>	1	1,0	1,1
C <sub>ISS</sub>	1	0,9	0,72
C <sub>OSS</sub>	1	0,6	0,4
C <sub>RSS</sub>	1	0,8	0,5
t <sub>rr</sub>	1	0,4	0,3
V <sub>sd</sub>	1	1,0	1,1
t <sub>on</sub>	1	0,7	0,4
t <sub>off</sub>	1	0,7	0,4
dv/dt	1	1,5	1,8

Fig. 1 : Amélioration de la technologie MOS dans le temps chez Motorola en prenant pour référence les caractéristiques de la 1<sup>ère</sup> génération (facteur 1) et à résistance série donnée.

puissance dans sa technologie TMOS III.

### Vers 70 % du marché en basse tension

En matière de MOS de puissance basse tension, les records tombent

régulièrement. Ainsi, la génération TMOS I de Motorola comportait-elle 7 000 cellules MOS/mm<sup>2</sup>; les « éconofet » de Siemens introduits il y a un an et demi sont arrivés à 9 000 cellules/mm<sup>2</sup>; les TMOS II de Motorola (début 1984) ont ensuite pratiquement atteint les 10 000 cellules/mm<sup>2</sup>; IR, en août dernier, a marqué une étape

# Produits nouveaux

CARACTERISTIQUES	TMOS I MTP15N05	TMOS II MTP15N05	TMOS III MTP16N05A
BVDSS	50 V	50 V	50 V
RDSON max. AT ID	0,16 7,5 A	0,16 7,5 A	0,08 8 A
Taille de puce	14,5 mm <sup>2</sup>	8,53 mm <sup>2</sup>	5,94 mm <sup>2</sup>
Test à 10 A/4 khz avec un rapport cyclique de 14 %	74 °C	71 °C	66 °C
T <sub>rr</sub> max.	325 ns	150 ns	100 ns

Fig. 2 : Comparaison de trois MOS Motorola dont les dates de naissance s'étalent sur 2 ans.

	BASSE TENSION	HAUTE TENSION
Résistance Canal	70 %	10 %
Résistance JFET	10 %	10 %
Résistance Substrat	20 %	80 %
Résistance totale	100 %	100 %

Fig. 3 : La partie résistive d'un MOS peut se décomposer en trois parties : résistance canal, résistance JFET et résistance substrat. Pour les MOS haute tension (400 V), la résistance substrat est prépondérante (80 %) et ne pourra guère baisser dans le temps car la résistivité doit être élevée pour supporter la tension. Pour les MOS basse tension, par contre, c'est la résistance de canal qui est la plus élevée (70 %) ; elle dépend du nombre de cellules MOS/mm<sup>2</sup>, donc du degré de sophistication de la lithographie/gravure utilisée. Les progrès possibles sont ici encore importants car on ne voit pas encore de limite aux progrès de la lithographie/gravure.

avec 13 500 cellules/mm<sup>2</sup>. Aujourd'hui, Motorola arrive à 16 000 cellules/mm<sup>2</sup>. Pour l'instant, le produit résistance série par surface de puce suit cette évolution : le MTP15N05, par exemple, chez Motorola (0,16 Ω/50 V), avait une surface de puce de 14,5 mm<sup>2</sup> en technologie TMOS 1 et 8,53 mm<sup>2</sup> en technologie TMOS 2 ; avec la 3<sup>e</sup> génération, sa référence devient MTP 16N05A (0,05 Ω/50 V) et sa surface de puce tombe à 5,94 mm<sup>2</sup>. La performance de ce point de vue a ainsi été multipliée par cinq en deux ans !

## Des avantages secondaires

L'écart avec les concurrents est maintenant sensible : sauf erreur à 50 V, Siemens et IR arrivent à 0,1 Ω avec une puce de 8 mm<sup>2</sup> alors que Motorola parvient à 0,08 Ω avec une

puce de 5,94 mm<sup>2</sup>. Un produit de 0,8 Ω × mm<sup>2</sup> contre 0,47 Ω × mm<sup>2</sup> pour Motorola : un écart qui pourrait compter dans les coûts à rendement de fabrication comparable.

La troisième génération MOS de Motorola apporte également des avantages du point de vue rapidité puisque les capacités parasites sont réduites ; ainsi, le temps de recouvrement de la diode parasite passe de 150 ns pour le dernier MTP 15N05 à 100 ns pour le nouveau MTP 16N05A. Ce dernier offre par ailleurs une capacité de 500 pF max en entrée, de 200 pF max en sortie et de 100 pF en transfert. La charge de la porte demande 17 nC max sous 10 V. Le temps de coupure, de 85 ns max, n'appelle pas de commentaire.

En température, alors que la résistance typique du produit est de 0,07 Ω à 25 °C, elle passe à 0,095 Ω à 100 °C.

Motorola s'est livré à des comparaisons de coût des MOS par rapport aux bipolaires dans leur environnement. Ainsi, compte tenu du prix des circuits de commande, un TMOS 1 coûtait 1,7 fois plus qu'un 2N3055 il y a 2 ans ; le TMOS 2 était 1,1 fois plus coûteux début 84 ; le MTP 3055A, par contre, serait 20 % moins cher dans son environnement.

Motorola estime ainsi que la part du MOS sur le marché de la moyenne puissance va passer de 10 à 15 % aujourd'hui à 50 % d'ici 1990, au détriment du bipolaire. En basse tension, cette part atteindrait même 70 % à 80 % en 1990. Motorola prend toutefois dans ses estimations l'expression MOS au sens large : en fait, en 1990, les discrets n'entreraient que pour 70 % dans le CA concerné contre 30 % pour les circuits intégrés MOS de puissance.

Motorola dispose de 350 produits MOS de puissance depuis fin 84, dont les trois produits annoncés aujourd'hui en technologie TMOS III. En 1985, tous les produits annoncés seront du type TMOS III. La gamme sera progressivement étendue jusqu'à 100 V et jusqu'à 200 A environ (en plusieurs puces). Actuellement, Motorola utilise 11 tailles de puce basse tension (de 0,25 mm<sup>2</sup> à 40 mm<sup>2</sup>) et 7 tailles de puces haute tension (de 1,5 mm<sup>2</sup> à 40 mm<sup>2</sup>) pour couvrir son catalogue.

## La butée de la tension

Les progrès sont-ils encore possibles en matière de MOS basse tension ? La réponse est positive et nos lecteurs intéressés par les évolutions futures possibles des MOS sont invités à se reporter à notre édition n° 4 page 39 où Motorola a réalisé tous les calculs théoriques concernant l'évolution

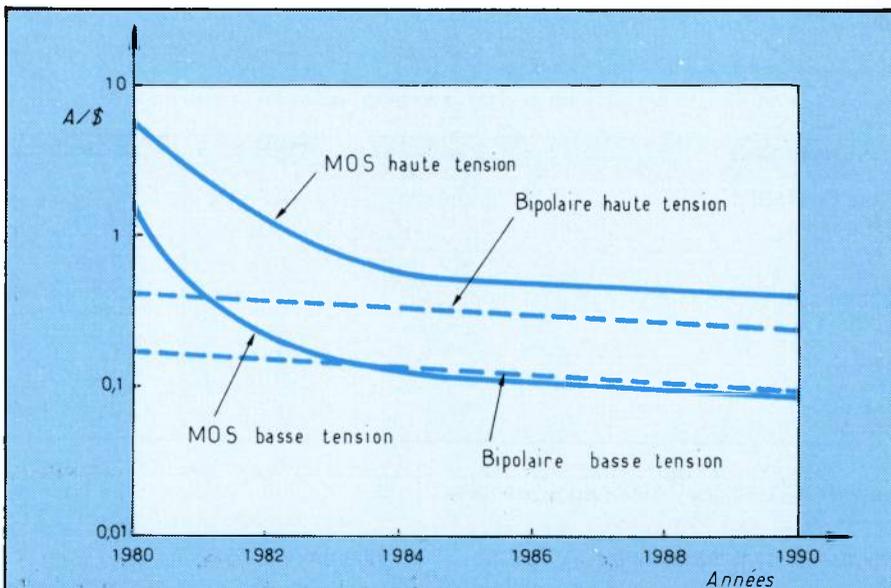


Fig. 4 : Evolution du coût de l'ampère commuté (en \$) dans le temps selon Motorola/USA. Ces courbes n'appellent pas de commentaires pour les bipolaires et les MOS haute tension bien que les années 84 et 85 seront des années où la pression sur les prix sera particulièrement forte du fait de surcapacités de production, ce qui ne se voit pas ici ; elle n'a par contre aucune chance d'être vérifiée pour les MOS basse tension du fait de la concurrence qui se fait jour dans ce domaine. Des divisions de prix par trois en trois ans ne nous étonneraient guère du fait des améliorations technologiques qui auront lieu. Cette remarque est bien entendu valable pour des produits de plusieurs dizaines d'ampères où le prix de la puce est nettement plus élevé que le prix du boîtier et des tests.

possible des résistances séries des MOS en fonction de la tension à supporter. Les TMOS III annoncés aujourd'hui présentent un produit résistance  $\times$  surface de puce de  $0,47 \Omega \times \text{mm}^2$  et se situent de ce fait très près de la courbe théorique pour le point 50 V correspondant à un produit longueur de canal ( $1 \mu\text{m}$ )  $\times$  distance intercellulaire ( $10 \mu\text{m}$ ) de  $10 \mu\text{m}^2$ .

Il se pourrait fort bien que, dès cette année, des MOS avec un produit de  $3 \mu\text{m} \times 1 \mu\text{m}$  (résistance divisée par trois) soient annoncés : le matériel pour faire ces MOS existe d'ores et déjà et est utilisé pour réaliser des circuits intégrés avancés mais les fabricants de semi-conducteurs accepte-

ront-ils cet investissement très coûteux pour des produits économiques ?

La crise de surproduction des semi-conducteurs qui s'annonce pourrait peut-être accélérer le mouvement : mieux vaut employer des machines sophistiquées normalement utilisées pour réaliser des circuits complexes à faire des MOS de puissance, plutôt que de les sous-utiliser en attendant que la crise se résorbe. Mais les machines vouées aux circuits intégrés ne sont que très rarement sur les mêmes sites que celles vouées au MOS...

On notera que, pour un produit de  $3 \mu\text{m}^2$ , seuls les MOS à tenue en

tension inférieure à 50 V pourront bénéficier pleinement de l'amélioration géométrique.

Entre 3 et  $1 \mu\text{m}^2$ , si l'on veut maintenir cette tenue en tension de 50 V, l'amélioration de la résistance ne sera plus proportionnelle à l'amélioration géométrique. Une division par dix des résistances actuelles n'est donc guère envisageable à moyen terme pour 50 V et avec des moyens technologiques connus. Une division par trois de ces résistances semble ne dépendre que de volontés d'investissements. Entre les deux, tout est ouvert pour les trois années qui viennent...

JP Della Mussia

## International Rectifier introduit la notion de « thyristor à la carte »

*International Rectifier vient de « repenser » complètement son catalogue thyristors de puissance afin d'améliorer ses produits, son service, et de rationaliser sa production.*

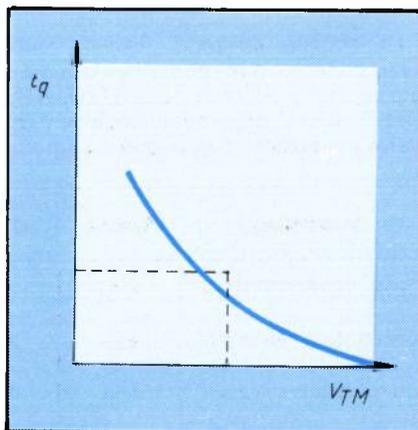
L'amélioration des produits est basée sur l'introduction de deux modifications technologiques :

- utilisation de dix types de résistivité pour le silicium de base afin d'optimiser les performances des produits en fonction de leur tenue en tension ;
- adoption d'une technologie de bombardement électronique des tranches afin d'ajuster le compromis temps de désamorçage/chute de tension directe en fonction du désir des clients ; c'est cette importante innovation dans le service qui fait dire à IR qu'il propose maintenant des thyristors « à la carte ».

### Un besoin, un produit

La variété des besoins exprimés en matière de thyristors a conduit les fabricants à multiplier les modèles proposés, les quantités à produire faiblissant pour chaque modèle au fur et à mesure que le choix augmentait.

Pour rationaliser leur production, les fabricants ont ainsi introduit la notion de tri pour des lots de fabrication, les



Le concept de « thyristor à la carte » permet à l'utilisateur de choisir soit son temps de désamorçage, soit sa chute de tension directe en fonction de ses besoins. La relation entre les deux paramètres est toutefois fixe.

modèles supportant les tensions les plus faibles étant en fait des modèles dégradés des versions optimales. Les versions faibles tensions avaient ainsi les mêmes chutes de tension et le même temps de désamorçage que le

modèle phare, ce qui n'était pas très rationnel et ne pouvait se justifier qu'économiquement, tant que la concurrence technique n'était pas trop vive.

Ainsi IR, par exemple, utilisait le même silicium de base pour ses produits 200 V à 1 600 V et un autre silicium pour ses produits 1 200 V à 2 400 V. Pour des commandes importantes, IR acceptait de réaliser des modifications de process pour changer certaines caractéristiques, mais cette opération avait pour conséquence de perturber la production générale.

Désormais, International Rectifier adopte donc 10 résistivités de silicium pour couvrir l'ensemble de sa gamme, par pas de 400 V jusqu'à 3 200 V, et pour 4 200 V et 5 000 V au-delà. L'approche est un peu la même que pour les MOS de puissance où chaque type de matériau ne sert qu'à faire une gamme étroite de produits. IR utilisera d'ailleurs son expérience en MOS pour gérer une production de thyristors. Cette production ne se fera plus par ailleurs que dans une seule usine dans

# Produits nouveaux

le monde, aux U.S.A. L'usine anglaise arrête donc ses diffusions.

Les tranches utilisées variant d'un diamètre de 15 mm à 77 mm en 8 valeurs, *IR* a été amené à définir une « matrice » de tous ses produits, la plupart existant en variété standard et rapide, la plupart également étant accompagnée de diodes standard et rapides.

*IR* souligne les avantages de sa matrice :

- meilleures performances globales dues à la spécification (les pertes en conduction seraient en outre plus faibles du fait d'un amincissement des tranches) ;
- large choix, y compris pour les boîtiers ;
- plus de modifications de procédés ;
- $dV/dt$  de 500 V/ $\mu$ s pour les thyristors ou 1 000 V/ $\mu$ s sur demande ;
- spécification d'un courant de gâchette minimal pour éviter une trop grande sensibilité dans les montages ;
- délais raccourcis ;
- introduction de la notion de  $tq/V_{TM}$  à la carte.

## Grâce à un bombardement électronique

Deux variations existent par rapport à la matrice de base : le déclassé et la performance à la carte que nous venons de mentionner.

La notion de produit déclassé est maintenue par *International Rectifier*, car elle correspond à une réalité, aussi bien dans les productions que dans la demande qui se contente parfois de performances inférieures si le prix peut être plus faible.

Ainsi, pour les thyristors et diodes dites standard, pour le contrôle de phase, est définie une série A, normale, et une série B, déclassée. Les semi-conducteurs de cette dernière supportent les mêmes tensions que ceux de la série A, mais présentent une chute de tension supérieure : cela s'explique simplement par le fait qu'il s'agit en fait de thyristors dérivés d'une production de la classe de tension immédiatement supérieure à celle spécifiée (par exemple 1 600 V au lieu de 1 200 V). Pour les produits B, *IR* se réserve d'ailleurs le droit de choisir une classe de silicium supérieure ou inférieure, suivant les opportunités de son planing, le but étant d'abaisser les coûts au maximum en rationalisant les productions.

Pour les thyristors et diodes rapides à usage convertisseur, le déclassement se fait uniquement sur le temps de désamorçage : 10  $\mu$ s au lieu de 7  $\mu$ s en 400 V, jusqu'à 120  $\mu$ s au lieu de 80  $\mu$ s à 2 400 V.

La performance à la carte, elle, est obtenue sur des produits de la catégorie A, à faible chute de tension et lents à l'origine. Un stock de 400 000 \$ de ces produits est actuellement mis en place aux USA et, suivant la demande, des lots sont soumis à la dernière étape de fabrication qui demande un bombardement plus ou moins intense suivant le compromis  $tq/V_{TM}$  que l'on veut obtenir (on peut revenir sur le produit initial par chauffage). Le temps pris par cette étape est négligeable dans le processus total : une journée au maximum (mais il faut encore assurer ensuite la mise sous boîtier, le test, et le marquage).

Pour les thyristors lents, la « matrice » *IR* est aujourd'hui remplie de 400 V à 2 000 V pour tous les diamètres de pastille et de 2 400 V à 3 600 V pour les diamètres de 38 mm à 77 mm. La matrice se complètera de 3 800 V à 5 000 V pour les diamètres de 52 et 77 mm à une date non encore fixée.

Pour les thyristors rapides, la plage est couverte de 400 V à 2 000 V en 18 mm à 52 mm depuis janvier. Les modèles 2 400 V de 38 à 52 mm seraient introduits d'ici mars 85.

Pour les diodes lentes, la plage va aujourd'hui de 600 V à 2 200 V en 18 mm à 77 mm. Elle s'étend jusqu'à 4 200 V en 23 à 77 mm. La date de commercialisation de la diode 5 000 V/77 mm n'est pas encore fixée.

Pour les diodes rapides, la gamme s'étend de 400 V à 2 800 V de 18 à 77 mm.

Ajoutons enfin à ces produits les thyristors interdigués : de 400 V à 2 000 V, en 30 et 38 mm. (Introduction prévue en mars). Une extension est annoncée jusqu'à 2 400 V et 52 mm.

En Europe, le stock actuellement en cours de constitution pour les produits A (au rythme de + 15 000 \$/mois) couvre les thyristors lents, rapides, et les diodes lentes.

JPDM

## Ansaldo améliore son GTO 1 400 V

La société italienne *Ansaldo* vient d'introduire sous la référence ATG 422 une version améliorée de son GTO ATG 421/1 400 V déjà commercialisé. Un nouveau boîtier céramique à grand

contact cathode et faible impédance thermique, en particulier, a permis de faire passer le courant efficace admissible de 250 A à 350 A à 85° C.

Caractéristiques	Symbole	ATG421	ATG422	Unité	Conditions de mesure
Tenue en tension répétitive	$V_{DRM}$	1 400	1 400	V	Gâchette ouverte $T_j = 125^\circ\text{C}$ , $I_D \leq 30\text{mA}$
Courant efficace admissible	$I_{RSM}$	250	350	A	$T_h = 85^\circ\text{C}$ , refroidissement double face
Courant crête contrôlable	$I_{TCM}$	400	600	A	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , $V_{DM} = 1\ 000\text{V}$ $dV_D/dt = 200\text{V}/\mu\text{s}$
Courant de surcharge	$I_{TSM}$	4.0	5.0	kA	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , 10 ms ; onde sinusoïdale
Chute de tension directe	$V_T$	3.2	2.8	V	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $I_T = 600\text{A}$
Temps d'ouverture	$t_{gq}$	14	12	$\mu\text{s}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , $V_{RG} = 15\text{V}$ $dV_D/dt = 200\text{V}/\mu\text{s}$
Courant trigger de gâchette	$I_{GT}$	2.0	2.5	A	$V_D = 12\text{V}$ , $T_j = 25^\circ\text{C}$
Tension inverse crête	$V_{RGM}$	15	18	V	$T_j = 25^\circ\text{C}$
Résistance thermique jonction/radiateur	$R_{th(j-h)}$	0.07	0.055	$^\circ\text{C}/\text{W}$	Refroidissement double face

## **Thomson SC double l'intensité de certains transistors et introduit des Darlington jusqu'à 700 V/35 A**

### **Doubler les intensités admissibles**

En deux ans, grâce à une meilleure exploitation de la surface de silicium, *Thomson Semiconducteurs* a réussi à augmenter de 30 % à 50 % l'intensité commutable par  $\text{mm}^2$  de puce de ses transistors. Le groupe introduit ainsi aujourd'hui un BUX 98 P par exemple, conditionné dans le même boîtier TOP3 que le BUX 48/10 A/400 V, mais qui grâce à la nouvelle technologie et à une augmentation de surface de puce de  $36 \text{ mm}^2$  à  $54 \text{ mm}^2$ , permet d'obtenir 20 A dans les mêmes conditions. Ce nouveau transistor prend ainsi la référence de son prédécesseur 20 A en 2 puces, le BUX 98.

Parallèlement, *Thomson* continue de réunir deux puces dans un même boîtier pour de nouveaux produits : les BUX 348 (400 V)/BUX 348 A (450 V) admettent ainsi 30 A en boîtier TO3 et les BUV 298 (400 V) et BUV 298 A (450 V) en boîtier isolé Isotop, admettent 40 A. Ces derniers réunissent deux puces du type BUX 98 nouvelle version.

Cette amélioration technologique va être également appliquée aux produits à tenue en tension inférieure à 300 V :

- les BUT 60 (125 V) et BUT 62 (300 V) admettent 20 A en boîtier TO 220 ;

- les BUT 70 (125 V) et BUT 72 (300 V) supportent jusqu'à 70 A en TOP 3 (ou TOP 3 isolés) ;

- les BUT 100 (125 V) et BUT 102 (300 V) acceptent 100 A en TO3 isolé ou non (ce boîtier n'admettait que des produits 70 A autrefois) ;

- les BUT 30 (125 V) et BUT 32 (300 V) enfin, en boîtier Isotop, sont également spécifiés à 100 A (mais pas en continu en raison de problèmes thermiques).

Ces produits sont tous échantillonnés ; pour certains, les fabrications de préséries ont déjà débuté.

### **Des Darlington par types d'applications**

*Thomson Semiconducteurs* a introduit par ailleurs, à l'occasion d'Electronica, une très importante gamme de Darlington en boîtier isolé Isotop, les uns pour commande de moteurs et convertisseurs en pont, les autres pour alimentations à découpage, montages HF ou mises en parallèle.

Tous ces Darlington sont du type à deux puces (discrets), les premiers incorporant en outre une diode rapide discrète en antiparallèle.

Les Darlington pour commandes de moteurs couvrent trois gammes de tensions : 125 V, 300 et 450 V, et 700 V ces tensions étant du type Vcew, en deça desquelles il est inutile de faire appel à un réseau d'aide à la commutation.

La gamme 125 V comprend un modèle 85 A (ESM 2012 D), la gamme 300 V les modèles 56 A (ESM 2030 D) et 85 A (ESM 3030 D), la gamme 450 V les modèles 20 A (ESM 3045 D), 35 A (ESM 4045 D), 50 A (ESM 5045 D), et 70 A (ESM 6045 D), et la gamme 700 V les modèles 17 A (ESM 3070 D), 25 A (ESM 5070 D) et 35 A (ESM 6070 D). On notera le net progrès en puissance

*La division semiconducteurs discrets de Thomson Semiconducteurs a introduit, à l'occasion d'Electronica, de très nombreuses nouveautés dont une gamme de transistors à intensité deux fois plus importante que précédemment à boîtier donné, une gamme de Darlington à usage commande de moteurs et convertisseurs en pont, une gamme de Darlington pour alimentations à découpage et une très importante gamme de diodes de roue libre ultra-rapides jusqu'à 1 000 V/85 ns : un record mondial.*

apporté par cet élément 700 V/35 A dans le catalogue de la société. Il est dû en partie à la technologie « Schwitmode II » utilisée pour ces dispositifs.

On notera que tous les Darlington 125, 300 V et 450 V permettent d'effectuer des commandes de moteurs à 20 kHz, donc à une fréquence inaudible. (C'est aussi faisable avec les Darlington 700 V mais moins facilement).

Du point de vue caractérisation, ces dispositifs sont spécifiés pour un courant de saturation égal au courant efficace traversant un moteur et pour un courant de saturation égal au courant maximum instantané de l'ondulation.

Pour montage en parallèle, sur demande, ces Darlington peuvent être fournis sans diode en antiparallèle. La deuxième base peut alors être « sortie » sur la 4<sup>e</sup> broche du boîtier, la diode étant conditionnée dans un autre boîtier identique.

En janvier, *Thomson* a par ailleurs commencé à échantillonner des Darlington pour alimentations à découpage qui sont spécifiés en Vcew (450 V) et en Vcev (1 000 V). Etant conçus pour un fonctionnement au-delà de 20 kHz, ils seront aussi appréciés pour la commande HF de moteurs de machines-outils par exemple où l'état de surface des pièces usinées ne peut admettre des variations d'aspects suivant la fréquence de l'alimentation. Ces Darlington seront dans ce cas utilisés avec un réseau d'aide à la commutation pour exploiter toutes leurs possibilités.

Trois modèles sont introduits dans cette gamme : l'ESM 3045 A est caractérisé par un  $I_{C2}/I_{B2}$  de 15 A/0,6 A,

# Produits nouveaux

l'ESM 4045 A par 25 A/1 A et l'ESM 6045 A par 50 A/2 A. Les premiers transistors de ces Darlington ont tous des gains de 40 pour une intensité collecteur 20 % inférieure à l'intensité spécifiée pour le deuxième transistor.

Un EMS 4045 A permettra par exemple de réaliser un convertisseur direct 1 kW/220 V. Un ESM 6045 A pourra servir à réaliser un demi pont asymétrique 5 kW/380 V.

## Un « Isotop » moulé

Pour tenir compte de l'avis des utilisateurs, Thomson Semiconducteurs va introduire les premiers Darlington cités avec un Isotop légèrement modifié, boîtier dont l'utilisation sera ensuite généralisée à tous les nouveaux produits faisant appel à ce type de boîtier. La production de série devrait débuter au 2<sup>e</sup> trimestre 1985. Cet Isotop a une surface de base identique à celle du

modèle actuel, mais comporte 4 connexions vissables identiques et fait appel à un moulage et non à un capot rempli d'isolant ; sa surface de base interne a en outre été augmentée et peut maintenant accueillir 210 mm<sup>2</sup> de surface de puces ; les lignes de fuite ont enfin été allongées.

Thomson a introduit par ailleurs, fin 84 un nouveau type de boîtier ressemblant à un petit Semipack et constitué en fait de deux boîtiers type TOP3 tête bêche surmoulés.

Ce boîtier appelé « Minipack 93 » admet 20 A moyens à 80 °C. Les puces glassivées étant brasées sur deux radiateurs distincts et isolés, l'ensemble présente très facilement l'isolation de 2 500 V min. et n'est pas l'objet d'un effet de bilame (torsion) dû à une embase unique. Le premier produit proposé dans ce type de boîtier est un demi-pont thyristor ; il sera suivi de couples thyristor-diode et diode-diode.

## Une diode 1 000 V/85 ns

Alors que les diodes ultra-rapides dites Superswitch II de Thomson n'existaient jusqu'ici que jusqu'à 800 V/60 ns, la société propose maintenant un produit 1 000 V/85 ns présenté sous différents boîtiers et caractérisé par un courant de recouvrement inférieur au courant direct, un recouvrement dit « progressif », et une chute de tension directe de 1,8 V. En version 12 A, cette diode est proposée en boîtier DO 4 sous la référence BYT 12 et en boîtier DO 220 sous la référence BYT 12 P (ou BYT 12 PI pour la version isolée) ; en version 30 A, elle existe en boîtier DO 5 sous la référence BYT 30, en boîtier DO 220 sous la référence BYT 30P (ou BYT 30 PI) ; en version 2 x 30 A enfin, elle est proposée en boîtier Isotop sous la référence BYT 230 PI.

JPDM

# Regain d'intérêt pour les régulateurs ferroresonnants

Quelques peu éclipsés ces dernières années, au profit des régulateurs électroniques, les ferroresonnants suscitent à nouveau l'intérêt des constructeurs d'équipements électronique et surtout informatique.

S'il est vrai que ce type de régulateur est pénalisé par son volume cet inconvénient est dans bien des cas largement contrebalancé par les avantages inhérents qu'il offre.

Avantage de durée et de fiabilité, c'est un appareil statique qui, bien construit peut présenter un MTBF supérieur à 1 000 000 heures. Faible capacité primaire-secondaire par construction, réduisant considérablement la transmission des perturbations électromagnétiques qu'elles soient générées par l'équipement (alimentation à découpage) ou transmises par le réseau. Bonne tenue en surcharge et au court circuit, l'appareil limitant lui-même le courant disponible à son secondaire. Enfin, coût notablement plus faible que celui des dispositifs électroniques équivalents.

La société MYRRA spécialisée de longue date dans les régulateurs ferroresonnants a développé récemment toute une famille de produits OEM : régulateur de tension secteurs Ferros-

Alimentation régulée ~ / = de Myrra.

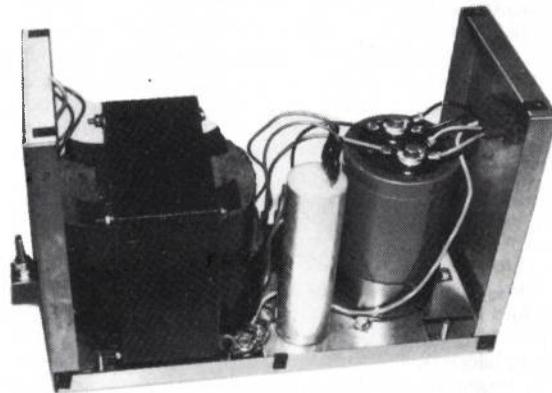
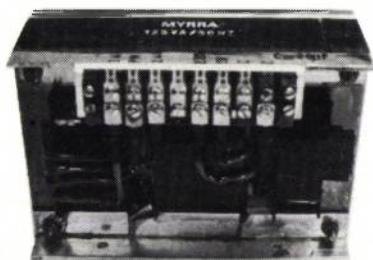


Tableau 1.

Utilisation	Forme d'onde primaire	Forme d'onde secondaire
Alim ~ / = Onduleur réseau	sinusoïdale carrée	trapézoïdale sinusoïdale
Alim = / = Régulation réseau et transformation	carrée sinusoïdale	carrée sinusoïdale



Régulateur ferro résonnant.

tab, transformateurs régulateurs pour alimentations, et alimentations régulées alternatif/continu.

Le Ferrostab destiné à fournir la tension alternative d'alimentation à tout appareil électronique sensible aux variations de tension, aux parasites et aux micro coupures, existe en puissance : 125 ; 250 ; 1 000 ; 1 500 ; 2 000 ; 3 000 VA.

Le taux global de distorsion harmoniques est  $< 3\%$  et la régulation en sortie  $+ 2,5\%$  pour  $+ 15\%$  de variation au primaire.

### Les transformateurs ferroresonants OEM pour alimentation.

Ces produits présentent le double d'intérêt d'effectuer une prérégulation et d'assurer l'isolement EMI. Différents modèles ont été développés, de caractéristiques adaptées à leur utilisation : (Tableau 1).

Les puissances proposées pour les produits standards sont échelonnées de 100 VA à 5 kVA.

Un large dimensionnement du circuit magnétique limite le champ magnétique rayonné au voisinage de ces appareils.

### Alimentations régulées alternatif/continu

Ces alimentations trouvent un emploi fréquent dans les équipements informatiques où elles assurent l'alimentation basse tension préréglée distribuée dans le système qui peut être sauvegardé simplement par adjonction d'une batterie tampon.

Six modèles standards sont disponibles (Tableau 2).

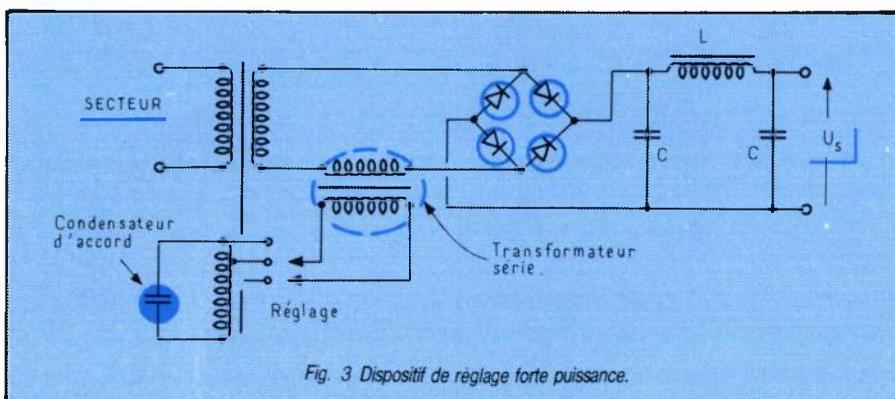
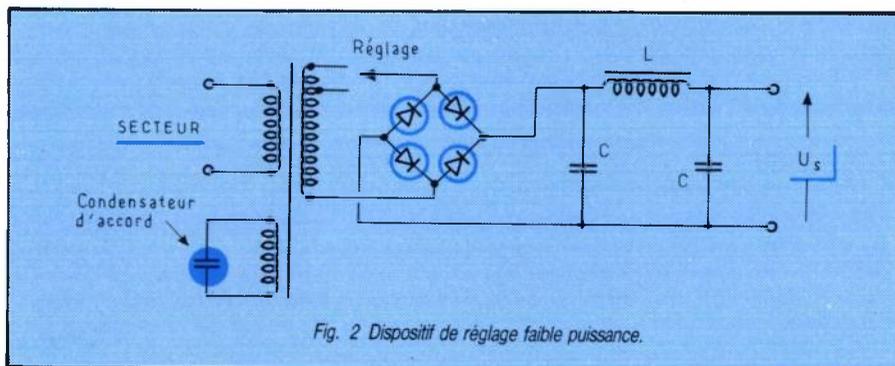
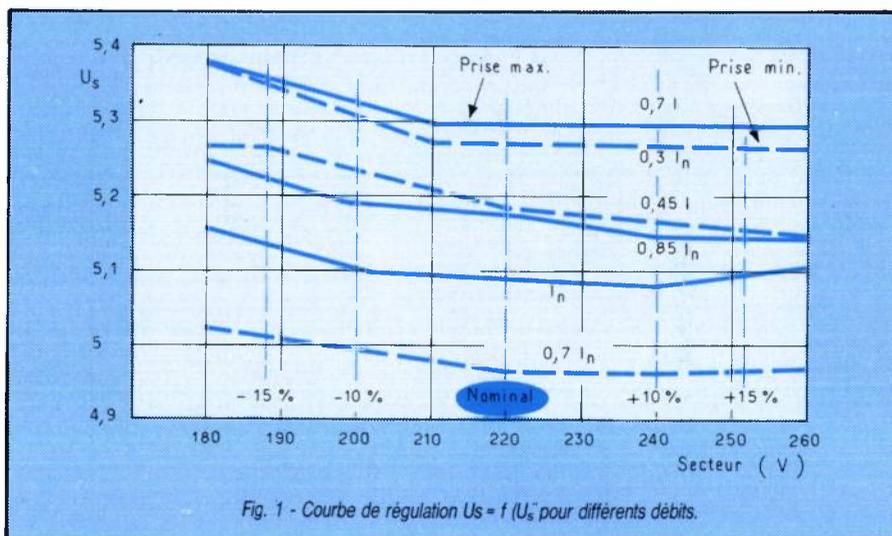
La régulation obtenue (figure 1) est de  $\pm 5\%$  de  $0,15I_n$  à  $I_n$  entre 187 et 253 V secteur.

Lorsque la tension de sortie doit être ajustée avec précision, un dispositif de réglage peut être prévu à la demande, selon les schémas (figure 2 et 3) sur lesquels une cellule de filtrage en  $\pi$  a été ajoutée pour améliorer le filtrage de l'ondulation résiduelle.

E.C.

<b>Entrée 220 V + 15 % - 50 Hz</b> (60 HZ sur demande)	Sortie 24V/5A Sortie 24V/10A Sortie 48V/5A	Masse 19 kg. H196 X L230 X E215 Chassis capoté inox amagnétique
<b>Entrée 220 V + 15 % - 50 Hz</b> (60 Hz sur demande)	Sortie 24V/15A Sortie 24V/20A Sortie 48V/10A	Masse 23 kg. H196 X L230 X E150 Chassis capoté inox amagnétique

Tableau 2.



# Motorola s'apprête à introduire son premier relais automobile intégré

Motorola devrait échantillonner dans le courant de ce trimestre et sous la référence provisoire XPC1500, son premier relais statique intégré non isolé 6 A à usage automobile.

Il s'agit d'un relais de première génération en ce sens qu'il n'intègre pas les fonctions de contrôle de bon fonctionnement, mais, à la différence du relais de RTC déjà décrit dans nos colonnes, il intègre un MOS de puissance de sortie, ce qui lui confère des caractéristiques différentes du relais RTC (qui a une sortie bipolaire ; cf EP n° 6).

RTC avait adopté un transistor bipolaire pour la sortie de son relais parce que l'industrie automobile française demandait expressément une faible chute de tension en fonctionnement, de l'ordre de 0,3 V, ce qui éliminait le MOS pour une question de taille de puce et donc de coût.

L'industrie automobile américaine, plus pragmatique, a préféré céder aux impératifs de la technologie MOS afin de pouvoir bénéficier tout de suite des avantages de cette technologie qui a, par ailleurs, toutes les chances de pouvoir baisser sa résistance série par deux d'ici un an ou deux, lorsque les grandes séries de production de ce type de relais, seront en place. La puce de Motorola occupe une surface de 20 mm<sup>2</sup> et offre une résistance série maximale de 0,125 Ω (+ 30 % à 100 °C), ce qui correspond à une chute de tension de 0,75 V à 6 A. La partie MOS 40 V en technologie proche du TMOS III occupe la moitié de la puce. L'ensemble est conditionné en boîtier TO 220/5 broches.

Si les inconvénients du MOS sont donc à ce jour évidents, ses avantages, par contre, sont nombreux :

- le circuit supporte sans inconvénient les surcharges en courant dues à l'allumage des phares (jusqu'à 16 A) ;
- du fait de la faible consommation de la commande de grille, il est facile d'intégrer un circuit dit de « pompage », éleveur de tension, afin de commander dans les meilleures conditions les parties puissances ;
- la consommation propre du circuit ne dépasse pas 0,1 mA ;
- la monotechnologie de la puce est potentiellement plus économique que des mélanges de technologies.

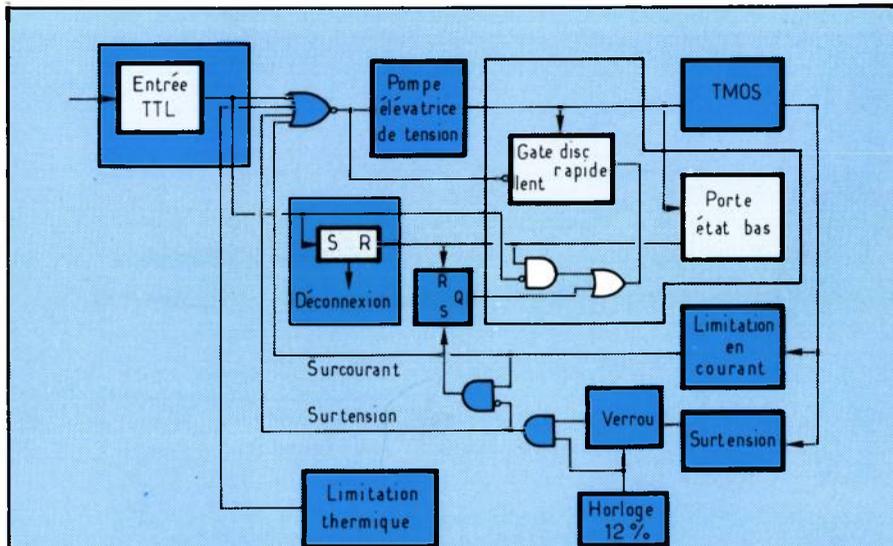


Fig. 1 : Structure du XPC 1500.

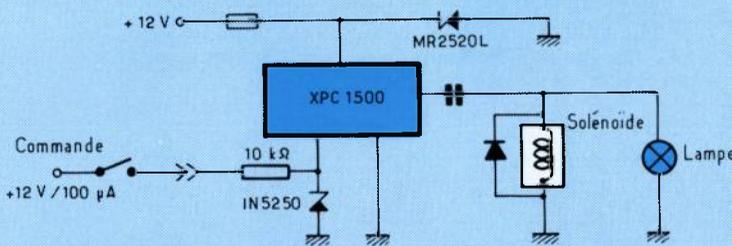


Fig. 2 : Le circuit XPC 1500 remplit la fonction relais non isolé et est adapté à la commande de charges résistives ou inductives.

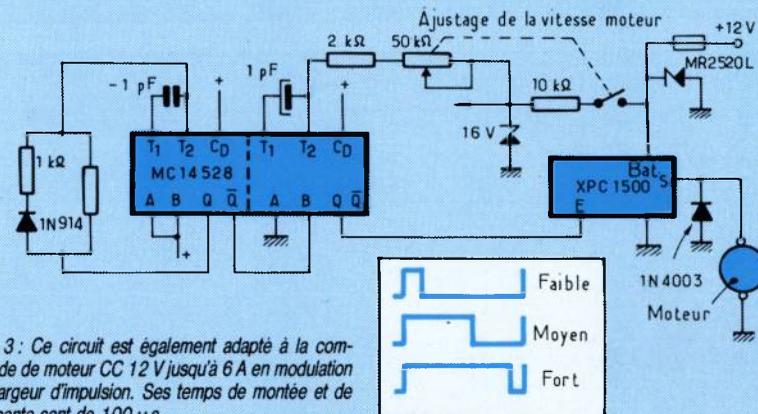


Fig. 3 : Ce circuit est également adapté à la commande de moteur CC 12V jusqu'à 6A en modulation de largeur d'impulsion. Ses temps de montée et de descente sont de 100 µs.

Les autres caractéristiques sont classiques :

- entrée C-MOS ou TTL ;
- présence d'un limiteur de courant avec retardateur pour allumage des filaments ;
- circuit de protection contre les

surtensions (qui sera probablement ajusté à 40 V) ;

- circuit de protection thermique.

La version suivante comportera en outre un circuit de détection de fautes.

JPDM

## IR introduit des données sur la fiabilité dans ses feuilles de spécifications de MOS

International Rectifier vient d'introduire dans ses feuilles de spécifications de MOS des graphiques sur la fiabilité de ses produits en fonction de la température de fonctionnement. L'un prend pour paramètre la tension grille source et donne le temps nécessaire pour obtenir 1 % de pièces défectueuses. L'autre prend pour paramètre le

taux de confiance et fournit le nombre de défauts en 10<sup>9</sup> h de fonctionnement (FIT) ou en pourcentage pour 1 000 h de fonctionnement. Les graphiques portent une date à laquelle ils étaient valables. Les graphiques présentés ici correspondent à des MOS IRF 610 à 613 (600 V/1,5 Ω).

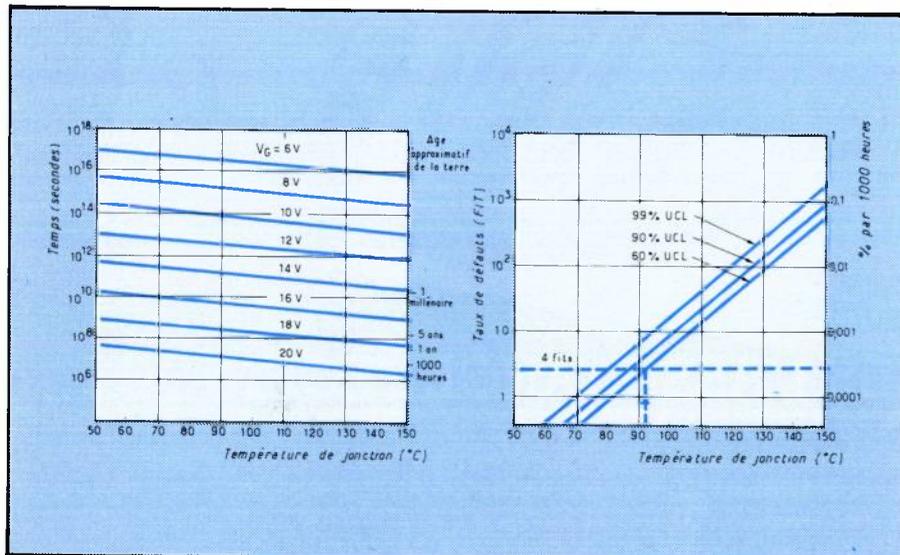


Fig. 1 : Temps typique pour constater 1 % de défauts en fonction de la tension grille source.

Fig. 3 : Taux de défauts typique HTRB (High Temperature Reverse Bias).

## En bref

■ Un Darlington 500 A/150 V : *Motorola* devrait introduire dans les semaines qui viennent un Darlington 500 A/150 V dans son gros boîtier « 346 ». Il sera suivi d'un modèle 200 A.

■ *IR* introduit actuellement des ponts triphasés en boîtier type « Sanken » faisant appel à 6 MOS de puissance (taille 2) sur substrat d'alumine moulé et supportant 2A/100 ou 200 V par branche.

■ Une famille de transistors de puissance bipolaires de commutation fabriquée par *RCA* vient d'être qualifiée JAN TX par le *DESC* (Defense Electronics Supply Center). La famille PNP 2N6211/6212 et 6213 a reçu la qualification MIL-S-19500/461 qui correspond au niveau le plus élevé.

■ *Motorola* vient de lancer, en deuxième source des séries IRF 100, 200, 500 et 600, 64 MOS de puissance TMOS, offrant une économie de 10 à 25 % sur le prix en quantités égales ou supérieures à 100. Ils sont caractérisés par une tension de 60 à 200 V et un courant de 3,5 à 40 A.

■ *IR* devrait bientôt introduire des MOS de puissance en boîtier TO247.

■ *Motorola* devrait introduire dans les semaines qui viennent un Darlington supportant 1 000 V sur son aire de sécurité, admettant 50 A, et à temps de descente de 200 ns à cette intensité. Ce temps remarquablement faible pour un tel dispositif est dû à la technologie Switchmode III employée. Il s'agira d'un dispositif à cinq puces en boîtier 346 dont le gain attendu est de 15 à 50 A. La diode discrète associée en antiparallèle présentera un temps de recouvrement de l'ordre de 150 ns. Par rapport au module 50 A/600 V existant (réf. 10051) il faut s'attendre à un supplément de prix de 25 % à 30 %.

# Feutrier

## LA PUISSANCE

LA PUISSANCE  
LA PUISSANCE



**MOTOROLA**  
Semiconducteurs S.A.

**La Puissance de MOTOROLA**  
Pour répondre à vos besoins en électronique de puissance, MOTOROLA propose:

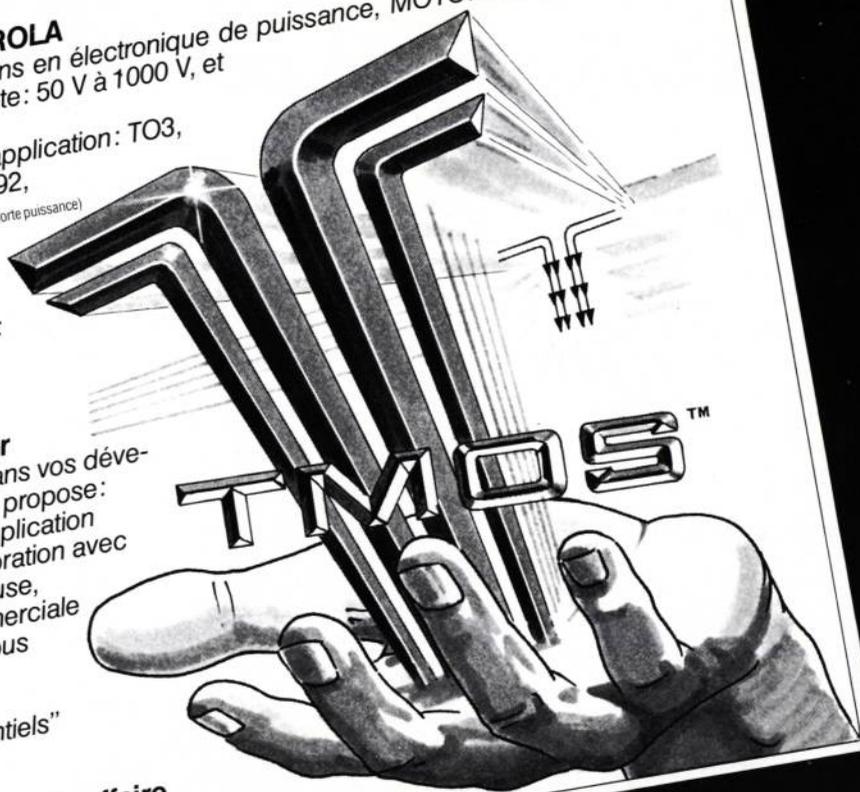
- la gamme la plus complète: 50 V à 1000 V, et jusqu'à plus de 200 A
- un boîtier pour chaque application: TO3, TO218 (TO3P), TO39, TO92, TO220, HPC et MPC (boîtiers forte puissance)
- des performances de leader: 0,009  $\Omega$  RDSON (MTE 200 NO5)
- la qualité MOTOROLA: 100 PPM garantis.

### La Puissance de distribution Feutrier

Pour vous soutenir dans vos développements, Feutrier propose:

- un laboratoire d'application travaillant en collaboration avec MOTOROLA Toulouse,
- une équipe commerciale efficace, prête à vous conseiller et vous orienter sur les produits "préférentiels" en stock.

**La Puissance, c'est l'affaire de MOTOROLA et FEUTRIER.**



LA DISTRI

PLUS L'ASSISTANCE TECHNIQUE

# Feutrier



LA DISTRIBUTION  
PLUS L'ASSISTANCE TECHNIQUE

**Rhône-Alpes**

42271 St-Priest-en-Jarez rue des Trois Glorieuses Tél. (77) 74.67.33 + Télex 300 021 F

**Ile-de-France**

92150 Suresnes 8 rue Benoît-Malon Tél. (1) 772.46.46 + Télex 610 237 F

**Est**

54500 Vandœuvre Centre Les Nations - Bd de l'Europe Tél. (8) 351.24.44 + Télex 960 929 F

**Nord**

59350 Saint-André-lez-Lille 13 rue Victor-Hugo Tél. (20) 51.21.33 + Télex 120 257 F

**Ouest**

29219 Brest Le Relecq-Kerhuon Tél. (98) 28.27.73 + Télex 940 930 F

44200 Nantes 1 rue Videment Tél. (40) 48.09.44 + Télex Iso/Bur 710 129 F

35100 Rennes 10 bis, avenue de Crimée Tél. (99) 51.13.11 + Télex 740 468 F

**Sud-Ouest**

31000 Toulouse 89 rue Riquet Tél. (61) 62.34.72 + Télex 530 089 F

33075 Bordeaux "Le Concorde" 22 quai Bacalan Tél. (56) 39.51.21 + Télex 540 030 Réf. 522

**Provence**

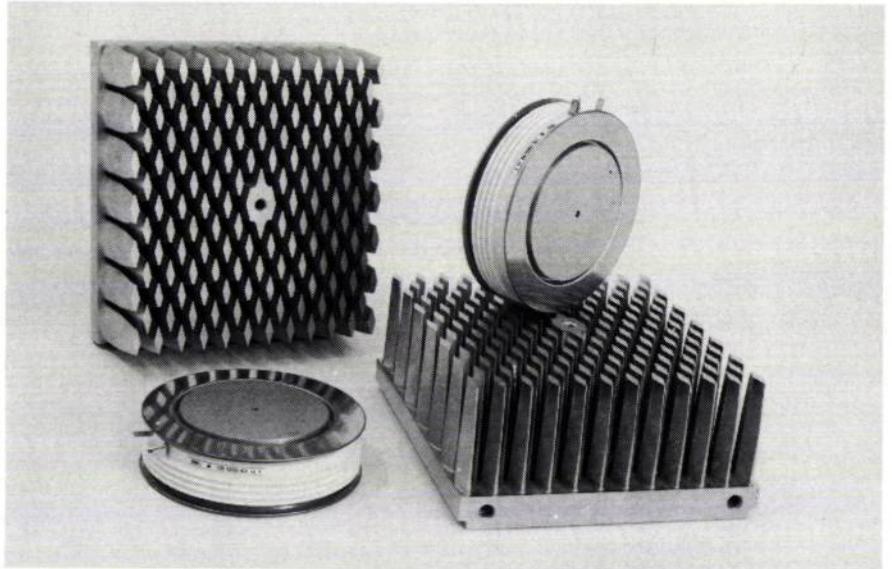
13470 Carnoux avenue Laplace Tél. (42) 82.16.41

## COMPOSANTS ACTIFS

### Un thyristor 4400 V/1 350 A

BBC vient d'annoncer un thyristor en boîtier 5" sous la référence CS 1302 capable de supporter de 3 200 V à 4 400 V et admettant 1 350 A moyens à 85°C ou 35 kA crête pendant 10 ms. Le radiateur associable présente une résistance thermique de 0,025°C/W avec un débit d'air de 0,3 m<sup>3</sup>/s.

(Figure 1)



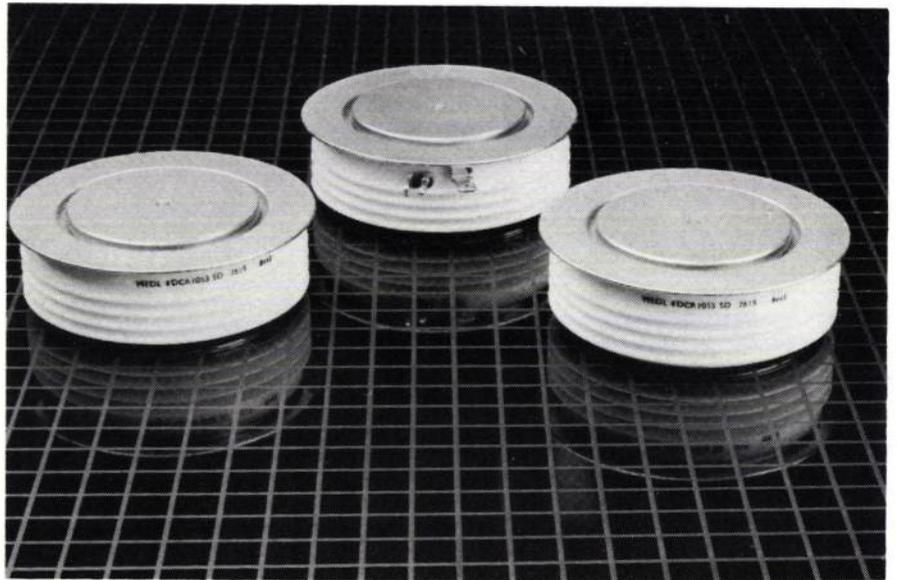
### Thyristors à extinction rapide

M.E.D.L. introduit sous la référence DCR 1053 une famille de thyristors à extinction rapide, pouvant supporter 2 000 à 2 500 V crête jusqu'à 7 kHz avec un courant permanent de 750 A et un courant de surcharge de 16 000 A.

La gachette interdigitée ne nécessite que 500 mA de courant de commande et le temps d'estimation est de 150 ns.

Cette famille de thyristors est livrée en boîtiers plats de 75 mm de diamètre permettant le refroidissement sur les deux faces.

(Figure 2)



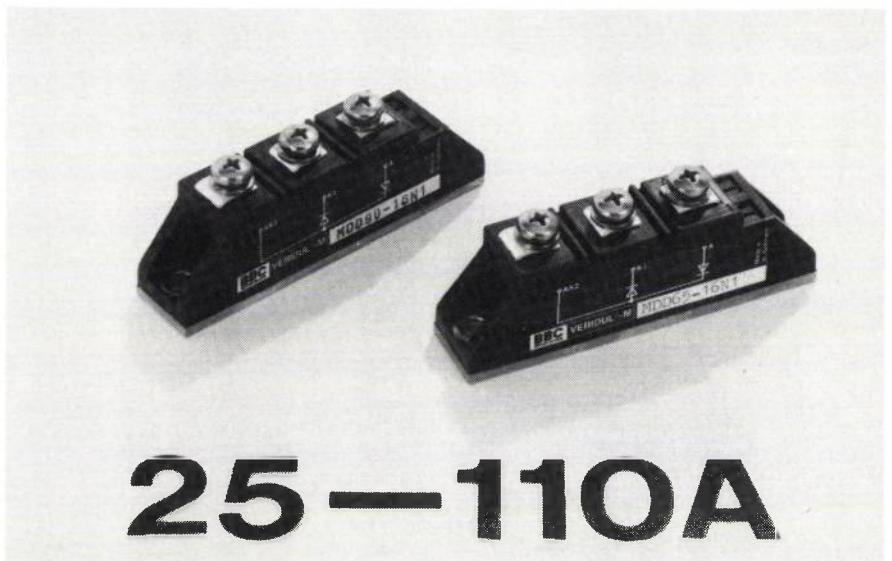
### Des ponts de diode 25 A, 100 à 1 200 V

MEDL commercialise, sous la référence MB25, une famille de ponts de diodes 25 A pouvant supporter des tensions de 100 à 1 200 V. Ces ponts peuvent supporter des surcharges de courant de 350 A pendant 10 ms.

### Module à diodes 110 A

BBC vient d'élargir sa gamme de modules de diodes MDD avec deux modèles en boîtier TO 240 AA isolé, admettant 2 x 65 A et 2 x 110 A. Les tenues en tension variant de 400 V à 1 600 V.

(Figure 3)



$$\frac{1}{2} \\ \frac{3}{3}$$



## Diodes de commutation rapide

MEDL annonce une famille de diodes de commutation dont le temps de recouvrement ne dépasse pas  $4,5 \mu\text{s}$  pour certains modèles (DSF 1112). Comme complément de la famille de thyristors DCR, la famille DSF peut atteindre 4 000 V de tension inverse et un courant de 2 590 A. Sa faible chute de tension est obtenue par l'utilisation de pastille de silicium de 50 mm.

(Figure 4)

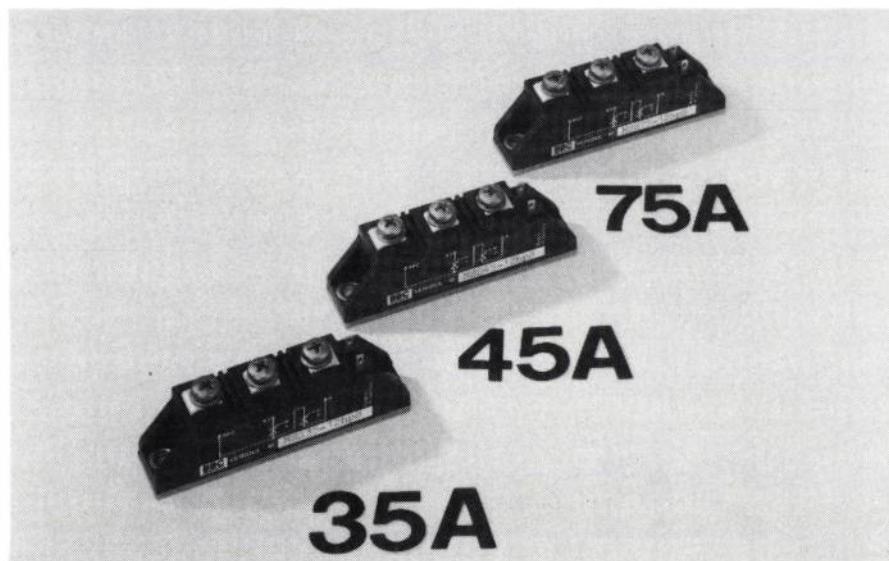
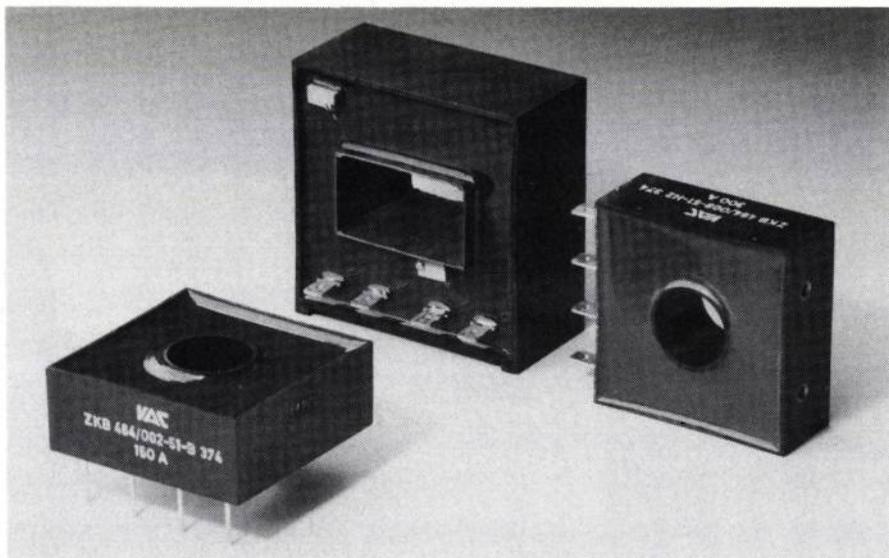
## VAC « électronique » ses détecteurs de courant

A l'occasion de l'exposition Electronica 84, VAC, représenté en France par *Baloffet*, a présenté des détecteurs actifs de courant, qui, en plus du circuit magnétique et de l'élément Hall, comprennent un circuit électronique dans un boîtier. Ce circuit électronique sert à la compensation des écarts et des effets thermiques. Trois éléments standards pour 150, 300 et 500 A ainsi que des types spéciaux pour un courant nominal pouvant atteindre 15 kA sont actuellement livrables. D'autres types sont à l'étude ; dans certains cas, des spécifications particulières de clients peuvent être réalisées.

En partant d'une même configuration de base, le procédé d'évaluation ou de mesure électronique est déterminé par le courant nominal. Pour les courants importants (typiquement au-dessus de 150 A), un procédé à image directe est avantageux : la tension Hall produite par le courant mesuré sert directement de signal.

Pour les courants plus faibles, un procédé de compensation offrant les avantages d'une meilleure stabilité du zéro et d'une linéarité améliorée est adopté (avec une consommation d'énergie plus élevée à cause du courant de compensation).

Les détecteurs de courant sont livrés sous forme de composants prêts au montage, complètement enrobés et équipés des dispositifs de raccordement correspondants, par exemple pour le montage sur circuit imprimé, ou pour l'installation debout avec des fiches pour connecteurs ou cosses à câbles vers le haut ou sur le côté. Les



$\frac{4}{5}$   
 $\frac{6}{6}$

courants les plus forts pouvant être mesurés avec ces détecteurs se situent actuellement autour de 15 kA. En général, la sortie donnera un signal de tension dont la valeur nominale dépend de la tension d'alimentation,  $\pm 10$  V étant une valeur typique.

Les détecteurs de courant de la société VAC ont surtout été étudiés comme composants pour l'automatisation, et moins pour l'emploi comme transformateurs de mesure de précision. Ils sont ainsi adaptés à la régulation, par exemple pour la construction de machines-outils, pour les processus électrochimiques ou pour la régulation de moteurs.

(Figure 5)

### Modules de diodes rapides jusqu'à 54 A

BBC vient d'introduire deux modules de diodes rapides en boîtier TO 240 AA, l'un, de référence MQQ31, admettant 33 A avec un temps de recouvrement de 150 à 500 ns, l'autre, de référence MQQ51 admettant 54 A avec un temps de recouvrement de 120 à 200 ns.

### Diodes haute tension, haute température

EDI représenté par ISC France annonce une série de diodes haute tension haute température obtenues grâce à des procédés de diffusion exclusifs. Cette série HTD5 présenterait une grande stabilité et un faible courant de fuite à des températures dépassant 175 °C et la tension inverse de crête atteint 5 000 V.

### Modules thyristors jusqu'à 75 A

BBC propose maintenant trois modules thyristors en boîtier isolé TO 240 AA à temps de déstockage inférieur à 15  $\mu$ s. Ces modules admettent 35 A continus à 85°C (MSS35), 45 A (MSS45) et 75 A (MSS75) mais supportent respectivement pendant 10 ns 1 000 A, 1 150 A et 1 350 A. Ils sont proposés entre 400 V et 1200 V.

(Figure 6)

**25 à 2250 W avec  
100 000 h MTBF min.**

série	hauteur	profond.	largeur
25 W	99		74 mm
50 W			
100			
150			
250			
500 W	99 mm		
750 W	127 mm	320 mm	140 mm
1500 W	127 mm	320 mm	230 mm
2250 W	127 mm	320 mm	340 mm

### Série SY, alimentations haute puissance jusqu'à 450 A

Tension d'entrée ajustable:

85- 132 VAC et  
170- 264 VAC

Sorties simples ou multiples: 2; 3,6; 5; 12; 15; 24; 36 VAC

### Nouvelle série «Label OR»

ultra compacte, 750, 1500 et 2250 watts suivant les normes: IEC 380/435, UL 144/478, CSA 143/154, EMI/RFI, FCC Docket 20780A



**SHINDENGEN**  
ELECTRIC MFG CO. LTD.

Fiable, compacte,  
économique

F11/85

#### Représentation pour la France:

AK électronique  
20/22 rue des 4 frères Peignot  
F-75015 PARIS  
Téléphone: (1) 575 53 53  
Télex: 202 288

**pesco**

POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE

du 24 au 28 juin 1985

Toulouse

Université Paul Sabatier

électronique de **PUISSANCE**

sera présente



meilleur lorsque le poste est éteint depuis une télécommande (« stand by »). Car en ce cas, l'alimentation à découpage continue de fonctionner à vide.

Siemens monte ses nouvelles thermostances CTP pour alimentation à découpage dans des boîtiers en matière plastique auto-extinguible, des contacts à pression garantissant, selon le fabricant, une utilisation quasi illimitée. La tension de service peut atteindre 350 V<sub>eff</sub> à 60°C. Le boîtier à base carrée (7 mm de côté) n'a que 10 mm de haut.

(Figure 8)

## Une résistance de 2W ± 0,05 %

Présenté dans un boîtier métallique, déjà couramment utilisé pour les résistances bobinées de puissance de la série RH, ce nouveau composant résistif de Sfernice dénommé RFK25 allie précision et stabilité à une puissance de 2 W à 70 °C. La gamme de valeurs ohmiques s'étage de 25 Ω à 200 k Ω et la tolérance sur valeur ohmique peut atteindre ± 0,05 %.

Le coefficient de température typique dans la gamme de température -55 °C à +155 °C est de ± 5 ppm/°C.

La stabilité en charge à la puissance nominale est inférieure à 500 ppm. L'élément résistif est surmoulé et protégé par un boîtier radiateur en aluminium anodisé.

(Figure 9)

## Inductances torriques

Sprague a développé toute une gamme de bobinages pour alimentation à découpage, dont les inductances torriques pour antiparasite série 94 Z et pour stockage d'énergie série 95 Z.

La série 94 Z est destinée à l'élimination des parasites transmis en mode commun. Les bobinages symétriques sont équilibrés à 1 % près pour annuler le courant différentiel entre enroulements, et ceux-ci ont une distance d'isolement de 3 mm.

Les inductances disponibles sont comprises entre 1 et 16 mH pour des courants traversant de 1,8 à 7,5 A.

La série 95 Z d'inductances de lissage est disponible pour des courants de 6 à 17 A et avec des valeurs au courant nominal de 14 à 335 μH la

valeur de l'inductance à vide étant sensiblement double.

Tous ces bobinages ont une température limite de fonctionnement de 130 °C et sont présentés partiellement encapsulés en montage vertical (séries 94 Z et 95 Z) ou totalement encapsulés pour montage à plat (série 94 Z).

## Relais semiconducteur

W. GUNTHER GmbH représenté par ISC France propose une série de relais à semiconducteurs pour montage sur circuit imprimé.

Cette série 8430 est plus particulièrement conçue pour la commutation de charges inductives ou résistives en triphasé 380 V dont le courant commuté peut atteindre 2 A à 50 °C.

L'isolement entre circuit de commande et circuit de charge est réalisé par un relais à lame souple (reed) d'une durée de vie de 10<sup>6</sup> manœuvres.

Le relais 8430 est présenté en boîtier moulé supportant une tension d'essais de 4125 V et assurant une distance de contournement de 15 mm.

## Relais statique 90 A

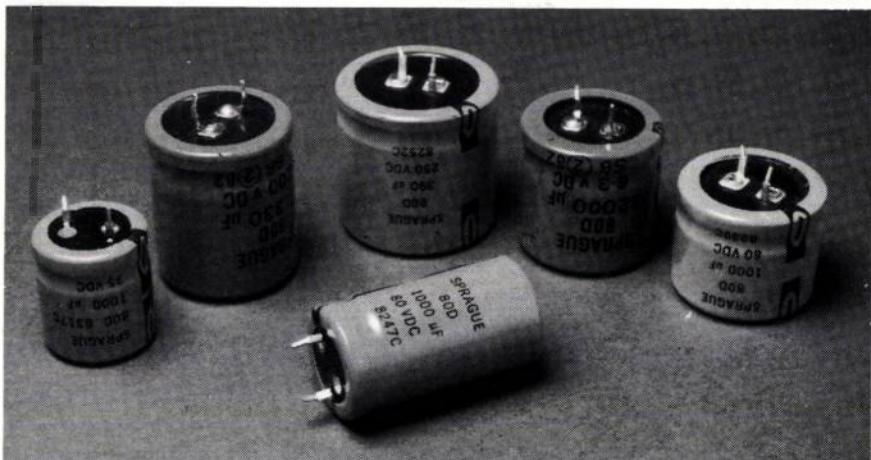
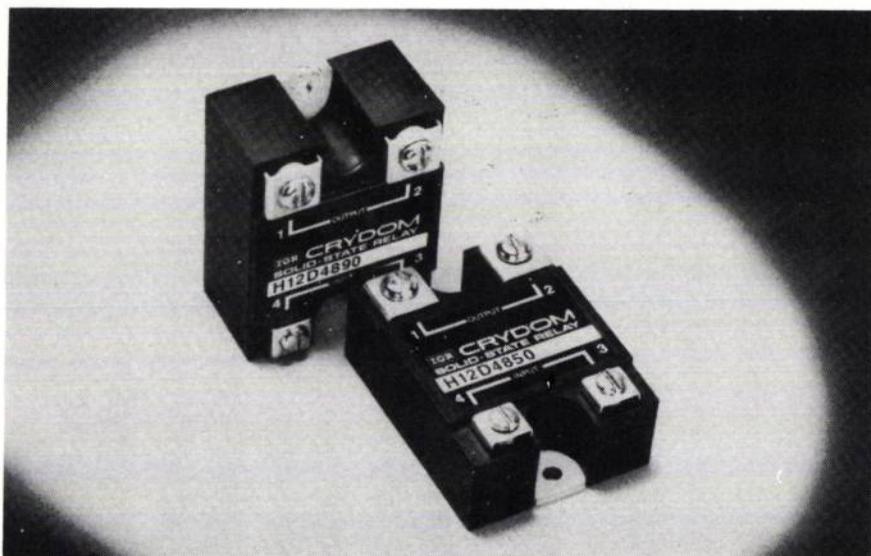
International Rectifier complète sa gamme de relais Crydom avec un modèle pouvant commuter 90 A sous 480 V alternatifs. Le circuit de sortie de ces relais se compose de deux thyristors montés en antiparallèle assurant un fonctionnement correct même en présence de transitoires de 1 200 V. La commutation de tension s'effectue au zéro. L'isolement circuit de commande/charge, de 3 750 V efficace, est obtenu par un optocoupleur et les tensions de commande sont comprises entre 4 et 32 V CC.

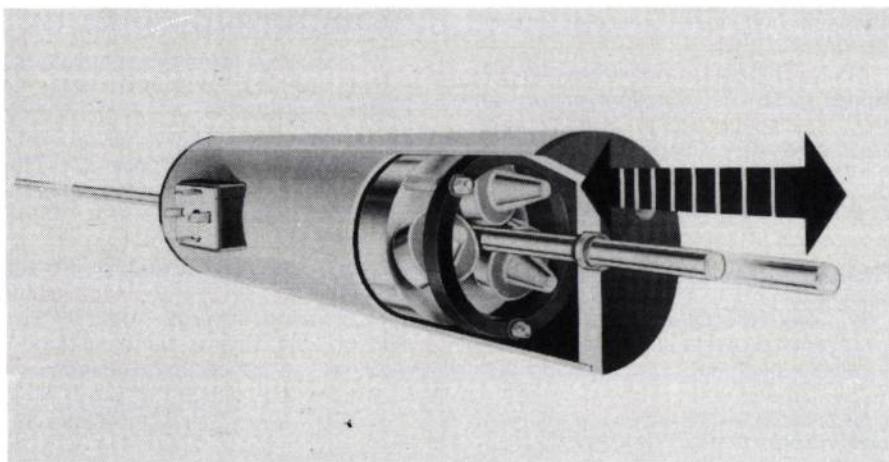
(Figure 10)

## Condensateurs taille basse

Sprague introduit une série de condensateurs électrolytiques cylindriques en taille basse. Cette série BOD, plus particulièrement destinée au filtrage, est conçue pour implantation sur circuits imprimés. Les valeurs disponibles sont comprises entre 100 et 33 000 μF pour des tensions d'utilisation de 6,3 à 250 V continu.

(Figure 11)





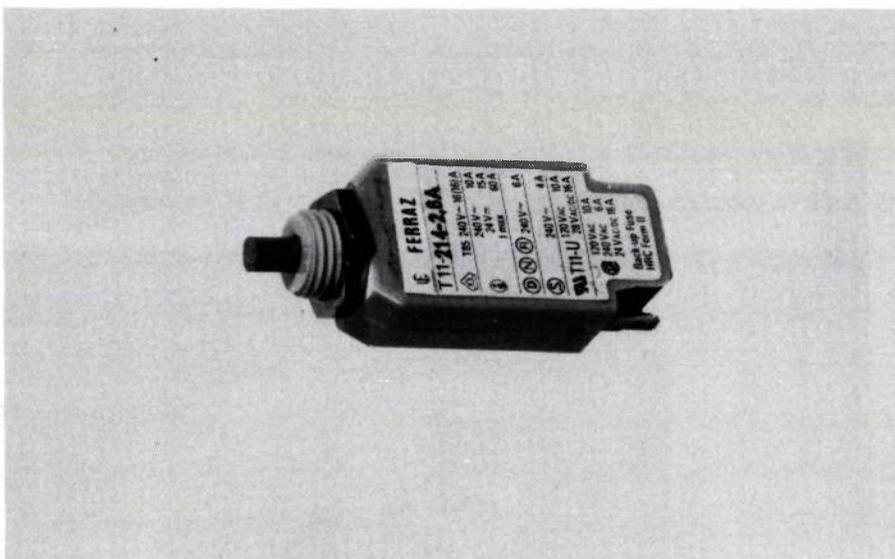
## COMPOSANTS ELECTRO MECANIQUES

### Entraînements linéaires

La firme Suisse *Magnétic Electromotoren SA* développe, à la demande, des entraînements électriques linéaires dont la photo donne une idée du principe de fonctionnement.

Les applications de ces entraînements sont très variées, et, on peut notamment citer leur utilisation pour la fermeture des portes des ascenseurs de la Tour Eiffel.

(Figure 12)



### Minidisjoncteur

*Ferraz* présente une série de minidisjoncteurs, unipolaires et bipolaires, destinés à la protection d'appareils électriques tels que moteurs, transformateurs, etc.

Cette série est composée des disjoncteurs type :

T 11 et T 12 à déclenchement thermique.

TM 12 à déclenchement magnétique rapide ou retardé.

Ces disjoncteurs peuvent être livrés avec contacts auxiliaires calibres et tensions :

T 11 0,1 à 6 A 240 V alternatif.

T 11 0,1 à 16 A 24 V alternatif au continu.

T 12 0,1 à 16 A 240 V alternatif.

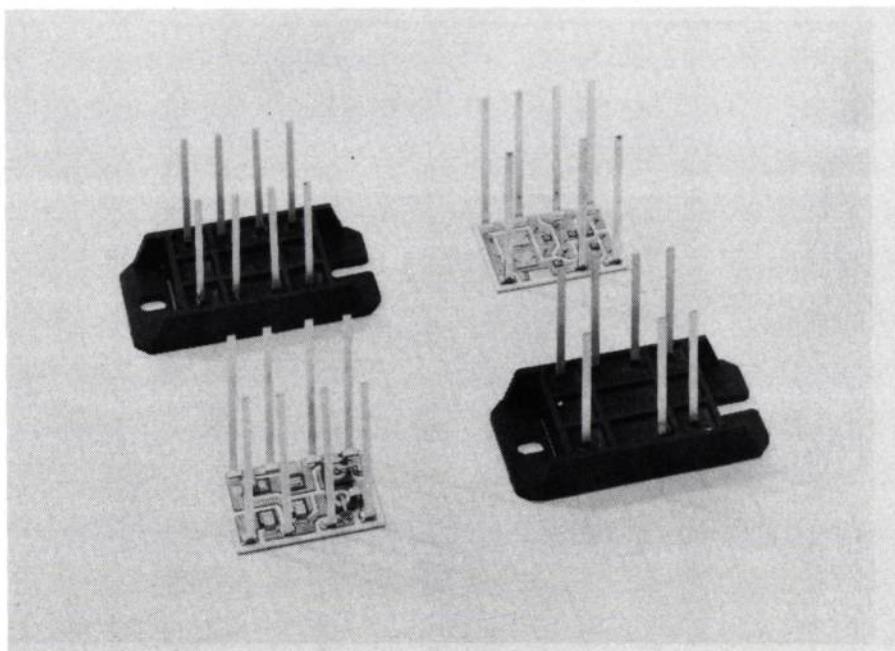
T 12 0,1 à 25 A 24 V alternatif au continu.

TM 12 0,05 à 16 A 240 V alternatif.

TM 12 0,005 à 16 A 24 V alternatif au continu.

Une visualisation immédiate en cas de défaut est assurée par la position du bouton poussoir.

(Figure 13)



## OEM

### Hybrides de puissance à la demande

*BBC* propose désormais ses services pour la réalisation d'hybrides de

12  
13  
14

puissance à la demande. La société fait appel à des substrats céramiques, un module plastique vissable, et des sorties par fils ou par bandes.

(Figure 14)

## Alimentations forte puissance

Une gamme d'alimentation de forte puissance, série PM 2900, a été réalisée par la société américaine *Pioneer Magnetics* représentée par *Yrel*; elle comprend des blocs monotension et multitension (2 à 5 voies) de 250 à 1 000 W.

## Circuit de surveillance de tension

Ces circuits proposés par *Lambda Electronique* sont destinés à être associés à une source de tension continue, une alimentation stabilisée par exemple; ils permettent de disposer d'un contact (ouvert ou fermé) tant que la tension délivrée par cette source se trouve à l'intérieur des limites prédéterminées par l'utilisateur.

En associant en série les sorties de plusieurs de ces circuits on peut obtenir un contact donnant une information de « bon fonctionnement » de l'ensemble des sources de tension d'un système.

Tension nominale surveillée (volt)	Référence du circuit à utiliser	Plage de réglage possible (volts)
5	CSL 0506	4,2 à 10
6		
12	CSL 1215	6 à 20
15		
24	CSL 2430	14 à 35
28		
30		

## Modules régulateurs de tension à découpage

La division Systèmes de *SGS* propose maintenant une série complète de modules régulateurs de tension à découpage.

La nouvelle série GS-R400, qui offre de nombreuses valeurs de tension de sorties différentes (5, 12, 15, 24 V et réglable), peut délivrer jusqu'à 4 A en sortie, avec un rendement pouvant atteindre 90%; la puissance maximale délivrée est de 160 W (40 V/4 A).

Ces modules, directement montables sur une plaquette de circuit imprimé sont protégés contre les perturbations électromagnétiques et comportent des fonctions supplémentaires telles que :

- Réinitialisation
- Démarrage progressif
- Inhibition
- Commande de régulation à distance
- Protection contre les courts-circuits et protection thermique
- Protection contre les surtensions d'alimentation.

## Alimentations forte puissance

*Lambda Electronique* propose avec sa série 820 une gamme d'alimentations couvrant les plages de tension 0/7,5 à 0/60 V et de courant 15/300 à 2,5/50A.

Ces alimentations présentées en rack standard 19 pouces x 3 unités assurent une régulation de charge de  $2,10^{-4}$  à tension constante avec un bruit à la sortie, ondulation résiduelle comprise de 10 à 15 mV efficace et 50 ou 100 mV crête selon les modèles.

L'entrée réseau est prévue pour des triphasés 220 V entre phases. Un auto-transformateur triphasé 220/380 V est disponible sous la référence ATR 4000.

## Commande de moteurs à courant continu

*Unitrode* représenté *Unirep* annonce un circuit de commande de moteur à courant continu : le L 292.

Le L 292 est un circuit monolithique seconde source de *SGS* encapsulé dans un boîtier Multiwatt 15 broches qui contient un oscillateur de fréquence triangulaire, un amplificateur d'erreurs, un comparateur PWM et un amplificateur de courant de détection.

Le dispositif comporte un étage de sortie en pont H délivrant un courant de 2 A sous 36 V. Le circuit de protection comprend une sortie d'inhibition à faible tension et une protection thermique.

Le L 292 est destiné à entraîner les moteurs à courant continu qui commandent et positionnent les dispositifs utilisés par exemple dans les machines à écrire, les imprimantes, les tables traçantes et autres périphériques d'ordinateurs.

## Alimentation enfichable à découpage

*FRIWO* représenté par les *Etablissements Stambouli Electronique* propose une série d'alimentations enfichables pouvant délivrer jusqu'à 20 VA.

Selon les modèles les tensions et intensités disponibles sont :

5 V 3 A ; 8 V 2 A ; 10 V 1,5 A ; 15 V 1 A ; 24 V 0,65 A.

L'antiparasitage est conforme à la norme VDE 0871 Courbe B et le bruit total en sortie est 2 %.

La régulation de charge est 0,5 % de 0 à 100 % et le rendement à pleine charge est selon les modèles compris entre 68 et 72 %. Ces alimentations sont présentées sous capot plastique de 80 x 128 x 40 mm. (Partie saillante de la fiche non comprise).

## Ventilateur extra plat

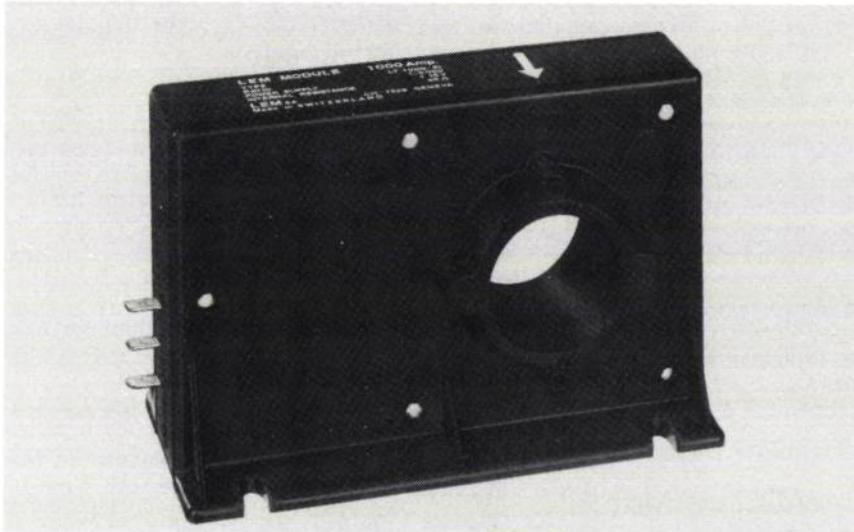
Le ventilateur sans doute le plus plat du marché vient d'être créé par la société Suisse *MICRONEL* représenté par *BICEL*.

Ce ventilateur modèle F 57 AB n'a qu'une épaisseur de 14 mm (pour une longueur et une largeur de 62 mm, poids total : 45 g). Alimenté en 12 ou 24 V continu, ce ventilateur peut débiter 300 l/mn pour un niveau de pression acoustique de 36 dB. Le débit d'air est réglable par variation de la tension et la puissance électrique nominale n'est que de 2 W.

Sa durée de vie en exploitation continue est d'au moins 10 000 heures.

## Alimentation 3 kVA

La société *Powercom* introduit un module d'alimentation à découpage de 3 kVA pour applications industrielle. Ce module, alimenté en 380 V triphasé, travaille à une fréquence de découpage supérieure à 20 kHz et délivre du 48 V continu avec un rendement de 92 %.



## INSTRUMENTATION

### Capteur de courant économique

LEM spécialiste depuis de nombreuses années des capteurs de courant à effet Hall, a présenté à PCI un nouveau modèle qui malgré un coût modique (155 FS), offre néanmoins de très bonnes performances.

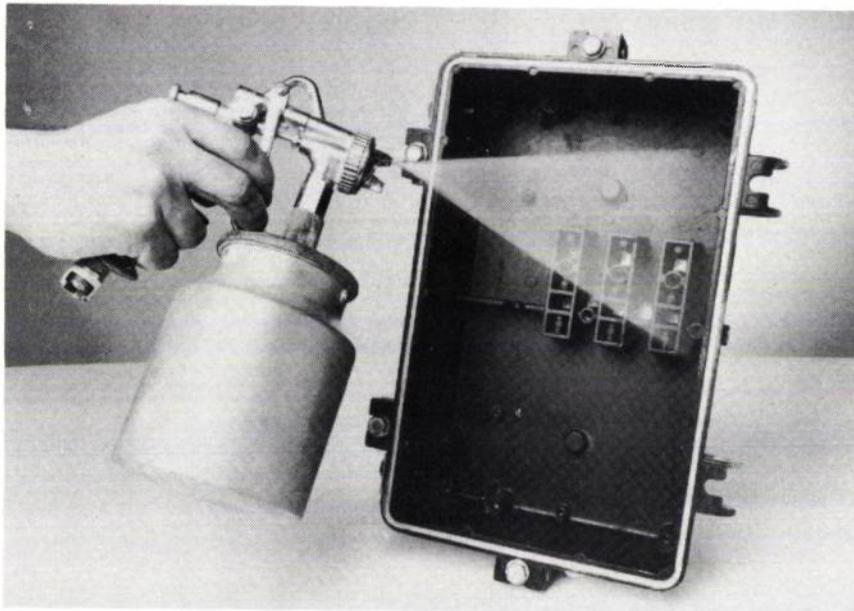
Le LT 1000 SI permet la mesure de courants continu alternatif ou impulsionnel, avec une bande passante supérieure à 100 kHz, dans une plage de  $\pm 1\,500\text{ A}$ .

La précision de la mesure est de  $0,5\% I_n$  avec une linéarité de  $0,1\% I_n$  et une dérive thermique inférieure à  $0,5 \times 10^{-4} \times I_n / ^\circ\text{C}$ . Le temps de réponse est inférieur à 1 ns, et la précision n'est pas affectée par des  $di/dt$  de  $50\text{ A}/\mu\text{s}$ .

Le capteur est contenu dans un boîtier en matière moulée auto-extinguible de  $160 \times 74 \times 102\text{ mm}$  permettant le passage d'un câble de  $40\text{ mm}$  de diamètre. Les bornes d'alimentation (+ et - 15 V) sont du type Faston  $6,35 \times 0,8\text{ mm}$ .

Le courant délivré est de  $200\text{ mA}$  pour  $1\,000\text{ A}$ , et la consommation de l'appareil à vide est de  $20\text{ mA}$ .

(Figure 15)



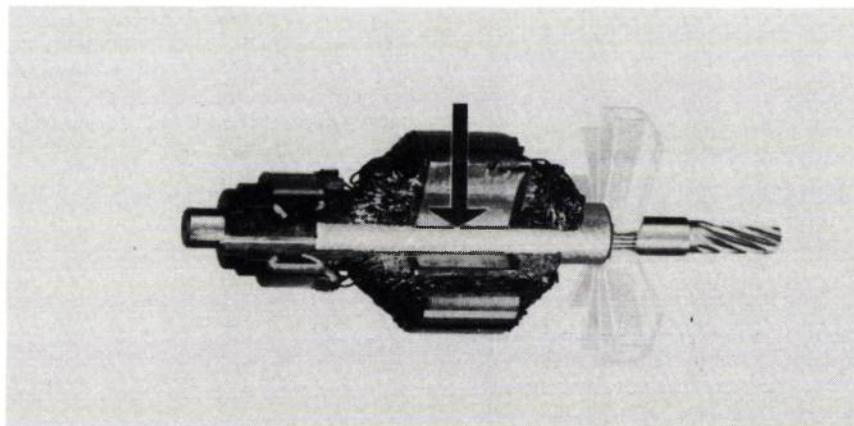
### Capteurs d'intensité

Vacuumschmelzte représenté par Balloffet a développé une famille de capteurs d'intensité à effet Hall couvrant la gamme de 20 à  $2\,000\text{ A}$ . Trois types de présentations ont été développés selon les plages de courant à mesurer.

Le modèle A en boîtier surmoulé 20, 40, 80 et  $100\text{ A}$  reçoit sur des cosses le courant à mesurer.

Le modèle B également surmoulé 160, 250, 500 et  $1\,000\text{ A}$  dispose d'un passage central pour le câble dont on veut mesurer le courant.

Le modèle C partiellement moulé 1000 et  $2\,000\text{ A}$  est plus particulièrement destiné à la mesure sur barres de connexion.



15  
16  
17

## ACCESSOIRES DE FABRICATION

### Peintures Nickel

La Société *Getelec* commercialise de nouvelles peintures conductrices au nickel, 4000 et 4010, permettant le blindage EMI/RFI de boîtiers en plastique ABS.

Ces peintures monocomposants sont des acryliques chargés nickel.

La peinture 4010 est à base d'eau. Elle présente une efficacité de blindage de plus de 60 dB dans une gamme de fréquence de 30 à 1 000 MHz, soit une supériorité de plus de 10 dB par rapport aux autres peintures nickel.

(Figure 16)

### Tube de double isolation pour moteurs électriques

La Société *Polygon Company* représentée en Europe par *INTERELEEC S.A.*, case postale 129 CH1211 Genève 20 CH SUISSE propose un tube constitué d'une armature tissée en fibre de verre imprégnée de résine époxyde permettant l'isolation entre arbre et circuit magnétique de moteurs électriques.

La structure tressée ou tissée croisée du textile d'armature en forme de tube, oppose une résistance très élevée au couple de déformation dans les deux sens de rotation du moteur. Les tolérances  $\pm 0,025$  mm pour le diamètre extérieur + 0,0125 pour le diamètre inférieur facilitent l'assemblage qui s'effectue par simple pression dans le paquet de tôles et à la presse pour l'emmanchement de l'arbre.

(Figure 17)

### Une mousse adhésive acrylique double face

*3M* commercialise une mousse adhésive double face référencée 4945 pour des assemblages semi-structuraux. Cette technologie remplacerait les assemblages traditionnels par soudure ou rivets sur les matériaux tels que l'aluminium, l'inox, le verre, le plastique.

Selon le fabricant, cette mousse composée entièrement d'acrylique, matériau stable qui conserve ses propriétés visco-élastiques dans le temps, reste insensible à l'humidité, présente une bonne tenue en extérieur, ainsi qu'une résistance aux chocs thermiques. La visco élasticité de cette mousse permettrait d'absorber les fortes contraintes et les dilatations différenciées.

Ce produit se présente en rouleaux de 12, 19, 25 standards /mm et peut être livré jusqu'à 450 mm de largeur et à 1,1 mm d'épaisseur.

### Isolants thermoconducteurs pour applications industrielles

*Getelec* présente une gamme de silicones isolants électrique et thermoconducteur pour les applications industrielles et militaires.

Ces isolants remplacent l'utilisation du mica graissé, aussi bien que de l'oxyde de beryllium ou oxyde d'alumine graissés.

Ces isolants ne cassent pas lorsqu'ils sont serrés entre deux surfaces irrégulières.

Les propriétés thermiques de ces isolants seraient excellentes.

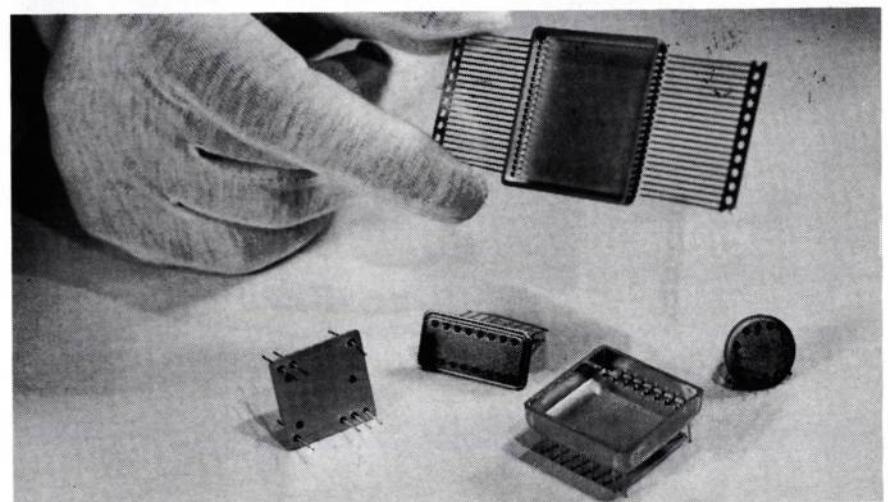
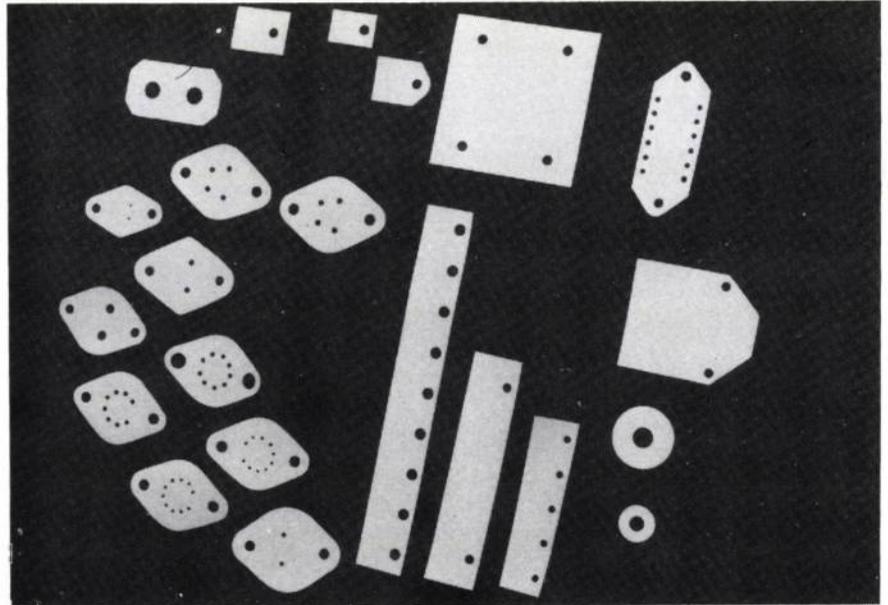
Les isolants haut de gamme ont une conductivité thermique de  $0,01 \text{ cal/cm/s} \times \text{cm}^2 \times ^\circ\text{C}$  et une impédance thermique  $^\circ\text{C/W}$  de 0,22 à 0,38.

(Figure 18)

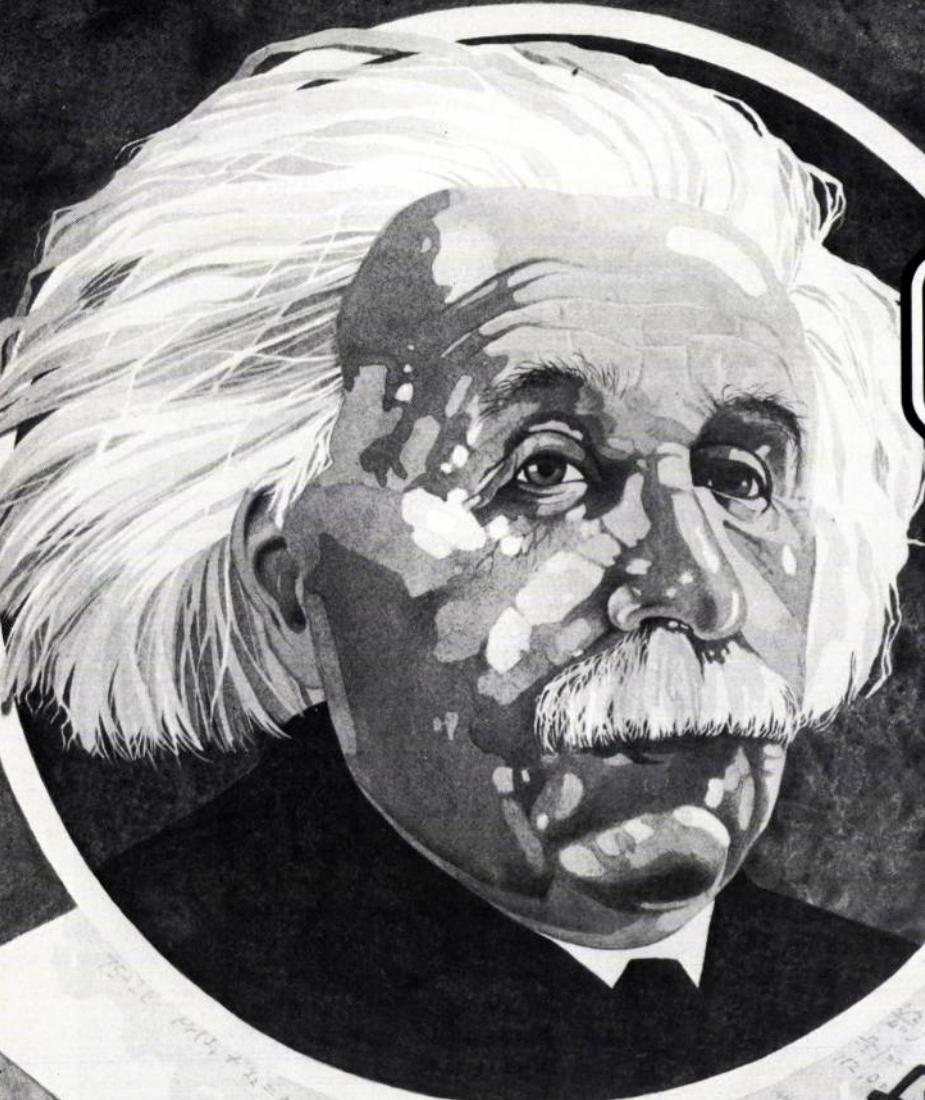
### Traversées verre-métal pour circuits hybrides

Le groupe *Schott* propose un large éventail de boîtiers standards et spéciaux destinés à l'encapsulation des circuits hybrides à couches minces ou épaisses répondant aux normes MIL Standard et Q 9858.

(Figure 19)



# Si seulement il avait eu...



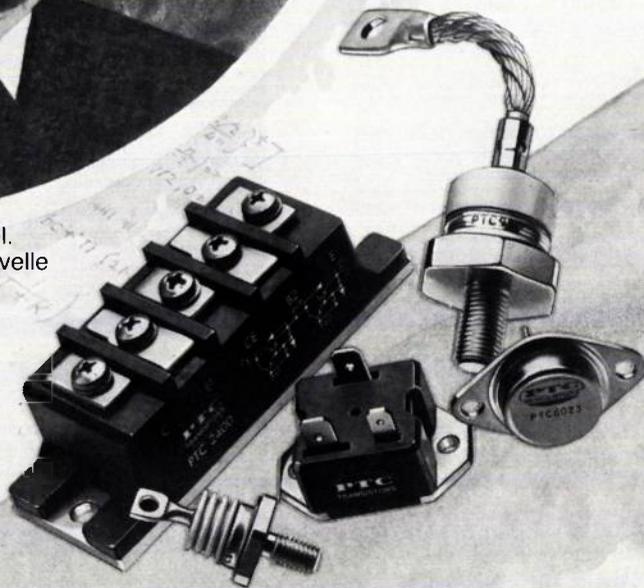
Relativement parlant, Albert Einstein était un visuel. Nous pensons qu'il aurait été impressionné par la nouvelle gamme de transistors de puissance et les Darlingtons d'Allen-Bradley.

Robustes, conçus et fabriqués pour une haute fiabilité, les transistors de puissance A-B sont testés dans les conditions les plus exigeantes.

Pour les commandes de moteur, alternatif ou continu, les alimentations à découpage, les convertisseurs continus ou alternatifs, les générateurs ultra-sons, pour ne citer que quelques applications, A-B a le transistor dont vous avez besoin.

Malheureusement, Albert n'a jamais eu l'occasion de voir nos transistors, il nous a donc laissé le soin de mettre la théorie en pratique.

**Appelez-nous des aujourd'hui pour tout renseignement.**



## ALLEN-BRADLEY

Allen-Bradley S.A. 23 Avenue Du General Leclerc 92340 Bourg-La-Reine Tel: (1) 547 60 06. Telex: 205465 F.

# L'emploi du transistor à porte isolée (IGT) en élément de commande de transistors bipolaires

*Électronique de Puissance est heureux de pouvoir publier le premier article fournissant des conseils pratiques d'utilisation des BIP MOS à réaction. Cet article montre par ailleurs que la combinaison d'un BIP MOS à réaction et d'un transistor bipolaire en configuration « distique » (l'équivalent du montage Darlington) est très séduisante.*

Le transistor à porte isolée (IGT-Insulated gate transistor) est un semiconducteur de puissance qui réunit la haute impédance d'entrée d'un MOS — d'où un pilotage très facile par simple tension d'attaque — au rendement fort attirant du transistor bipolaire — petite puce de silicium grâce à la haute densité admissible de courant. Cet article examine les caractéristiques plutôt uniques de l'IGT qui en font un élément idéal pour la commande des transistors bipolaires de gros calibre, surtout dans le montage en cascade, qu'on a baptisé le « distique » (en anglais « couplet »).

## Vers une association IGT-transistor

L'IGT fait partie d'une nouvelle race de semiconducteurs de puissance que l'on a nommé « BIPMOS A REACTION » (voir « Electroniques de Puissance » n<sup>os</sup> 2, 3, 6, 7), dont la vocation est de servir une pléthore d'applications de puissance exigeant à la fois une haute impédance d'entrée et de faibles pertes de commutation. Les MOS conventionnels, bien qu'ils s'adaptent bien aux basses tensions d'emploi ( $10V < V_{DS} < 200 V$ ), présentent en effet le gros défaut d'avoir une résistance série  $R_{DS} (ON)$  variant avec la tenue en tension  $V_{DS}$  selon la loi :

$$R_{DS} (ON) = K.V_{DS}^{2,5 \text{ à } 2,7} \quad 1$$

en supposant un courant constant de drain.

En conséquence, aux niveaux des tensions de claquage nécessaires pour travailler sur les réseaux *E.D.F.* 220 V.A.C. monophasé ou 380 V.A.C. triphasé, la taille requise des puces de MOS est peu propice à l'économie d'emploi !

Les transistors bipolaires, par contre, et en particulier les Darlington, sont nettement plus économiques aux hautes tensions de claquage ( $V_{CEr} \leq 1\ 200 V$ ) et aux forts courants ( $I_C \leq 400 A$ ). Ceci est dû au fait que, d'une part, la densité de courant dans un transistor bipolaire (conduction bipolaire) est considérablement plus élevée que dans un MOS (avec la seule conduction « majoritaire ») et, d'autre part, que la loi régissant la variation de  $V_{CE} (SAT)$  à la tension de claquage ( $V_{CEr}$ ) est beaucoup plus favorable.

$$V_{CE} (SAT) = K.V_{CEr}^{1,7 \text{ à } 1,9} \quad 2$$

L'inconvénient majeur du Darlington, cependant, est que son impédance d'entrée est plutôt basse (le transistor bipolaire « simple » est encore pire), ce qui complique les circuits de commande qui absorbent de la puissance et qui deviennent complexes (tensions positives et négatives, etc.)

L'emploi d'un IGT en tant qu'élément de commande pour un transistor bipolaire allège de beaucoup ces problèmes.

## L'IGT, un MOS/bipolaire formant un tout

Comme déjà mentionné, l'IGT a des caractéristiques d'entrées semblables à celles d'un MOS de puissance, et des caractéristiques de sortie similaires à celles d'un transistor bipolaire. Le circuit équivalent de l'IGT est décrit figure 1.

Dans ce circuit, Q1 et Q2 représentent un MOS de puissance dont Q2 est le transistor bipolaire parasite faisant toujours partie d'une telle structure. Normalement, Q2 se comporte uniquement en « TRANSDIODE » (diode inverse en

# Commande à IGT

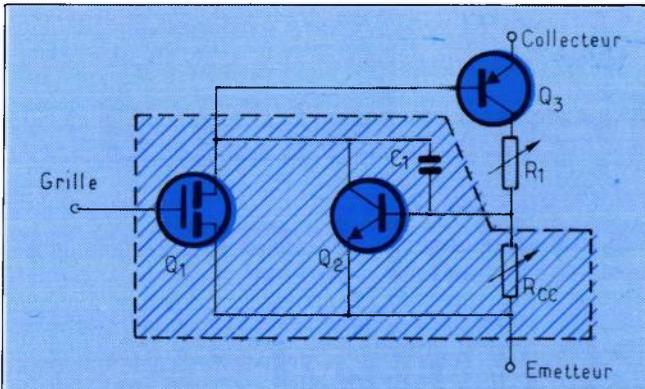


Figure 1 : Circuit équivalent de l'IGT.

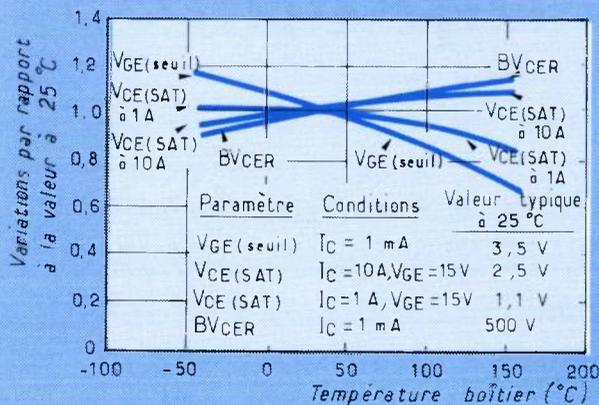


Figure 2 : Variation des paramètres de l'IGT en fonction de la température.

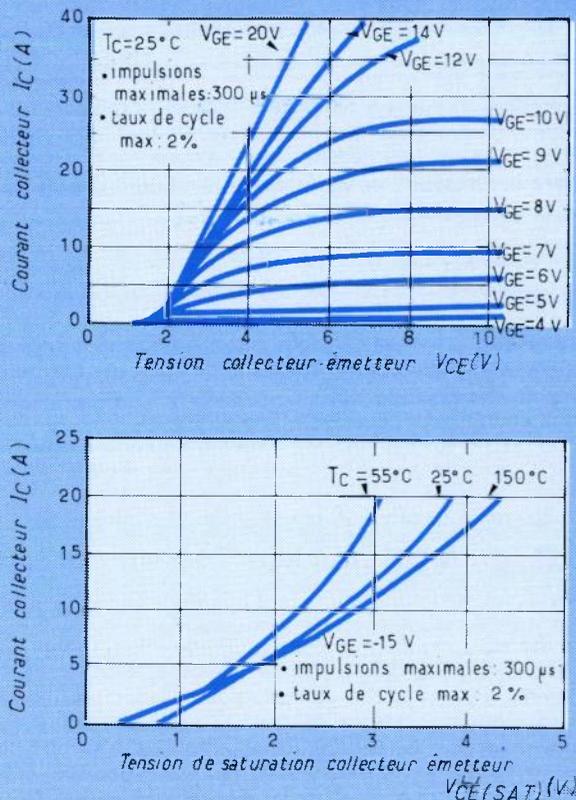


Figure 3 : Caractéristiques typiques de sortie d'un IGT.

parallèle du MOS), parce que la résistance  $R_{cc}$  est tellement basse (émetteur court-circuité) que le seuil de conduction en tant que transistor ( $V_{BE} \geq 0,7 V$ ) n'est jamais atteint.  $R_1$  et  $R_{cc}$  sont deux résistances variables dont les valeurs sont inversement proportionnelles au gain en courant de  $Q_3$ , et proportionnelles à la somme de la résistance de canal et de la résistance de couche épitaxiale du MOS  $Q_1$ . En effet, le chemin du courant principal passe  $Q_3$ ,  $R_1$  et  $R_{cc}$ . Quand les tensions de claquage ( $V_{DS}$ ) sont élevées, la  $R_{DS}(ON)$  de l'ensemble ( $Q_1 + Q_3$ ) est nettement plus faible que celle d'un MOS normal du même calibre.

Par conséquent, l'IGT peut fonctionner (pour la même taille de puce et la même tension de claquage), à une densité de courant jusqu'à 20 fois celle d'un MOS conventionnel et jusqu'à 5 fois celle d'un transistor bipolaire. Néanmoins, son  $V_{CE}(SAT)$  est plus élevé que celui d'un bipolaire, et d'une façon générale, plus important que le  $V_{DS}(ON)$  d'un MOS à 25°. Cependant, le coefficient de température de  $V_{CE}(SAT)$  de l'IGT peut être soit positif soit négatif selon l'amplitude du courant de collecteur. Aux courants inférieurs à  $I_C/2$ , le coefficient est négatif, à  $I_C/2$  il est nul, et aux courants élevés il devient positif. Ceci est très important dans la mesure où le coefficient de température de  $V_{DS}(ON)$  d'un MOS est toujours positif, d'où un doublement de  $V_{DS}(ON)$  entre 25°C et 150°C. Le comportement de l'IGT en température est illustré dans la figure 2.

Un autre atout de l'IGT est lié à son facteur d'utilisation du silicium en fonction de la tension de claquage. Il a été signalé précédemment que le MOS de puissance s'avère très handicapé aux hautes valeurs de  $V_{DS}$  (équation 1). L'IGT ne souffre pas de cet inconvénient, puisque sa tension de claquage  $V_{CE}$  varie avec sa chute de tension en direct  $V_{CE}(SAT)$  selon la loi :

$$V_{CE}(SAT) = K \cdot V_{CE}^{\sqrt{2}} \quad 3$$

à courant constant de collecteur.

Cela veut dire que pour le même courant nominal et pour la même tension de claquage, l'IGT utilise une seule puce considérablement plus petite que celle d'un MOS équivalent.

En conclusion, aux tensions de claquage en dessous de 200 V, le MOS de puissance est plus efficace que l'IGT, dû au fait que c'est la seule résistance de canal qui domine. Par contre, au-dessus de 200 V, la résistance de canal plus la résistance de la couche épitaxiale limitent sévèrement les performances du MOS — à moins d'adopter des puces énormes et peu économiques. L'IGT est donc beaucoup plus attrayant en tant que composant haute tension.

Les caractéristiques typiques de sortie d'un IGT de 10A/500 V, aussi bien en zone linéaire qu'en zone de saturation, sont illustrées dans la figure 3. On observe clairement la tension de seuil (0,7 V) de la zone de saturation ; ceci s'explique par la présence de la jonction base émetteur du transistor  $Q_3$  en série avec la partie MOS aux bas niveaux de courant.

## Le problème du verrouillage (latch-up)

L'IGT est susceptible de se verrouiller (action de thyristor) sous certaines conditions sévères d'extinction. Afin de pouvoir quantifier ce phénomène, se référer à la figure 1. Lorsque le  $dV/dt$  que voit  $Q_2$  est suffisamment élevé, il est possible que  $Q_2$  se mette à conduire en tant que transistor NPN classique. Se rappeler que dans les conditions de fonctionnement normales, la conduction de  $Q_2$  est rigoureusement interdite par le court-circuitage ( $R_{cc}$ ) de sa jonction base émetteur, exactement comme dans un MOS conventionnel. Cependant, au-delà d'un seuil critique de  $dV/dt$ , infligé par le circuit extérieur au moment de la commutation de  $Q_1$ , le courant  $I_C = C_1 \cdot dV/dt$  envoyé par  $C_1$  réussit à polariser la base de  $Q_2$  en direct ( $I_C$

$x R_{cc} \geq 0,7$  volt). A cet instant, la tension collecteur-émetteur de Q2 et son gain  $h_{FE}$  sont tous les deux élevés, le thyristor parasite composé par Q2 et Q3 se verrouille, et la commande par grille de l'ensemble est perdue.

Dans le meilleur des cas, l'IGT continue à conduire jusqu'à ce que le courant de collecteur chute en dessous du courant hypostatique (holding current) du composant. Ce courant hypostatique se situe entre 80 % et 90 % du courant nominal. Au pire il risque de se produire un phénomène destructif, dans le sens où la conduction stimulée n'est pas forcément uniforme et que, par conséquent, il se forme des points chauds (« hot spots ») où la densité de courant est telle que le silicium fond (« second breakdown »). Le verrouillage à l'extinction se produit à priori plus facilement avec des charges inductives où coexistent simultanément de forts courants et de hautes tensions.

Il a été observé que l'amplitude du courant de verrouillage qui augmente avec des valeurs élevées de  $R_{GE}$  (résistance entre grille et émetteur), est plus important avec des charges résistives qu'avec des charges inductives (rapport 2 : 1), et se voit augmentée par l'adjonction d'un réseau RC (snubber) entre émetteur et collecteur. Par contre, elle décroît si la température de jonction augmente et, comme on a déjà vu, elle dépend du  $V_{CE}$  et du  $dV/dt$  au moment de la commutation.

Il est utile de s'attarder pendant quelques instants sur le rapport qui existe entre l'amplitude de  $V_{CE}$  et le  $dV/dt$  d'une part, et la température de jonction d'autre part. La figure 4 montre le courant typique de verrouillage d'un IGT de 10 ampères en fonction de la température de jonction. La figure 5 illustre l'effet sur ce courant d'un réseau RC polarisé (snubber) ; celui-ci sert à adoucir la ligne de charge vue par l'IGT au moment de son extinction. Au fur et à mesure que la ligne de charge « s'aplatit » ( $dV/dt$  de moins en moins fort — point A vers D sur la figure 6, le courant de verrouillage augmente progressivement : c'est-à-dire que les points d'intersection A à D, en adjonction avec la valeur de  $R_{GE}$ , déterminent le courant de verrouillage.

Ces observations sont très significatives, d'autant qu'elles s'appliquent directement au « commutateur en cascade », à savoir un IGT pilotant un transistor bipolaire dans le montage de la figure 7. Dans cette configuration, quand on coupe la commande de grille de l'IGT, celui-ci s'éteint très rapidement pendant que le transistor bipolaire est encore conducteur. Rappelons-nous que le bipolaire a un temps de stockage relativement long et que son  $V_{CE}$  (ON) reste à une faible valeur durant ce temps. En conséquence, le  $dV/dt$  infligé à l'IGT au moment de l'extinction de celui-ci est pratiquement nul, d'où un courant de verrouillage possible extrêmement élevé. Des IGT de 10 A/500 V ont été essayés dans un tel circuit ; avec une charge inductive bouclée (clamped) à 50 V, une  $R_{GE}$  de 1 k $\Omega$ , ( $25 \leq T_J \leq 150^\circ$ ), il n'était pas possible de faire verrouiller les IGT, même quand les courants de collecteur de ceux-ci atteignaient 40 A ! On peut conclure de cette expérience que l'aire de sécurité à l'extinction du « distique » dépend exclusivement des caractéristiques du transistor bipolaire. Un autre atout du montage est que l'IGT se comporte en source de courant constant une fois la charge court-circuitée ; le courant de court-circuit de l'ensemble est déterminé uniquement par le gain du transistor bipolaire. Il est donc facile à mettre au point un « distique », dont le courant de pointe en court-circuit ne dépasse jamais  $I_{CSM}$  du transistor bipolaire.

## Application de l'IGT en montage cascade

Si l'IGT est connecté en cascade avec un transistor bipolaire, comme le montre la figure 7 déjà citée, un excellent commutateur de haute tension, de fort courant et dont l'impédance d'entrée est très élevée en résulte. Un tel montage est

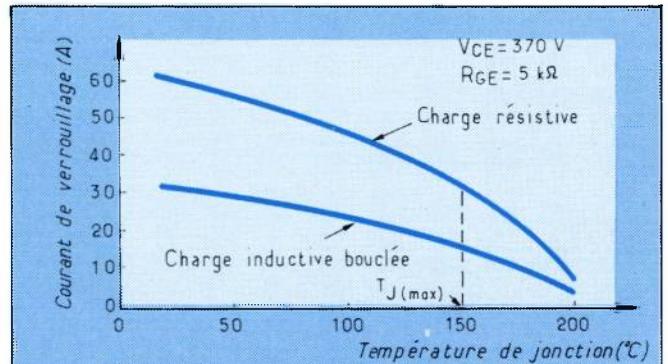


Figure 4 : Courant typique de verrouillage (D94FR4).

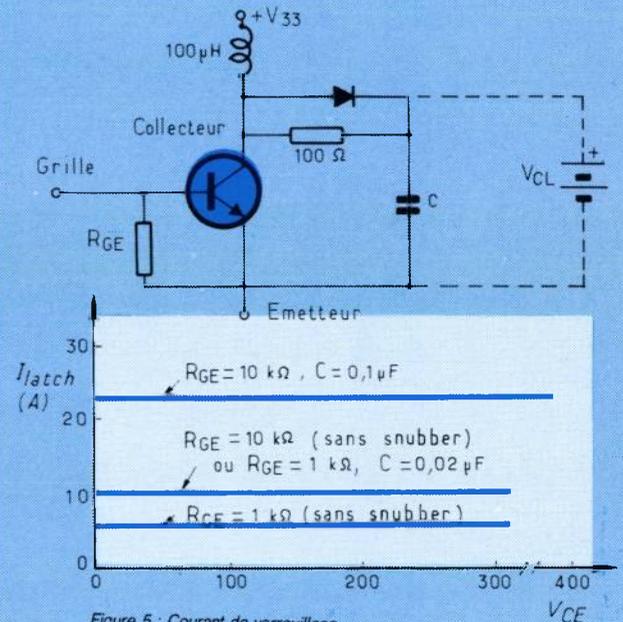


Figure 5 : Courant de verrouillage.

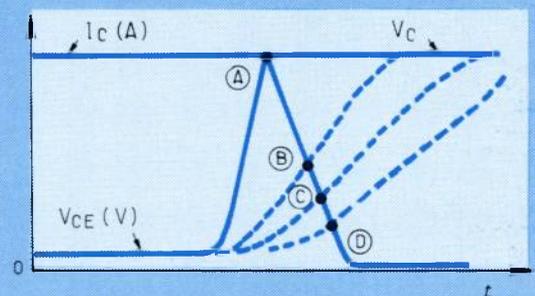


Figure 6 : Ligne de charge à l'extinction en fonction du R.C.

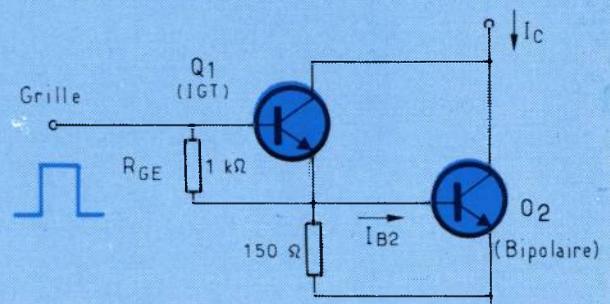


Figure 7 : IGT en cascade avec un transistor bipolaire (Distique).

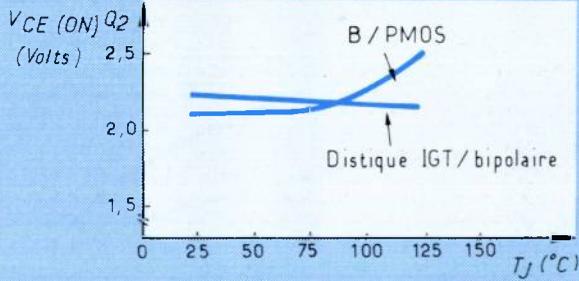


Figure 8 : Chute de tension directe en fonction de la température IGT/bipolaire et MOS/bipolaire.

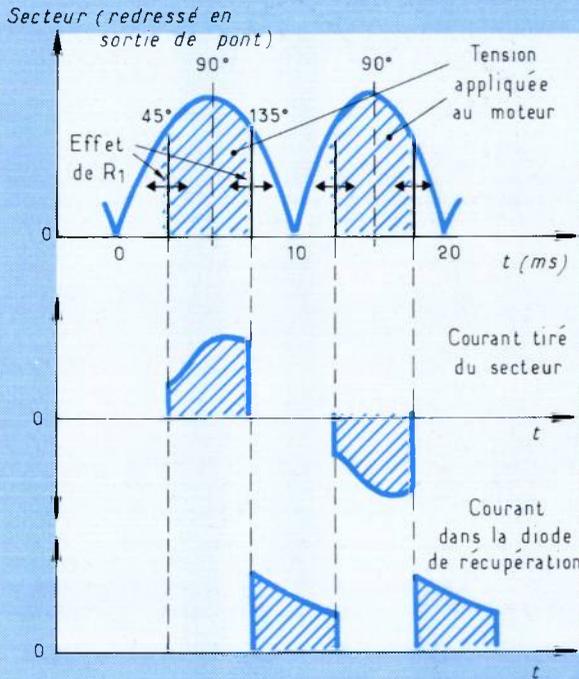
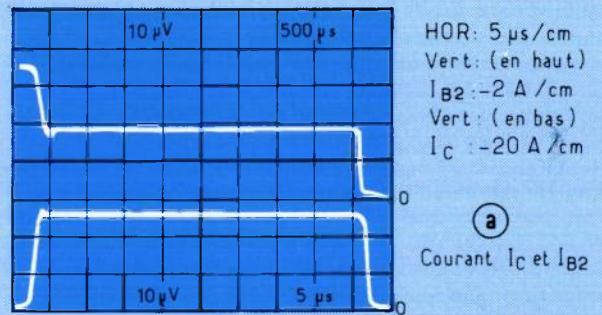


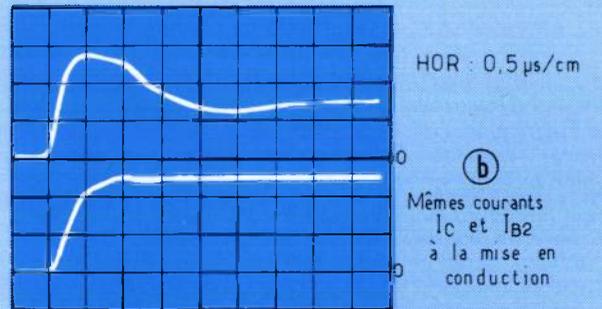
Figure 11 : Le contrôle de phase symétrique (circuit de la figure 10).



HOR : 5  $\mu s/cm$   
Vert : (en haut)  
 $I_{B2}$  : -2 A/cm  
Vert : (en bas)  
 $I_C$  : -20 A/cm

(a)

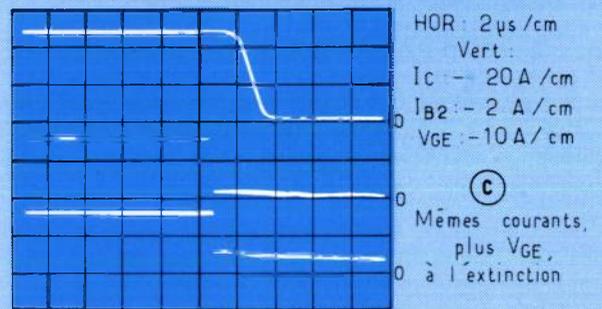
Courant  $I_C$  et  $I_{B2}$



HOR : 0,5  $\mu s/cm$

(b)

Mêmes courants  $I_C$  et  $I_{B2}$  à la mise en conduction



HOR : 2  $\mu s/cm$   
Vert :  $I_C$  : -20 A/cm  
 $I_{B2}$  : -2 A/cm  
 $V_{GE}$  : -10 A/cm

(c)

Mêmes courants, plus  $V_{GE}$ , à l'extinction

Figure 9 : Formes d'onde dans le circuit de la figure 7.

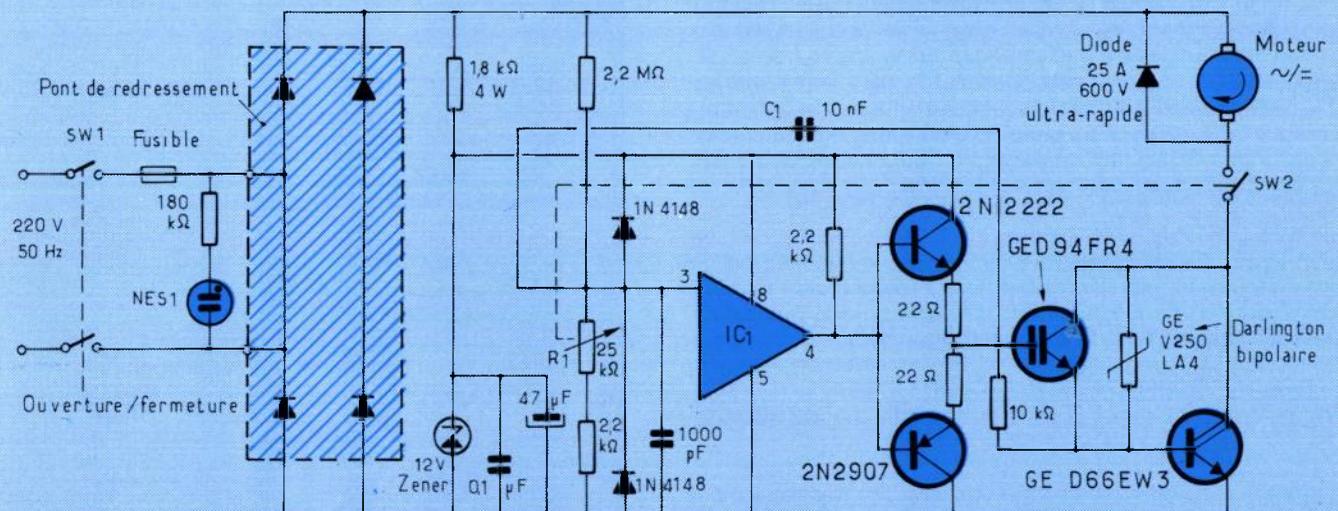


Figure 10 : Commande d'un moteur grâce à un distique IGT/transistor bipolaire.

doté de performances qui dépassent de loin celles de la version homologue BIPMOS (cascade MOS/bipolaire).

Supposons que le courant  $I_C$  (MAX) soit de 50 A et que  $h_{FE}$  (Q2) soit de 15 (min) à  $I_C = 50$  A. L'IGT est piloté de façon à établir un gain forcé à la mise en conduction  $\beta_F \approx 7,5$  ce qui équivaut à un  $I_{B2}$  (initial) de 6,5 A environ. Avec un tel courant de base Q2 se met à conduire très rapidement. Après le « pic » initial du courant  $I_{B2}$  au moment de la mise en route de Q2,  $I_{B2}$  décroît au fur et à mesure que  $V_{B2}$  (SAT) Q2 se stabilise, et  $V_{CE}$  (ON)Q2 atteint sa valeur finale dans la région linéaire de Q2.

$$V_{CE(ON)Q2} = V_{CE(Q1)} + V_{BE(SAT)Q2} \quad 4$$

Au premier abord, ceci ne semble pas représenter une énorme amélioration par rapport au BIPMOS. Pourtant, le  $V_{CE}$  (SAT) de l'IGT type D94FR4 est typiquement de 1,5 volts à  $I_C = 3,5$  A. D'où une chute de tension hors tout  $V_{CE(ON)} Q2 \approx 2,2$  volts. Toujours pas de merveilles par rapport au BIPMOS. Cependant, quand on analyse le comportement de ce même  $V_{CE(ON)} Q2$  sur la plage de température ( $25 \leq T_j \leq 150^\circ\text{C}$ ) on commence à comprendre l'intérêt fondamental du montage.

D'une part, le coefficient de température de la chute de tension directe de l'IGT à  $I_C = 3,5$  est nul. D'autre part, le coefficient de température de  $V_{BE}$  (SAT) du bipolaire est de  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

D'où un coefficient de température de  $V_{CE}$  (ON) Q2 de  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

Ceci représente un grand pas en avant par rapport au BIPMOS comme en témoignent les courbes de la figure 8, qui comparent la variation de chute de tension  $V_{CE}$  (ON)Q2 avec la température des deux montages

- IGT/bipolaire
- MOS/bipolaire (BIPMOS).

Dans les deux cas, le bipolaire est de 50 A, alors que l'IGT et le MOS sont tous les deux de 10A/400V. On remarque qu'aux températures élevées, ( $125^\circ$ ), la chute de tension en direct de la combinaison MOS bipolaire est 20 % plus élevée que pour l'IGT/bipolaire.

Il a été noté ci-dessus que la faiblesse de l'IGT en ce qui concerne sa tendance à se verrouiller (inhérente, d'ailleurs, à tous les BIPMOS à réaction) ne se manifeste pas lorsque le  $dV/dt$  à l'extinction est faible. Dans ce montage, comme l'on a déjà vu, le  $dV/dt$  à l'extinction de l'IGT est quasiment nul, dû au temps de stockage du bipolaire. Par conséquent, aucun réseau RC n'est nécessaire. La figure 9 présente quelques formes d'ondes relevées dans le circuit de la figure 7.

Finalement, en se référant au schéma synoptique de l'IGT (figure 1), on s'aperçoit que la « transdiode » (Q2) ne pourra jamais conduire en diode inverse, puisque le transistor PNP (Q3) l'en empêche ; ce qui n'est pas le cas dans un MOS traditionnel. Dans les applications à charges inductives, cette particularité de l'IGT permet au concepteur de choisir ses propres diodes de bouclage (clamp diodes) sans se soucier de la diode parasite de l'IGT qui pourrait perturber le bon fonctionnement du circuit.

## Conclusions

Le « distique » IGT-bipolaire marque une réelle avance en matière de commutateur en cascade, surtout par rapport au BIPMOS. Ses propriétés inhérentes de haute tension sont telles que davantage de courant peut être tiré par unité de surface de silicium. En même temps, sa haute impédance d'entrée autorise une interface directe avec des circuits intégrés logiques de commande — même les C-MOS. Comparés

### Exemple d'application — commande de moteur « universel » par contrôle de phase symétrique

Le circuit de la figure 10 met en évidence la facilité avec laquelle le « distique » IGT bipolaire peut être mis en œuvre. Le rôle du circuit est de faire varier la vitesse de rotation d'un moteur à collecteur (AD-DC) de grande puissance, au moyen du vieux système « contrôle de phase ». Toutefois, à la différence des systèmes classiques à base des thyristors où ceux-ci conduisent jusqu'à l'arrêt naturel du courant dans chaque demi-alternance du réseau, ici on applique le principe du contrôle de phase symétrique. Si l'on fait débiter la conduction à un angle de  $45^\circ$  (voir la figure 11), par exemple, on la coupera par la suite à un angle de  $135^\circ$ , et ainsi de suite pour d'autres valeurs d'angles. L'avantage du contrôle de phase symétrique est que le courant tiré du réseau E.D.F. est en phase avec la tension du réseau, même avec une charge inductive (moteur) dont le cosinus  $\Phi$  n'est pas unité. De cette manière le cosinus  $\Phi$  vu par le réseau est égal à « un » (en négligeant les harmoniques bien sûr), ce qui rend le montage très satisfaisant pour l'E.D.F. Il est évident, par contre, que le cosinus  $\Phi$  du moteur n'est pas pour autant modifié, et qu'un courant réactif (déphasé) circule dans la diode de verrouillage.

La commande du commutateur en cascade IGT Darlington de puissance s'avère extrêmement simple. Un comparateur CMOS à référence de tension incorporée est attaqué par le réseau redressé. Quand le sinus grimpant atteint le seuil de référence du comparateur, la sortie de celui-ci bascule de « 0 » à « 1 », ce qui met en conduction le « distique ». Lorsque la tension descendante du réseau tombe en dessous du même seuil, la sortie du comparateur revient à « 0 », ce qui arrête la conduction de l'étage de puissance. Les temps de transition du comparateur sont optimisés par une contre réaction positive (C1). La contre-réaction A.C. a été choisie pour minimiser l'hystérésis entre l'angle d'amorçage et l'angle de coupure.

On remarquera l'absence totale de réseaux RC, de « drivers » de puissance ou de résistances de puissance.

aux transistors Darlington, des temps de commutation extrêmement rapides sont réalisables avec des circuits de commandes simples. L'amplitude du courant de verrouillage de l'IGT se trouve énormément améliorée grâce aux faibles  $dV/dt$  à l'extinction. Cette particularité rend le montage idéal pour la commande des moteurs et d'autres charges inductives de haute tension et de fort courant, en se passant des réseaux RC de protection. Rien n'exclut, d'ailleurs, l'utilisation de l'IGT en cascade avec les transistors Darlington ! Un Darlington de 100 A pourrait aisément être piloté par un IGT de 10 A.

**D.R. GRAFHAM**

*Manager European Application Engineering  
G.E. Semiconductor, Paris, France*

**M. W. SMITH**

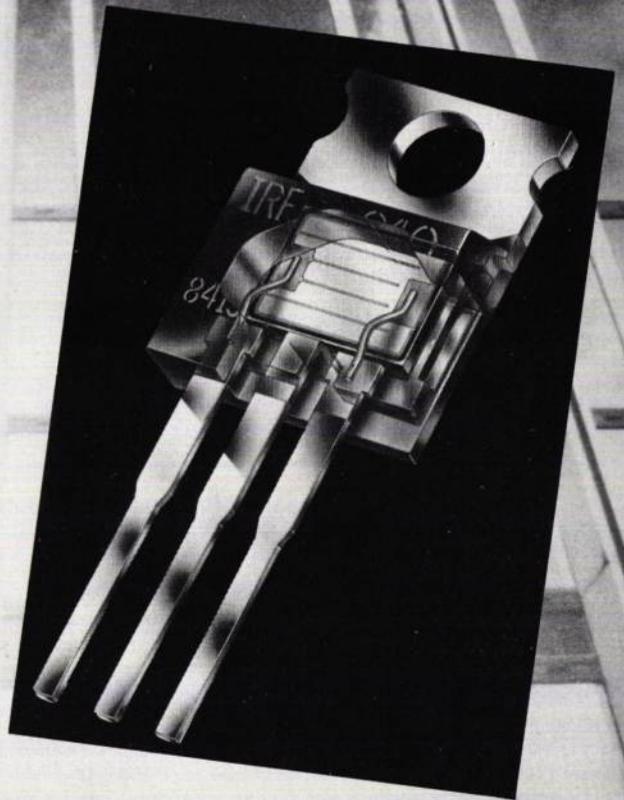
*Manager, Technology Development, Thyristor  
Products Operation of PESD (Power  
Electronics Semiconductor Department)  
GE Semiconductor Auburn N.Y, USA*

#### Note

Les auteurs aimeraient remercier vivement MM. Jean-Claude Ailloud de General Electric Semiconductor, Paris, France, et D. Watson de General Electric Semiconductor, Basingstoke, England de leurs inestimables contributions à la conception du montage « contrôle de phase symétrique ».

# Au Premier Plan

**HEXFET-II, le  $R_{DS(ON)}$  en chute libre :  
0.018 Ohm / 50 V en monochip**



## Amélioration du $R_{DS(ON)}$

Toille	HEXFET / 100 V	HEXFET-II / 50 V
7.7 mm <sup>2</sup>	0.3 $\Omega$	0.10 $\Omega$
13.0 mm <sup>2</sup>	0.18 $\Omega$	0.05 $\Omega$
24.9 mm <sup>2</sup>	0.085 $\Omega$	0.028 $\Omega$
42.6 mm <sup>2</sup>	0.055 $\Omega$	0.018 $\Omega$

**IR**

**INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE**

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

Distributeurs : **CELDIS-DIODE** Rungis (1) 560.58.00 / **COMPOSANTS S.A.** Pessac (56) 36.40.40 / **DISOLEC-RHONALCO** Lyon (7) 853.00.25 / **EPROM** Marseille (91) 02.97.76  
**GENERIM** Les Ulis (6) 907.78.78 / **P.E.P.** Clamart (1) 630.24.56

BB bio&pub 753

# Aire de sécurité et calculs thermiques pour les MOS de puissance

*Contrairement à ce qui a été affirmé lors de la naissance des MOS de puissance, il existe aussi des problèmes d'aire de sécurité pour ce type de semiconducteur. Il faut bien les connaître pour pouvoir les résoudre.*

Les MOS de puissance, comme tout semiconducteur, présentent des limitations électriques et thermiques qui doivent être observées pour obtenir des performances et une durée de vie acceptable.

En général, les caractéristiques électriques et thermiques sont liées, de sorte que les limites actuelles dépendent de l'application particulière.

Afin d'aider l'utilisateur, les feuilles de caractéristiques contiennent des informations sur la température de jonction maximale, l'aire de sécurité, les tensions limites et les capacités en courant, aussi bien que les impédances thermiques, statiques et transitoires. Malgré la quantité d'informations présentée dans une bonne feuille de caractéristiques, il n'est pas possible de donner des courbes et des paramètres couvrant toutes les domaines d'applications. Or, le concepteur est toujours confronté au problème du calcul précis de divers paramètres tels la température de jonction ( $T_j$ ), la dissipation de puissance totale et l'aire de sécurité correspondant à l'application.

Cet article a pour but de résoudre ces problèmes de calcul en collectant les informations nécessaires et en les arrangeant dans un ordre logique, de façon à ce que les calculs d'aire de sécurité et thermique ne restent plus un mystère, mais deviennent une procédure relativement simple et directe.

Nous commençons par présenter des modèles thermiques du MOS. A partir de là, nous résolvons les problèmes pour  $T_j$  et  $P_T$  et prédisons la stabilité thermique du système. Enfin nous montrons la procédure de modification de l'aire de sécurité pour répondre à l'application particulière.

## Modèle thermique du MOS

### Modèle thermique en continu

La figure 1 montre le diagramme thermique simplifié d'un MOS et le circuit électrique équivalent en continu. De la figure 1B, nous tirons l'expression de  $T_j$  :

$$T_j = R_T + (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) P_T \quad (1)$$

Par commodité, on pose généralement :

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \quad (2)$$

ainsi :

$$T_j = T_a + R_{\theta ja} P_T \quad (3)$$

Ceci semble une expression très simple, en fait il existe un problème épineux : dans un MOS,  $P_T$  est une fonction exponentielle de  $T_j$ , ce qui pose quelques difficultés dans le calcul de  $T_j$  et  $P_T$ .

Tableau 1 : constante de temps thermique des éléments

Eléments	Constante de temps thermique
puce	50 - 500 $\mu$ s
fixation de la puce	1 - 5 ms
boîtier	1 - 5 s

# Aire de sécurité

## Modèle thermique transitoire

Dans nombre d'applications, la puissance dissipée dans le MOS est impulsionnelle et non continue. Le modèle thermique doit donc prendre en compte la capacité thermique introduite par la puce, le boîtier, l'isolant et le dissipateur. Un modèle thermique en impulsion est présenté figure 2A, où chaque composante est représentée par une capacité.

De façon pratique, certaines sont plus importantes que d'autres en raison des masses différentes des diverses composantes. Par exemple, nous pouvons détailler  $R_{\theta jc}(t)$  en ses éléments constitutifs comme le montre la figure 2B. Les constantes de temps thermiques, par éléments d'un produit encapsulé, sont données tableau 1.

La constante de temps dominante dépend de la largeur de l'impulsion de puissance. Pour une impulsion de 100  $\mu s$ , par exemple, la réponse thermique est tout d'abord déterminée par les caractéristiques de la puce. La différence de constante de temps peut alors être utilisée pour détecter les imperfections de montage.

Dans la plupart des systèmes, la constante de temps du dissipateur est longue en comparaison des constantes du composant et n'entre pas dans le calcul, excepté pour les impulsions très longues (> 10 secondes).

Lorsqu'une impulsion de puissance est appliquée à un tel réseau, la valeur crête de  $T_j$  dépend de la puissance crête et de la largeur de l'impulsion ( $T_p$ ). La figure 3 illustre la réponse de  $T_j$  à des impulsions de diverses durées pour une même valeur crête. Plus l'impulsion est courte, plus l'accroissement de  $T_j$  est faible.

La variation de  $R_{\theta jc}(t)$  avec  $T_p$  est présentée graphiquement figure 4 où  $R_{\theta jc}(t)$  est normalisée à :

$$r(t) = R_{\theta jc}(t) / R_{\theta jc}$$

Pour de très faibles impulsions, R est petit, mais à mesure que  $T_p$  croît, R(t) approche 1, ce qui revient à dire que pour de très longues impulsions, l'impédance impulsionnelle rejoint la résistance thermique en continu.

A partir de cette courbe, nous pouvons calculer  $T_j$  si nous connaissons  $P_T$ ,  $R_{\theta jc}$  et  $T_p$  en utilisant l'expression :

$$T_j = T_c + P_T \cdot R(t) \cdot R_{\theta jc} \quad (5)$$

Jusqu'à maintenant, nous n'avons considéré qu'un régime mono-impulsionnel, mais la plupart des applications se font en régime répétitif. Les variations de  $T_j$  auront alors la forme présentée figure 5. Dans ce cas,  $T_{jmax}$  sera bien plus élevée (pour la même valeur  $T_p$ ) qu'elle ne l'aurait été en régime de mono-impulsion en raison de l'augmentation de température résultant de la dissipation moyenne de puissance. La valeur de R(t) peut être approchée en partant de la courbe mono-impulsion en utilisant l'expression suivante :

$$R(t) = D + (1 - D) R_1 + R_2 + R_3 \quad (6)$$

où :

$D = T_p / T$

$T_p$  = largeur de l'impulsion de puissance

$T$  = intervalle de répétition

$T_{pw}$  = largeurs d'impulsions composites utilisées pour calculer  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ .

$R_1(t) = R(t)$  pour  $T_{pw} = T + T_p$   $D = 0$  } extrait de la courbe  
 $R_2(t) = R(t)$  pour  $T_{pw} = T_p$   $D = 0$  } mono-impulsion  
 $R_3(t) = R(t)$  pour  $T_{pw} = T$   $D = 0$  } (figure 4)

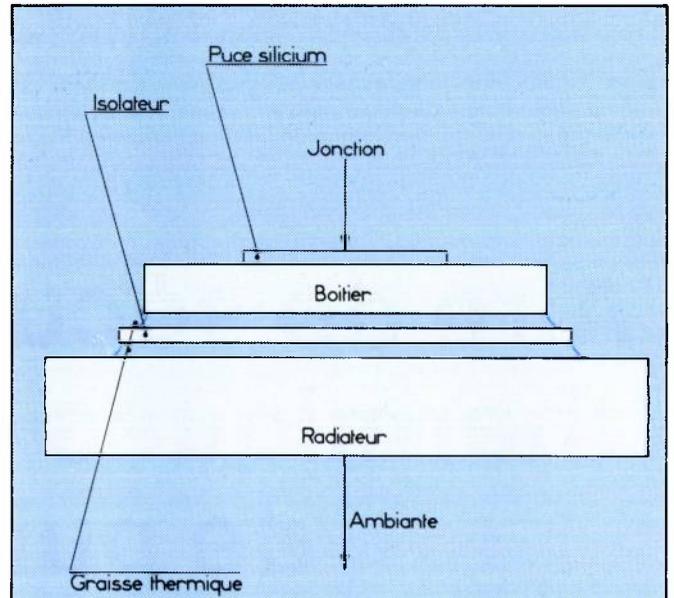


Figure 1 : Modèle thermique en continu d'un MOSFET.  
(A) système physique,

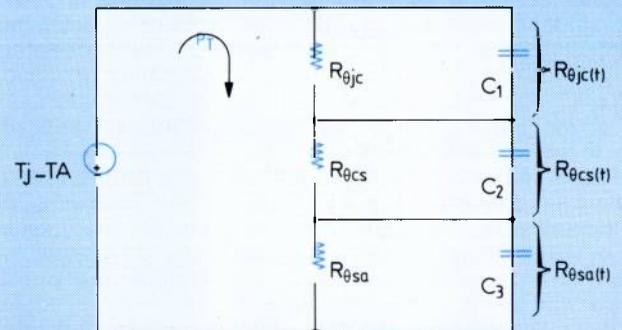
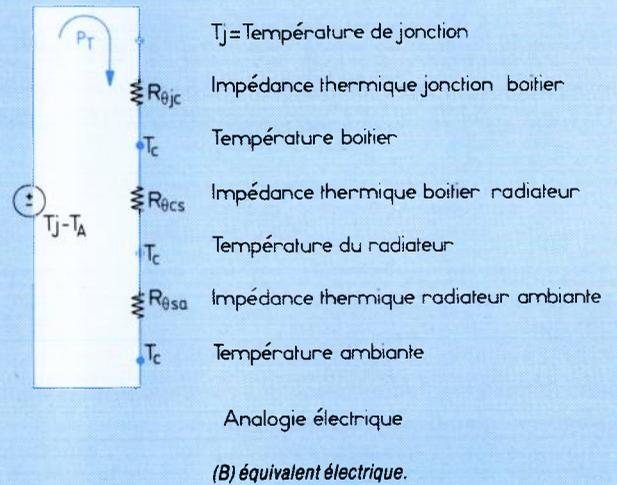
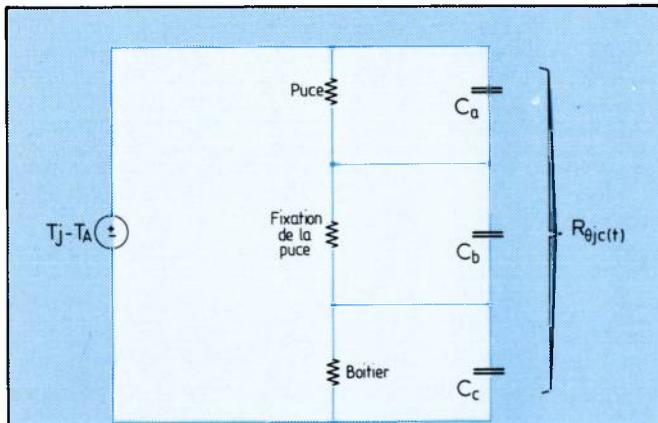


Figure 2 : Modèle d'impédance thermique transitoire.  
(A) équivalent électrique du système complet.



(B) équivalent électrique pour l'impédance jonction-boîtier.

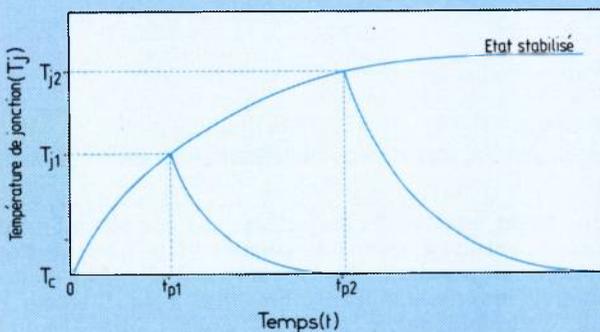


Figure 3 : Réponse thermique à une impulsion unique de puissance.

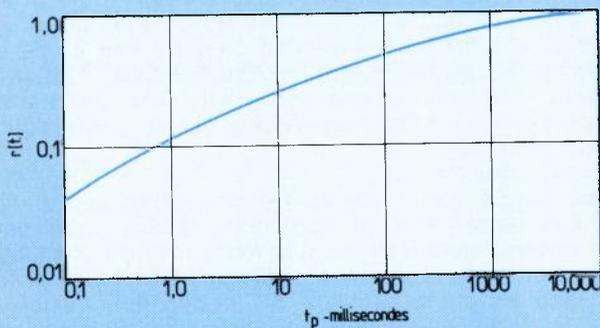


Fig. 4 : Impédance transitoire normalisée à une impulsion.

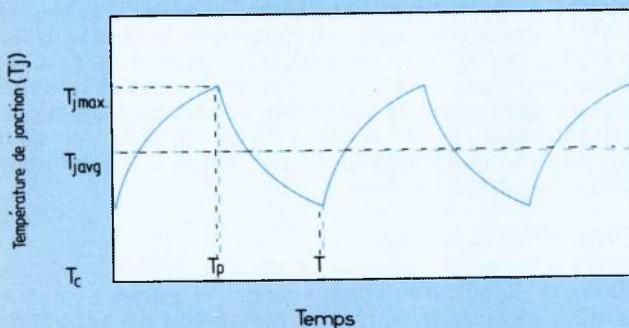


Figure 5 : Réponse thermique à un train d'impulsions de puissance.

L'équation (6) peut être résolue en utilisant un programme mis au point par Siliconix sur HP41C.

La figure 6 est l'illustration de l'équation (6) tracée sur un graphe en mono-impulsion pour plusieurs valeurs de D. Ce graphe, généralement inclus dans les feuilles de caractéristiques, permet de déterminer R(t). Pour des cycles de travail non représentés, R(t) peut être extrapolé.

## Perte de puissance du MOS

Il existe plusieurs sources de pertes possibles :

- $P_s$  = pertes de commutation à la transition,
- $P_g$  = portion des pertes de commandes dissipée dans la grille,
- $P_L$  = pertes de puissance dues au courant de fuite drain source ( $I_{DSS}$ ) au blocage,
- $P_d$  = conduction inverse de la diode et pertes dues au  $T_{RR}$ ,
- $P_c$  = pertes de conduction lorsque le MOS est saturé.

### Pertes à la transition

Comparées à celle d'un transistor à jonction bipolaire, les pertes à la transition d'un MOS sont beaucoup plus faibles mais existent tout de même. Elles dépendent des temps de transition et du type de charge commutée. Plusieurs exemples de charges typiques, avec leurs ondes de commutation et l'expression de  $P_s$  sont présentées sur les figures 7 à 10.

Leurs pertes de puissance peuvent être calculées à partir de l'expression générale :

$$P_s = f_s \left[ t_{s1} \int_0^{t_{s1}} V_{DS} I_D dt + T_{s2} \int_0^{t_{s2}} V_{DS} I_D dt \right] \quad (8)$$

Pour les ondes idéalisées des figures, l'intégration est très simple et peut être approximée en calculant l'aire d'un triangle ou d'un trapèze.

Tableau 2 : comparaison des pertes de commutation

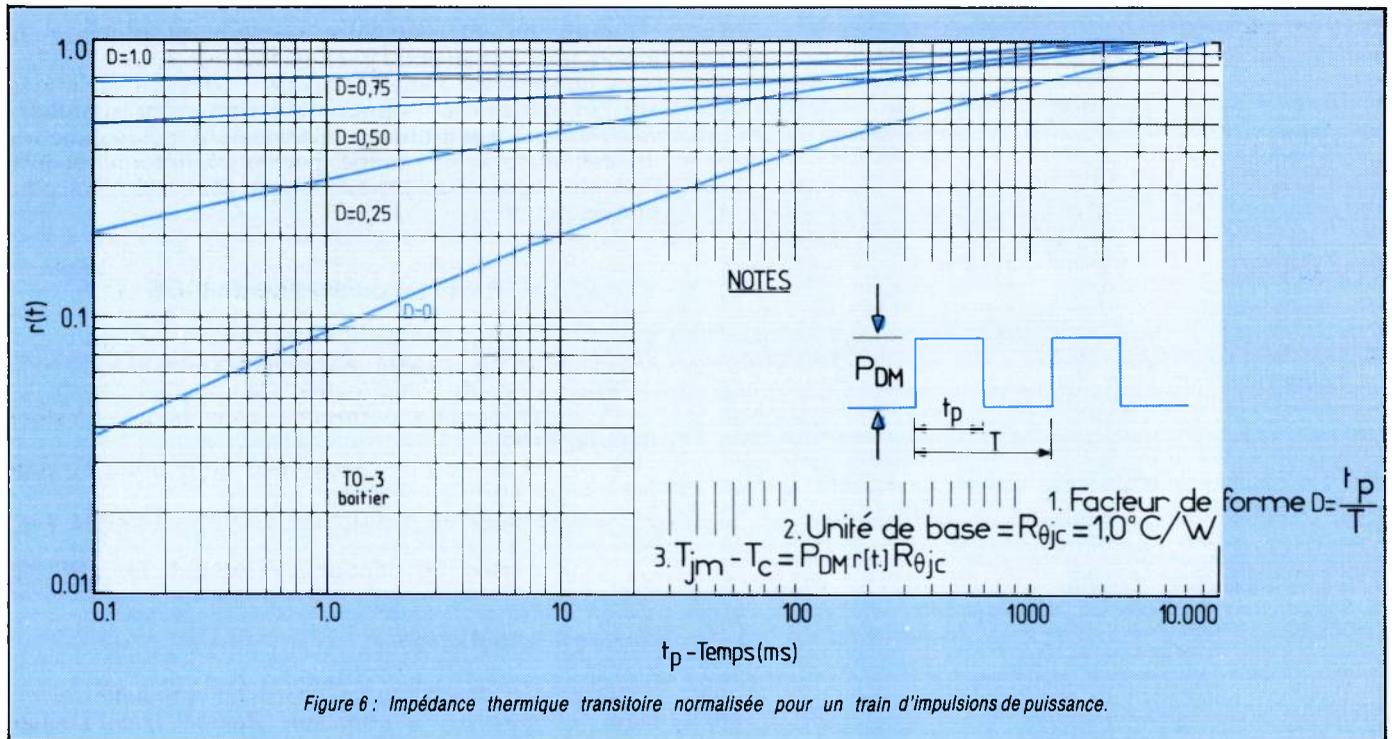
figure	$V_{DS}$	$I_{D1}$	$I_{D2}$	$t_{s1}$	$t_{s2}$	$f_s$	$P_s$
7	100V	1A	1A	100ns	100ns	100 kHz	0,33 W
8	100V	1A	1A	100ns	100ns	100kHz	1W
9	150V	0	2A	100ns	100ns	100kHz	6W

Le tableau 2 donne une comparaison des pertes de commutation avec des valeurs représentatives pour des charges résistive, selfique bouclée et selfique libre.

Notons le niveau bien supérieur des pertes pour le troisième cas et la valeur du temps  $t_{s2}$  qui n'est pas le turn-off du MOS, mais plutôt le temps pendant lequel le FET reste en avalanche. Cette dernière persistera, en effet, jusqu'à dissipation totale de l'énergie stockée dans L et la décroissance du courant à zéro.

La charge capacitive (figure 10) présente une particularité dans l'onde  $V_{DS}$  au turn-off. Si le turn-off ( $t_{s2}$ ) du FET est très bref et  $I_{DD}$  faible (ou L très élevée), alors le temps de croissance de  $V_{DS}$  est contrôlé par la charge. D'un autre côté, un courant  $I_{DD}$  important et une capacité faible font que le temps de croissance de  $V_{DS}$  est égal à  $t_{s2}$ .

Un exemple de circuit pratique est proposé figure 11 où les capacités de sortie du FET ( $C_{OSS}$ ) et la capacité parasite externe ( $C_p$ ) sont incluses. Pour des valeurs de



composants normales,  $I_{DD}$  sera élevé, et le temps de croissance de  $V_{DS}$  reflètera le temps de commutation de la commande de grille. Cependant, pour des charges importantes,  $I_{DD}$  sera faible, ralentissant considérablement la croissance de  $V_{DS}$ , pour une commande identique, laissant penser à l'utilisateur que le MOS ne commute pas aussi vite qu'il ne le fait en réalité.

Les pertes de commutation d'un MOS peuvent être réduites en utilisant un réseau d'aide à la commutation entre drain et source. Le but d'un tel circuit est de réduire les contraintes en tension et courant appliquées sur le composant. En éliminant une grande partie des pertes de commutation, il permet une plus basse température de jonction entraînant une réduction des pertes de conduction et, donc, une amélioration du rendement global. Ce type de réseau devrait, en fait, être considéré de façon systématique même si une protection n'est pas nécessaire.

## Pertes dans la commande de grille

Une grille de MOS est, essentiellement, capacitive avec une petite résistance série selon le schéma équivalent de la figure 12. La puissance totale de commande de grille ( $P_{GT}$ ) est :

$$P_{GT} = V_{GS} Q_0 f_s \quad (9)$$

où  $Q_0$  est la charge crête dans la capacité de grille et  $f_s$  la fréquence de découpage.

La portion de puissance dissipée dans le MOS est alors :

$$P_G = V_{GS} Q_0 f_s (R_G/R_s + R_G) \quad (10)$$

Les valeurs typiques pour  $R_G$  varient de 0,05 à 40  $\Omega$  selon le composant choisi.

## Pertes par courant de fuite drain source

Lorsqu'un MOS est amené au blocage alors que  $V_{DS}$  est encore présente, un petit courant de fuite ( $I_{DSS}$ ) s'écoule du drain à la source. Ceci provoque une petite dissipation ( $P_L$ ) durant la période de blocage :

$$P_L = I_{DSS} V_{DS} (1 - D) \quad (11)$$

où  $D$  est l'intervalle de conduction.

En temps normal,  $P_L$  est faible, car  $I_{DSS}$  est lui-même faible (quelques micro-ampères). On pourra donc l'ignorer. Cependant, si  $T_j$  est élevée et/ou  $V_{GS}$  au blocage, insuffisamment inférieure à la tension de seuil, cette puissance dissipée pourra être significative.

## Pertes dues à la diode interne

La structure MOS renferme une diode interne orientée selon la figure 13A. C'est donc une diode PN classique, sujette à conduction pendant une partie du cycle de l'application particulière, éliminant ainsi le besoin d'un composant externe. Ces pertes de conduction sont donc proportionnelles au produit de  $V_i$  et  $I_{RD}$  (figure 13B).

$$P_d = I_{RD(avg)} V_{i(avg)} \quad (12)$$

Des pertes additionnelles se produiront au turn-off ( $t_{rr}$ ). Ces pertes sont généralement faibles, mais peuvent devenir significatives si la fréquence de commutation croît (>100 kHz). Une approximation correcte est faite en photographiant les ondes de courant et tension au blocage inverse, et en appliquant la relation (8) à ces ondes linéarisées.

Cependant, alors que ces pertes sont généralement ignorées, il existe une condition pour laquelle elles peuvent être importantes. Cette diode est, de fait, la jonction collecteur-base du bipolaire parasite. Sous certaines conditions, ce bipolaire peut être mis en conduction par un  $dV_{DS}/dt$  rapide. Lorsque celui-ci apparaît, le courant devient alors beaucoup plus important et reste à ce niveau assez longtemps pour accroître la puissance dissipée jusqu'à l'éventuelle destruction du composant.

## Pertes de conduction

Dans la plupart des applications, les pertes principales d'un MOS sont dues à la résistance de saturation non nulle. Lorsqu'il conduit, le composant est assimilable à une simple résistance drain-source à travers laquelle le courant  $I_D$  s'écoule. Les pertes peuvent

alors être exprimées par :

$$P_c = R_{DS(on)} [I_{D(rms)}]^2 \quad (13)$$

Notons dans cette expression, la spécification en efficacité du courant de drain, contrairement au cas du transistor bipolaire, pour lequel la valeur moyenne du courant collecteur est normalement utilisée.

L'expression de  $P_c$ , à tort, semble simple, car  $R_{DS}$  est une fonction de plusieurs variables :  $T_j$ ,  $V_{GS}$ ,  $I_D$  et du processus de fabrication.

La dépendance de  $R_{DS(on)}$  par rapport à  $T_j$  est montrée figure 14. Cette courbe est normalisée à 1 pour  $T_j = 25^\circ\text{C}$ . Notons qu'il y a deux courbes. L'une pour les produits basse tension, l'autre pour les produits haute tension. Ces deux courbes présentent un coefficient de température positif ( $R_{DS(on)}$  croît si  $T_j$  croît). C'est une caractéristique de tous les MOS de puissance. Cependant, il faut faire attention en utilisant ces courbes, car si elles sont représentatives d'un produit à quelques infimes variations près, elles peuvent être très différentes d'un fabricant à l'autre pour une même appellation.

La dépendance de la  $R_{DS(on)}$  vis-à-vis de  $I_D$  et  $V_{GS}$  est présentée figure 5. Pour chaque valeur de  $I_D$ , trois régions sont définies : OFF, TRANSITION et ON.

Dans la zone de blocage, le produit présente une résistance très élevée (Mégohms) et, seul,  $I_{DSS}$  traverse le transistor. Dans la région de transition, le composant agit comme une résistance linéaire variable contrôlée en tension ; parce que la transconductance d'un MOS est grande (1 à 30 s), cette région occupe une petite plage de  $V_{GS}$ . Plus  $V_{GS}$  croît, plus la  $R_{DS(on)}$  se stabilise vers une valeur de saturation. Il n'existe donc pas de raison d'accroître  $V_{GS}$  à plus de 12 ou 15 V.

A mesure que  $I_D$  augmente, les valeurs de  $V_{GS}$  à la transition et de la résistance de saturation augmentent. Ceci est principalement dû à un effet de JFET qui pince le flux de courant dans la région de drain.

Pour résoudre l'équation (13), le concepteur doit spécifier  $T_j$ ,  $I_D$  et  $V_{GS}$ .  $V_{GS}$  est imposé de façon externe ; sa valeur est donc facilement définie. Le réel problème est donc la dépendance de la  $R_{DS(on)}$  envers  $T_j$ , qui est, elle-même, une fonction de  $P_T$ . Pour clore le tout, la caractéristique  $R_{DS(on)}/T_j$  est définie empiriquement et non à partir d'une équation précise.

## Détermination de $T_j$ et $P_T$

Nous pouvons nous résumer en posant :

$$P_T = P_1 + (I_{D(rms)})^2 R_{DS(on)}. R_{DSN} \quad (15)$$

$$T_j = T_a + R_{\theta ja} P_T \quad (16)$$

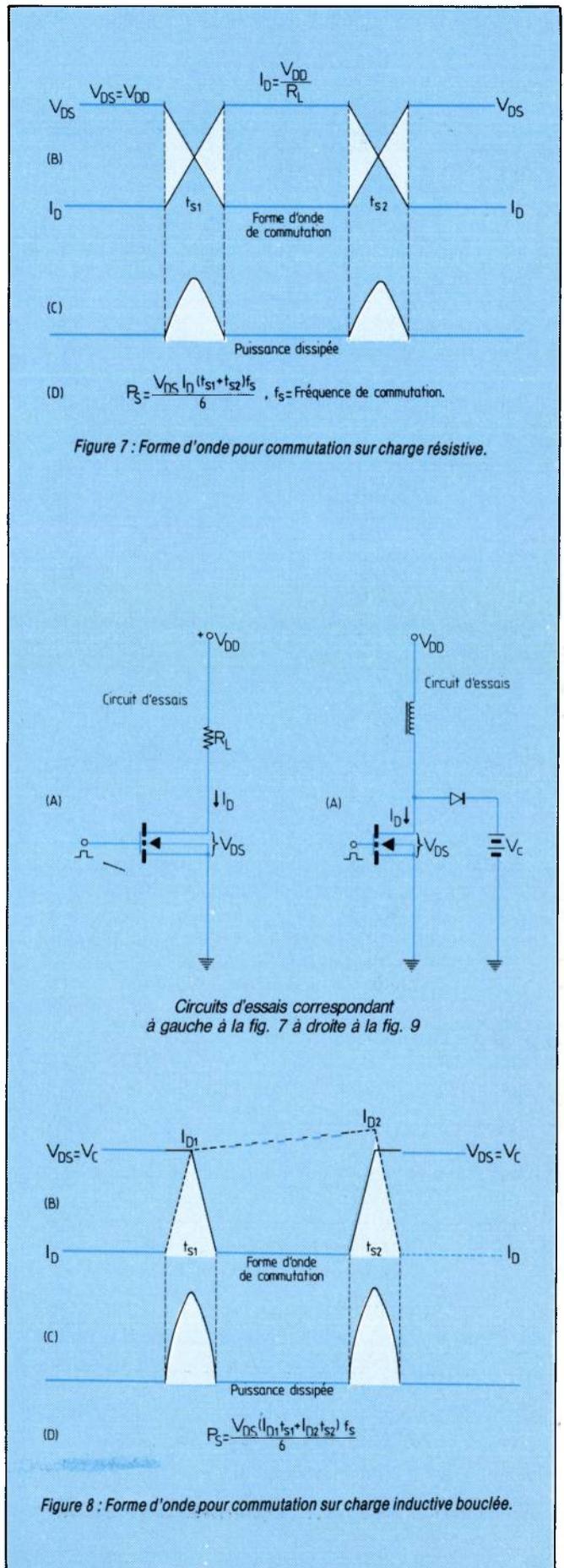
où :

$$P_1 = P_s + P_o + P_L + P_d$$

Tant que  $P_L$  est faible,  $P_1$  ne varie pas beaucoup avec  $T_j$  ; nous pouvons donc considérer  $P_1$  comme constante.

Pour trouver  $P_T$  et  $T_j$ , nous devons donc résoudre un système de deux équations à deux inconnues. Deux solutions sont possibles. La première est graphique et utilise la courbe  $R_{DSN}$ . La seconde est numérique et nécessite une calculatrice. Elle repose sur un algorithme itératif convergent. Un exemple de ce programme, pour HP41C, a été réalisé.

Pour résoudre les équations (15) et (16), nous devons reporter les courbes correspondantes sur un même graphe. La solution sera l'intersection de ces derniè-



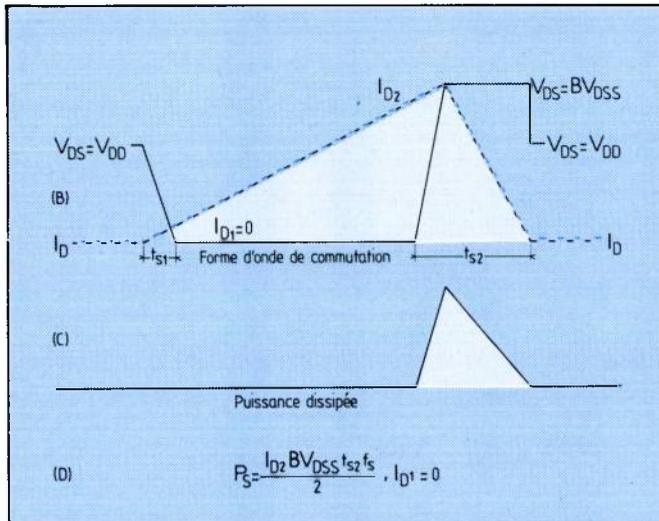
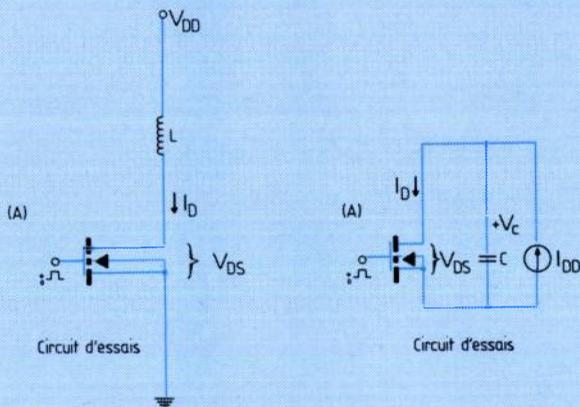


Figure 9 : Forme d'onde pour commutation sur charge inductive libre.



Circuits d'essais correspondant à gauche à la fig. 9 à droite à la fig. 10

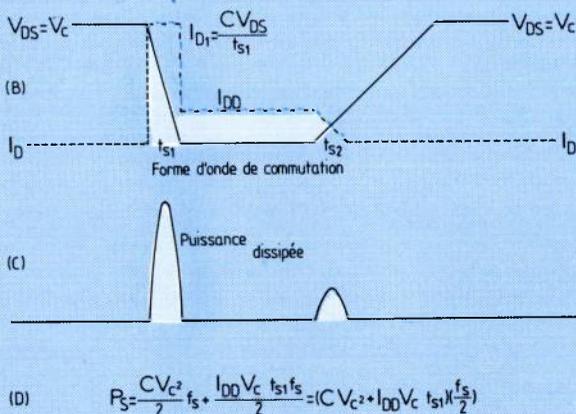


Figure 10 : Forme d'onde pour commutation sur charge capacitive.

res. L'équation (16) a pour représentation une droite, alors que l'équation (15), dont la seule variable est  $R_{DSN}$ , est quelque peu plus complexe. Cette courbe et celle désirée de  $P_T$  sont identiques, excepté le fait que les ordonnées diffèrent d'un coefficient multiplicateur plus un offset. Avec un peu d'algèbre, nous pouvons donc utiliser cette courbe directement.

Le produit choisi dans cet exemple est un MOS 500 V/8A en boîtier T03 baptisé IRF440. L'isolant boîtier-dissipateur est supposé être une semelle de béryllium enrobée de graisse thermiquement conductrice. Il est généralement utilisé des dissipateurs, tels que  $R_{GT\theta sa} = R_{GT\theta jc}$ .

### Exemple 1 :

Produit = IRF440  
 $R_{DS(on)} 25^\circ C = 0,8\Omega$        $R_{\theta cs} = 0,2^\circ C/W$   
 $V_{GS} = 10 V$        $R_{\theta sa} = 1^\circ C/W$   
 $E_{D(rms)} = 3A$        $T_a = 50^\circ C$   
 $R_{\theta jc} = 1^\circ C/W$        $P_1 = 5 W$

### Etape n° 1 :

Calcul de

$$T_J = T_a + R_{\theta ja} [P_1 + 1_{D(rms)} \cdot R_{DS(25^\circ C)} \cdot R_{DSN}] \quad (18)$$

$R_{DSN}$	$T_J$
0,4	67,3 °C
2,0	92,7 °C

### Etape n° 2 :

Plaçons ces points sur le graphe  $R_{DSN} T_J$  correspondant à l'IRF440 (figure 16) et traçons une ligne droite coupant la courbe  $R_{DSN}$ .

### Etape n° 3 :

Du point d'intersection, lisons  $T_J$  et  $R_{DSN}$  :

$$T_J = 84^\circ C \quad (19)$$

$$R_{DSN} = 1,5\Omega \quad (20)$$

### Etape n°4 :

Calculons  $P_T$  à partir de l'expression suivante :

$$P_T = P_1 + R_{DS(25^\circ C)} R_{DSN} (I_{(rms)})^2 \quad (21)$$

ce qui donne :

$$P_T = 15,8 W$$

Cette procédure donne accès à d'autres informations ; en particulier, sur la stabilité thermique du système ou sur un emballement assuré.

### Exemple 2 :

Si le courant  $I_D$  de l'exemple 1 est maintenant accru jusqu'à 5A et que les procédures 1 et 2 sont appliquées, nous aboutissons au graphe de la figure 17. Nous n'avons aucune intersection, donc aucune solution. L'explication en est que l'équation (15) représente la chaleur apportée au système, alors que l'équation (16) quantifie la chaleur évacuée. Dans les conditions de la figure 17, la chaleur entrante est toujours supérieure à la chaleur sortante de sorte que  $T_J$  croît indéfiniment, jusqu'à destruction du composant.

L'exemple 1 correspond à la phase normale de fonctionnement d'un convertisseur de puissance, et l'exemple 2 à une phase de surcharge. Si le module doit effectivement résister aux conditions de l'exemple 2, alors  $R_{\theta ja}$  doit être réduit de façon à décaler la courbe pour obtenir un  $T_J$  acceptable. La valeur

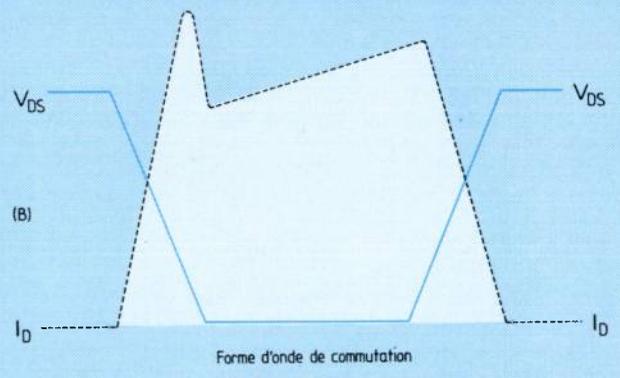
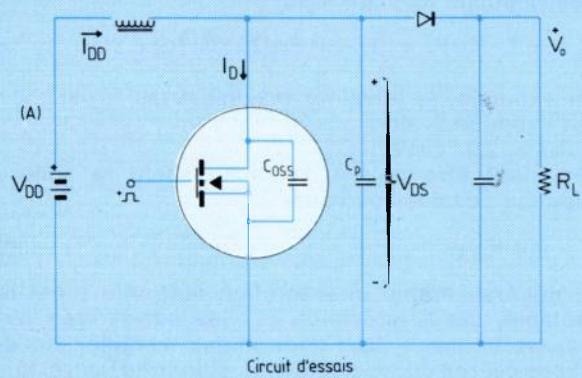


Figure 11 : Forme d'onde pour commutation sur charge inductive et capacitive.

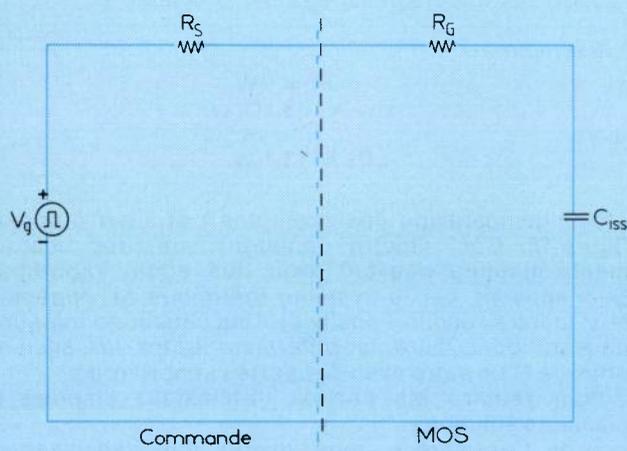


Figure 12 : Circuit équivalent de la commande de gate.

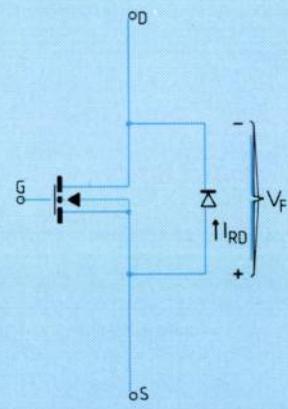
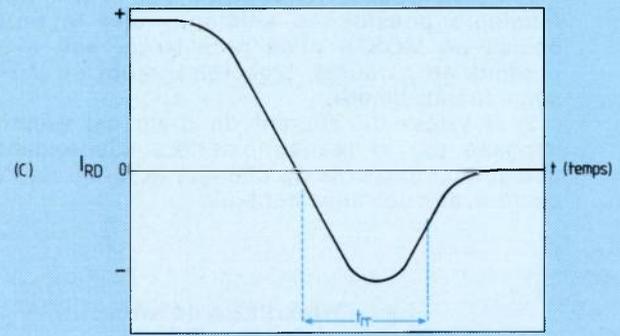


Figure 13 : Caractéristiques de la diode interne du MOSFET.



Caractéristique typique de recouvrement inverse

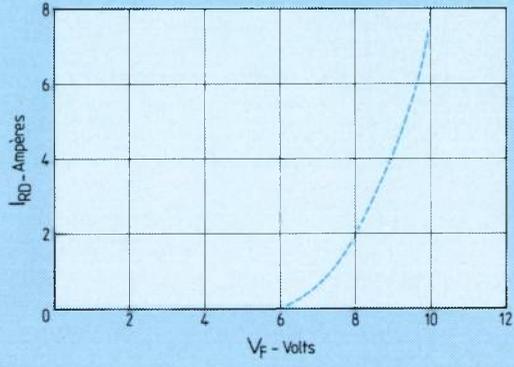


Figure 15 : Résistances internes parasites d'un MOSFET.

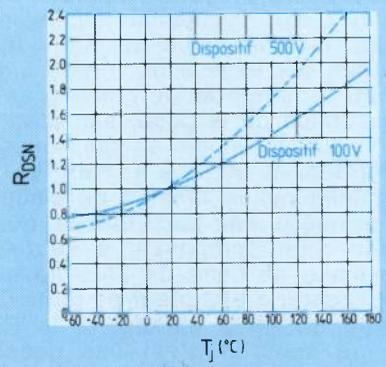


Figure 14 : Relation  $R_{DS(on)}$ ,  $T_j$ , et  $DV_{DS}$ .

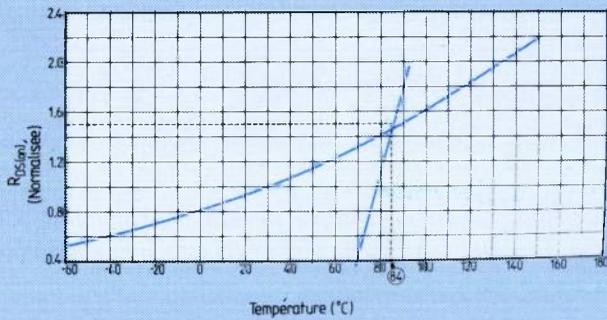


Figure 16 : Effet du courant de drain sur la  $R_{DS(on)}$ .

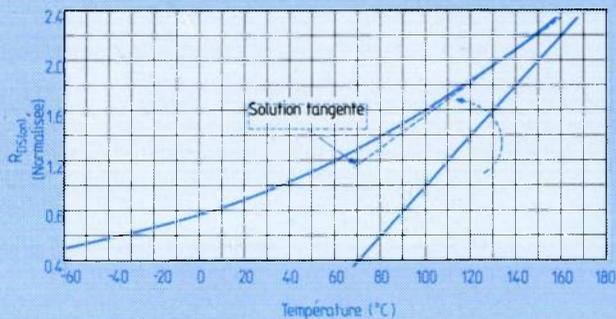


Figure 17 : Graphe pour l'exemple 1.

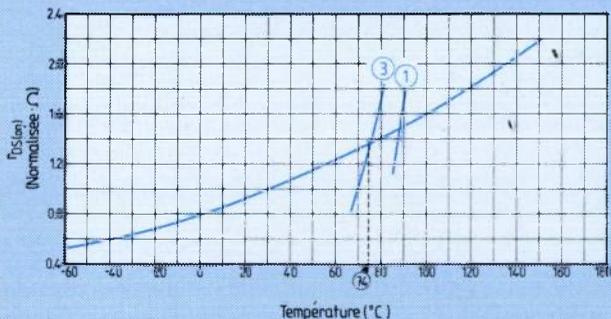


Figure 18 : Graphe pour l'exemple 2.

maximum de  $R_{\theta ja}$  pour un  $T_j$  donné peut être obtenue en réarrangeant l'équation (18) :

$$R_{\theta ja \max} = T_j - T_a / P_1 + (I_{D(rms)})^2 R_{DS(25^\circ C)} R_{DSN} \quad (23)$$

Par exemple, si la valeur maximum de  $T_j$  est  $150^\circ C$  dans l'exemple 2, alors :  
 $\max R_{\theta ja} = 2,0^\circ C/W$

Ceci peut être obtenu en accroissant la taille du dissipateur de telle façon que :

$$R_{\theta sa} = 0,8^\circ C/W \quad (25)$$

En général, même une solution tangente n'est pas acceptable, car la précision sur les paramètres n'est pas assez bonne. Il vaut donc mieux travailler sur des solutions claires du type de celles obtenues figure 16.

La méthode graphique est aussi utilisable pour montrer le degré d'amélioration du système thermique. Par exemple, si nous réduisons  $P_1$  et  $R_{\theta ja}$  par rapport aux valeurs utilisées dans l'exemple 1.

Exemple 3 :

si :

$$P_1 = 3W$$

$$R_{\theta ja} = 1,8^\circ C/W$$

alors :

$$T_j = 74^\circ C$$

$$P_T = 13,1W$$

Une comparaison des exemples 1 et 3 est proposée figure 18. Ceci illustre comment quelques changements mineurs peuvent avoir des effets importants. Ceci apparaît, car le système thermique est régénérateur (contre réaction positive). Des variations mineures peuvent donc faire la différence entre un système efficace et un autre avec des pertes importantes.

Pour réduire les pertes, l'utilisateur dispose de plusieurs solutions :

1) de l'exemple 3, nous voyons que l'abaissement de  $R_{\theta ja}$  est un bon moyen pour réduire  $P_T$  et  $T_j$ ,

2)  $R_{DS(on)}$  peut être réduite ; ce qui diminue  $P_c$ . Plusieurs possibilités existent : soit le concepteur choisit un MOS à puce plus large, soit il met des produits en parallèle. L'accroissement de  $V_{GS}$  est une solution très limitée,

3) la valeur du courant de drain est généralement imposée par le réseau extérieur. Cependant, il est quelquefois possible de changer la forme de l'onde de courant, afin de minimiser  $I_{D(rms)}$ .

## La courbe d'aire de sécurité

Un exemple typique d'aire de sécurité d'un MOS est figuré en 19. La courbe présente quatre frontières : courant maximum (A-B), puissance maximum (B-C), tension maximum (C-D) et limite de  $R_{DS(on)}$  (E-A). La frontière en courant est fixée à un niveau limitant la densité de courant dans les fils de bonding et dans la métallisation de surface de la puce, afin d'obtenir un fonctionnement fiable. La limite en puissance est la dissipation accroissant  $T_j$  de  $T_c$  à  $T_j \max$ . La tension limite est déterminée par la tension de claquage du produit. Cette dernière est plus élevée que cette limite, mais varie d'un composant à l'autre et en température. La limite de l'aire de sécurité est donc sélectionnée pour rester à l'intérieur de toute variation normale. La limite en  $R_{DS(on)}$  est due à la  $R_{DS(on)}$  du composant. En ce sens, il n'est pas possible de provoquer un courant de 10 A à travers une résistance de  $2\Omega$ , lorsque seulement 1V est appliqué au produit.

Pour l'instant, tous les fabricants ne tracent pas la limite du  $R_{DS(on)}$  de la même façon. La ligne continue sur la figure 20, montre la limite réelle en température du MOS compte-tenu de la puissance dissipée. Les lignes en tirets représentent les limites à 25 °C et 150 °C. Seule, une de ces trois limites apparaît sur les feuilles de caractéristiques. On a préféré évaluer la limite réelle à l'aide de deux lignes droites (en pointillé, sur la figure 20), car elle donne une meilleure définition de cette limite.

La courbe d'aire de sécurité n'est pas unique, même pour un produit particulier. La raison en est que ces limites ne sont pas telles qu'elles entraînent la destruction du produit en cas de dépassement. Elles induisent plutôt le concept de réduction de durée de vie à un niveau acceptable. En effet, l'acceptable pour une application peut ne plus l'être pour une autre. Afin d'illustrer notre propos, nous avons ajouté un troisième axe à notre graphe (figure 21) représentant la vie utile du produit. A mesure que les limites sont réduites, la vie utile ou MTBF croît considérablement au début, puis plus lentement ensuite. C'est la raison pour laquelle, dans les applications requérant un très grand MTBF, des réductions significatives des spécifications fabricants sont nécessaires.

L'aire de sécurité est aussi une fonction de  $T_c$ ,  $T_{jmax}$ ,  $T_p$  et  $D$ . La courbe des feuilles de caractéristiques est généralement donnée  $T_c = 25$  °C en mono-impulsion, et pour quelques valeurs de  $T_p$ . Seules quelques applications se satisfont de ces conditions particulières. Les fabricants ne peuvent être critiqués, car il existe, en fait, une infinité de possibilités. Ils ont au moins réussi à s'accorder sur une valeur standard.

Ainsi, pour chaque application, le concepteur doit reconfigurer sa SOA reflétant ses besoins spécifiques. Heureusement, cela n'est pas difficile.

## Comment redessiner l'aire de sécurité ?

La figure 22 est un graphe typique. Il n'est valable que pour les conditions de mesures ci-après énumérées :

1.  $T_{jmax} = 150$  °C
2.  $T_c = 25$  °C
3.  $D = 0$
4.  $T_p = 100\mu s$

Un utilisateur désirera les changements suivants :

1.  $T_c$  plus élevée
2.  $T_{jmax}$  plus basse
3. train d'impulsions,  $D = 0$
4. dérives sur  $I_D$  et  $V_{DS}$
5.  $T_p$  autre que ceux spécifiés.

La nouvelle courbe peut être remodelée par une procédure pas à pas, comme le montre l'exemple suivant :

*hypothèses :*

1. facteur de dérive en courant et tension = 0,8
2.  $T_{jmax} = 125$  °C
3.  $T_c = 85$  °C
4.  $T_p = 200\mu s$
5.  $D = 0,25$
6. le composant est un IRF440
7.  $R_{\theta jc} = 1$  °C/W
8.  $R(t) = 0,27$  (figure 6)

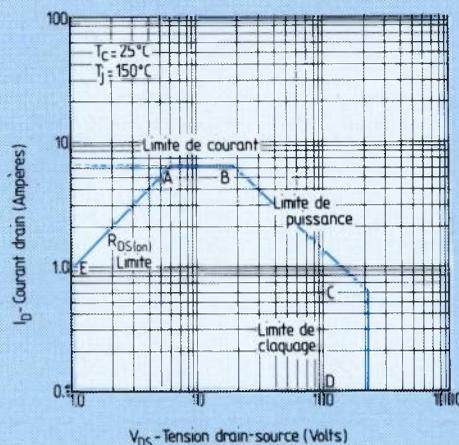


Figure 19 : Graphe pour l'exemple 3.

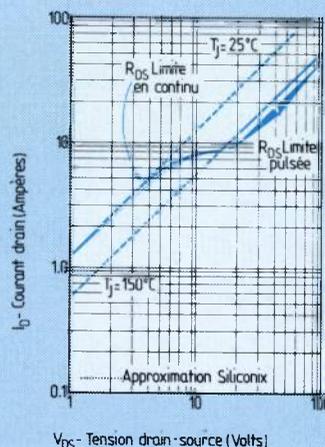


Figure 20 : Illustration de l'effet de la taille de l'inductance sur le courant de drain dans un convertisseur à découpage.

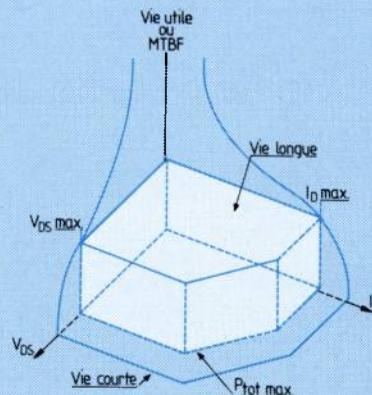
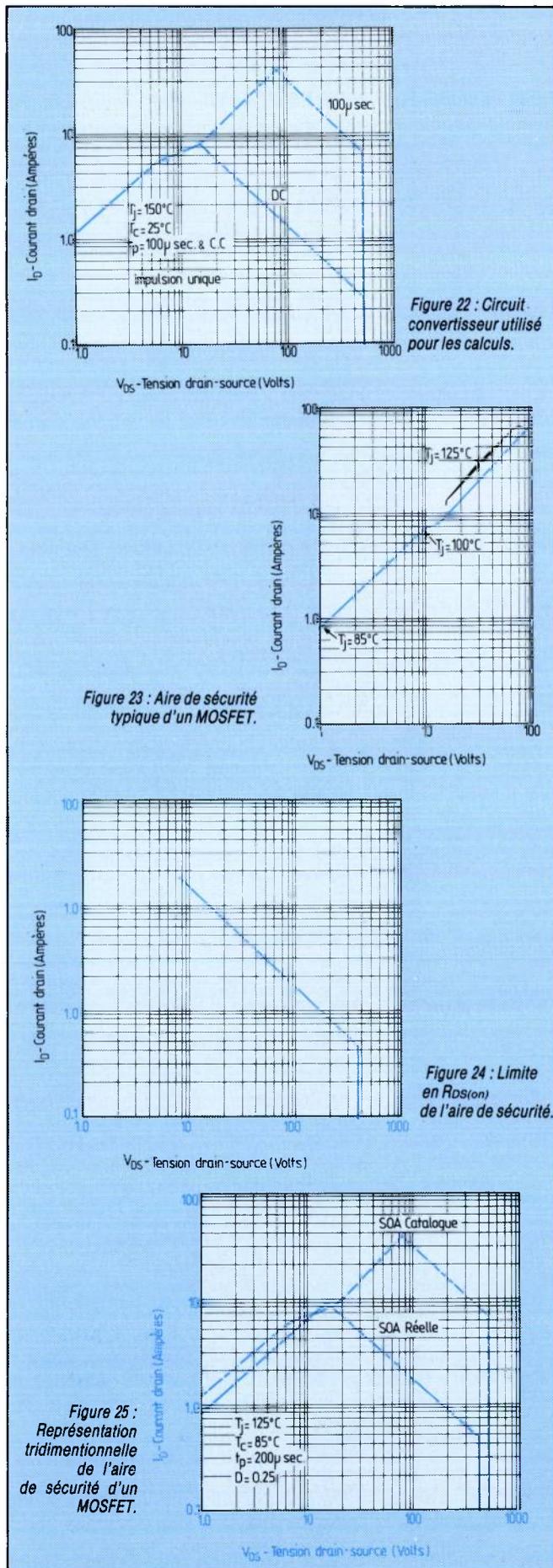


Figure 21 : Variation de l' $I_{rms}$  en fonction du rapport au courant trapézoïdal (K).



**Etape n° 1 :** reconfiguration de la limite en  $R_{DS(on)}$ .  
Les points limites pour  $T_j < 125^\circ\text{C}$  peuvent être calculés à partir des expressions suivantes :

$$I_D = \sqrt{T_j - T_c / R_{\theta jc} r(t) R_{DS(on)} R_{DSN}} \quad (33)$$

$$V_{DS} = \sqrt{(T_j - T_c) R_{DS(on)} R_{DSN} / R_{\theta jc} R(t)} \quad (34)$$

Pour  $T_j = 125^\circ\text{C}$  la limite est définie par :

$$V_S = I_D \cdot R_{DS(25^\circ\text{C})} \cdot R_{DSN(125^\circ\text{C})} \quad (35)$$

**Etape n° 2 :**

Redessiner les limites pour  $I_D$  et  $V_{DS}$ , mais les réduire par un facteur 0,8 comme on le voit figure 29. Notons que dans ce cas, la limite en  $I_D$  n'existe pas, car la limite en  $R_{DS}$  prédomine.

**Etape n°3 :**

Redessiner la limite thermique. La puissance totale pour cette limite peut être déterminée à partir de l'équation :

$$P_T = T_j \cdot T_c / R(t) \cdot R_{\theta jc} = 148 \text{ W} \quad (36)$$

Deux points correspondant à cette puissance sont :

	$V_{DS}$	$I_D$
<b>A</b>	50V	2,97A
<b>B</b>	200V	0,74A

Traçons ces points sur la courbe et joignons-les par une droite. Ceci devient notre limite en puissance pulsée, comme on le voit figure 24.

Le graphe figure 25 (ligne continue) est notre courbe finale pour un IRF440 travaillant avec nos conditions particulières. Par comparaison avec la courbe originale, nous constatons une différence notable. Nous voyons alors clairement que l'utilisation du produit dans son aire de sécurité initiale, rend hautement probable sa défaillance s'il est utilisé près de ses limites.

## Conclusion

Comme nous l'avons montré, les calculs thermiques d'un MOS de puissance ne sont pas particulièrement complexes. Il a été aussi mis en évidence l'extrême importance de ces calculs pour un fonctionnement efficace et fiable. La plupart des paramètres sont sous le contrôle du concepteur et en jonglant avec quelques variables, il est possible de réaliser un système sûr. Si les calculs thermiques ne sont que survolés ou mal maîtrisés, les risques potentiels de défaillance existent, laissant peu de chance de réussite.

par Rudy SEVERNS. *Siliconix Inc*  
adapté par Claude ALEMANY. *Siliconix France*

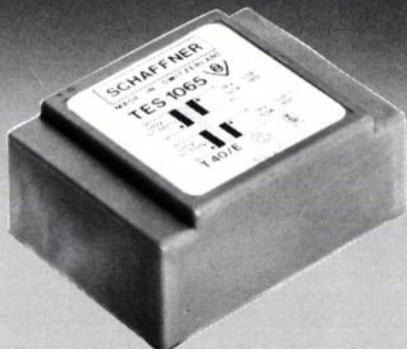
**nouveau!**



Roger Pichon -  
votre interlocuteur

## TE, TES

Transformateurs d'alimentations



- Bas profil pour circuits imprimés
- Puissances 3,5 VA-7 VA-14 VA-20 VA
- Tension d'isolement 4 kV

**SCHAFFNER**

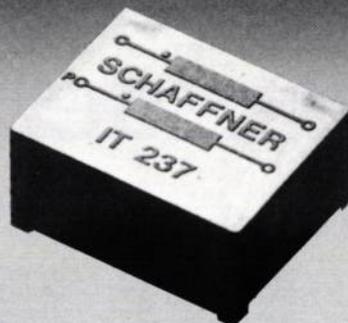
**Schaffner S.A.**  
5, rue Michel Carré  
F-95100 Argenteuil  
Tél. 947.86.36, Télex 698 723



Bernard Bouvard -  
votre interlocuteur

## Transformateurs d'impulsions

Excellente qualité garantie  
par production robotisée



- Applications standards
- Avec temps de montée rapide
- Avec haute tension d'isolement
- Pour thyristors de forte puissance

**SCHAFFNER**

**Schaffner S.A.**  
5, rue Michel Carré  
F-95100 Argenteuil  
Tél. 947.86.36, Télex 698 723

# RTF: LE GRAND JEU

## LES ATOUTS MAITRES



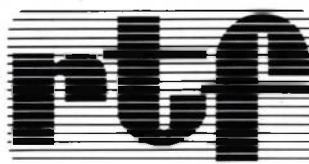
### ACTIFS PASSIFS

AMD	AVX
GIOD	COMEPA
MPS	FIRADEC
MHS	GRAYHILL
NSC	KEMET
SEEQ	KRP
SGS	3M
TEXET	PAPST
TRW	TRW

**RTF Sud-Ouest**  
CIP avenue de la Mairie  
31320 ESCALQUENS  
tél (61) 81 51 57  
télex 520 927

**RTF Sud-Est**  
St-Mury le Vaucanson  
38240 MEYLAN  
tél (76) 90.11.88  
télex 980 796

**RTF Ouest**  
9, rue de Suède  
35100 RENNES  
tél (99) 32 09 11  
télex 741 127



9, rue d'Arcueil  
BP 78 - 94253  
Gentilly Cedex  
Tél: (1) 664.11.01  
Télex 201069

**Le partenaire de l'innovation. Toujours prêt.**

# Un convertisseur direct de fréquence

*La génération de bord des véhicules pose des problèmes de stabilisation de tension et de fréquence, l'alternateur n'étant pas entraîné à vitesse constante.*

*Le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIHТ qui a étudié ce problème dans le cadre d'un contrat DRET avec la société Auxilec propose une solution utilisant des transistors Darlington de puissance, minimisant les harmoniques.*

Pendant les dernières années, les interrupteurs utilisés en électronique de puissance ont beaucoup évolué et se rapprochent de plus en plus de l'interrupteur idéal. Les performances de ces interrupteurs permettent de réduire les dimensions des éléments passifs, ou même de les remplacer par des ensembles convertisseurs, et donc de réaliser des fonctions de conversion plus complexes.

Ces performances conduisent à repenser quelques structures de convertisseurs et notamment le convertisseur direct de fréquence. Ce convertisseur, qui est représenté schématiquement à la figure 1, est constitué d'une matrice de neuf interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant capables de contrôler les échanges d'énergie entre un système triphasé de tensions et un système triphasé de courants. Dans le cadre de cet article, seuls les convertisseurs triphasé-triphasé sont considérés et les sources de tension sont supposées connectées à tout instant aux sources de courant (convertisseur « sans palier zéro ») (1,2).

Le convertisseur direct de fréquence présenté est destiné à être alimenté par un alternateur entraîné à vitesse variable, il délivre à sa sortie une tension et une fréquence fixes.

## Structure du convertisseur direct de fréquence

L'alternateur est généralement considéré comme une source de tension et de ce fait, le filtrage de la tension de sortie est du second ordre : un condensateur en parallèle sur la charge pour réaliser une attaque à basse impédance et une inductance en série pour que la charge globale du convertisseur ait un comportement compatible avec la nature de l'alternateur (figure 2).

Pratiquement l'alternateur possède des inductances parasites non négligeables et l'importance de ces inductances peut conduire à assimiler l'alternateur à une source de courant et non plus à une source de tension. Dans ces conditions, le filtre

de sortie peut être réduit à un simple condensateur placé en parallèle sur la charge (Figure 3).

Le fait de considérer l'alternateur comme une source de tension ou comme une source de courant change la nature du filtre de sortie mais ne modifie ni la structure (matrice de neuf interrupteurs), ni les principes de commande du convertisseur direct de fréquence.

## Commande du convertisseur direct de fréquence

### Contrôle de la fréquence de sortie

Une commande qui a l'avantage d'être très simple à mettre en œuvre a été élaborée au L.E.E.I. il y a quelques années. Cette commande « à fréquence libre » (1,3) utilise une modulation de largeur d'impulsion entre deux des trois tensions (resp. courants) qui encadrent au plus près une tension (resp. courant) de référence. Ce procédé de réglage « à fréquence libre », qui permet de contrôler non seulement la fréquence mais aussi l'amplitude de la tension de sortie, souffre néanmoins de quelques inconvénients : manque de périodicité du fonctionnement, asymétrie de la commande, apparition d'harmoniques de rang bas difficiles à filtrer.

Un deuxième type de commande a été élaboré au laboratoire en s'inspirant des commandes des onduleurs à modulation de largeur d'impulsion : la « commande à fréquence fixe » (1,2,4).

Cette commande possède une fréquence bien définie, la fréquence de modulation, qui, associée à la fréquence d'entrée, fixe la fréquence. Dans une période de la commande (période de modulation) les instants d'amorçage et de blocage des différents interrupteurs étant parfaitement définis, il est donc possible d'associer à chaque interrupteur T du convertisseur direct de fréquence une fonction d'existence F définie par :

$$F = 1 \text{ si } T \text{ est passant}$$

$$F = 0 \text{ si } T \text{ est bloqué}$$

F est périodique et peut être représentée par une série d'impulsions unité. Dans le cas du convertisseur triphasé-triphasé trois fonctions d'existence (déphasées de  $2\pi/3$ ) suffisent pour décrire le fonctionnement du convertisseur.

Deux exemples de commande à fréquence fixe avec leurs formes d'ondes idéalisées sont représentés à la figure 4. Dans ces deux exemples, la séquence des fonctions d'existence F1, F2 et F3 est la même que celle des grandeurs d'entrée E1, E2 et E3. La fréquence de modulation peut être inférieure (figure 4a) ou supérieure (figure 4b) à la fréquence des grandeurs d'entrée. C'est ce dernier type de commande (« en séquence et antisymétrique ») qui a été retenu pour l'application envisagée. En sortie, la fréquence des termes fondamentaux est donnée par (5,6) :

$$f_s = f_m - f_e$$

et celle des harmoniques par :

$$f_n = 3n f_e + 3n \pm 1 (f_m - f_e) \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- haute fréquence de fonctionnement des interrupteurs (la fréquence de modulation est supérieure à la fréquence d'entrée et à la fréquence de sortie) ;
- toutes les fréquences de sortie sont possibles ;
- en sortie, tous les harmoniques ont une fréquence supérieure à la fréquence du terme fondamental.

## Contrôle de l'amplitude

Si les fonctions d'existences ne contiennent qu'une seule impulsion par période de modulation alors, l'amplitude du terme fondamental de la tension (courant) de sortie est maximale (sauf dans le cas particulier où la fréquence de sortie est nulle).

Une première méthode de contrôle consiste à faire fonctionner les interrupteurs à une fréquence de découpage  $f_d = 1/T_d$  supposée très supérieure à la fréquence de modulation (7). Sur un intervalle de temps  $T_d$ , la tension (resp. courant) de sortie est la moyenne des trois tensions (resp. courants) d'entrée appliquées successivement à la charge pendant des temps  $K_1 T_d$ ,  $K_2 T_d$  et  $K_3 T_d$  dont la somme est égale à  $T_d$ .

Les valeurs des coefficients  $K_1$ ,  $K_2$  et  $K_3$  évoluent en fonction du temps suivant les lois :

$$K_1(t) = 1/3 (1 + 2/r \cos \omega_m t)$$

$$K_2(t) = 1/3 (1 + 2/r \cos \omega_m t) - 2\pi/3$$

$$K_3(t) = 1/3 (1 + 2/r \cos \omega_m t) - 4\pi/3$$

où  $m = 2\pi f_m$  et  $r$  est le rapport des amplitudes des tensions (resp. courants) d'entrée aux amplitudes des tensions (resp. courants) de sortie ( $2 \leq r$ ).

Pour une certaine valeur de  $T_d$  les instants de commutation des interrupteurs peuvent être déterminés grâce à une fréquence de sortie désirée. Un exemple de fonctions d'existence associées à cette commande est représenté à figure 5a.

Cette commande présente l'inconvénient de ne permettre que d'augmenter la fréquence de découpage, donc le nombre d'impulsions par période de modulation, pour réduire les harmoniques de rang bas en sortie. En d'autres termes, elle ne présente pas une caractéristique de sélectivité des harmoniques.

Le spectre harmonique de la tension (resp. courant) de sortie est dû à l'action du spectre harmonique des impulsions de commande sur la tension (resp. courant) d'entrée. En modifiant la position et la durée de ces impulsions, il est possible d'obtenir le même terme fondamental tout en modifiant le spectre harmonique (2).

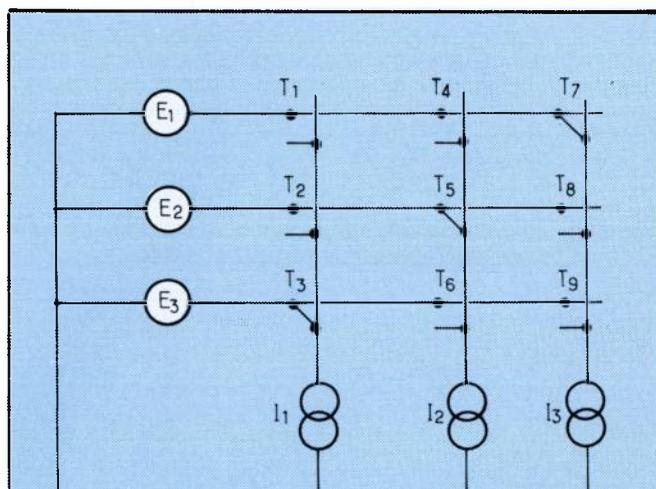


Figure 1 : Représentation schématique du convertisseur direct de fréquence triphasé-triphasé.

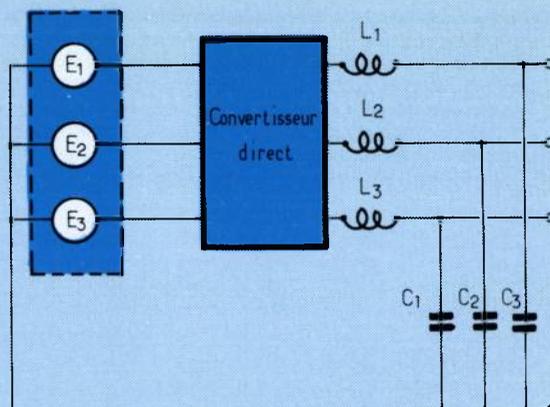


Figure 2 : Les inductances de l'alternateur sont négligées et ce dernier est assimilé à une source de tension. Le filtre de sortie est du deuxième ordre.

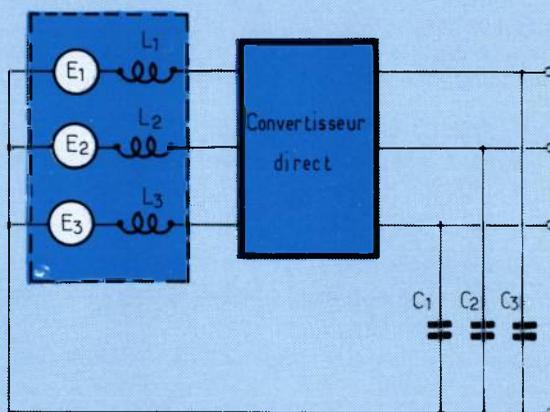


Figure 3 : L'alternateur est assimilé à une source de courant et le filtre de sortie peut être uniquement capacitif.

# Convertisseur de fréquence

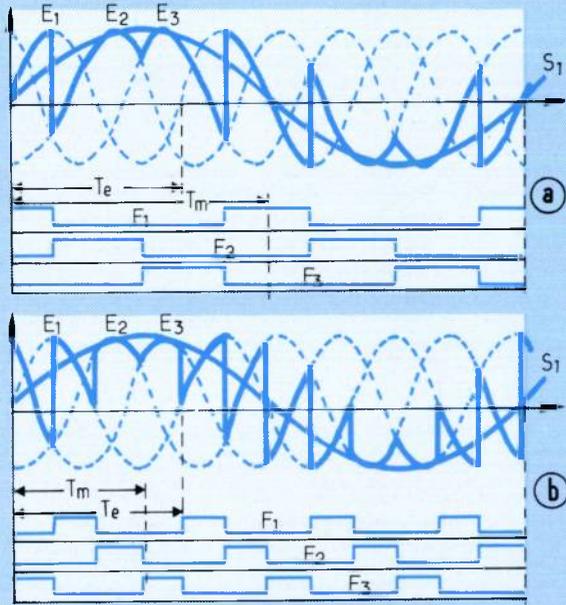


Figure 4 : Exemples de commandes du convertisseur direct de fréquence schématisé à la figure 1.  $F_1$ ,  $F_2$  et  $F_3$  sont les fonctions d'existence associées respectivement à  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$ .  $S_1$  représente le fondamental de la tension aux bornes de la source de courant  $I_1$ . a. La fréquence de modulation est inférieure à la fréquence d'entrée : commande « en séquence et symétrique ». b. La fréquence de modulation est supérieure à la fréquence d'entrée : commande « en séquence et antisymétrique ».

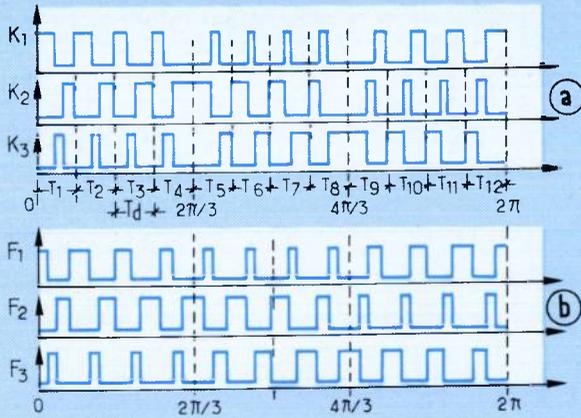


Figure 5 : Fonctions d'existence associées à la commande du convertisseur direct de fréquence sans optimisation (a) et avec optimisation (b) du spectre harmonique pour un même rapport de transformation.

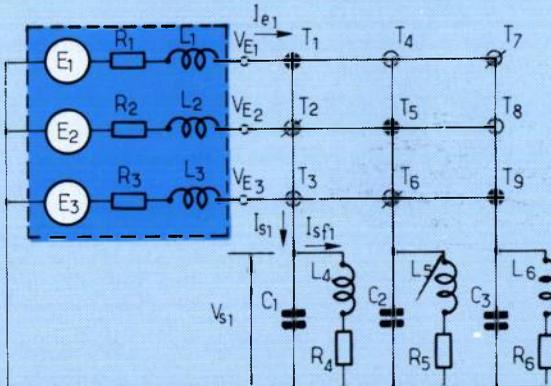


Figure 6 : Circuit du convertisseur direct de fréquence simulé.

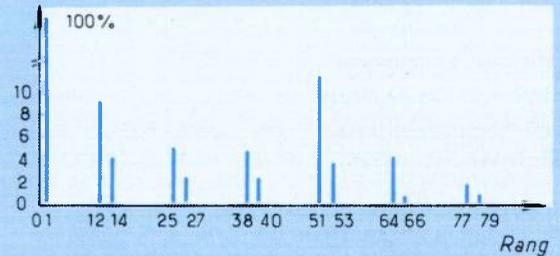
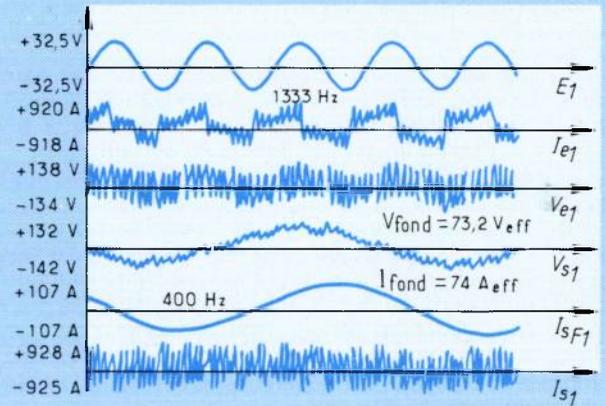


Figure 7 : Simulation du convertisseur et analyse harmonique de la tension de sortie dans le cas d'une commande sans optimisation. Le taux d'harmonique total vaut 20 % et l'amplitude relative de l'harmonique 51 est de 11 %.

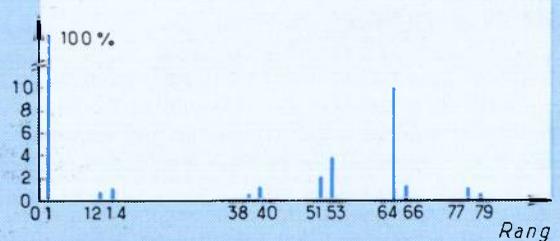
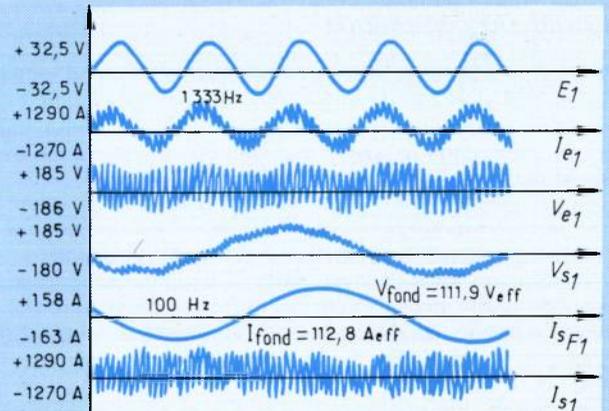


Figure 8 : Simulation du convertisseur et analyse harmonique de la tension de sortie dans le cas d'une commande avec optimisation. Le taux d'harmonique total est de 11 % et l'amplitude relative de l'harmonique 64 est de 9,8 %.

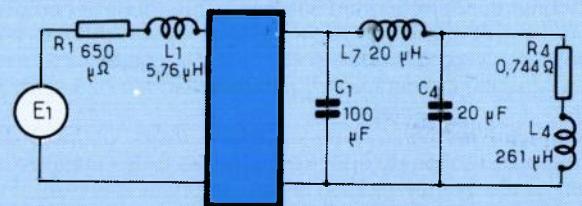


Figure 9 : Représentation monophasée du convertisseur simulé avec les valeurs modifiées.

De ce fait, l'optimisation du spectre harmonique par la recherche des instants de commutation, nous permet de réduire les harmoniques de rang bas au détriment d'une augmentation de ceux de rang élevé. Néanmoins, les harmoniques de rang élevé sont plus facilement éliminés par le filtre de sortie. Un exemple de fonctions d'existence d'une commande optimisée permettant de réduire les quatre premiers harmoniques en sortie est représenté à la figure 5b.

## Simulation du convertisseur direct de fréquence

### Circuit du convertisseur

Après avoir analysé les structures et les méthodes de commande du convertisseur direct de fréquence, il faut étudier la faisabilité de ce convertisseur dans le cadre d'une application industrielle.

L'exemple que nous avons choisi est la conversion de l'énergie fournie par un générateur à tension et fréquence variables, pour l'alimentation du réseau de bord d'un avion (tension et fréquence fixes, 115 V/400 Hz).

Grâce à des méthodes de simulations numériques adaptées à nos besoins (S.A.C.S.O.) (8), les simulations des fonctionnements limites du convertisseur (fréquences minimales et maximales du générateur) ont permis de définir les caractéristiques de l'ensemble générateur - convertisseur - charge pour les divers types de commandes « à fréquence fixe » envisagés plus haut.

Les paramètres du montage ont été choisis dans le cadre d'un projet (9) dont le cahier des charges est le suivant :

- puissance nominale : 40 kVA ;
- facteur de puissance compris entre 0,75AR et 1 ;
- taux d'harmoniques total inférieur à 5 % ;
- amplitude relative de l'harmonique le plus important inférieure à 3 %.

L'alternateur délivre une tension efficace de 57,5 V à une fréquence de 3 333 Hz pour la vitesse maximale et, une tension de 23 V à une fréquence de 1 333 Hz pour la vitesse minimale. Son impédance interne est constituée d'une inductance de 2,88  $\mu$ H et d'une résistance de 550  $\mu\Omega$ .

Le rapport entre les amplitudes des tensions d'entrée et de sortie implique l'utilisation d'un convertisseur direct de fréquence qui soit élévateur de tension en l'absence d'un transformateur d'adaptation. De ce fait, l'alternateur doit être considéré comme une source de courant. Le filtre de sortie est un condensateur de 265  $\mu$ F (facteur de puissance unitaire à la sortie du convertisseur pour une charge à 0,75 AR).

### Résultats des simulations

Pour la vitesse minimale du générateur, la simulation du convertisseur et l'analyse harmonique de la tension de sortie ont été réalisées en utilisant :

- la commande sans optimisation (figure 7)
- la commande avec optimisation (Figure 8) dans laquelle les harmoniques de rang 2, 4, 5 et 7 des fonctions d'existence ont été minimisés afin de réduire les harmoniques de rang 12, 14, 25 et 27 de la sortie. L'harmonique le plus important est de rang 64 avec une amplitude relative de 9,8 %, le taux d'harmonique total étant de 11 %. L'optimisation de la commande permet donc de réduire le taux d'harmonique de près de 50 %.

Les résultats de ces simulations ont conduit à modifier quelques valeurs du circuit simulé. La valeur de l'inductance de l'alternateur a été doublée pour améliorer le lissage du courant. D'autre part, le filtre purement capacitif est insuffisant pour atténuer correctement les harmoniques de la tension de sortie. L'introduction d'un filtre L, C de faible valeur (20  $\mu$ H,

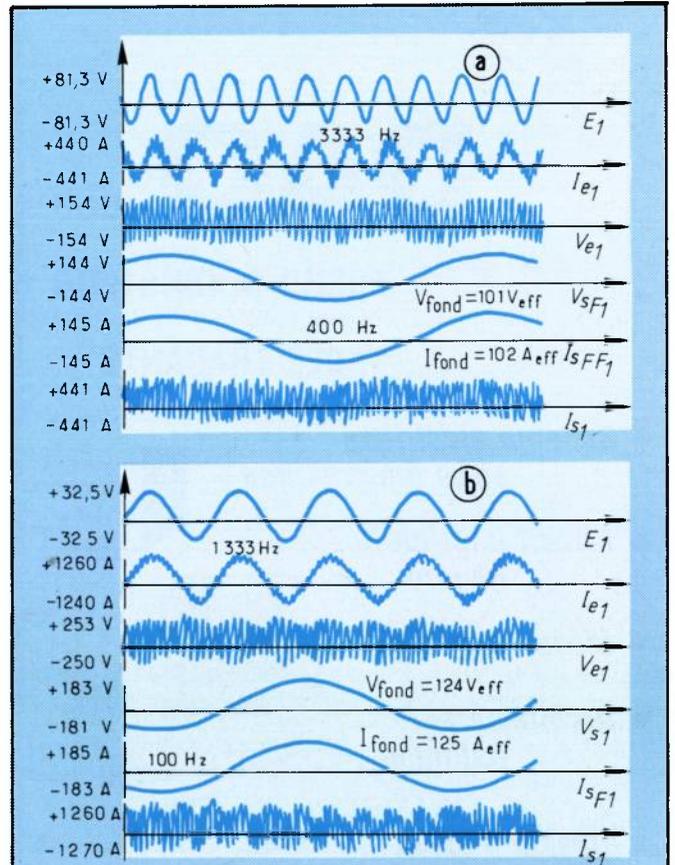


Figure 10 : Simulation du convertisseur avec les valeurs modifiées dans le cas d'une charge résistive pour la vitesse maximale (a) et minimale (b) de l'alternateur. Le taux d'harmoniques total est inférieur à 4 % et l'amplitude relative de l'harmonique le plus important est inférieure à 3 %.

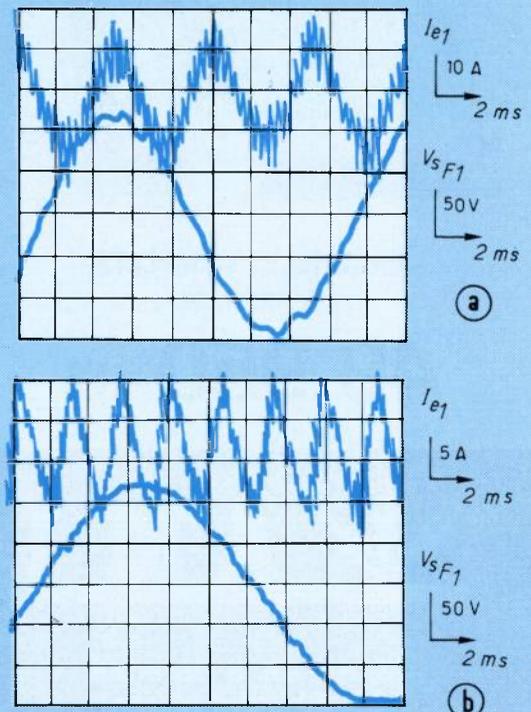
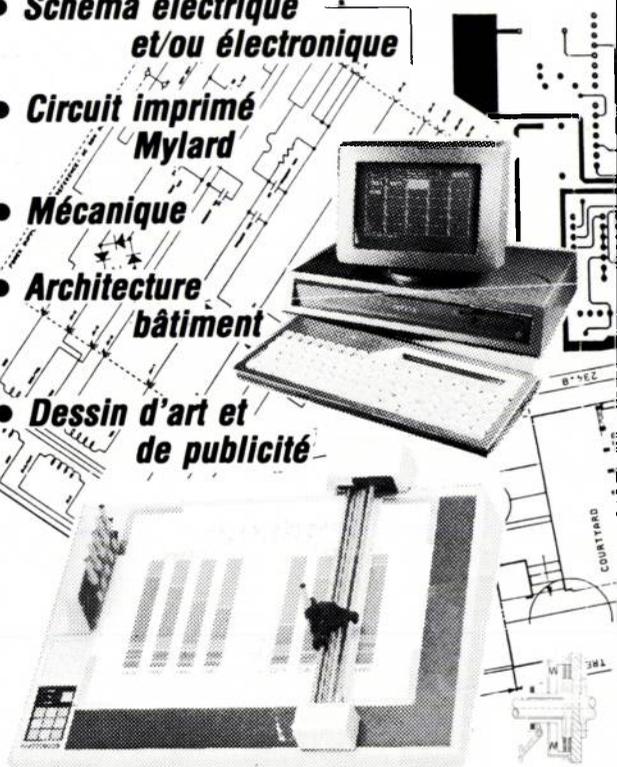


Figure 11 : Oscillogrammes du courant d'entrée et de la tension de sortie relevés sur le montage expérimental pour la vitesse minimale (a) et la vitesse maximale (b) du générateur.

AMORTI en 4 à 6 mois

# DAO SUR MICRO ORDINATEUR + TABLE TRAÇANTE

- Schéma électrique et/ou électronique
- Circuit imprimé Mylard
- Mécanique
- Architecture bâtiment
- Dessin d'art et de publicité



ENSEMBLES COMPLETS  
à partir de

**49 950 HT**

**AMI**

3, rue de la Garenne  
27950 Saint-Marcel  
Z.I. VERNON  
Tél. : (32) 51-47-16

## Convertisseur de fréquence

20  $\mu$ F) permet de réduire le condensateur de sortie à 100  $\mu$ F. Une représentation monophasée du convertisseur avec ce filtre supplémentaire est donnée à la figure 9 et les résultats des simulations sur charge résistive pour les vitesses maximale et minimale sont donnés à la figure 10.

### Réalisation expérimentale

Un montage expérimental de puissance et fréquence réduites et fonctionnant sur le principe énoncé a été réalisé au laboratoire. Les principales formes d'ondes relevées sur cette maquette aux vitesses extrêmes du générateur sont données fig. 11. Les interrupteurs du convertisseur direct de fréquence sont constitués par des transistors de puissance montés en Darlington (2 + 1) et placés dans la diagonale d'un pont de diodes. Chaque interrupteur est muni d'un dispositif de contrôle du courant qui le parcourt et d'un « détecteur de blocage » qui permet des commutations « sans risque » (pas de court-circuit de source de tension, pas d'ouverture de source de courant).

L'utilisation d'une mémoire programmable où les fonctions d'existence préalablement optimisées sont stockées a permis de réaliser la commande de ce convertisseur. Seize rapports de transformation ont été enregistrés et pour chaque rapport la fonction est divisée en 512 segments correspondant chacun à une adresse de la mémoire. Un balayage périodique de la mémoire permet de reconstituer la fonction d'existence et donc de contrôler les commutations des différents interrupteurs. Afin de maintenir la fréquence de sortie constante, chaque variation de la fréquence d'entrée se traduit par une variation de la vitesse de lecture de la mémoire. Une variation de la tension de sortie se traduit par un changement de rapport de transformation afin de maintenir la tension de sortie aussi constante que possible.

### Conclusion

La qualité de la commande est un élément très important dont dépendent les performances du convertisseur direct de fréquence. La commande à fréquence fixe a été retenue pour tous ses avantages, et en particulier celui de pouvoir optimiser les instants de commutation des différents interrupteurs. De ce fait, en n'utilisant que des interrupteurs, il est possible de réduire les harmoniques de rang bas des ondes de sortie, c'est-à-dire de réaliser un filtrage actif au sein même du convertisseur, et donc d'obtenir des gains substantiels dans la taille du filtre de sortie.

A. PERIN *UFSC*  
H. FOCH et Y. CHERON *ENSEEHT*

### BIBLIOGRAPHIE

- 1 - T. WIDODO : • *Etude des convertisseurs statiques de fréquence. Synthèse des structures. Commandes. Analyses* • Thèse de Docteur-Ingénieur. INP Toulouse, 1981.
- 2 - A. PERIN : • *Convertisseur direct de fréquence à transistors de puissance* • Thèse de Docteur-Ingénieur. INP Toulouse, 1984.
- 3 - A. KROGERIS, L. RUTMANIS, O. ARZANIK : • *Frequency conversion mode with limited deviation of the output voltage from the driving voltage* • Latvijas psr zinatnu akadēmijas vestis. N° 6. 1967. pp. 76-83.
- 4 - H. S. PATEL & R. HOFT : • *Generalized techniques of harmonics elimination and voltage control in thyristors inverters* • Part I : IEEE Trans. I.A. Vol. 9 n° 3 mai/juin 1973, pp. 310-317. Part II : IEEE Trans. I.A. Vol. 10 n° 5 sept./oct. 1974, pp. 666-673.
- 5 - L. GYUGYI & B.R. PELLY : • *Static power frequency changers* • Wiley Interscience, 1976.
- 6 - L. GYUGYI : • *Input power factor of AC to AC power converters* • IEEE Trans. I.A. Vol. 16 n° 4 juillet/août 1980, pp. 524-534.
- 7 - M. VENTURINI : • *A new sine wave in, sine wave out conversion techniques eliminates reactive elements* • Proc. POWERCON. 7, pp. E3-1, E3-15.
- 8 - J. SCHONEK : • *Simulation numérique de convertisseurs statiques* • Thèse de Docteur-Ingénieur, INP Toulouse 1977.
- 9 - H. FOCH & A. PERIN : • *Dispositif électronique de conversion de fréquence et tension associé à des alternateurs à aimants* • Rapport DRET-AUXI-LEC-LEE1 n° 81-434. 1983.

# VAC prône la régulation des alimentations à découpage par self

*Des selfs peuvent très bien assurer des régulations de tensions sur les secondaires multiples des alimentations à découpage. Dans ce cas, ces selfs peuvent remplacer un transistor monté sur son radiateur. La société allemande Vacuumschmelze, représentée en France par Balloffet, a développé une série de selfs qu'elle appelle selfs transducteurs pour assurer cette régulation. Elle explique ici comment ces selfs s'utilisent et comment elles se choisissent. Ce principe s'adapte bien aux fréquences en deçà de 100 kHz pour éviter des pertes trop importantes.*

Les circuits utilisant un réglage à transducteur pour les tensions de sortie d'alimentations à découpage sont désormais connus (1). Les alimentations à découpage utilisant ce principe se caractérisent par un rendement élevé et une haute fiabilité. Elles nécessitent toutefois une étude compliquée du transducteur qui se compose de deux noyaux magnétiques à basse coercitivité et qui doivent comporter jusqu'à cinq enroulements de travail ou de commande.

Pour les convertisseurs série, des circuits de réglage à self transducteur travaillant en monophasé ont été développés ; ils permettent une réalisation avec un nombre réduit de composants électroniques (2,3). Ce développement est favorisé, en plus, chez VAC, par un nouveau matériau magnétique amorphe VITROVAC® 6025 Z, qui est bien adapté à la construction des selfs transducteurs. Dans le cas le plus simple, la self transducteur que nous recommandons ne comporte *qu'un seul* enroulement, qui se charge en même temps des fonctions de travail et de commande.

## Deux applications typiques

Les régulateurs à transducteur font appel à une configuration de circuit relativement simple et présentent un rendement élevé. Le régulateur à transducteur travaille en effet indépendamment du réglage de la largeur des impulsions des transistors primaires de commutation et par conséquent, il ne nécessite pas de réaction supplémentaire vers l'étage primaire. Deux applications sont décrites dans ce qui suit.

## Alimentations à découpage à plusieurs tensions de sortie

Souvent une alimentation à découpage doit permettre la régulation indépendante de plusieurs tensions de sortie. La figure 1 montre plusieurs exemples de solutions.

En général, la régulation de la largeur des impulsions du transistor de commutation primaire utilisé dans la plupart des cas ne permettra la stabilisation précise que d'une tension de sortie seulement (figure 1a).

Pour une sortie sans régulation supplémentaire (figure 1e) individuelle, la tension de sortie  $U_{A5}$  variera de  $\Delta U_{A5}$  en fonction des variations de la charge. Cette variation de sortie est calculée par la chute de tension  $\Delta U_{D5}$  le long de la diode et de la self accumulatrice du circuit non-réglé, avec, de plus, la chute de tension transformée  $\Delta U_{D1}$  du circuit à réglage primaire (figure 1a) :

$$\Delta U_{A5} = \Delta U_{D5} + \frac{U_{A5}}{U_1} \cdot \Delta U_{D1}$$

Les possibilités suivantes existent pour la compensation de ces variations de tension :

Il est possible de dériver une partie de la puissance de sortie de réglage primaire, et de stabiliser la tension avec un régulateur à découpage (figure 1b).

Il est possible aussi de prévoir un régulateur en série travaillant en continu, mais avec le désavantage d'un mauvais rendement (figure 1c).

Une alternative particulièrement avantageuse est représentée par un régulateur à transducteur avec son rendement

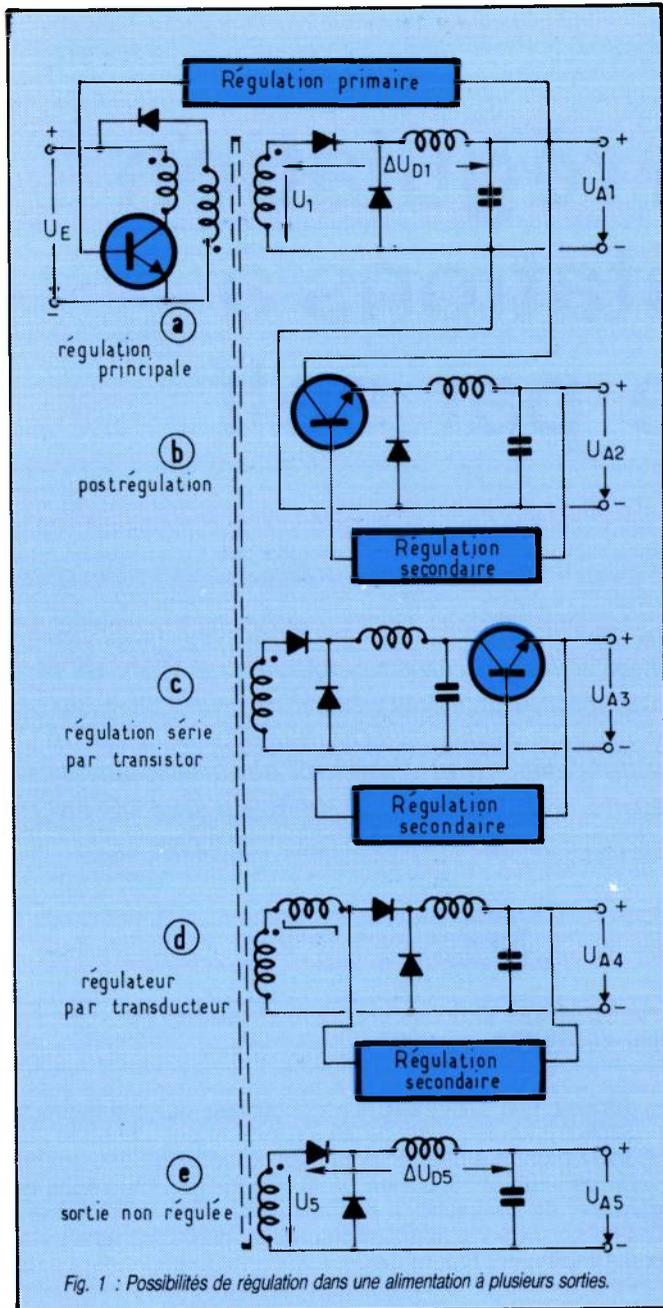


Fig. 1 : Possibilités de régulation dans une alimentation à plusieurs sorties.

élevé (figure 1d). Dans ce circuit, le transistor en série du circuit conventionnel est remplacé par une self transducteur.

## Alimentation à découpage modulaire

Le fonctionnement indépendant du régulateur à transducteur permet l'étude d'alimentation à découpage du type modulaire. Dans ce cas l'alimentation se subdivise en module d'entrée et module de sortie (figure 2).

Les modules d'entrée comprennent le filtre, le circuit redresseur, un hacheur et le transformateur de puissance comportant plusieurs enroulements de sortie. Les modules d'entrée sont prévus pour différentes puissances, et sont combinés avec des modules de sortie pour différentes tensions et puissances de sortie. Les modules de sortie comprennent les régulateurs à transducteur, redresseur et filtre.

Le système modulaire obtenu de cette façon permet aux fabricants d'alimentations de prévoir des expansions sans frais exagérés et de faire des adaptations selon la demande des clients.

## Principe de fonctionnement

Le principe fondamental du régulateur à transducteur peut être expliqué à l'aide de la figure 3. Cette figure montre le circuit série à transformateur conventionnel à simple alternance, dans lequel une self transducteur (TD) est branchée directement en série à la sortie du transformateur.

Pendant la phase de coupure du transistor de commutation, le circuit de réglage branche la tension négative de retour du transformateur de puissance sur la self transducteur ; le matériau magnétique passe de sa saturation magnétique à un point de travail défini A sur la boucle d'hystérésis.

Lorsque le transistor de puissance devient conducteur, la pleine tension du transformateur est branchée sur la self transducteur, qui se magnétise maintenant en partant du point A. Pendant ce temps, aucun courant ne passe par la diode du redresseur branchée en série. C'est seulement quand la self transducteur est saturée qu'elle devient inactive, et un courant  $i_1$  s'établit.

Dans le cas de variations de la tension à l'entrée ou de changements de charge, le circuit de réglage déplace le point de travail A sur la boucle d'hystérésis de façon que la tension de sortie  $U_A$  reste constante. Un réglage de la largeur des impulsions basé sur des phénomènes purement magnétiques est obtenu de cette façon.

Le principe utilisé pour le convertisseur à simple alternance travaillant en série peut aussi être appliqué aux convertisseurs symétriques après quelques modifications. Un tel circuit nécessite deux selfs transducteurs dans le cas d'un redresseur à deux alternances. La figure 4 donne un exemple.

## Spécifications des matériaux

Les spécifications devant être respectées par un matériau pour le noyau d'une self transducteur sont très sévères. En plus de pertes par inversion magnétique faibles en condition de polarisation, le matériau doit présenter une boucle d'hystérésis rectangulaire. Le courant de remagnétisation doit être aussi faible que possible en vue d'un maximum de rendement. Il faut donc un matériau magnétique à intensité de champ coercitif  $H_c$  aussi faible que possible.

Induction de saturation $B_s$	à 20 °C	0,55 T
	à 80 °C	0,45 T
Force de champ coercitif $H_c$ (à 400 Hz)		$\geq 28$ mA/cm
Pertes à l'inversion magnétique $P_{Fe}$ (pour 50 kHz sinusoïdal, 0,4 T)		$\leq 100$ W/kg
Rapport des rémanences $B_r/B_s$ (statique)		0,9
Perméabilité différentielle au point de rémanence $\mu dB_r$ (à 400 Hz)		$21 \cdot 10^3$
Rapport des perméabilités $\mu dB_c/\mu dB_r$ (à 400 Hz)		$\geq 20$
Point de Curie $T_c$		250 °C
Température de cristallisation $T_x$		500 °C
Température maximale d'utilisation $T_A$		80 °C

Tableau 1 - Caractéristiques de tores enroulés en VITROVAC 6025 Z

Notre alliage amorphe VITROVAC 6025 Z remplit ces conditions. Le tableau 1 donne une liste des caractéristiques essentielles de cet alliage.

Il est fourni sous forme de noyaux en tores enroulés ayant une épaisseur de bande de 0,03 mm environ, insérés dans des boîtes de protection en plastique. Cette forme de noyau permet une utilisation optimale des caractéristiques de l'alliage.

## Dimensionnement

Les selfs transducteurs sont généralement équipées d'un seul enroulement ; le dimensionnement ne présente donc pas de problèmes pratiques. Il faut toutefois respecter certaines conditions.

Avant la détermination de la self transducteur, il faut adapter la tension du transformateur au circuit à régler. Sans la self transducteur en série, des charges limites différentes à la sortie de ce circuit donneront des tensions de sorties maximales et minimales  $U'_{Amax}$  et  $U'_{Amin}$ . Afin d'éviter que la self transducteur n'ait à absorber des « surfaces tension-temps » inutilement importantes, qui déterminent la dimension,  $U'_{Amin}$  ne devrait pas dépasser de beaucoup la tension de sortie désirée  $U_A$  ; cependant, il faut tenir compte du temps mort de la self transducteur.

Après l'adaptation du transformateur, le nombre de tours N et la section du fil  $a_{Cu}$  de la self peuvent être estimés selon la formule :

$$N = \frac{10 \cdot (U'_{Amax} - U_A)}{1 \alpha \cdot f \cdot A_{Fe} \cdot \Delta B} ; \Delta B = 0,2 \dots 0,9 T$$

$$a_{Cu} = \frac{I_A}{S_{eff}} \sqrt{\tau_{Hmax}} ; S_{eff} = 2 \dots 8 A/mm^2$$

avec :

N nombre de tours

$U'_{Amax} - U_A$  différence de tension à compenser, en V

$\alpha$  coefficient = 1 pour simple alternance

= 2 pour deux alternances

f fréquence en kHz

$A_{Fe}$  section réelle du noyau en  $cm^2$

$\Delta B$  amplitude de l'induction en T

$a_{Cu}$  section du fil en  $mm^2$

$\tau_{Hmax}$  taux de modulation maximal des impulsions fournies par le transistor de commutation

$I_A$  courant de sortie en A

$S_{eff}$  densité effective de courant en  $A/mm^2$

L'indication de l'amplitude de l'induction  $\Delta B$  et de la densité de courant  $S_{eff}$  ne peut être que très approximative, car ces grandeurs sont des fonctions compliquées de la fréquence, de la surtempérature utilisable, des dimensions du noyau et des pertes d'entrefer. Dans l'étude d'une self transducteur il faut faire attention, en tout cas, que pendant le service la température d'utilisation maximale du noyau indiquée par le tableau 1 ne soit jamais dépassée.

Par surdimensionnement de la self transducteur il est possible d'obtenir une sortie résistant aux court-circuits. Pour ceci il faut étudier la self de façon qu'elle puisse absorber toute la « surface tension-temps » de la sortie du transformateur  $\tau_H - U_s$ . Le nombre de tours dans ce cas est déterminé par la relation.

$$N > \frac{10 \cdot (\tau_H \cdot U_s)_{smax}}{\alpha \cdot f \cdot A_{Fe} \cdot \Delta B_s}$$

$$\Delta B_s = 2 B_s \text{ (amplitude de saturation)}$$

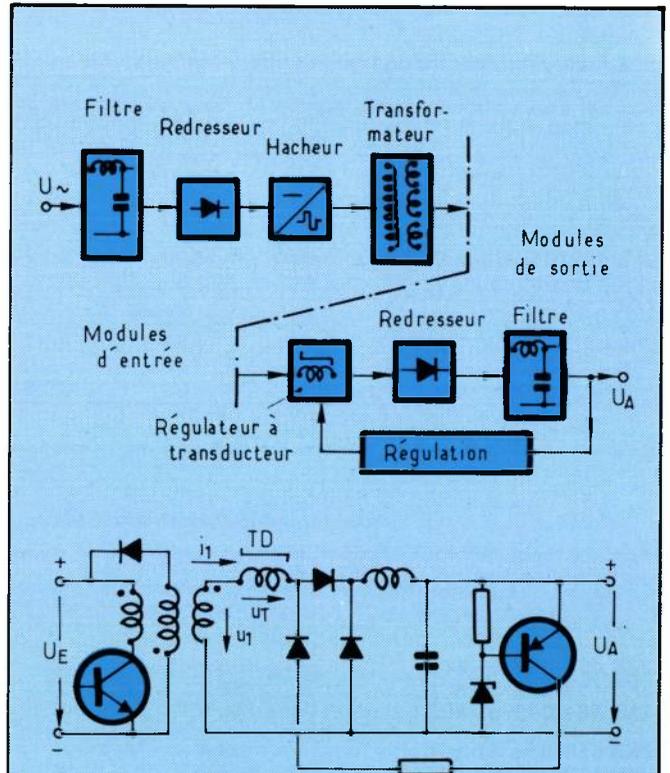


Fig. 2 : Alimentations à découpage modulaire.

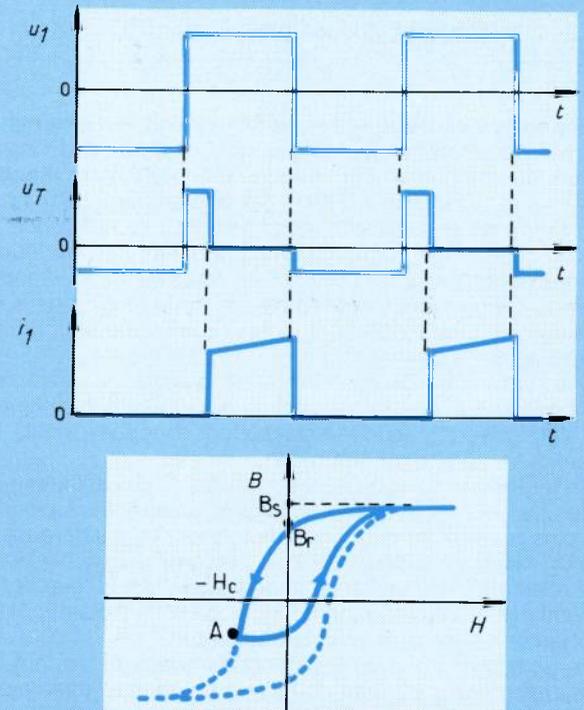


Fig. 3 : Principe de fonctionnement de la self transducteur (TD) dans un convertisseur à simple alternance.

# Régulation par self

Tableau 2 – (Caractéristiques de Selfs transducteur pour  $f = 20 \text{ kHz}$ ;  $\theta_u = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $i_H \text{ max} = 0,5$ ;  $\dot{U}_s \text{ max}/\dot{U}_s \text{ min} = 1,3$ )

Code	$I_{AO}$ (A)	$R_{Cu}$ (m $\Omega$ )	$\Sigma U_{A \text{ max}}$ (V)	$\Delta U_{AO}$ (V) à $U_{s \text{ min}}$ (V)				
				20	40	60	80	100
ZKB 461/327-51-XCZ	1	960	35,0	DK	DK	DK	35,0	35,0
ZKB 461/328-51-XCZ	1,6	380	22,0	DK	DK	22,0	22,0	22,0
ZKB 461/329-51-XCZ	2,5	160	14,3	DK	14,3	14,3	14,3	14,3
ZKB 418/368-51-XCZ	1,6	550	53,1	DK	DK	DK	DK	DK
ZKB 418/369-51-XCZ	2,5	230	35,0	DK	DK	DK	35,0	35,0
ZKB 418/370-51-XCZ	4	90	21,6	DK	DK	21,6	21,6	21,6
ZKB 416/421-51-XCZ	2,5	350	68,7	DK	DK	DK	DK	DK
ZKB 416/422-51-XCZ	4	140	49,9	DK	DK	DK	DK	49,9
ZKB 416/423-51-XCZ	6,3	60	29,8	DK	DK	29,8	29,8	29,8

Exemple : l'élément ZKB 461/328-51-XCZ a un  $\Delta U_{AO} = 22,0 \text{ V}$  pour  $U_{s \text{ min}} = 80 \text{ V}$

Tableau 3 – (Caractéristiques de Selfs transducteur pour  $f = 60 \text{ kHz}$ ;  $\theta_u = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $i_H \text{ max} = 0,5$ ;  $U_s \text{ max}/U_s \text{ min} = 1,3$ )

Code	$\Delta U_{AO}$ (V) à $U_{s \text{ min}}$ (V)					
	$\Delta U_{A \text{ max}}$ (V)	20	40	60	80	100
ZKB 461/327-51-XCZ	105,0	DK	DK	DK	DK	DK
ZKB 461/328-51-XCZ	66,1	DK	DK	DK	DK	DK
ZKB 461/329-51-XCZ	42,8	DK	DK	DK	30,3	26,6
ZKB 418/368-51-XCZ	159,4	-	DK	DK	DK	DK
ZKB 418/369-51-XCZ	105,0	DK	DK	DK	DK	DK
ZKB 418/370-51-XCZ	64,8	DK	DK	DK	DK	39,6
ZKB 416/421-51-XCZ	206,1	-	DK	DK	DK	DK
ZKB 416/422-51-XCZ	149,7	-	DK	DK	DK	DK
ZKB 416/423-51-XCZ	89,4	DK	DK	DK	DK	DK

## Caractériser ses besoins

Les propriétés d'une self transducteur sont décrites par les courbes caractéristiques. Par exemple, la figure 5 donne les valeurs du composant ZKB 418/370-51-XCZ pour les deux fréquences 20 kHz et 60 kHz. Ce diagramme montre, pour une température ambiante constante  $\theta_u$ , la différence de tension de sortie de l'alimentation pouvant être absorbée par la self transducteur  $\Delta U_A = U_A - U_A'$  en fonction du courant de sortie  $I_A$ . Le paramètre est l'amplitude de la tension de sortie minimale du transformateur  $U_{s \text{ min}}$  qui se présente pour un taux d'impulsions  $\tau_{H \text{ max}}$ .

Ces réseaux de courbes indiquent la plage de fonctionnement admissible, qui doit contenir la caractéristique de charge de l'alimentation lorsque le transducteur est court-circuité afin d'éviter une surcharge thermique.

Un tel réseau de courbes est caractérisé par deux valeurs-limites, le courant de sortie  $I_{AO}$  auquel la self transducteur ne doit plus recevoir de différence de tension, et la différence de tension maximale acceptable  $\Delta U_{A \text{ max}}$  déterminée par l'induction à la saturation du matériau magnétique. Alors que  $I_{AO}$  ne dépend pas de la fréquence pour un composant donné,  $\Delta U_{A \text{ max}}$  augmente linéairement avec la fréquence.

En particulier pour les fréquences élevées et les tensions de transformateur élevées,  $\Delta U_{A \text{ max}}$  ne pourra être entièrement utilisé pour des raisons thermiques. La valeur limite correspondante, obtenue dans le cas de la marche à vide pour une tension de sortie de transformateur donnée, a été nommée  $\Delta U_{AO}$  dans la figure 5. Il faudra, d'autre part, tenir compte du fait que la valeur  $I_{AO}$  représente une limite absolue, qui ne peut

pas être utilisée dans le cas de tensions de transformateur élevées et de fréquences élevées, car la caractéristique est très plate.

## Choisir son produit

Le tableau 2 présente une série de types de composants dont les valeurs de courant limite  $I_{AO}$  suivent une série R5. Ce tableau indique, en plus de la valeur recommandée pour la résistance de l'enroulement à température ambiante  $R_{Cu}$ , les valeurs caractéristiques limites  $\Delta U_{A \text{ max}}$  et  $\Delta U_{AO}$  des réseaux de courbes pour une fréquence  $f = 20 \text{ kHz}$ , une température ambiante  $\theta_u = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ , un rapport d'impulsions maximal  $\tau_{H \text{ max}} = 0,5$  et une variation de tension  $U_{s \text{ max}}/U_{s \text{ min}} = 1,3$ .

Si la valeur  $\Delta U_{AO}$  est suffisamment grande pour permettre que toute la « surface tension.temps »  $\tau_{H \text{ max}} \cdot U_{s \text{ min}}$  du transformateur puisse être admise par la self transducteur, le tableau comportera l'indication « DK ». Ceci veut dire que le circuit à régulateur à transducteur utilisant ce composant peut être étudié pour résister aux court-circuits en continu (DK = dauerkurzschlussfest).

Les composants de cette série peuvent aussi être utilisés à d'autres fréquences. A titre d'exemple, le tableau 3 donne les caractéristiques des selfs transducteurs à une fréquence de 60 kHz.

D'autres conditions de service sont bien entendu possibles.

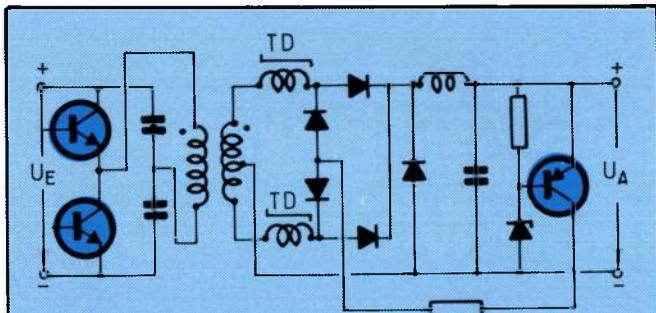


Fig. 4 : Convertisseur symétrique avec régulation par transducteur.

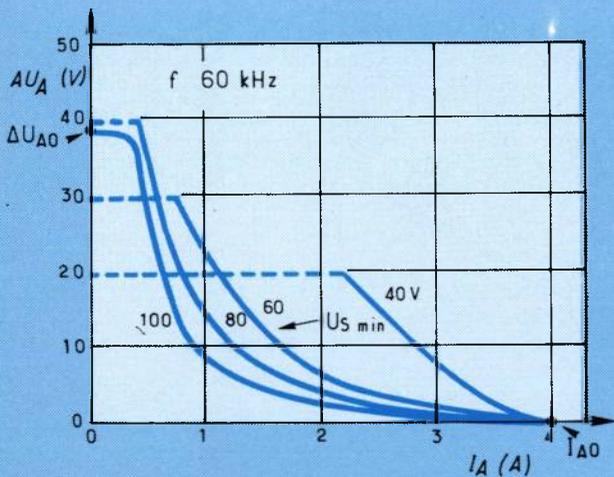
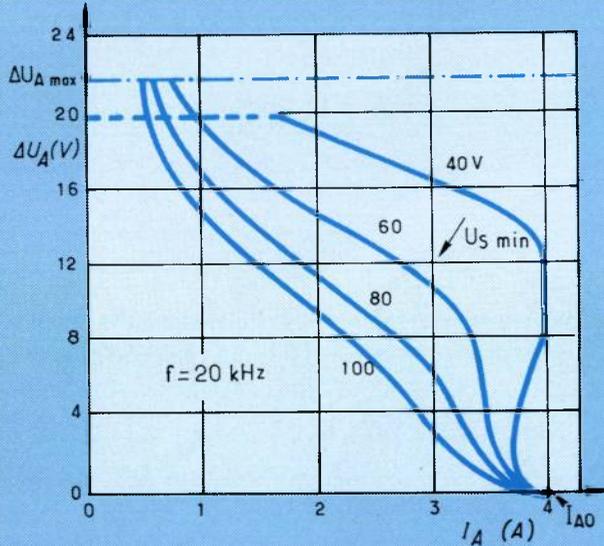


Fig. 5 : Caractéristiques de la self transducteur ZBK 418/370-51-XCZ ( $\mu = 60^\circ\text{C}$ ;  $H_{\text{max}} = 0,5$ ;  $U_{\text{smax}}/U_{\text{smin}} = 1,3$ ).

- (1) D. Grätzer (Transduktor-Regler für Schaltnetzteile), NTG-Forschberichte Vol. 76, 1980, pp. 123-129.
- (2) R. Hiramatsu, K. Harada et T. Ninomiya - (Switch Mode Converter Using High-Frequency Magnetic Amplifier). Powerconversion International, mars/avril 1980, pp. 75-82.
- (3) R. Hiramatsu et C.E. Mullet - (Using Saturable Reactor Control in 500 kHz Converter Design), Proceedings of Powercon 10, 1983, F-2, pp. 1-10.

## Les MOSPOWER de Siliconix

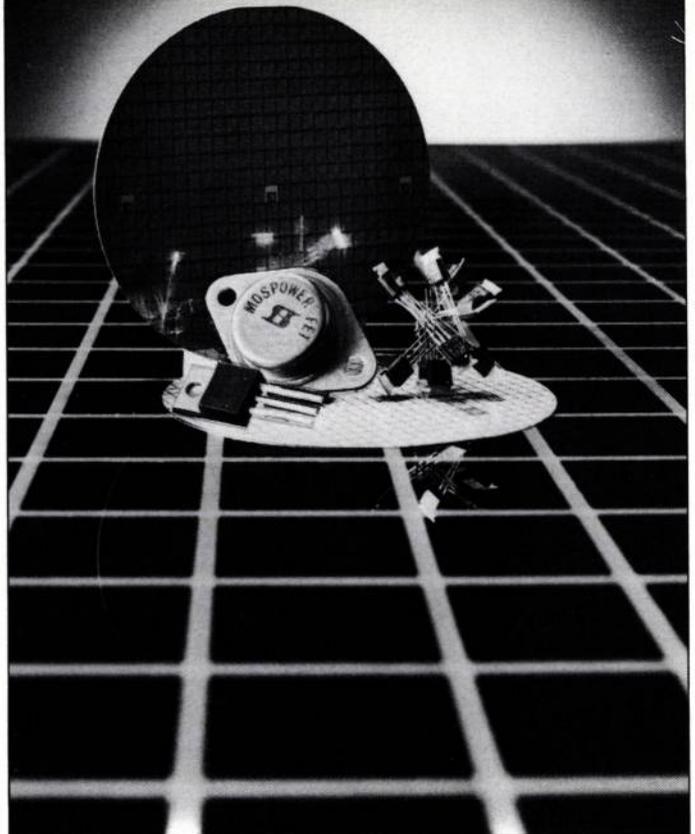
Plus de 250 transistors différents

8 boîtiers disponibles :  
du DIL 14 broches... au TO3

- Faible  $R_{\text{DS(on)}}$  jusqu'à 35 m $\Omega$
- De 30 V à 650 V
- De 0,3 A à 60 A
- De 400 mW à 250 W
- Tension gate source  $\pm 40$  V

• Fiabilité avec passivation au nitrure de silicium - Si<sup>3</sup>N<sup>4</sup>

• Série à 200 °C haute tension



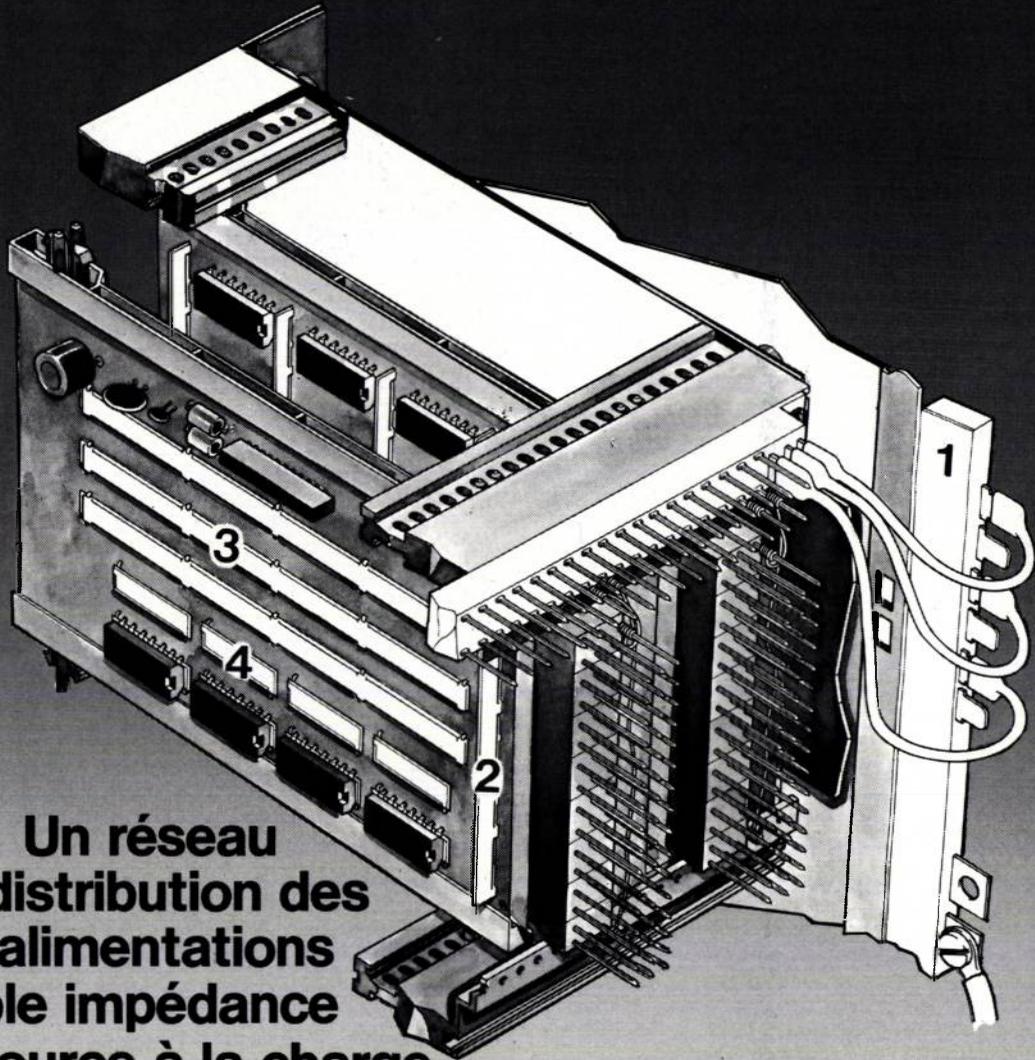
### almex

48, rue de l'Aubépine - Z.I. - 92160 Antony  
Tél. : (1) 666.21.12 - Télex : 250 067

almex Lyon - Tél : (7) 866.00.66 - Tx : 375 187  
almex Rennes - Tél : (99) 51.66.16 - Tx : 741 034  
almex Toulouse - Tél : (61) 71.11.22 - Tx : 521 370

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

# Performante, fiable, élégante la chaîne d'alimentation MEKTRON®



**Un réseau  
de distribution des  
alimentations  
à faible impédance  
de la source à la charge**

- 1 - Bus bars - verticaux et horizontaux pour baies et racks
- 2 - Mini bus® - disposés horizontalement ou verticalement sur circuits imprimés
- 3 - Q-PAC® - éléments de distribution à haute capacité assurant la fonction de découpage

4 - Micro Q® - capacité de découplage haute fréquence sous les C.I.

**Éléments standard  
ou spécialement étudiés  
il y a toujours une solution MEKTRON®**

**M Mektron-France**

9, allée des Jachères - SOFILIC 416 - 94263 FRESNES Cedex - Téléphone : (1) 668.10.25 - Télex : 260 719  
Usine à Château-Gontier (53)

# Un rendement de 85 % sous 2 V 50 A

*Les grands systèmes informatiques équipés de VLSI nécessitant des tensions d'alimentation de l'ordre de 2 à 3 V avec de forts courants posent un problème de rendement des alimentations.*

*La société Oltronics qui a étudié le problème de la distribution d'énergie dans de tels systèmes a réalisé grâce à des diodes développées spécialement, un convertisseur dont le rendement sous 2 V 50 A atteint près de 85 %.*

## Distribution de l'énergie dans l'équipement

Pour un niveau de puissance donné, la distribution d'énergie dans un système utilisant des logiques 2 V nécessite l'utilisation de conducteurs de section six fois supérieure à celle requise par les logiques 4 V.

Comme la puissance dissipable par un matériel est déterminée par son dispositif de refroidissement, il est éminemment souhaitable que celui-ci soit utilisé à refroidir les circuits actifs de l'équipement et non à absorber les calories dues aux pertes dans les alimentations. Par ailleurs, il est intéressant de limiter les courants circulant dans les lignes de retour susceptibles de perturber le fonctionnement des circuits logiques.

Partant de ces données, le système proposé figure 1, utilise une distribution de 24 ou 48 V continu préréglée, et des convertisseurs continu/continu 24 ou 48 V/2 V distribués sur les cartes ou les circuits hybrides.

Incidentement, cette solution permet l'utilisation de batteries tampon, assurant une sauvegarde économique en cas de coupure du secteur.

## Le convertisseur 2 V 50 A

La réalisation d'alimentations compactes, de grande efficacité nécessite l'utilisation de fréquences de commutation élevées, comprises entre 100 et 500 kHz, correspondant à des temps de commutation de l'ordre de 5 à 20 ns.

Pour obtenir un rendement acceptable, il faudra limiter :

- les pertes dans les diodes, dans le secondaire du transformateur et dans le filtre ;

- les inductances et résistances équivalentes ELR et ESR des condensateurs, qui pénalisent l'efficacité de ceux-ci aux fréquences élevées.

Le circuit de base (figure 2) utilise deux transformateurs délivrant alternativement le courant de sortie provenant de la tension préréglée.

Ce circuit, qui à fréquence plus basse et tension plus élevée que celles utilisées ici, ne nécessite pas de filtre de sortie, car la commutation s'effectue progressivement dans chacun des deux transformateurs, présente un comportement quelque peu différent aux fréquences élevées.

Les inductances de fuite et inductance parasite empêchent l'établissement d'un courant de commutation significatif dans le transformateur au repos, jusqu'à ce que la tension s'inverse dans le transformateur passant.

Il apparaît une dégradation du  $dv/dt$  à la sortie proportionnelle au courant de sortie, et à l'inductance parasite totale, ce qui rend nécessaire l'usage d'un filtre de sortie. Malgré tout, la tension de sortie est pratiquement du continu et l'ondulation résiduelle faible.

## Le transformateur

Nous avons vu que les pertes du circuit secondaire, par effet Joule et par courants de Foucault, doivent être limitées autant que possible, de même que les pertes dans les connexions de diodes.

Par une construction particulière du transformateur de sortie, il est possible de satisfaire à cette condition tout en limitant les rayonnements parasites (EMI). Chaque primaire est bobiné sur une jambe d'un circuit magnétique en U. Les deux primaires sont ensuite placés côte à côte, et enveloppés par le secondaire. Celui-ci se présente comme une spire de ruban, à prise médiane, se refermant sur la barre de sortie + (figure 3), qui leur sert également de radiateur.

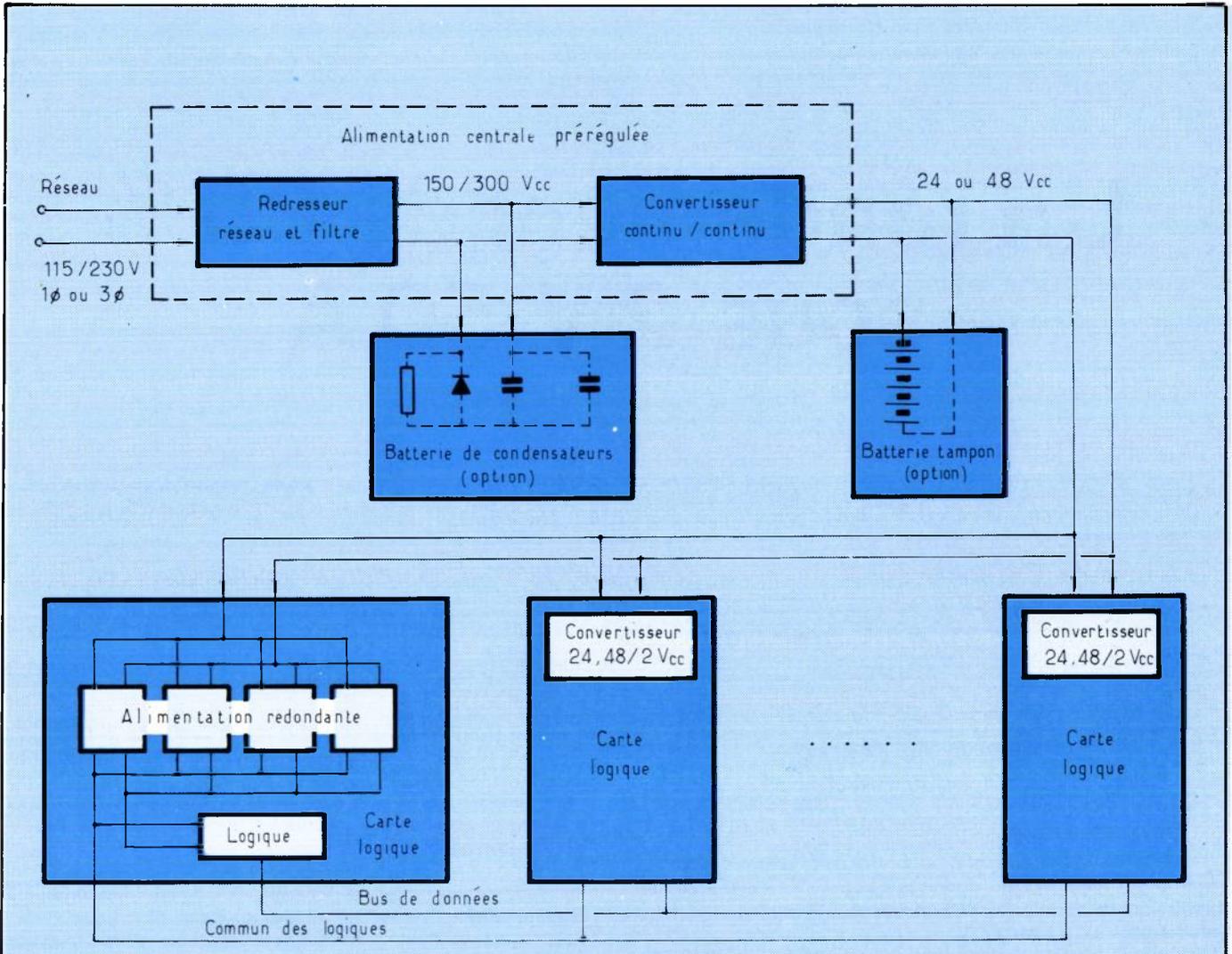


Fig. 1 : Distribution d'énergie d'un système informatique.

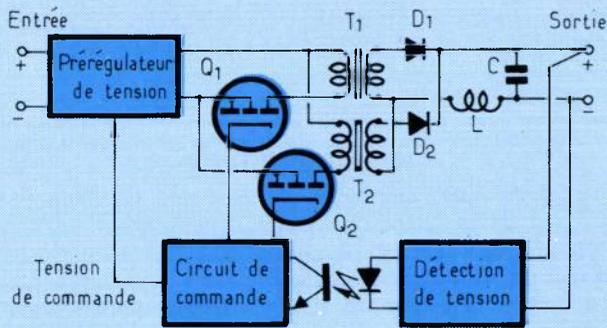


Fig. 2 : Convertisseur 24, 48 V/2 V.

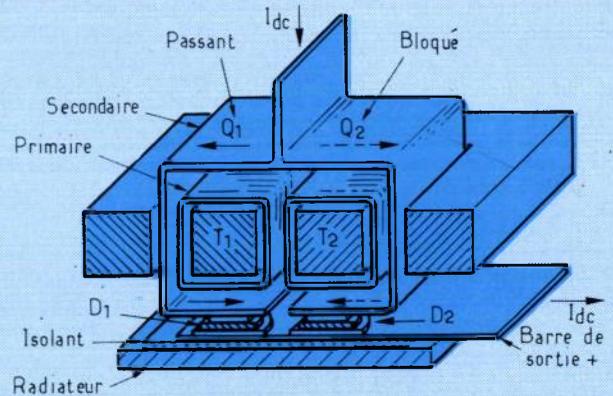


Fig. 3 : Construction du transformateur.

En fait, les deux moitiés du secondaire sont magnétiquement indépendantes, ce qui minimise les courants de Foucault, et ce mode de construction permet de réduire le champ magnétique rayonné, les inductances parasites et l'encombrement du transformateur.

## Le filtre

Les études sur le découpage haute fréquence ont fait apparaître qu'il y a intérêt à ce que les composants de filtrage condensateurs et inductance soient réalisés sous forme distribuée, et se comportent comme des lignes de transmission très désadaptées.

Il est avantageux que ces lignes présentent des pertes en haute fréquence pour minimiser les ondes stationnaires dues aux multiples réflexions provoquées par la désadaptation des lignes.

La longueur électrique et l'impédance des sections de ligne déterminent leurs caractéristiques d'atténuation. La réduction des inductances dans la boucle constituée par le secondaire du transformateur et les diodes, permet de réduire le condensateur de filtrage à une valeur de l'ordre de 10 nF (pour une alimentation 2 V 50 A 250 kHz et inductance de filtre 100 mH). Cette capacité est obtenue sous un faible volume, par la mise en parallèle de condensateur à film plastique de type millefeuille. Comme l'inductance parasite des condensateurs à sorties par fils (de 5 à 20 mH) est beaucoup trop élevée pour permettre un filtrage efficace aux fréquences de l'ordre du MHz, il est préférable d'utiliser des condensateurs pour montage en surface. Les résultats obtenus avec un tel filtre sont présentés sur les figures 4 et 5.

## Les diodes

Nous avons vu qu'il n'était pas possible d'obtenir un rendement acceptable de convertisseurs basses tensions, sans réduire de façon draconienne les pertes dans les diodes de redressement. C'est pourquoi *Oltronics* a développé une famille de diodes Schottky selon un procédé original.

Contrairement aux diodes Schottky planar qui utilisent un anneau de garde à jonction PN entourant la jonction métal/semiconducteur, la nouvelle diode fait appel à une hétérojonction développée à la surface de la couche épitaxiée (figure 6). Cette solution permet de limiter la couche épitaxiée à l'épaisseur juste nécessaire à la tenue de la tension inverse de crête. Ainsi, pour des diodes 4 PIV, la couche épitaxiée a une épaisseur inférieure au  $\mu\text{m}$ .

Les diodes utilisées dans le convertisseur 2 V 50 A, dont la tension inverse est de 10 PIV ne présentent que 250 mV de chute de tension pour une densité de courant de 250 A.cm<sup>2</sup> à 25 °C.

Pour réduire au minimum inductance et résistance série, elles sont soudées directement sur la barre de sortie positive, et aux deux extrémités du ruban constituant le secondaire du transformateur.

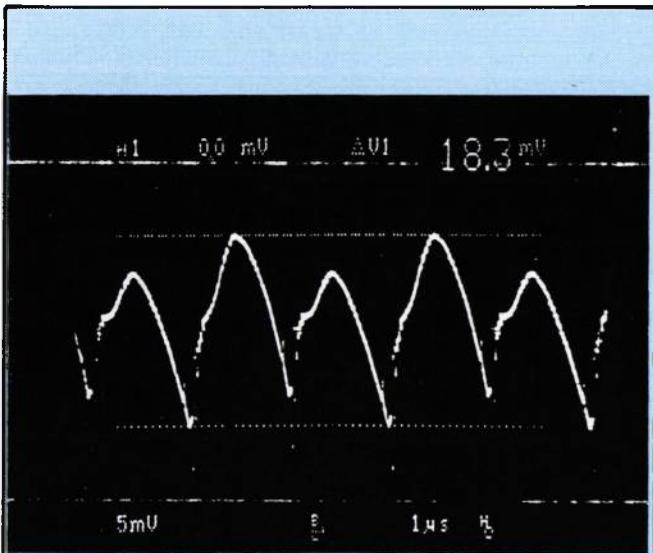


Fig. 4 : Ondulation résiduelle, largeur de bande 20 MHz.

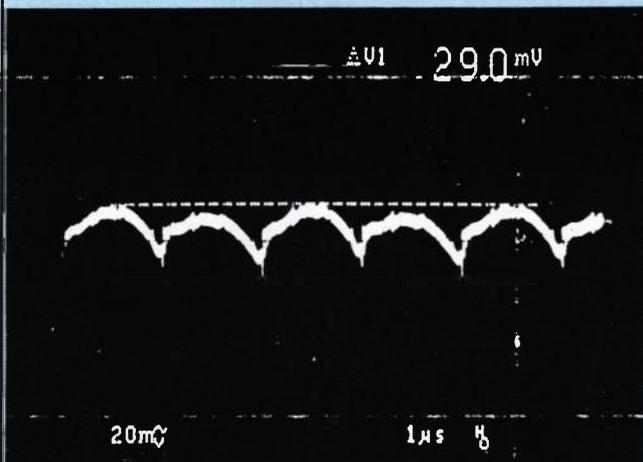


Fig. 5 : Ondulation résiduelle, largeur de bande 300 MHz.

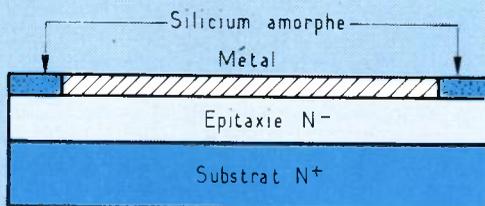
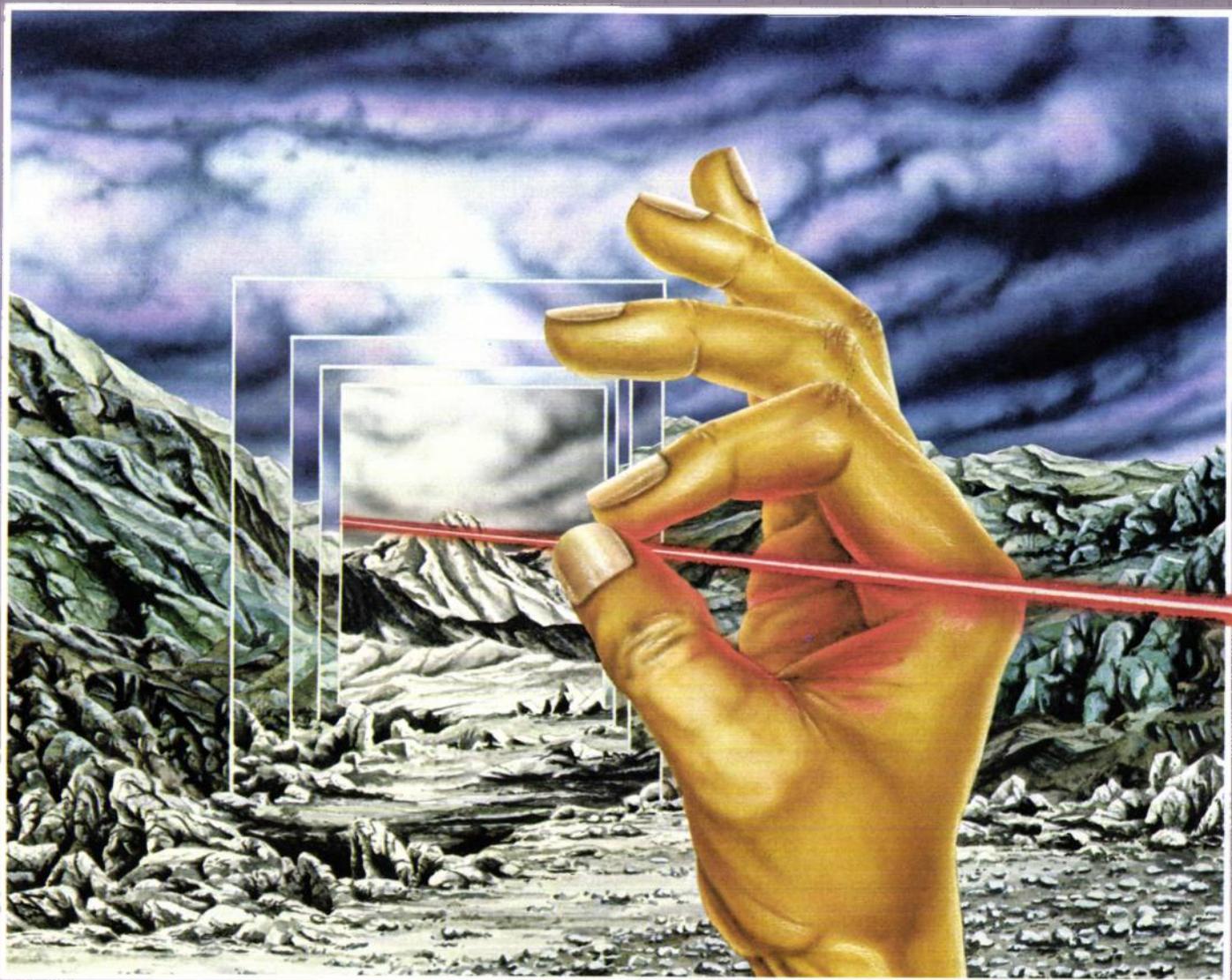


Fig. 6 : Diode Schottky à hétérojonction.

# Technologie entièrement nouvelle pour nos capteurs de courant.



L'importante génération nouvelle de capteurs de courant Honeywell, basée sur l'effet Hall et la technologie Permalloy, constitue un énorme pas en avant sur les techniques traditionnelles.

Compacts, bon marché, capables de détecter des courants alternatifs ou continus de 750 mA à 1000 A, ils présentent des caractéristiques comme: sortie linéaire ou à seuil, précision élevée, dérive en température minimale, isolation galvanique totale entre le courant à mesurer et le capteur, construction permettant la mesure sans coupure du conducteur du courant...

Honeywell vous propose de travailler ensemble à l'application de cette nouvelle technologie et peut vous réaliser des capteurs sur mesure pour répondre à vos applications particulières.

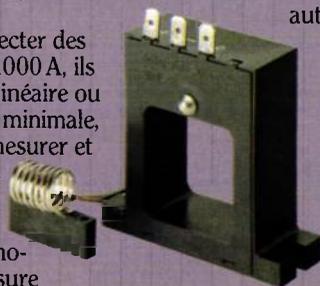
Outre la simple détection d'un niveau de courant,

ces capteurs apportent une solution économique dans un grand nombre d'applications, telles que: variateurs de vitesse, asservissements de servo-moteurs, systèmes de diagnostic pour automobiles, détection de défauts de terre, groupes électrogènes, soudage électrique...

L'alternative des technologies effet Hall ou Permalloy permet de choisir les caractéristiques les mieux adaptées pour une application donnée. D'autre part, l'encombrement, le montage et les types de connexions peuvent être déterminés en fonction des besoins.

Pour savoir tout sur ce que nos capteurs de courant «sur mesure» peuvent vous apporter, prenez contact avec nous, aujourd'hui.

Honeywell S.A. - Groupe Composants,  
4, Av. Ampère - B.P.37 - 78391 Bois d'Arcy Cedex  
Tél.: (3) 043.81.31 - Telex 695513F



**Ensemble, nous trouverons la solution.**

**Honeywell**  
**MICRO SWITCH**

## Minimiser les perturbations électromagnétiques

La nécessité, pour les équipements d'être en conformité avec les normes FCC Docket 20780, MIL STD 461, VDE 0871 et MDS 201-004 régissant le taux de parasites électromagnétiques, conduit le plus souvent les constructeurs à faire usage de filtres pour limiter les perturbations transmises vers le réseau.

Si le transformateur d'alimentation présente une inductance de fuite suffisamment élevée, celle-ci peut être utilisée à la place de l'inductance du filtre.

Les transformateurs à enroulement concentriques à couplage serré qui ont un fort couplage, ont un bon rendement, et de ce fait, une inductance de fuite faible.

Une technologie de bobinage utilisant quatre bobines montées sur les deux jambes d'un noyau qui peut être un double C permet d'obtenir de construction une inductance de fuite suffisante, et de satisfaire tout à la fois les recommandations VDE concernant les lignes de cheminement et les dégagements des bobinages par rapport au noyau magnétique.

Le rapport courant crête/courant efficace est plus faible dans ce type de construction que celui obtenu avec bobinages concentriques, de ce fait les condensateurs de filtrage peuvent être plus faible, ce qui augmente l'impédance de la ligne de retour des courants de fuite vers la terre. Bien entendu, les avantages obtenus ont une contrepartie. A cause du champ de fuite élevé, il y a un fort champ à 50 Hz rayonné aux alentours du transformateur, mais une implantation judicieuse de celui-ci sur le châssis permet d'en minimiser les effets.

Par ailleurs, la régulation est moins bonne que celle obtenue avec un transformateur conventionnel.

Le coût de ce type de transformateur est également plus élevé, mais il faut faire entrer en ligne de compte, la simplification de bobinage si les normes d'isolement VDE doivent être respectées.

Sur le schéma équivalent LS représente l'inductance de fuite secondaire, et il est clair à la vue du circuit que celle-ci peut être utilisée comme inductance de filtrage. Il est à noter que la symétrie bilatérale de l'inductance permet également de limiter la sensibilité de l'alimentation à découpage aux bruits provenant du réseau.

La figure 2 montre clairement le résultat obtenu avec les deux types de transformateurs qui sont largement supérieurs aux exigences de la norme FCC.

Deux critères doivent être pris en considération pour le calcul du transformateur :

Le transformateur doit fournir la tension et le courant nécessaires pour délivrer à la charge les VA requis.

L'inductance de fuite doit être suffisante pour assurer le filtrage, et par sécurité, la valeur calculée sera multipliée par 2 ou 3. On calculera ensuite le rapport de transformation en fonction des tensions, courants et VA à obtenir, et on vérifiera que l'inductance de fuite obtenue est suffisante. Dans tous les cas il y a un compromis à trouver, et il est toujours possible d'augmenter l'inductance de fuite en utilisant une grande épaisseur de diélectrique entre primaire et secondaire.

EDN  
octobre 1984  
Use quadracoil transformers  
to minimize EMI Problems

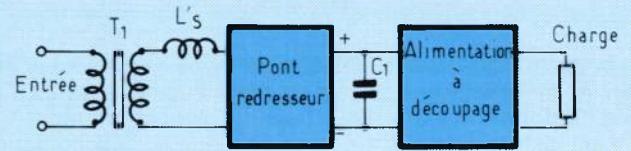


Fig. 2 : Les interférences électromagnétiques transmises par un transformateur conventionnel (a) sont beaucoup plus importantes que celles transmises par un transformateur à 4 bobines (b).

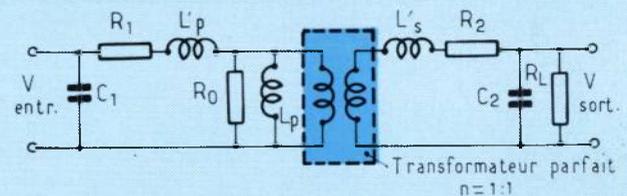
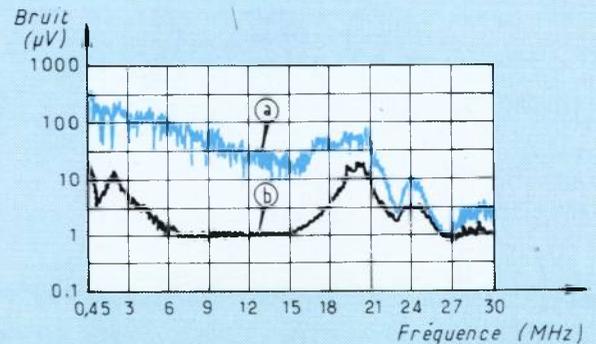


Fig. 3 : Transformateur idéal.  $n$  = rapport de transformation.  $L_p$  = inductance de fuite primaire.  $L_s$  = inductance de fuite secondaire.  $L_p$  = inductance primaire.  $R_o$  = pertes fer.  $R_2$  = résistance de charge.  $R_1$  = résistance primaire  $R_2$  = résistance secondaire.  $C_1$  = capacité de l'enroulement primaire  $C_2$  = capacité de l'enroulement secondaire.

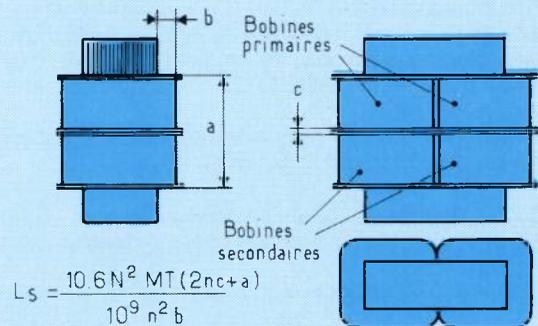
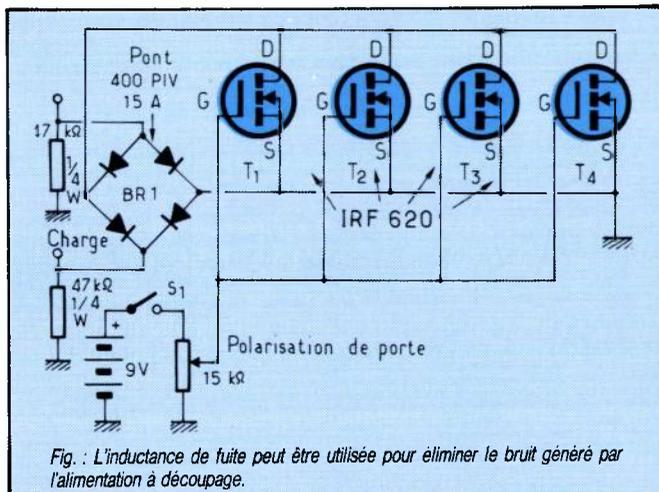


Fig. 4 : Transformateur à 4 bobines.  $L_s$  = inductance de fuite des deux enroulements par rapport à celle de  $N$  tours.  $MT$  = longueur moyenne d'un tour (inches).  $n$  = nombre de diélectriques entre enroulement (2 dans ce cas).  $e$  = épaisseur du diélectrique.  $a$  = hauteur du bobinage (inches).  $b$  = épaisseur du bobinage (inches).

## Charge fictive à MOS

Il est difficile dans la pratique de disposer de toutes les valeurs de résistances de puissance variées nécessaires à la charge d'amplificateurs convertisseurs, alternateurs etc...

Une charge fictive active peut être réalisée économiquement au moyen de MOS de puissance de type N, qui en l'absence de polarisation positive présentent une résistance élevée entre drain et source, (de l'ordre de quelques megohmes), résistance qui décroît linéairement jusqu'à la saturation.



Cette saturation se situe aux alentours de 10 V de polarisation et permet alors le passage du courant maximum du drain vers la source, alors que l'impédance de porte reste élevée et ne nécessite qu'un faible courant.

De plus la résistance présentée par le MOS a un coefficient de température positif évitant l'emballement thermique de celui-ci, et permettant la mise en parallèle de plusieurs transistors sans nécessiter de résistance d'équilibrage.

La réalisation utilise IRF 620 dont la tension maximum drain/source est de 200 V, le courant maximum permanent de drain de 3,5 A, la dissipation de 40 W et la  $R_{dson}$  de 0,8 Ω.

Les 4 transistors en parallèle peuvent donc dissiper 160 W avec un courant de drain de 14 A et une résistance passante de 0,2 Ω.

Le pont redresseur d'entrée assure une polarisation correcte aux MOS et les résistances de 47 kΩ constituent une protection contre les charges électrostatiques.

Le potentiomètre de polarisation permet le réglage des courants de drain à la valeur voulue, mesurée par un ampèremètre en série dans la ligne.

Comme l'impédance de porte est élevée, la pile de polarisation assure un service de plusieurs mois.

EDN 4 octobre 1984

Use MOSFETS as active dummy loads

## Mise en parallèle des diodes et thyristors

Lors du branchement en parallèle de diodes et thyristors il est habituellement nécessaire de procéder à l'appariement de ces composants et de ne pas les utiliser au maximum de leurs caractéristiques d'intensité.

Les auteurs proposent l'utilisation de faibles inductances à air pour pallier ces inconvénients, ils étudient la théorie d'un tel mode de couplage et la méthode de calcul des éléments du circuit.

Pour déterminer les éléments d'un redresseur à n thyristor ou diodes on procédera de la façon suivante :

a) Calculer l'intensité I maximale admissible pour l'élément de la série présentant la plus grande chute de tension directe.

b) Déterminer l'inductance d'équilibrage :

$$L = \frac{3P}{2I^2} t$$

où P est la puissance maximale que peut dissiper la série de semiconducteur et t le temps de conduction (6,6 ms pour un point triphasé).

c) Sélectionner le fusible de protection des semiconducteurs.

d) Déterminer l'écart maximum de chute de tension à l'intensité I entre les éléments à brancher en parallèle :

$$\Delta V \leq \frac{3P}{I^2} (\sqrt{31F - 1})$$

Mondo Electronico

Novembre 1984

Acaplamiento de diodes

Thyristors en paralelo

## Les alimentations à découpage

Dossier technique traitant des principes des diverses topologies, des problèmes de rayonnements, de la commande par photocoupleurs, des régulateurs intégrés des modules d'alimentation, des alimentations de laboratoire.

Toute l'Electronique

N° 499 - Décembre 1984



**UNISSONS  
NOS COMPÉTENCES**

**VOUS :**  
*Votre électronique de pointe.*

- NOUS :**  
*Nos moyens d'hybridation :*
- 5 000 000 de circuits/an.
  - Couches épaisses.
  - Couches minces.
  - Multicouches.
  - Chips carriers.
  - Puissance.
  - Conception CAO.

**CONSULTEZ-NOUS :**

**THOMSON-CSF**  
 Département Circuits Hybrides  
 101, Boulevard Murat  
 75781 PARIS Cedex 16  
 Tél. : (1) 743.96.40.



**THOMSON  
COMPOSANTS**

**CIRCUITS HYBRIDES**

**LES COMPOSANTS DU SUCCÈS**

<b>U.S.A</b> RUTHERFORD, NEW JERSEY 07070 Tel. : (201) 438 2300	<b>Suède</b> STOCKHOLM Tel. : (46 8) 63 50 60	<b>R.F.A.</b> MUNICH Tel. : (49 89) 78 79 0	<b>Royaume Uni</b> BASINGSTOKE Tel. : (44 256) 29 155	<b>Espagne</b> MADRID Tel. : (34 1) 405 16 15	<b>Italie</b> MILAN Tel. : (39 2) 607 37 61	<b>Belgique</b> BRUXELLES Tel. : (32 2) 648 64 85	<b>Pays-Bas</b> BAS GRAVENMOER Tel. : (31 1623) 17600
---	---	---	---	---	---	---	---

**NOUVEAU**

# VOUS POUVEZ DESORMAIS VOUS ABONNER A LA SEULE REVUE ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

...mais vous pouvez également prendre un abonnement couplé : Electronique de Puissance et l'une ou l'autre des publications du groupe.

Dans tous les cas, renvoyez le formulaire ci-dessous, dûment rempli, avec votre règlement à :

**Electronique de Puissance  
Service Promotion  
49, rue de l'Université  
75007 PARIS**

Veuillez enregistrer mon abonnement à

TARIFS 1984	FRANCE TVA 4 % incl.	ETRANGER
Electronique de Puissance	250	290
Electronique Actualités + Electronique Puissance	515	710
Electronique Industrielle + Electronique de Puissance	565	720
Toute l'Electronique + Electronique de Puissance	375	500

VOTRE  
SECTEUR D'ACTIVITE

Espace/aéro	01
Automatisme	02
Informatique	09
Instrumentation/Mesure	11
Télécom/bureautique	14
Autres industries	16
Electrotechnique	17
Matériels professionnels	18
Composants	19
Elect. de Puissance	20

Nom : .....

Société : .....

Adresse : .....

.....

Code Postal .....

Ville ..... Tél.....

VOTRE CENTRE D'INTERET

Mesure	02
Equipements	03
Composants actifs	04
Composants passifs	05
Informatique	06

Ci-joint mon règlement de : F ..... par :

chèque bancaire

mandat

C.C.P. 3 volets à SPS C.C.P. n° 2351548 L Paris

Envoi de facture justificative.

Date .....

Signature

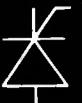
VOTRE FONCTION

Direction	01
Bureau d'études/conseils	02
Ingénieurs	03
Techniciens/ag tech.	04
Commerciaux	05
Achats Serv. méthode	06
Divers	10

DIODES



THYRISTORS



# SEMIKRON

Fabrications Électroniques et Mécaniques

**INVENTEUR ET PREMIER PRODUCTEUR MONDIAL  
DU SEMIPACK®**

*Module surmoulé de puissance à embase isolée*

## Une nouvelle gamme élargie de modules de puissance

**Usage général ou commutation rapide**



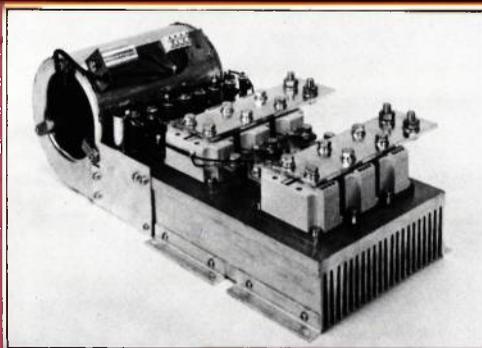
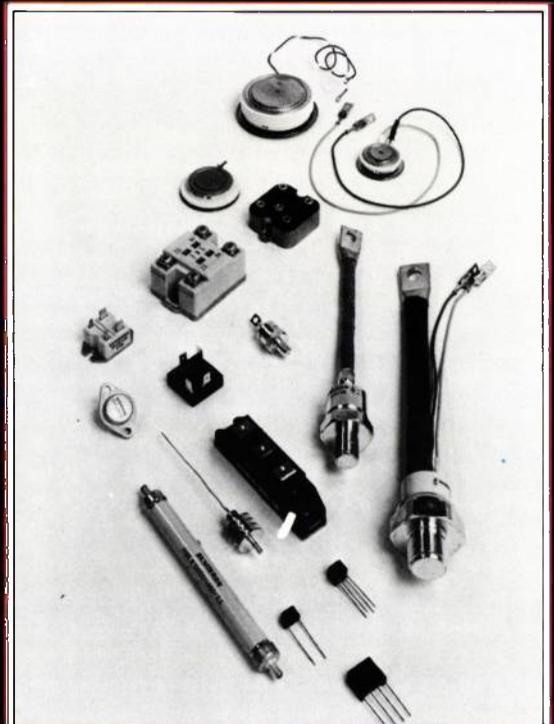
< 145 A RMS - 1600 V  
rapides < 120 A RMS 15  $\mu$ s



< 28 A RMS - 1600 V  
rapides < 25 A RMS 15  $\mu$ s



< 315 A RMS - 1600 V  
rapides < 250 A RMS 15  $\mu$ s

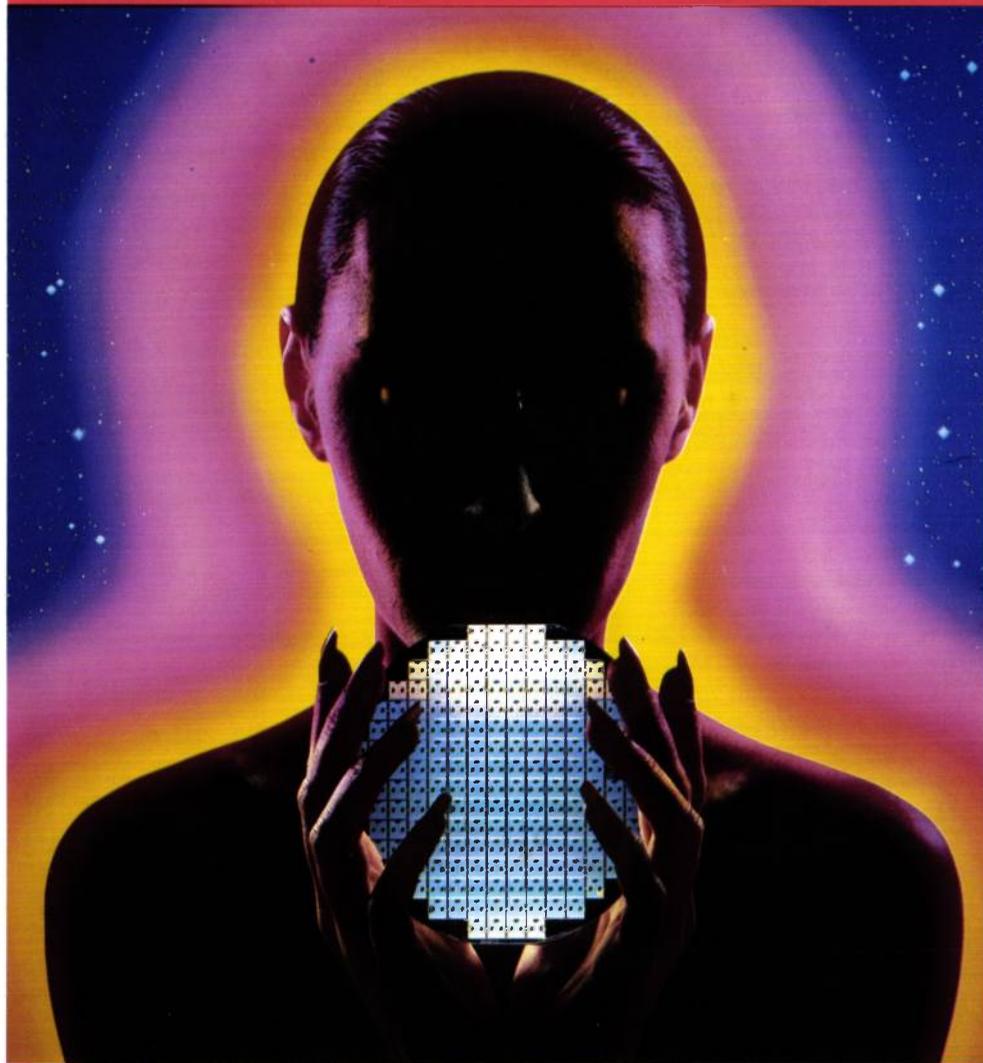


montages redresseurs de puissance à la demande

**Une équipe d'ingénieurs à votre service  
Fabrication et livraison rapides — Stock très important**

130, route de Cormeilles - 78501 Sartrouville - Tél. (3) 915.10.09 + - Télex semikro 698 054 F

# MOS de puissance. RCA annonce: "Ils se commandent avec 5 V."



le besoin de la circuiterie d'interface et des alimentations spécialisées correspondantes.

Toutes les logiques standard 5V (NMOS, TTL ou CMOS rapide) peuvent alimenter sans interface nos nouveaux L<sup>2</sup>FETs. Par conséquent, les L<sup>2</sup>FETs directement connectés aux circuits logiques simplifient le circuit de commande.

## Aucune perte d'avantages.

La conversion aux L<sup>2</sup>FETs n'entraîne aucun sacrifice en vitesse, en  $r_{ds(on)}$ , en intensité, en fiabilité ou en prix. RCA a assimilé la technologie VLSI pour créer une grille sensible qui produit une saturation totale pour un niveau de 5V, tout en gardant les mêmes performances que les MOSFETs conventionnels.

## L<sup>2</sup> FETs. 5V de commande de grille.

Les nouveaux MOSFETs (L<sup>2</sup>FETs) RCA, à niveau d'entrée compatible avec les niveaux logiques, représente la percée la plus spectaculaire en technologie de puissance depuis l'invention des MOSFETs. Ils ne requièrent que 5V de commande de grille pour produire un courant de sortie maximum, éliminant ainsi

Gamme complète de MOSFETs : 1A, 2A, 4A, 8A, 10A, 12A et 15A Id; 50V, 60V, 80V, 100V, 120V, 180V, et 200V V<sub>DSS</sub>.

**Sans oublier les MOSFETs 10V!**

# RCA

Pour plus d'informations: **RCA S.A. VELIZY** Tél: (3) 946.56.56

Distributeurs: **RADIO EQUIPEMENTS ANTARES S.A.**  
**LEVALLOIS PERRET**  
Tel: (1) 758.11.11

**ALMEX S.A.**  
**ANTONY**  
Tel: (1) 666.21.12

**TEKELEC AIRTRONIC S.A.**  
**SEVRES**  
Tel: (1) 534.75.35