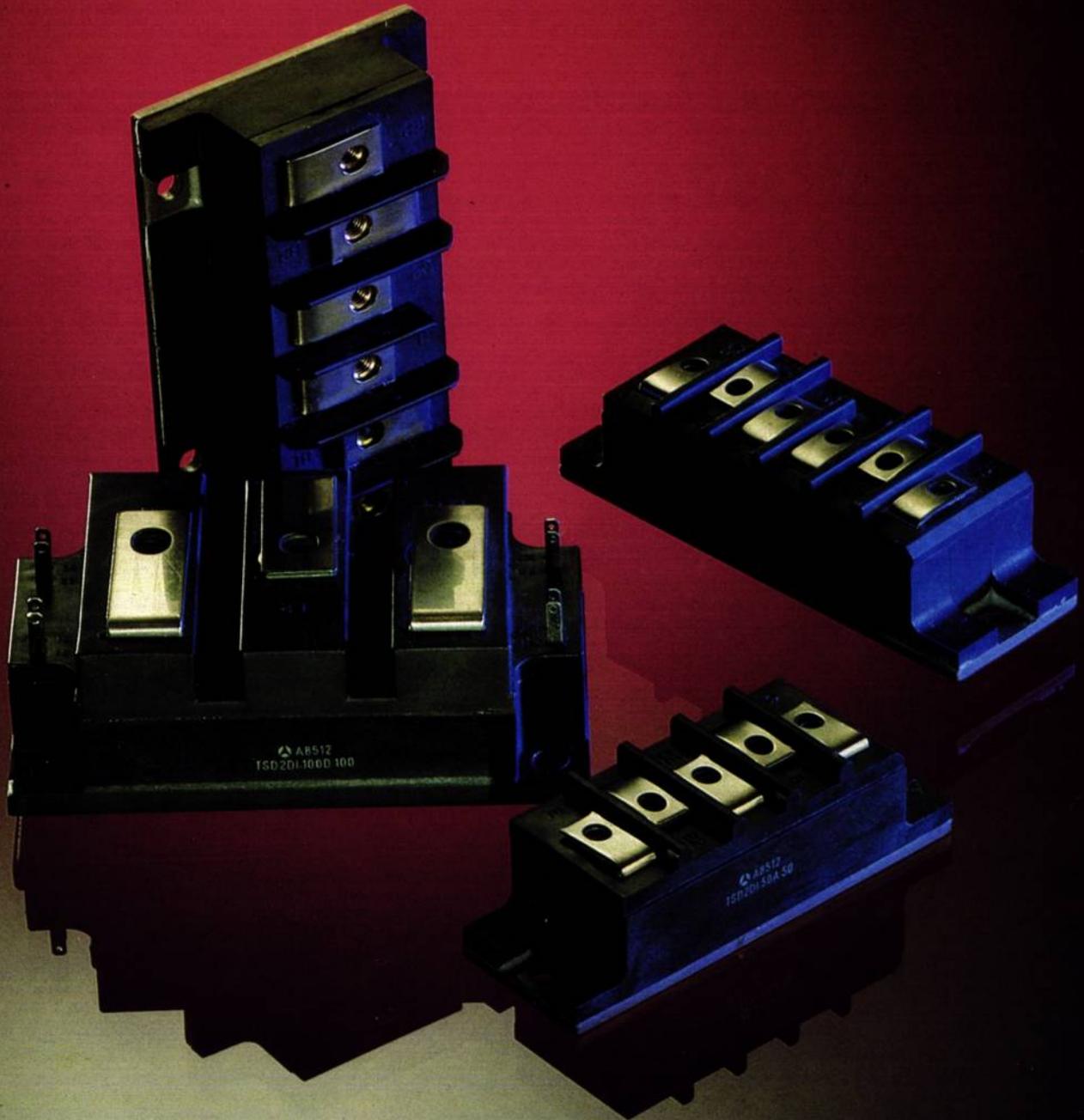
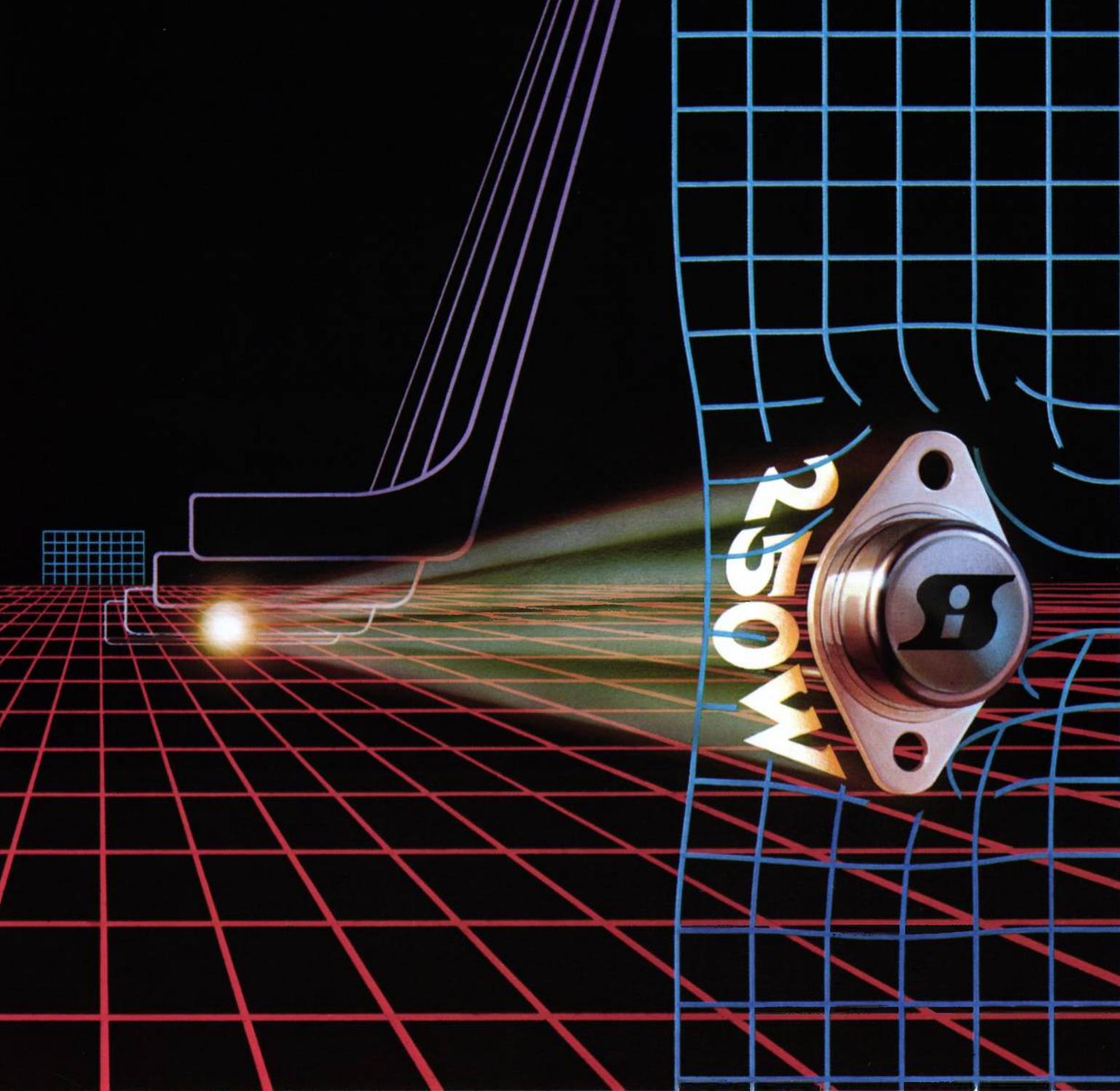


électronique de **PUISSANCE**

9





JOUEZ LA PUISSANCE

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

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

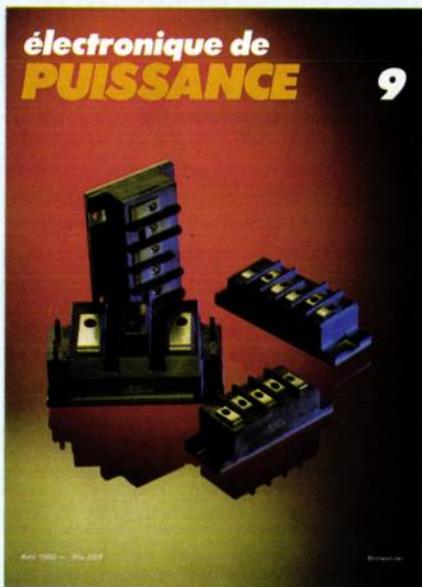
Sans augmentation de prix: nous combinons une large gamme de tensions (60 à 500V) et de faibles $R_{DS(on)}$ (0,035 à 0,3 ohms) avec un boîtier spécial TO3 afin de vous offrir 50% de puissance en plus au prix des MOSFETs les plus gros du marché.

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

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



Michel Mathieu a utilisé la famille des modules de puissance développés par Fuji et prochainement fabriqués par Thomson Semiconducteurs pour composer la photo de couverture de ce numéro.

Affaires à suivre	5
Calendrier - Documentation	8
Vie Professionnelle	13

Produits nouveaux

— Jusqu'à 2 × 100 A/1 000 V dans un premier temps. Accord de seconde source Fuji-Thomson Semiconducteurs pour les modules Darlington	17
— Le « COMFET » s'améliore	19
— Marconi introduit ses trois premiers modules Darlington	20
— Un concept innovatif pour les radiateurs	21
— Bonding : les machines à l'heure de la puissance	22
— Un testeur polyvalent économique	23
— Philips/RTC complète sa gamme de diodes rapides jusqu'à 800 V	24
— Contrôleur de puissance thermique	26

Technique d'aujourd'hui

— Etude, construction et évaluation d'un convertisseur 40 kW CC/10 kHz à résonance, par M. Boidin et Y. Mopty (<i>Jeumont-Schneider</i>), H. Foch et Y. Chéron (<i>L.E.E.I., I.N.P. Toulouse</i>), P. Proudlock (<i>CERN Genève</i>)	35
— Tenue des MOS de puissance aux radiations, par R. Severns (<i>Siliconix Inc.</i>) adapté par C. Alémany (<i>Siliconix France</i>)	45
— Le courant de maintien des thyristors : un paramètre à mieux connaître, par E. Leblanc (<i>Thomson Semiconducteurs</i>)	54
— Axe robotisé avec moteur synchrone autopiloté à commande numérique directe, par C. Bergmann, P. Goureau et J.P. Louis (<i>Laboratoire d'Electrotechnique, de Signaux et de Robotique de l'E.N.S.E.T.</i>)	58

Application

— Le choix d'un radiateur	62
— Réalisation d'une alimentation 100 W, par A. Papoular (<i>RTC</i>) ..	65

Revue de presse	78
-----------------------	----

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-LEVRAULT - Nancy
Le directeur de la Publication
Pierre SCHAEFFER
Dépôt légal avril 1985 - Editeur n° 913
Commission paritaire n° 65561

Feutrier

LA PUISSANCE



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 Ω 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 DISTRIBUTION 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 |

Technologie entièrement nouvelle pour nos capteurs de courant.

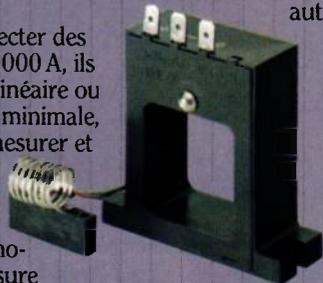


L'importante génération nouvelle de capteurs de courant Honeywell, basée sur l'effet Hall et la technologie Permalloy, constitue un énorme pas en avant sur les techniques traditionnelles.

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



Semiconductor

General Electric

GEMOV II - OPTO
MOSFET - IGT
Circuits précaractérisés
et prédiffusés
Portes analogiques
multiplexeurs
Acquisition de données
Circuits linéaires
Composants discrets

CCI Distributeur officiel :
5, rue Marcelin-Berthelot - Z.I. - 92160 Antony
Tél. : (1) 666.21.82 Télex : 203 881

Agence Rhône-Alpes 67, rue Bataille - 69008 Lyon
Tél. : (7) 874.44.56 Télex : 375 456

850 V/400 A et 500 V/750 A : telles sont les performances affichées par deux transistors d'une nouvelle famille introduite en boîtier press-pack de 54 mm de diamètre par MEDL. Les temps de descente sont inférieurs à 1,5 μ s et les références, pour les deux éléments cités, sont respectivement DT 500 et DT 600. Les spécifications ne sont toutefois données que pour les mi-intensités.

De 100 000 modules par moi début 84, la production de modules de Toshiba devrait atteindre 300 000 pièces/mois en trois ans. Durant la même période, la production de GTO devrait passer de 4000 à 12 000 pièces par mois. Toshiba a déclaré que ses efforts de ventes dans ce domaine seraient plus importants en Europe qu'aux USA.

Hitachi s'apprête à échantillonner une série de MOS de puissance de référence DII dont la résistance à l'état passant est 30 % à 40 % inférieure à celle de sa série actuelle DI. Hitachi fait appel pour leur fabrication à une ligne de fabrication semblable à celle utilisée pour la production des circuits intégrés 2 μ m. Ces MOS disposent d'une protection Zener intégrée et seront disponibles dans des gammes de 60 à 120V et 450V à 500V.

2492 M\$: tel a été en 1984, le marché mondial de l'ensemble thyristors (367M\$), transistors de puissance (1232 M\$) et diodes de puissance (893 M\$). En Europe seulement, ce marché a atteint 553 M\$ dont 101 M\$ pour les thyristors, 256 M\$ pour les transistors et 196 M\$ pour les diodes. (Ces chiffres proviennent de calculs de Thomson Semiconducteurs).

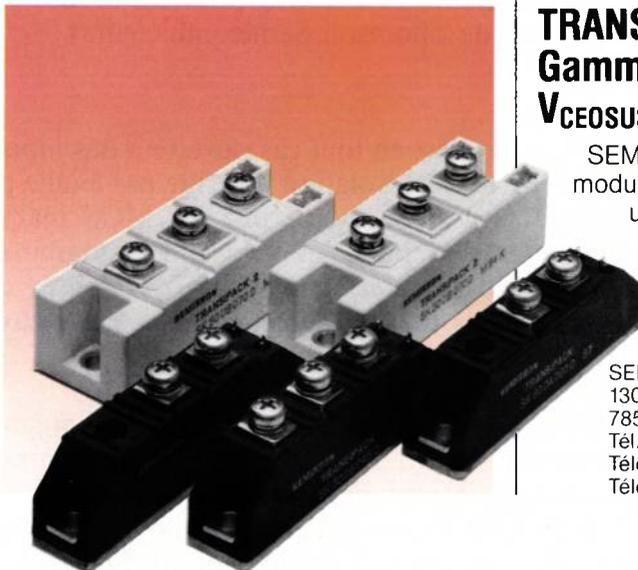
Verrons-nous un jour des MOS en plastique ? La porte est en tout cas ouverte à des innovations dans ce domaine car des MOS avec isolation de grille par feuille polymère ont déjà été testés avec succès, de même que les MOS réalisés avec des polymères semiconducteurs pour les grilles. En combinant les deux techniques, il serait fort possible aujourd'hui de réaliser des MOS en plastique certes lents mais potentiellement très peu coûteux...

La société Sumer a présenté au salon INOVA un moto-réducteur « sans jeu » angulaire pour la robotique, l'armement etc. La mécanique est précontrainte par un dispositif qui intervient à tout moment sans réglage pendant toute la durée de vie du réducteur. Le jeu mesuré serait de 0,1 seconde. Le couple disponible peut atteindre 6000 N.m, le rapport de vitesse est compris entre 5 et 10000 et la rigidité >107 Nmm/rad.

Le concept de BIPMOS (Cascade MOS + bipolaire) a de plus en plus la faveur des utilisateurs, en particulier en robotique. Au niveau marché, toutefois, on ne verra rien venir car ces utilisateurs font appel à des composants discrets actuellement. Il est vraiment étrange qu'aucun fabricant d'hybride ou de semi-conducteurs n'ait encore pris l'initiative de mettre dans leur catalogue des BIPMOS sous forme de deux puces standard associées dans un même boîtier. Serait-ce parce que les besoins sont trop diversifiés ?

MEDL (Marconi Electronic Devices), autrefois représenté par GEC Composants, vient d'ouvrir un bureau de ventes en France, bureau qui se trouve dans les mêmes locaux que GEC Composants à Asnières. La direction a été confiée à Jacques Benichou pour l'ensemble de l'Europe du Sud.

SEMIKRON
innovation + service



TRANSIPACK 1 et TRANSIPACK 2
Gamme de 15A à 120A
V_{CEOSUS} de 450V à 1000V

SEMIKRON, premier producteur mondial de modules SEMIPACK®, développe aujourd'hui une gamme de Transistors de puissance haute tension et Darlington, en configuration quart et demi-pont. Boîtier JEDEC TO 240 pour Transipack 1 et nouveau boîtier Transipack 2.

SEMIKRON
130, route de Cormeilles — B.P. 70
78501 SARTROUVILLE CEDEX
Tél. (3) 915.10.09*
Télex 698054
Télécopieur (3) 915.10.83

"The challenge in power"

Au moins 25 Watts grâce à un de ces petits modules.



Réalisés en couches épaisses, les convertisseurs CC/CC de la gamme PKA de Rifa sont deux fois plus petits, cinq fois plus légers et dix à vingt fois plus fiables que des modules comparables.

Avec une fréquence de découpage de 300 kHz, les convertisseurs PKA ont un rendement de 79 à 85 % et fonctionnent sans perte de puissance dans une plage de température allant de -45°C à +85°C, leur MTBF étant supérieur à 200 ans à 45°C.

La gamme PKA se compose de : 10 modules standard en version mono, double ou triple source (+5V, +12V, -12V, +15V, -15V) ; alimentés soit en +24V, soit en -48V et ayant des puissances de sortie de 25, 30 ou 40 Watts.

Grâce à cette normalisation et à des délais de livraison très courts, la gamme PKA de Rifa (membre du groupe Ericsson) est sans aucun doute la plus compétitive actuellement disponible sur le marché.

RIFA Power Products - Tour Europa 115, 94532 Rungis Cedex France - Tél. (1) 686 83 17 - Télex 250 801 F SPETLEC - Distribué par SPETelec

ERICSSON RIFA est un membre du Groupe ERICSSON

RIFA
power products

CALENDRIER

Avril 1985

● **17-24. Foire de Hanovre.** Hanovre RFA. Renseignements : PROVALEUR, 18 rue Marbeuf - 75009 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.** Hanovre RFA. Renseignements : INCOM Zieroth x 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. Intermag** - 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 (Mi-

chael 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.

● 24-29. Int'l Conference on Properties & Applications of Dielectric Materials

Shaanxi 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.

● **19-21. 3^{ème} Colloque sur la compatibilité électromagnétique** - Clermont-Ferrand. Renseignements : M. Chabanne. Tél. : (73) 26.41.10.

● **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

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

● **30-2 Oct. 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

● **15-17. Power Source** (Conference and Exposition). Anaheim California. Renseignements : Bill Weber, President the POWER SOURCES CONFERENCE 17100 Norwalk Boulevard, Suite 116 Cerritos, California 90701-2750

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

Décembre 1985

● **2-7. Elec 85** (Exposition Internationale de l'Equipement Electrique) Paris. Parc des Expositions de la Porte de Versailles. Renseignements : SDSA 20, rue Hamelin, 75116 Paris -Tél. : (1) 505.13.17. Télex 630 400 F.

MANIFESTATIONS

Le colloque « L'Electronique de Puissance du futur » sera une mine d'informations

Le colloque « L'Electronique de puissance du futur » qui va se tenir les 5 et 6 juin 1985 à Grenoble à l'initiative de la SEE sera une mine d'informations pour le milieu de l'électronique de puissance. Son comité technique a, en effet, sélectionné une trentaine de propositions dont vingt-deux feront l'objet d'une conférence et les autres d'un poster.

Cette manifestation se distinguera des autres colloques sur l'électronique de puissance de 1985 par les caractéristiques suivantes :

- participation très active aussi bien des universités que des sociétés françaises parfois peu habituées des réunions internationales ;
- utilisation de la langue française (ce colloque est national et non international) ;
- prépondérance de l'aspect système des problèmes et non de l'aspect

composant comme c'est le cas habituellement ;

- présence de tous les grands groupes français concurrents concernés par la haute puissance ;
- exposés privilégiant souvent l'aspect hautes performances de préférence à l'aspect économique ;
- dans la plupart des exposés, les puissances en jeu se compteront en dizaines ou centaines de kW et non en centaines de W.

Il ne faudra pas trop s'attendre, par contre, sauf ponctuellement, à de

grandes études de prospective comme le titre de la manifestation pourrait le laisser supposer.

Du point de vue des tendances, cet ensemble de conférences va montrer une explosion de l'utilisation de la technologie hybride en France en électronique de puissance et il soulignera l'intérêt des modules. Il montrera également l'avance française en matière de mise en série ou en parallèle de transistors bipolaires. Le hasard des propositions a fait que le transistor (ou Darlington) sera un peu le composant privilégié du colloque. Un équilibre aurait voulu que le GTO et les schémas correspondants soient mieux mis en valeur. Cette situation vient du fait que la France a démarré plus tard, en GTO, que le reste de l'Europe (à l'exception de TCO) en grande partie à cause de doutes il y a deux ou trois ans, sur leur réelle disponibilité. Cela ne retire rien, toutefois, à l'intérêt des communications qui seront faites.

Parmi ces dernières certains thèmes devraient retenir l'attention, par exemple :

- Optimisation d'un convertisseur continu-continu à résonance à base de GTO (*Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble*);

- hacheur à transistor 4 kV/200 kW (*Jeumont Schneider*);

- condensateurs avancés pour l'électronique de puissance (LCC);

- le déparasitage à la source dans les convertisseurs (*Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille*);

- les problèmes de l'hybridation des circuits de puissance (*Power Compact*);

- étude, dimensionnement et réalisation d'un convertisseur compact de 30 kVA (*Précision Mécanique Labinal*);

- évolution de la conception des équipements HT à semiconducteurs (*CGEE Alsthom*);

- refroidisseurs pour convertisseurs ferroviaires (TCO);

- hacheur 1 000 A/300 kW (*Jeumont-Schneider*);

- hybridation d'un contacteur-disjoncteur statique 300 V/1 000 A (SAT);

- alimentation hybride MOS/500 kHz et sa fiabilité (EAS);

(Ces exemples sont une sélection de la revue et non du comité technique).

Renseignements : secrétariat de la SEE - 48, rue de la Procession 75724 Paris Cedex 15.

Motor-con associé à l'exposition ASB

Le 7^e Congrès International Motor-con qui va se tenir du 22 au 24 avril 1985 au Congress Centrum Stadtpark

de Hannover sera associé cette année à l'exposition ASB (sur les moteurs et circuits de commande) qui se tient dans le cadre de la foire de Hannover. Les 48 conférences présentées seront traduites en allemand et français et couvriront les thèmes suivants : moteurs pas à pas, moteurs sans balais et leur commande ; capteurs ; circuits intégrés à effet Hall ; moteurs alternatifs ; commandes et amplificateurs ; commande par microprocesseur ; systèmes de régulation et de commande ; applications.

Renseignements : INCOM Kleinreuther Weg 58 - 8500 Nürnberg 10,

RFA. Telex : 623 258 incom-d. Tél. : 911-368 88.

Formation

Supelec organise des stages en électronique de puissance. Les prochains auront pour thème les composants de l'électronique de puissance, du 3 juin au 7 juin, et l'électronique industrielle, du 17 juin au 28 juin. Renseignements : ESE Service Formation Continue. Plateau de Moulon 91190 Gif-sur-Yvette ; tél. : (6) 941.80.40.

PUBLICATIONS DES FIRMES

- Un catalogue de 70 petits radiateurs différents : la société *Decelect* qui diffuse, en France, les produits de *Redpoint* vient d'éditer un petit catalogue sur les radiateurs de cette société, radiateurs destinés à des circuits intégrés de puissance et à des composants discrets d'une puissance à dissiper inférieure à 100 W. Difficile d'imaginer qu'il puisse y avoir tant de variétés de radiateurs possibles (nous en avons compté 70) tant que l'on aura pas compulsé ce catalogue !

- *Motorola* vient de publier un manuel technique sur ses MOS de puissance TMOS. Cet ouvrage comprend des exemples d'applications, des guides pour le choix des composants, un système de références croisées, les fiches techniques de plus de 300 circuits, ainsi qu'un glossaire des termes, symboles et définition communs à tous les MOS de puissance et un chapitre consacré aux TMOS petits signaux.

- Un vocabulaire international pour les semiconducteurs. La *CEI* vient de publier un vocabulaire international pour les semiconducteurs et circuits intégrés.

Ce vocabulaire, qui constitue l'un des chapitres du « Vocabulaire Electrotechnique International », comprend des termes et définitions en anglais, français et russe avec les termes équivalents en six autres langues.

- Le chapitre consacré aux semiconducteurs et aux circuits intégrés réunit plus de 200 termes partagés entre les sections suivantes : notions de physique atomique, propriétés des matériaux semiconducteurs, traitement des matériaux semiconducteurs, types de dispositifs à semiconducteurs, termes généraux, termes particuliers aux diodes, aux transistors, aux thyristors, termes supplémentaires pour les dispositifs à effet Hall et les magnétorésistances, termes particuliers aux microcircuits intégrés.

- Transistors MOS de Puissance : Cet ouvrage de 260 pages fait partie de la collection des manuels techniques édités par *RTC*.

Les 50 premières pages constituent un rappel des notions de base : Aire de sécurité, résistance thermique, le MOS et ses limitations, les circuits de mesure.

Le corps du manuel est un recueil des feuilles de caractéristiques concernant cinquante-trois transistors RTC.

- *MOSPOWER Data Book* : Ce manuel de près de 600 pages est édité (en anglais) par *Siliconix*. Les feuilles de caractéristiques de 478 transistors MOS sont présentées en trois groupes, selon que l'appellation des produits est faite avec la numérotation propre à *Siliconix*, selon JEDEC au Pro Electron. Suivent les courbes complémentaires, les circuits d'essais, les boîtiers et processus de qualité.

- *MOSPOWER Applications* : Ce manuel d'applications de 470 pages est édité (en anglais) par *Siliconix*. Publie sous la responsabilité de Rudy Severn et de Jack Armijos, cet ouvrage de référence sur les MOS de puissance est une œuvre collective à laquelle ont contribué de nombreux spécialistes de ces produits. La première moitié de l'ouvrage est consacrée au fonctionnement et aux particularités des dispositifs MOS de puissance, et à leurs conditions d'utilisation. Suivent de nombreuses applications pratiques concernant : la transformation d'énergie, l'interface circuits logiques/charges de puissance, les amplificateurs linéaires, la production d'énergie haute fréquence, la commande de moteurs.

- *Discrete power devices* : Data book de 825 pages, publié par *SGS* et consacré aux transistors et darlington de la firme. Caractéristiques détaillées de 600 dispositifs.

- *Power linear actuators* : Data book de 326 pages publié par *SGS* et consacré aux circuits intégrés de puissance et de leurs applications industrielles. Un tiers de l'ouvrage est consacré aux applications, le reste aux caractéristiques détaillées de 80 dispositifs.

Power Electronics Spécialists Conférences.

Cette importante manifestation internationale organisée par « The Institut of Electrical and Electronics-Engineers » (IEEE) avec la collaboration de l'European Space Agency (ESA) aura pour la première fois lieu en France, à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, du 24 au 28 juin.

Manifestation importante puisqu'elle réunira des industriels et des universitaires de tous pays et comportera plus de 130 sessions dont 40 sous l'égide de l'ESA.

Les systèmes feront l'objet de la plupart des sessions, car seules 18 d'entre elles sont consacrées aux semiconducteurs de puissance.

Nous avons relevé parmi les nombreux thèmes originaux qui seront traités :

— Etude de la fréquence de conversion optimale d'une alimentation à découpage commandée par amplificateur magnétique (*Hitachi*).

— Application des MOSFET de puissance à 10 MHz (*MIT*).

— Convertisseur classe E 500 kHz alimenté par le secteur 200V (*Philips*).

— Système de commutation rapide à faibles pertes 2 500 V 300 A à thyristor à modulation statique (*Tokyo University*).

— Nouveau commutateur très haute tension (*NASA*). ■

NORMES

Catalogue UTE janvier 1985

Cette dernière édition comprend les chapitres suivants :

- Publication de l'UTE en vigueur.
- Spécifications unifiées et fascicules de documentation CCTU
- Publications Internationales CEI, CEE, CENELEC (EN et CECC).
- Traduction de publications étrangères.

● Traduction en langues étrangères de publications UTE.

Normes NF applicables à l'électronique de puissance

NF C 53-220 Avril 1975

Convertisseurs à semiconducteurs (CEI 146 et 146A) (96 pages).

NF C 53-220 Août 1976

Additif à la norme NF C 53-220 - avril 1975 (CEI 146 mod.1) (1 page).

NF C 53-221 Décembre 1980

Convertisseurs autocommutés à semiconducteurs (CEI 146-2) (29 pages). (Changement de statut de NF C 53-221 -octobre 1975 - Enr.).

NF C 53-222 Septembre 1977

Alimentations stabilisées à sortie en courant continu (CEI 478-1, 478-2, 478-3 et 478-4) (78 pages).

NF C 53-223 Août 1978

Convertisseurs à courant continu direct à semiconducteurs (hacheurs) (CEI 146-3) (21 pages).

NF C 53-224 Juillet 1982

Alimentations stabilisées à sortie en courant alternatif (CEI 686) (32 pages). ■

K

FABRICANT D'ALIMENTATIONS STABILISÉES ET DE

CONVERTISSEURS CONTINU - CONTINU

R

VOUS REMERCIE DE VOTRE CONFIANCE



3 av du maréchal De Gaulle
Z1 Nord d'orly
91560 PARAY VIEILLE POSTE

TÉL. : (1) 687.23.23
TLX : 201718 F

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

En 1984

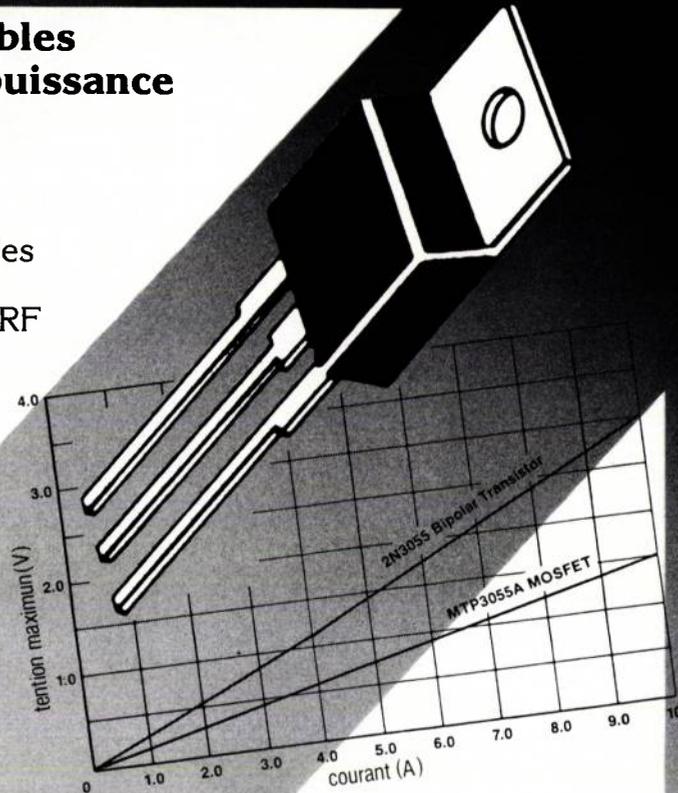
3 usines de production en Europe
No 1 en Alimentations et DC / DC pour circuits imprimés
82 % de commandes livrées en moins de 15 jours.
600 produits standards répartis en 3 gammes :
Produits moulés, chassis lineaires ou découpage,
Modules eurorack din ou cassettes...

MTP3055A*

TMOS III-12A 0,15ohms

**6 boîtiers disponibles
en MOSFETs de puissance**

Canal N et P
50 à 1000 V
jusqu'à 200 A
100 types IRF disponibles
TMOS : MTE - MTH -
MTM - MTP - IRF



Avec TMOS III
le MOSFET arrive au prix
du bipolaire

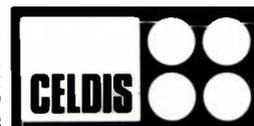
TMOS III			
	ID	VDSS	RDS (on)
MTP3055A*	12 A	60 V	0,15 ohms
MTP14N05A	14 A	50 V	0,10 ohms
MTP16N05A	16 A	50 V	0,08 ohms

**Fiche technique, catalogue TMOS,
rapport de fiabilité TMOS disponibles.**

**UN
NOUVEAU
VECTEUR
DANS LA
DISTRIBUTION**

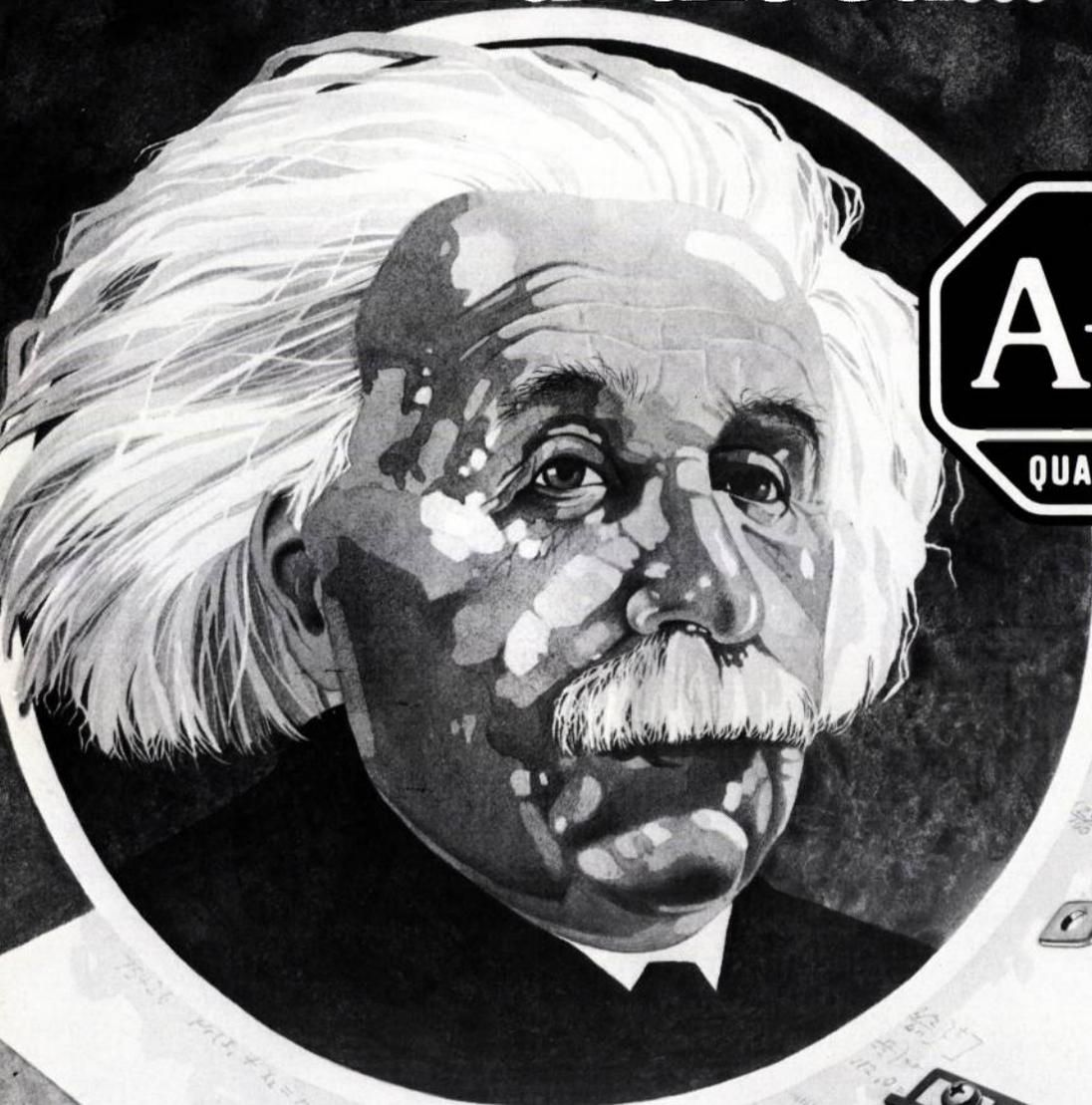
*Échantillon sur demande

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



CELDIS-DIODE
DIVISION STC COMPOSANTS S.A.

Si seulement il avait eu...



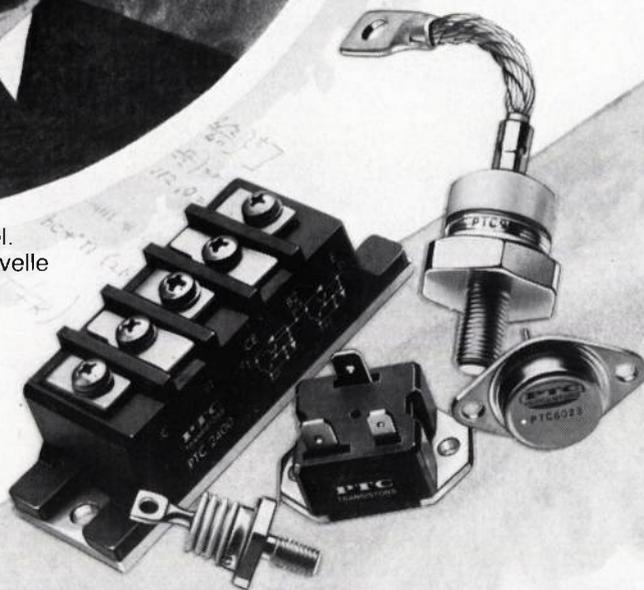
Relativement parlant, Albert Einstein était un visuel. Nous pensons qu'il aurait été impressionné par la nouvelle gamme de transistors de puissance et les Darlingtons d'Allen-Bradley.

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.

RV Electronique en pleine lumière

RVE : le professionnel de la lumière connaît. Cette PME de 34 personnes a réalisé, en 1984, un CA consolidé de 16 MF. Cette même année, le capital est passé à 1 800 000 francs (il sera encore augmenté en 86).

Il y aura 20 ans le 1^{er} janvier 1986, que Roland Vulpillat, P.D.G. fondateur, s'est installé comme Ingénieur Indépendant en Electricité. Son idée : ex-

ploiter les applications industrielles des semi-conducteurs de puissance, plus particulièrement dans le contrôle d'énergie en courant alternatif (gradateur/variateur).

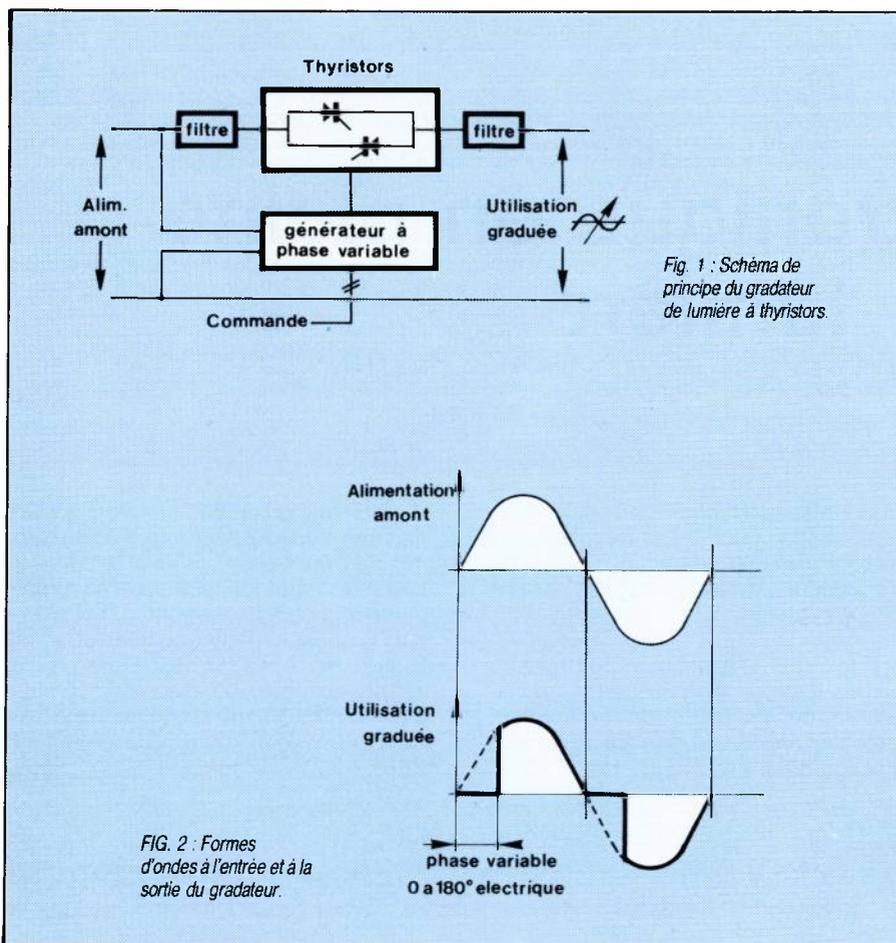
En 1960, l'apparition du thyristor permet d'élargir les possibilités de dispositifs de gradation de la lumière, (obtenue par la variation de la tension efficace de sortie) (figure 1).

RVE s'est à l'origine installée à Ville-momble (où sont toujours les bureaux commerciaux pour rester proche de la clientèle). Mais les locaux se sont rapidement avérés trop étroits. C'est pourquoi la société s'est décentralisée avant l'heure, en 75, à Lizy sur Ourcq, près de Meaux, où elle dispose actuellement de 1200 m² couverts ; une ex-



L'usine de Lizy sur Ourcq près de Meaux avant les travaux prévus en 1985.





l'objet d'un brevet Européen, il est le premier d'une gamme qui remplacera les modèles actuels avec lesquels elle sera interchangeable. Pour les installations mobiles, un produit spécifique a été développé le « flay case » qui réunit dans une armoire compacte 6 gradateurs de 2 x 2 kW ou 2 x 3 kW.

Afin de faciliter au mieux les ventes à l'exportation, les produits respectent les normes Européennes, et peuvent s'intégrer dans les équipements les plus répandus.

Ainsi, les dimensions du gradateur HDS ont été définies de telle sorte que 6 modules sont logeables dans un panneau rack 19 pouces, et les broches de ces modules enfichables sont décalées de telle sorte qu'à l'enfichage, le contact de terre s'embroche en premier, et la télécommande en dernier, et qu'au décrochage le contact de terre se débroche en dernier et la télécommande en premier ce qui assure la sécurité statique du semiconducteur de puissance et de l'opérateur.

E.C.

tension sera inaugurée en Octobre prochain, qui doublera la surface.

Les gradateurs de lumière sont présents dans toutes les salles de spectacle, et d'une façon générale dans tous les édifices publics où ils permettent d'optimiser la qualité d'éclairage tout en utilisant au mieux l'énergie consommée. C'est ainsi que parmi les réalisations de RVE on peut citer : le théâtre de la ville de Paris, qui avec 750 circuits distribue 2,35 MW ; le Palais omnisport de Bercy 5 MW, le complexe de la Villette 2 MW et l'animation lumineuse du boulevard Haussmann pendant les fêtes de fin d'année.

Bien entendu RVE ne se limite pas au seul gradateur, mais fabrique également les dispositifs de commande ou de pilotage d'installations complexes.

Un nouveau module à forte densité MDS (High Density System) fonctionne en simple ou double voie sur toutes charges : incandescences 220V, avec transformateur survolteur en tubes fluorescents HT, et avec transformateur de préchauffage tubes fluorescents BT.

Ce module qui délivre jusqu'à 50A utilise un radiateur évolué qui a fait

Une étude sur les supports d'interconnexion

Dans le cadre de l'action « Interconnexion » lancée par le *Groupement des Industries Electroniques (GIEL)* en 1983, la commission « supports » a remis, début novembre 1984, son rapport définitif (*).

Ce document de 84 pages analyse de manière succincte les principaux supports d'interconnexion commercialisés ou en cours de développement (environ 30 types, hybrides, circuits imprimés...). Nous avons retenu des

extraits de la partie concernant les supports dissipatifs.

Pour évacuer les calories dissipées par les composants très denses que l'on monte dorénavant sur les cartes imprimées, il est nécessaire de prévoir un drain thermique métallique. Ceci peut être réalisé :

– en incorporant une couche métallique à l'intérieur de la carte imprimée (multicouche) ;

— en rapportant une couche métallique à l'extérieur sur la carte imprimée double-face ou multicouche ;

— en réalisant une carte imprimée double-face ou multicouche avec des matériaux minces (verre époxy ou verre polyimide), recollée sur une âme métallique épaisse et isolée par un revêtement époxyde (procédés LAMPAC des *Bell Labs*, et MIC PAC développé par *Socapex*) ;

— en perçant une plaque métallique sur laquelle ont été collés deux substrats verre époxyde ou verre polyimide mince isolant le trou (par électrophorèse par exemple dans le procédé CIRMECOR de *Cromtryk/Photo-Circuits*) ; puis en réalisant ensuite la métallisation et les finitions comme dans une carte imprimée double-face classique.

De tels circuits sont réalisés à partir de matériaux classiques et de matériaux en feuilles d'épaisseur 0,1 à 5 mm ; les métaux peuvent être du cuivre, des colaminés (invar-cuivre), de l'acier, de l'aluminium... On ne trouve donc pas, sur le marché, de substrat spécifique prêt à l'emploi.

Les avantages de tels circuits sont, en dehors de leur possibilité d'évacuer les calories (de 5 à 25 W/dm²) :

- une bonne rigidité mécanique
- une bonne stabilité dimensionnelle
- une ininflammabilité quasi absolue
- la présence d'un plan de masse efficace, pouvant de plus (sauf pour les drains extérieurs), servir aussi d'écran RFI et EMI. [...]

Les inconvénients sont :

- une élévation sensible du prix ;
- une augmentation parfois importante du poids. [...]

Les prix sont très variables selon le procédé ; « CIRMECOR », par exemple, n'augmente que de 20 % environ le prix de la carte imprimée alors que d'autres procédés sont beaucoup plus coûteux.

Il y a peu de fabricants français. On trouve sur le marché :

- pour les drains thermiques extérieurs, les fabricants de cartes imprimées s'adressent parfois à des sous-traitants spécialisés d'usinage chimique (*Mecachimique*).
- pour les cartes reportées sur base métallique : *Socapex* — *Nicolitch*.
- pour les cartes à âme métallique : *Fuba* (Allemagne), *Cromtryk* (Suède), *Photocircuits* (KOLLMORGEN) (USA), *Nicolitch* (France).

(*) Il est possible de se procurer ce rapport auprès de la SACEL — 13, rue Hamelin — 75783 PARIS Cédex 16 (Tél. 505.14.27), au prix de 120 FF.

UN SEUL FOURNISSEUR C'EST RISQUÉ...

OFFREZ-VOUS LE CHOIX!

CONDENSATEURS CÉRAMIQUES DE PUISSANCE - DRALORIC



SOVCOR

11, chemin de ronde
78110 Le Vésinet

tél. : (3) 976.01.23 - Telex : 696206 F

Je souhaite sans engagement de ma part

recevoir votre documentation

recevoir votre tarif

Nom _____ Prénom _____

Société _____ Fonction _____

Adresse _____

Tél. _____

A retourner à : SOVCOR - 11, chemin de ronde
78110 Le Vésinet

Vous pouvez aussi nous téléphoner

La solution idéale pour le test des alimentations et des cartes de puissance

- test in situ • test fonctionnel • test de caractérisation
- ## sur le même testeur



L'UNITEST 100 AP regroupe dans le même ensemble :

- des cartes de stimulation basse tension
- des cartes de stimulation haute tension
- des sources programmables AC et DC
- des charges programmables.

qui permettent le test complet "in situ" et fonctionnel des alimentations, des convertisseurs, des modules de puissance :

- 512 points de test pour la partie "in situ"/fonctionnelle
- 512 points de test pour la partie puissance.

Ce matériel est actuellement sans équivalent sur le plan performances-prix, pour l'ensemble des fonctions présentées.

Un renseignement ? Une démonstration ?

Appelez Jean Artiguebaille : (1) 533.01.37

BFI Electronique

9, rue Yvart, 75015 Paris - Tél. 533.01.37 + - Télex 204 425 F



HICKORY - REDWOOD

Jusqu'à $2 \times 100A/1\ 000\ V$ dans un premier temps

Accord de seconde source Fuji-Thomson Semiconducteurs pour les modules Darlington

Le monde de la puissance européen est le fait, depuis un an, d'une explosion d'annonces de modules de semiconducteurs de puissance presque tous inspirés sinon véritables seconde source de modules d'origine japonaise. La dernière annonce dans ce domaine est celle d'un accord entre Thomson Semiconducteurs et Fuji, accord autorisant le premier à fabriquer en France sous licence les modules de puissance à base de Darlington du second.

Aux termes de cet accord, qui inclut un transfert de savoir-faire industriel (montage, boîtier, assemblage et équipements) et prévoit pour la société française l'accès à la technologie planar de la société japonaise, *Thomson Semiconducteurs* devrait commencer à monter des modules secondes sources de ceux de *Fuji* dans son usine d'Aix-en-Provence à partir du mois de juillet avec sa propre technologie planar haute tension (rendue compatible avec celle de *Fuji*).

Des modules avec des puces *Thomson* semblables à celles de *Fuji* devraient, eux, pouvoir être proposés dans le courant de 1986, lorsque *Thomson Semiconducteurs* maîtrisera la technologie bipolaire de puissance de *Fuji*.

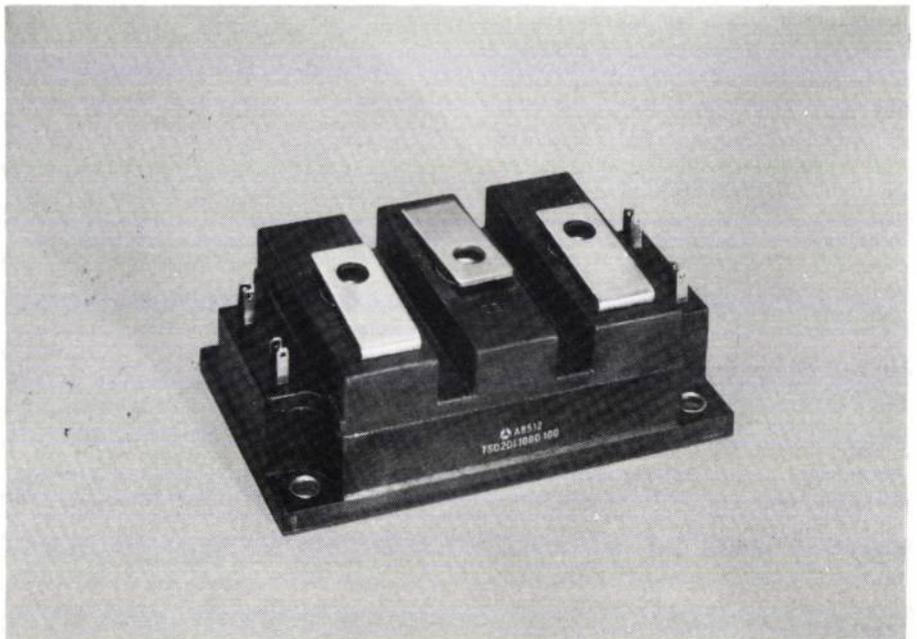
L'accord pour lequel la société française a versé une somme d'argent dont le montant n'a pas été révélé porte sur l'ensemble de la gamme de modules de forte puissance de *Fuji* qui va de $6 \times 15\ A/600\ V$ à $300\ A/1\ 200\ V$. C'est un accord ouvert qui prévoit aussi l'échange de produits que la société française pourrait être amenée à développer pour les besoins spécifiques des marchés européen et américain.

Dans un premier temps, *Thomson Semiconducteurs* ne devrait produire

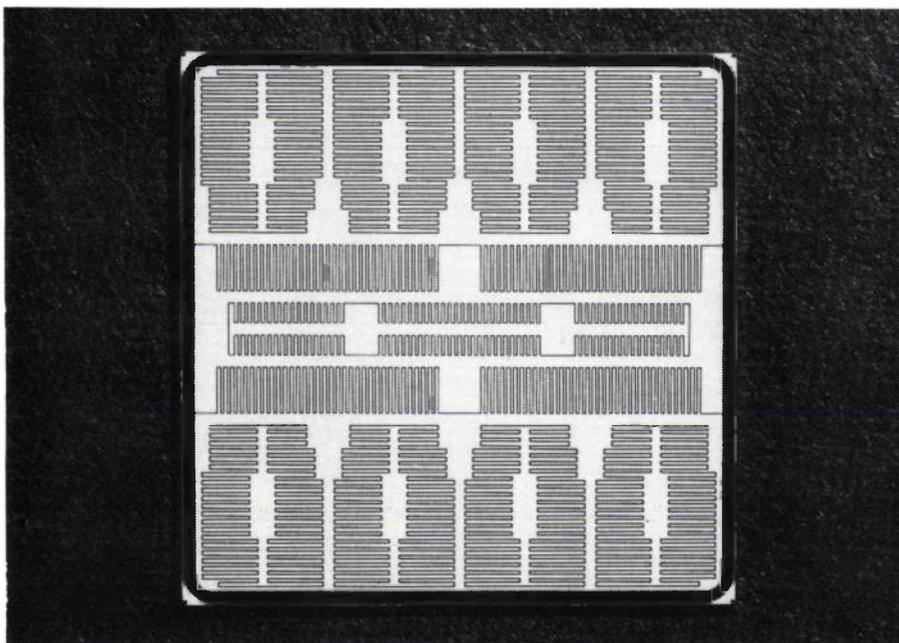
que six modules qui seront d'abord assemblés à Aix à partir des puces fournies par *Fuji* puis entièrement fabriqués dans l'usine de la société française. Ces six modèles sont les TSD 2D1 50 A-50 ($2 \times 50\ A/500\ V$),

75 A-50 ($2 \times 75\ A/500\ V$) et 100 A-50 ($2 \times 100\ A/500\ V$) qui seront échantillonnés en mai (production de série en juillet) et les TSD 2D1 50D-100 ($2 \times 50\ A/1\ 000\ V$),

Module $2 \times 100A/1\ 000\ V$ déjà marqué du sigle Thomson. (Ce module est en fait assez semblable à celui de Mitsubishi au niveau encombrement et câblage.)



Produits nouveaux



Exemple de triple Darlington auxquels font appel les modules Fuji/Thomson pour une tenue en tension de 1 000 V.

75D-100 (2 × 75 A/1 000 V) et 100D-100 (2 × 100 A/1 000 V) dont l'échantillonnage est prévu pour juin avec une production en volume en septembre.

(Ce décalage de dates est du au fait que ces trois derniers modules sont aussi nouveaux pour Fuji).

Thomson Semiconducteurs pourrait disposer de la gamme complète à la fin de l'année prochaine, si le marché le demande et au terme d'investissements dont la nature exacte n'a pas été révélée (au début, les modules de forte puissance seront fabriqués après quelques modifications sur les mêmes lignes que les modules Isotop actuels).

Cet accord est relativement important pour les grands équipementiers européens concurrents de Mitsubishi, Fuji et Toshiba au niveau mondial, en ce sens qu'ils n'auront plus à dépendre en 1986 de leur concurrent pour la fourniture des composants de base. (Thomson-CSF ne fabrique pas, lui, de gros ensembles électriques).

Un marché mondial de 300 M\$ en 1989

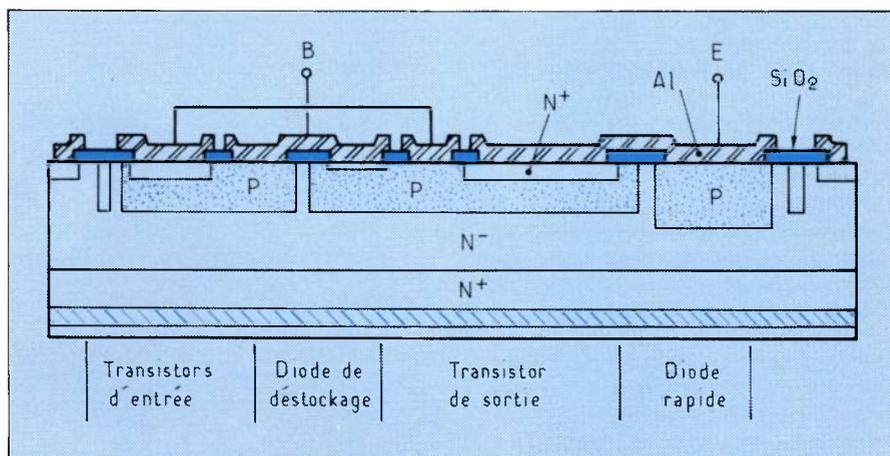
Rappelons que ces modules de puissance, qui comprennent des Darlington à deux ou trois étages, des diodes de roue libre, des diodes de déstockage et des résistances base émetteur dans un même boîtier isolé électriquement, sont à la puissance ce que les hybrides sont au petit signal. Ils

permettent de placer dans un composant unique une fonction relativement complexe mais fiable et facilement testable tout en occupant un minimum de place.

Les Japonais sont, dans ce domaine assez récent (les premières gammes complètes de modules de forte puissance sont apparues il y a à peine deux ans), les premiers, Fuji, Mitsubishi et Toshiba commercialisant des produits compatibles électriquement mais pas mécaniquement (du moins pour l'instant car il semble que, pour les nouveaux modèles, un début de standardisation apparaisse au Japon). L'accord Fuji-Thomson est le premier de ce genre conclu avec une société européenne et

peut être interprété comme une réponse à l'offensive lancée dernièrement par Westinghouse sur le marché européen suite à son accord avec Mitsubishi.

Dans ses contacts avec les trois sociétés japonaises, seul Mitsubishi, d'ailleurs, du fait de cet accord, ne s'est pas montré intéressé à une action commune avec Thomson-Semiconducteurs. Les négociations se sont donc surtout faites avec Toshiba et Fuji. L'accord s'est finalement conclu avec le second pour des raisons de politiques commerciales globales mais aussi et surtout pour des raisons techniques, la commutation avec les éléments Fuji ayant paru « plus propre » bien que légèrement plus lente. Thomson-Semiconducteurs a par ailleurs préféré la technologie planar de Fuji, à priori assez économique. Le marché des modules est un marché à très forte croissance potentielle puisqu'il devrait passer, d'après Thomson-Semiconducteurs de 53 M\$ en 1984 à 300 M\$ en 1989 (y compris les modules type Isotop). Les plus fortes croissances devraient être enregistrées en Europe (3 M\$ en 1984, 6,25 M\$ cette année et 50 M\$ en 1989) et aux Etats-Unis (10 M\$ l'année dernière, 15 M\$ en 1985 et 120 M\$ dans 4 ans) où portera l'essentiel des efforts de la société française dont l'ambition est de prendre 10 % du marché mondial en 1989 (elle possède actuellement 3 % du marché mondial des transistors de puissance). Paradoxalement le marché japonais aujourd'hui le plus développé (40 M\$ en 1984) devrait croître beaucoup moins vite (47,5 M\$ cette année, 130 M\$ en 1989). A titre de comparaison, Thomson-Semiconducteurs estime que le marché mondial des MOS de puissance sera de 400 M\$ en 1989.



Les Darlington des modules Thomson-Fuji intègrent dans les modèles 500 V leur diode de déstockage et de roue libre. Les résistances émetteur-base sont intégrées et la diode de déstockage se trouve sur l'émetteur-base de chaque étage. Pour une tenue en tension de 1 000 V, trois étages sont nécessaires et les diodes ne sont plus intégrées.

Les modules de forte puissance de *Thomson*, qui sont quatre à cinq fois plus gros que les *Isotop*, devraient aussi être vendus six à vingt fois plus cher suivant les modèles (entre 600 et 2 000 F contre 100 F pour un *Isotop*).

Rappelons que *Fuji Electric* est une société japonaise qui « pèse » environ 13 Mds F et qui réalise un peu plus de 10 % de son chiffre d'affaires en semi-conducteurs (modules, transistors, thyristors et redresseurs de puissance).

Elle est complètement indépendante de *Fujitsu* bien que cette dernière soit l'une de ses filiales.

Des triples Darlington

Nous l'avons dit, les modules les plus puissants et de 1 000 V font appel à des Darlington à 3 étages pour avoir un gain suffisant (par exemple 2A/100A). Tous les Darlington de ces

modules sont monolithiques mais les éléments périphériques (diodes et résistances) nécessaires à leur bon fonctionnement sont associés au Darlington dans les modules soit sous forme hybride, soit sous forme monolithique, suivant la tension. Tous les modules sont spécifiés en V_{CEW} , c'est-à-dire en tenue en tension sans réseau d'aide à la commutation.

F. Grosvalet

Le « COMFET » s'améliore

Les BIPMOS à réaction évoluent rapidement, à la fois dans leurs performances, leur mise en œuvre et leur disponibilité. Les dispositifs de *RCA*, appelés *COMFET*, ont déjà fait l'objet d'une description dans notre n° 2, mais elle portait sur des dispositifs de préséries.

Les dispositifs commercialisés en 1984 et que nous avons annoncé dans notre numéro 6 ont subi des améliorations par rapport aux dispositifs d'origine, en particulier au niveau du courant hypostatique (au-delà duquel se produit un effet thyristor), et de la rapidité. L'article qui suit complète l'article d'origine en montrant l'évolution technologique et en fournissant de nouvelles données expérimentales sur les propriétés de ces dispositifs.

Par rapport à la structure d'origine du *COMFET*, les principales modifications apportées dans les dispositifs com-

mercialisés ont été l'irradiation (pour augmenter la vitesse) et l'adjonction d'une fine couche épitaxiée (10 nm) N⁻

entre le substrat P⁺ et la couche épitaxiée N⁻ de façon à abaisser le gain du transistor PNP du schéma équivalent (un MOS en montage « Darlington » avec un NPN et un PNP tête bêche ; cf *Electronique de Puissance* n° 2). Cette modification a permis d'augmenter le courant drain avant verrouillage.

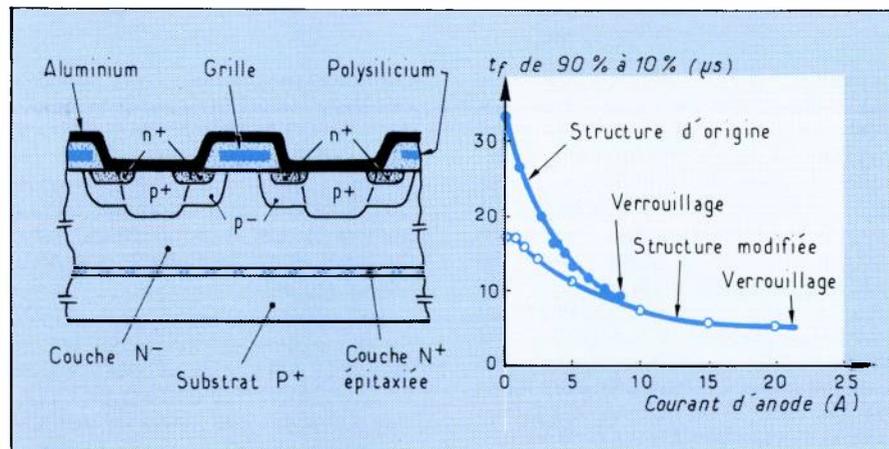


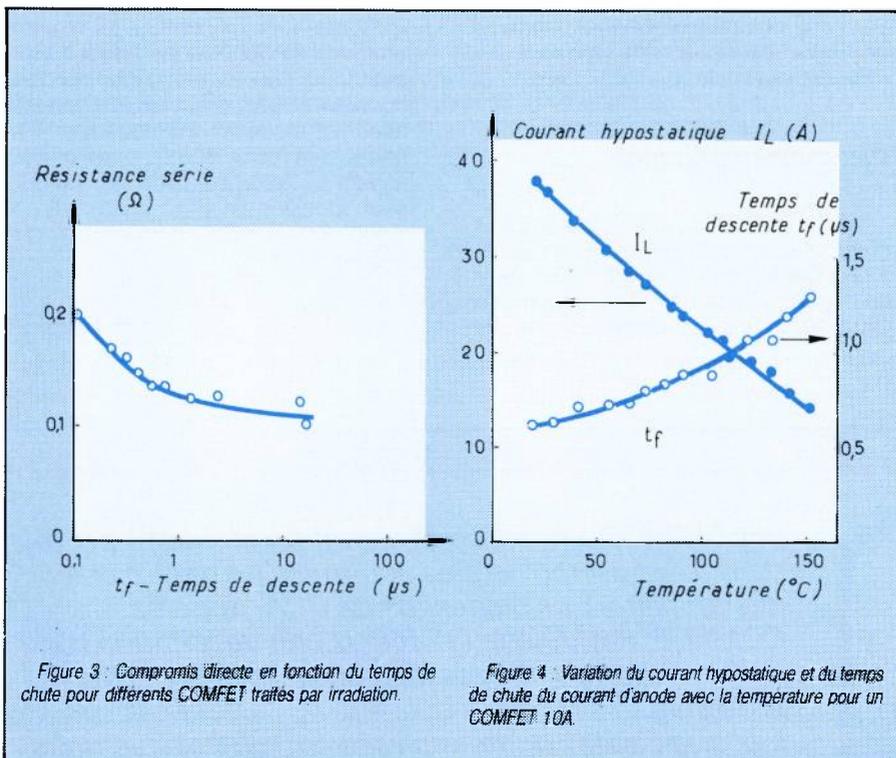
Figure 1 : L'adjonction d'une fine couche N⁻ épitaxiée a permis d'augmenter le courant hypostatique.

Figure 2 : Temps de chute du courant d'anode en fonction du courant d'anode pour un *COMFET* non modifié et modifié.

La couche N⁻ ajoutée abaisse en effet l'efficacité de l'injection d'émetteur du transistor PNP en augmentant le courant hypostatique I_L d'un facteur deux ou trois. (Fig. 1).

Il y a aussi réduction du temps de chute t_f (fig. 2).

Le *COMFET* ne peut bloquer la haute tension que dans le sens passant car la jonction d'émetteur (P⁺ N⁻) du transistor PNP claque à une basse tension quand la polarité appliquée est inversée. Les plus petites valeurs de t_f , qui ont été enregistrées expérimentalement avec des *COMFET* se situent dans la gamme des 100 à 200 ns *.



Ils sont capables de commuter 10A sous 30 V avec un temps d'enclenchement t_{on} de 0,5 ns et un temps de chute de 2,5 microsecondes max.

Le COMFET à canal N qui est apparu il y a quelques mois va bientôt se voir accompagner d'un COMFET à canal P. Tandis que les transistors bipolaires PNP et les transistors MOS à canal P ont généralement deux à quatre fois la résistance de leur contrepartie en type N, les COMFET à canaux P présentent la même faible résistance que leurs jumeaux à canal N de même taille de puce. Ces nouveaux COMFET se détachent très nettement des transistors MOS. Ainsi un COMFET à canal P caractérisé à 400 V aura une résistance de 0,07 Ω à 20 A alors que le MOS conventionnel à canal P construit sur une puce trois fois plus grande et caractérisé à 100 V aurait trois fois la résistance à un courant deux fois plus petit.

RCA envisage la commercialisation du COMFET à canal P au milieu de l'année 1985. 9 autres COMFET dont 8 canal N sont également à l'étude (cf Electronique de Puissance n° 6).

* NDLR : Avec les BIPMOS à réaction, le ft est toutefois moins représentatif des pertes qu'avec les MOS et les bipolaires car il a un effet de trainage important dont il faut tenir compte (cf EP n° 2 page 24).

La réduction du temps de vie des porteurs minoritaires qui permet au COMFET de commuter plus rapidement présente un inconvénient : une plus grande chute de tension directe, ou si l'on préfère, une plus grande résistance. Il est clair qu'il y a un compromis à faire entre la valeur optimale de t_f et la valeur correspondante de la résistance qui dépendra de l'application considérée.

RCM10N40 (TA 9437B) T0-204 MA
RCP10N40 (TA 9438B) T0-220

Considérations thermiques

Parce que les composants de puissance sont souvent utilisés à des températures élevées, il est important de déterminer comment leurs caractéristiques évoluent avec la température.

Un graphique montrant la variation de t_f et I_L pour un COMFET en fonction de la température dans la gamme des 25 $^{\circ}\text{C}$ et 150 $^{\circ}\text{C}$ indique comment t_f augmente et comment I_L diminue avec la température, tous deux d'un facteur deux à trois dans cet intervalle de température (fig. 4).

Un COMFET canal P mi-85

Quatre types de transistors COMFET sont aujourd'hui disponibles ; ils contrôlent dix ampères et bloquent 350 et 400 V. (cf électronique de puissance n° 6) :

RCM10N35 (TA 9437A) T0-204 MA
RCP10N35 (TA 9438A) T0-220

Marconi introduit ses trois premiers modules Darlington

Marconi (MEDL) vient de commencer l'échantillonnage de ses trois premiers modules Darlington (des commandes de dix ou quinze pièces pourront être passées hors Grande-Bretagne à partir de mai), la production de série étant prévue pour juin. Ces modules sont développés par Marconi lui-même, sans achat de licence à l'extérieur. Ils sont toutefois compatibles au niveau brochage et encombrement aux modules Mitsubishi/Westinghouse, les caractéristiques électriques étant légèrement différentes puisque les puces sont de fabrication Marconi.

Les modules annoncés comprennent un module simple Darlington 50 A/450 V de référence MD 50S55/60 et

deux modules doubles, l'un de 2 x 50 A de référence LD 50D55/60, l'autre de 2 x 100 A/450 V de référence MD 100D55/60. Cette gamme sera élargie dans le futur, jusqu'à 200 A/500 V, probablement, dans un premier temps. A terme, le but est de proposer la même gamme que Mitsubishi.

Les caractéristiques des modules actuels sont assez classiques, Marconi désirent avant tout de se positionner sur un marché en pleine croissance plutôt que d'innover. Les temps de descente par exemple sont de 3 μs à partir de l'intensité nominale et les gains minimaux sont de 100.

Un concept innovatif pour les radiateurs

La division Produits métallurgiques de Texas Instruments vient de faire une invention dans le domaine de l'assemblage mécanique qui pourrait trouver des prolongements en électronique, en particulier pour la réalisation de radiateurs spéciaux complexes ; ce procédé permet en effet de réunir ponctuellement des tôles, éventuellement de nature différente, sans colle, ni soudure, ni rivet, et cela avec une sécurité absolue dans le temps (inutile de préciser que les premières applications se trouveront en aéronautique).

A l'origine de cette invention se trouve des anomalies de fabrication constatées dans l'unité de production de familles colaminées de *Texas Instruments* aux U.S.A. : en été, des insectes étaient parfois pris entre les deux feuilles métalliques à comprimer fortement l'une contre l'autre pour former le colaminé et, lors du recuit, des bulles se formaient là où les métaux ne s'étaient pas imbriqués l'un dans l'autre, c'est-à-dire là où les insectes avaient formé des « îlots d'impuretés ».

Un esprit innovatif eut alors l'idée de placer volontairement des impuretés entre les feuilles de colaminés pour obtenir des structures qui, in fine, ont des formes de nids d'abeille par exemple ou de canaux. Le grand avantage de ce procédé tient dans le fait que là où les métaux sont vraiment colaminés l'arrachage est impossible : la force de décollement est égale à 80 % ou 100 % de la force de rupture du matériau lui-même car il y a interpénétration des matériaux sous très forte pression. La fabrication de série est en outre relativement simple, même pour des formes complexes : les feuilles à colaminer sont d'abord, comme d'habitude, nettoyées chimiquement puis abrasées pour éliminer toute trace d'oxyde ; sur l'une des feuilles, on dépose par sérigraphie une encre ayant la forme des bulles à obtenir ; les feuilles sont ensuite colaminées, puis découpées ; on chauffe enfin l'ensemble dans un moule : l'encre se transforme alors en un gaz qui presse localement les deux feuilles dans la forme souhaitée. Des ouvertures sont ensuite éventuellement pratiquées si l'on désire des structures du style « ailettes ».

Texas Instruments a déjà contacté tous les grands fabricants d'aéronautique à ce sujet mais est également à la recherche d'autres applications.



Exemple de structures « colaminées » avec une version ouverte pouvant par exemple servir à réaliser des éléments radiatifs.

Contrairement à l'habitude de la division qui se contente normalement de fournir des matériaux, c'est un service

clef en main qui est proposé avec cette méthode.

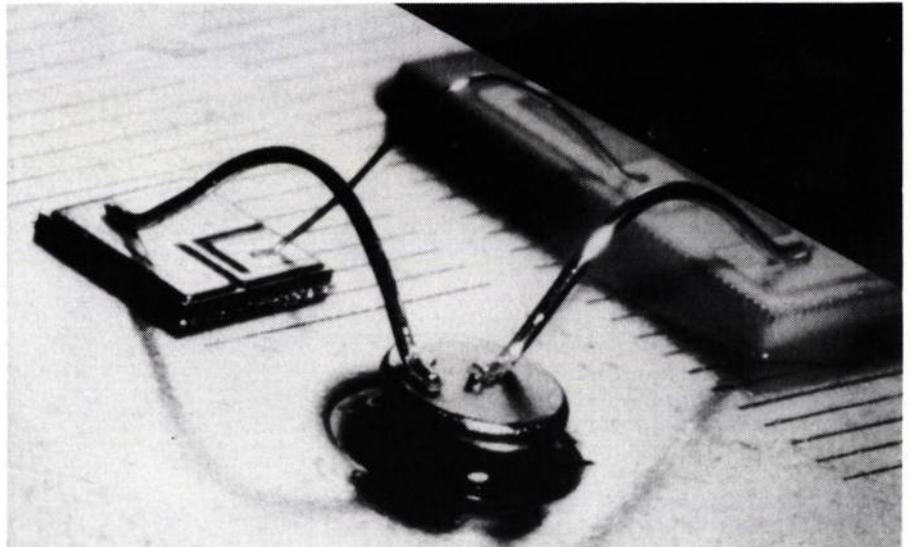
BONDING : **Les** **machines** **à l'heure** **de la** **puissance**

Les machines courantes de bonding par ultrasons ne peuvent généralement pas effectuer avec la fiabilité souhaitable la « soudure » de fil de diamètre supérieur à 350 μm , ce qui conduit pour les dispositifs de puissance, à multiplier le nombre de fils, donc le nombre de soudures, au détriment de la fiabilité. La firme américaine Orthodyne (représentée en France par MSA) propose deux petites machines manuelles qui permettent l'utilisation de fils dont le diamètre peut atteindre 635 μm , ou de rubans de 76 x 750 μm et semblent de ce fait bien adaptées au « câblage » de modules de puissance.

Les principales difficultés qui apparaissent lors de l'utilisation de fils de gros diamètre avec les machines de bonding à ultrasons sont de deux ordres : le dosage de l'énergie appliquée au transducteur lors de la soudure, et l'opération de coupure du fil qui provoque des contraintes sur le dernier point de soudure, et peut parfois en provoquer le décollage.

Orthodyne a résolu ce dernier problème par l'utilisation d'outils de profil spécial, brevet Larrison, dont la firme a l'exclusivité (fig. 1). Ces outils comportent deux gorges pour le passage du fil. L'une est utilisée pour la première soudure et les soudures suivantes. Lors de la dernière soudure le fil passe dans l'autre gorge dont le talon en forme de couteau imprime son empreinte sur le fil, créant une amorce de rupture sur celui-ci à l'endroit où se produira la coupure.

Grâce à cette précontrainte, la traction nécessaire à la rupture du fil est réduite comme l'est la pression exercée sur celui-ci par les mors de la pince qui le tire. Ainsi sont évitées les



Exemple de soudure réalisée avec une machine Orthodyne modèle 20.

déformations ou fragilisations du fil préjudiciables à une bonne soudure ultérieure.

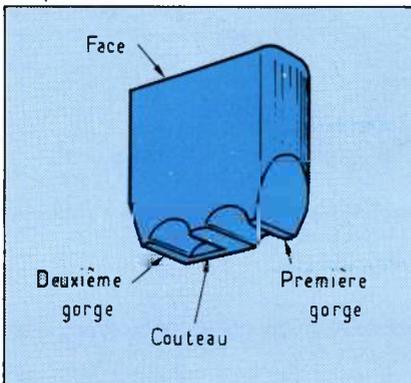
Le dosage de l'énergie ultrasonore appliquée pour la soudure est obtenu à la fois grâce à la conception particulière du transducteur et de son dispositif d'adaptation d'impédance mécanique, et par un circuit à verrouillage de phase agissant sur le générateur.

Le transducteur piezoelectrique (céramique) est muni d'une tige d'adaptation d'impédance et la puissance transmise au niveau de l'outil s'ajuste en fonction de la réaction du fil sur celui-ci. L'ensemble du dispositif fonctionne à la résonance en l'absence de charge ; en début de soudure l'amplitude est maximale et décroît au fur et à mesure que la surface du fil sous l'outil augmente.

Un circuit à verrouillage de phase échantillonne la fréquence de fonctionnement du transducteur et corrige en permanence la fréquence de l'oscillateur pour tenir compte de tous changements des conditions mécaniques et thermiques. La plage de capture du PLL est suffisante pour éviter la nécessité de rattrapage manuel de l'accord.

Des précautions sont également prises pour s'affranchir de mouvements parasites pendant la soudure. Ainsi des freins magnétiques sont utilisés pour prévenir les mouvements involontaires de l'opérateur, et une constante de temps interdit le déclenchement de l'impulsion ultrasonore avant l'amortissement des vibrations du mécanisme de la machine.

Principe de l'outil Larrison.



Un testeur polyvalent économique

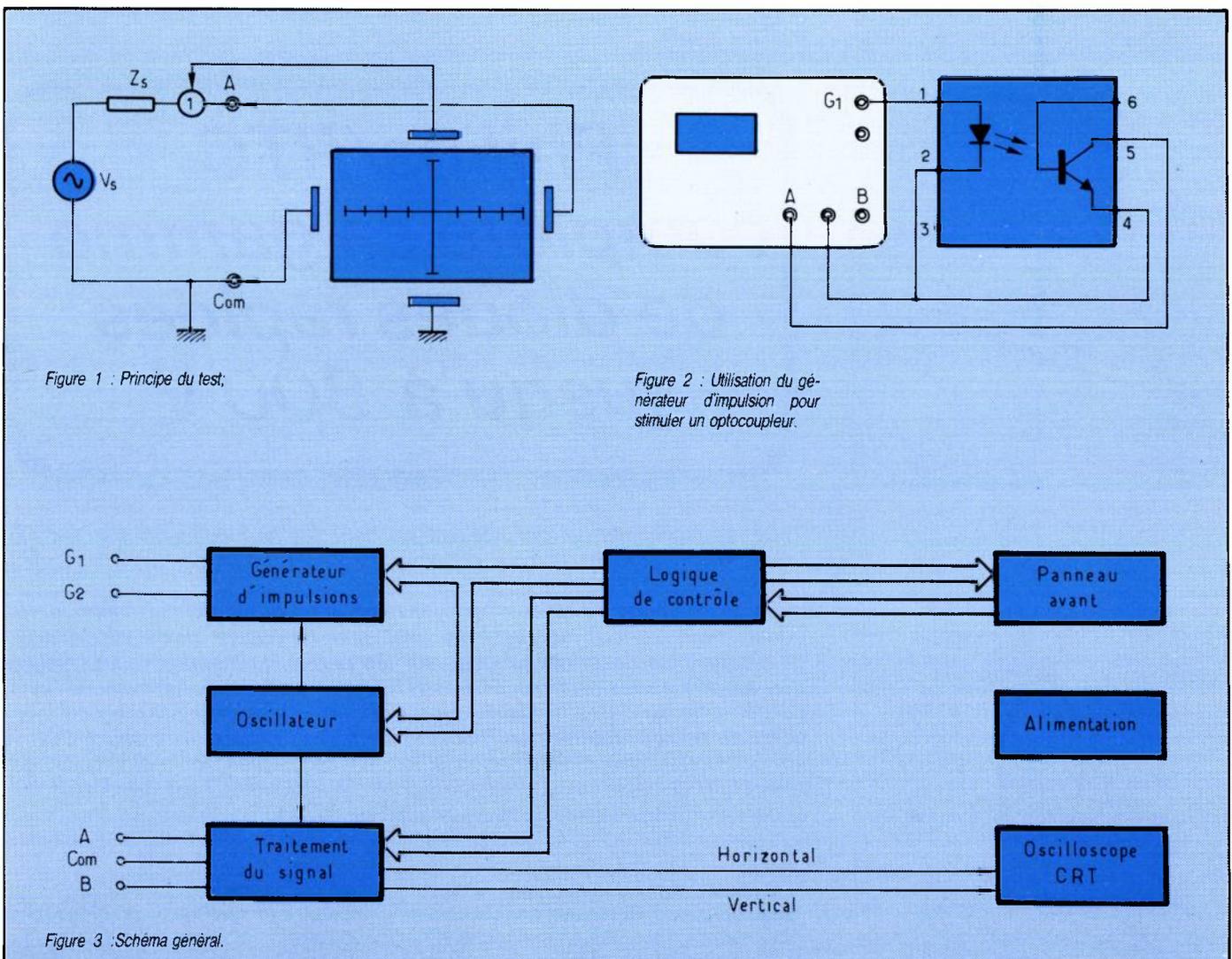
Bien que ne se comparant aux systèmes classiques de test automatique, le « Tracker » (fabriqué par Huntron et commercialisé en France par MTL Systèmes) basé sur la production de figures de Lissajou peut rendre de grands services pour la vérification quotidienne rapide et économique des cartes et composants, et est parfaitement adapté pour le test de séries courtes.

Le principe de l'appareil est simple (Fig. 1) et consiste à présenter sur l'écran d'un tube cathodique la signature, c'est-à-dire le rapport et le déphasage du courant traversant, et de la tension aux bornes du dispositif en essais. Comme dans certains cas cette signature est difficile à interpréter, une deuxième voie de mesure est prévue,

qui permet la comparaison entre la carte ou le composant en essais et une carte ou un composant connu comme bon.

Les mesures s'effectuent dispositif en essais non alimenté, ce qui réduit les servitudes d'utilisations.

Un des intérêts de l'appareil est la facilité avec laquelle sont mises en évidence toutes les causes d'instabilité telles que défaut de bonding, fuite de condensateur électrolytique ou capacité parasite, de même bien sûr que court circuit et coupure.



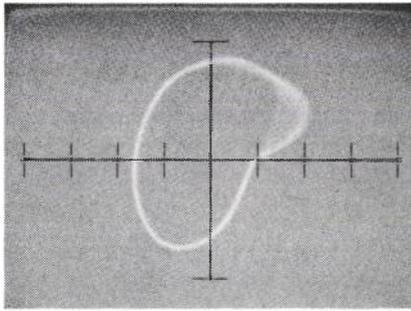


Figure 4 : Claquage de la couche diélectrique d'un condensateur électrolytique. La partie de la courbe située dans le premier quadrant met en évidence cette cause de bruit.

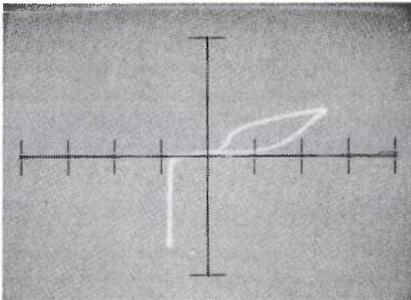


Figure 5 : Transistor de puissance présentant une capacité parasite émetteur/collecteur cause d'un fonctionnement erratique.

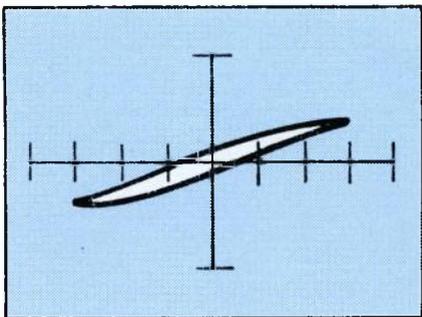


Figure 6 : Signature d'une inductance de 250 mH testée à 2 000 Hz avec une impédance du générateur de 1,3 k.

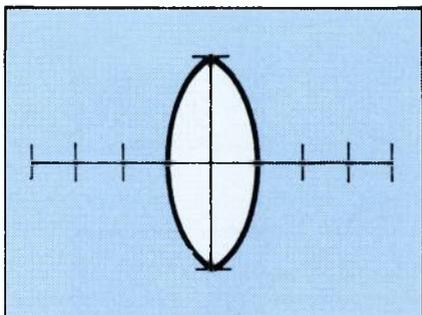


Figure 7 : Signature d'un condensateur de 0,22 nF testé à 2 000 Hz, avec une impédance du générateur de 1,3 k.

Un générateur d'impulsions intégré à l'appareil permet l'essai dynamique des transistors, thyristors, triacs ou optocoupleurs (fig. 2).

Le « Tracker » peut être complété par un système de commutation, le « Switcher » qui permet la comparaison entre circuits de 20 ou 40 contacts.

Le schéma général de l'appareil est indiqué figure 3.

La logique de commande permet le choix de la voie de mesure appropriée, de la fréquence et de l'impédance du générateur, selon les commandes du panneau avant choisies par l'opérateur.

L'oscillateur délivre le signal d'essais et pilote le générateur d'impulsion.

Les bornes de test reçoivent le signal du générateur, et un réseau d'adaptation traite celui-ci pour produire les tensions de balayages horizontal et vertical représentant sur l'écran du tube cathodique, la signature des composants.

Le générateur d'impulsion fournit les signaux utilisés pour exiter les dispositifs à trois bornes.

L'alimentation délivre les tensions nécessaires aux circuits du testeur proprement dit, et à son oscilloscope incorporé.

Quelques exemples (fig. 4, 5, 6, 7) mettent en évidence les possibilités de cet appareil.

Philips/RTC complète sa gamme de diodes rapides jusqu'à 800 V

Tous les fabricants qui ont une activité dans les semiconducteurs discrets cherchent à étendre le plus possible aujourd'hui leur gamme de diodes rapides.

Ce phénomène s'explique par le fait que le monde de la puissance a pris conscience, surtout depuis trois ans, que la qualité d'une diode avait beaucoup plus de conséquences sur les pertes du montage qui l'entoure que sur ses pertes propres. Philips/RTC figure parmi les plus avancés dans ce domaine avec des modèles qui supportent aujourd'hui 800 V, non loin, donc du record détenu par Thomson Semiconducteurs avec ses 1 000 V (cf. tableau). Philips RTC aborde ici les problèmes technologiques de réalisation et décrit la technologie épitaxiale à laquelle il est désormais fait appel pour les modèles supportant plus de 500 V.

La figure 1a montre la coupe d'une diode épitaxiale. On trouve une couche épitaxiale de type N sur un substrat N' ainsi qu'une couche P d'anode, diffu-

sée. Les deux couches P et N sont fines et leur réalisation peut être bien contrôlée.

Cette technologie permet d'obtenir

une faible chute de tension à l'état passant, et un meilleur contrôle de la charge stockée que ne l'autorise la technologie à double diffusion. Les temps de recouvrement des diodes épitaxiales sont ainsi considérablement diminués par rapport à ceux des diodes « double diffusées ». Du fait d'une faible valeur de courant inverse maximum I_{RRM} , la phase de recouvrement génère en outre relativement peu d'émissions RF et de phénomènes transitoires. Il devient ainsi parfois possible d'éviter l'utilisation de circuit d'aide à la commutation.

La technologie Planar montrée figure 1b ne nous semble pas utilisable pour des applications supérieures à 200 V. Ceci est dû au fait qu'un champ électrique trop important à l'extrémité de la couche P pourrait provoquer des phénomènes de claquage accidentels, et, en dépit de la présence d'anneaux de garde, la stabilité du composant serait difficile à atteindre avec une passivation par oxyde.

La gamme de tension peut être étendue jusqu'à 500 V, en utilisant la construction demi-Mesa (Figure 1c), ce que nous avons utilisé dans notre gamme initiale.

Afin de pouvoir atteindre des tenues en tension plus importantes, nous avons introduit une construction Mesa (figure 1d). Celle-ci ne présente plus de profil « raide » au niveau de la jonction se traduisant par des champs électriques importants mais la passivation utilisée a dû être améliorée pour obtenir des caractéristiques stables à l'état de blocage inverse sous des tensions importantes.

IF (AV) (A)	VRRM 50/200 V trr 25-50 ns	VRRM 300/500 V trr 50-60 ns	VRRM 600/800 V trr 100 ns	BOITIER	
2	BYV 27			SOD 57	
3.5	BYV 28			SOD 64	SIMPLE
2 x 5	BYQ 28	BYT 28	BYR 28		DOUBLE
7.5 14	BYW 29 BYV 79	BYV 29 BYT 79	BYR 29 BYR 79(*)	TO 220	SIMPLE
2 x 10 2 x 15	BYV 32 BYV 42	BYV 34	BYR 34(*)		
2 x 15	BYV 72	BYV 74(*)		SOT 93	DOUBLE
14 28	BYW 30 BYW 31	BYV 30 BYV 31		DO 4	
40 60 80	BYW 92 BYW 93 BYW 94	BYV 92 BYV 93(*) BYV 94(*)		DO 5	SIMPLE

(*) en développement

Une première couche déposée sur la zone de jonction permet d'éviter le phénomène de stockage de charges en surface. Un verre spécial, très pur, est ensuite déposé sur cette première couche, permettant d'obtenir la stabilité souhaitable dans des boîtiers plastiques ou métalliques.

Le substrat N⁺ forme une zone d'arrêt sans nécessité d'une zone de diffusion supplémentaire. Un autre impératif pour un fonctionnement haute tension est de contrôler la charge stockée.

La chute de tension à l'état passant augmente avec l'épaisseur de la couche intermédiaire N (ceci pour permettre une tenue en tension plus importante) du fait du dopage métal important.

La concentration en métal (Au par exemple) doit donc être bien contrôlée : une quantité minimum doit être introduite pour maintenir la charge stockée à un niveau acceptable, mais une trop grande concentration donnerait une chute de tension à l'état passant prohibitive. De plus, un bon contrôle de la couche intermédiaire donne aux diodes épitaxiales une faible tension de recouvrement direct.

Un autre avantage de la construction Mesa se trouve dans la solidité des cristaux obtenus permettant de réduire considérablement les défauts en surface.

Tous ces problèmes ont été étudiés pour la réalisation de notre gamme de diodes épitaxiales de 500 à 800 V.

Cette gamme comporte par ailleurs maintenant des doubles diodes monolithiques à caractéristiques appariées, propriété précieuse lorsque deux diodes sont nécessaires dans une configuration à cathode commune (cas des convertisseurs à transfert direct d'énergie ou push-pull).

L'utilisation d'une double diode monolithique dans l'étage de sortie d'un convertisseur push-pull a, en particulier, l'avantage d'éviter la saturation du transformateur pouvant être causée par de trop grandes différences de caractéristiques directes des diodes.

D'autre part, le positionnement d'un seul cristal sur le peigne, lors de la phase de montage, est beaucoup plus fiable du fait d'une soudure unique cristal-peigne.

A. PAPOULAR (RTC)

d'après « Rectifiers compatible with today's fast switches »
de A. Woodworth (Mullard)

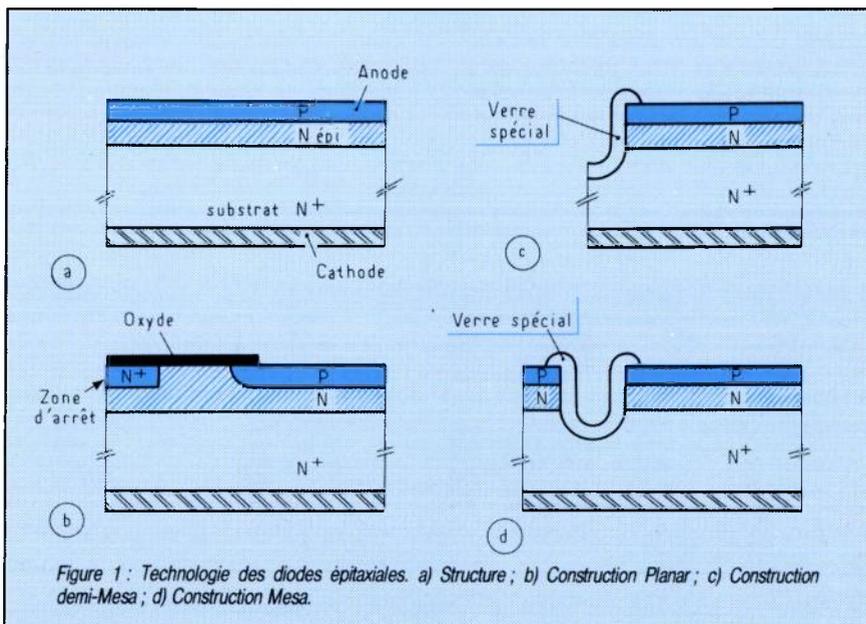


Figure 1 : Technologie des diodes épitaxiales. a) Structure ; b) Construction Planar ; c) Construction demi-Mesa ; d) Construction Mesa.

Contrôleurs de puissance thermique

Dans certaines applications industrielles de contrôle de température, il s'avère nécessaire d'injecter dans les éléments chauffants une puissance précise et constante indépendante des variations de certains autres paramètres tels que tension secteur ou résistance des éléments chauffants.

Un générateur de puissance constante est souvent indispensable dans les systèmes de régulation thermique.

C'est le cas en particulier lorsque la température de l'élément chauffé ne peut être mesurée, l'utilisateur travaille alors à puissance de chauffe constante puisqu'il ne peut réguler la température, ou lorsque la résistance des éléments chauffants varie de façon importante en fonction de la température et dans certains cas de leur vieillissement (carbure de silicium par exemple, fig. 1).

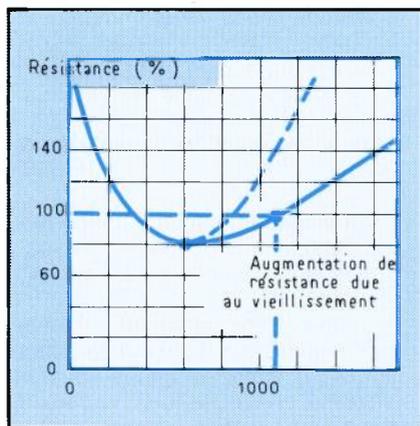
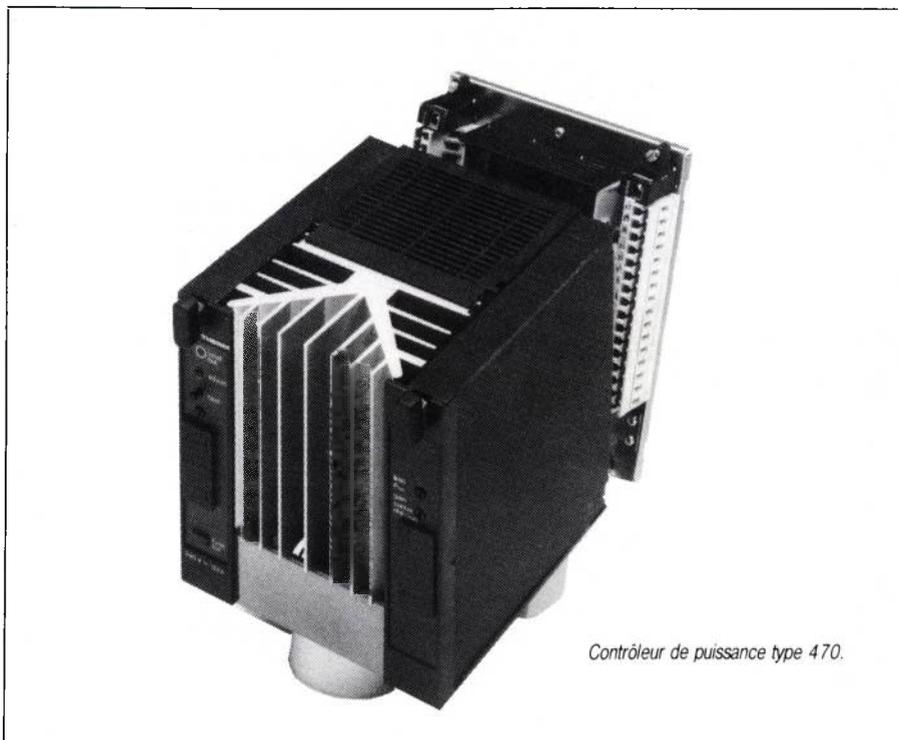


Fig. 1 : Elements en carbure de silicium, variation de la résistance en fonction de la température et du vieillissement.

Auparavant, l'ajustement de la puissance s'effectuait par changement de plots au secondaire du transformateur d'alimentation avec les inconvénients inhérents à cette méthode :

- variation de puissance non linéaire, mais par niveaux,
- transformateurs à plots relativement onéreux et encombrants,
- nécessité d'arrêter l'installation pour changer les plots
- nécessité de contrôler la puissance effectivement débitée pour déterminer les changements de plots.

La gamme de régulateurs de puissance récemment développée par Eu-



rotherm permet de contrôler la puissance (précision 2 %) injectée dans une charge indépendamment des variations de tension d'alimentation et des

variations de tension charge (dans les limites d'adaptation correcte de la résistance de la charge à la tension d'alimentation).

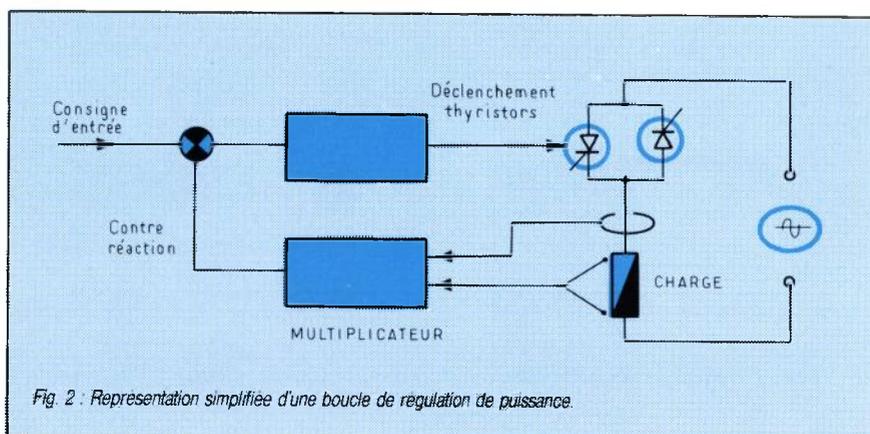


Fig. 2 : Représentation simplifiée d'une boucle de régulation de puissance.

Cette gamme est composée de 3 appareils, tous embrochables :

470 : thyristors incorporés. Courant charge maximum 75 A sous 440 V maximum,

471 : thyristors incorporés. Courant charge maximum 125 A sous 440 V maximum,

472 : commande de thyristors externes (jusqu'à plusieurs milliers d'Ampères sous 440 V maximum).

Outre l'avantage d'être débroschables, ces modules possèdent d'autres possibilités intéressantes pour l'utilisateur :

- choix du signal de commande (tension-courant) par l'utilisateur à l'aide de mini-interrupteurs,
- choix du mode de déclenchement par mini-interrupteurs (angle de phase, syncope, train d'ondes, train d'ondes avec démarrage en angle de phase),
- détection de rupture partielle de charge,
- limitation de courant,
- prise pour boîte de diagnostic (mesure et/ou observation à l'oscilloscope de 20 points importants du circuit pour mise en route ou dépannage : réglage de la limitation de puissance par exemple),
- limitation de puissance : réglage de 0 à 100 % de la puissance dissipée par la charge, prioritaire par rapport à la demande de puissance correspondant à la consigne d'entrée.

Principe de régulation de puissance (figure 2)

Le sommateur d'entrée compare le niveau du point de consigne d'entrée et de la contre-réaction. La contre-réaction est obtenue par multiplication des valeurs instantanées de courant et tension charge et intégration.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i.v.dt.$$

La contre-réaction représente donc bien la puissance active transmise à la charge, indépendamment du cos éventuel de la charge.

Le circuit de commande déclenche les thyristors de façon à ce que l'image de la puissance soit égale à la consigne.



Propose :

SYSTÈME DE TEST, SÉRIE 2000



DÉCHARGE

ÉLECTRO-

STATIQUE

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

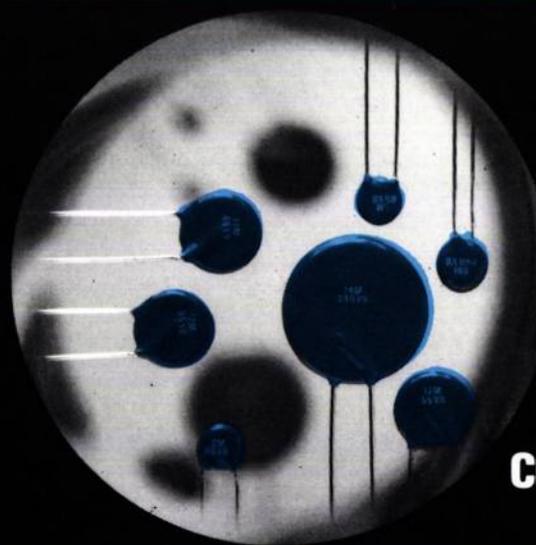


KeyTek

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

ECHO - MEDIA - C.P.4

VOTRE NOUVELLE SOURCE DE VARISTORS (MOV)



EUROPEENS,
FIABLES,
COMPETITIFS

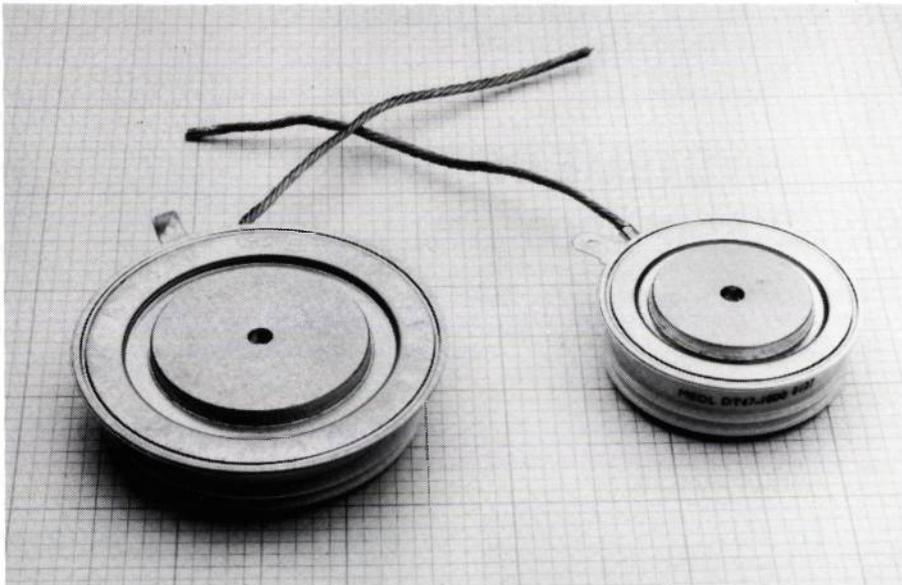
CONOX®



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

Perspectives - Paris

Pour plus d'informations, contacter M. ARNAUD
CP Electronique. Tél. : (3) 947.41.40.



COMPOSANTS ACTIFS

MEDL améliore ses transistors « 400A ».

MEDL vient d'améliorer le gain de ses transistors dits 400A/1700 W : celui des DT 63-400 passe respectivement à 13 et 12 contre 9 et 8 autrefois. Un nouveau modèle supportant 500 V est par ailleurs introduit sous la référence DT 63-500 avec un gain de 11.

(Fig. 1)

Connecteurs pour applications industrielles

Automatisme, robotique, transport, machine outils, mesures, etc... utilisent un nombre croissant de connecteurs. Les RIN de Socapex sont des connecteurs rectangulaires tout à fait adaptés à ces secteurs d'activités. Ils répondent aux normes VDE/0110 classe B et NFC/UTE 20040 catégorie B. Ils offrent en trois dimensions de capots six arrangements de contacts : 19, 27, 33, 52, 75, avec en plus la possibilité de sous équiper le connecteur, ce qui permet de n'utiliser que le nombre exact de contacts nécessaires.

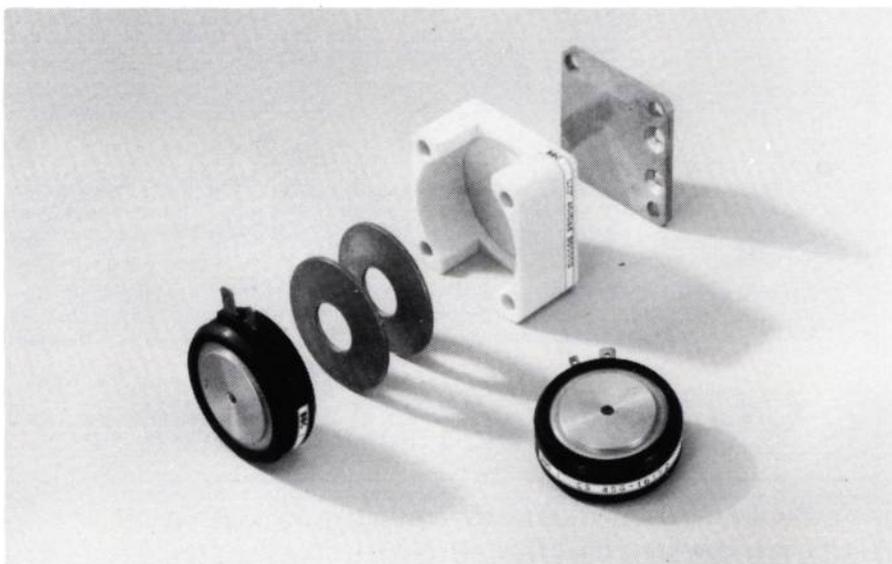
Trois types de contacts sont disponibles : à souder, à sertir, pour connexions enroulées standard ou miniatures. Ces contacts découpés sont argentés en traitement de surface standard ou doré, et permettent le passage d'un courant de 5 A max.

Étudiés pour une mise en œuvre simple et rapide, avec un serre câble de grande capacité et un système de verrouillage par encliquetage, les connecteurs RIN sont de plus disponibles en sous ensembles, ce qui permet à l'utilisateur de mieux gérer ses stocks et de diminuer le coût du « poste connexion ».

(Fig. 2)

Redresseurs Schottky 150°C.

La série 55 HQ de redresseurs Schottky de *International Rectifier* est prévue pour un fonctionnement à 150°C de température de jonction, sans réduction de la tension d'utilisation. Ces dispositifs associent une



grande rapidité et une faible chute de tension directe, caractéristiques nécessitées par les alimentations basse tension d'ordinateur de technologie ECL.

Un anneau de garde les protège contre les énergies transitoires inverses et ils supportent une tension non répétitive inverse supérieure de 20 % à V_{rwm} .

La gamme 55HQ a un courant direct moyen de 60 ou 54 A et une chute de tension directe comprise entre 0,48 et 0,57V. Elle est livrée en boîtier DO 203 AB et offre une stabilité des paramètres dans la gamme de température - 65 +150°C.

(Fig. 3)

Thyristor 525A... en boîtier plastique.

BBC vient de développer un boîtier plastique pour ses thyristors de puissance en tranches pour commutation du réseau. Les thyristors à refroidissement unilatéral et en diamètre 1,5 pouce pour l'instant existent en deux versions: 525A continu à 85°C/400V à 1.600V sous la référence CS 456 et 275A continu/400V à 1.600V sous la référence CS 250.

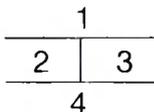
(Fig. 4)

Des diodes jusqu'à 20.000V/70ns.

La société américaine RSM Sensitron Semiconductor dont la représentation est assurée en France depuis quelques mois par Firadec Distribution, a introduit récemment une gamme de diodes 4.000V à 20.000V/0,25A à temps de recouvrement de 70ns seulement. Cette société, spécialisée dans les composants de haut de gamme, essentiellement à usage militaire, annonce des courants de fuite maximales de 100 nA à 100°C, quel que soit le modèle. Les tenues en tension proposées sont de 4.000, 6.000, 8.000, 10.000, 11.000, 15.000 et 20.000V.

A 100°C, l'intensité moyenne ne doit pas dépasser 0,13A.

A 0,2A et 25°C, les chutes de tension directes s'étagent de 10V à 50V suivant les versions.



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

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

Représentation pour la France:

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

Fiable, compacte,
économique

F11/85



POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE

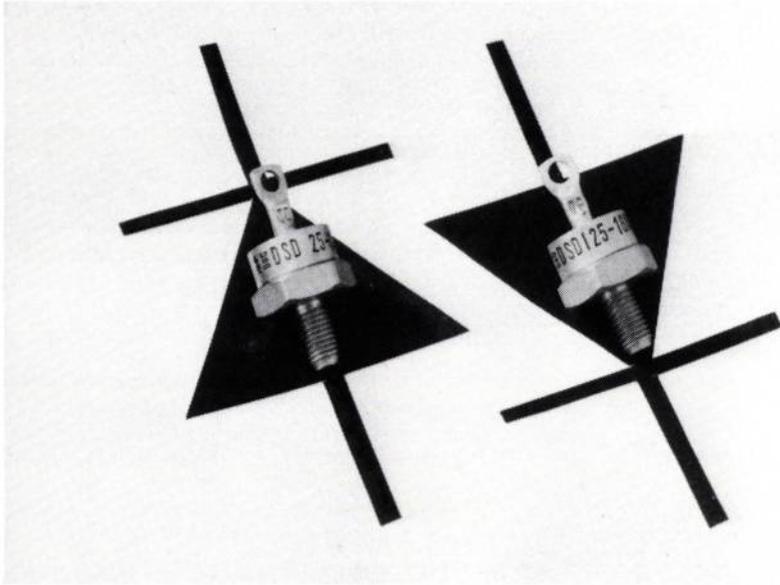
du 24 au 28 juin 1985

Toulouse

Université Paul Sabatier

électronique de **PUISSANCE**

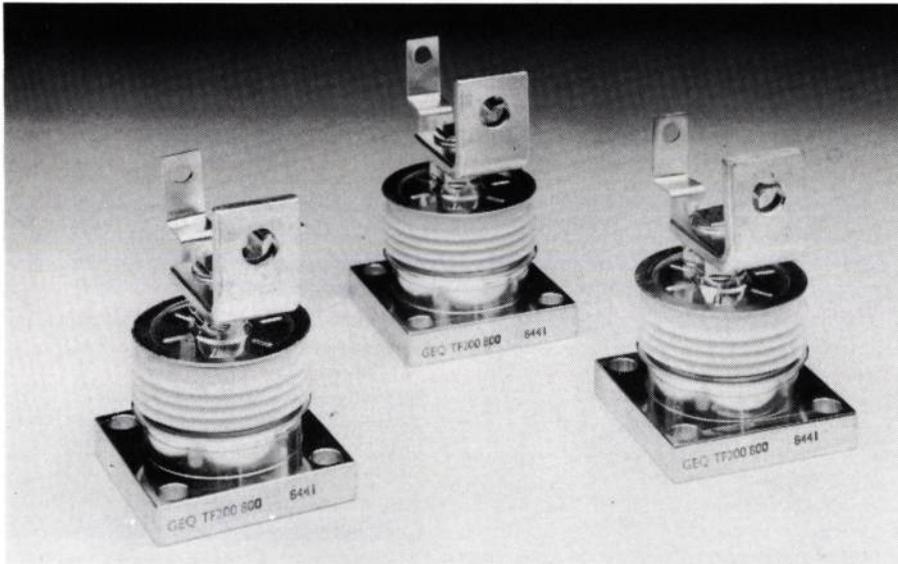
sera présente



Quadruple commutateurs Darlington.

Destinés à la commande de charges inductives et résistives, les circuits intégrés commutateurs Darlington quadruples L7180 et L7182 de SGS délivrent 1,5 A pour chaque Darlington, avec une tension de rupture de 80 V et une tension de travail continu d'au moins 50V. Ces dispositifs comportent des diodes de suppression internes pour les charges inductives et leur résistances d'entrée permettent la connexion directe aux familles logiques standard. Le type L7180 est compatible avec les logiques 5V et le type L7182 est destiné aux logiques 6 à 15V.

Présentés dans le boîtier plastique haute puissance Multiwatt-15 de SGS, le L7180 et le L7182 peuvent travailler à 25°C avec un coefficient d'utilisation de 100 % et les quatre éléments en service. Les applications types de ces circuits intégrés sont la commande des moteurs à courant continu, des moteurs pas-à-pas, des solénoïdes, des relais, des lampes témoins, des affichages à DEL multiplexés et des éléments chauffants.



Diodes 20A en boîtier D05.

BBC commercialise sous les références DSD25 et 1N3900 ou 3903 deux diodes 23A et 20A supportant respectivement de 600V à 1600V ou de 100 à 400 V et conditionnées en boîtier D05 dans les deux polarités (anode ou cathode au boîtier). Le temps de recouvrement est respectivement de 150-500ns et 100ns.

(Fig. 5)



Thyristors jusqu'à 2.750A/4400V.

AEG-Telefunken propose deux thyristors de très grande puissance haute tension, les T 1270 N et T 1580 N.

Ces deux modèles sont proposés en boîtier press-pack d'un diamètre de 120 mm et d'une épaisseur de 35 mm. Ils ont respectivement les caractéristiques principales suivantes :

5
6
7

T 1270 N

$U_{RRM} = 3600 \text{ V à } 4400 \text{ V}$
 $I_{TRMSM} = 2750 \text{ A}$
 $I_{TSM} = 23,5 \text{ kA à } T_{vj} = 120^\circ\text{C}$
 $dv/dt = 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$
T 1580 N
 $U_{RRM} = 3000 \text{ V à } 3600 \text{ V}$
 $I_{TRMSM} = 3200 \text{ A}$
 $I_{TSM} = 27,5 \text{ kA à } T_{vj} = 125^\circ\text{C}$
 $dv/dt = 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$

Transistor 1500 W.

MEDL introduit trois transistors conçus pour la commutation de charges résistives.

La série TF 200 dont les suffixes 300, 750 ou 800 correspondent au V_{CE} des divers dispositifs est prévue pour un courant de 300 A et une dissipation de 1500W.

Cette série disponible dans un robuste boîtier à embase plate et épaisse est particulièrement conçue pour être utilisée dans les convertisseurs, hacheurs et modulateurs d'impulsion pour la commande de machines fonctionnant en courant alternatif.

(Fig. 6)

Source de courant constant

Supertex Inc représenté par *ISC*, propose une source de courant constant type LD 014 CNC réalisé en technologie DMOS avancée. Cette source de courant en mode déplétion (normalement passante) utilise une structure DMOS latérale et présente une tension de claquage élevée (tension pointe d'utilisation 240 V min.). Elle présente une impédance dynamique de 1 M Ω et peut dissiper 1 W.

Ce dispositif qui permet de limiter la circuiterie peut être utilisé comme régulateur de courant, limiteur de courant, stabilisateur de polarisation et dispositif de mise en forme.

Thyristor asymétrique 675A/2700V/40ns.

BBC propose sous la référence CSR 728-731 un thyristor à conduction inverse (RLT) de 3" supportant de 2.200V à 2.700V et un courant continu de 675 A. Son temps de destockage est de 40ns. Ce thyristor RLT intègre sur sa tranche un thyristor asymétrique et une diode rapide en anti-parallèle. Le rapport de courant thyristor/diode est ici de 3,5/1.

(Fig. 7)

Commande de moteur

Destiné à l'alimentation de moteurs sans balais les circuits triple demi pont UDN 2933 B et UDN 2934 D de *Sprague* délivrent 1 A sous 30 V. Le circuit UDN 2933 B est compatible TTL et MOS 5 V alors que le UDN 2934 B est prévu pour une utilisation avec MOS 12 V.

Par adjonction de Darlington UDN 2935 Z et UDN 2950, le courant utilisable peut être porté à 3,5 A.

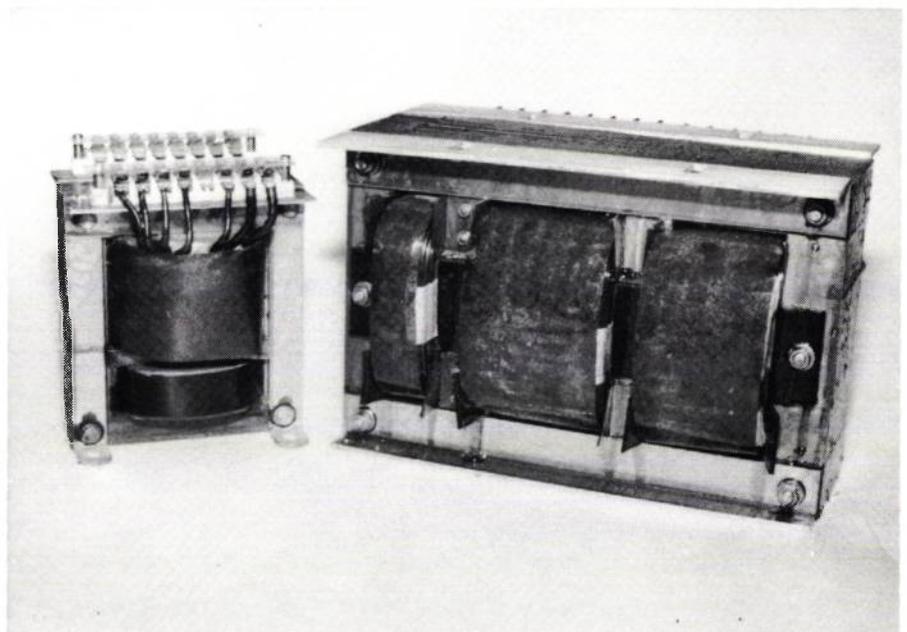
COMPOSANTS PASSIFS

Transformateurs ferroresonants.

Myrra propose une gamme de transformateurs ferroresonants couvrant la plage 125 VA - 5kVA.

Particulièrement adaptés aux solutions économiques de conversion d'énergie et de régulation secteur/batterie, batterie/secteur, batterie/batterie et secteur/secteur, les transformateurs ferroresonants, outre leur caractéristique de régulation, assurent une grande séparation primaire secondaire, vis à vis des parasites, et agissent comme réservoir d'énergie lors des micro-coupures.

(Fig. 8)



La gamme proposée est de 125, 250/300, 500/600 VA, 1, 2, 3, 4, 5 kVA, et les modèles sont adaptés selon les spécifications des clients sur la base des tensions les plus utilisées : 12, 24, 36, 48, 60, 72 V; 110, 220, 280 V. 50 ou/et 60 Hz.

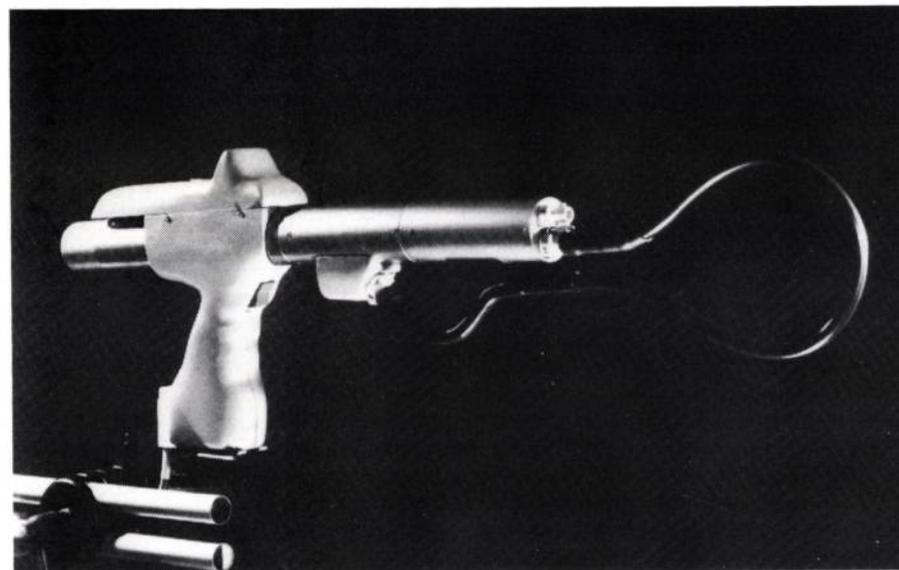
En bref

■ *BBC* commercialise sous la référence CS 700 un thyristor de rapidité moyenne (temps de destockage de 100ns) admettant 690A à 85°C sous 1000V à 2000V suivant les versions.

■ *BBC* propose désormais des combinaisons de composants de puissance à la demande, à refroidissement par eau ou par huile. Un pont 1500A 1500V à thyristor refroidi par eau ne mesure par exemple que 235 x 300 x 670 mm³.

■ *BBC* commercialise sous la référence MRR/MRO des modules TO 240AA regroupant un ou deux thyristors à conduction inverse (RLT), admettant de 25A à 50A moyens, et supportant de 800V à 1200V.

Les temps de destockage de 8 à 15 μs permettent un fonctionnement jusqu'à 25 kHz.



INSTRUMENTATION

Voltmètre analyseur numérique de phase.

North Atlantic Industries représenté en Europe par le groupe *Technitron* présente un appareil de mesure de signaux alternatifs appelé voltmètre analyseur numérique de phase.

Cet appareil, modèle 2250, conçu autour d'un microprocesseur 68000 *Motorola* réalise une analyse en transformée de Fourier des signaux alternatifs. Il reprend non seulement les fonctions traditionnelles du voltmètre de phase : mesure en total, fondamental, en phase et en quadrature des signaux filtrés ou non filtrés, et mesure de déphasage mais il offre également les fonctions d'un analyseur d'onde sophistiqué. Il cherche automatiquement la fréquence fondamentale dans la gamme 10Hz à 100kHz, l'affiche, et peut faire toute l'analyse sur les harmoniques jusqu'à la 19^{ème}, aussi bien sur l'entrée signal que sur l'entrée référence. Il peut calculer le rapport de ces deux signaux, travailler en échelles variable, s'exprimer en dB et tempérer son affichage pour moyenniser un signal instable. Enfin, il est équipé en standard de l'interface IEEE 488 avec mémoire protégée et d'une sortie analogique de la mesure. Ses performances dépassent les précisions habituelles des voltmètres de phase : 0,05 % en tension, 0,05° en phase. Il s'autocalibre à la mise sous tension ou à la demande. Ses applications dépassent largement le domaine habituel du test de synchro et résolveur et incluent : l'analyse de forme d'onde en présence de bruit et d'instabilité.

(Fig. 9)

Générateur d'électricité statique.

La société *Keytek* représentée par *CP Electronique* vient de compléter la gamme des adaptateurs destinés au générateur d'électricité statique de la série 2000, avec l'introduction d'un adaptateur de courant, et d'un simulateur de champ magnétique. L'adapta-

9

10

11

teur CIA 20 permet de simuler l'impulsion de courant injectée sur un composant, produite par une décharge d'électricité statique de 20 KV.

5 modèles sont désormais disponibles CIA 5/7,5/10/15/20. L'adaptateur FT12 simule une impulsion de champ magnétique causée par l'électricité statique. Ces adaptateurs peuvent être montés avec les divers circuits de mise en forme des impulsions permettent la simulation en conformité avec les normes CEI, MIL et autres.

(Fig. 10)

Transformateur de mesure.

Petercem propose une gamme de transformateurs de mesures et de capteurs de courant à effet Hall. Le signal de mesure après amplification est équilibré par un courant dans l'enroulement secondaire qui produit un champ magnétique égal et opposé au champ créé par le courant mesuré.

La gamme proposée permet la mesure dans la plage 100A à 10 000 A et est présentée en boîtier plastique ignifugé garantissant un isolement conforme aux normes UL 94 classe VO, CSTB catégorie M2 et satisfaisant à l'essai DIN 53480.

OEM

Chargeur pour accumulateur

Les *Ets Stambouli Electrotechnique* présentent un chargeur pour accumulateurs NiCd taille R 6, R 14, R 20 et bloc de 9 V. Ce chargeur en boîtier UNIBOX 4 + 1 FRIWO est prévu pour la charge d'éléments CdNi. Deux circuits de charge permettent la charge de 2 fois 2 éléments ronds. Un troisième circuit permet la charge du bloc accumulateur 9 V CEI 6 F 22. Les éléments ronds ne peuvent être chargés que par paires, c'est-à-dire 2 ou 4 éléments. Le bloc de 9 V peut être chargé seul ou avec des éléments ronds. Le processus de charge est indiqué par LED. L'appareil répond aux normes de sécurité, rigidité diélectrique 4 kV, transformateur résistant aux courts-circuits, matière plastique autoextinguible.

(Fig. 11)

Alimentation à découpage 2 V ou 5 V 300 A

Représenté en France par *AK Electronique*, la nouvelle classe de haute puissance 1 500 W de la série *Shindengen SY* est caractérisée par une construction extrêmement compacte de 12 x 32 x 23 cm seulement. Cette série convient particulièrement aux conditions difficiles de réseau, le circuit d'entrée (pour 110 VAC et 220 VAC \pm 20 %) est conçu avec diverses mesures de protection. Trois signaux de commande sont disponibles à la fiche de signaux, panne de réseau TTL, tension élevée et tension basse ainsi que deux entrées de commande, TTL Inhibit et Sense. Il est possible de monter jusqu'à trois alimentations en parallèle. La plage de température admissible en service va de - 10 à + 60 °C et le MTBF est supérieure à 100 000 heures. Les prescriptions de sécurité selon CEI 380 (SELV) et CEI 435 (classe 1) sont intégralement respectées. Rendement 5 V < 75 % - 2 V < 55 % variation en fonction du secteur 170-264 V 0,5 % max. variation en fonction de la charge \pm 1 % régulation combinée 3 %.

(Fig. 12)

Variateur de vitesse.

Le *Carbonne Lorraine* propose une gamme de variateurs régulateurs de vitesse couvrant les puissances jusqu'à 5,5 kW. Les régulateurs Seatron sont utilisables avec moteurs asynchrones et synchrones triphasés standards dont ils assurent la variation de vitesse par modulation de la fréquence du courant d'alimentation. Ils apportent au moteur associé un fort couple de démarrage (1,5 fois le couple nominal) et un fonc-

tionnement exempt de bruit et de vibration, même à faible vitesse. Les rampes d'accélération et décélération réglables séparément, l'inversion simple du sens de marche, le freinage dynamique/statique et l'isolement galvanique entre signal de commande et circuit de sortie permettent d'intégrer facilement les Seatron à des systèmes d'asservissement.

(Fig. 13)

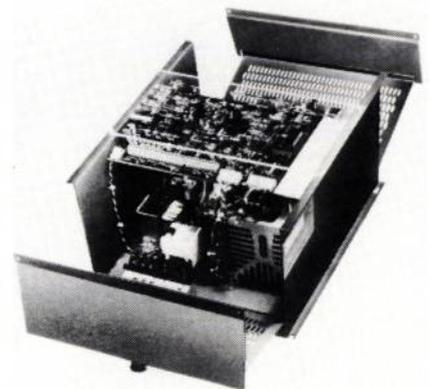
Module d'alimentation

La firme danoise *LK AS* représentée en France par *Sensortec France* propose une famille de modules d'alimentation à découpage de très bon rapport massique. La série CRP 3150 dont la puissance est comprise entre 155 et 170 W selon la tension disponible en sortie n'occupe que moins de 1 400 cm³. Ce résultat est obtenu par l'utilisation d'une fréquence de découpage élevée (100 kHz) et par l'intégration hybride de toute l'électronique, transistors de puissance exceptés.

Les modules sont protégés contre surtensions et surintensités, et un dispositif de surveillance de la température du radiateur coupe la tension d'entrée en cas de surchauffe, le réenclenchement étant automatique lorsque la température est revenue à la normale. Le filtre d'entrée permet de satisfaire aux normes VDE 0871, VDE 0875 et FCC concernant les interférences transmises par conduction sur la ligne d'alimentation.

L'efficacité est pour les modèles monotension comprise entre 81 et 88 %. La régulation en fonction des variations du réseau d'alimentation est de 1 % max., et l'ondulation résiduelle maximale est de 25 mVrms.

12	13
----	----



Produits nouveaux

Six modules standards sont au catalogue :

monotension 5 V 31 A, 12 V 13 A, 24 V 7 A, 48 V 3,5 A ;
double tension + 12 V, - 12 V 13 A ;
triple tension + 5,1 V 20 A, + 12 V 6 A, 12 V 1,5 A.

ACCESSOIRES DE FABRICATION

Robot de traitement des fils.

Le système Komax 42 commercialisé par *Metallarc* permet de repérer, couper et dénuder le fil, puis de sertir la première extrémité et d'effectuer jusqu'à 5 opérations différentes sur

l'autre. (Sertissage, étamage après fluxage, préforme, pose de capuchon botelage) en utilisant les presses à sertir de différents fabricants.

Le système de transfert par pince reçoit plusieurs types de robots modulaires interchangeables.

Les sept bras robots sont commandés par microprocesseur avec ordinateur personnel comportant deux disques souples. Les temps de réglage sont de l'ordre de quelques dizaines de secondes, et les changements d'outils de 1 minute.

(Fig. 14)

Guides cartes pour montage sur radiateurs.

La société irlandaise *Calmark*, représentée par *Decelect Electronique*, propose une série de guides cartes qui se montent sur radiateur et qui permettent une certaine transmission de cha-

leur entre la carte à recevoir sur laquelle dissipent les composants et la zone radiative (nous ne pouvons pas être plus précis sur cette capacité de transmission de chaleur car le catalogue de *Decelect* ne donne pas d'éléments de calcul). Les modèles NW 125 et NW 126 pressent directement la carte contre une ailette de radiateur grâce à des lames-ressorts, les modèles NW 165 et NW 166, en alliage cuivre-béryllium, étant des versions légèrement plus performantes.

Les modèles 165 et 166 (sans le NW) pressent la carte contre leur propre socle.

Calmark propose également ce qu'il appelle des raidisseurs, sorte de « coins » réglables par vis capables de bloquer les cartes contre des ailettes de radiateurs en s'appuyant sur l'ailette de radiateur suivante.

(Fig. 15)

Marquage de fils et composants.

La société *Brady* commercialise une imprimante destinée à l'impression en continu des étiquettes de marquage et des manchons de repérage de fils.

Cette imprimante à aiguille contrôlée par microprocesseur peut imprimer et conserver en mémoire 125 jeux d'étiquettes de 64 formats différents. La vitesse d'impression est de 100 caractères par seconde à raison de 8 caractères par pouce verticalement et de 10 ou 20 caractères par pouce horizontalement. Le bradywriter peut imprimer 2 types d'écriture gras ou maigre et des symboles couramment utilisés.

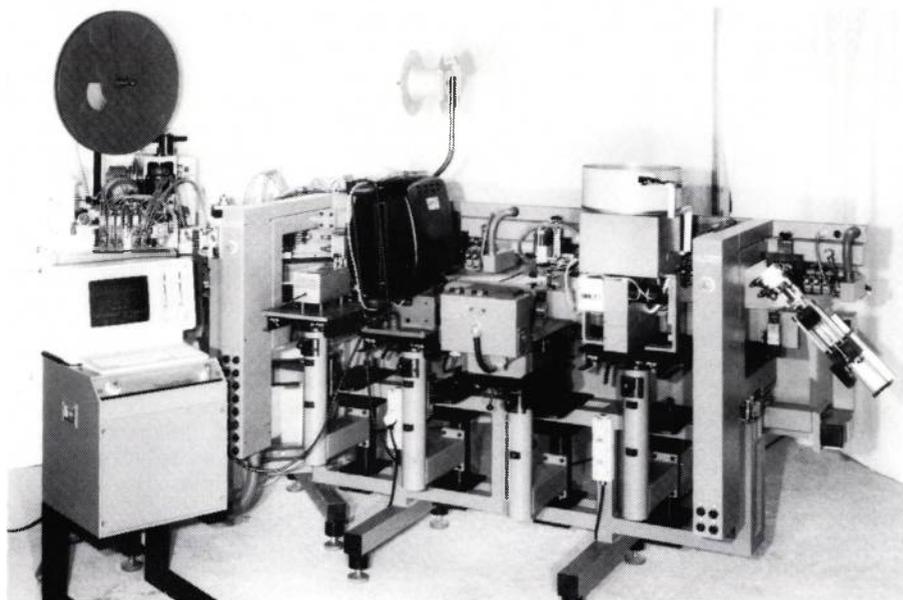
Un clavier à membrane assure toutes les commandes. L'appareil peut être raccordé à un gros système par l'intermédiaire d'une prise RS 232 C.

Clé dynamométrique électronique.

Facom propose une clé dynamométrique Memotork à jauge de contrainte et affichage cristaux liquides. Cette clé permet la mesure du couple de serrage qui est mémorisé pendant 2 secondes.

L'affichage et la programmation des tolérances sont effectués au choix de l'utilisateur en Nm/cm, kg/m, kg/cm, lb/ft.

Deux signaux sonore et visuel avertissent de l'approche, de l'obtention et du dépassement du couple souhaité. 5 couples sont ainsi programmables.



14

15

Etude, construction et évaluation d'un convertisseur 40 kW CC/10 kHz à résonance

Le Laboratoire Européen pour la Physique des Particules (CERN) utilise des électro-aimants pour diriger les faisceaux dans ses accélérateurs. Ceci implique l'utilisation de convertisseurs de courant continu, contrôlables, de haute précision et d'une puissance variant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts. Le CERN s'intéresse, depuis quelques temps, à remplacer les convertisseurs conventionnels à thyristors par des dispositifs de commutation plus compacts et plus performants. Ce rapport décrit le travail de collaboration entre le CERN, Jeumont-Schneider et L.E.E.I. (I.N.P. de Toulouse) pour définir les spécifications, dessiner, construire et évaluer les performances d'un convertisseur 40 kW c.c. à résonance 20 kHz, fonctionnant au-delà de la fréquence de résonance et opérant directement sur le réseau européen 380 V triphasé.

Les électro-aimants de la machine LEP (« Large Electron-Positron (collider) »/« Grand Collisionneur à Electrons Positons ») nécessiteront l'utilisation de plus de 750 convertisseurs c.c. contrôlables de haute précision, leur rôle fondamentale ayant déjà été défini (1). Alors que des techniques de découpage ont été utilisées à des puissances inférieures à 1 kW, leurs avantages devraient être exploités utilement à plus hautes puissances là où l'équipement traditionnel à thyristors a été utilisé pendant des années. C'est à partir de ces réflexions qu'un défi a été lancé à l'industrie européenne (2). Cela impliquait un convertisseur de faible volume et à faibles pertes qui devrait avoir une performance dynamique la plus élevée possible afin de pouvoir conserver dans les accélérateurs les faisceaux sensibles aux perturbations. En même temps, les interférences électromagnétiques devraient être basses et minimisées sur le secteur. Mais surtout, il faut un convertisseur très fiable qui puisse être compétitif sur le marché.

Il faut donc décidé de construire un convertisseur prototype 40 kW pouvant alimenter un électro-aimant conventionnel tel qu'utilisé dans le complexe CERN afin de pouvoir effectuer une évaluation complète.

Idées générales

Justification du choix du convertisseur à résonance

Les convertisseurs continu-continu de forte puissance présentant un isolement galvanique sont généralement constitués d'un convertisseur continu alternatif (onduleur) connecté à un redresseur par l'intermédiaire d'un transformateur (Fig. 1). Le réglage du transfert de puissance est assuré par le contrôle du temps de conduction de chacun des interrupteurs de l'onduleur. Dans l'hypothèse d'une conduction continue, la caractéristique naturelle de sortie de ce type de convertisseur est celle d'une source de tension, et seul un contrôle électronique permet d'assurer une limitation du courant et la protection des semiconducteurs. D'autre part, le fonctionnement en haute fréquence de l'onduleur permet de réduire le poids et le volume du transformateur et des éléments de filtrage.

Convertisseur 50 kW-CC

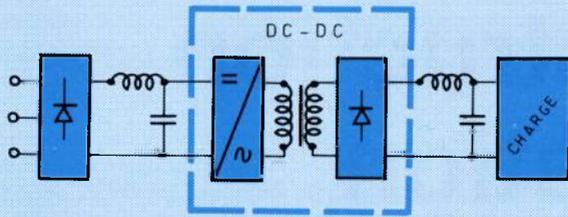


Fig. 1 : Schéma de principe d'un convertisseur continu-continu de puissance.

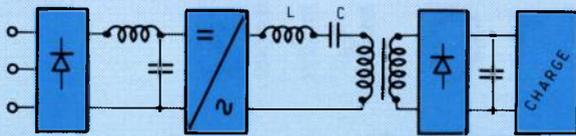


Fig. 2 : Schéma de principe du convertisseur à résonance série.

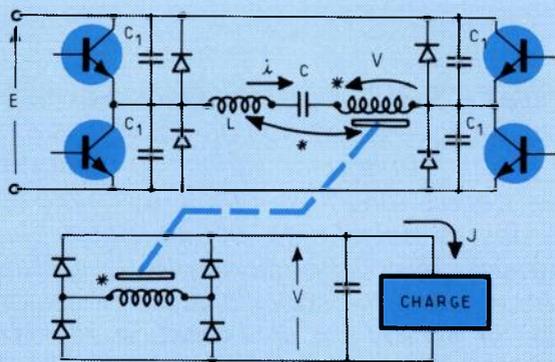


Fig. 3 : Convertisseur à résonance série à thyristors duaux.

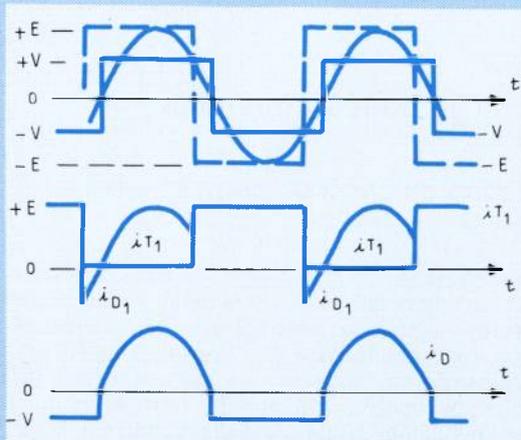


Fig. 4 : Formes d'onde du convertisseur à résonance série à thyristors duaux.

Néanmoins, cette structure de convertisseur ne répond pas de façon satisfaisante au cahier des charges envisagé pour différentes raisons :

- la « modulation de largeur d'impulsions » de l'onduleur impose aux interrupteurs des commutations contraignantes à la mise en conduction et au blocage. Ce type de fonctionnement peut entraîner des pertes par commutation élevées ou nécessiter des circuits d'aide à la commutation complexes si le rendement doit être optimisé ;
- le redresseur est alimenté par des impulsions rectangulaires de tension et, en conséquence, les diodes doivent être très rapides pour minimiser les pertes par commutation ;
- dans l'onduleur comme dans le redresseur, les tensions aux bornes des semiconducteurs et le courant dans ces mêmes semiconducteurs sont des impulsions rectangulaires, et les interférences électromagnétiques sont très importantes ;
- enfin, le filtre continu de sortie constitué d'une inductance et d'un condensateur doit être réduit pour satisfaire les exigences en volume du cahier des charges.

Des commutations plus « douces », tant au niveau du redresseur que de l'onduleur sont nécessaires pour les fortes puissances afin d'améliorer le rendement et de minimiser le rayonnement. Pour cela, il y a lieu d'utiliser un étage « tampon » intermédiaire haute fréquence qui comporte au minimum une inductance série. Dans l'application envisagée, l'étage intermédiaire haute fréquence est un circuit oscillant série LC inséré entre l'onduleur de tension et le transformateur (3) (Fig. 2).

Il s'agit de la structure la plus simple qui permette de répondre au cahier des charges :

- l'inductance du filtre de sortie est supprimée ;
- le courant dans l'onduleur et le redresseur est pseudo-sinusoidal ;
- l'onduleur peut fonctionner en onde entière car le réglage de puissance par le réglage de la fréquence est maintenant envisageable ;
- l'onduleur fonctionnant en onde entière, la nature de la commutation peut être particularisée :
 - 1) amorçage commandé – blocage spontané par annulation du courant (onduleur à thyristors (4), (5))
 - 2) blocage commandé – amorçage spontané sous tension nulle (onduleur à thyristors duaux* (6), (7)).

Dans ces types de fonctionnement les circuits d'aide à la commutation sont plus simples et peuvent ne pas être dissipatifs.

Structures et caractéristiques

Dans la gamme de puissance envisagée (40 kW), le transistor de puissance est le plus adapté au fonctionnement en haute fréquence (20 kHz) et le convertisseur à « thyristors duaux » a donc été retenu pour le prototype (Fig. 3).

Les condensateurs C1 placés en parallèle sur les transistors de puissance permettent de soulager ces transistors au blocage mais autorisent également le fonctionnement sous les plus hautes tensions d'alimentation (réseau 380 V) compatibles avec la tenue en tension V_{cex} des transistors, si ces derniers sont munis d'une polarisation négative de base.

En supposant les semiconducteurs idéaux et leurs commutations instantanées, la tension aux bornes de la charge parfaitement filtrée, le transformateur parfait et de rapport unitaire, pour des fréquences voisines de la fréquence de résonance, le courant dans le circuit oscillant est quasiment sinusoïdal. La tension V est une tension carrée d'amplitude V

* Le thyristor dual est un interrupteur réalisé autour d'un ensemble transistor de puissance/diode en antiparallèle qui, muni de la logique de commande, présente les propriétés duales de celles du thyristor. Ce thyristor dual a été mis au point et développé au L.E.E.I.

en phase avec le courant, et la tension E est une tension carrée d'amplitude E en avance sur V (Fig. 4). La fréquence de fonctionnement de l'onduleur reste toujours supérieure à la fréquence de résonance du circuit LC.

Une analyse fine du fonctionnement de ce convertisseur (7), (8) permet de déterminer les caractéristiques de sortie à fréquence constante (Fig. 5a, 5b). Il s'agit d'arcs d'ellipses limités d'une part par le fonctionnement en court circuit et d'autre part par le point de commutation critique de l'onduleur, les condensateurs d'aide à la commutation des transistors de puissance n'autorisant pas la marche à vide. Cependant, l'adjonction d'un condensateur C_2 en parallèle sur le primaire du transformateur (parfait) (Fig. 6) rend certains fonctionnements à vide possibles si C_2 est supérieur à C_1 . Les caractéristiques de sortie sont notablement modifiées (Fig. 5c) et, hormis au voisinage de l'origine, les problèmes de commutation de l'onduleur sont résolus dans la zone $V/E \leq 1$.

Dimensionnement du convertisseur

Le convertisseur alimenté par le réseau 380 V redressé (510 V) doit débiter un courant de 200 A sous tension de 200 V au point de fonctionnement nominal. La fréquence de fonctionnement de l'onduleur doit être suffisamment élevée pour réduire le volume et le bruit du convertisseur sans pour cela affecter le rendement.

Le problème du dimensionnement consiste à déterminer les valeurs de C_1 , C_2 , L , C et K (rapport du transformateur). Ces valeurs résultent d'un compromis entre différents « points » :

- la tenue de tension V_{cex} des transistors et une commutation avec un minimum de pertes dans les transistors de puissance ;
- le facteur de puissance de l'onduleur, qui est d'autant meilleur que le fonctionnement est proche du fonctionnement critique (7), (8) ;
- l'ondulation de la tension continue d'entrée qui se traduit sur les caractéristiques de la Fig. 5 par une variation du rapport V/E et de $\frac{J}{E\sqrt{C/L}}$;

- la nature de la caractéristique de sortie (source de courant ou source de tension) ;
- les contraintes sur les différents composants ;
- la « facilité » de réalisation du transformateur (rapport entier).

Les valeurs retenues sont les suivantes : $C_1 = 88$ nF, $C_2 = 440$ nF, $C = 2.5$ μ F, $L = 55$ μ H et $K = 1.2$.

La puissance nominale est délivrée pour une fréquence de fonctionnement de l'onduleur de 20 kHz. Ce point de fonctionnement est représenté par le point N sur la Fig. 5c.

La simulation numérique (programme SCRIPT) du convertisseur de la Fig. 7 avec les valeurs choisies a permis de confirmer ces valeurs et de prédéterminer les formes d'ondes expérimentales pour le point de fonctionnement nominal.

Réalisation pratique et résultats expérimentaux

Ce convertisseur est alimenté sous une tension continue de 530 V et délivre une puissance de 40 kW. La fréquence de fonctionnement varie de 66 kHz à vide à 20 kHz en charge.

L'isolement galvanique entre l'étage haute fréquence et la sortie est assuré par un transformateur de 50 kVA (figure 8), réalisé avec un circuit magnétique en ferrite et bobiné en fils multibrins isolés. Le courant magnétisant du transformateur est négligeable et son inductance de fuite se rajoute à l'inductance du circuit oscillant.

Les inductances du circuit oscillant sont réalisées avec une technologie semblable au transformateur. Les condensateurs du circuit oscillant ainsi que les condensateurs de filtrage, au

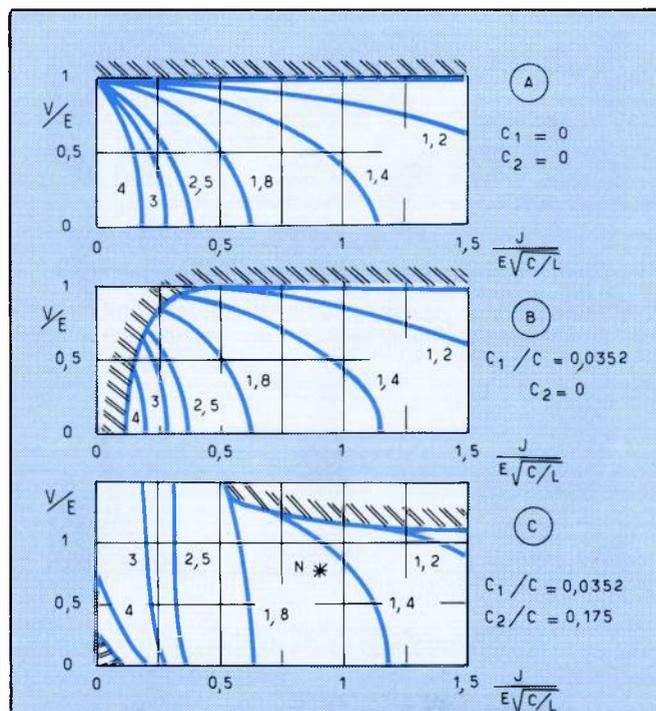


Fig. 5 : Caractéristiques de sortie (V/U) à fréquence constante du convertisseur à résonance série à thyristors duaux.

A. $C_1 = 0$ et $C_2 = 0$ C. $C_1/C = .0352$ et $C_2/C = .175$
 B. $C_1/C = .0352$ et $C_2 = 0$ points de commutation critique de l'onduleur

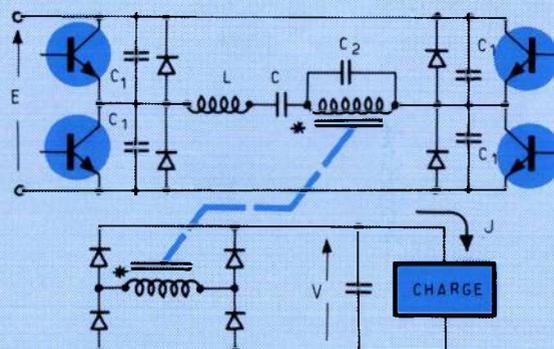


Fig. 6 : Circuit complet du convertisseur à résonance série.

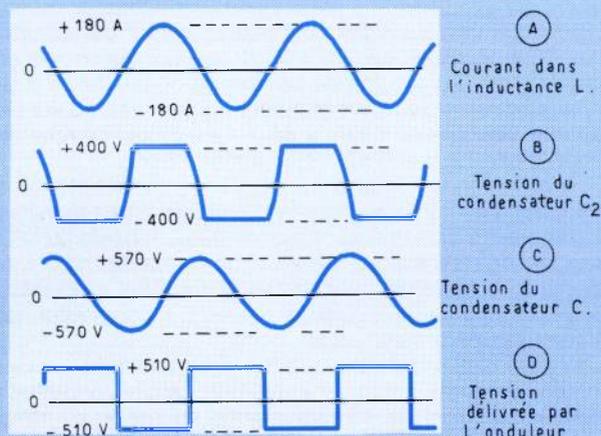


Fig. 7 : Formes d'ondes obtenues par la simulation numérique (programme SCRIPT)
 A. courant dans l'inductance L C. tension du condensateur C
 B. tension du condensateur C_2 D. tension délivrée par l'onduleur

Convertisseur 50 kW-CC



Fig. 8 : Transformateur 50 KVA, 20 kHz.

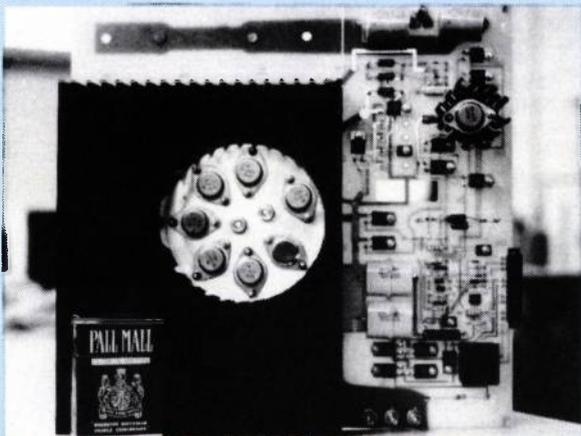


Fig. 9 : Le thyristor-dual dans l'application envisagée : interrupteur de puissance (600 V, 200 A).

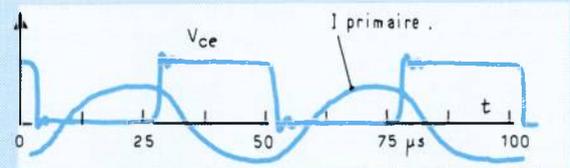


Fig. 10 : Fonctionnement à puissance nominale. Tension V_{ce} = 600 V crête. Courant primaire = 150 A crête. Fréquence = 20,4 kHz.

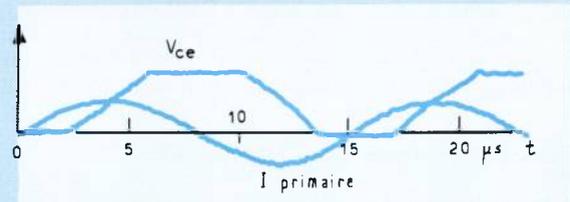


Fig. 11 : Fonctionnement à puissance réduite. Tension V_{ce} = 592 V crête. Courant primaire = 19 A crête. Fréquence = 65,8 kHz.

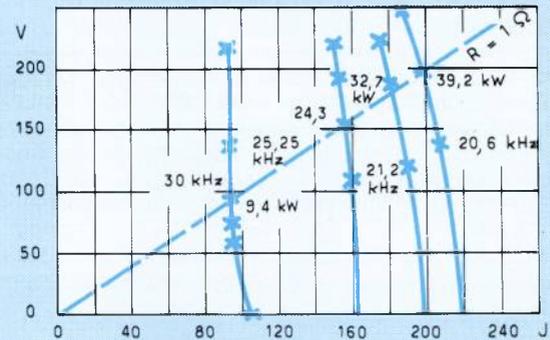


Fig. 12 : Caractéristique externe $V(J)$.

secondaire du pont de diodes, sont des condensateurs au polypropylène de marque LCC.

Fonctionnement de l'interrupteur

L'interrupteur à transistors est réalisé avec 7 transistors en boîtier TO3 *MOTOROLA* (MJ 16022) qui ont été choisis pour leur gain élevé et leur grande rapidité de commutation (figure 9). Dans ce montage ils fonctionnent en V_{ce} et peuvent alors supporter une tension égale à 850 V. La diode de roue libre est une diode rapide *THOMSON* (BYT 67800).

Lors de la réalisation pratique, l'accent a surtout été mis sur l'optimisation du câblage. Pour la puissance, il faut réduire les inductances de câblage génératrices de surtension du fait de la rapidité des transistors utilisés. Pour la commande, il faut également réduire les inductances, limitant les gradients de courant et ralentissant ainsi le blocage du transistor pour minimiser les pertes par commutation.

Le circuit d'aide à la commutation des transistors est réduit à un simple condensateur. Pratiquement ce condensateur est constitué de 6 condensateurs placés en parallèle, chacun d'entre eux étant connecté directement entre collecteur et émetteur d'un des 6 transistors. Ces condensateurs sont placés derrière le radiateur (figure 9). Dans ces conditions, les pertes par commutation sont négligeables par rapport aux pertes par conduction. La rapidité du blocage du transistor est

due d'une part à la rapidité intrinsèque du transistor, d'autre part au soin apporté à la commande, en particulier à l'extraction du courant de base.

Fonctionnement du convertisseur

Pour la tension d'alimentation nominale, les fonctionnements du convertisseur à pleine puissance et à puissance réduite sont illustrés par les figures 10 et 11 représentant la tension aux bornes d'un transistor et le courant au primaire du transformateur à la fréquence nominale (minimale) de fonctionnement et à la fréquence maximale.

Bien qu'en valeurs instantanées le convertisseur se présente comme une source de tension (condensateur de filtrage en sortie), en ce qui concerne les valeurs moyennes de la tension et du courant de sortie le convertisseur peut être considéré comme une source de courant ainsi que le montre la caractéristique externe $V(J)$ (Fig. 12).

Evaluation au CERN

Les tests effectués en usine ayant été alors conclus avec succès, le convertisseur sera ensuite transporté au CERN à

Genève, où il sera connecté à un électro-aimant conventionnel et incorporé à une boucle de régulation de haute précision. Dans cette configuration, son utilisation dans l'accélérateur pourra être évaluée intégralement. Il y a aussi espoir de faire fonctionner, plus tard, le convertisseur avec un étage de sortie de 10 V/2000 A pour alimenter un aimant supraconducteur.

Cette application serait économiquement très avantageuse pour le CERN.

M. BOIDIN et Y. MOPTY
Jeumont-Schneider

H. FOCH et Y. CHERON
L.E.E.I., I.N.P. Toulouse

P. PROUDLOCK
CERN, Genève

Références

- (1) H.W. Isch, J.G. Pett and P. Proudlock
« CERN power converter requirements and topologies for the LEP machine »
PCI Orlando, 1983.
- (2) P. Proudlock
« The medium power auxiliary magnet power supplies for LEP, can switched-mode meet the challenge ? »
PCI Geneva, 1982.
- (3) Y. Chéron, H. Foch
« Utilisation de la résonance dans les alimentations de puissance »
Electronique de Puissance N° 2, Novembre 1983.
- (4) F.C. Schwarz
« An improved method of resonant current pulse modulation for power converters »
IEEE Transactions, Vol. IECI 23, May 1976.
- (5) D. Chambers
« Designing high power SCR resonant converters for very high frequency operation »
POWERCON 9, July 12-16, 1982.
- (6) H. Foch, J. Roux
« Convertisseurs statiques d'énergie électrique à semiconducteurs »
Brevets ANVAR, France N° 7832428, RFA N° P29452457, GB N° 7939217, USA N° 093108, Italie N° 83487A/79.
- (7) Y. Chéron.
« Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs à transistors de puissance. Synthèse du thyristor dual. Domaine d'application »
Thèse de Docteur-Ingénieur, Avril 1982, Toulouse.
- (8) Y. Chéron, H. Foch, J. Roux
« Etude d'une nouvelle utilisation des transistors de puissance dans les convertisseurs haute tension à fréquence élevée »
Revue de physique appliquée, Juin 1981, pp. 333.

La diode qui démode beaucoup de diodes.

Compatible avec les nouveaux interrupteurs de puissance

voir p. 57 →

Welwyn Electronique

groupe CRYSTALATE

Vitreseal® résistances bobinées vitrifiées



- 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	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	13,8
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 commercial : 53, rue Poincaré - B.P. 28 77220 Tournan en Brie
Tél. : (6) 407.90.93
Télex : 690 318

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**

Veillez 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.

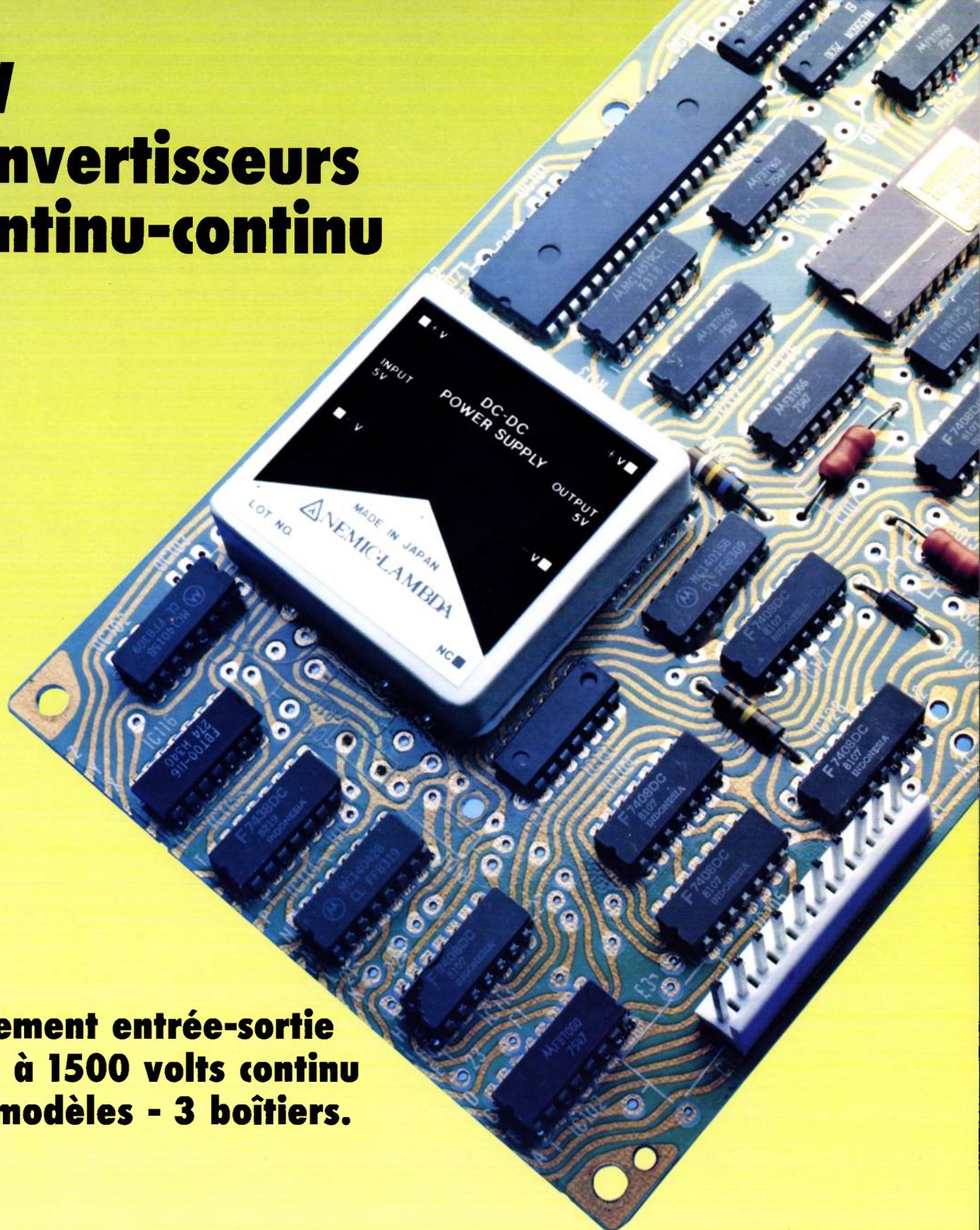
Date

Signature

VOTRE FONCTION

Direction	01
Bureau d'études/conseils	02
Ingénieurs	03
Techniciens/ag tech.	04
Commerciaux	05
Achats Serv. méthode	06
Divers	10

LW convertisseurs continu-continu



**Isolement entrée-sortie
500 à 1500 volts continu
29 modèles - 3 boîtiers.**



LAMBDA

ELECTRONIQUE le sommet de la puissance.

NP 46

TENSION DÉLIVRÉE FIXE

Tension de Sortie (Volts) Fixe Tolérance \pm 5 %	Courant de sortie maximum (Ampères)				Boîtier	Référence	PRIX			
	Température ambiante maximum						1 - 24	25 - 49	50 - 99	> 100
	45 °C	50 °C	60 °C	65 °C						

Tension d'entrée 4,5 à 6 volts continu. Série BBS.

5	0,5	0,5	0,3	0,2	90	BBS.3.5	310	280	245	210
	1	0,8	0,4	—	91	BBS.6.5	360	325	285	245
12	0,2	0,2	0,13	0,08	90	BBS.3.12	310	280	245	210
	0,4	0,3	0,16	—	91	BBS.6.12	360	325	285	245
15	0,17	0,17	0,1	0,06	90	BBS.3.15	310	280	245	210
	0,34	0,27	0,13	—	91	BBS.6.15	360	325	285	245
24	0,21	0,16	0,08	—	91	BBS.6.24	360	325	285	245

Tension d'entrée 10 à 15 volts continu. Série BGS.

5	0,6	0,6	0,36	0,24	90	BGS.3.5	310	280	245	210
	1,2	0,96	0,48	—	91	BGS.6.5	360	325	285	245
12	0,25	0,25	0,15	0,1	90	BGS.3.12	310	280	245	210
	0,5	0,4	0,2	—	91	BGS.6.12	360	325	285	245
15	0,2	0,2	0,12	0,08	90	BGS.3.15	310	280	245	210
	0,4	0,32	0,16	—	91	BGS.6.15	360	325	285	245
24	0,25	0,2	0,1	—	91	BGS.6.24	360	325	285	245

Tension d'entrée 20 à 30 volts continu. Série BHS.

5	0,6	0,6	0,36	0,24	90	BHS.3.5	310	280	245	210
	1,2	0,96	0,48	—	91	BHS.6.5	360	325	285	245
12	0,25	0,25	0,15	0,1	90	BHS.3.12	310	280	245	210
	0,5	0,4	0,2	—	91	BHS.6.12	360	325	285	245
15	0,2	0,2	0,12	0,08	90	BHS.3.15	310	280	245	210
	0,4	0,32	0,16	—	91	BHS.6.15	360	325	285	245
24	0,25	0,2	0,1	—	91	BHS.6.24	360	325	285	245

TENSION DÉLIVRÉE AJUSTABLE Série LW

Tension de Sortie (Volts) Plage de réglage	Courant de sortie maximum (Ampères)			Boîtier	Référence	PRIX			
	Température ambiante maximum					1 - 24	25 - 49	50 - 99	> 100
	40 °C	50 °C	60 °C						

Tension d'entrée 4,5 à 10 volts continu.

4,75 à 16	2	1,7	1,5	93	LWS 193.5	1.325	1.280	1.245	1.215
	3	2,6	2,3	94	LWS 194.5	1.490	1.440	1.400	1.365
15 à 30	0,65	0,57	0,5	93	LWS 193.24	1.325	1.280	1.245	1.215
	1	0,9	0,75	94	LWS 194.24	1.490	1.440	1.400	1.365

Tension d'entrée 10 à 30 volts continu.

4,75 à 16	3	2,6	2,3	94	LWS 294.5	1.490	1.440	1.400	1.365
15 à 30	1	0,9	0,75	94	LWS 294.24	1.490	1.440	1.400	1.365

Tension d'entrée 20 à 60 volts continu.

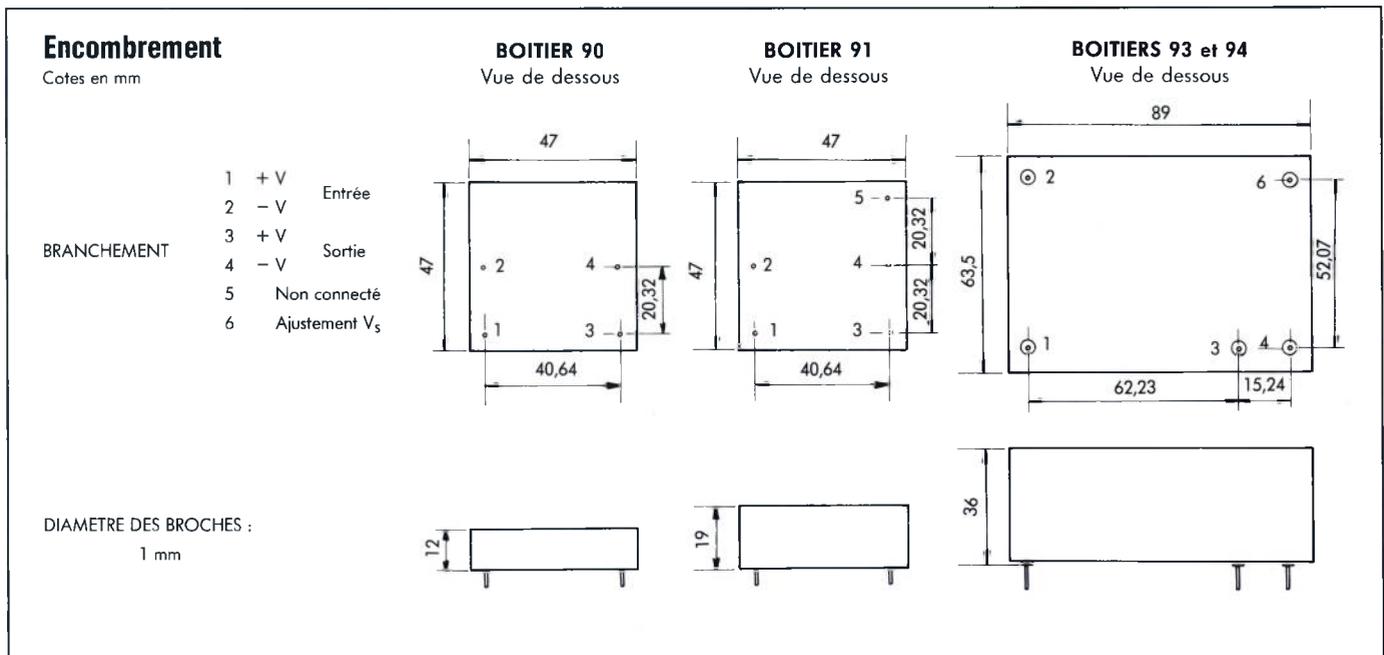
4,75 à 16	3	2,6	2,3	94	LWS 394.5	1.490	1.440	1.400	1.365
15 à 30	1	0,9	0,75	94	LWS 394.24	1.490	1.440	1.400	1.365

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES.

	193-194	LW 294	394	BBS	BGS	BHS
● Entrée réseau continu						
Tension nominale (Volts)	5	24	48	5	12	24
Possibilités de variations (Volts)	4,5 à 10	10 à 30	20 à 60	4,5 à 6	10 à 15	20 à 30
● Sortie utilisation				voir tableaux ci-contre		
● Régulation réseau. Pour une variation réseau ci-dessus		0,1 %			0,5 %	
● Régulation charge. Pour une variation de charge totale		0,4 %			1 %	
● Ondulation résiduelle et bruits C à C						
Tension délivrée 5 V		100 mV			120 mV	
12 - 15 V		200 mV			150 mV	
24 V		200 mV			200 mV	
● Rendement Tension délivrée 5 V		50 %		60 %	70 %	70 %
Autres tensions		50 %		62 % à 64 %	73 % à 76 %	73 % à 76 %
● Température d'utilisation		0 à + 60 °C			- 5 °C à + 65 °C	- 5 °C à + 60 °C
Boîtier 90						
Boîtier 91						
Courant disponible en fonction de la température ambiante suivant tableaux ci-contre						
● Coefficient de température		$3 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$			$2 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	
● Température de stockage		- 55 °C à + 85 °C			- 20 °C à + 85 °C	
● Isolement Entrée/Sortie Volts continu	500	500	1.500	500	500	500
Volts efficace					50 MΩ	
Résistance/500 V continu						
● Ajustage de la tension délivrée		Par résistance extérieure			non	
● Protection contre les surcharges et les courts-circuits.						
● Encombrement - Masse						

Boîtier	Dimensions (mm)	Masse (gr)	
		Brut	Net
90	47 x 47 x 12	55	45
91	47 x 47 x 19	90	75
93-94	63,5 x 89 x 36	410	295

GARANTIE : Celle des semi-conducteurs. Les caractéristiques présentées par ces convertisseurs sont garanties conformes à nos spécifications techniques, au moment de la livraison. Des pièces reconnues défectueuses seraient échangées gratuitement dans les 30 jours suivant la date de livraison.



**Entrées
4,5 à 60 volts**



**Sorties
4,75 à 30 volts**



LAMBDA

ELECTRONIQUE le sommet de la puissance.

ROUTE DE GRIVERY - 91 GOMETZ-LE-CHATEL - S.A. CAP. 250.000 F - R.C. CORBEIL ESSONNE - SIRET 699 800 025 00024

TÉLÉPHONE (6) 012.14.87 +

Adresser toute correspondance à B.P. 77 91943 LES ULIS CEDEX

TÉLÉX 691 617 F VEECLAM

Tenues des MOS de puissance aux radiations

Nombre d'applications pour MOS de puissance requièrent un fonctionnement à haut niveau de radiations. Ces applications sont généralement des équipements militaires ou spatiaux quoique certaines applications civiles telles les accélérateurs de particules, les centrales nucléaires, des équipements industriels et médicaux, existent aussi.

Comme pour tout produit semiconducteur, les caractéristiques électriques d'un MOS seront altérées s'il est exposé à un niveau de radiations suffisamment élevé.

Avec une conception de circuit adéquate, les MOS peuvent fonctionner avec succès à de très hauts niveaux de radiations. Cet article donne les informations de base nécessaires pour des conceptions satisfaisantes.

Il existe deux grandes catégories de radiations : ionisantes et non ionisantes. La réponse d'un MOS est sensiblement différente d'une catégorie à l'autre. Les radiations ionisantes peuvent être soit des électrons, soit des protons, des rayons X ou des rayonnements gamma. Le terme « radiations ionisantes » est dérivé de l'effet que ces types de radiations ont sur les matériaux semiconducteurs production de paires électron-trou. Les neutrons ne sont pas ionisants et tendent à casser la structure cristalline ou atomique du semiconducteur plutôt que de produire des paires électron-trou.

Le résultat de cette différence d'interaction avec le matériau semiconducteur est un changement différent des caractéristiques électriques pour chaque type de radiations.

Plusieurs scénarios d'irradiations

Plusieurs scénarios d'irradiations peuvent être rencontrés en pratique. Quelques uns de ceux-ci sont :

1) *Orbite géostationnaire*

Les équipements devant fonctionner en orbite géostationnaire sont exposés à un flux important de radiations ionisantes, incluant électrons et protons à haute énergie. L'effet des

Tableau 1 : impulsions produites à 1 300 m par une charge de 40 kT (en surface)

Type d'impulsion	Temps et arrivée de l'impulsion	Largeur d'impulsion	Remarque
Gamma rapide	5×10^{-6}	3×10^{-8}	taux de dose élevé/faible
Impulsion électromagnétique (EMP)	5×10^{-6}	10^{-3}	faible dose
Neutron et radiation gamma lente	5×10^{-5}	(50 %/dose) 10 (90 %/dose)	forte dose

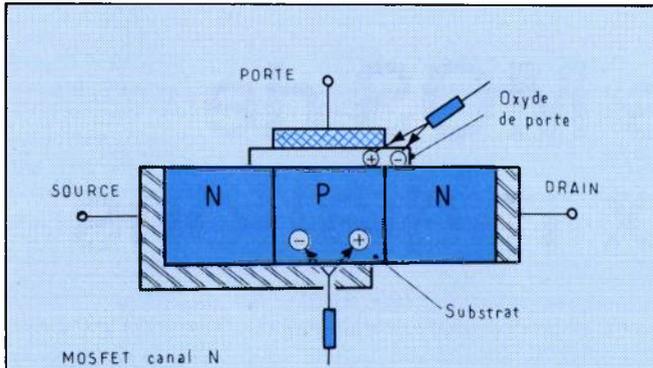


Fig. 1 : MOSFET canal N

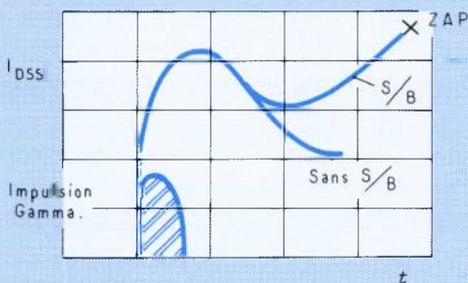


Fig. 2 : Réponse à une impulsion de gamma instantanés.

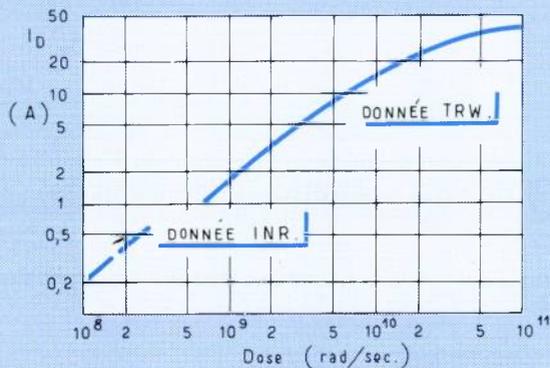


Fig. 3 : Photocourant dû aux gamma instantanés.

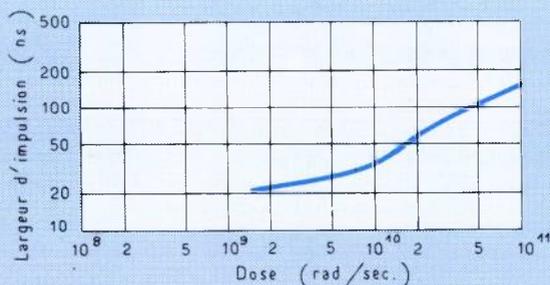


Fig. 4 : Réponse en largeur d'impulsion à une impulsion gamma.

radiations dans cet environnement est cumulatif avec des doses totales comprises entre 50 et 200 K Rad (Si) pour des missions de 7 à 10 ans. Le taux d'irradiation est relativement faible.

2) Explosion d'armes nucléaires

L'environnement typique de radiations produit à 1 300 m environ par une explosion nucléaire de surface de 40 KT est donné tableau 1. Pour d'autres scénarios d'explosions, particulièrement hors atmosphère, les paramètres temps et intensité des impulsions irradiantes différeront mais garderont les mêmes caractéristiques générales. Le taux de gamma instantané peut être dans la plage 10^7 à 10^{11} Rad/s et le flux total de neutrons peut se trouver entre 10^{11} et 10^{14} neutrons/cm². Les rayonnements électromagnétiques n'affectent pas directement les composants, mais les surtensions transitoires induites dans le circuit associé par l'impulsion électromagnétique peut endommager le MOS.

3) Centrales nucléaires

Une grande variété dans les niveaux de rayonnement est possible dans une centrale nucléaire. La plupart des environnements sont bénins mais il existe deux cas d'irradiation significative pour l'instrumentation de sécurité. Dans certaines zones, les instruments peuvent en effet, voir des rayonnements gamma de 0,3 Rad/heure soit une dose totale de 10^5 Rad (Si) pour une durée de vie de 40 ans. Dans le cas d'un accident nucléaire, la dose totale peut atteindre 20 à 40 MRad (Si). Durant un tel accident les équipements sont supposés continuer à fonctionner.

Effets des radiations ionisantes

La figure 1 montre une représentation simplifiée d'une structure MOS. Lorsque des radiations ionisantes sont absorbées par la structure, des paires électron-trou sont créées. En raison des comportements radicalement différents de la mobilité des charges dans la couche d'oxyde de grille et le matériau semi-conducteur, les effets des radiations ionisantes sont différents pour chaque région.

Dans le matériau semiconducteur, la mobilité est élevée et les ions se recombinent ou sont évacués rapidement. Dans la couche d'oxyde de grille où la mobilité est faible et la différence entre celle des trous et celle des électrons est importante, des charges positives peuvent être piégées dans l'oxyde pour des durées plus longues.

En environnement à faible taux d'irradiation, la formation d'ions est lente et un courant drain-source (I_{DSS}) induit par une très petite irradiation existera. En environnement de gamma instantané ou de flash rayons X cependant, le degré d'ionisation sera de plusieurs ordres de grandeur plus élevé. I_{DSS} peut devenir alors destructeur en raison du photocourant induit. Ce problème est aggravé par la présence d'un transistor bipolaire parasite dans la structure MOS (comme on peut le voir figure 1). Les photocourants induits dans la région P jouent le rôle de courant base et peuvent, aux hauts niveaux de radiations présents lors d'une exposition aux gamma instantanés, commuter le bipolaire en conduction même si la base est court-circuitée à l'émetteur.

Si le circuit dans lequel le composant opère à une impédance faible et une grande énergie stockée, de forts courants peuvent circuler et endommager ce dernier. De plus, un second claquage peut survenir dans le bipolaire détruisant le composant.

La figure 2 montre la réponse typique de I_{DSS} à une impul-

sion de gamma instantané. Notons que l'impulsion de courant dans le MOS est plus longue que l'impulsion d'irradiation. Ceci est dû au temps de stockage du bipolaire.

Les figures 3 et 4 présentent les graphes d'amplitude et de temps de stockage obtenus par Volmerage et Witteles (1).

De la figure 3 nous concluons que pour des doses supérieures à 10^9 Rad/s, I_{DSS} peut devenir très important. Du fait de la très courte impulsion et la faible dose totale (10-1000 Rad (Si)), très peu de charges restent dans l'oxyde de grille. Si le produit n'est pas détruit, il continuera à assurer sa fonction après le passage de la dose instantanée, avec peu de changements dans les caractéristiques.

Pour de faibles taux d'irradiations sur un long terme, la capture de charges positives dans l'oxyde est l'effet dominant. Lorsqu'une paire d'ions se forme dans la couche d'oxyde, comme montré figure 5, l'électron a beaucoup plus de mobilité que le trou, de sorte qu'il tend à s'échapper de l'oxyde laissant une charge positive sur la grille. Dans ce cas, la charge capturée est équivalente à une polarisation en série avec la grille comme indiqué figure 5. Le seuil apparent (V_{th}) est donc réduit pour les canaux N et accru pour les canaux P. Le taux avec lequel les électrons s'échappent est fonction de la polarisation de grille (V_{gs}). Si V_{gs} est positive, la quantité de charges capturées, pour une irradiation donnée, sera supérieure à celle pour $V_{gs} = 0$. Pour V_{gs} négative, le nombre de charges est encore plus réduit.

Les tests d'irradiation induits sur des MOS, montrent que la charge piégée est proportionnelle aux radiations, jusqu'à des niveaux de 50 K Rad, et tend à se stabiliser au-dessus. Les figures 6 et 7 sont des exemples typiques de dérive de V_{gs} en fonction de la dose totale reçue. Ces courbes correspondent à des composants discrets individuels.

Lorsqu'un certain nombre de composants du même type sont irradiés, il existe des différences de réponse de produit à produit, même pour des composants venant d'un même lot. Les figures 8 et 9 présentent les variations typiques obtenues entre produits d'un même type.

Une complication supplémentaire dont il faut tenir compte est le fait qu'il existe plusieurs valeurs pour V_{th} . La valeur publiée dans les feuilles de caractéristiques représente la valeur correspondant à l'écoulement d'un courant particulier généralement 1 à 10 mA et représente le début de conduction. Dans le cas d'une application de commutation, le composant ne conduira sûrement pas à 1 mA. Le seul point intéressant est celui correspondant aux 5 ou 10 ampères circulant dans le transistor. Cet effet est illustré figure 10 où V_{gs} en fonction de l'irradiation est reportée pour diverses valeurs de I_D .

Pour un produit canal P, la dérive en tension de seuil est aussi négative, mais dans ce cas, cela signifie que V_{th} croît et qu'une tension de commande plus élevée est requise pour faire conduire le transistor. Un exemple est présenté figure 11.

La valeur de V_{gs} durant l'irradiation joue un rôle majeur pour déterminer la dérive de V_{th} . La figure 12 indique la dérive pour différentes valeurs de V_{gs} . Comme la charge est piégée, plus V_{gs} est positive, plus la dérive de V_{th} est grande.

La charge totale capturée (ou bien la dérive de V_{th}) pour une dose totale donnée n'est pas stable dans le temps. Après irradiation, V_{th} reviendra graduellement à une valeur proche de celle qu'elle avait avant l'irradiation. Dans l'oxyde de grille se trouvent quelques électrons libres qui sur une certaine période de temps se recombineront avec les trous piégés réduisant de ce fait la charge positive réelle. La durée de cette recombinaison est grandement dépendante du couple température ambiante-année (à la température ambiante) ou minutes (à 250°C). Pour des missions de longue durée avec de faibles taux de radiations, la recombinaison peut réduire de façon significative la dérive en V_{th} associée à une dose totale, particulièrement si le fonctionnement s'effectue à températures élevées.

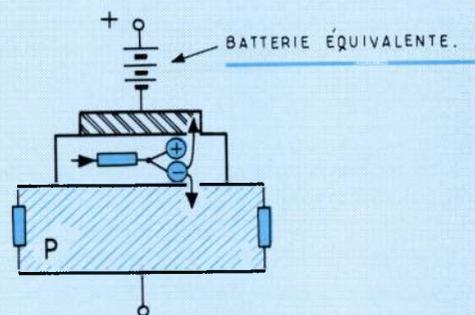


Fig. 5 : Capture d'ions dans la grille.

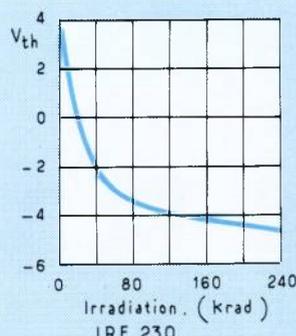


Fig. 6 : IRF 230 - V_{th}

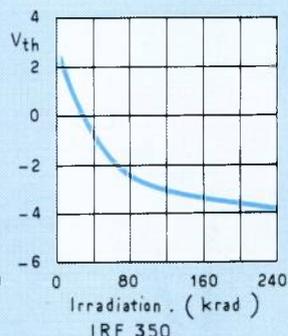


Fig. 7 : IRF 350 - V_{th}

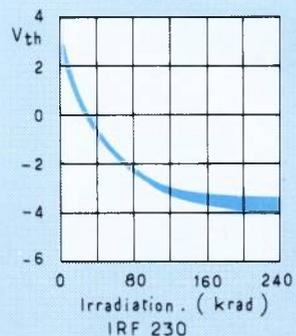


Fig. 8 : IRF 230 - V_{th}

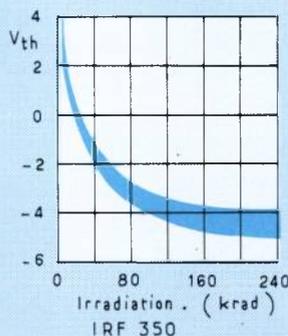


Fig. 9 : IRF 350 - V_{th}

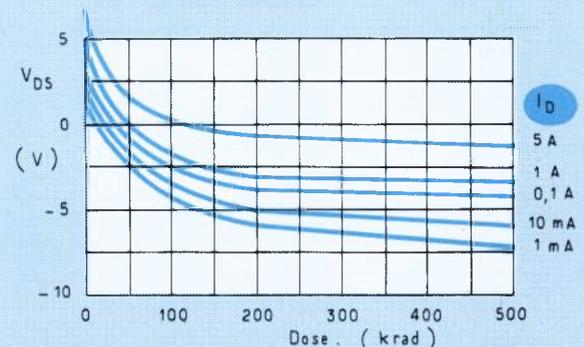


Fig. 10 : Dérive de V_{th} pour différents niveaux de I_D .

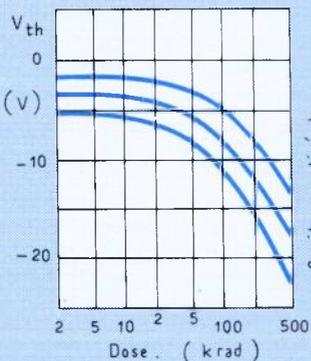


Fig. 11 : Dérive de V_{th} pour un canal P.

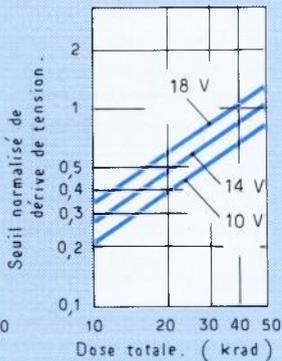


Fig. 12 : Dérive de V_{th} en fonction de V_{gs} .

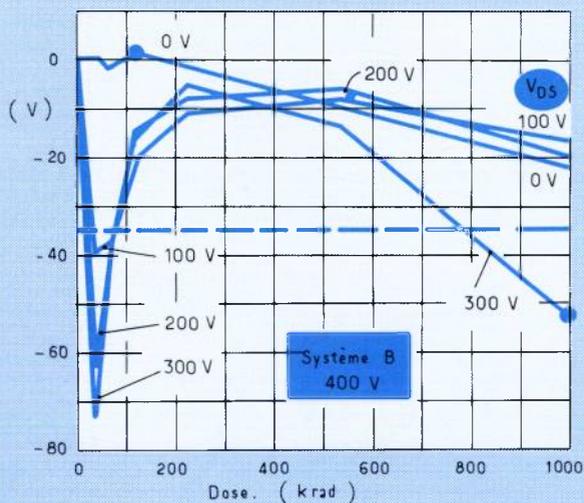


Fig. 13 : Dérive de BV_{dss} .

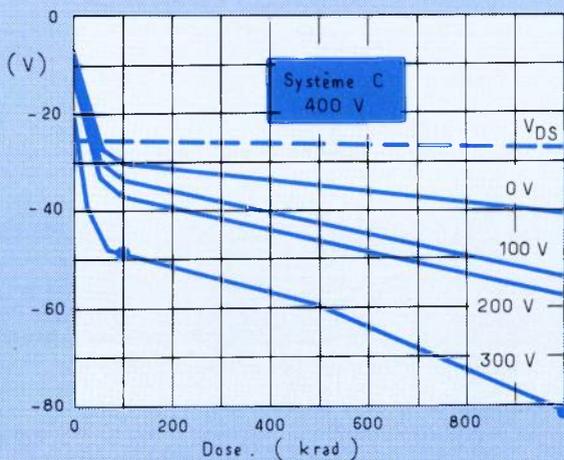


Fig. 14 : Dérive de V_{th} de V_{gs} .

Les radiations ionisantes ont un troisième effet sur les MOS : elles réduisent la tension de claquage. Pour maximiser cette tension (BV_{DSS}), plusieurs types de terminaisons fixes sont utilisées afin de réduire les gradients de tension à mesure que les couches de déplétion approchent la surface de la puce. Le SiO_2 , qui couvre la terminaison et la zone entre l'oxyde et le semiconducteur, piègera à la fois les charges positives et négatives. A des niveaux d'irradiation modérés (1 à 50 K Rad (Si)) les premières charges à être capturées sont positives. A niveaux plus élevés, la capture des charges négatives commencera, tendant à annuler la capture des charges positives.

L'effet de la charge positive piégée est d'accroître les gradients de champs, ce qui en fait, réduit BV_{DSS} . Le changement de BV_{DSS} est fonction de la tenue en tension, des détails spécifiques de conception et de la tension (V_{DS}) aux bornes du produit pendant l'irradiation. Les figures 13 à 15 présentent les comportements de composants typiques. Notons en particulier le rôle de V_{DS} durant l'irradiation. Plus grande est cette dernière, plus grande est la diminution de BV_{DSS} . Notons aussi la chute de BV_{DSS} à des niveaux de 10 à 50 K Rad (Si) suivie d'un recouvrement substantiel pour deux des produits testés. Il est raisonnable d'espérer que le phénomène de recombinaison réduira la charge piégée dans les cas de faible taux d'irradiation.

Effet des radiations de neutrons

Les neutrons ne créent pas d'ions mais cassent la structure cristalline. L'effet des dommages par neutrons est d'accroître la résistance de la région de drain. Plus la tension de claquage d'un MOS croît, plus l'épaisseur et la résistivité de la région de drain augmentent. Le résultat en est une augmentation relative de la $R_{DS(ON)}$ bien supérieure avec les produits haute tension. Une comparaison entre trois composants de tenues différentes en tension est proposée figure 16. Jusqu'à un flux de 10^{13} neutrons/cm² on ne constate que peu d'effet, alors que le transistor haute tension a une $R_{DS(ON)}$ significativement supérieure.

Nous devons garder à l'esprit le fait que la figure 16 représente le changement de $R_{DS(ON)}$. Cependant, il peut encore y avoir de larges variations dans les dérives vues pour un produit particulier. La tendance est en tout cas claire. Plus élevée est la tension de claquage, plus grande est la susceptibilité aux dommages causés par les neutrons.

Le test d'irradiation par neutrons montre souvent une dérive en V_{th} aussi bien qu'un accroissement de la $R_{DS(ON)}$ nettement plus élevée.

Autres dommages causés par les radiations

Les irradiations ionisantes et par neutrons causeront d'autres dérives de paramètres telles de plus faibles gm. Puisque dans la plupart des cas les dérives sont faibles et représentent des effets de second ordre, nous avons choisi de les ignorer dans cette discussion, toutefois à très haut niveau d'irradiation (> 1 M Rad (Si) ou 10^{15} neutrons/cm²) ces autres effets ne peuvent plus être considérés comme secondaires. Malheureusement, à ce jour, peu de données sont disponibles à des niveaux extrêmement élevés d'irradiation.

Stratégies pour minimiser les effets des dommages par radiation

Plusieurs stratégies peuvent être employées. La première et la plus évidente est d'utiliser un écran, pour une application terrestre telle une centrale nucléaire, l'addition de cette protection est possible.

Pour des applications spatiales, par contre, de larges écrans ne sont pas possibles à cause du poids et il ne peut être envisagé que de petites protections à plusieurs niveaux.

La seconde stratégie est d'employer des produits spécialement durcis aux radiations. Plusieurs modifications sont possibles au niveau de la conception du MOS et du processus de fabrication qui amélioreront la résistance aux radiations. La faisabilité de produits à caractéristiques raisonnablement stables jusqu'à 10 M Rad (Si) a été démontrée (3). Il est intéressant de noter qu'un certain nombre de MOS de la première génération (qui ne sont plus en production), était beaucoup plus résistants que les produits actuels.

Siliconix a déjà commencé la conception de produits spécialement résistants aux radiations et qui seront disponibles dans le futur.

En attendant que ces produits résistants existent, la plus pratique des solutions est de concevoir des topologies de circuits s'affranchissant des dérives de caractéristiques de ces derniers.

Comme nous l'avons vu récemment, il existe quatre changements distincts de caractéristiques : dérive de V_{th} , augmentation de $R_{DS(ON)}$, diminution de BV_{DSS} , et commutation par photocourant. Un au moins de ces effets apparaîtra selon le scénario d'irradiation.

La dérive de V_{th} est essentiellement un problème de commande de grille. Pour obtenir un fonctionnement correct, la tension V_{gs} appliquée sur la grille d'un MOS canal N doit être suffisamment positive (> 10 V) pour commuter le produit en parfaite saturation avant l'irradiation et aussi suffisamment négative (-2 - 5 V sous la tension V_{th} finale) pour bloquer le produit en tenant compte des dispersions de fabrication et de comportement. En terme pratique, cela nécessite une commande telle qu'indiqué figure 17. L'avantage d'une polarisation négative de grille au blocage est de réduire la variation de V_{th} pour une dose totale donnée. La valeur exacte de réduction de dérive pour une dose totale déterminée dépend de la tension de polarisation et du cycle de travail.

La figure 18 donne un exemple de l'effet des conditions de polarisation sur la dérive de V_{th} . On y voit clairement que, même si le cycle de travail est de 50 %, la dérive de V_{th} est beaucoup plus près de la courbe correspondant à une polarisation continue de -10 V plutôt que de celle correspondant à une polarisation de +10 V. L'obtention d'une valeur précise de dérive est subordonnée à l'irradiation d'échantillons fonctionnant avec les tensions, courants, et cycle réels. Bien qu'effectivement bénéfique, l'utilisation de polarisation négative pose tout de même quelques problèmes. Dans le circuit de la figure 19, V_{gs} peut atteindre -30 V. La plupart des MOS ne supportent que ± 20 V (sauf les produits *Siliconix* acceptant ± 40 V sur la grille). La tension de claquage entre grille et source peut alors devenir un facteur de limitation lors de la conception.

L'autre problème apparaissant dans bon nombre de systèmes est la façon de coupler l'onde asymétrique (d'un point de vue Volt-seconde) donnée figure 17, à la grille à travers un circuit isolé par transformateur.

Si un convertisseur de puissance est mis en fonction et laissé dans cet état durant l'irradiation, la tension négative de polarisation peut être autogénérée. Dans les conditions état bloqué de pré-irradiation, les commutateurs seront bloqués. La polarisation n'est pas nécessaire pour maintenir les transis-

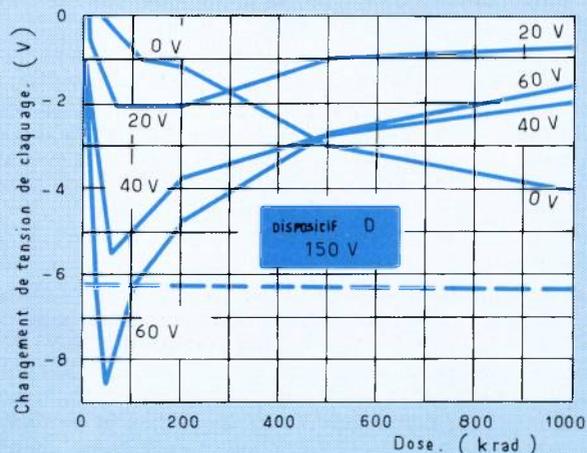


Fig. 15 : Dérive de V_{th} de V_{gs} .

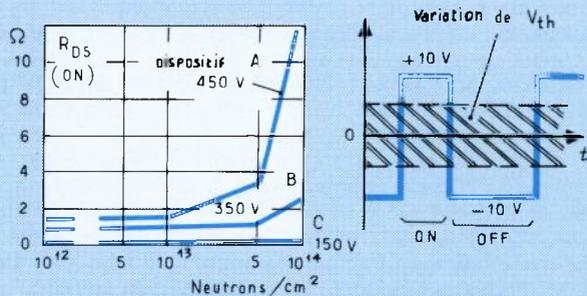


Fig. 16 : $R_{DS(ON)}$ fonction du flux de neutrons.

Fig. 17 : Onde de commande de gate.

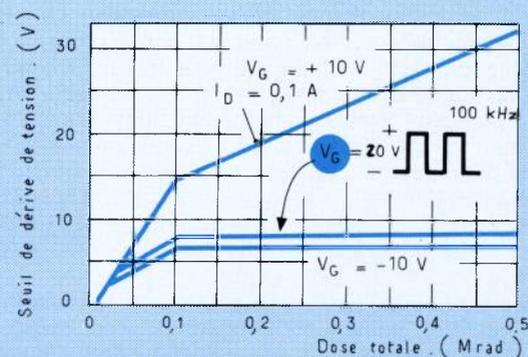


Fig. 18 : Effet de la polarisation sur la dérive de V_{th} .

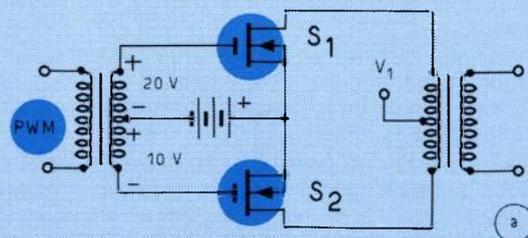


Fig. 19 : Exemple de polarisation négative A - Dans un convertisseur

tors bloqués pas plus que pour le démarrage. Cependant, si le convertisseur est arrêté après une longue période d'irradiation, la tension de polarisation disparaîtra et les transistors seront passants. Dans le cas où la puissance est encore appliquée, le convertisseur sera un court-circuit.

Il existe deux possibilités pour éviter ceci. L'alimentation pourrait être déconnectée avant de stopper le convertisseur. Ceci est généralement fait par un relais mécanique. Si le convertisseur doit être remis en marche la polarisation négative devra être appliquée en premier. La seconde méthode pourrait être de fournir la polarisation négative par une alimentation durcie permanente. Ces dernière devrait aussi être connectée à la ligne d'alimentation à travers un relais, en cas de défaut.

On peut pallier à la dégradation de BV_{DSS} en choisissant un composant ayant un BV_{DSS} initial plus élevé que celui nécessaire pour un fonctionnement normal. Une autre étape serait de minimiser la tension aux bornes du composant pendant l'irradiation. Il existe un certain nombre de topologie de schémas de convertisseurs de puissance le permettant. Par exemple, au lieu d'utiliser un convertisseur parallèle (push-pull), il serait plus judicieux de réaliser un montage en demi-pont, réduisant par un facteur deux, la contrainte en tension.

Cependant, ces deux possibilités apportent quelques désagréments : La $R_{DS(ON)}$ sera en effet plus élevée à moins que des puces plus larges ne soient utilisées. Si des radiations de neutrons sont aussi présentes, l'utilisation de MOS plus haute tension, accroîtra la dérive en $R_{DS(ON)}$ causée par ces dernières. Les mises en commutation par photocourants sont des problèmes plus faciles à résoudre. Pour éviter tout dommage, le courant dans le produit doit être limité à une valeur de sécurité. Dans un convertisseur de puissance, la plus simple approche est d'utiliser une topologie de circuit qui limite d'elle-même le courant même lorsque tous les transistors et diodes conduisent. Un exemple d'un tel circuit est présenté figure 20 et beaucoup d'autres existent.

Dans certaines circonstances cependant, l'utilisation de ce type de topologie peut ne pas suffire. Le problème vient alors de la mise en conduction du bipolaire parasite. Le circuit proposé limitera le courant à la valeur normale commutée, mais celle-ci peut être trop élevée pour le bipolaire qui ne supporte en fonctionnement normal, aucun courant. Un second claquage peut alors survenir. De très petites impulsions (< 100 nsec) ne devraient pas être destructives, mais des impulsions plus longues pourraient endommager le FET. Une possibilité pour éliminer ce problème serait de délibérément mettre les deux commutateurs en saturation afin de dérouter la majeure partie du courant dans les canaux du FET pendant l'intervalle.

Un autre schéma de protection pourrait être de placer un transistor bipolaire, comme sur la figure 20, pour shunter le courant. Ce produit voit sa base court-circuitée à l'émetteur en fonctionnement normal, et ne joue donc aucun rôle excepté pendant l'intervalle. Le transistor bipolaire doit alors pouvoir supporter sans défaillance le courant d'un commutateur normal.

Le dernier mot de mise en garde sera pour les convertisseurs alimentés en courant. Par exemple le circuit de la figure 21 aura de très forts courants commutés en raison du photocourant dans la diode.

La dérive totale de V_{th} peut être grandement réduite pour des missions de très longue durée avec de faibles irradiations, en travaillant à température élevée au niveau des FETs (125 à 140°C) afin d'accélérer la recombinaison. Malheureusement le fonctionnement à haute température compromet la fiabilité et cette technique ne doit être utilisée que judicieusement.

L'accroissement de la $R_{DS(ON)}$ dû aux neutrons est essentiel-

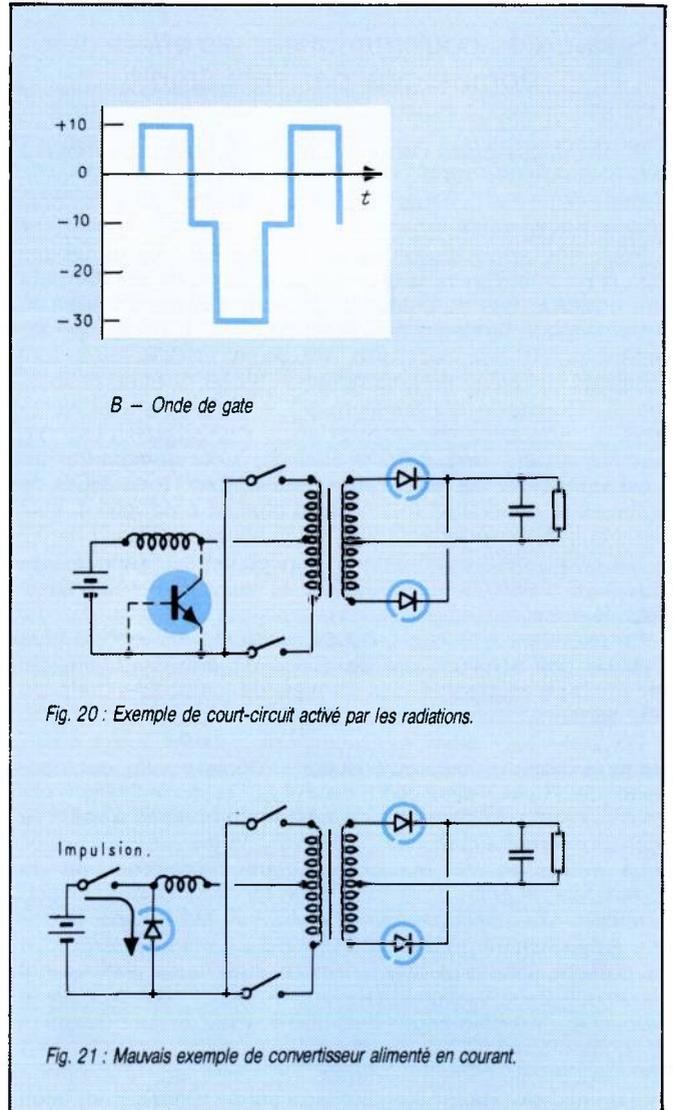


Fig. 20 : Exemple de court-circuit activé par les radiations.

Fig. 21 : Mauvais exemple de convertisseur alimenté en courant.

lement un problème thermique. La puissance dissipée dans le FET (P_T) est proportionnelle à

$$P_T \propto I_{D(RNS)}^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

La température de jonction (T_j) peut donc être exprimée par :

$$T_j = T_a + R_{OJA} P_T$$

ou T_a = température ambiante.

R_{OJA} = impédance thermique jonction ambiante.

A mesure que la $R_{DS(ON)}$ augmente, T_j croîtra. Cet effet n'est, cependant, pas linéaire car la $R_{DS(ON)}$ est aussi une fonction positive de T_j , de sorte que l'accroissement de $R_{DS(ON)}$ dû aux radiations est amplifié. Le système thermique ayant une réaction positive peut donc déboucher sur l'emballement thermique si $R_{DS(ON)}$ devient trop élevée (4).

1) Utiliser le MOS le plus bas en tension susceptible de convenir pour l'application. Dans certains cas, le montage série de FET de plus faible tension sera bénéfique. La mise en série de plusieurs produits n'est pas attractive à première vue mais il existe (5) des topologies de convertisseurs qui automatiquement divisent la tension aux bornes des commutateurs. Dans ces montages, l'utilisation de produits plus basse tension est alors pratique.

2) Utiliser un composant avec une $R_{DS(ON)}$ beaucoup plus basse que celle normalement requise pour le niveau de puissance souhaité. Si un seul produit n'est pas satisfaisant, plusieurs peuvent être placés en parallèle.

3) Minimiser la température ambiante.

4) Minimiser $I_{D(RMS)}$. Ceci peut être obtenu dans les convertisseurs de puissance en utilisant une inductance plus importante ou des topologies mieux adaptées (4). En particulier, la famille des convertisseurs incluant celui présenté figure 19 est très utile (5).

5) Minimiser RO_{ja} . Ceci peut être obtenu en utilisant un meilleur dissipateur, des composants non isolés montés en parallèle, et une bonne technique de montage.

Les données de tests aux radiations présentées ci-dessus sont pour la plupart typiques. Cependant les mesures sur plusieurs produits, même issus d'un même lot, peuvent être très différentes car le degré de dérive des paramètres pour un produit donné à un niveau de radiations précis est fortement dépendant de petites variations de process, des conditions spécifiques de fonctionnement et du type de la source de radiations.

De grandes variations dans les résultats pour le même type de produits testés à des instants différents ou avec des équipements différents est malheureusement le lot commun des tests de tenue aux radiations de tous les semiconducteurs.

Conclusion

Les caractéristiques électriques des MOSFETs sont dégradées par les radiations. Le type et l'amplitude des dérives dépendent du type, de l'intensité, et de la durée des radiations. En général, les effets des changements de caractéristiques peuvent être limités par une bonne conception du système. Des convertisseurs de puissance ont été utilisés avec succès jusqu'à 200 K Rad (Si). Lorsque des MOS « durcis » aux radiations auront été développés, des circuits capables de survivre à des doses de 10 M Rad (Si) seront possibles.

Il est clair que le MOS est intéressant pour les utilisations en environnement de radiations.

Nous recommandons vivement la lecture des ouvrages cités en référence.

REFERENCES

- 1) H. Volmerange & A. Wittles. « *Radiation Effects on MOSPOWER Transistors* », IEEE Transactions on Nuclear Science, Volume NS-29, No.6, December 1982.
- 2) D. Blackburn, et. al., « *VDMOS POWER Transistor Drain-Source Resistance Radiation Dependence* », IEEE Transactions on Nuclear Science, Volume No.28, No.6, December 1981.
- 3) G. Roper & R. Lewis, « *Development of a Radiation Hard N-Channel Power MOSFET* », IEEE 20th Annual Conference On Nuclear and Space Radiation Effects, July 18-20 1983.
- 4) R. Severns, « *SOA thermal Design for MOSPOWER Transistors* », Siliconix Application Note AN83-10.
- 5) R. Severns, « *Switchmode and Resonant Converter Circuits* », International Rectifier Application Note, 1981.
- 6) D. Blackburn, et. al., « *Ionizing Radiation Effects On Power MOSFETs During High Speed Switching* », IEEE Trans on Nuclear Science, Volume NS-29, No.6, December 1982.
- 7) W. Baker, Jr., « *The Effects of Radiation On The Characteristics of Power MOSFETs* », Proceeding of Powercon 7, 1980, p. 3.
- 8) S. Rattner, « *Additional Power VMOS Radiation Effects Studies* », IEEE Trans. Nuclear Science, Volume NS-27, 1980.
- 9) S. Seehra and W. Slusark, « *The Effect of Operating Conditions on the Radiation Resistance of VDMOS Power FETs* », IEEE Trans. Nuclear Science, Volume NS-29, December 1982.
- 10) Blackburn, Benedetto & Galloway, « *The Effect of Ionizing Radiation On The Breakdown Voltage of Power MOSFETs* », IEEE Trans. Nuclear Science, Volume NS-70, No.6, December 1983.

Remerciements

Plusieurs des figures utilisées dans cet article viennent du travail d'autres chercheurs.

Figures 2, 3, 4 10 et 11

Réf. 1

Figure 12

Réf. 9

Figures 13, 14 et 15

Réf. 10

Figure 16

Réf. 2

Figure 18

Réf. 6

R. SEVERNS

Siliconix Inc.

adapté par **C. ALEMANY**

Siliconix France

THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS
SIXTEENTH ANNUAL

POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE

JUNE 24-28, 1985 TOULOUSE, FRANCE



UNIVERSITE PAUL SABATIER



GENERAL PROGRAMME

(Number of papers are indicated into brackets)

MONDAY, JUNE 24 (ESA)

ESA 1 : Spacecraft systems (6)
ESA 2A : Power inverters and converters (6)
ESA 2B : Power system simulation (6)

TUESDAY, JUNE 25 (PESC)

PESC 1 : Plenary (8)
PESC 2A : DC/DC power topologies (8)
PESC 2B : Inverters and cyclo-converters (8)

TUESDAY EVENING : RAP sessions

RAP 1 : Space power system standards
RAP 2 : High power converters and inverters
RAP 3 : High voltage converters
RAP 4 : Device trade-offs
RAP 5 : Multiloop control-Modeling-Simulation

WEDNESDAY, JUNE 26 (PESC-ESA)

PESC 3A : Power semiconductor devices 1 (8)
PESC 3B : High power conversion (8)
ESA 3A : Battery and solar array systems
ESA 3B : Power equipments

THURSDAY, JUNE 27 (PESC)

PESC 4A : DC/DC converters (8)
PESC 4B : Power semiconductor devices 2 (8)
PESC 5A : Systems and simulation (8)
PESC 5B : Static power converters (8)

FRIDAY, JUNE 28 (PESC-ESA)

PESC 6A : AC drives (8)
PESC 6B : Analysis and controls (8)
ESA 4A : High voltage power systems (6)
ESA 4B : Power unit simulation (6)

SOCIAL EVENTS

MONDAY : Musical interlude
in « Cloître des Jacobins »

WEDNESDAY : PESC-banquet
in « Château de St-Cricq », AUCH

FRIDAY : Gala dinner
in « Domaine d'Auriac », CARCASSONNE

FEES	Pre-registered	At Conference
IEEE Members	\$ 230	\$ 260
Non Members	\$ 250	\$ 300

Registration fee includes proceedings (2), all lunches, social events and transportation.
Mail international bank drafts in U.S. dollars before May 1st to :

TRAVEL-HOTEL RESERVATION

For travel at special fares and hotel reservation, contact before April 1st :

M.I.T.

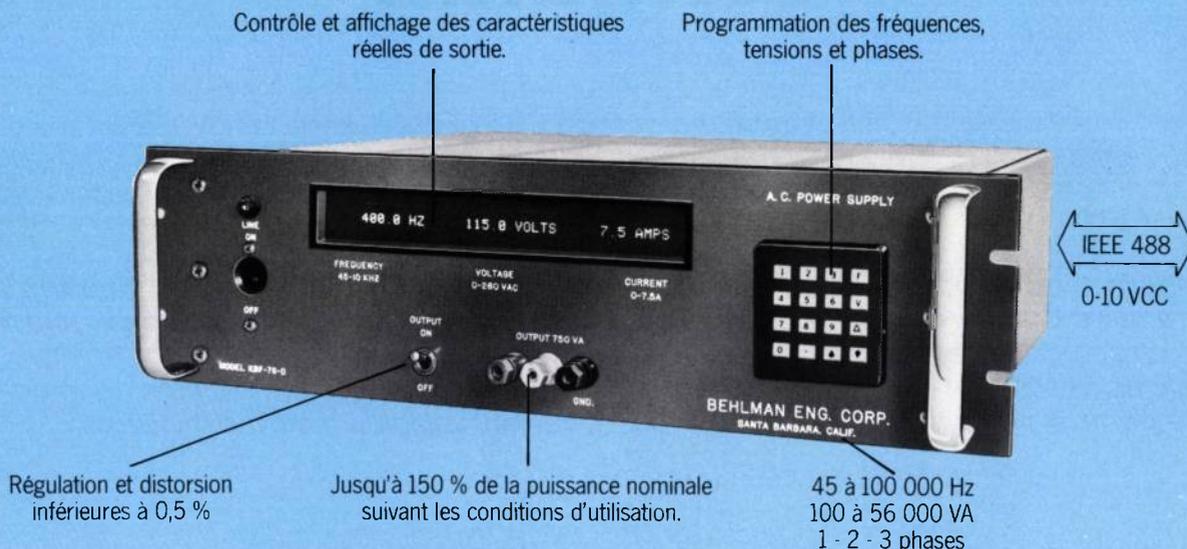
Special events office
77 Massachusetts Avenue
BLDG 7-111, CAMBRIDGE, MA 02139
U.S.A.
Attention of GAYLE FITZGERALD

Université Paul Sabatier

Service des relations extérieures
118, route de Narbonne
TOULOUSE 31052
Attention de G. FEYSSE

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 _____ Rue _____ Sté _____

N° _____

Ville _____ Code Postal _____ Tél. _____

souhaiterait sans engagement de sa part :
 recevoir une documentation
 la visite d'un technico-commercial

EP.

Le courant de maintien des thyristors : un paramètre à mieux connaître

Cet article a pour but de mieux faire connaître à l'utilisateur d'un triac (ou d'un thyristor) le paramètre I_H : courant hypostatique ou courant de maintien. L'importance de ce paramètre est illustrée par des exemples concrets ; la façon de le mesurer et enfin sa variation avec les conditions d'utilisation et la sensibilité des composants sont également décrites. Bien que cet article porte sur des triacs, les points évoqués restent valables pour les thyristors.

Pour maintenir un relais électromécanique dans l'état « passant », il est nécessaire qu'un courant minimal circule dans sa bobine, sinon il bascule dans l'état « bloqué ». On observe le même phénomène pour un triac. Ce courant minimal qui entretient la conduction du triac est appelé courant hypostatique ou courant de maintien. (Fig. 1)

Applications

Exemple 1 : Gradateur de lumière (Fig. 2).

Si l'inductance est de qualité médiocre, l'oscillation est peu amortie. Si le courant dans le triac devient inférieur au courant hypostatique I_H , le triac se rebloque intempestivement. Il va être réamorçé à l'impulsion de courant I_G suivante et se rebloquer. Ce phénomène qui se manifeste par un scintillement de la lampe est appelé « effet flicker ».

Comment l'éviter ? D'abord en supprimant la cause, c'est-à-dire en utilisant un filtre antiparasite approprié qui n'entraîne pas d'oscillations trop importantes, ensuite en choisissant un triac qui ait un courant hypostatique I_H plus faible. Thomson Semiconducteurs a développé un type de triac spécial pour

les applications nécessitant un faible courant hypostatique I_H : le triac BTA 06 400GP. Ce type est spécifié avec un courant de maintien I_H max de 13 mA dans les deux sens de conduction.

Exemple 2 : Commande de moteur (Fig. 4)

Le concepteur désire commander un petit moteur forte impédance (2 500 Ω par exemple) par un triac. Il se procure des pièces, une notice et fait des essais. Le montage fonctionne sans aucun problème. Après un an de production, le fabricant se plaint du manque de couple de son moteur... et accuse le triac. Que s'est-il passé ?

L'étude du circuit a été faite avec un type de triac dont le courant de maintien I_H maximal spécifié était 50 mA. Mais les composants utilisés pour les essais étaient plus sensibles : $I_{H+} = 13$ mA et $I_{H-} = 8$ mA, et le concepteur s'est basé sur ceux-ci pour faire son choix. Après un an de livraison, le constructeur livre à son client des pièces toujours conformes à la spécification mais moins sensibles : $I_{H+} = 40$ mA et $I_{H-} = 20$ mA. Le temps de conduction diminue (Fig. 5), la dissymétrie est plus importante, une composante continue apparaît et le moteur perd son couple.

Pour éviter des difficultés de ce genre, il est donc essentiel de prendre en compte, au moment de la conception du circuit, non pas la valeur typique de l'échantillon utilisé, mais la valeur maximale spécifiée par le constructeur.

Courant de maintien des thyristors

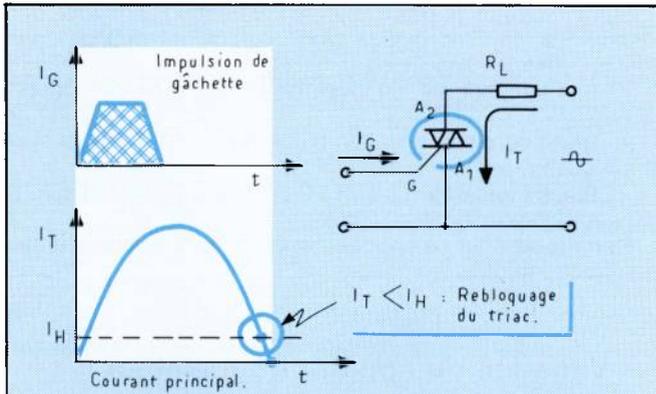


Fig. 1 : Commande par l'impulsion de gâchette I_G , le triac s'amorce et un courant I_T le traverse imposé par le circuit principal. Quand le courant I_T descend en dessous du courant hypostatique I_H du triac, celui-ci se rebloque.

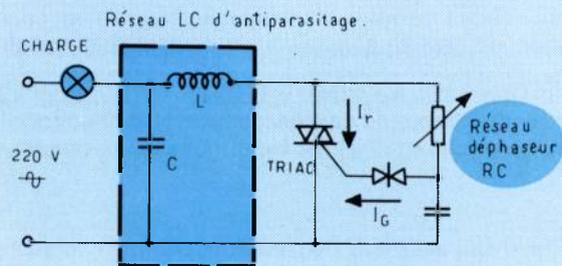


Fig. 2 : Gradateur de lumière avec inductance et condensateur d'antiparasitage.

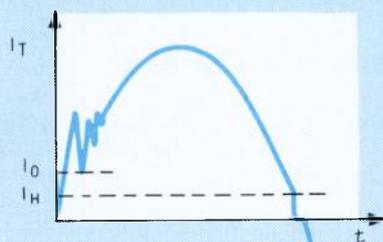


Fig. 3 : Courant dans le triac du gradateur : le filtre antiparasite engendre des oscillations. Si $I_0 > I_H$ (cas de la figure) le triac reste amorcé. Mais si le courant I_0 devenait inférieur au courant I_H , le triac se rebloquerait.

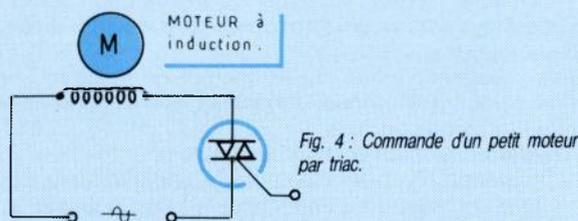


Fig. 4 : Commande d'un petit moteur par triac.

Exemple 3 :

Reprenons le schéma de l'exemple précédent (Fig. 4), la commande d'un petit moteur à forte impédance par un triac.

Le concepteur choisit cette fois un triac avec un courant de maintien I_H maximal spécifié plus faible. Le moteur fonctionne sans aucun problème apparent. Le moteur est destiné à entrer dans un équipement qui doit être utilisé en extérieur.

L'appareil est mis en place l'été ; tout se passe bien. L'hiver arrive et le défaut expliqué précédemment se produit. Que s'est-il passé ?

Le concepteur a fait l'étude de son circuit à une température ambiante de 25 °C. Mais le courant de maintien I_H varie avec la température : quand la température diminue, le courant de maintien augmente (nous allons étudier sa variation) et on retrouve le même phénomène que dans l'exemple 2.

Il est donc essentiel dans l'étude d'un circuit appelé à travailler à basse température de tenir compte de la valeur du courant de maintien corrigé et non pas de sa valeur à une température ambiante égale à 25 °C.

Ces trois exemples illustrent l'importance de ce paramètre et les différents problèmes qu'il peut générer dans un circuit s'il est mal connu.

Si l'on désire que le triac reste à l'état conducteur, il est impératif que le circuit dans lequel il est utilisé impose un courant supérieur au courant de maintien I_H du dispositif.

Dans nos notices, pour tous les types de triacs, le courant hypostatique I_H est spécifié en valeur maximale. Il convient donc de choisir un triac avec un courant de maintien I_H inférieur à la valeur minimale du courant atteinte dans le circuit si l'on désire que le triac reste à l'état « passant », en faisant, le cas échéant les corrections éventuelles dues aux variations de température.

La mesure du courant hypostatique I_H

Le poussoir P permet l'amorçage du triac. La valeur du courant I_T est choisie très supérieure au courant hypostatique. En augmentant la valeur de la résistance variable R , le courant I_T va décroître. La valeur du courant hypostatique I_H est la valeur du courant I_T lue juste avant que le triac ne se bloque.

La mesure du courant hypostatique I_H est toujours faite gâchette « en l'air », c'est-à-dire déconnectée du circuit de déclenchement. Seuls les thyristors sensibles ($I_{GT} \leq 500 \mu A$) sont mesurés avec une résistance entre gâchette et cathode d'une valeur de 1 k Ω .

Pour une bonne reproductibilité de la mesure, il est nécessaire que le triac soit convenablement amorcé. Il faut donc observer les règles suivantes :

- Avant de faire décroître le courant I_T , il faut que sa valeur soit supérieure ou égale à 3 fois le courant I_L du triac.

Exemple : BTA 12 600C

I_L typ. (QI et III) = 50 mA alors $I_T = 150$ mA.

- Si la mesure du courant I_H est faite en impulsion (testeurs automatiques par exemple) il faut que le triac conduise pendant au moins 500 μs avant d'effectuer la mesure.

Dans le cas d'un triac, il existe deux valeurs du courant I_H : (I_{H+}) quand l'électrode A_2 est positive par rapport à l'électrode A_1 et (I_{H-}) quand l'électrode A_2 est négative par rapport à l'électrode A_1 . Sur les notices, une seule valeur est spécifiée pour ces deux quadrants. Cette valeur est toujours une valeur maximale.

Exemple : BTA 12 600 C : I_H max = 25 mA.

Courant de maintien des thyristors

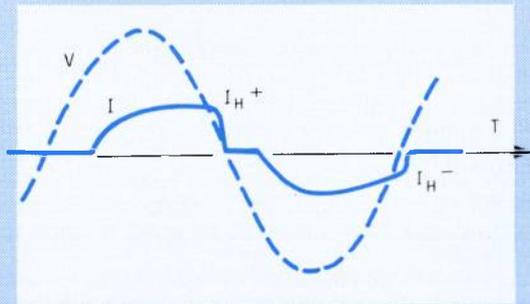


Fig. 5 : Tension aux bornes du triac et courant dans le circuit de la Fig. 4.

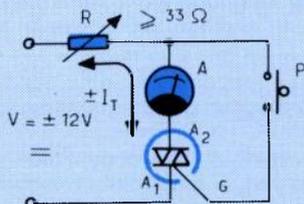


Fig. 6 : Circuit de mesure du courant de maintien I_H .

	$\frac{I_{H+}}{I_{GT}(Q1)}$
TRIAC sensible 6 A eff.	1,4
TRIAC standard 12 A eff.	2

Fig. 7 : Relation entre le courant de maintien I_H (A2+) et le courant I_{GT} (Q1) pour les triacs sensibles et standards.
Exemple 1 : BTA 12 600 T : si $I_{GT}(Q1) = 3$ mA alors : $I_{H+} = 4,2$ mA et BTA 12 600 C : si $I_{GT}(Q1) = 10$ mA alors : $I_{H+} = 20$ mA.

	$\frac{I_{H-}}{I_{H+}}$
TRIAC sensible 6 A eff.	0,5
TRIAC standard 12 A eff.	0,6

Fig. 8 : Relation entre le courant de maintien I_{H+} (A2+) et le courant de maintien I_{H-} (A2-) pour les triacs sensibles et standards.
Exemple 2 : BTA 06 600 T : si $I_{H+} = 4,3$ mA alors $I_{H-} = 2,1$ mA et BTA 12 600 B : si $I_{H+} = 30$ mA alors $I_{H-} = 18$ mA.

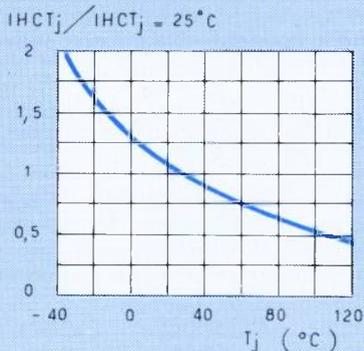


Fig. 9 : Variation relative du courant de maintien I_H avec la température de jonction T_j (valeurs typiques).
Exemple : Triac TO 200, type BTA 12 600 C
 $I_H = 20$ mA à $T_j = 25^\circ\text{C}$, donc $I_H = 10$ mA à $T_j = 100^\circ\text{C}$.

Suivant les lots de production, le paramètre I_H présente des dispersions, tout en restant bien entendu en dessous des limites catalogue spécifiées.

Voici, à titre indicatif, un ordre de grandeur de ces dispersions :

- Triacs sensibles : $I_{GT}(Q1)$ 5 mA (Type T) : $2 \text{ mA} \leq I_H \leq 8 \text{ mA}$ (I_H max spécifié à 15 mA)

- Triacs standards : $I_{GT}(Q1)$ 50 mA (Type B) : $8 \text{ mA} \leq I_H \leq 40 \text{ mA}$ (I_H max spécifié : 50 mA)

Remarque : On ne spécifie jamais la valeur minimale des paramètres I_H dans les notices.

Variation du courant de maintien I_H :

Variation du courant I_H avec la sensibilité des dispositifs et le sens de conduction (valeur typique).

Pour les composants de faible puissance (thyristors et triacs dont le courant nominal est inférieur à 60 A) le courant hypostatique I_H est lié à la valeur du courant d'amorçage I_{GT} (voir fig. 7).

Dans le cas du triac (par opposition au thyristor) il est important de remarquer que le courant I_{H-} (Electrode A2 négative par rapport à A1) est bien inférieur au courant I_{H+} (voir fig. 8).

Variation du courant hypostatique I_H avec la température de jonction :

La valeur du courant hypostatique est physiquement liée à celle du courant d'amorçage I_{GT} . Ces deux paramètres varient donc avec la température de jonction suivant une loi analogue (voir fig. 9).

Influence de la tension réappliquée :

Le temps de montée et le niveau de la tension réappliquée en inverse aux bornes du triac après le blocage de celui-ci n'ont aucune influence sur la valeur de son courant de maintien I_H .

Influence de la résistance gâchette cathode extérieur R_{GC} :

L'utilisateur peut être amené à câbler entre gâchette et cathode du composant, une résistance R_{GC} , soit pour améliorer sa tenue en tension à chaud (dérivation des courants de fuite) c'est le cas des thyristors sensibles, soit parce qu'elle fait partie du circuit d'amorçage.

Cette résistance influe sur le courant de maintien I_H dans des proportions différentes suivant sa valeur ohmique et la sensibilité des composants :

● **Thyristors sensibles ($I_{GT} \leq 500 \mu\text{A}$) :**

La résistance R_{GC} branchée entre la gâchette et la cathode (fig. 11) a une influence importante sur le paramètre I_H des thyristors sensibles. Pour certaines applications, le concepteur aura intérêt à définir un circuit de commande à haute impédance.

Remarque : Le courant hypostatique des thyristors sensibles est toujours spécifié avec $R_{GC} = 1\ 000 \Omega$.

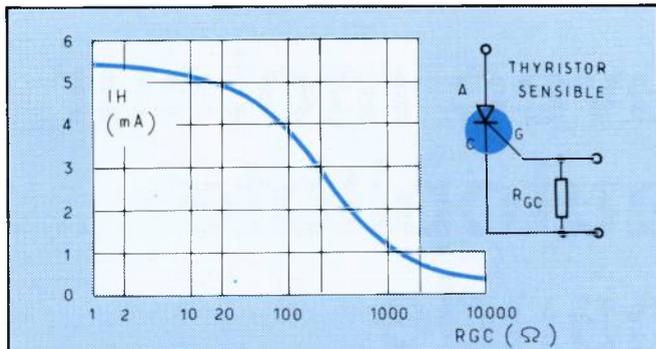


Fig. 10 : Variation du courant hypostatique I_H d'un thyristor sensible (Ex. : TL 107.6) en fonction de la valeur de la résistance gâchette-cathode (valeurs typiques).

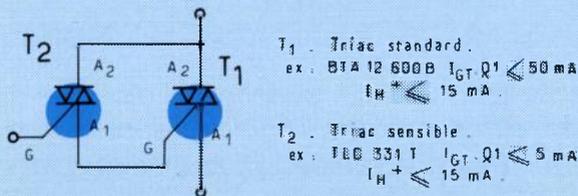


Fig. 11 : Ce composant « TRIAC DARLINGTON » permet d'avoir une grande sensibilité et un courant hypostatique élevé.

● Thyristors standards, triacs sensibles et standards :

Une résistance entre gâchette et cathode sur l'un de ces composants n'a pas d'influence significative sur la valeur de leur courant de maintien I_H (à condition qu'elle ne soit pas trop faible ($R_{GC} < 20 \Omega$)).

On a vu que plus le triac est sensible (I_G faible), plus la valeur du courant de maintien I_H est faible.

Or, dans certaines applications, il peut être intéressant d'avoir un triac sensible (commande directe par circuit intégré) mais aussi un I_H (ou I_L) élevé.

On peut alors avoir recours au montage de la figure 11 qui permet de réaliser un ensemble sensible et ayant un courant hypostatique plus élevé.

Conclusion :

Le choix d'un thyristor ou d'un triac ne dépend pas seulement de la tension, du courant nominal et de la sensibilité. D'autres paramètres doivent être pris en compte. Le courant hypostatique I_H joue en particulier un rôle important dans de nombreux circuits. La valeur de ce paramètre varie avec :

- la dispersion de fabrication
- la température
- éventuellement le circuit de commande (cas des thyristors sensibles)
- le sens de passage du courant.

La prise en compte de ces éléments permet au concepteur d'obtenir un fonctionnement satisfaisant de son circuit en exploitation industrielle.

E. LEBLANC
Thomson Semiconducteurs

ELLE TIENT 800 V. C'EST LA PREMIÈRE DIODE ÉPITAXIALE AU MONDE. ELLE S'APPELLE BYR 29.

Elle tient 800 V de tension inverse et peut commuter 7 A en moins de 75 ns.

RTC apporte la technologie épitaxiale et ses performances aux interrupteurs de puissance, grâce aux procédés exclusifs de passivation et de MESA entier.

De plus la BYR 29 est en boîtier DO 220 et elle est disponible.

Renseignez-vous vite !



RTC Opportunités répond 24 h sur 24 au 338.82.13

Welwyn Electronique

groupe CRYSTALATE

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	RER65
WH25	RE2	RE70	RER70
WH50	RE3	RE75	RER75

Fabrication française

Département commercial : 53, rue Poincaré - B.P. 28 77220 Tournan en Brie

Tél. : (6) 407.90.93
Télex : 690 318

Axe robotisé avec moteur synchrone autopiloté à commande numérique directe

L'ENSET présente une commande numérique directe d'un moteur synchrone diphasé à aimant permanent pour la robotique. La commande comprend les régulations pour les courants de phase et le traitement pour l'autopilotage. Les problèmes posés par la commande en haute-fréquence (23kHz) sont examinés.

La motorisation des robots électriques est habituellement réalisée avec des servomoteurs à courant continu qui bénéficient d'une grande facilité d'installation. Ce moteur a cependant des performances limitées par son collecteur, sa fragilité

thermique, un rapport puissance-masse réduit. C'est pourquoi se développe actuellement l'usage des moteurs synchrones à aimant qui n'ont pas les inconvénients cités. Mais leur mise en œuvre est plus complexe, et si l'on veut réaliser une com-

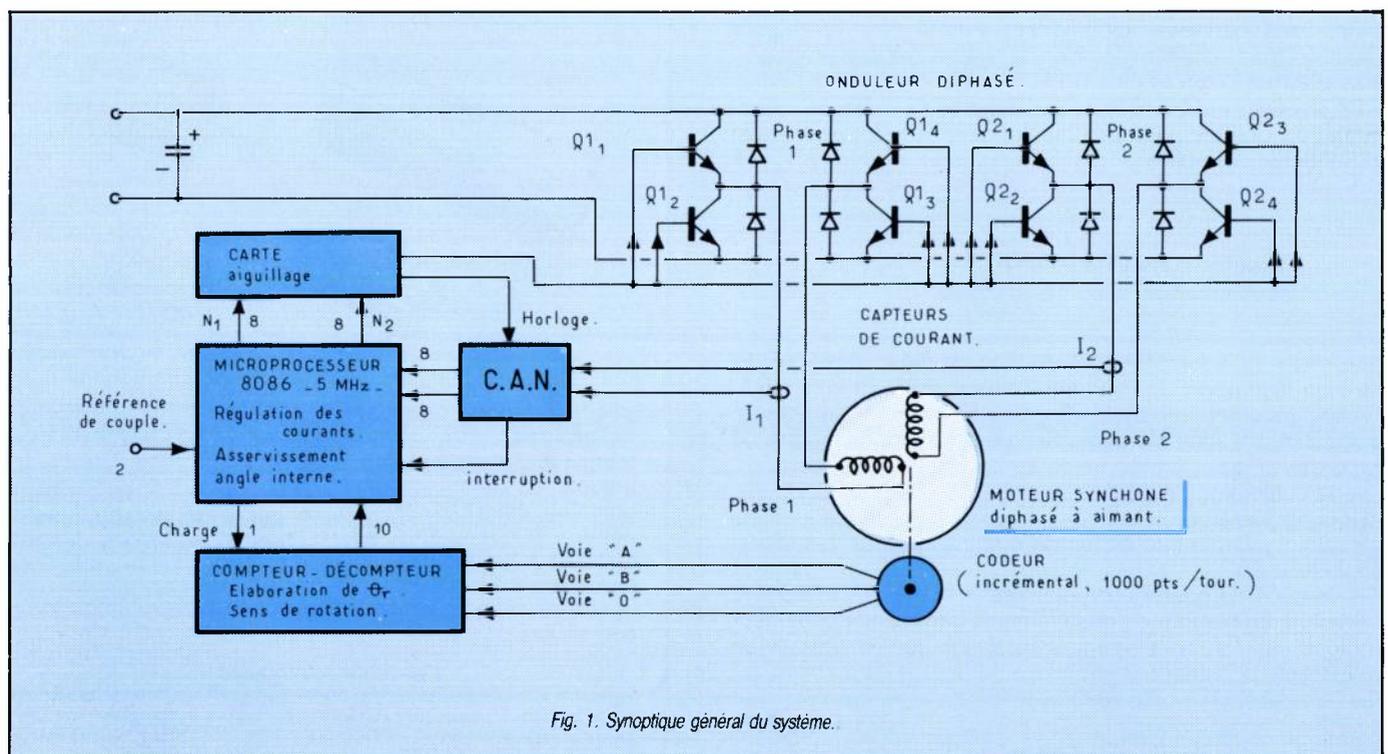


Fig. 1. Synoptique général du système.

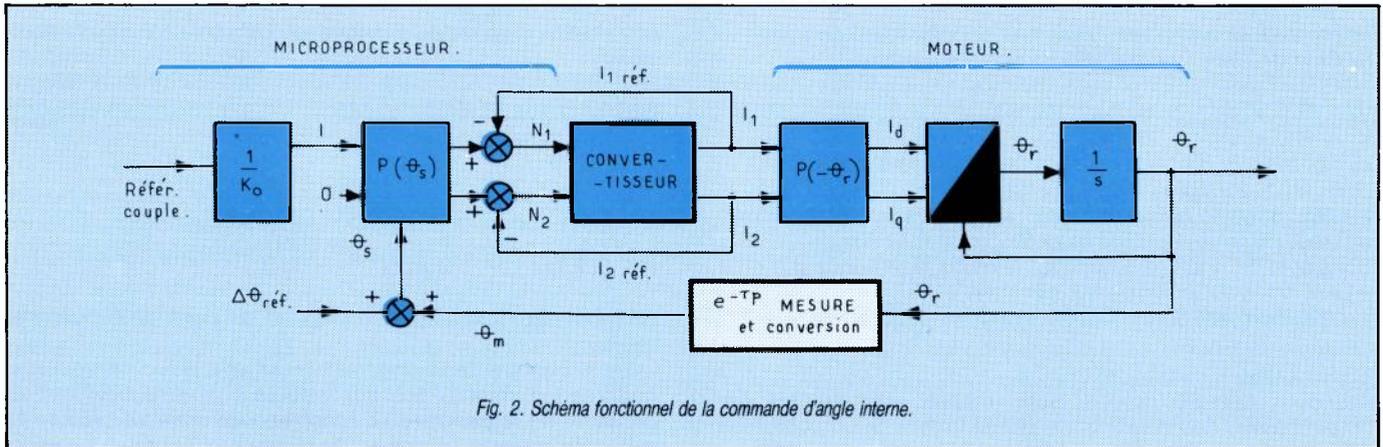


Fig. 2. Schéma fonctionnel de la commande d'angle interne.

mande intégralement numérique des problèmes spécifiques interviennent. Cet article aborde certains de ces problèmes.

On y décrit certains points particuliers de la commande numérique directe d'un moteur synchrone à aimant utilisé comme actionneur pour le premier axe d'un robot (robot LURPA).

Pour obtenir de bonnes performances la commande est réalisée par un microprocesseur 16 bits assez rapide (5MHz) qui commande un convertisseur à transistors fonctionnant à (23kHz). Nous décrivons ici les fonctions réalisées par le microprocesseur :

- pilotage du convertisseur ;
- régulation des courants de phase du moteur ;
- autopilotage.

On montre la faisabilité de la commande numérique à fréquence élevée et on met en évidence certains problèmes particuliers.

Description du système

Structure générale

La Fig. 1 donne le synoptique général du système :

Le moteur est un moteur synchrone diphasé à aimant de 8kW à 3000 tr/mn de la société *Auxilec* (modèle D6-103-160). Son couple nominal est de 9,5Nm, son couple impulsionnel : 19Nm. Sa vitesse maximum est de 4000 tr/mn. Sa masse est de 13 kg. Son accélération au démarrage est de $6,6 \times 10^3 \text{ rad/s}^2$. L'alimentation continue doit fournir 17,5A (36A en surcharge) sous 270V.

Le convertisseur est constitué par deux onduleurs en pont monophasés, réversibles, identiques qui fournissent indépendamment les courants dans les phases du moteur. Les ponts sont commandés en modulation de largeur. Le dispositif comprend donc une logique d'aiguillage.

La commande, entièrement numérique, fait appel à un microprocesseur 8086 (5MHz) qui réalise les principales fonctions de la commande rapprochée :

- régulation des courants, à partir des mesures fournies par des capteurs de courant à effet Hall ;
- asservissement de l'angle interne du moteur synchrone (autopilotage) à partir des informations données par un capteur de position (codeur incrémental de 1000pts/tours) ;

L'ensemble permet de commander le moteur dans les quatre quadrants du repère couple/vitesse.

Caractéristiques de l'onduleur

Les transistors utilisés commutent 50A sous une tension de 400V à la fréquence de 23kHz. La commande de base se fait autour d'un circuit spécialisé (UAA 4002) qui assure les sécurités de fonctionnement de l'ensemble. L'isolement galvanique entre l'organe de commande et chaque commutateur est réalisée par des optocoupleurs rapides et des alimentations à découpage à VMOS.

La commutation des transistors à l'ouverture s'effectue en 2μs et les pertes ainsi occasionnées sont minimisées par l'emploi d'un seul circuit R-C auxiliaire.

Pour minimiser l'ondulation du courant (les inductances sont très petites), nous avons choisi une commande à 3 niveaux (0 et +E ou 0 et -E) de préférence à la commande à 2 niveaux (+E et -E). C'est donc la commande d'aiguillage qui impose soit la structure abaisseur de tension, soit survolteur.

Structure de l'organe numérique

Le niveau hiérarchique supérieur est un microprocesseur 16 bits (Intel 8086) relié à la commande rapprochée par une liaison série (RS232). Il y a 3 entrées, 2 sorties et des signaux de commande.

La numérisation sur les canaux se fait sur 8 bits (2 fois) ; elle génère un signal d'interruption vectorisée en fin de conversion. La saisie des informations du codeur incrémental (sens de rotation, vitesse, position) est effectuée sur 10 bits.

L'organe numérique calcule les nombres N_1 et N_2 , image des deux rapports cycliques nécessaires à la commande en modulation de largeur. Il détermine aussi les signaux de commande nécessaire à l'aiguillage.

Le logiciel permet de réaliser les différents types de commande : échelon de courant dans les enroulements ; fonctionnement en pas à pas ; fonctionnement en autopilotage. Il permet de réaliser les formes de courant souhaitées et d'insérer des correcteurs numériques pour l'amélioration des performances dynamiques.

Commande numérique

Principe de la commande du moteur diphasé

Différents types de commande peuvent être utilisés (cf/5 à/8/) : en tension, avec régulation du courant dans la ligne

Commande de moteur

Nous avons choisi une commande en courant avec des références sinusoïdales. Dans ces conditions, si on admet le modèle de Park, les équations du moteur sont :

$$V_d = R i_d + \dot{\psi}_d - p_1 \theta_r \dot{\psi}_q, \psi_q = L_q i_q$$

$$V_q = R i_q + \dot{\psi}_q - p_1 \theta_r \dot{\psi}_d, \psi_d = L_d i_d + \theta_r$$

où les indices d et q désignent les grandeurs d'axe direct et d'axe en quadrature ; v désigne les tensions, i les courants, $\dot{\psi}$ les flux, p_1 est le nombre de paires de pôles ; θ_r est la position du rotor ; θ_d et θ_q sont les inductances et θ , le flux de l'aimant. Dans la suite nous négligerons l'effet de la saillance ($L_d = L_q = L$) et nous supposons θ_r constant.

Le couple est donné par :

$$C = p_1 (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

des deux courants i_d et i_q sont régulés indirectement par l'intermédiaire des courants de phase i_1 et i_2 . Si on choisit les références pour i_1 et i_2 :

$$i_1 \text{ ref} = I \cos \theta_s$$

$$i_2 \text{ ref} = I \sin \theta_s$$

où $\theta_s \times \theta_m = \Delta \theta$ ref, θ_m est la mesure de la position du rotor et $\Delta \theta$ ref une référence pour imposer un angle interne voulu.

Dans les régulations de courant, les f.c.e.m. ($p_1 \theta_r \dot{\psi}_q$ ou $P_1 \theta_r \dot{\psi}_d$) sont considérées comme des perturbations dont les effets doivent être éliminés par les régulateurs. Si ceux-ci sont efficaces :

$$i_1 = i_1 \text{ ref}, i_2 = i_2 \text{ ref}.$$

Dans ce cas le couple a pour valeur :

$$c = p_1 \Phi_r \sin \Delta \theta$$

$$\text{ou } \Delta \theta = \theta_s - \theta_r$$

La fig. 2 donne le principe de cette commande (où $P(\theta)$ est la matrice de Park. Cf. 1/et/2), qui impose au moteur synchrone le même comportement que celui d'un moteur à courant continu alimenté en courant.

Régulation numérique de courant (fig. 3)

Les deux courants i_1 et i_2 sont régulés par le microprocesseur qui impose la période T (ici $T = 42 \mu s$) et la durée de conduction des transistors qui assurent le hachage du courant.

Chaque boucle de courant est modélisée par une équation du 1^{er} ordre :

$$Ri = L \frac{di}{dt} = e' = e \begin{cases} e = +E & , 0 \leq t < \tau \\ e = +O & , \tau \leq t < T \end{cases}$$

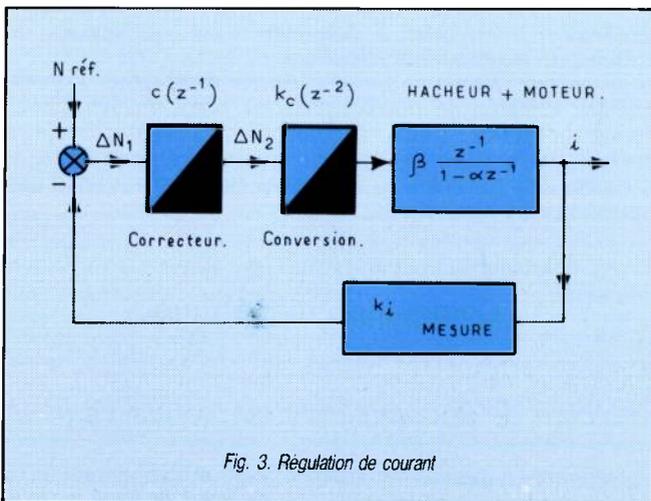


Fig. 3. Régulation de courant

La commande du convertisseur est échantillonnée ($/4/$) et on considère un modèle discret de l'ensemble convertisseur-phase :

$$\delta i(z) = \frac{\beta z^{-1} \delta \tau(z)}{1 - \alpha z^{-1}} + \gamma \delta e$$

$$\alpha = \exp(-T/Te)$$

$$\beta = \exp(-(\tau - T)(Te)) \cdot E/L$$

$$\gamma = (\alpha - 1)/R$$

$$R = 0,2 \Omega ; L = 1,8 \text{ m H} ; Te = L/R$$

on remarque que le gain β dépend du point de fonctionnement.

La fréquence de la commande est telle qu'on ne peut plus négliger les retards dus aux calculs et à la conversion qui prennent ici 2 périodes. L'adaptation du nombre calculé N , image de la durée τ , introduit un gain $k_c = T/128$. La mesure et sa conversion introduisent un gain k_i ($k_i = 128/40$).

On note $C(z^{-1})$ la fonction de transfert du correcteur numérique que l'on peut insérer pour améliorer la dynamique. Alors la fonction de transfert en B.O. est :

$$\frac{\text{mesure du courant}}{\text{erreur}} = c(z^{-1}) k_c k_i z^{-2} \beta \frac{z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}}$$

En pratique la vitesse de l'échantillonnage ($T = 42 \mu s$) et la nécessité de réguler en parallèle deux boucles de courant nous ont imposé de limiter le correcteur à un seul gain proportionnel. Le critère de Jury permet de vérifier que la boucle est stable pour $C(z^{-1}) = 1$.

La fig. 4 montre la réponse à un échelon de courant ; la fig. 4 a donné le cas où le rotor est bloqué : le résultat est tout à fait satisfaisant. la fig. 5b donne un cas où le rotor est libéré : on constate donc que les f.c.e.m. peuvent perturber sensiblement la réponse. On peut alors alimenter le moteur en courant sinusoïdal, en pas à pas, à faible vitesse où le comportement est excellent.

Autopilotage

L'autopilotage de la machine est réalisé suivant le principe donné par la fig. 2. Dans cette partie, nous supposons un asservissement de courant parfait (i mesuré = i ref) et nous considérons le retard entre deux mesures de l'angle θ , comme constant à $T = 0,2 \text{ ms}$.

Nous modélisons le système par l'équation suivante :

$$J\ddot{\theta}_r + f \dot{\theta}_r + Kl [\theta_r(n) - \theta_r(n-1)] = Kl \sin \Delta \theta$$

J — moment d'inertie ($6,5 \cdot 10^{-3} \text{ mn/rd/s}^2$)

f — frottement visqueux ($4 \cdot 10^{-2} \text{ mn/rd/s}$)

En linéarisant l'équation, nous obtenons la fonction de transfert en boucle ouverte pour les petites variations de θ , en fonction de $\Delta \theta$:

$$T = \frac{Kl B_0(p)}{p(Jp + f)}$$

où $B_0(p)$ un bloqueur d'ordre zéro, approxime le retard dû à l'échantillonnage de θ_r .

C'est une équation classique du second ordre avec une rotation de phase supplémentaire :

$$|T| = \frac{Kl \sin(\omega T/2)}{\omega \sqrt{J^2 \omega^2 + f^2}} \quad \varphi = -\frac{\pi}{2} - \frac{\omega T}{2} - \text{Arc tg } \frac{J \omega}{f}$$

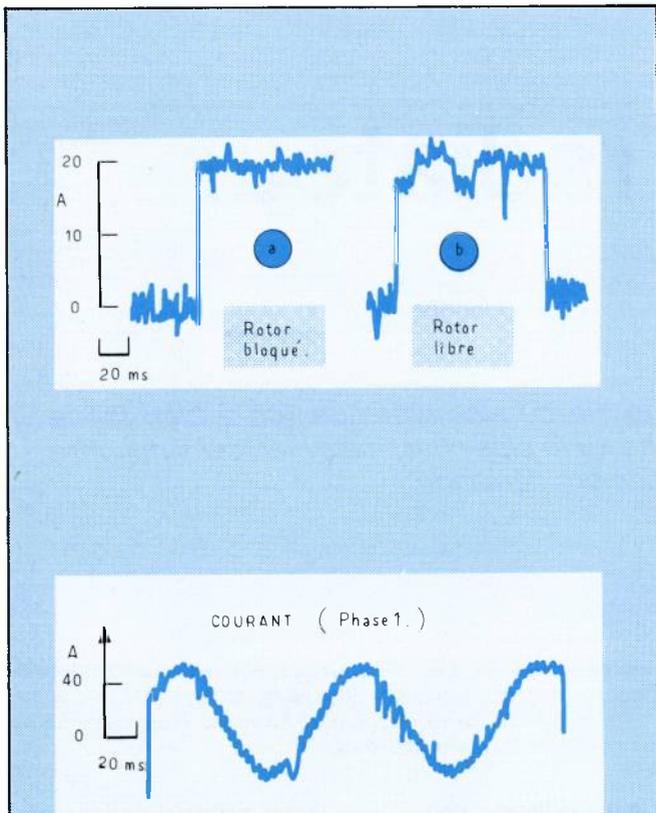


Fig. 4. Regulation de courant : réponses à un échelon

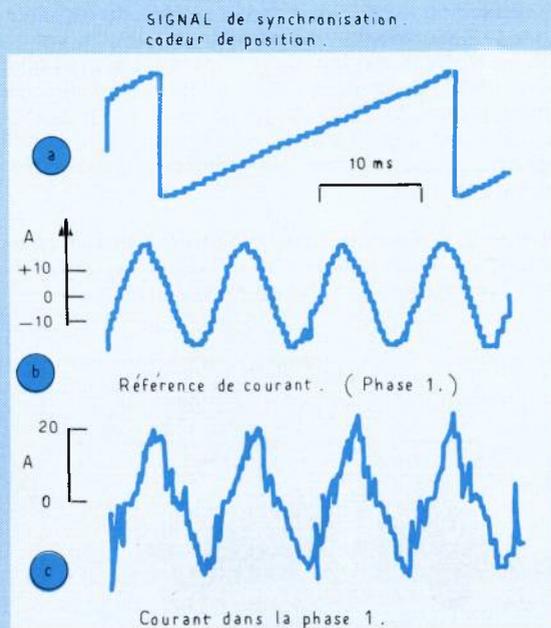


Fig. 5. Réponse du courant (fonctionnement en pas à pas à courant sinusoidal)

on constate que la marge de phase est nettement inférieure à 45° pour une pulsation de l'ordre de 6rd/s donc un filtre correcteur est nécessaire pour l'utilisation en asservissement de vitesse et position.

La fig. 6 montre une commande en autopiloté à couple de référence imposé : (a) le signal du capteur de position, (b) la référence du courant, (c) la réponse du courant. On observe, dans ce type de fonctionnement très sévère l'effort perturbateur des f.c.e.m. sur la réponse du courant. Le fonctionnement global de l'ensemble est cependant satisfaisant.

Conclusion

La commande numérique d'un axe robotisé a deux buts : simplifier la réalisation matérielle, et permettre des commandes plus puissantes. Il y a donc une étape nécessaire : réaliser une commande intégralement numérique pour éviter, en particulier, toutes les interfaces de conversion. Il est alors nécessaire de travailler avec une grande vitesse d'échantillonnage, ce qui pose des problèmes particuliers. Ici nous avons présenté la commande numérique directe des courants et de l'autopilotage d'un moteur synchrone à aimant pour une application robotique.

Nous avons montré la faisabilité du système et les bonnes performances obtenues. Nous avons cependant constaté qu'une maîtrise de la dynamique du système exigerait un matériel plus rapide qui permettrait d'inclure des régulations supplémentaires.

C. Bergmann, P. Goureau et J.P. Louis
E.N.S.E.T.

Laboratoire d'électrotechnique de Signaux et de Robotique

Bibliographie

- /1/ - W. LEONHARD : *Control of Ac-Machines with the Help of microelectronics* 3rd IFAC symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives. Lausanne, Suisse, Sept. 12.14, 1983. (Tutorial sessions and survey paper).
- /2/ - M. GROSTOLLEN, G. PFAAF : *Bürstenloser Dreikstrom-Servoantrieb mit Erregung durch Dauermagnete*. ETZ Bd. 100 (1979), pg. 1372.
- /3/ - C. BERGMANN, T. MARILIER, C. SOL : *Asservissement de vitesse d'un moteur synchrone diphasé actionnant un axe de robot*.
- /4/ - J.P. LOUIS, : *Non linear and linearized models for control systems including static converters*. 3rd IFAC Symp. on Contr. in Powers Elec. and Elec. Drives. Lausanne, Suisse, Sept. 12.14, 1983, Proc. pp. 9-16, Pergamon Press.
- /5/ - M. BINET, P. THIBAUD : *Variateur à transistors pour moteurs Antosynchrones* Electronique de Puissance (1984).
- /6/ - M. LAJOIE-MAZENC, H. FOCH, C. VILLANUEVA : *Feeding Permanent Magnet Machines by a transistorized Inverter (PCI/Motorcon* Sept. 1983, Proc. pp. 558.
- /7/ - M. JUFER, A. PERRET : *Self controlled synchronous motor : Performance improvement by lead angle regulation*. PCI/MOTORCON, Sept. 1983, Proc. pp. 532.
- /8/ - P. ZIMMERMANN : *Electronically commutated D.C. Feed Drives for machine tool*. PCI/Motorcon, Sept. 1983, Proc. pp. 69.

Choix d'un radiateur

Avant de commander un radiateur il est indispensable de s'assurer que l'on a bien fait le meilleur choix. Ce n'est pas forcément le plus grand ou le plus cher, mais bien celui qui offre le meilleur rapport qualité/prix, pour un refroidissement demandé.

Considérations de base

Pour choisir le radiateur destiné à maintenir un semiconducteur donné à sa température de fonctionnement il faut connaître :

- le volume disponible ;
- la température maximale autorisée du dispositif en fonctionnement ;
- la puissance dissipée par le dispositif ;
- la configuration du dispositif ;
- les conditions ambiantes (température et circulation d'air).

Performances du radiateur en fonction de la dissipation de puissance

On le sait, la principale fonction d'un radiateur est de protéger le semiconducteur de la chaleur qu'il produit pendant son fonctionnement normal. Si elle n'est pas abaissée, cette chaleur pourrait obliger le semiconducteur à dépasser sa température de sécurité. Dans ce cas, la fiabilité, les performances et la vie même du semiconducteur sont dangereusement réduites. L'objectif est donc de maintenir la température de jonction au-dessous de la température maximale spécifiée par le fabricant.

La température de jonction est fonction des données suivantes :

- la résistance thermique entre la jonction du semiconducteur et l'air ambiant ;
- la quantité de chaleur dissipée ;
- le niveau de la température de l'air.

La figure 1 donne le schéma simplifié d'un semiconducteur monté sur un radiateur. Les trois résistances thermiques suivantes sont facilement identifiées :

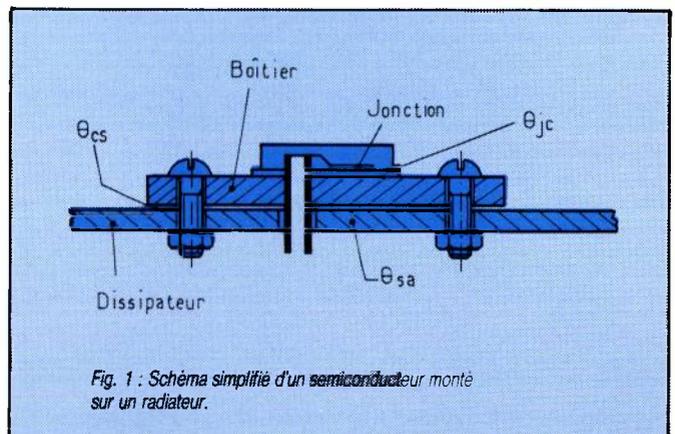
- La résistance thermique entre la jonction du semiconducteur et son boîtier. Cette résistance est appelée Θ_{jc} est

exprimée en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Elle dépend uniquement des méthodes de conception et de fabrication. Elle est spécifiée par le constructeur pour chaque semiconducteur. Sa valeur n'est pas influencée par l'utilisation du radiateur.

- La résistance thermique entre le boîtier et le radiateur. Elle est appelée Θ_{cs} et est exprimée en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. C'est une grandeur contrôlable et variable que l'on peut minimiser en appliquant par exemple une graisse ou une pâte thermique (*). Ce composé réduit l'impédance thermique élevée provoquée par l'air existant entre le boîtier et le radiateur.

- La résistance thermique entre la surface du radiateur et l'air ambiant. Cette résistance est appelée Θ_{sa} et est aussi exprimée en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. C'est la plus importante des trois pour le contrôle du niveau de la température de jonction. Elle joue un rôle important dans le choix du radiateur le plus approprié. Plus sa valeur est petite, plus la puissance que le dispositif peut supporter, sans dépasser sa température maximale de jonction, est importante.

La résistance thermique entre le radiateur et l'air ambiant Θ_{sa} est fonction du coefficient de transfert de chaleur en convection (hc) et de la surface du radiateur A .



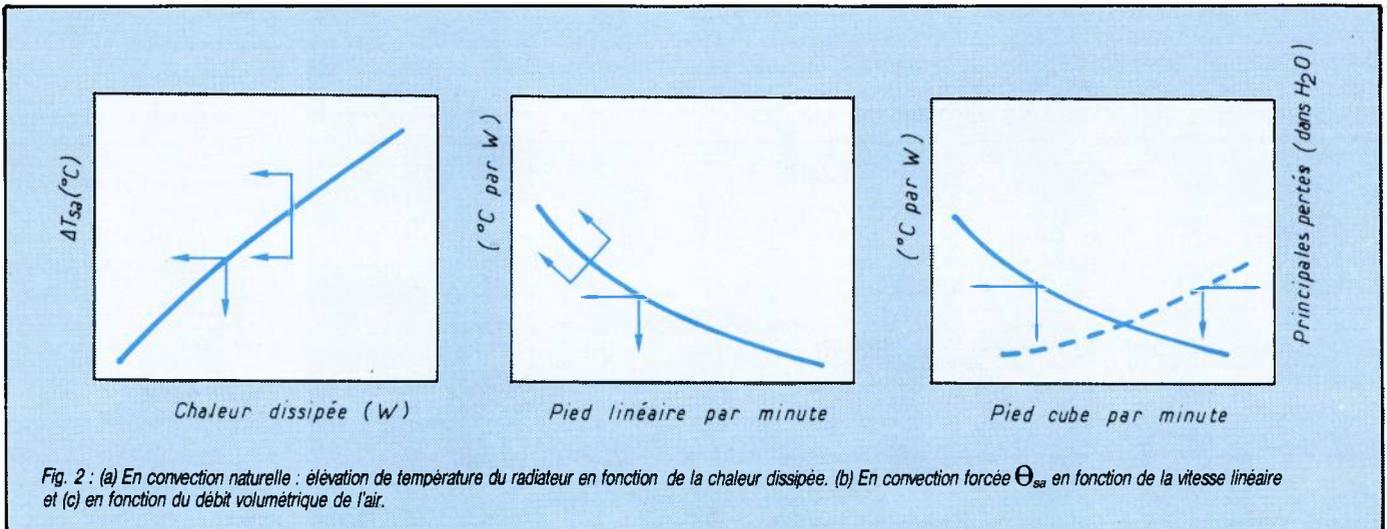


Fig. 2 : (a) En convection naturelle : élévation de température du radiateur en fonction de la chaleur dissipée. (b) En convection forcée Θ_{sa} en fonction de la vitesse linéaire et (c) en fonction du débit volumétrique de l'air.

$$\Theta_{sa} = \frac{1}{hc A} \quad (1)$$

Comme le montre cette formule, Θ_{sa} est l'inverse du produit, du coefficient de transfert de chaleur et de la surface du radiateur. Si on augmente un de ces deux facteurs, on diminue Θ_{sa} . On sait qu'un Θ_{sa} petit est très important. Or, dans la plupart des cas utilisant la convection naturelle, la seule façon de réduire Θ_{sa} est d'augmenter la surface A, et si ce n'est pas possible, de renforcer la convection. Pour un semiconducteur monté sur radiateur, la relation entre l'élévation de température de jonction par rapport à la température ambiante et la dissipation en puissance est donnée par :

$$Q = \frac{T_j - T_a}{\Theta_{sc} + \Theta_{cs} + \Theta_{sa}} \quad (2)$$

ou Q = puissance dissipée en W
 T_j = Température de jonction en °C
 T_a = Température ambiante en °C
 Θ_{jc} = résistance thermique entre jonction et boîtier en °C/W
 Θ_{jc} = résistance thermique entre boîtier et radiateur en °C/W
 Θ_{jc} = résistance thermique entre surface du radiateur et l'air ambiant en °C/W

Dans la plupart des applications, les valeurs de ces paramètres sont connues ou peuvent être trouvées, sauf la valeur maximale de Θ_{sa} . La valeur de ce paramètre devient alors fondamentale pour le choix du radiateur.

L'équation (2) est l'équation de base. Elle est valable pour le refroidissement par convection naturelle ou par convection forcée. Les données pour le choix d'un radiateur en convection forcée sont données sous la forme de Θ_{sa} ; par contre, en convection naturelle, elles sont présentées sous la forme ΔT_{sa} (différence entre la température du boîtier et la température de l'air). Il en résulte la formule simplifiée :

$$\Delta T_{sa} = T_j - T_a - Q (\Theta_{sc} + \Theta_{cs}) \quad (3)$$

En résumé, en convection naturelle, ΔT_{sa} est présentée comme l'élévation de température du radiateur en fonction de la chaleur dissipée : $\Delta T_{sa}(Q)$ (fig. 2a).

En convection forcée, par contre, on a soit Θ_{sa} en fonction de la vitesse linéaire de l'air (fig. 2b), soit Θ_{sa} en fonction du débit volumétrique (fig. 2c).

Exemple

Soit un semiconducteur en boîtier TO3. Il doit fonctionner de façon à ce que sa température de jonction ne dépasse pas 125 °C en dissipant 10 W dans l'air ambiant à une température de 50 °C. Θ_{sc} donnée par le constructeur est de 1,5 °C/W.

Θ_{cs} est estimés à 0,09 °C/W (car on utilise le composé pour joint thermique série 120*).

En utilisant l'équation (2) on obtient :

$$\Theta_{sa} = \frac{T_j - T_a}{Q} - (\Theta_{sc} + \Theta_{cs})$$

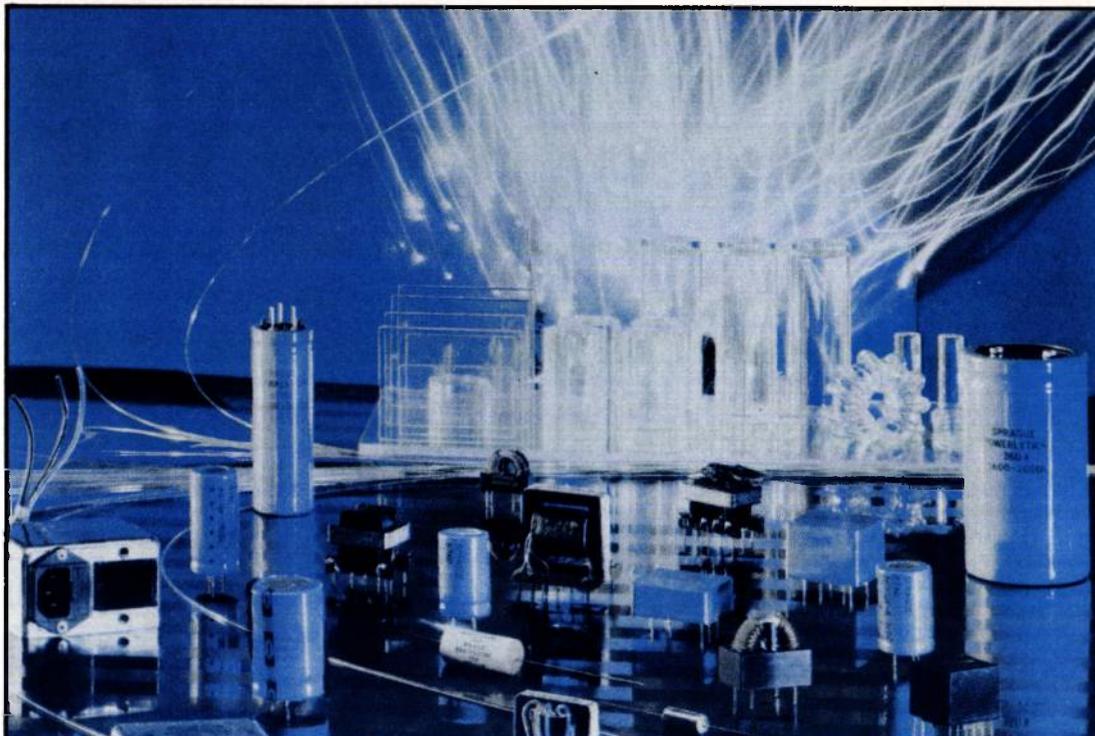
$$\Theta_{sa} = \frac{125 - 50}{10} - (1,5 + 0,09) = 5,9 \text{ °C/W}$$

en convection naturelle, pour obtenir ΔT_{sa} , on part de l'équation (3) et l'on a :

$$\Delta T_{sa} = (125 - 50) - 10 (1,5 + 0,09) = 59,1 \text{ °C}$$

La connaissance de ces valeurs permet une première approche dans le choix du radiateur adéquat. Le choix final tiendra compte aussi du coût du type de semiconducteur et des impératifs du montage, entre autres facteurs.

* telles que le composé pour joint thermique série 120 ou 121 de Wakefield représenté par ISC/France.



DISTRIBUTEURS

Région parisienne

ANTONY ALMEX T. (1) 666.21.12
BOISSY-ST-LEGER A.S.N. Boissy
 T. (1) 599.22.22
CLAMART PEP T. (1) 630.24.56
CLICHY DIMACEL T. (1) 730.15.15
COURBEVOIE SECDIS
 T. (1) 788.51.70
PALaiseau PARIS Sud T. (6) 920.66.99
NANTERRE GEDIS T. (1) 204.04.04
PARIS SOCOMATEL T. (1) 336.41.44
SURESNES FEUTRIER
 Ile de-France T. (1) 772.46.46

Régions nord et est

LILLE DIMACEL Nord
 T. (20) 30.85.80
ST-ANDRE-LEZ-LILLE
 FEUTRIER Nord/Est T. (20) 51.21.33
STRASBOURG DIMACEL Est
 T. (88) 22.07.19
STRASBOURG SELFCO
 T. (88) 22.08.88
VANDEUVRE FEUTRIER Est
 T. (8) 351.24.44

Région ouest

LE RELECQ KERHUON
 FEUTRIER Ouest T. (98) 28.27.73
NANTES FEUTRIER Ouest
 T. (40) 48.09.44
RENNES FEUTRIER Ouest
 T. (99) 51.13.11
RENNES DIMACEL Ouest
 T. (99) 50.25.92
RENNES GEDIS T. (99) 50.18.60
RENNES ALMEX T. (99) 51.66.16
TOURS GEDIS T. (47) 41.76.46

Régions sud/sud-ouest

BLAGNAC ALMEX T. (61) 71.11.22
BORDEAUX DIMACEL Sud-Ouest
 T. (56) 81.14.40
BORDEAUX FEUTRIER Sud-Ouest
 T. (56) 39.51.21
TOULOUSE DIMACEL Sud
 T. (61) 40.96.50
TOULOUSE FEUTRIER Sud-Ouest
 T. (61) 62.34.72

Régions centre/sud-est

BRON LYON-PEP T. (7) 800.70.02
CARNOUX FEUTRIER Provence
 T. (42) 82.16.41
ST-PIERRE DIMACEL Rhône
 T. (7) 821.37.21
DARDILLY ALMEX T. (7) 866.00.66
LA MULATIERE GEDIS
 T. (7) 851.47.68
LES MILLES DIMACEL Méditerranée
 T. (42) 39.85.50
LES MILLES GEDIS T. (42) 60.01.77
MARSEILLE A.S.N. Marseille
 T. (91) 47.41.22
ST-MARTIN-D'HERES DIMACEL
 Alpes T. (76) 24.24.30
ST-MARTIN-D'HERES GEDIS
 T. (76) 51.23.32
ST-PIERRE-EN-JAREZ FEUTRIER
 Rhône-Alpes T. (77) 74.67.33

ALIMENTATIONS A DECOUPAGE : LES "MUST" DE SPRAGUE.

Des familles complètes de composants actifs et passifs ont été spécialement étudiées et sélectionnées pour la MAITRISE DE LA HF et la COMMANDE SOUPLE DE VOS ALIMENTATIONS A DECOUPAGE.

UNE FAMILLE ETENDUE DE CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES ALUMINIUM.

- Filtrage Entrée/Sortie.
- Faible encombrement :
 - Type 80D "LOW PROFIL"
- Puissance Haute Capacité.
- Type 36DX
- HF Filtrage Sortie.
- Très faible ESR :
 - Types 622D, 623D.
- Filtrage.
- Longue durée de vie, fort CV, CECC 30-301-015, CEI 384-4 :
 - Type 705D.
- HF 105°C
- Faible ESR, Z et L, fort courant ondulé :
 - Type 672D.
 - Type 673D (tubulaire 2 sorties).
 - Type 674D (tubulaire 3 sorties).
 - Type 676D (tubulaire 2 sorties).
 - Type 677D (tubulaire 3 sorties).
- HF Miniatures.
- Type 510D (125°C).
- Type 511D (105°C).
- Type 512D (105°C).

UNE SELECTION DE CONDENSATEURS. FILM METALLISÉ.

- Type 730P : très grande résistance d'isolement.
- Type 735P : Filtrage Entrée/Sortie pour la HF.

CONDENSATEURS TANTALE.

- Type 550D : HF, faible ESR.

SPRAGUE FRANCE S.A.R.L.

3, rue C. Desmoulin
 F. 94230 Cachan
 1/547.66.00

BP 2174
 F. 37021 Tours Cedex
 47/54.05.75

129, rue Servient
 F. 69003 Lyon
 7/863.61.20

20, chemin de la Céprière
 F. 31081 Toulouse Cedex
 61/41.06.93

10, rue de Crimée
 F. 35100 Rennes

UNE GAMME D'INDUCTANCES ET DE TRANSFORMATEURS TRES FIABLES.

- Type 94Z : Bobine d'antiparasitage secteur.
- Type 95Z : Bobine de filtrage.
- Type 96Z : Transformateur "Base Drive".
- Type 97Z : Transformateur de courant.
- Type 98Z : Transformateur de commande.
- Type 99Z : Transformateur d'impulsion.

UNE SERIE DE FILTRES RFI/EMI.

- Type JN 17 5259E : pour alimentation à découpage 3A. Ce filtre comprend un fusible CEI directement connecté au contacteur ON/OFF bipolaire VDE 0871.
- Type JX 5900 : pour des applications EMI/RFI. VDE.
- Types 515JP, 525JP et 595JP : Filtres EMI, boîtier plastique. Conçus pour être montés directement sur circuit imprimé.

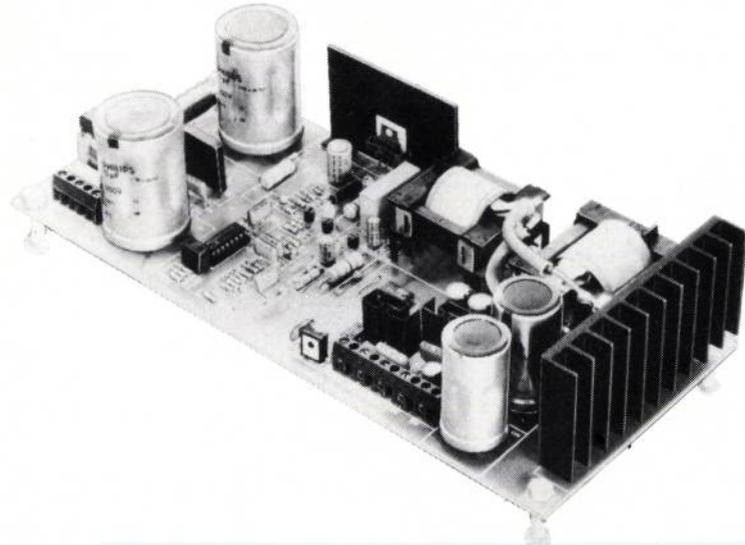
UNE FAMILLE DE CIRCUITS INTEGRÉS EN EXTENSION.

- Circuits de contrôle.
- Hermétiques et classiques. Terminaison A, boîtier Epoxy. Terminaison R, boîtier CERDIP.
- Types : ULN8126A/R (SG3526J), ULQ8126A/R (SG2526J), ULS8126R (SG1526J), ULN8160A (NE5560N), ULN8160R (NE5560F), ULS8160R (SE5560F), ULN8161M (NE5561ND), ULN8168M (NE5563N), ULN8194A (TL594), ULN8195A (TL595).

**GUIDE
DE SELECTION
ET BROCHURE
GRATUITS
SUR DEMANDE**

 **SPRAGUE**
 LA MARQUE DE LA FIABILITÉ
 UNE FILIALE DE PENN CENTRAL CORPORATION

Réalisation d'une alimentation 100 W



Cet article décrit la réalisation d'une alimentation à découpage réseau, d'un bon rapport qualité/prix.

Le montage proposé utilise les noyaux ETD dont la géométrie est optimisée pour cette application, et le transistor bipolaire de commutation BUT 11 en boîtier plastique TO 220. Les objectifs fixés pour cette réalisation ont été de respecter les normes concernant l'ondulation de sortie, l'efficacité de la régulation, les émissions R.F. et d'atteindre un rendement supérieur à 70 % pour un coût réduit de composant.

Description du circuit

L'ensemble du circuit est représenté à la figure 1. Une configuration de convertisseur à transfert direct d'énergie (FORWARD) a été choisie, car elle n'utilise qu'un simple transistor de puissance. De plus, la conduction dans l'inductance du filtre de sortie est continue, ce qui diminue la taille du filtre de sortie pour la puissance transistée requise maximum de 100 W (5 V – 20 A).

La fréquence de fonctionnement a été fixée à 50 kHz au vu des performances du transistor bipolaire de puissance BUT 11. Celles-ci sont optimisées grâce à un circuit de commande de base adéquat et une diode d'antisaturation. Cette fréquence de travail permet une réduction de taille et de coût du transformateur et de l'inductance de sortie. Le rendement est quant à lui amélioré, comparé aux systèmes généralement disponibles fonctionnant à 20 ou 30 kHz.

La génération des signaux de commande, les possibilités de contrôle et de protection sont obtenues grâce à l'utilisation du circuit intégré TDA 1060.

À la mise sous tension, le condensateur C 9 se charge lentement à travers la résistance R 2 jusqu'à atteindre une tension de 18 V (cf. figure 1 et annexe I pour explication de calcul).

Le condensateur C 9 alimente alors le circuit intégré ainsi que le circuit de commande de base. Ceci provoque la mise en conduction du transistor de puissance BUT 11 et, par suite, la magnétisation du transformateur. Après cette phase de démarrage, un enroulement auxiliaire de sortie du transformateur alimente le condensateur C 9 et fournit la tension nominale de 12 V de polarisation du circuit intégré et du circuit de commande. L'enroulement auxiliaire alimente le circuit de commande durant la conduction du transistor BUT 11. La tension générée par cet enroulement varie donc de la même façon que celle du réseau d'alimentation. Quoi qu'il en soit, la

polarisation du circuit TDA 1060 est en partie stabilisée par la boucle de contrôle de la tension secteur, qui permet la régulation du rapport cyclique, ainsi que par les éléments R 25 et C 10.

Lorsque le temps de conduction du transistor est très bref, (lorsque la sortie 5 V est en court circuit, par exemple) l'alimentation auxiliaire est maintenue par les éléments C 15 – R 10 sur le TDA 1060 au dessus du seuil minimal de tension, fixé à 10 V.

De plus, C 15 et R 10 autorisent la charge du condensateur C 10 au début de chaque cycle. Le signal de commande généré par le circuit intégré est mis en forme à travers un circuit de commande de base du transistor de puissance (cf. annexe II). Le courant collecteur ainsi que les évolutions de tension, résultant de la commande, sont optimisés par un circuit d'aide à la commutation pour s'assurer que l'on reste bien compatible avec l'aire de sécurité de l'élément de puissance.

La démagnétisation du transformateur est réalisée par un enroulement conventionnel et une diode de récupération D 7. Du fait que le transformateur n'est pas chargé durant la phase de blocage du transistor de puissance, la démagnétisation est assurée.

Un léger entrefer dans le transformateur est nécessaire pour augmenter le courant magnétisant. Ceci permet, lorsque le système est sous charge très faible, la charge correcte des condensateurs du circuit évitant les retards à l'inversion de tension du transformateur, qui ne laisseraient qu'un temps réduit à la phase de démagnétisation.

La régulation de tension de la sortie 5 V est réalisée par le retour d'un signal d'erreur à travers un photocoupleur vers le circuit intégré de commande. La tension est alors maintenue constante par modification du rapport cyclique. La régulation des sorties +/- 12 V est réalisée par des régulateurs linéaires intégrés (cf. annexe V).

La protection interne du système contre les surintensités, pouvant intervenir sur la sortie 5 V, est assurée par le contrôle du courant primaire circulant dans une résistance de 1 Ω . Le

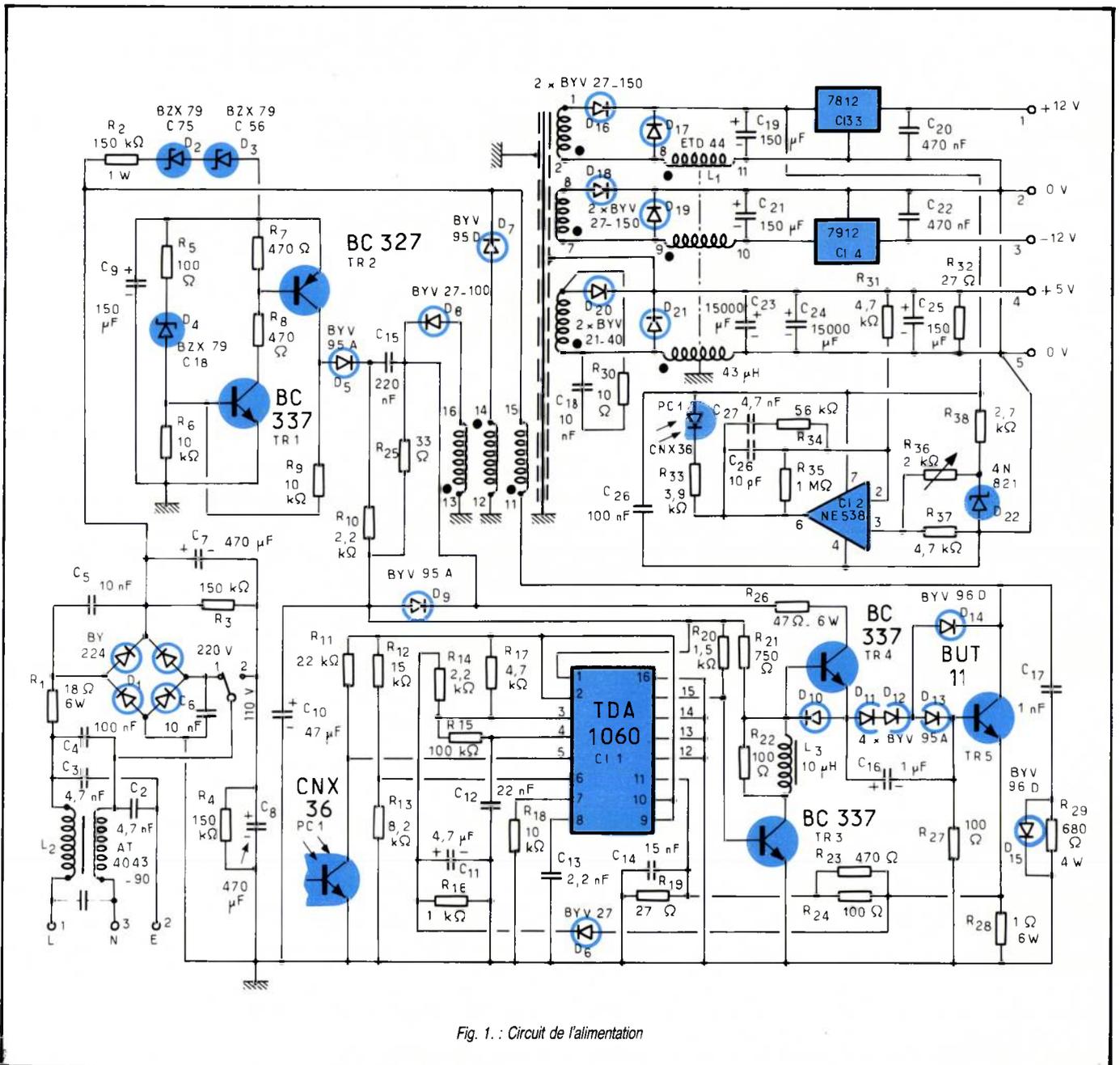


Fig. 1. : Circuit de l'alimentation

signal obtenu est comparé à une référence interne au circuit intégré de commande.

La protection contre les surintensités pouvant survenir aux sorties +/- 12 V est réalisée par les régulateurs linéaires intégrés.

Caractéristiques du circuit

Gamme de tension d'entrée

220 V nominal – 187 à 264 V (A.C.).

Continuité de tension en cas de coupure secteur

La sortie 5 V de l'alimentation de puissance est maintenue

durant une demi-période dans le cas d'une tension d'alimentation minimum ou durant une période complète dans le cas d'une alimentation d'entrée nominale (voir courbes figure 2).

Le calcul de la tension continue en aval du redressement d'entrée est explicité en Annexe III.

Régulation de la tension de sortie

Les variations de la tension de sortie sont données par les figures 3 et 4 en fonction du courant de charge et de la tension alternative d'entrée.

Le principe de la régulation est décrit en annexe VII.

Ondulation de sortie, bruit

Ondulation de sortie : moins de 10 mV rms.

Bruit généré en sortie moins de 50 mV crête à crête.

La figure 5 montre les pointes de tension d'un niveau infé-

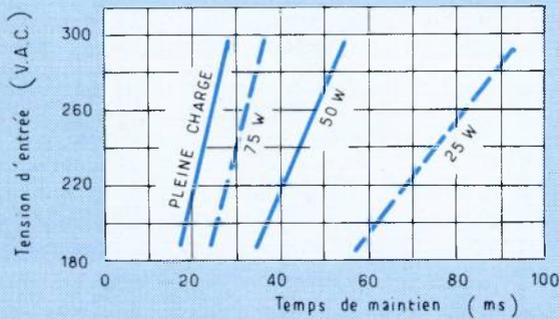


Fig. 2. : Performance obtenue en cas de coupure secteur

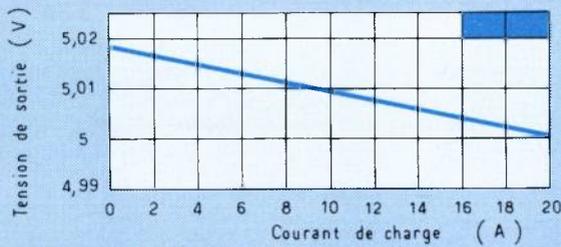


Fig. 3. : Régulation de la tension de sortie

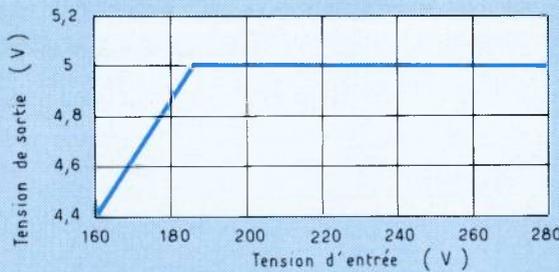


Fig. 4. : Régulation de ligne

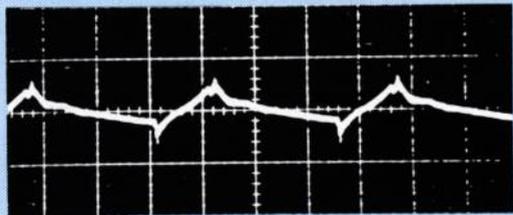


Fig. 5. : Ondulation de sortie

$V_o = 20 \text{ mV/div.}$
 $t/b = 5 \mu\text{s/div.}$

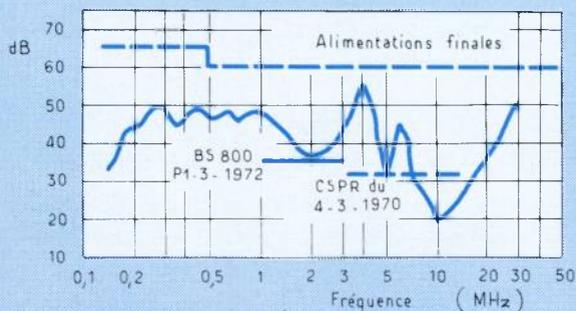


Fig. 6. : Emissions R.F.

rieur à 50 mV crête à crête et une ondulation inférieure à 10 mV RMS.

Emission R.F.

Le spectre d'émission R.F. renvoyé sur le réseau sous l'action de l'alimentation à découpage est représenté figure 6 (celui-ci est conforme à la norme IEC-435).

Réponse transitoire

La réponse transitoire est explicitée figure 7, la charge étant commutée de 4 à 16 A.

La tension de sortie varie de 200 mV et reprend sa valeur de 5 V après un temps de 0.4 ms.

La surtension initiale au moment de la variation de charge est due à la résistance équivalente série de la capacité de filtrage.

On a :

$$dV = di \times (\text{E.S.R.})$$

$$0.190 = 12 \times (\text{E.S.R.})$$

Soit :

$$(\text{E.S.R.}) = 15.8 \text{ m}\Omega$$

E.S.R. : Résistance équivalente série du condensateur.

On note que la mise en parallèle de plusieurs condensateurs peut diminuer la résistance équivalente série de la capacité, donc le terme dV représentant la variation de tension.

Les caractéristiques d'un condensateur 6.800 μF , 10 V de type 050 sont de 30 m Ω à 50 kHz, soit 15 m Ω pour deux éléments en parallèle. La valeur supérieure obtenue en pratique est due à la longueur des connexions entre condensateur et bornes de sortie.

Formes d'onde aux bornes du transistor de puissance en commutation

Les figures 8 et 9 montrent le courant collecteur, la tension émetteur-collecteur ainsi que l'allure du courant de base et de la tension de commande base-émetteur.

Les détails concernant le circuit d'attaque de base sont donnés en annexe II.

Rendement

La courbe de la figure 10 donne le rendement global de l'alimentation en fonction de la charge. La valeur moyenne dans une large plage d'utilisation est de 71 %.

Le calcul du radiateur du transistor principal et celui des diodes de sortie est explicité en annexe VII.

Réalisation du circuit imprimé

Configuration choisie et étude de la dissipation thermique

Un circuit imprimé d'une épaisseur de cuivre standard (71.5 μm) ne comporte pas de connexions assimilables à des courts circuits idéaux. Pour un courant de 20 A, à l'étage de sortie, la chute de tension est d'environ 100 mV aux bornes d'une piste de 5 cm de long sur 1 cm de large.

C'est pourquoi une des connexions de sortie doit être choisie comme masse de référence à partir de laquelle tous les courants doivent circuler dans des boucles aussi petites que possibles. Si plusieurs boucles se partagent une même piste, l'une peut être inductive ou voir transiter un courant important, ce qui se traduira par une chute de tension, qui

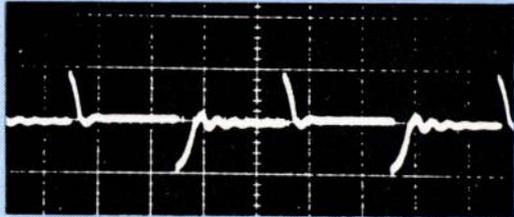


Fig. 7. : Réponse transitoire

$V_O = 200 \text{ mV/div}$
 $t/b = 1 \text{ ms/div}$

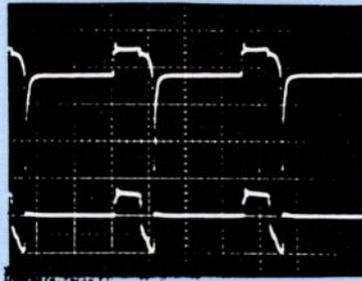


Fig. 8. : Formes d'onde de courant et tension base

$V_{BE} = 5 \text{ V/div}$

$I_B = 0,5 \text{ A/div}$
 $t/b = 5 \mu\text{s/div}$

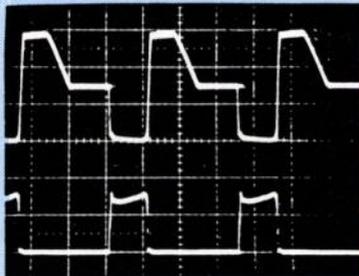


Fig. 9. : Formes d'onde de courant et tension collecteur

$V_{CE} = 200 \text{ V/div}$

$I_C = 1 \text{ A/div}$
 $t/b = 5 \mu\text{s/div}$



Fig. 10 : Courbe de rendement de l'alimentation réalisée

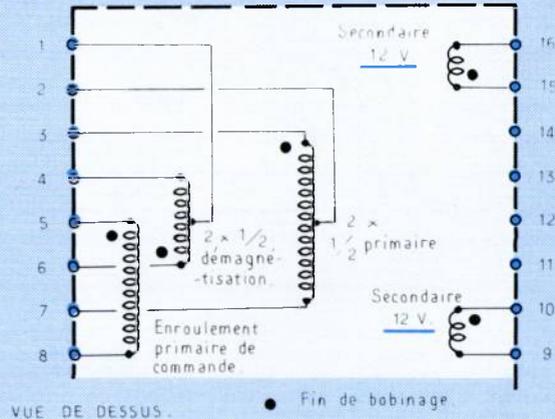


Fig. 11 : Transformateur d'alimentation à découpage 100 W

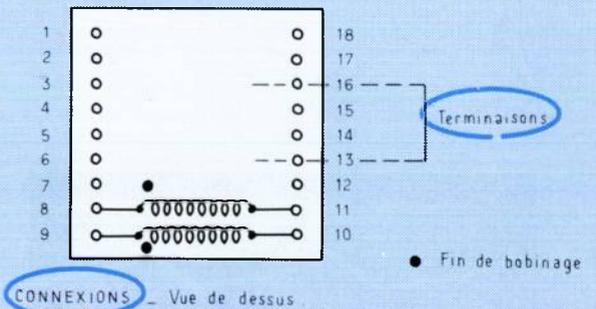
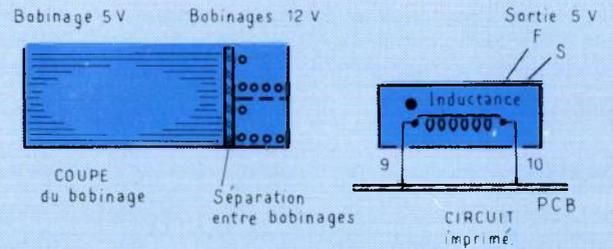


Fig. 13 : Inductance de filtrage de l'alimentation à découpage 100 W

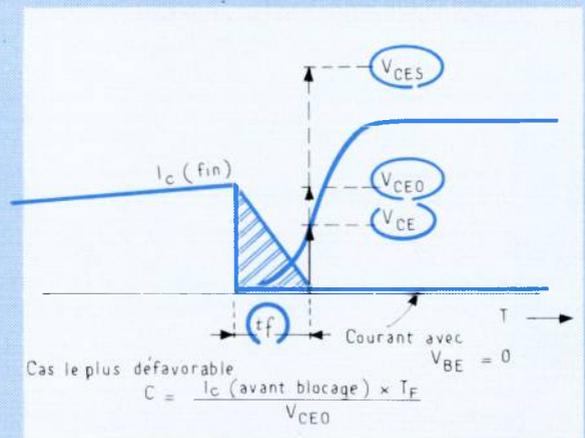


Fig. 14 : Formes d'onde théoriques de commutation

BOBINAGE	REALISATION	EPAISSEUR
1/2 primaire 1/2 déma- gnétisation	42 spires de cuivre trifilaire de 0.315 mm de diamètre bobinées sur 3 couches de 14 spires chacune	1.26 mm
Ecran contre émissions R.F.	1 spire de bande de cuivre de 0.1 × 18 mm	0.1 mm
Ecran contre émissions R.F.	1 spire de bande de cuivre de 0.1 × 18 mm	0.1 mm
Secondaire 5 V	6 spires de bande de cuivre de 0.2 × 16 mm	1.2 mm
Secondaire 12 V	18 spires de cuivre bifilaire de 0.4 mm de diamètre bobinées sur 2 couches	0.8 mm
Ecran contre émissions R.F.	1 spire de bande de cuivre de 0.1 × 18 mm	0.1 mm
Ecran contre émissions R.F.	1 spire de bande de cuivre 0.1 × 18 mm	0.1 mm
1/2 primaire 1/2 déma- gnétisation	42 spires de cuivre trifilaire de 0.315 mm de diamètre bobinées sur 3 couches de 14 spires chacune	1.26 mm
Primaire 12 V	7 spires de fil de cuivre de 0.315 mm sur une couche	0.315 mm
Entrecouche	1 spire d'isolant de 0.04 mm entre chaque couche et 3 spires entre les écrans R.F.	0.76 mm 0.24 mm
	Epaisseur totale de bobinage	6.415 mm

Inductance de la figure 13

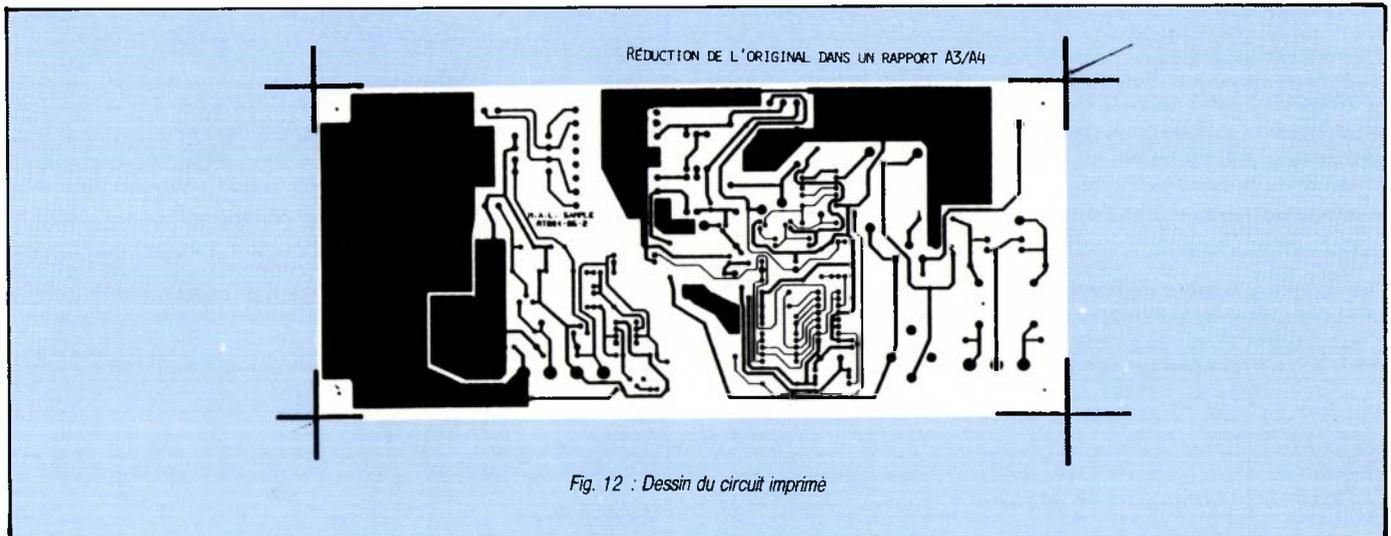
Inductance de sortie (S-F): 18 spires 0.2 × 21 mm bande de cuivre
12 V inductance 1 borne 10 à 9: 51 spires 0.4 mm fil de cuivre
12 V inductance 2 bornes 11 à 8: 51 spires 0.4 mm fil de cuivre
Isolement de 0.1 mm entre spires
Entrefer: 1 mm
Valeur de l'inductance de sortie 5 V: 40µH

Nomenclature des composants

DESCRIPTION	TYPE	VALEUR	TENSION	TOLERANCE
DIODES				
D1 Pont de diode	BY224			
D2 Zener	DO 35 BZX79		C75	
D3 Zener	DO 35 BZX79		C56	
D4 Zener	DO 35 BZX79		C18	
D5 Diode rapide à avalanche contrôlée	SOD 57 BYV95A		200	
D6 Diode epitaxiale à avalanche	SOD 57 BYV27-50		50	
D7 Diode rapide à avalanche contrôlée	SOD 57 BYV96D		800	
D8 Diode epitaxiale	SOD 57 BYV27-100		100	
D9 Diode rapide à avalanche contrôlée	SOD 57 BYV95A		200	
D10 " " " "	BYV95A		200	
D11 " " " "	BYV95A		200	
D12 " " " "	BYV95A		200	
D13 " " " "	BYV95A		200	
D14 " " " "	BYV96D		800	
D15 " " " "	BYV96D		800	
D16 Diode epitaxiale à avalanche	SOD 57 BYV27-150		150	
D17 " " " "	BYV27-150		150	
D18 " " " "	BYV27-150		150	
D19 " " " "	BYV27-150		150	
D20 Schottky	DO 4 BYV21-45		45	
D21 " " " "	BYV21-45		45	
D22 Zener	DO 4 1N821		C5V6	
TRANSISTORS				
TR1 Trans. planar	TO 92 BC337			
TR2 " " " "	BC327			
TR3 " " " "	BC337			
TR4 " " " "	BC337			
TR5 Trans. triple haute tension	TO 220 BUT 11			

DESCRIPTION	TYPE	VALEUR	TENSION	TOLERANCE %
FERRITES				
L1 Inductance	ETD44			
L2 Filtre d'entrée	AT4043/90			
L3 Inductance de commande de base	FX2634			
T1 Transformateur principal	ETD39			
CONDENSATEUR				
C1	330	0.1 µ	250 a.c	± 20
C2	RIFAYC1	4700 p		
C3	RIFAYC1	4700 p		
C4	330	0.1 µ	250 a.c	± 20
C5	330	0.1 µ	250 a.c	± 20
C6	330	0.1 µ	250 a.c	± 20
C7	052	470 µ	250 a.c	- 10 + 30
C8	052	470 µ	250 a.c	- 10 + 30
C9	035	150 µ	40	± 20
C10	035	47 µ	25	± 20
C11	030	4 µ 7	16	- 10 + 50
C12	368	0.022µ	400	± 20
C13	424	2200 p	63	± 1
C14	368	0.015µ	400	± 20
C15	368	0.022µ	100	± 20
C16	030	1 µ	63	- 10 + 50
C17	357	0.001µ	2 k	± 5
C18	368	0.01µ	400	± 20
C19	035	150µ	40	± 20
C20	36845	0.022µ	100	± 20
C21	368	0.47µ	100	± 20
C22	035	150µ	40	± 20
C23	368	0.22µ	100	± 20
C24	368	0.47µ	100	± 20
C25	050	6800 µ	10	- 10 + 30
C26	050	6800 µ	10	- 10 + 30
C27	035	150 µ	16	± 20
C28	050	0.1 µ	100	± 20
C29	630	4700 p	100	± 10
C30	650	10 p	500	± 2

DESCRIPTION	TYPE	VALEUR	TENSION	TOLERANCE
RESISTANCES				
		PUIS.		
R1	AC10	1 8	7	±10 %
R2	MR52	150 k	1	± 1 %
R3	SFR30	150 k	0.5	± 5 %
R4	SFR30	150 k	0.5	± 5 %
R5	SFR25	100	0.33	± 5 %
R6	SFR25	10 k	0.33	± 5 %
R7	SFR25	470	0.33	± 5 %
R8	SFR25	470	0.33	± 5 %
R9	SFR25	10 k	0.33	± 5 %
R10	SFR25	22	0.33	± 5 %
R11	SFR25	22 k	0.33	± 5 %
R12	SFR25	15 k	0.33	± 5 %
R13	SFR25	8 k 2	0.33	± 5 %
R14	SFR25	2 k 2	0.33	± 5 %
R15	SFR25	100 k	0.33	± 5 %
R16	SFR25	1 k	0.33	± 5 %
R17	SFR25	4 k 7	0.33	± 5 %
R18	SFR25	10 k	0.33	± 5 %
R19	SFR25	27	0.33	± 5 %
R20	SFR25	1 k 5	0.33	± 5 %
R21	SFR25	2 k 2	0.33	± 5 %
R22	SFR25	100	0.33	± 5 %
R23	SFR25	27	0.33	± 5 %
R24	SFR25	100	0.33	± 5 %
R25	SFR25	33 k	0.5	± 5 %
R26	PR27	47	1.6	± 5 %
R27	SFR25	100	0.33	± 5 %
R28	PR27	1	1.6	± 5 %
R29	AC04	680	4	± 5 %
R30	SFR25	10	0.33	± 5 %
R31	SFR25	4 k 7	0.33	± 5 %
R32	SFR25	4 k 7	0.33	± 5 %
R33	SFR25	4 k 7	0.33	± 5 %
R34	PR27	27	1.6	± 5 %
R35	SFR25	3 k 9	0.33	± 5 %
R36	SFR25	56 k	0.33	± 5 %
R37	SFR25	1 M	0.33	± 5 %
R38	MTP10	2 k 2	0.5	±10 %
R39	SFR25	4 k 7	0.33	± 5 %
R40	SFR25	2 k 7	0.33	± 5 %
CIRCUITS INTEGRES				
IC1 Circuit de commande en boîtier DIL 16	TDA1060			
IC2 Comparateur en boîtier DIL 8	NE538			
IC3 Photocoupleur en boîtier DIL 4	CNX36			
IC4 Régulateur intégré en boîtier TO 220	7912		- 12	
IC5 " " " "	7812		+ 12	



superposée, par exemple, au signal image du courant maximum admissible, peut provoquer des fonctionnements accidentels aléatoires. Il faut donc dissocier les circuits de faibles signaux et ceux de puissance.

La boucle de puissance inclut les écrans du transformateur contre les émissions R.F. Les connexions de sortie sont directement soudées sur les bornes du transformateur afin d'éviter toute chute de tension inutile.

Pour réduire les émissions parasites R.F. du système, les radiateurs du transistor de puissance et des diodes Schottky ont été connectés aux points de masse de référence des étages de faible et forte puissance. Le radiateur est isolé du transistor BUT 11 et relié à l'entrée négative pour permettre le passage du courant dû au couplage capacitif entre collecteur et radiateur tendant à s'écouler vers la borne négative au moment de la commutation.

Dans le cas d'une liaison à la borne positive, on aurait circulation d'un courant inverse. Le transistor, monté par clip sur le radiateur, est isolé de celui-ci par un mica de très bonne résistance thermique.

La liaison entre les deux cathodes des diodes Schottky de l'étage de sortie est assurée par le radiateur de ces diodes. L'inductance de filtrage est, quant à elle, reliée à la borne négative de sortie afin de pouvoir connecter le radiateur des deux diodes directement à la borne positive.

L'implantation réalisée évite ainsi toute émission R.F. de la part des deux radiateurs.

La figure 12 montre le schéma du circuit imprimé réalisé permettant d'obtenir une ondulation de 50 mV crête à crête (cf. figure 5).

Réalisation du transformateur (cf. figure 11)

Pour réduire l'inductance de fuite du transformateur, donc la surtension sur le collecteur au blocage du transistor TR 5, le bobinage secondaire est placé entre deux demi-bobinages primaires.

Le noyau central cylindrique et la section magnétique constante des ferrites ETD permettent l'optimisation dimensionnelle du bobinage. Il eut été en effet difficile de faire tenir toutes les couches nécessaires autour d'un noyau de section carrée. La ferrite cylindrique offre un avantage important pour toute application haute fréquence où l'utilisation de bande de cuivre est devenue maintenant courante.

Réalisation de l'inductance de filtrage

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage de la sortie

5 V est calculé en annexe V. Une coupe est montrée figure 13.

Annexe I Circuit de mise en route

Principe de fonctionnement

Le circuit de démarrage est visible à la figure 1. Lorsque la tension d'entrée est appliquée, les transistors TR 1 et TR 2 du circuit de mise en route se bloquent. Le condensateur C 9 se charge alors lentement à travers la résistance chutrice R 2 jusqu'à ce que la tension appliquée à la diode zener D 4 atteigne 18 V. Un courant circule alors dans R 6, générant l'application d'une tension base-émetteur sur le transistor TR 1 qui se met en conduction créant une tension aux bornes de la résistance R 7 et de la jonction base-émetteur du transistor TR 2. Celui-ci devient passant, autorisant la polarisation du circuit intégré de commande ainsi que la circulation d'un courant dans le circuit de commande de base par l'intermédiaire du condensateur C 9.

Lorsque le transformateur commence à délivrer une tension, la diode D 5 évite la recharge du condensateur C 9 par l'intermédiaire de C 10. Le condensateur C 9 continue de se décharger à travers R 8, TR 1 et TR 2 jusqu'à ce qu'une tension de 2 V se soit stabilisée aux bornes de R 6.

Choix du condensateur C 9

La valeur du condensateur est déterminée par la tension nécessaire au circuit de base de TR 5 et à la charge du condensateur de lissage C 10, avant que cette tension soit fournie par la sortie du transformateur. Le dimensionnement du condensateur C 10 est déterminé par l'ondulation de courant admissible dans le circuit de base. Le circuit de commande du transistor de puissance BUT 11 comporte deux transistors montés en étage push-pull afin de minimiser l'ondulation de courant. Celle-ci, estimée à 250 mA, amène à une valeur de 47 μ F pour un condensateur de type 035. C 9 doit assurer la polarisation du circuit de commande sous 10 V, ce qui impose une valeur au moins deux fois plus élevée que C 10, soit 150 μ F, en tenant compte des grandeurs normalisées.

Annexe II

Choix du transistor de puissance BUT 11

Pour une puissance de 100 W à l'entrée du convertisseur, le courant collecteur maximum, I_C , au primaire du transformateur est donné par :

$$I_{C_{\max}} = \frac{100 \text{ W}}{\text{tension minimale du réseau continu}}$$

$$\frac{1}{\delta} + \text{courant magnétisant}$$

δ = rapport cyclique maximum, soit ici : 0.4
donc,

$$\begin{aligned} I_{C_{\max}} &= \frac{100}{220(1-0.15) \times 1.4142 \times 0.4} + 0.5 \\ &= \frac{100}{264 \times 0.4} + 0.5 \\ &= 1.44 \text{ A} \end{aligned}$$

On en déduit que le courant collecteur $I_{C_{\text{sat}}}$ spécifié, du transistor bipolaire TR 5 (cf. fig. 1) doit être au plus de 2 A, d'où le choix du type BUT 11.

La tenue en tension V_{CE0} du transistor doit être choisie supérieure à la valeur crête de la tension d'entrée redressée. La tenue en tension V_{CES} (tension collecteur-émetteur avec court-circuit émetteur-base) doit être au moins de deux fois cette valeur, du fait de la présence de l'enroulement de démagnétisation nécessaire à la limitation de la tension collecteur au blocage.

Rôle de la diode d'antisaturation

La diode d'antisaturation utilisée dans la commande de base permet une mise en conduction rapide en évitant qu'un courant de base trop important ne provoque un phénomène de stockage de charge beaucoup trop long au blocage.

Courant de base durant la phase de conduction

Lorsque à l'état passant, le transistor BUT 11 voit circuler un courant collecteur de 2 A, la caractéristique constructeur donnant un gain possible de 10, nous devons fournir sur la base 0,2 A. Cette commande doit être maintenue dans tous les cas pour assurer une saturation suffisante. Si le courant de base devient trop faible, le $V_{CE(\text{sat})}$ ne sera pas atteint et la chute de tension à l'état passant du transistor sera plus élevée. La destruction du composant est à craindre si les pertes données par le produit $V_{CE} \times I_C$ deviennent incompatibles avec l'aire de sécurité garantie du composant.

Le courant de base de 0.2 A doit être fourni par l'enroulement auxiliaire du transformateur à travers R 26, TR 4 et D 11. Pendant la phase de conduction, le potentiel du collecteur de TR 4 est donné par :

$$\begin{aligned} V_{CTR4} &= R28 \times I_C + V_{be} + 3 \times (V_f \text{ de BYV95A}) + V_{CE(\text{sat})} \text{TR4} \\ &= 1 \times 2 + 1 + 3 \times 1 + 1 \\ &= 7 \text{ V} \end{aligned}$$

La tension minimum de l'enroulement est obtenue pour une tension d'entrée et une charge minimale. Quoiqu'il en soit, à la charge minimale, un courant I_C très faible donc un courant base I_b réduit sont nécessaires. La condition la plus sévère

apparaît à pleine charge et à tension d'entrée minimale lorsque le courant I_b nécessaire est important et que la tension délivrée par l'enroulement est au minimum de 17 V.

Le choix de la résistance R 26, donnant le courant de base I_b , est fixé par :

$$\frac{V_w - V_{TR4}}{I_b} = R_{26}$$

$$\text{donc, } R_{26} = \frac{17 - 7}{0.2} = 50 \Omega$$

La valeur normalisée choisie est de 47 Ω , donnant un courant de 0.212 A.

Choix du transistor « driver »

Le gain minimum nécessaire est obtenu à la mise en conduction, pour une tension d'entrée maximale, le transistor TR4 devant fournir un courant de 0.4 A. Nous avons choisi le transistor BC 337 en boîtier plastique TO 92 offrant les performances désirées, c'est-à-dire un gain minimum de 60 pour un courant collecteur de 0.4 A.

Le courant de base de TR4 doit donc être de 6.6 mA, ce qui détermine la résistance R 21. Pour une tension de polarisation nominale de 12 V du circuit intégré, la chute de tension aux bornes de la résistance R 21 est donnée par :

$$12 \text{ V} - \text{le potentiel de la base de TR 4}$$

$$\text{soit : } 12 - 7 = 5 \text{ V}$$

La résistance nécessaire pour fournir 6.6 mA est donc :

$$\frac{5}{6.6 \times 10^{-3}} = 750 \Omega$$

À la tension minimale, le courant collecteur de TR4 n'est que de 0.212 A et le gain BC 337 est suffisant.

Courant de base nécessaire au blocage

Le courant de base nécessaire au blocage du transistor BUT 11 est environ le double de celui nécessaire à la conduction, soit 0.4 A. Le BC 337 est à nouveau utilisé ici, pour les mêmes raisons que précédemment, son courant de base doit être de 6.6 mA.

Ce courant doit être fourni par la source de 12 V et est fixé par la résistance R 20.

$$R_{20} = \frac{12 \text{ V}}{6.6 \text{ mA}} = 1818 \Omega$$

Nous choisissons donc une valeur de 1.5 k Ω .

Rôle de l'inductance dans le circuit de commande de base

Une inductance, placée dans le circuit de base du BUT 11, sert à l'extraction contrôlée des charges stockées et optimise le temps de décroissance du courant en réduisant les pertes par commutation.

Choix de l'inductance de base

Si nous considérons un courant base de TR 5 égal à 0.5 A au blocage, la variation du courant collecteur de TR 3 sera de 0.5 A. De plus, le temps de stockage typique du transistor BUT 11 à 100 °C, sous charge inductive est de 1.2 μs et la tension aux bornes de L 3 lors du blocage de TR 3 est de 4 V.

On a donc :

$$L = V \times \frac{dt}{di}$$

$$L = 4 \times \frac{1.2 \times 10^{-6}}{0.5}$$

soit, $L = 9.6 \mu\text{H}$

L'inductance est réalisée par une ferrite de type FX 2634.

Choix de la polarisation négative de base

Une polarisation négative de base permet, dans le cas d'un transistor de puissance haute tension, d'optimiser la phase de blocage et particulièrement les pertes associées aux formes d'onde des courants et tensions collecteurs. Une méthode généralement utilisée est l'emploi d'une source de tension négative.

Dans notre cas, un condensateur (C 16) est chargé sous une tension égale à celle que l'on a aux bornes des diodes D 11, D 12 et D 13 durant la phase de conduction de TR 5, soit approximativement 3 V. Lorsque T3 devient passant, la borne de C 16 reliée à l'anode de la diode D 11 est au potentiel $V_{CE(sat)}$ de TR 3. De plus, la borne connectée à la cathode de la diode D 13 a un potentiel de - 3 V par rapport à l'anode de D 11. Enfin l'émetteur du transistor TR 5 est au potentiel :

$$I_c \times R_{28} = 2 \times 1 = 2 \text{ V}$$

La base du transistor TR 5, reliée à C 16 est, quant à elle, au potentiel :

$$V_{CE(sat)}(\text{TR3}) - (3 - 1) \times V_{BYV 95 A} = 1 - 2 = - 1 \text{ V}$$

La différence de potentiel appliquée en inverse, aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor TR5 est donc de 3 V sans avoir recours à une source autonome de tension négative.

Détermination de la valeur du condensateur réalisant la polarisation négative de base

La valeur du condensateur doit permettre de conserver 90 % de la tension obtenue aux bornes des diodes D 11, D 12 et D 13 après l'extraction ces charges stockées et la phase de commutation. Les caractéristiques fournies pour le transistor BUT 11 à 100 °C et sous charge inductive sont :

$$\left. \begin{array}{l} t_{syp} = 1.2 \mu\text{s} \\ t_{fyp} = 0.14 \mu\text{s} \\ \text{total} = 1.34 \mu\text{s} \end{array} \right\} \text{ (cf. spécifications constructeur)}$$

Le courant crête obtenu durant l'extraction des charges est pris égal à 0.5 A avec une valeur moyenne de 0.2 A durant la phase de blocage.

La tension aux bornes de l'ensemble D 11, D 12, D 13 pendant le temps de commutation est de 3 V, la variation de tension admissible pour le condensateur est donc de 0.3 V.

$$\text{On a : } C = \frac{dt}{dv} \times I$$

$$\text{soit : } C = \frac{1.34 \times 10^{-6}}{0.3} \times 0.2$$

$$\text{donc : } C = 0.9 \mu\text{F}$$

La valeur normalisée choisie est de 1 μF .

Précaution contre des mises en conduction intempestives

La résistance R 27 sert à éviter toute charge due à des couplages capacitifs entre émetteur et base et offre ainsi l'avantage d'une bonne stabilité à l'état bloqué. Elle permet aussi d'offrir une certaine immunité au bruit que pourraient provoquer des transitoires survenant sur le circuit de base du transistor TR 5.

Calcul du circuit d'aide à la commutation

Durant le fonctionnement du système, il est fondamental que les valeurs absolues de courant, tension et puissance ainsi que les phénomènes de second claquage soient compatibles avec l'aire de sécurité en polarisation inverse spécifiée pour le transistor BUT 11.

Dans le circuit réalisé les limites de courant ne sont jamais dépassées mais un circuit d'aide à la commutation est nécessaire pour s'assurer un bon fonctionnement dans l'aire de sécurité. Pour le BUT 11, le temps maximum de décroissance du courant sous charge inductive est à 100 °C de 300 ns. Le réseau d'aide à la commutation limite le taux de croissance de tension dV_{CE}/dt afin que le courant se soit annulé avant que la tension n'atteigne la valeur V_{CEO} de 400 V.

Pour le calcul d'un tel circuit, nous supposons une décroissance linéaire du courant (cf. figure 14).

$$\text{En considérant : } C = \frac{1 \times I_{max}}{2} \times \frac{T_{max}}{V}$$

la capacité nécessaire doit avoir la valeur suivante :

$$C = \frac{I \times T}{2 \times V} = \frac{2 \times 300 \times 10^{-9}}{2 \times 400} = 750 \text{ pF}$$

Nous choisissons une valeur de 1 000 pF afin de prendre une marge de sécurité.

La résistance R 29 limite le courant crête de décharge de la capacité C 17 à la mise en conduction du transistor TR 5. Le temps de décharge du condensateur est limité par le temps minimum de conduction. En effet, si la capacité n'est pas totalement déchargée durant la période de conduction, le circuit d'aide à la commutation perd de son efficacité et un phénomène de second claquage peut détruire TR 5. Le circuit intégré de commande TDA 1060 utilisé ici autorise un rapport cyclique minimum de 5 % pouvant apparaître lors de phénomènes transitoires sur la charge (court-circuit par exemple). Le temps minimum de conduction est donc, pour une fréquence de fonctionnement de 50 kHz :

$$20 \mu\text{s} \times 5\% = 1.0 \mu\text{s}$$

Le condensateur est choisi pour ne conserver que 1/9 de sa charge nominale en 1 μs . La constante de temps du produit RC est donc égale à 0.5 μs .

$$\text{On a : } 0.5 \times 10^{-6} = (750 \times 10^{-12}) \times R$$

$$\text{soit : } R = 666 \Omega.$$

Nous choisissons une valeur normalisée de 680 Ω . Le courant crête maximum obtenu à la mise en conduction de TR5, par la décharge de C 17 est :

$$\frac{\text{tension max continue d'alimentation}}{\text{résistance (R 29)}} = \frac{373}{680} = 0.55 \text{ A}$$

Ce courant de décharge intervient avant que le courant de charge n'atteigne une valeur importante du fait d'un taux de croissance limité par l'inductance du transformateur. Ceci nous permet donc de ne pas avoir deux courants superposés de « fortes » valeurs simultanément et d'être compatible avec les caractéristiques de TR 5.

La puissance dissipée dans la résistance R 29 à 50 kHz est :

$$0.5 \text{ CV}^2 \times F = 0.5 \times 1 \cdot 10^{-9} \times 400^2 \times 50.00$$

$$\text{soit : } P_{R29} = 4 \text{ W}$$

Une diode est connectée en parallèle sur la résistance pour court-circuiter celle-ci durant le blocage et obtenir une bonne efficacité du circuit d'aide à la commutation.

Annexe III : condensateur de filtrage d'entrée

Calcul de la tension continue maximum de l'étage d'entrée en cas de coupure secteur

Si nous considérons des variations possibles du réseau 220 V de $\pm 15\%$:

$$V_{dc \text{ min}} = 220 - (220 \times 0.15) \times 1.4142 = 264 \text{ V}$$

La tension aux bornes du transformateur devient, après avoir enlevé les différentes chutes de tension : $V_{dc \text{ min}}$

- le produit entre le courant circulant dans les condensateurs durant leur charge par l'élément résistif série,
- le produit du courant primaire par la résistance reliée à l'émetteur et donnant l'image du courant,
- la chute de tension dans les diodes de redressement,
- la chute de tension aux bornes du transistor,
- la chute de tension dans les enroulements primaires et secondaires,

$$= 264$$

$$- 2.5 \text{ A} \times 1.8 \Omega$$

$$- 1.5 \text{ A} \times 1 \Omega$$

$$- 2 \text{ V}$$

$$- 1.2 \text{ V}$$

$$- 2.3 \text{ V}$$

$$= 252.5 \text{ V}$$

La tension minimale aux bornes du transformateur est donc : 252.5 V

Si nous acceptons une diminution de 20 % de cette tension après coupure secteur, la valeur finale sera : $(100 - 20)\% \times 252.5 = 202 \text{ V}$

Détermination du condensateur d'entrée

$$\text{On a : } P = \frac{1}{2} C \times (V_i^2 - V_f^2) \times \frac{1}{t}$$

soit :

$$C = \frac{2 \times \text{puissance dissipée pendant la coupure} \times \text{temps de coupure}}{(\text{tension initiale})^2 - (\text{tension finale})^2}$$

$$= \frac{2 \times 130 \times 18 \times 10^{-3}}{252.5^2 - 202^2}$$

en estimant le rendement global à 75 % environ et le temps de coupure à 90 % d'une période ; on trouve : $C = 203 \mu\text{F}$

La valeur normalisée choisie est de 220 μF donnant une tension minimum après coupure de 208 V.

Annexe IV : étude du transformateur

Quelques mots sur les noyaux ETD

Les ferrites ETD ont été développées pour donner le minimum de pertes entre 50 et 100 kHz. Les ferrites ont une

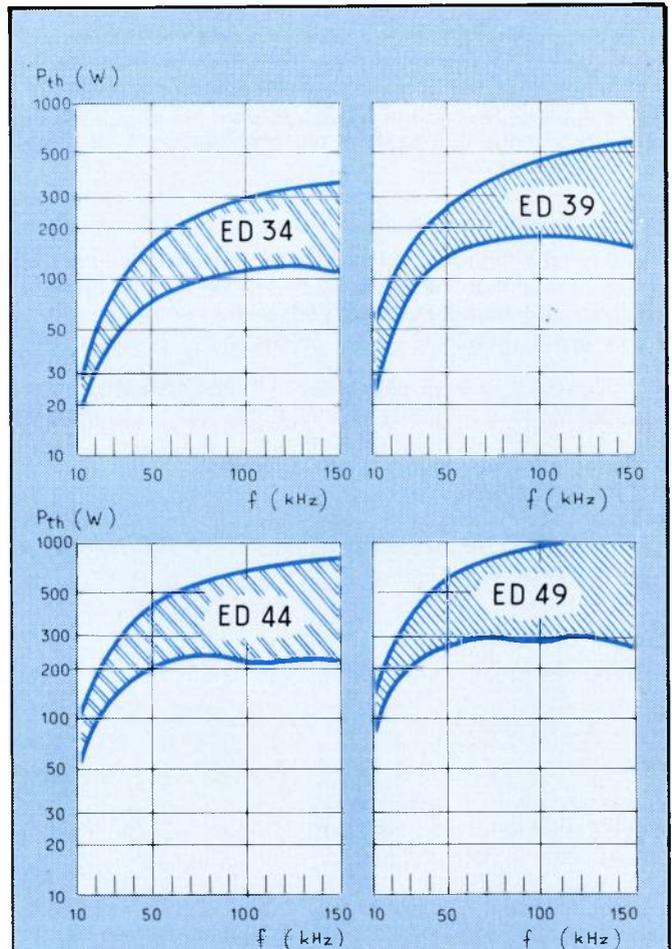


Fig. 15 : Puissance transmissible, caractéristique des noyaux ETD

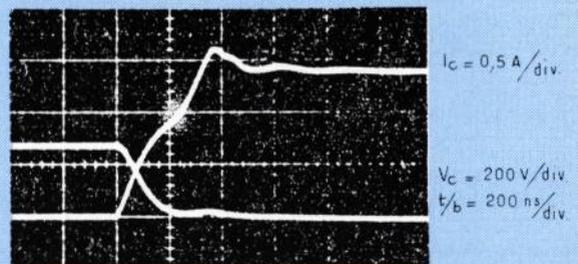


Fig. 16 : Formes d'onde de mise en conduction

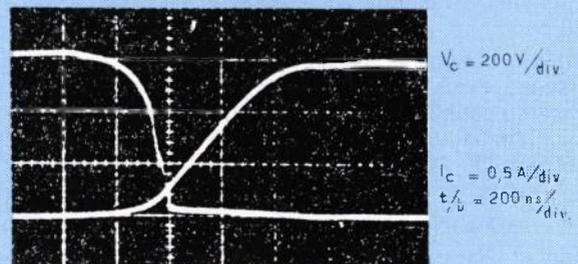


Fig. 17 : Formes d'onde au blocage

Applications

section magnétique constante afin de réduire le nombre de spires nécessaires à une caractéristique de sortie donnée. Le noyau central est cylindrique, permettant un bobinage facile des bandes de cuivre fréquemment utilisées dans la réalisation d'alimentation à découpage à faible tension et fort courant de sortie, depuis que la fréquence de fonctionnement est devenue relativement élevée.

Choix de la ferrite

Les courbes donnant la puissance transmissible par les ferrites ETD sont données à la figure 15. Une estimation de la puissance nécessaire indiquera l'élément à choisir.

- Puissance maximum pour l'ensemble des trois sorties 100 W
- Puissance maximum nécessaire à l'enroulement primaire de 12 V 10 W
- Pertes dues à la diode de sortie 10 W
- Pertes estimées dues à la self de lissage 2 W
- Charge minimale 1 W
- **Total** **123 W**

Le noyau ETD 39 convient pour transmettre cette puissance à la fréquence de 50 kHz.

Etude du bobinage

Si l'on prend :

$$\frac{N}{V} = \frac{d}{dt} = 1 \times \frac{dB}{dt}$$

où $A = 125 \text{ mm}^2$ (cf. spécification)
et $dt = 8 \text{ } \mu\text{s}$ à la tension minimum
(soit 40 % de rapport cyclique)

Si nous considérons, comme calculé en annexe 3, les tensions minimum et maximum de 202 V et 373 V respectivement, le flux à l'état passant sous 202 V ne doit pas saturer le transformateur si cette tension croît rapidement jusqu'à 373 V. Pour avoir une marge suffisante, nous prendrons la valeur moitié du flux pouvant saturer les ferrites de matériau 3C8, soit 160 mT.

Pour une fréquence de fonctionnement de 50 kHz, la tension par tour est alors :

$$\frac{N}{V} = \frac{125}{10^6} \times \frac{160}{10^3} \times \frac{10^6}{8}$$

= 2.5 Volts par tour.

La tension secondaire du transformateur est donnée par :

tension continue en incluant la chute aux bornes des diodes
rapport cyclique

$$= \frac{6}{0.4} = 15 \text{ V}$$

Le nombre de spires nécessaires est donc : $\frac{15}{2.5} = 6$ spires.

Pour déterminer le nombre de spires de l'enroulement primaire, nous devons d'abord connaître la tension minimum d'entrée sous laquelle doit fonctionner le transformateur.

Le calcul est fait au paragraphe 3 et donne une tension continue de 208 V.

Nous avons alors :

$$N1 = \frac{N2 \times V1}{V2} = \frac{6 \times 208}{15} = 83 \text{ spires}$$

Pour un meilleur couplage, nous choisirons deux demi-enroulements de 42 spires chacun.

Pour les sorties de +/- 12 V obtenues par les deux régulateurs intégrés, nous avons la relation suivante :

$$N_{12} \times \frac{N2 \times V_{12}}{V2}$$

soit :

$$N_{12} = \frac{6 \times 45}{15} = 18 \text{ spires}$$

Pour le bobinage primaire fournissant la tension de 12 V nécessaire à la polarisation de l'étage de commande, nous prendrons 7 spires.

Annexe V : étude du filtre de sortie

Dimensionnement du condensateur

La valeur choisie pour les condensateurs C 25 et C 26 du circuit de sortie est de 6 800 μF . Les deux condensateurs sont montés en parallèle pour minimiser l'impédance parasite qui est de 30 m Ω pour chaque, donc au total de 15 m Ω pour l'ensemble.

Connaissant l'impédance série et choisissant une ondulation de 20 mV crête à crête de la tension de sortie, nous pouvons calculer l'ondulation de courant et déterminer l'inductance de filtrage nécessaire.

Calcul de l'inductance de sortie

$$\Delta I_{\text{cac}} = \Delta D_{\text{cac}} \times \frac{1}{E.S.R.}$$

$$\text{soit : } \frac{20 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}} = 1.33 \text{ C à C}$$

$$\text{posons : } L = V \times \frac{dt}{di}$$

avec : $di = 1.33 \text{ C à C}$

$V = 6.5 \text{ V}$

$dt = 12 \text{ } \mu\text{s}$ temps de blocage avec une tension nominale de 220 V en entrée (60 % \times 20 μs)

$$\text{Donc : } L = 6.5 \times \frac{12}{1.33} = 58.6 \text{ } \mu\text{H}$$

$$\text{et : } LI^2 = 58.6 \times 20^2 = 23440 \text{ } \mu\text{HA}^2$$

Nous choisissons une ferrite compatible avec le produit LI^2 ci-dessus : le noyau ETD 44.

Réalisation du bobinage

En utilisant les caractéristiques mécaniques et magnétiques du noyau choisi, nous calculons le nombre de spires nécessaires pour une sortie de 5 V.

On a :

$$N = \frac{L \times I}{B \times A}$$

avec : $B = 320 \text{ mT}$

$I = 23 \text{ A}$

$A = 180 \times 10^{-6}$

$L = 58.6 \times 10^{-6}$

$$N = \frac{58.6}{10^{-6}} \times 23 \times \frac{10^{-6}}{0.32 \times 180}$$

On obtient 23 spires de bande de cuivre de 0.2 mm d'épaisseur.

L'épaisseur de l'entrefer peut être calculée comme suit :

$$e = \frac{u_0 N I}{B} = \frac{4 \times \Pi \cdot 10^{-7} \times 23 \times 23}{10^{-7} \times 0.32}$$

donc :

$$e = 2.078 \times 10^{-3} \text{ mètres}$$

Pour les sorties 12 V, nous prendrons :

$$N_{12 \text{ inductance}} = \frac{N_{12 \text{ transformateur}} \times N_{5 \text{ inductance}}}{N_{5 \text{ transformateur}}}$$

donc :

$$N_{12 \text{ inductance}} = \frac{17 \times 18}{6} = 51 \text{ spires}$$

Afin d'optimiser le système, nous réaliserons les différents bobinages des inductances de sortie, 5 V, +/- 12 V sur le même noyau, disposés côte à côte et non superposés.

Annexe VI : régulation

Régulation de la sortie 5 V

Une référence de 5 V est générée à partir de la sortie positive 12 V au moyen d'une diode zener stable en température. La sortie de 5 V est comparée à cette référence par le circuit intégré IC 2, NE 538. Le signal d'erreur est alors renvoyé vers le circuit de commande TDA 1060 par l'intermédiaire du photocoupleur IC 3, CNX 36.

Régulation de la sortie 12 V

Les sorties +/- 12 V sont régulées de deux façons :

- par l'utilisation d'une inductance de lissage commune à toutes les sorties,
- par des régulateurs intégrés du fait que la puissance spécifiée pour ces sorties est relativement faible et que ce type de circuit n'affectera donc pas le rendement global du système.

Annexe VII : dimensionnement du radiateur

Répartition des différentes pertes

Les pertes, générées par le transistor de puissance, que le radiateur doit dissiper sont de deux types :

- A) Pertes de commutation.
- B) Pertes en conduction.

Calcul des pertes

Si nous analysons les formes d'onde des figures 16 et 17 (mise en conduction et blocage) l'estimation des pertes par commutation donne :

	Courant moyen (A)	Tension moyenne (V)	Energie × Temps × fréq. - Puissance (sec.) (Hz) (W)
Pertes au blocage (cf. fig. 17)	1	30	$30 \times 200 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} = 0.3$
Pertes de mise en conduction (cf. fig. 18)	0.45	140	$63 \times 200 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} = 0.63$

soit un total des pertes en commutation de : 0.93 W

Pertes en conduction

$$P_c = V_{CE(sat)} \times Av \cdot I_{c \text{ max}}$$

$$= 1 \times (1.5 - \frac{0.5}{2}) \times 0.46 = 0.57 \text{ W}$$

Soit un total des pertes de : 1.5 W.

Ces pertes sont observées à température ambiante et sont susceptibles de doubler à 100 °C. Nous prendrons donc une puissance totale à dissiper de 4 W.

Dimensionnement du radiateur

Le circuit est calculé pour un échauffement de 40 °C de jonction dans un environnement à 60 °C.

La résistance thermique est donnée par :

$$R_{TH} = \frac{\Delta T \text{ (}^\circ\text{C)}}{\text{Puissance à dissiper}}$$

soit :

$$R_{TH} = \frac{40}{4} = 10 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Les spécifications donnent une résistance thermique entre jonction et isolant de 1.25 °C/W.

La résistance thermique de l'isolant utilisé est de 0.80 C/W.

La résistance thermique du radiateur doit donc être de :

$$R_{TH \text{ Rad}} = 10 - 1.25 - 0.8 = 7.95 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Le radiateur est réalisé au moyen d'une pièce d'aluminium dont les dimensions sont données à la figure 18.

Pertes des diodes schottky

Les diodes schottky présentent des pertes dues à leur chute de tension à l'état passant de 0.5 V.

Les pertes dans les diodes sont donc :

$$e = 20 \text{ A} \times 0.5 \text{ V}$$

$$= 10 \text{ Watts}$$

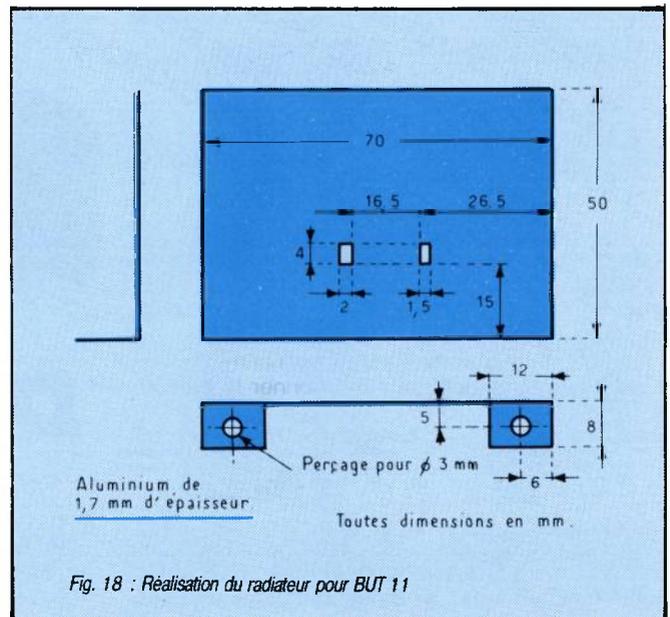


Fig. 18 : Réalisation du radiateur pour BUT 11

Dimensionnement du radiateur des diodes schottky

Si nous considérons la même élévation de température que pour le transistor, la résistance thermique totale nécessaire pour le radiateur des diodes est de :

$$R_{TH} = \frac{40}{10} = 4 \text{ } ^\circ\text{C/Watt}$$

La résistance thermique jonction-radiateur des schottky BYV 21 utilisées est de :

$$R_{THs} = 1.25 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

Le radiateur aura donc pour caractéristique :

$$R_{TH \text{ Rad}} = 4 - 1.25 = 2.75 \text{ } ^\circ\text{C/Watt.}$$

A. PAPOULAR
RTC

Bibliographie

6.1. « Transformer core selection for S.M.P.S. », Technical publication M 81-0032, Mullard Limited, 1981, pp. 19-20.

6.2. Hetterscheid, W. « Base circuit design for high-voltage switching transistors in power converters », TP 1472, Mullard Limited 1974.

6.3. Noble, P.G. « The safe operation of power transistors », TP 1668/1, Mullard Limited, 1978.

6.4. Houkes, H. « TDA 1060 – A comprehensive integrated control circuit in S.M.P.S. », Electronic Components and Applications, Vol. 2, n° 1, 1979.

6.5. Jansson, L.E. « Radio frequency interference suppression in switched mode power supplies », Mullard Technical Communications, Vol. 2, n° 120, 1973.

6.6. « New ETD cores optimise switched-mode magnetics », Philips's ordering code : 9398 923 60011.

6.7. Jongmsa, J. « Transformer winding design », Philips's ordering code : 9398 923 40011, 1982.

6.8. Jongmsa, J. and Bracke, J.P.M. « Improved method of power choke design », Philips's ordering code : 9398 923 50011, 1982;

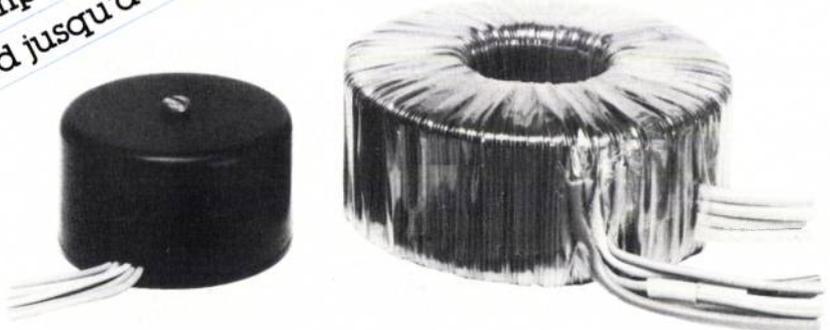
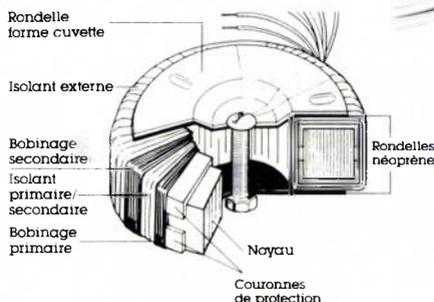
6.9. D.J. Harper/G.M. Fry " + 100 W main input bipolar S.M.P.S.

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.

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 _____

Les condensateurs électrochimiques s'améliorent

Les progrès technologiques réalisés ces dernières années ont permis une grande amélioration des caractéristiques des condensateurs électrochimiques.

Les performances ont notamment évolué dans les domaines de la capacité massique, de la résistance équivalente série (ESR), de la constance de la capacité à long terme, de la tenue au courant alternatif aux chocs et vibrations et aux températures élevées.



Un condensateur électrolytique haute température.

L'augmentation massive est due tout à la fois à l'amélioration des qualités des matériaux constituant les électrodes et aux méthodes de gravures utilisées. La gravure en courant alternatif permet de multiplier par 8 la capacité obtenue. Pour les condensateurs basse tension, grâce à cette méthode, la profondeur de gravure est plus faible, ce qui améliore les caractéristiques mécaniques des électrodes qui peuvent être plus fines. Bien que le gain soit plus élevé encore pour les condensateurs haute tension, cette technique présente moins d'intérêt car les armatures doivent avoir une certaine épaisseur pour assurer la dissipation thermique.

Certains fabricants (*Philips* notamment), utilisent une méthode mixte dans laquelle une première gravure est faite en courant alternatif pour obtenir des pores étroits qui sont élargis ensuite par une gravure en courant continu, ainsi la profondeur des pores reste faible (30 μm) mais le développement de la surface des pores croît considérablement. La surface utile des armatures peut ainsi être multipliée par 100. Un condensateur de 600 000 μF 5V ainsi réalisé a un diamètre de 7,6 cm, pour une hauteur de seulement 9,2 cm.

Les progrès sur les électrolytes et sur les méthodes de connexions contribuent également à la diminution de la résistance équivalente série (ESR), et de l'inductance parasite, ce qui permet d'utiliser les condensateurs électrochimiques dans les alimentations à découpage, à fréquences élevées. On trouve ainsi des condensateurs qui pour une valeur de 1000 μF 10V présentent une impédance de seulement 0,08 Ω à 100 kHz, ou une ESR de 0,51 Ω à 100 kHz pour un 22 μF 50V.

La série 627 DX de *Sprague* a une ESR de 19,8 milliohms dans la gamme 40 à 100 kHz et supporte 2,98 A à 120 Hz ou 4,5 à 100 kHz, pour des valeurs de capacité comprises entre 150 et 5200 μF . Parallèlement la variation de capacité de ces condensateurs est inférieure à 20 % après 3000 heures à 105°C.

Les condensateurs au tantale voient également une diminution notable de leur ESR ; ainsi un condensateur de 10 μF 25 V (*Thomson CSF*) présente une impédance de 0,36 Ω à sa fréquence de résonance qui se situe entre 1 et 1,5 MHz.

La limite de température est passée de 80°C à 110°C, et même 130°C ou 150°C. Pour certains fabricants, ceci est dû à l'utilisation d'électrolyte ne s'évaporant pas facilement (souvent à base de diméthyl formaldéhyde) et à l'amélioration des scelllements à base de caoutchouc dont la pureté est la clé du problème.

Comme le caoutchouc présente l'inconvénient de ne pas résister à certains solvants de nettoyage, comme le fréon par exemple, certains fabricants le recouvre d'un revêtement protecteur d'époxy.

L'amélioration de la tenue en température correspond à un considérable accroissement de la durée de vie à température moyenne. Ainsi, pour un condensateur dont la durée de vie est garantie de 1000 heures à 130°C, la durée de vie à 60°C est estimée à 10 ans.

Pour le montage en surface, la plupart des condensateurs électrochimiques accepte la soudure par refusion, alors que les températures atteintes lors de la soudure en phase vapeur risquent de faire ouvrir les soupapes de suppression. C'est la raison pour laquelle les constructeurs se tournent souvent dans ce cas vers les condensateurs tantale à électrolyte solide.

Electronic Design 24 janvier 84
Electrolytic capacitors keep shrinking, survive longer.

Convertisseurs auxiliaires pour chemin de fer

Cet article donne une vue générale sur les convertisseurs statiques embarqués sur les trains et fournissant l'énergie basse tension.

Après une introduction rappelant les systèmes traditionnels à machines tournantes, l'étude porte sur les différents aspects des convertisseurs de puissance statiques, les tensions d'alimentation, les configurations de base et une comparaison avec les convertisseurs utilisés dans l'industrie.

L'étude se poursuit par l'évaluation de divers types de semi-conducteurs et leurs applications spécifiques en fonction des puissances contrôlées.

Convertidores auxiliares para ferrocarriles
Mundo Electronico
1985 - N° 148.

Nouvelle technologie pour les transistors de puissance haute tension

Au cours de la dernière décade, le marché des transistors de puissance a été bouleversé par le développement des dispositifs de puissance MOS, avec leurs avantages bien connus.

De nouveaux MOS de puissance apparus sur le marché depuis trois ans, sont devenus des concurrents sérieux des produits bipolaires même pour les tensions élevées en dépit d'un coût supérieur.

Néanmoins, les bipolaires conservent leur suprématie pour les courants forts.

Le grand impact des MOS produits par les divers constructeurs a occulté les récents développements des dispositifs bipolaires haute tension (essentiellement de technique multiépitaxiale).

Cet article fait le point de quelques progrès récents de la technologie des transistors haute tension, proposés par divers fabricants.

	Thyristors rapides $T_{OFF} < 25 \mu s$	Thyristors cond. inv. $T_{OFF} < 20 \mu s$	GTO	Darlington	Transistors bipolaires	FET
Tension directe max.	1 200 V	2 000 V	2 500 V	1 000 V	900 V	1 000 V
Courant moyen max.	1 200 A	400 V	600 A	300 A	60 A	30 A
Courant crête/ courant moyen	≈ 15	≈ 15	$\approx 3,5$	1 + 2	1 + 2	3
Puissance commandée max.	1,44 MW	0,8 MW	1,5 MW	0,3 MW	3 KW	5 kW
Circuit d'extinction	Nécessaire	Nécessaire	Inutile	Inutile	Inutile	Inutile
Fréquence de fonctionnement	≈ 1 kHz	≈ 2 kHz	≈ 4 kHz	≈ 20 kHz	≈ 40 kHz	≈ 200 kHz
Mise en série	Facile	Facile	Complexe	Impossible	assez complexe	Facile
Commande de porte ou de base	Facile	Facile	Complexe	Facile	Facile	Facile
Coût du kW contrôlé	Très bon	Normal	Mauvais	Bon	-	-

Comparaison des divers types de semi-conducteurs de puissance.

*Nuevas tecnologías
en transistores de potencia de alta tension
Mundo electronico
Septiembre 1982*

PUISSANCE MOSFETs

RCA Solid State

Nouvelle génération de transistors MOSFETs à commutation rapide

- Canal N et P
- V_{DSS} jusqu'à 500 V
- I_D jusqu'à 45 A
- Faible $r_{DS(on)}$: 0,04 Ω
- 100 types disponibles
- 50 types en développement



almex

NUMERO VERT
16.05.300.000

48, rue de l'Aubépine - Z.I. - 92160 Antony - Tél. : (1) 666.21.12 - Tx. : 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

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**

SEMICONDUCTEURS

France
VÉLIZY-VILLACOUBLAY
Tél. (3) 946.97.19

Autriche
VIENNE
Tél. (222) 94.62.82

Asie du Sud-Est
SINGAPOUR
Tél. (65) 295.31.24

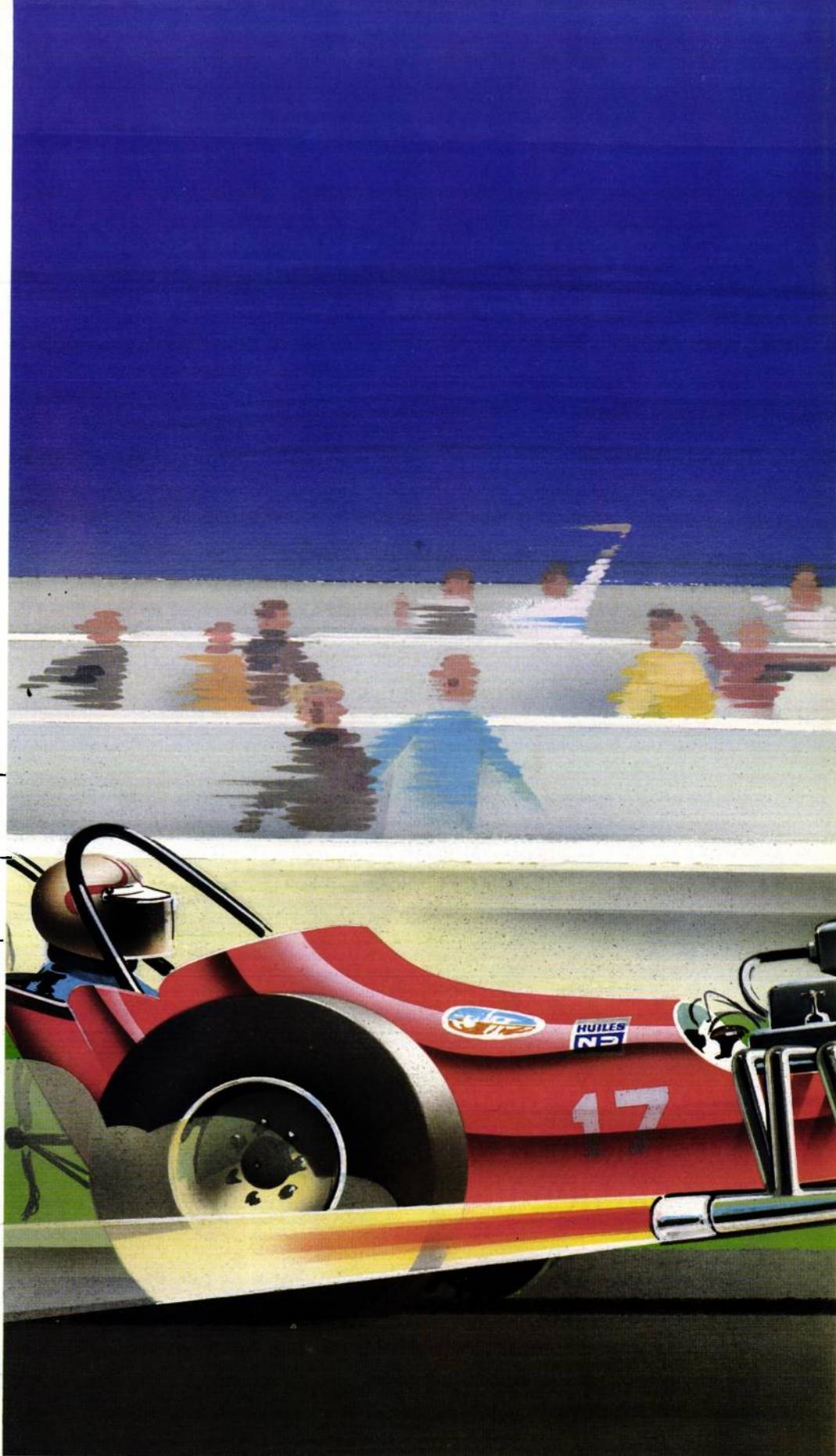
Bénelux
BRUXELLES
Tél. (2) 648.64.85

Brésil
SAO PAULO
Tél. (5511) 542.47.42

Canada
MONTREAL
Tél. (514) 288.41.48.

Denemark
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_{RM}
- un recouvrement progressif
- une faible chute de tension directe.

VRRM = 200, 300 et 400 V

Diode de roue libre
t_{rr}: de 25 à 50 ns max.
V_F/I_Q = 1,4V

I _F (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_{rr} max. ≤ 60 ns
V_F/I_Q = 1,7V

I _F (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_{rr} max. ≤ 70 ns
V_F/I_Q = 1,8V

I _F (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_F = 0,85V à I_Q
- un faible temps de recouvrement t_{rr} max.: 25 à 50 ns
- un faible temps d'établissement t_{fr}: 10 à 20 ns.

VRRM = 50, 100, 150, 200 V

t_{rr}: de 25 à 50 ns max.
V_F/I_Q = 0,85V

I _F (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
CANOGA PARK CALIFORNIE
Tél. (818) 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

ERRATUM

Des erreurs indépendantes de notre volonté se sont introduites dans certains schémas illustrant l'article « L'emploi du transistor à porte isolée (IGT) en élément de commande de transistors bipolaires » paru dans notre n° 8. Dans les schémas de la page 47, en particulier, les IGT se sont transformés en transistors bipolaires ; page 48, la résistance série d'alimentation a pris la valeur de 1,8kΩ au lieu de 18kΩ et le circuit intégré n'avait pas de référence. Nous reproduisons ici ces schémas corrigés.

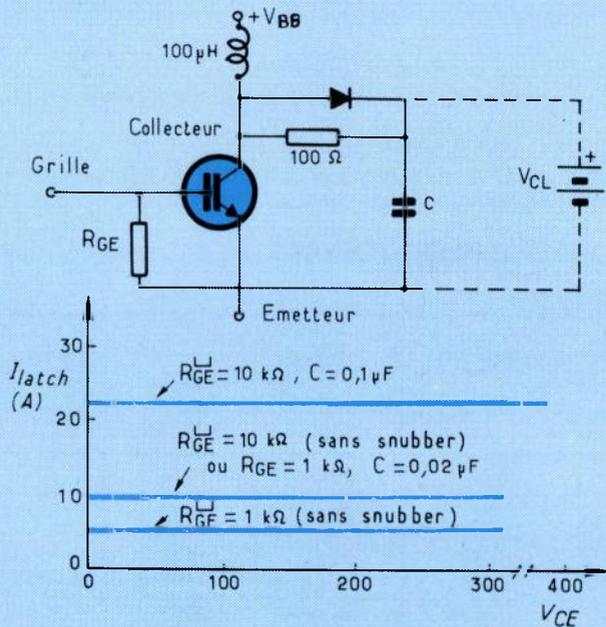


Fig. 5 : Courant de verrouillage en fonction du réseau R-C (snubber) et de R_{GE} .

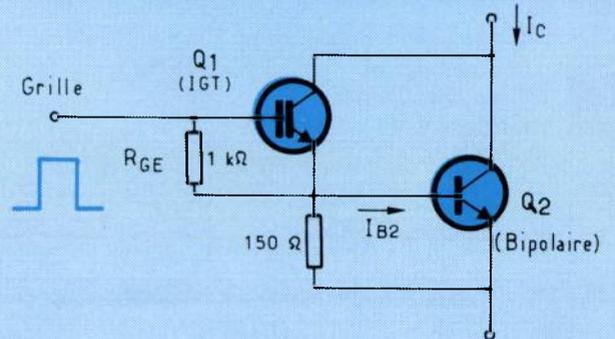


Fig. 7 : IGT en cascade avec un transistor bipolaire (Distique).

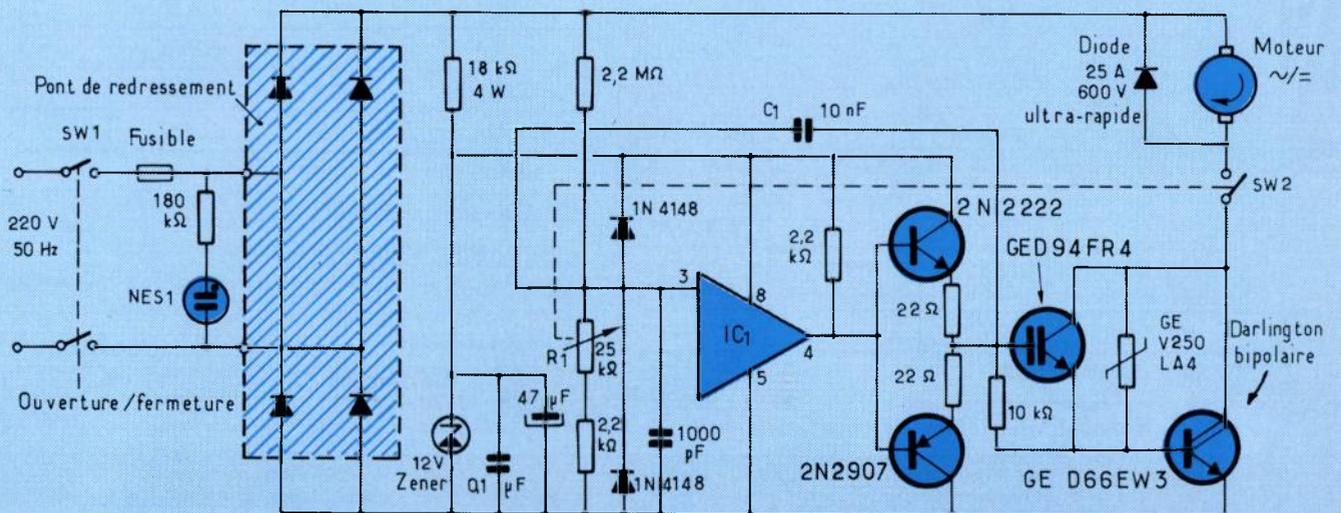
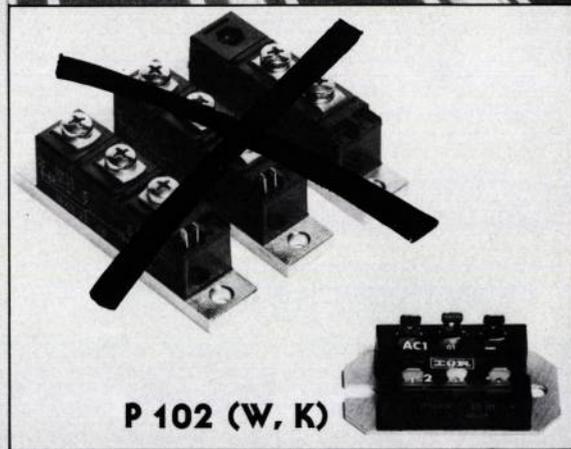
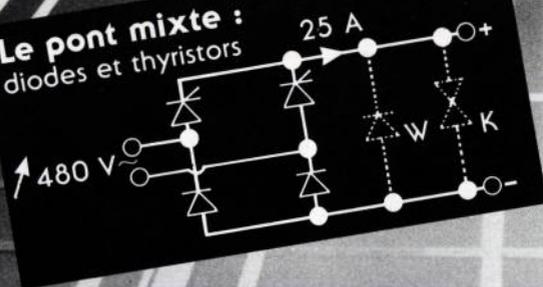


Fig. 10 : Commande d'un moteur grâce à un distique IGT/Transistor bipolaire. IC1 : Circuit référence de tension programmable 8211 GE ICL utilisé comme comparateur. R1 : Ajustage de la vitesse associé à l'interrupteur SW2.

Au Premier Plan

Pour 25 A dépensez moins :
prix - temps de montage - encombrement

Le pont mixte :
diodes et thyristors



P 102 (W, K)

IOR

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE

17, boulevard Arago - Z.I. de Villemilan - 91320 Wissous

Tél. : (6) 920.70.50 - Télex : 600 943

CB 1990.06.811

RTF: LE GRAND JEU

LES ATOUTS MAITRES



Représentances



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

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



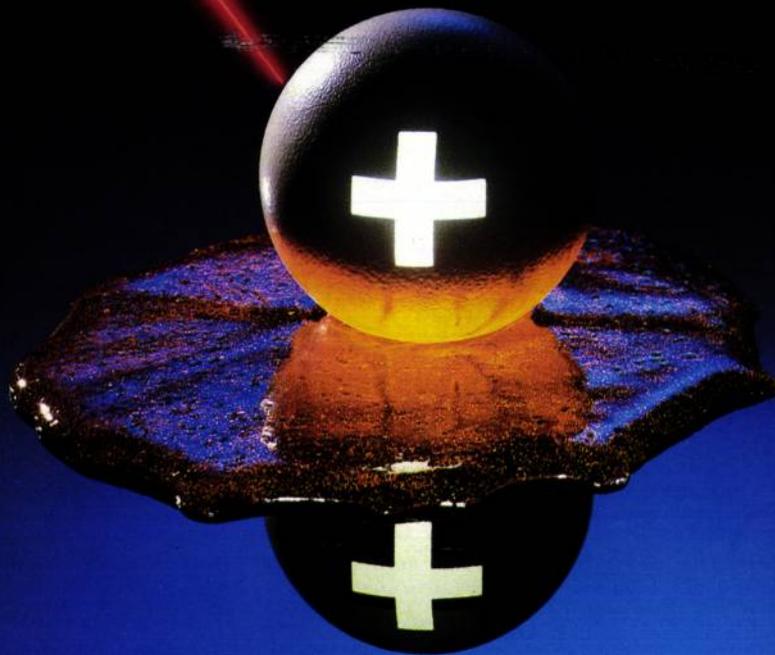
9, rue d'Arcueil
BP 78 - 94253
Gentilly Cedex
Tél: (1) 664.11.01
Télex 201069
Téléfax (1) 664.41.99

Le partenaire de l'innovation. Toujours prêt.

L'IMAGE EN PLUS

POUR PRÉSENTER, VALORISER ET DÉFENDRE VOS PRODUITS, VOS COMPÉTENCES,
VOS ÉQUIPES, UN IMPÉRATIF: L'IMAGE.

C'EST NOTRE MÉTIER. FAITES-NOUS CONFIANCE.



SEDITAS
SERVICE PHOTOGRAPHIQUE

5, rue du Président Krüger 92403 Courbevoie - Tél.: (1) 788.50.60

SIEMENS

Semi-conducteurs SIPMOS: Un sommet de la technologie



Ceci vaut pour les transistors SIPMOS de puissance comme pour ceux de petits signaux. Ils possèdent des avantages démontrables et chiffrables:

- un excellent rapport qualité-prix: la série BUZ-7 est aussi connue sous le nom d'ECONOFETs
- une résistance exceptionnelle aux variations de charge: c'est une particularité des SIPMOS
- des tensions de blocage élevées: jusqu'à 800 et 1000-V

- des solutions originales, par exemple: FREDFETs avec diode rapide inverse pour éviter les problèmes de fonctionnement à vide, ou TRIAC-SIPMOS, insensible aux parasites, compatible micro-processeur, avec ou sans commande au point zéro (BRT 12 et 22)
- des tensions de blocage élevées pour transistors de petits signaux: type canal-P et canal-N jusqu'à 200 V. Boîtiers de différentes formes.

Si vous désirez en savoir plus sur les performances des

Semi-conducteurs SIPMOS

Ecrivez ou téléphonez à:
Siemens S.A. Division Composants
B.P. 109
93203 Saint-Denis Cedex 01
Tél. (1) 820.61.20
Mot-clé: SIPMOS

SIPMOS – Siemens Power MOS. Ce terme signifie: semi-conducteurs hautes performances en technique MOS. Choisir le SIPMOS, c'est donc opter pour **une technologie avancée qui sert de référence et ne cesse de progresser.**

**HIER
LES TRANSISTORS TO 3**

AUJOURD'HUI



**LES DARLINGTONS DE PUISSANCE
MODULES SIMPLES ET DOUBLES**

**GAMME : 10 A à 300 A
450 V et 1000 V**



**Compagnie des Dispositifs Semiconducteurs Westinghouse
B.P. 107 - 72003 Le Mans cedex - Tél. : (43) 72.75.15 - Télex : Westing 720.013**