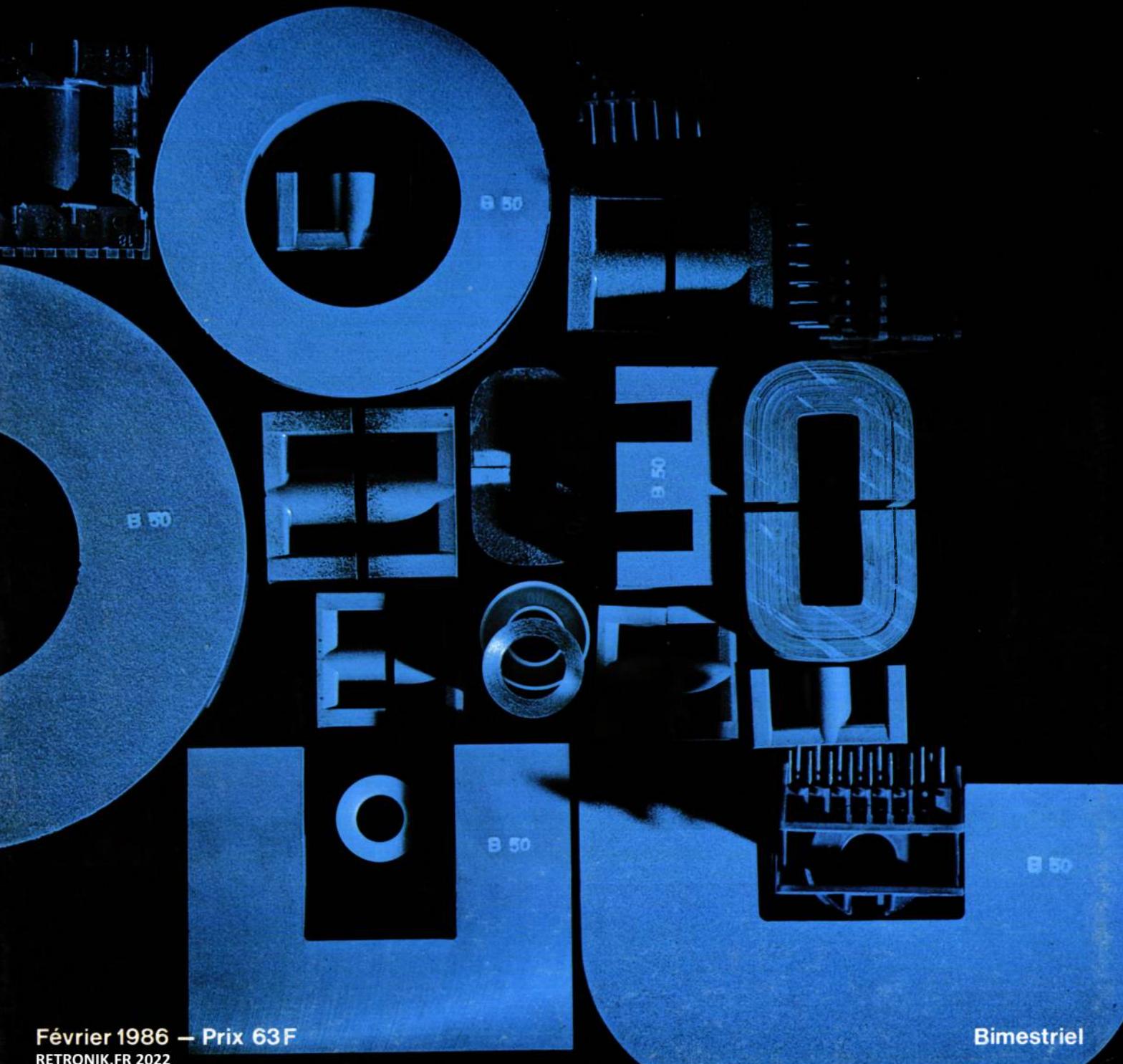
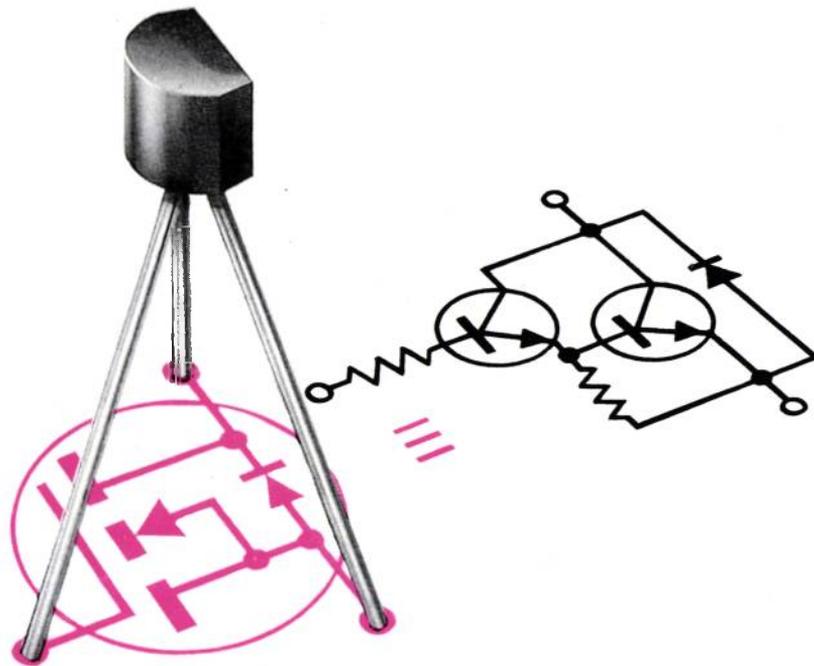


électronique de **PUISSANCE** 13



FETlington

LA SOLUTION ECONOMIQUE*

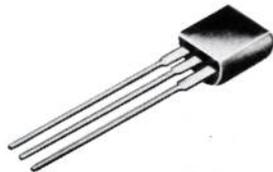


UNE FAMILLE COMPLETE



SOT 23

2N7001 - 240V/60Ω
2N7002 - 60V/7.5Ω
2N7003 - 500V/320Ω



TO 92

2N7000 - 60V/5Ω
2N7007 - 240V/60Ω
2N7008 - 60V/7.5Ω
2N7009 - 500V/320Ω



4 Pin DIP

4-Pin FETDIP
2N7004 - 100V/0.6Ω
2N7005 - 200V/1.5Ω
2N7006 - 350V/5Ω
2N7012 - 60V/0.35Ω
2N7013 - 40V/0.35Ω



TO 220

2N7014 - 100V/0.9Ω

Cette famille de **MOSPOWER** remplace avantageusement les transistors bipolaires montés en configuration Darlington.

Eléments d'interface idéaux, ils commutent très rapidement, sont compatibles TTL et CMOS et acceptent jusqu'à 40V à l'entrée.

Sur simple appel téléphonique, nous vous adresserons un échantillon de 2N 7000 ainsi que l'ensemble des fiches techniques.

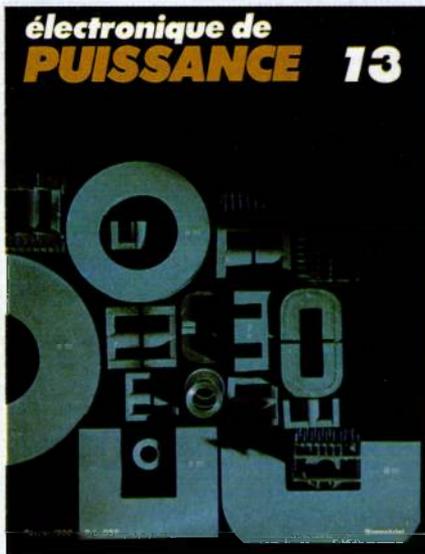
*2N 7000: 1 FRANC pour 1 MILLION de pièces.



Centre Ccial de l'Echat - Pl. de l'Europe - 94019 CRETEIL Cédex.
Tlx: 230389 - Tél: Sce Documentation EXPRES (1) **43 77 72 00**
Pour tout appel reçu **avant 15h**, il sera procédé à l'envoi de la documentation le jour même.

Distributeurs:

Almex 46 66 21 12-Alrodis 78 00 87 12-Baltzinger 88 33 18 52-Composants 56 36 40 40-ITT Multicomposants 46 64 16 10-Scaib 46 87 23 13



Ce sont des composants de BFI, LCC, RTC et Vacuumschmeltz qui ont été utilisés par Jacques Pierre, pour illustrer la couverture de ce numéro d'Electronique de Puissance.

Affaire à suivre	3
Calendrier	4
Vie professionnelle	8

Produits nouveaux

- Pour les applications de « puissance intelligente », SGS industrialise une technologie bipolaire complémentaire verticale	19
- Un gradateur de puissance intelligent	19
- LCC introduit un ferrite à rapport énergie/volume amélioré	20
- Fairchild introduit des MOS puissance à forte dissipation possible	21
- Surveillance et télédiagnostic des onduleurs sur Minitel	22
- Des jonctions p.n réalisées par soudure	22
- Convertisseur de mesure de puissance	23

Technique d'aujourd'hui

- Comment choisir une structure de convertisseur. II. Comparaison fonction par fonction par J. Du Parc (<i>Jeumont Schneider</i>)	39
- L'antiparasitage des alimentations à découpage par M. Mardiguian (<i>Don White Consultants</i>)	49
- Détermination de l'aire de sécurité de surcharge de modules Darlington par M. Morozowich (<i>Westinghouse Electric Corp.</i>)	59

Application

- Convertisseur à haut rendement et faible EMI - RFI par G. Dunand-Frere, P. Jacob et P. Serot (<i>Techniques Electroniques Générales</i>)	65
--	----

Revue de presse	69
------------------------------	----

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. 45.48.52.06 - 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. Pétri.

PUBLICITE

49, rue de l'Université, 75007 Paris
Tél. (1) 45.48.52.06.

Directeur de la publicité et du développement : Ch. V. Parachini
Chef de publicité : D. Haussmann
Secrétariat : M. Gloaguen
Représentants exclusifs :
Italie : Luigi Rancati - Milano San Felice Torre 5 - 20090 Segrate - Tél. : (02) 7531445 - Télex 311010 Orchid I.
Grande-Bretagne : Martin Geerke - Friary Hall, Flat 3, Friary Road South Ascot Berks SL59 HD. Tél. : 0990.28.649 - Télex : 858 328 Euroad.

ABONNEMENTS

Conditions d'abonnements sur demande
Service Abonnements EDI-7
90, rue de Flandre
Tél. (1) 42.00.35.00
75943 PARIS Cedex 19

Prix de vente au numéro : 63 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
EDIMPRA
Paris - 42.64.24.15 -
Imp. BERGER-LEVRAULT - Nancy
Le directeur de la Publication
Pierre SCHAEFFER
Dépôt légal février 1986
n° 917 Commission paritaire n° 65561

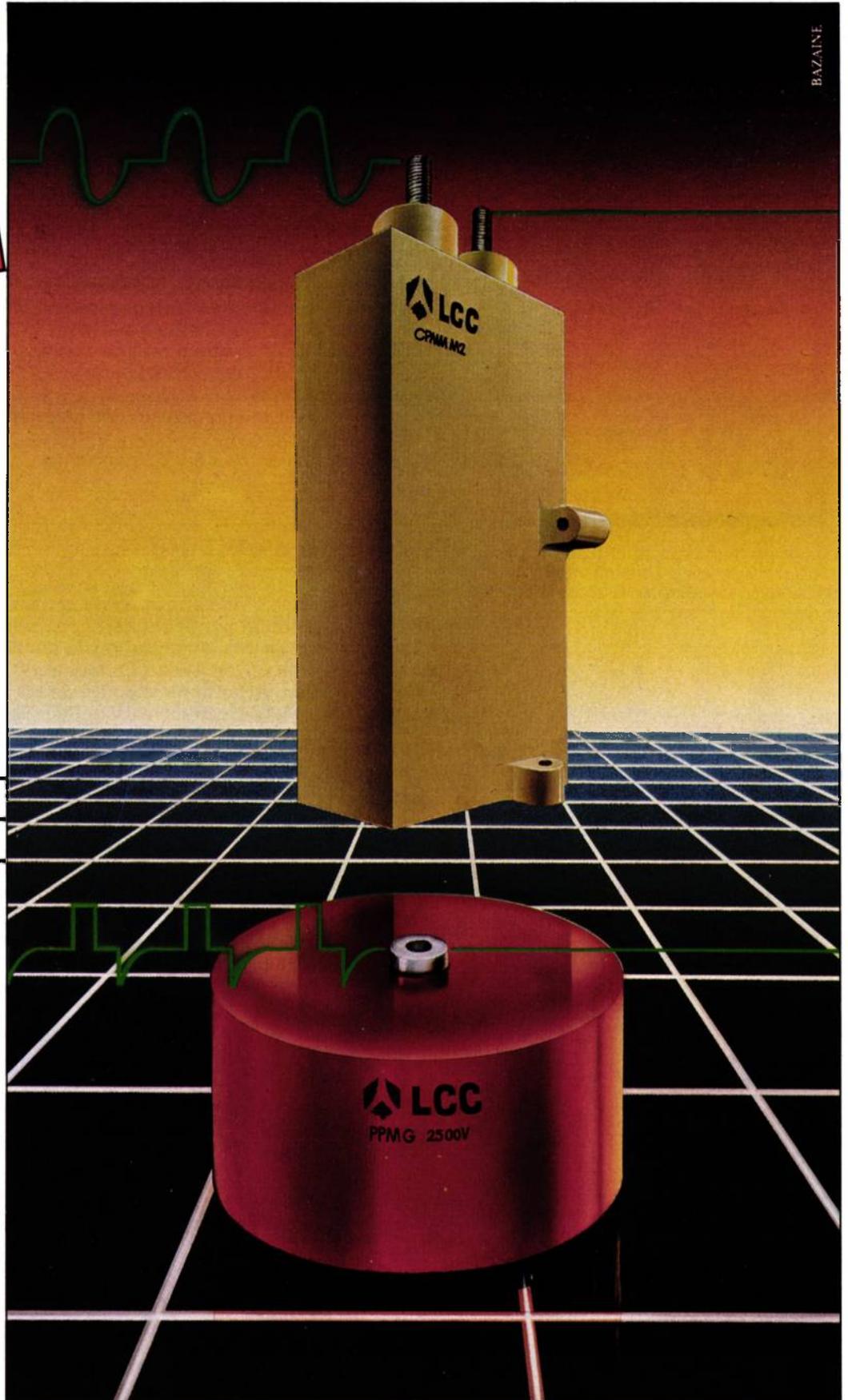
LCC
1^{er} Fabricant Français
de Composants
Passifs

**PARE
A TOUTE EPREUVE**

Commutation : CPMM.
C = 7 à 30 μ F.
U_{rac} 550 à 1000 V.
I_{eff} = 70 à 120 A.
Q max 8,5 à 11,6 kVAR à 60° C.

Protection GTO : PPMG.
U_{GTO} = 1500 à 2500 V.
I_{eff} = 15 à 70 A.
C = 1 à 6 μ F.
L \leq 5 nH.

LCC
50, rue Jean-Pierre Timbaud
92400 COURBEVOIE - FRANCE
Tél. (1) 47.68.53.00.



THOMSON
COMPOSANTS

COMPOSANTS PASSIFS

LES COMPOSANTS DU SUCCÈS

Que va devenir Texet après sa mise au chapitre 11 aux U.S.A. et le dépôt de bilan de Texet SA, la branche française, le 21 octobre dernier ? L'usine de Saint-Dié ne répond même plus au téléphone. Des négociations ont lieu aux U.S.A. avec Général Instrument en vue d'un éventuel rachat. Les actifs de Texet sont estimés à 3,3 M\$. Fin janvier, des rumeurs circulaient aux U.S.A. selon lesquelles un accord préliminaire aurait été signé entre les deux sociétés.

Rien n'a été dit, officiellement, sur ce qui va se passer au sein de RCA et de Général Electric pour les semiconducteurs de puissance suite au rachat du premier par le second fin 85.

Il est certain en tout cas que si RCA menait une politique sans à coups dans le domaine de la puissance avant son rachat, ce n'était pas le cas de GE. D'une part, pour la grande puissance, ce dernier est embarqué dans un joint-venture avec Westinghouse et Mitsubishi, joint venture, dont l'annonce officielle, qui aurait dû être faite fin 85, n'est toujours pas arrivée. D'autre part, une réorganisation en profondeur de la division Semiconducteurs de Général Electric est en cours, réorganisation qui a été décidée avant l'annonce de l'acquisition de RCA. Cette réorganisation se traduit d'une part par un recentrage d'activités (cf article dans ce numéro réalisé à partir d'une interview de E. Dykes, vice-président et directeur général de la division Semiconducteurs de GE, lors du dernier Salon des Composants de Paris, en novembre dernier), et d'autre part par un très important déménagement avec réductions d'effectifs aux U.S.A. Le département « Power Electronics Semiconducteur » de GE, qui employait 450 personnes à Syracuse (état de New York) va en effet être déménagé au siège de la division Semiconducteurs, au Research Triangle Park (Caroline du Nord), avec 150 personnes seulement. Seules resteront à Syracuse des productions, en particulier celle des hybrides, du moins provisoirement. Cette décision se justifierait par la faiblesse actuelle du marché.

Vingt millions de francs de capital risque pour AGDE électronique qui attaque le marché des alimentations à découpage à réserve d'énergie pour ordinateur actuellement essentiellement détenu par les fabricants du sud-est asiatique. Selon René Tregouet, Président d'AGDE, le chiffre d'affaires de la société devrait passer de 45 000 F en 86 à 150 000 F en 90, grâce à des produits de conception très originale. Les études portent sur les fréquences élevées, la résonance, le développement de composants nouveaux, et l'optimisation de la distribution d'énergie dans les grands systèmes.

Ce sont deux cycloconvertisseurs « cyclothyrr » de CGEE Alsthom qui alimenteront à fréquence variable chacune des deux machines synchrones de 3 300 W et de 12 000 kW d'un système sidérurgique que vient de commander la société belge SIDMAR à la société française.

LTIS devrait proposer dans les mois qui viennent ses premiers stratifiés « mass lam » à base de feuilles colamines, cuivre/invar/cuivre, donc à coefficient de température contrôlé. La société sera parallèlement en mesure de fournir des stratifiés pouvant supporter 180 °C sans perte de caractéristiques (contre 120 °C environ actuellement.)

CALENDRIER

Mars 1986

• **4-6 - Power Uk 86** - LONDRES Kensington Exhibition Center. Renseignements : TCM EXPOSITIONS LIMITED. Exchange House 33 Station Road. Liphook Hampshire GU 30 7DN England. Tél. : (0428) 724660. Telex : 859438 TOWER.

Avril

• **14 au 16 - 48 th Annual Power Conference** Palmer House, Chicago, IL (Dr. Robert Porter, Illinois Institute of Technology, Bldg. E1-Room 218, Chicago IL. 60616, 312/567-3202).

Mai

• **13 au 15 - Electro/86** - Bayside Exposition Center/World Trade Center, Boston, MA (J. Fossier, Electronic Conventions Management, 8110 Airport Boulevard, Los Angeles, CA 90045, 213/772-2965).

Juin

• **2 au 4 - Munich - PCI 86 Power Conversion International Conference.** Renseignements : INCOM Zieroth & Partner GmbH Kleinreuther Weg 58 D-8500 Nürnberg 10. Telex : 623258 Incomd. Tél. : (0911) 3 68 88.

• **3 au 5 - Power Europa 86** - Wiesbaden - RFA. Renseignements : TCM EXPOSITIONS LIMITED Exchange House 33 Station

Road Liphook Hampshire GU307/DN England. Tél. : (0428) 724660. Telex : 859438 - TOWER.

• **12 - Colloque Université-Industrie sur les applications Energétiques des rayonnements** - Toulouse - Renseignements : ENSEEIHT Madame Audhuy, 2, rue C. Camichel, 31071 Toulouse Cedex.

• **10 au 12 - Londres - Deuxième Conférence Internationale Power Electronic and Variable Speed Drives.** Renseignements : Conférence Services The Institution of Electrical Engineers Savoy Place. London WC2R OBL. United Kingdom. Téléphone : 01-240 1871 Ext. 222. Telex : 261176 IEE LDN G.

• **22 au 25 - Power Electronics Specialists Conference** University of British Columbia, Vancouver, Canada (IEEE, Mr. W.G. Dunford, Dept. of Electrical Engineering, University of British Columbia, Vancouver, B.C. V6T 1W5. Canada, 604/228-6660).

Juillet

• **8 au 11 - Conférence Internationale sur l'Evolution et les aspects modernes des machines à induction** - Turin. Renseignements : Politecnico de Torino. C.so Duca degli Abruzzi, 24 - 10129 Torino - Italia. Tél. : 0 (11)/55.67.100 - Telex : 220646 Polito.

• **20 au 25 - IEEE Power Engineering Society Summer Meeting** - Maria Isabel, Galeria Plaza and

Kristal Hotels, Mexico City, Mexico (Guillermo Fernandez de la Garza, Apartado Postal 5-849, 11590 Mexico D.F., Mexico, 905/550-1168).

Septembre

• **15 au 19 - Lausanne - 13^e Congrès International sur les contacts électriques.** Renseignements : Schweizerischer Electro-technischer Verein Po Box CH 8034 Zurich.

Octobre

• **4 au 8 - Industrial Power Conference** Pittsburgh Hilton, Pittsburgh, PA (American Society of Mechanical Engineers, 345 E. 47 th St., New York, NY 10017, 212/705-7787).

• **7 au 9 - Power Sources Users Conference/Power Electronics Design Conference** - San Jose Convention Center, San Jose, CA (multidynamic 17100 Norwalk Blvd. Ste. 116, Cerritos, CA 90701 213/402-1618).

Novembre

• **11 au 15 - Electronica** - Munich, Allemagne (Munchener Messe-und Ausstellungs-gesellschaft mbH, Messgelände, Postfach 12 10 09, D-8000 München 12, (089) 51 07-0).

• **18 au 21 - Wescon/86** - Anaheim Convention Center, Anaheim, CA (J. Fossier, Electronic Conventions Management, 8110 Airport Boulevard, Los Angeles, CA 90045, 213/772-2965).

MANIFESTATIONS

Conférence sur les alimentations de puissance, batteries et dispositifs photovoltaïques

La société britannique *ERA Technology* va organiser, du 28 au 30 avril 1987, à l'occasion de la « British Electronics Week », une conférence sur les alimentations de puissance, les batteries et dispositifs photovoltaïques.

Cette conférence « *Power Sources and Supplies* » constitue une extension de séminaires sur les batteries qui a lieu régulièrement depuis 1978.

Un comité techniques est en cours de constitution. Les personnes intéressées peuvent s'adresser à Laura Christie, ERA Technology, Cleve Road, Leatherhead, Surrey KT 22 7SA. Tél. : (372) 374 151 poste 290.

Power UK 86, du 4 au 6 mars à Londres

TCM Expositions Limited organise à nouveau cette année du 4 au 6 mars au Kensington Exhibition Centre de Londres la manifestation « *Power UK 86* » avec le soutien de l'association des fabricants d'alimentations (PSMA). Renseignements : TCM Expositions, Exchange House, 33 Station Road, Liphook, Hampshire GU30 7DN, Grande-Bretagne (télex : 859438 - Tower).

PCI aura lieu cette année à Munich du 2 au 4 juin

La manifestation *Power Conversion International* aura à nouveau lieu, cette année, en Europe, après un an d'absence. Elle se tiendra du 2 au 4 juin à l'Hôtel Sheraton de Munich, comme à son époque de gloire. Les textes seront écrits en anglais mais une traduction des conférences sera assurée en trois langues lors de la conférence.

L'organisateur de la manifestation est toujours Myron Miller, 2474 Eastman Ave. Building 34 - Ventura - Ca 93003 (télex : 182218 pci vent). Le représentant de la manifestation en Europe est la société Incom Zieroth & Partner GmbH ; Kleinreuther Weg 58 D 8500 Nürnberg 10 (télex : 623 258 incomd).

Power Electronics and Variable-speed drives du 10 au 12 juin à Londres

L'équivalent anglais de la SEE, l'IEE, organise du 10 au 12 juin à Londres la 2^e conférence internationale « Power Electronics and Variable - Speed Drives ». Cette manifestation biennale regroupe deux anciennes manifestations britanniques, *Electrical Variable Speed Drives* et *Power Electronics*. Les grands thèmes abordés seront les suivants :

- composants de puissance ;
- équipements faisant appel à l'électronique de puissance ;
- commandes à vitesse variable ;
- l'environnement.

Toutes les conférences seront données en anglais.

très rapidement à : E.N.S.E.E.I.H.T. à l'attention de Madame AUDHUY, 2, rue C. Camichel, 31071 Toulouse Cedex.

La manifestation devant se dérouler à l'Université Paul Sabatier, le logement des étudiants est assuré par la Cité Universitaire du Campus.

Il faut signaler enfin qu'un prix récompensera la meilleure contribution.

13^e Congrès International sur les contacts électriques

Le « Advisory Group of International Conferences on Electrical Contact Phenomena » et le Comité National Suisse d'Organisation, en collaboration avec l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne et l'Association Suisse des Electriciens, organisent du 15 au 19 septembre 1986 à Lau-

sanne, en Suisse, la 13^e Conférence Internationale sur les contacts électriques.

Les sujets traités seront entre autres :

- les phénomènes fondamentaux ;
- les contacts en technique du courant fort ;
- les contacts en électronique et les polymères ;
- les contacts glissants et les connecteurs ;
- le processus de fabrication ;
- la tribologie ;
- la fiabilité ;
- l'influence des gaz et la corrosion ;
- les méthodes d'essais et la simulation d'environnements.

Renseignements : Schweizerischer Elektrotechnischer Verein PO BOX CH 8034 Zurich.

Colloque Université-Industrie sur les applications énergétiques des rayonnements

Le Club Electrothermie Enseignement organise le 12 juin 1986 à Toulouse un colloque « Université-Industrie » sur les applications énergétiques des rayonnements. Ces rayonnements, dont il sera question au cours du colloque, peuvent être situés dans des domaines différents : microondes, hautes-fréquences, infra-rouges, ultra-violet, laser, bombardement électronique.

L'objectif de ce colloque, de conception nouvelle, est de mettre en présence des étudiants et des industriels.

Le colloque est ouvert aux étudiants d'I.U.T., de Maîtrise, de D.E.A., d'Ecoles d'Ingénieurs qui veulent présenter aux industriels les résultats de leurs travaux de recherches : projet de fin d'études, thèses, mémoires de stages,...

Le colloque qui doit se dérouler sur une journée comprendra des séances posters où les étudiants exposeront leurs travaux et des tables rondes au cours desquelles il sera traité des applications actuelles des rayonnements et des projectives de développement.

Les projets que les étudiants devront soumettre pourront présenter les aspects suivants : économie et qualité, matériaux, procédés, systèmes innovants, modélisation, commande et instrumentation,...

La date limite de remise des projets pour sélection étant fixée au 1^{er} mars 1985, les intentions de participation (sujet, domaine d'application, industriel associé) devront être adressées

PUBLICATIONS DES FIRMES

• *Bishop graphics* vient d'éditer un bulletin technique sur les films proposés par la firme tant pour le dessin que pour le pistage direct. La gamme des produits traités couvre toutes les techniques utilisées : plumes, mines, symboles, etc. Des échantillons sont fournis avec le bulletin.

• « Motor Drivers » est une brochure de 16 pages que *Sprague* consacre aux circuits intégrés de puissance dédiés à la commande des moteurs pas à pas ou à courant continu. Ces circuits d'interface travaillent, dans l'ensemble, à partir de tensions de commande compatibles avec les niveaux TTL et CMOS et délivrent en sortie jusqu'à 4A crête sous 60V selon le module. Ces composants intègrent sur leurs sorties, des diodes de protection contre les surtensions ainsi que, dans la plupart des cas, des circuits de protection thermique. Ils sont présentés en boîtiers SIL ou DIL avec ailettes pour le montage d'un radiateur. Ces différents circuits intègrent selon le modèle : un demi-pont, un pont complet, un double pont, une commande complète 3 phases unipolaires ou bipolaires et des commandes 2 ou 4 phases unipolaires.

• La société d'études *ERA Technology* vient de publier une étude sur les matériaux amorphes qui, nous l'espérons, est plus intéressante que le résumé dont nous disposons ; ce dernier n'est est effet qu'une juxtaposition de constatations connues sur les coûts. Un point intéressant tout de même : l'étude aborde le problème des brevets d'Allied qui constitueraient un véritable obstacle à la commercialisation des amorphes par d'autres sociétés sur une base indépendante. Renseignements : Dr Essam Hamdi, ERA

Cleeve Road, Leatherhead, Surrey, KT22, 7SA Grande-Bretagne, (tél. : 44-372-374151 poste 389).

• *SGS* vient de publier un ouvrage de 750 pages regroupant applications, renseignements et fiches techniques concernant les alimentations.

Ce document est très utile aux concepteurs d'alimentations électriques ou de dispositifs de régulation de puissance, dans tous les domaines d'applications.

Les notes concernant les applications couvrent l'étude des alimentations électriques à découpage des convertisseurs continu-continu et des régulateurs linéaires, ainsi que des remarques sur les caractéristiques fondamentales des transistors bipolaires et des transistors MOS de puissance. Elles couvrent une vaste gamme de circuits intégrés de commande et/ou de régulation comptant au nombre des standards de l'industrie électronique, ainsi que les produits sans équivalent sur le marché de la *SGS* : par exemple la famille de régulateurs monolithiques à découpage de grande puissance L296 et des régulateurs de tension tout à fait novateurs.

Les guides sont très pratiques pour choisir, en fonction des applications, les transistors de commutation convenant à des alimentations électriques à découpage autonomes de 20 à 1 200 W, dans toutes les technologies de puissance.

Ce manuel, qui présente des transistors de puissance sélectionnés parmi les 1 000 produits de la gamme *SGS*, constitue, grâce à la présence de fiches techniques sur les circuits intégrés appropriés, un ouvrage de référence absolument complet.

Oliver: Docteur ès Germanium

"Les étudiants en grec ancien et autres langues mortes ont peu de chances de connaître la signification de θ_{JC} ," déclare Oliver O. Ward, surnommé Oliver Germanium à cause de sa connaissance encyclopédique du sujet, "mais nos amis du bureau d'étude savent combien ce facteur est important dans la vie d'un redresseur pour courants de haute intensité.

"Lorsque θ_{JC} , qui désigne la résistance à chaud entre la jonction et le boîtier, est faible, cela indique un bon redresseur, efficace, restant froid. Et avec une valeur de $0,1^{\circ}\text{C}$ par Watt, le θ_{JC} de nos tous derniers redresseurs G500R2 500A est extrêmement faible.

"Tout est dû à la technologie du germanium, qui permet également d'avoir une chute de tension directe bien plus faible que tout ce qui a pu être imaginé par mon estimé collègue, le Dr. Schottky. Notre V_f type est de $0,5\text{ V}$ à 25°C , ou encore mieux, de $0,45\text{ V}$ à 100°C , même lorsque l'intensité maxi de 500 A traverse le corps en forme de rivet de 40mm BO-200AB du redresseur.

"Remercions également les ingénieurs de GPD pour la pression de serrage remarquablement faible. Notre étude approfondie de la conception de tels dispositifs rendra d'autant plus facile vos propres recherches dans le domaine de la conception des circuits.

"A la différence du grec ancien, la technologie du germanium est tout ce qu'il y a de plus vivant. "Demandez notre tout dernier lexique."

(Bien entendu, ce terme – qui vient également du grec – veut dire notre catalogue. Celui-ci est plein de toutes sortes de nouveaux composants au germanium, entre autres redresseurs, transistors pour petits signaux, amplificateurs de puissance, et une gamme de photodiodes idéale pour les applications des fibres optiques).

La vitesse? GPD obtient 20/20.

Temps de rétablissement inverse: 300ns pour 15A, 650ns pour 500A. En fait, même jusqu'à $150\text{V}_{\text{INV}}/100\text{A}$, tous les temps de rétablissement sont rapides.



Germanium Power Devices
Corporation

Australia Eastern Crest (Pty) Ltd., 21 Shierlaw Avenue, Room 4, Canterbury, Victoria 3126. Tel: (03) 836 6818. Tlx: 790-38783 EAST. Austria Omni Ray GmbH, Vertriebsbüro Wien, Prinz Eugen-Strasse 36, A-1040 Wien. Tel: 0222-65 64 31. Tlx: 132712 omray a. Benelux BV DIODE Laboratorium Voor Electronentechniek, Hollandlaan 22, 3526 AM Utrecht, Holland. Tel: 030-884214. Tlx: 47388/Rue Picard Str. 202, 1020 Bruxelles, Belgium. Tel: 02-4285105. Tlx: 25903. Denmark E. V. Johanssen Elektronik A/S, Titangade 15, DK 2200 Copenhagen N. Tel: 0451-83 90 22. Tlx: 16522. France Davum, Dept TMC, 11 Rue Racine, PO Box 28, 93121 La Courneuve. Tel: 836-84-01. Tlx: 210311F (PUBLI). West Germany Protec GmbH, Margreider Platz D8012 OttoBrun. Tel: 089-6097001. Tlx: 529298. Italy Esco Italiana Spa, 20099 Milano, Via Modena, 1. Tel: (02) 2409241/2409251. Tlx: ESCOMI 322383./Eurelectronica Srl, Sede, 20145 Milano, Via Mascheroni 19. Tel: 049-81 851. Tlx: 39102 THOMELEC. Norway Nordisk Elektronik (Norge) A/S, Mustadsvei 1, Postboks 91-Lilleaker, Oslo 2. Tel: 0752-13300. Tlx: 856-16963 (AJCO NM). Sweden Satt Electronics AB, Agency Sales Division, PO Box 32006, S-tel: 08/8126 11 Stockholm. Tel: 08/81 01 00. Tlx: 10884. Switzerland Omni Ray AG, Industriestrasse 31, CH-8305 Dietlikon. Tel: 01-835 21 11. Tlx: 53239 omni ch. UK Representative Winslow International, Rassau Industrial Estate, Ebbw Vale, Gwent NP3 5SD. Tel: 0495 309117 Tlx: 498903.

GPD Box 3065, Shawsheen Village Station, Andover, Mass 01810.

Telephone: (617) 475-5982. Telex: 94-7150 GPD Andr.

Encapsulez, blindez et protégez vos circuits intégrés et vos circuits hybrides avec les silicones HIPEC

Encapsulez vos circuits intégrés, offrez-leur un blindage contre les rayonnements alpha, protégez les éléments fragiles... mais pour cela, choisissez des produits de première qualité. Une qualité de loin supérieure à celle des autres silicones offerts sur le marché.

Ces produits, c'est la gamme Hipec. Une gamme exceptionnelle de produits de protection pour les semi-conducteurs. Qui la fabrique?

Dow Corning, la société qui a mis au point les produits Sylgard® et Silastic®; le spécialiste inégalé de la chimie des silicones et des supports électroniques.

En ce qui concerne la résistance à l'ozone, à l'effet Corona, à l'humidité et aux intempéries, aucun produit ne peut rivaliser avec les silicones Hipec. Aucun autre n'a la même pureté. Aucun autre n'a de telles propriétés diélectriques, une pareille élasticité ni une résistance aux sollicitations mécaniques aussi parfaite sur une large plage de températures. Et ce sont toutes ces caractéristiques qui assurent à la gamme Hipec une position de leader incontesté.

Des résines rigides aux gels, en passant par les élastomères souples, Dow Corning vous garantit des produits à hautes performances et d'une absolue fiabilité. Des produits purs. Si vous avez déjà confié aux silicones Dow Corning le soin de protéger vos composants les plus importants, vous savez à quel point leur fiabilité est garantie. Vous savez que Dow Corning ne fait aucun compromis en matière de qualité, tant pour les silicones Hipec que pour les autres produits de sa gamme. Avec Dow Corning, vous avez trouvé le savoir-faire technique que vous êtes en droit d'attendre. Dow Corning met au point les revêtements dont vous, ingénieur, avez besoin...

La gamme des produits Hipec est désormais disponible. Postez la carte-réponse ci-dessous pour recevoir des informations détaillées ou appelez Michèle Archer (téléphone vert).

HIPEC – protégez les semi-conducteurs fragiles avec des silicones.

DOW CORNING

DOW CORNING

Michèle Archer 20, boulevard Eugène Deruelle
Dow Corning France S.A. 69432 Lyon Cedex 3
Dépt. 5801, Immeuble Britannia Tel. 07/860 51 48 Telex 300537/F

Michèle Archer, Dow Corning France S.A., Dépt. 5801,
Immeuble Britannia, 20 Bd Eugène Deruelle, 69432 Lyon Cedex 3.

Je vous prie de me faire parvenir des informations détaillées sur la gamme es composés silicones Hipec destinés aux semi-conducteurs fragiles.

Nom _____
Fonction _____
Société _____
Adresse _____

Tél. _____

HIPEC

Télémechanique reprend l'activité du labo SC de puissance de Fairchild Montrouge

En mai 1985, Fairchild prenait la décision d'arrêter toute recherche en semiconducteurs de puissance bipolaires dans son tout récent laboratoire de Montrouge. Dès janvier 1986, le déménagement de toutes les installations à Nanterre, au laboratoire de recherches de Télémechanique était commencé suite au rachat des actifs et à la reprise de l'essentiel du personnel par la société française. Les premiers semiconducteurs expérimentaux devraient sortir de la ligne de recherche télémechanique en septembre prochain.

Pour Fairchild, l'arrêt des recherches avait été motivé par un recentrage d'activité. Pour Télémechanique, cette opportunité de reprise accélère une évolution irréversible au sein de la société, à savoir maîtriser les technologies pour pouvoir négocier, ultérieurement, avec ses fournisseurs.

Fairchild mise tout sur les MOS

Pourquoi Fairchild a-t-il abandonné ses recherches en semiconducteurs de puissance bipolaires à Montrouge ? La réponse tient dans la politique générale de Fairchild depuis un an : il est clair que la filiale de Schlumberger a abandonné l'idée d'être une société de semiconducteurs « tous azimuts » ; elle s'oriente maintenant vers les produits haut de gamme dont, a priori, les transistors bipolaires ne font pas partie.

Par ailleurs, compte-tenu de la mauvaise santé financière de la société, il est clair que les anciens projets de construction d'une usine MOS en Grande-Bretagne et d'une usine de discrets en France ne font plus partie d'objectifs à moyen terme. Or, l'activité de recherches semiconducteurs de Montrouge ne se justifiait que dans la mesure où une unité de production suivrait un jour, industriellement, sur la voie tracée par le laboratoire.

Fairchild a ainsi décidé de ne plus faire que du MOS en puissance (20 ingénieurs, aux USA, ne se consacrent qu'à ce thème) et a ainsi vendu ses actifs recherches bipolaires de puissance à Télémechanique, fin 85.

Sur les 15 personnes employées sur ce thème à Montrouge, un noyau de 7 personnes dont les animateurs, Jacques Arnould et Pierre Rossetti, ont rejoint Télémechanique.

La Télémechanique à l'affût

Dans cette opération, la philosophie de Télémechanique est totalement différente : Télémechanique est un important consommateur de composants de puissance entre quelques ampères et cent ampères et l'essentiel de l'aspect innovatif de ses futurs produits est basé sur l'électronique de puissance. Or, Télémechanique aura de plus en plus besoin de produits supportant le 380 V alternatif pour le marché européen, domaine qui, justement, ne passionne guère les fabricants de semiconducteurs américains et les américains en général puisque ces derniers se contentent de produits supportant les 117 V de leur réseau. Les fabricants européens de semiconducteurs ont, de leur côté, des compétences innovatives mais il n'est guère possible de leur faire confiance sur un suivi industriel à long terme.

TABLEAU 1

TECHNOLOGIES				
	DOIGTS D'EMETTEUR	MOS	MULTICELLULES et MULTICOUCHES	AVANTAGES
TEMPS DE T _s COMMUTATION Ts	Quelques centaines de ns Quelques μ s	Quelques dizaines de ns	Faibles pertes de commutation Quelques centaines de ns	Grande fréquence de fonctionnement
VCEO sus	400 à 800 V	60 à 500 V	400 à 1 000 V	Fonctionnement sous 380 V
RAPPORT VCEO sus/VCBO	< 0,5	1	Jusqu'à 0,8	Meilleure utilisation du silicium
DENSITE DE COURANT	$\approx 0,5$ à $0,7$ A/mm ²	0,35 A/mm ² (400 V)	$\approx 1,5$ A/mm ²	Prix du silicium
ROBUSTESSE (second claquage)	Bonne	Très bonne	Potentiellement meilleure qu'avec les doigts d'émetteurs	Fonctionnement sous conditions sévères
Fiabilité	Bonne	Bonne	Potentiellement meilleure qu'avec les doigts d'émetteurs	
CARACTERE UNIVERSEL DE LA TRANCHE DE SILICIUM	Très mauvais	Très mauvais	Très bon	Coût de fabrication diminué
FACILITE D'ASSEMBLAGE	Bonne	Bonne	Meilleure	Fiabilité accrue

Comment réagir ? Impossible de devenir soi-même fabricant de semiconducteurs, comme le fait IBM par exemple, pour garder la maîtrise des outils de l'innovation : la charge est beaucoup trop lourde. *Télémechanique* s'oriente ainsi depuis plusieurs années vers une connaissance de plus en plus poussée des technologies (des travaux ont eu lieu en collaboration avec le LAAS à Toulouse) puis, aujourd'hui, vers une maîtrise d'un outil innovatif en matière de semiconducteurs de puissance bipolaires, seule filière qui, avec nos connaissances actuelles, permette d'envisager la fabrication des dispositifs souhaités supportant économiquement des tensions crêtes de 1 000 V à 2 000 V. A quoi servira cet outil expérimental après la mise au point des dispositifs ? « Au moins à négocier avec des partenaires industriels » répond-on à la *Télémechanique* sans plus de précisions, sinon que ces négociations pourraient porter sur des accords de « fonderie ».

L'abandon de Fairchild n'a donc fait qu'accélérer ce qui était déjà un choix politique pour le long terme à *Télémechanique* : il se trouve en effet que les dispositifs étudiés à Montrouge étaient très proches des souhaits de la société française (qui vise tout de même des intensités plus élevées et n'accorde pas la même priorité à la rapidité).

Une collaboration avec l'université

La ligne de production expérimentale vient compléter le laboratoire d'analyse des défaillan-

ces des semiconducteurs déjà en place et qui a une longue expérience dans sa spécialité.

Au niveau recherches en puissance, *Télémechanique* ne s'arrête d'ailleurs pas au semiconducteur : c'est l'ensemble SC + substrat + boîtier qui est pris en considération afin d'aboutir à des produits directement utilisables. (La société n'utilise plus d'ailleurs que des modules dans ses installations, à l'exclusion de tout semiconducteur discret). On sait par ailleurs que *Télémechanique* est actionnaire à hauteur de 7 % dans *Textet* qui a déposé son bilan. *Textet* est toutefois engagée dans les MOS de puissance et les circuits intégrés de puissance, ce qui n'a rien à voir avec l'opération de recherche mentionnée ici.

Notons que le laboratoire semiconducteurs de *Télémechanique* sera ouvert à une collaboration avec les universités, ce qui sera sûrement très apprécié compte-tenu de la pauvreté française en matière de formation pour les technologies de semiconducteurs de puissance.

Une génération cellulaire déjà au point

L'équipe de Fairchild menait une recherche en deux temps sur les transistors bipolaires.

Dans un premier temps, il s'agissait de remplacer les anciennes structures à doigts d'émetteur par des structures cellulaires, comme dans les MOS, ceci afin d'accroître les vitesses, de rendre l'aire de sécurité quasi carrée et d'amé-

liorer les tenues en tension (cf. *Electronique de Puissance* n° 5 page 15).

Cette première génération a effectivement été mise au point et a permis la réalisation de dispositifs 500 V en VCEO (sus) (850 V en Vcbo), de diverses intensités (5, 10, 20 A...) et avec un temps de descente de 100 ns. Restait à porter la tenue en VCEO (sus) à 800 V puis 1 000 V. *Fairchild* n'exploitera pas cette technologie compte tenu de sa nouvelle orientation.

Dans un deuxième temps, il s'agissait d'adopter une structure multicouche pour les interconnexions, ceci afin de diminuer les surfaces de

puce à intensité donnée, d'éliminer la couture des puces sur les substrats, et de simplifier les problèmes de refroidissement (cf toujours *Electronique de Puissance* n° 5 qui avait, à l'époque, révélé cette technologie en première mondiale).

Les travaux concernant cette seconde phase n'avaient pas démarré à Montrouge et feront donc l'objet d'une priorité dès septembre prochain à Nanterre. Cette seconde génération de bipolaires pourrait être prête mi-87.

J.P. Della Mussia

General Electric SC oriente ses recherches vers l'association puissance + analogique + CI semi-standard

Suite à des acquisitions de sociétés et des décisions d'investissements ces dernières années, *General Semiconductor* se présente désormais comme une société à trois axes de développement : les composants de puissance, l'analogique (avec *Intersil* et *Datel*) et les circuits semi-standard. Mais contrairement aux autres sociétés présentes dans ces créneaux et qui cherchent actuellement à se diversifier, *General Electric Semiconductor* a décidé récemment de porter ses efforts de nouveaux développements sur ce qui est commun à tous ces domaines, à savoir les circuits à la demande à la fois analogique et/ou de puissance, ou les circuits analogiques standard de puissance, que la technologie de base soit monolithique ou hybride. *GE* a d'ailleurs déjà commencé, pour les besoins de la division « machines à laver » du groupe, à produire des modules hybrides faisant appel, par exemple, à deux IGT, des diodes, un CI à la demande, un CI standard et un CI haute tension. (Cette technologie hybride dite de puissance

sera proposée sur le marché libre, d'ailleurs, dès cette année ; elle n'a rien à voir avec la technologie des modules utilisée par *GE* pour certains *Darlington*).

Intersil et *Datel* ont des activités bien définies, en matière de conversion analogique/numérique en particulier. L'activité dite de puissance recouvre toutefois plusieurs domaines (MOS, CI haute tension, opto-électronique, MOV, modules hybrides) qui font que les points communs entre les deux peuvent être nombreux, de même qu'avec l'activité circuits semi-standard ; a priori, et James Dykes, directeur général de la société ne le nie pas, le grand point de croisement entre la puissance et les CI semi-standard devrait être des prédifusés de puissance.

En Europe, le premier pas vers ce recentrage de vocation et le support des activités existantes se concrétise par la mise en place, à Bruxelles, d'un laboratoire d'applications représentant un investissement de 3 MF. ■

La société suisse Timonta crée sa filiale française

La société suisse *Timonta AG*, spécialisée dans la conception et la fabrication de produits pour l'électronique industrielle (transformateurs de réseau et d'impulsion, composants antiparasites, alimentations à découpage sur cahier des charges, convertisseurs....) annonce la création de sa filiale française « *Timonta France* ».

Installée dans la zone industrielle d'Orly Nord à Paray-Vieille-Poste (banlieue parisienne), elle emploie actuellement 10 personnes, dont 5 commerciaux et techniciens et dispose de 100 m² de locaux, répartis entre des bureaux, un magasin et un laboratoire de mesures. Celui-ci devrait être opérationnel dans le courant de l'année. Outre la vente, *Timonta France*, peut offrir à ses clients des consultations techniques, grâce aux installations et laboratoires (équipés pour toutes les

prescriptions des normes) dont dispose sa maison mère.

Timonta AG, créée en 1972, serait aujourd'hui la seconde entreprise suisse et la cinquième au niveau européen travaillant dans le domaine EMC-RFI (compatibilité électromagnétique et interférence radio-fréquence). Elle emploie 150 personnes et exporte environ 60 % de sa production dans 20 pays du monde. En 1986, les exportations devraient passer à 70 % grâce aux ventes réalisées par la filiale française.

G.C.

Micrel : un nouveau venu dans le monde de la puissance intelligente

La société américaine *Micrel*, qui fabrique des circuits intégrés à la demande et est surtout connue aux Etats-Unis pour ses services de test, vient de faire son entrée sur le marché de « la puissance

intelligente » en introduisant des circuits à la demande et semi-standard combinant logique CMOS et drivers de sortie DMOS jusqu'à 200V. La société qui, à notre connaissance, n'est pas représentée en France, développe une bibliothèque de cellules précaractérisées DMOS pour l'aide à la conception de ses CI.

Le premier prédiffusé de la société intègre 64 portes logiques CMOS et huit étages de sortie push-pull configurables de 200 à 100V avec une résistance passante de 10 à 20 Ω par sortie. D'autres devraient suivre avec plus de possibilités en sortie et un nombre inférieur ou égal de portes.

Signalons aussi que *Micrel* a vendu la licence de fabrication de ses CI de « puissance intelligents » à *Cherry Semiconductors*.

F.G.

SIGNAUX ALTERNATIFS

Le nouvel appareil de mesure et d'analyse "2250"



Depuis sa création en 1954, la société américaine North Atlantic Industries s'est spécialisée dans la construction d'instruments de mesure de courant alternatif. Elle a déjà à son actif plusieurs grandes "premières": le premier voltmètre de phase en 1956; l'unique voltmètre numérique de phase sur le marché, en 1975.

Enfin en 1985, le premier voltmètre analyseur de signaux alternatifs, le modèle "2250".

FONCTIONS:

Analyseur de réseau et analyseur d'ondes, voltmètre alternatif et phasemètre.

TECHNOLOGIE:

Basée sur le micro-processeur 68.000, réalise une analyse en transformée rapide de Fourier. Possède un système élaboré de filtrage analogique et numérique.

PERFORMANCES:

Capacité d'analyse en présence de bruits et de distorsions. Remarquable précision dans la gamme 10 Hz à 100 KHz: 0,05° en phase, 0,05% en tension et rapport. 126 dB de RMC. Analyse sur les harmoniques jusqu'à la 19°. Le groupe Technitron distribue en France toute la gamme d'appareils de North Atlantic Industries dont le "2250".

Technitron

Technitron - 8 avenue Aristide-Briand,
92220 Bagneux - France
Tel. : (1) 46.57.11.47 - Téléc. : Tectron 204792 F
Téléfax : 46568903

Bon à découper et à retourner à: Technitron - 8, av. Aristide-Briand - 92220 Bagneux.
M. _____ Rue _____
N° _____ Code postal _____
Ville _____
Sté _____
souhaiterai, sans engagement de sa part:
 recevoir une documentation "2250"
 la visite d'un technico commercial
EP

Power Compact prend une dimension industrielle

Power Compact, société spécialisée dans les hybrides de puissance standard, semi-standard et à la demande (cf *Electronique de puissance* n° 2 et n° 12) vient de procéder à un renforcement important de ses fonds propres en portant son capital social de 3MF à 10 MF.

Power Compact devait pour réussir changer d'échelle. Jusqu'à présent en effet, la société a surtout fait des études en partant, il y a deux ans, de concepts de modules sophistiqués avec commandes intégrées. Gagner la confiance, se faire qualifier et introduire ses produits dans de nouvelles générations d'équipements prend du temps : il faut en moyenne 2 ans pour qu'un sous-ensemble avec sa commande, réalisée sur mesure, pénètre dans un nouvel équipement, ce temps étant ramené à 1 an ou 1 an 1/2 pour des modules standard avec logique ou 6 mois pour des modules semi-standard sans logique de commande.

Or, ces dessins n'ont été introduits que depuis quelques mois au catalogue de la société.

Si bien que, jusqu'ici, la société a vu son chiffre d'affaires stagner vers 1 MF. La société est maintenant au stade de la montée en puissance industrielle : il faut investir en équipements pour répondre à la demande. D'où l'aug-

mentation de capital de 7 MF précitée, apportée par des particuliers et des sociétés de capital risque : *Finovectron et Finovelec* (filiale de l'*Institut de Développement Industriel*), *Sofineti, Sofindas*, l'anglais *Charter House* et le luxembourgeois *IVCP*.

D'ici 15 mois, ces investisseurs devraient à nouveau apporter 7 MF. Notons que, il ya deux ans *Power Compact* avait déjà reçu le soutien financier d'*Auxitex, Expanso-SDR et Sopromec*.

4 MF vont être investis à court terme dans des machines de report de composants en surface ainsi que des machines de report de puces à partir de tranches pour montage sur hybrides.

Des investissements commerciaux seront aussi lancés, en particulier pour une implantation aux USA.

Jean-Marc Chicco, qui dirige la société, espère parvenir à un CA de 50 MF d'ici 1988.

J.P.D.M.

1985 : une bonne année pour Siliconix

L'exercice 1985 s'annonce bien pour *Siliconix*, en effet, les ventes de la société ont augmenté de 20 % au cours des premiers mois par rapport à celles enregistrées à la même période de 1984 (77,8 M\$ au lieu de 65 M\$).

Parallèlement, les résultats d'exploitation qui étaient de 8,8 M\$ pour les 3 premiers trimestres de 1984 atteignent 10,6 M\$ pour les 9 premiers mois de 1985, soit une augmentation de 21 %.

Ces résultats sont sans doute à rapprocher des annonces de nouveaux produits de la firme qui montrent une volonté de couvrir tous les domaines d'application des technologies exploitées par *Siliconix*.

Plus de 30 nouveaux produits en 9 mois

Depuis le début de 1985, *Siliconix* a annoncé en moyenne plus de 3 produits par mois, exploitant les différentes filières dont elle dispose :

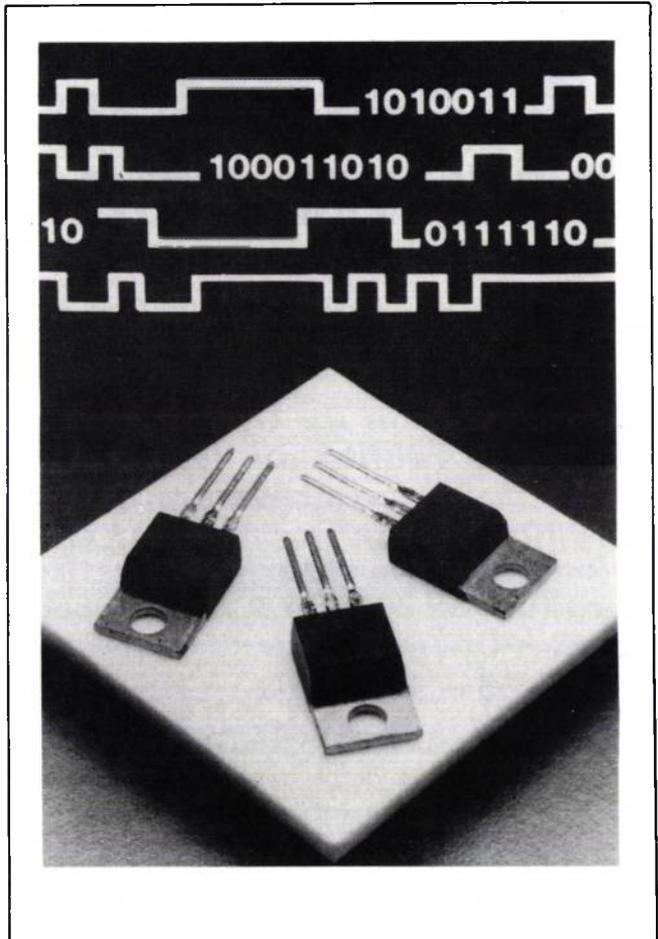
— La technologie Polymos a été mise à profit pour plusieurs circuits d'acquisition de données (SI 520, SI 8601, SI 8602), convertisseurs inverseurs, (SI 7660), convertisseur (SI 8602), registre (SI 25 HC 04) et des circuits prédifusés (5-3 et bientôt 2 μ) ;

— Le process DMOS grille silicium a été exploité pour les commutateurs analogiques, (SD 5000, SD 5400) et DG 271 en technologie grille silicium haute tension utilisée également pour le convertisseur inverseur (SI 7661) qui accepte une large gamme de tensions d'entrée, cette même technologie a également permis le développement de Fet canal P à vitesse élevée.

— Les Fet voient étendre la gamme des produits militaires avec l'introduction des transistors JEDEC (2N 6905, 2N 6911) et JAN (JAN TX 2N 5114, 2N 5115, 2N 5116). Plusieurs modèles de Fet sont maintenant disponibles en boîtier SOT 23, et un module hybride rassemble 8 commutateurs rapides.

— La gamme MOSPOWER s'agrandit également avec l'introduction de boîtiers hermétiques HI Rel (TO 61 et TO 66 et modules hybrides), permettant d'abaisser les coûts et dimensions des circuits.

— Une nouvelle famille apparaît : les Fetlington (2N 7000 à 2N 7014), à tension élevée, et s'accommode de faibles signaux d'entrée, ils cons-



tituent une alternative aux Darlington bipolaires.

— La technologie Smartpower — combinaison logique/puissance sur une même puce — pour le moment spécialement dédiée aux applications militaires et spatiales devrait déboucher vers l'industrie et les télécommunications.

E.C.

Alstom défend les alimentations en courant pour la commande des machines asynchrones

Selon Alstom et contrairement à ce qui est dit parfois dans la littérature, les alimentations en courant pour la commande des machines asynchrones ne conduisent pas toujours à une solution d'un poids plus élevé que celle des alimentations en tension. « Tout dépend du cahier de charges du client, et souvent le supplément

de poids est négligeable devant le gain sur les coûts » précise la société. ■

La crise des semiconducteurs touche aussi les discrets

Les statistiques du WSTS montrent que la crise des semiconducteurs touche aussi très fortement le secteur des composants discrets. Ainsi, alors qu'en 1974 le marché mondial des semiconduc-

teurs de puissance avait cru de 28,5 %, la chute serait de 7,2 % (en \$) pour 1986. Même contraste pour les diodes de puissance : +19,9 % en 1984 ; -9,5 % en 1985. La situation est enfin encore plus grave pour les Zener : +12,1 % en 1984 ; -13,3 % en 1985. ■

Production de Toshiba en GTO : 2 000 pièces par mois

La production de GTO de grande puissance en série est maintenant devenue réalité au Japon. D'importants acheteurs européens revenant de ce pays révèlent que la production de GTO jusqu'à 2,5 kV et 2 000 A se fait maintenant sans problèmes de rendement de fabrication fondamentaux, en particulier chez Toshiba dont le rythme de production atteint 2 000 pièces/mois.

Il y a seulement deux ans, les rendements étaient toujours mal maîtrisés, ce qui expliquait la difficulté de se procurer de telles pièces en Europe. Il semble toutefois que des problèmes de fabrication existent encore pour les GTO 4,5 kV.

A l'heure actuelle, le n° 1, et de loin, est *Toshiba* qui ne fait aucune difficulté pour livrer aux Européens à partir de contacts directs au Japon : le marché libre japonais est en effet insuffisant pour absorber la production précitée et il s'agit pour *Toshiba* d'amortir et de roder ses équipements de production.

Le n° 2 est *Mitsubishi* (que l'on retrouvera bientôt à travers la société commune en cours de constitution avec *Westinghouse* et *Général Electric*).

Mitsubishi vient en effet de s'équiper d'une usine adaptée à ce type de produit et l'on reparlera sûrement des GTO de *Mitsubishi*, dès que l'unité fonctionnera à plein rendement.

Peut-être pourrait-on situer en n° 3 *Fuji* qui fait d'importants progrès actuellement dans ce domaine selon les observateurs en contact avec cette société.

On ne sait plus, par contre ce qui se passe chez *Hitachi* dans le domaine des GTO alors qu'*Hitachi* était autrefois un meneur mondial avec *Toshiba*. Peut-être *Hitachi* a-t-il jugé le marché libre finalement insuffisant et a-t-il préféré consacrer ses ressources à des marchés plus porteurs ?

Notons que *Toshiba* comme *Mitsubishi* ont finalement adopté la technologie à court circuit d'anode autrefois prônée par *Hitachi*.

Jusqu'à 6 kV

Comment évolue le GTO, actuellement dans les laboratoires japonais ?

Les progrès ne sont malheureusement pas très significatifs en ce qui concerne le courant de coupure des GTO : il faudra s'habituer à générer la grande crête de courant de blocage. Par contre, les autres caractéristiques se rapprochent de celles des thyristors.

Il existe en particulier dans les laboratoires de *Toshiba* des GTO avec gâchette amplificatrice ; on sait que les japonais travaillent aujourd'hui sur des GTO 6 kV, des GTO avec diode antiparallèle intégrée ou encore des GTO avec des « îles » plus fines afin de réduire les pertes de commutation.

Des techniques semblables à celle de la redondance sur les mémoires intégrées sont par ailleurs étudiées pour les GTO afin d'améliorer les rendements de fabrication : la tranche des GTO est divisée en zones ; chaque zone est testée en fabrication et seules les zones bonnes sont finalement mises en parallèle pour constituer le dispositif final.

Notons que si les japonais sont en avance en matière de GTO, les observateurs européens les jugent toutefois toujours en retard en ce qui concerne leur mise en œuvre dans les systèmes.

Le marché français des semiconducteurs de puissance devrait croître de 5 % cette année

Le marché français des semiconducteurs de puissance devrait croître de 5 % cette année si l'on fait la moyenne pondérée des prévisions des fabricants de semiconducteurs (suivant notre enquête faite début 86) ; il s'agit là d'un résultat moins bon qu'en 1985, année durant laquelle le marché s'était, selon notre enquête, accru de 9 %. Cette régression s'explique par une certaine pression sur les prix de la part des fabricants japonais, mais aussi et surtout par la faiblesse relative des différents marchés intéressés par la puissance. On s'attend en particulier à une régression des commandes en télécommunications et à une croissance plus faible que d'habitude de la part du secteur militaire. La dégradation du carnet de commandes en semiconducteurs de puissance est notable depuis octobre dernier.

Selon notre confrère Electronics qui a effectué son enquête en novembre 85, le marché français des discrets passerait de 194 M\$ en 1984 et 202 M\$ en 1985 à 217 M\$ en 1986 (avec 8,4 F pour 1 \$), soit une croissance de 7 %. Les semiconducteurs de puissance ne sont pas « sortis » de ces chiffres en tant que tels mais certaines sous rubriques citées par Electronics concernent essentiellement la puissance. Ainsi, le marché des diodes et assemblages de diodes évoluerait de 33 M\$ en 1984 et 34 M\$ en 1985 à 36 M\$ en 86, celui des thyristors et triacs de 74 M\$ en 1984 et 77 M\$ en 1985 à 82 M\$ en 86, celui des transistors bipolaires de plus de 1 W de 30 M\$ en 1984 et 1985 à 32 M\$, celui des MOS de 2 M\$ en 1984 et 3 M\$ en 1985 à 3 M\$ en 1986.

J.P.D.M

Répartition des ventes de semiconducteurs discrets par continent, (et par canal de vente pour les USA), selon le WSTS (M).

	1985 Total	1985 Q1	1985 Q2	1985 Q3	1985 Q4	1986 Total	1987	1988	
Ventes-OEM-USA	1 421.5	293.2	291.8	287.0	300.6	1 172.5	1 275.5	1 413.5	1 539.6
Variations (%)	29.7	- 15.9	- 0.5	- 1.7	- 4.7	- 17.5	8.8	10.8	8.9
% des ventes totales USA	73.2	76.9	76.8	76.4	75.9	76.5	76.2	75.8	75.8
Distribution	520.6	88.1	88.1	88.5	95.6	360.3	399.5	450.1	491.3
Variation (%)	48.8	- 22.4	0.1	0.5	8.0	- 30.8	10.9	12.7	9.2
% des ventes totales USA	26.8	23.1	23.2	23.6	24.1	23.5	23.8	24.2	24.2
Total USA	1 942.1	381.3	379.9	375.5	396.2	1 532.9	1 674.9	1 863.6	2 030.9
Variations (%)	34.3	- 17.5	- 0.4	- 1.2	5.5	- 21.1	9.3	11.3	9.0
% du monde	36.0	31.6	30.6	30.5	30.7	30.9	31.6	32.1	32.1
Europe de l'Ouest	1 150.2	293.2	293.6	288.0	299.6	1 174.4	1 216.7	1 295.7	1 411.8
Variations (%)	8.9	1.3	0.2	- 1.9	4.0	2.1	3.6	6.5	9.0
% du monde	21.3	24.3	23.7	23.9	23.2	23.6	23.0	22.3	22.3
Japon	1 856.8	432.7	468.4	468.6	490.5	1 860.2	1 976.5	2 176.8	2 368.9
Variations (%)	19.8	- 6.6	8.2	0.0	4.7	0.2	6.3	10.1	8.8
% du monde	34.5	35.9	37.8	38.1	38.0	37.5	37.3	37.5	37.5
Autres	439.2	99.2	97.9	98.0	103.5	398.5	426.2	469.9	511.1
Variations (%)	15.3	- 8.2	- 1.3	0.1	5.6	- 9.3	7.0	10.2	8.8
% du monde	8.2	8.2	7.9	8.0	8.0	8.0	8.1	8.1	8.1
Total mondial	5 388.3	1 206.3	1 239.8	1 230.0	1 289.7	4 965.9	5 294.5	5 806.1	6 322.7
Variations (%)	21.6	- 8.8	2.8	- 0.8	4.9	- 7.8	6.6	9.7	8.9

Le WSTS est une association regroupant les principaux fabricants mondiaux de semiconducteurs.

IPS reçoit un nouveau financement de 7,86 M \$

Integrated Power Semiconductors (IPS), société de CI de puissance installée en Ecosse, vient d'obtenir un second appui financier de 7,86 M \$ de la part d'investisseurs britanniques. Cet apport provient des huit investisseurs initiaux, y compris la Bank of Scotland, la Scottish Development Agency et 3I, ainsi que de six nouveaux investisseurs dont Citycorp Venture Capital.

C'est la plus grande opération de deuxième financement réalisée par des organismes de capital-risque au Royaume-Uni, où le financement par étapes est encore relativement rare.

IPS prévoyait une seconde étape de financement de 10 millions de \$ l'été dernier, mais la récession dans les semi conducteurs rendait les investisseurs inquiets, bien que les circuits intégrés de pointe et sur demande de la société s'adressent à un créneau spécialisé du marché.

Le nouveau financement a suivi en fait, l'obtention par la société de ses premières commandes 6 mois plus tôt que prévu et des premières grosses commandes. L'usine de Livingston qui représente un investissement de 21,5 million de \$, est devenue opérationnelle fin janvier.

Le chiffre d'affaires pour l'année se terminant en mars prochain va probablement dépasser 1,43 M \$. La société prévoit des ventes de 13,7 M \$ pour l'année en cours et 28,6 M \$ en 1987, ce qui permettrait de dégager un bénéfice.

Un troisième appel de fonds pouvant atteindre 4,3 millions de \$ sera probablement nécessaire d'ici la fin de 1986, mais ces derniers pourraient être fournis par un investissement direct dans IPS de deux sociétés britanniques qui désirent obtenir une participation dans l'entreprise.

Rappelons que IPS a été fondée en 1984, par

un groupe d'ingénieurs américain en semi-conducteurs, dirigé par Dave Wood, anciennement directeur chez *Silicon General* en Californie, en vue de mettre au point et produire des circuits intégrés de puissance. Ils ont choisi l'Ecosse plutôt que la Californie pour lancer leur entreprise, en raison, selon eux, de l'infrastructure en semi conducteurs existant en Ecosse et de la disponibilité d'ingénieurs spécialisés dans la conception de circuits.

Le premier financement a été de 7,15 millions de \$, les directeurs ayant une participation de 20 % dans la société.

Rappelons également que le marché des circuits intégrés de puissance est évalué à 1 M\$ d'ici 1990.

IPS a livré ses premières commandes à des clients aux Etats-Unis et en Europe à la fin mai 1985 et les premières grosses commandes ont été placées par un fabricant américain d'unités de disques.

Lors de l'inauguration des installations de fabrication, à la fin janvier 1986, elles occupaient environ 100 personnes et lançaient en moyenne 400 tranches de 100 mm par semaine, couvrant une gamme de 20 produits. IPS prévoit des ventes d'au moins 85 millions de \$ par an d'ici 5 ans et un personnel total de 400 personnes.

J.P.D.M.

Retour aux sources chez CEHESS

Après une période de diversification plus ou moins heureuse dans les années 1975-1980, la société CEHESS, spécialisée à l'origine dans les appareils de protection et fusibles était contrainte à déposer son bilan. Reprise par de nouveaux actionnaires en 1980, après assainissement de son bilan financier, la société décide fin 1984, d'abandonner la fabrication de circuits imprimés dans laquelle elle était encore impliquée, pour concentrer ses efforts dans le domaine qui fit son renom : le fusible.

Cette appellation générique couvre cependant des produits bien différents dans leurs caractéristiques et quant aux moyens de fabrication et de contrôle à mettre en œuvre, selon qu'il s'agit de fusibles pour l'électronique (généralement faible intensité, grande fiabilité), de fusibles domestiques (faible coût) ou de fusibles industriels (fort calibres).

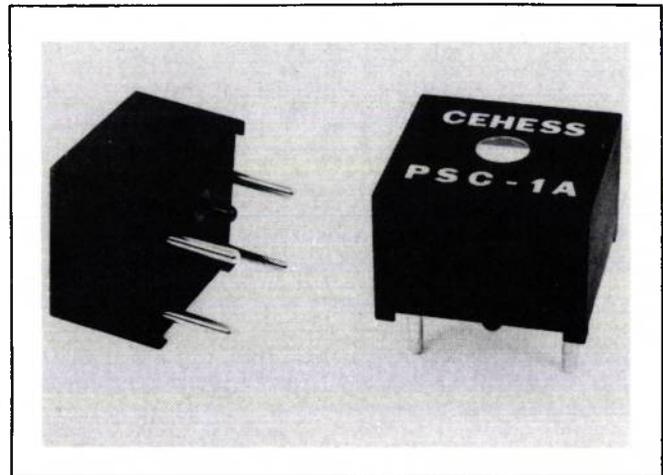
Partant de cette analyse, la nouvelle gamme CEHESS est limitée aux fusibles pour l'électronique, et des investissements importants sont faits pour automatiser et accroître la capacité de production, pour réaliser de grandes séries permettant d'aborder le marché international.

Parallèlement, un contrôle centralisé de qualité (CCA) se met en place, condition indispensable pour les applications militaires et spatiales.

Finalement ce sont trois lignes de produits sur lesquelles portent les efforts :

— D1DT à très forte temporisation, qui pour une pointe de courant d'amplitude 10 fois supérieure à l'intensité nominale présente un temps de fusion 10 à 15 fois plus long que celui d'un fusible normal de même calibre. Ces fusibles sont annoncés comme présentant une très grande précision de temps de fonctionnement et une absence de vieillissement en régime de pointes répétées, ils sont réalisés en cartouche cylindrique 5 × 20 mn.

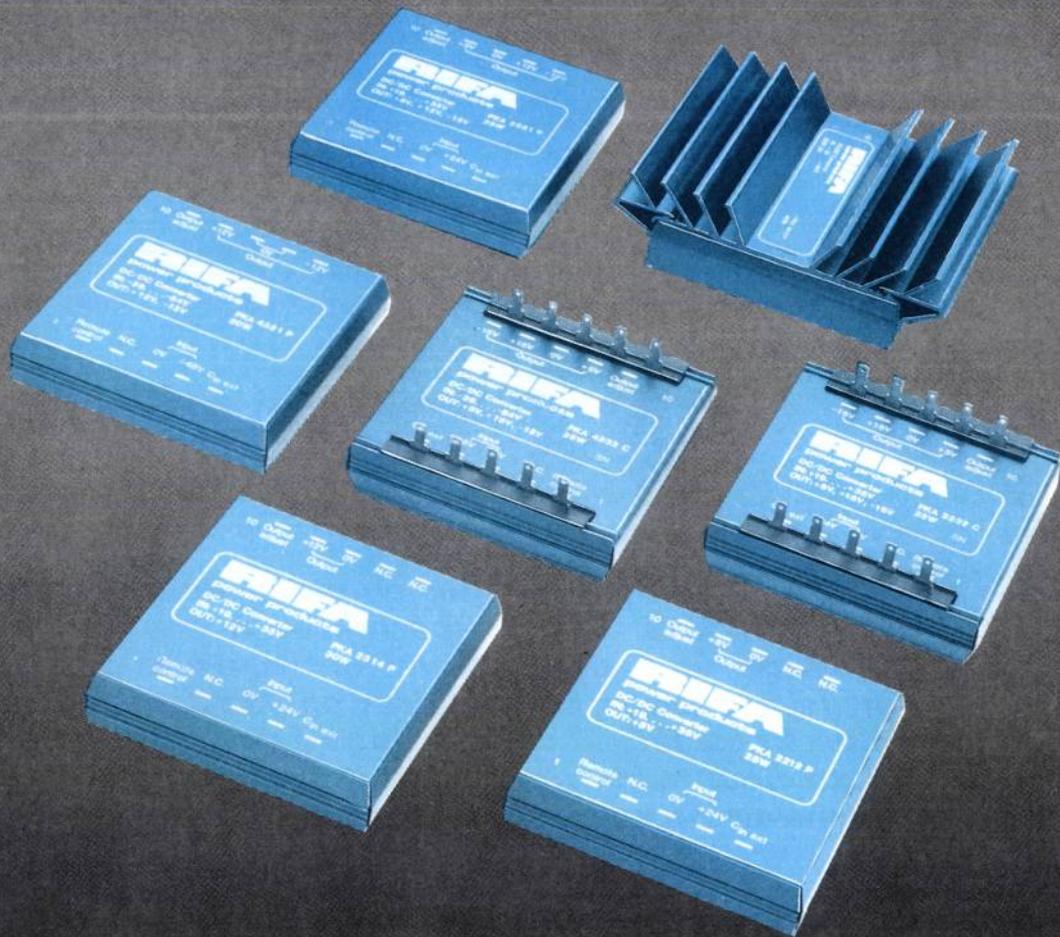
— Mini Fuse ultraminiature à pouvoir de cou-



pure très fiable et très élevé pour les dimensions du fusible (cartouche cylindrique 2,3 × 8 mm à sorties par fils). Ces fusibles à fusion rapide sont donnés comme ayant une résistance interne faible, particulièrement pour les petits calibres.

— PSC subminiatures à contacts de signalisation et détection optique de fusion par changement de couleur d'un voyant sur la partie supérieure du boîtier (10 × 10 × 7 mm, 4 broches à détrompeur).

Edmond Codechèvre



PETITS PAR LA TAILLE, GRANDS PAR LA PUISSANCE

CONVERTISSEURS CC/CC

Des convertisseurs CC/CC compacts

La gamme PKA de convertisseurs CC/CC 25 à 40 W est composée de modules légers et compacts mono, double ou triple source, alimentés soit en +24 V soit en -48 V.

Une simplicité étonnante

Existants en version pour circuits imprimés ou pour châssis, ces modules ne nécessitent ni composants extérieurs, ni refroidissement supplémentaire.

Une puissance miniaturisée

De dimensions réduites grâce à une fréquence de découpage de 300 kHz, les convertisseurs PKA délivrent leur puissance nominale de -45°C à +85°C sans perte de puissance.

Une grande fiabilité

Conçus en technologie couches épaisses et assemblés sur une chaîne de fabrication automatique, ces modules ont un MTBF supérieur à 200 ans.

Une mise en parallèle simple

Une mise en parallèle facile à mettre en oeuvre qui permet de réaliser des alimentations plus puissantes ou des systèmes redondants.

Une fabrication automatisée

Des délais de livraison très courts, ainsi qu'une qualité constante sont obtenus grâce à une chaîne de fabrication automatisée comprenant cyclage en température et test fonctionnel des modules.

RIFA Power Products, B.P. 206, 78051 Saint Quentin Yvelines Cedex. Tél: (1) 30 - 58-33 - 33. Télex: 697347 F.

RIFA
power products

**Pour les applications de
« puissance intelligente »,
SGS industrialise
une technologie
bipolaire
complémentaire
verticale.**

Le procédé de fabrication utilisé dit S²P² (super signal power process) permet en effet de fabriquer sur une même puce des transistors npn et pnp verticaux complémentaires.

Il se prête, d'après la société, à la réalisation économique de pratiquement n'importe quelle configuration et notamment de circuits du type « high side driver » ou pont complet, jusqu'à présent du domaine de l'hybride.

Le premier circuit en technologie S²P² que SGS s'apprête à échantillonner devrait d'ailleurs être un driver du premier type pour charges inductives, le L 9350 qui sera principalement destiné au marché automobile pour les applications de contrôle de moteur ou de pilotage de la pompe à essence par exemple. La technologie complémentaire verticale mise au point par SGS apporte un certain nombre d'avantages par rapport aux techniques actuelles utilisant des transistors pnp latéraux. Elle permet notamment un gain au niveau de la surface de la puce, une meilleure tenue en tension et un contrôle amélioré de la distance émetteur-collecteur.

Les dispositifs en technologie S²P² peuvent supporter des transistors jusqu'à 120 V ce qui est suffisant pour l'utilisation sans protection externe dans les applications automobile par exemple, ceci grâce à une minimisation de la diffusion d'isolation dans la cou-

che épitaxiale n⁺ obtenue par une fabrication en deux étapes.

Le procédé S²P² permet d'intégrer sur une même puce quatre dispositifs de base : des transistors npn et pnp, des circuits logiques et linéaires l'L et des diodes à faible courant de fuite.

Il est destiné principalement aux applications de « puissance intelligente » dans lesquelles l'utilisation de transistors pnp est nécessaire.

Toutefois, pour les applications à faible tension (jusqu'à 60 V) SGS a développé une version haute den-

SGS vient de commencer l'industrialisation d'une technologie bipolaire complémentaire verticale de puissance basée sur l'utilisation d'une méthode originale pour fabriquer des transistors pnp verticaux à collecteurs isolés dans un puits n enterré.

sité du procédé S²P², dite HDS²P², qui permet d'intégrer sur une même puce 270 portes, L/mm², des transistors npn et pnp verticaux et des diodes à faible courant de fuite.

Le procédé HDS²P² est particulièrement destiné aux applications de conversion de données et autres fonctionnant jusqu'à 100 MHz.

La société italienne a aussi en développement un régulateur à faible chute de tension ; un driver de moteur pas à pas et un amplificateur d'écriture/lecture pour unité de disques durs. **J.P.D.M.**

Un gradateur de puissance intelligent

Eurotherm, spécialiste du contrôle industriel élargit sa gamme de gradateurs de puissance avec l'introduction d'un modèle intelligent équipé d'un microprocesseur 6805 *Motorola*.

Le gradateur peut ainsi, par l'intermédiaire d'un bus de liaison, être commandé par un ordinateur ou une centrale de mesure pour réaliser une régulation très fine de la puissance.

Principalement destiné à la régulation de température d'équipe-

ments de traitement thermique, le gradateur à microprocesseur peut également avoir des débouchés pour la commande de moteurs à courant alternatif lorsque l'application envisagée ne nécessite pas un fort couple de démarrage. Le premier produit présenté est un dispositif à thyristor en version triphasée, pouvant commuter 150A par phase, et réalisé sous forme d'un module débrochable utilisant un système de broches d'inégale largeur assurant la sécurité. **E.C.**

LCC introduit un ferrite à rapport énergie/ volume amélioré.

LCC vient d'introduire sous la référence B52 un ferrite de puissance permettant de commuter plus d'énergie que les anciens matériaux à volume donné. L'amélioration, qui vient de l'utilisation d'un matériau original avec une nouvelle technologie de frittage (non révélée), ne porte pas seulement sur un paramètre, mais sur trois, simultanément. Elle est par ailleurs valable entre 75 °C et 100 °C, dans des conditions pratiques d'utilisation et non à 25 °C.



La première amélioration porte sur l'induction de saturation au-delà de 25 °C : un matériau classique présente en effet une induction de saturation de l'ordre de 4 700 gauss à 15 Oe et à 25 °C ; or, à 50 °C, cette induction passe à 4 300 gauss, puis 3 800 gauss à 75 °C, 3 200 gauss à 100 °C et moins de 3 000 gauss à 125 °C. En moyenne, à haute température, le B52 offre 20 % de mieux : 4 800 gauss à 25°C, 4 600 gauss à 50 °C, 4 400 gauss à 75 °C, 4 000 gauss à 100 °C et 3 500 gauss à 125 °C.

Deuxième amélioration, la variation des pertes des matériaux en fonction de la température. Il existait jusqu'ici deux grandes familles de matériaux, les uns présentant des pertes minimales à 2 000 gauss et 100 kHz, de l'ordre de 770 mW/cm³ vers 75 °C, les autres permettant de descendre jusqu'à 660 mW/cm³ mais vers 50 °C. Le B52, lui, offre des pertes minimales de 650 mW/cm³ environ et vers 85 °C.

Dernière amélioration enfin, mais elle découle en fait des pré-

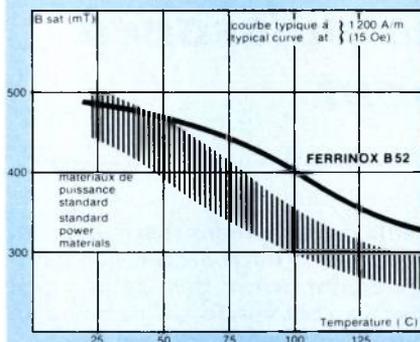


Fig. 1 : Induction de saturation en fonction de la température. Le B52 se distingue des ferrites standard par un gain de l'ordre de 20 % en induction de saturation à « haute température ».

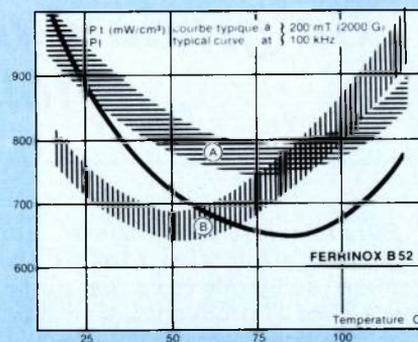


Fig 2 : Pertes totales en fonction de la température. A : matériaux standard à pertes minimales à température élevée. B : matériaux standard à pertes minimales à basse température. Le B52 a son minimum de pertes centré à 85 °C. Pour 200 mT, et à 85 °C, ces pertes sont inférieures à 650 mW/cm³ à 100 kHz et 100 mW/cm³ à 25 kHz.

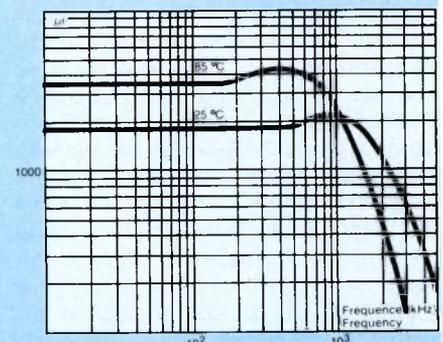


Fig. 3 : Perméabilité initiale en fonction de la fréquence. La fréquence de coupure, à - 3dB, dépasse en moyenne 2,5 MHz à 25 °C et 1,2 MHz à 85 °C. Ce ferrite admet ainsi des signaux carrés jusqu'à 250-300 kHz.

cédentes, il devient maintenant possible de travailler à 250 kHz avec des pertes équivalentes à ce qu'elles étaient autrefois à 50 kHz.

Notons que *TDK*, *Siemens* et *Philips* ont également introduit des matériaux nouveaux mais avec des compromis différents qui ne réunissent pas toujours à la fois les faibles pertes et la forte inductance de saturation.

Les ferrites B52 sont disponibles en noyaux U pour applications TV, en noyaux E (norme DIN) et ETD (norme CECC) dans des formats sélectionnés de 50 W à plusieurs kW, et en noyaux RM (norme CECC).

Le supplément de prix du B52 par rapport aux anciens matériaux devrait être inférieur à 10 %. Ces anciens matériaux seront d'ailleurs toujours proposés dans le futur, en particulier pour les applications basse température. Notons que *LCC* propose également à l'export des ferrites B52 dans le format des circuits laminés américains. **J.P.D.M.**

Fairchild introduit des MOS de puissance à forte dissipation possible

Fairchild vient d'introduire une ligne de MOS de puissance dont la possibilité de dissipation annoncée est 25 % plus grande que celle des MOS existants. Cette ligne 60 à 200 V/12 à 40 A vient compléter une ligne plus classique introduite en avril 1985.

Les produits donnés aujourd'hui sont conditionnés en boîtiers TO220, TO 204AA ou TO 204-AE suivant les produits et sont des secondes sources des modèles plastiques IRF530-533, IRF 540-543, IRF 630-633, IRF 640-643, MTP 12N18/12N20 et MTP 20N08/20N10 ou métalliques IRF 130-133, IRF

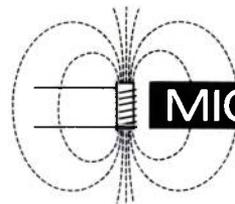
140-143, IRF 150-153, IRF 230-233, IRF 240-243 et IRF 250-253.

Comme exemple d'amélioration de pouvoir de dissipation, *Fairchild* cite ses IRF 530-533 et IRF 630-633 spécifiés à 100 W contre 75 W chez ses concurrents ; ses IRF 540-543 et IRF 640-643 sont par ailleurs spécifiés à 150 W contre 125 W chez ses concurrents.

Rappelons que la technologie MOS de puissance de *Fairchild* est une technologie 400 000 cellules/cm² sous 5V.

JPDM

BFI Electronique



MICROMETALS

MICROMÉTALS

une gamme complète
de circuits en poudre de fer

La solution à votre problème

Pour recevoir une documentation :

BFI Electronique

9, rue Yvart 75015 PARIS
Tél. : 45 33 0137 +
Télex 20 44 25

Surveillance et télédiagnostic des onduleurs sur Minitel

Le Visutel 4000 est une version économique du Visualpes, puissant outil de surveillance des onduleurs de forte puissance, lancé il y a plus d'un an.

Visutel 4000 utilise comme outil de dialogue un terminal Minitel classique qui trouve là une utilisation particulièrement performante. Du fait de son coût réduit, Visutel 4000 est bien adapté au contrôle des alimentations sans coupure de moyenne puissance, de 30 à 120 kVA. Il apporte à l'exploitant du système informatique alimenté, une sécurité, un confort et une disponibilité sans précédent.

Pour pouvoir être surveillé par Visutel, l'alimentation est munie de cartes d'interface et d'un boîtier de liaison.

Les informations collectées au sein de l'onduleur et sur les capteurs d'environnement, sont traitées et mémorisées au niveau des cartes.

L'exploitant, dans la salle informatique ou à distance, peut visualiser sur le Minitel les paramètres de fonctionnement de l'alimentation, les changements d'état qui ont pu se produire, l'apparition d'alarmes ou l'état des batteries.

La présentation de ces informations sur l'écran apparaît avec leur

Merlin Gerin a présenté en avant première à ELEC 1985, en décembre dernier, son nouveau système de surveillance et télédiagnostic pour alimentations statiques sans coupure, le Visutel 4000.

chronologie. Le Visutel 4000 peut traiter une soixantaine d'informations analogiques ou tout ou rien. Il peut être utilisé pour des applications de télédiagnostic, le service après-vente de *Merlin Gerin* pouvant alors interroger le système, par le réseau téléphonique.

Généralement, en cas de problèmes mineurs, un déplacement peut être évité. Si cela n'est pas, le spécialiste intervient avec une meilleure connaissance de l'incident, ce qui lui permet d'arriver avec les pièces détachées nécessaires et de réduire son temps d'intervention.

Des jonctions p-n réalisées par « soudure »

La méthode habituelle consiste, à partir d'un substrat homogène n ou p, soit à doter par diffusion ou implantation avec le dopant de type inverse, soit à déposer par épitaxie une couche de type opposé. Le procédé de *Toshiba* consiste à utiliser 2 tranches de

type inverse, à leur faire subir un traitement de surface spécial, en particulier de nettoyage et de déshydratation, puis à les appliquer l'un contre l'autre à 1 000 °C, dans de l'azote. Les tranches se « soudent » alors et l'on obtiendrait ainsi la continuité cristalline avec

Toshiba a mis au point un procédé très original de réalisations de jonctions p-n pour des couches épaisses destinées à des composants de puissance.

une jonction plus abrupte qu'avec les autres procédés qui nécessitent des passages prolongés à haute température, en particulier pour les couches épaisses. De plus, les épaisseurs qu'il est possible d'obtenir, par exemple avec l'épitaxie sont limitées.

Selon *Toshiba*, les jonctions obtenues par son procédé présentent des avantages intéressants, spécialement pour les composants à haute tension ou haute fréquence. Des composants tels qu'un type particulier de MOSFET de puissance vertical ou des inverseurs 400 V travaillant à fréquence élevée que les dispositifs habituels devraient être commercialisés avant la fin de l'année.

G.C.

Convertisseur de mesure de puissance

Le principe de mesure des convertisseurs de puissance *Testo-term* est basé sur la méthode de division de temps.

La puissance électrique

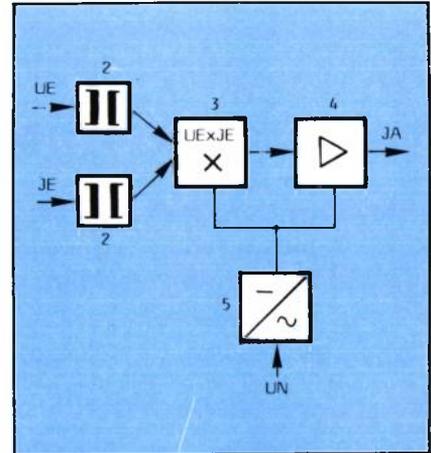
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U.I. dt$$

est le résultat d'une multiplication continue des valeurs instantanées de tension et d'intensité et leur intégration durant un temps T. Le schéma montre un convertisseur de puissance monophasé qui travaille suivant ce principe (unité 3). Les transformateurs de mesure (2) servent d'adaptateur d'impédance et à la séparation galvanique des circuits d'entrée et sortie.

L'unité de mesure et l'amplificateur nécessitent une alimentation continue stabilisée (5) et est elle-même alimentée par une source auxiliaire externe. Vu sa faible consommation, ce circuit peut être alimenté en parallèle par la tension de mesure.

Les convertisseurs de courant triphasés déséquilibrés se composent de diverses unités de mesure et d'un sommateur. L'amplificateur et la source d'alimentation sont communes à toutes les unités de mesure.

Ces convertisseurs sont disponibles en version monophasé, triphasé équilibré 3 fils, triphasé équilibré 4 fils triphasé déséquilibré 3 fils, et selon le modèle déli-



quent une information de puissance active, réactive ou des deux sous forme d'un courant continu de sortie de 1 ; 2,5 ; 5 ; 10 ; 20 mA et 4/20 mA.

Les tensions nominales sont 100V3, 110V3, 100, 110, 220 et 380V, les intensités nominales de 1 à 5A.

E.C.

BFI Electronique



MAGNETICS

MAGNÉTICS Inc

une gamme complète
de circuits magnétiques doux

La solution à votre problème

Pour recevoir une documentation :

BFI Electronique

9, rue Yvart 75015 PARIS
Tél. : 45 33 01 37 +
Télex 20 44 25

ABONNEZ-VOUS A ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

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 1986	FRANCE TVA 4 % incl.	ETRANGER
Electronique de Puissance	340	430
Electronique Actualité + Répertoire de l'Electronique + Electronique Puissance	885	1 150
Electronique Industrielle + Processeurs et Systèmes + Electronique de Puissance	800	1 100
Toute l'Electronique + Electronique de Puissance	485	650

VOTRE SECTEUR D'ACTIVITÉ

Espace aéro	01
Automatisme	02
Informatique	09
Instrumentation Mesure	11
Télécom/bureautique	14
Autres industries	16
Electrotechnique	17
Matériels professionnels	18
Composants	19
Electronique de puissance	20

Nom :

Société :

Adresse :

.....

Code Postal

Ville Tél.....

VOTRE CENTRE D'INTERÊT

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 sev. méthode	06
Divers	10

COMPOSANTS ACTIFS

Modules MOS 120A/500V.

Gentron, représenté par *CP Electronique*, commercialise un module MOS capable de commuter 120A sous 100, 200, 400 ou 500 V.

Le module est disponible avec sorties fast ou, broches pour circuit imprimé.

L'isolation avec le boîtier est de 2 500 V RMS.

(Fig. 1)

Régulateurs de tension à découpage

Lambda introduit sous la référence générique 6 300 P une famille de circuits intégrés monolithiques pour la réalisation de convertisseurs continu-continu et alimentations à découpage.

Ils comprennent :

- une source de tension de référence compensée en température
- un oscillateur en dent de scie
- un modulateur de largeur de signal
- un amplificateur d'erreur
- un transistor de puissance Darlington
- les circuits de protection contre les sur-intensités ultra-rapides
- une protection thermique

Quatre modèles en boîtier plastique :

LAS 6320P : boîtier dual in line 14 broches, 2 ampères

LAS 6330P : boîtier SIP 9 broches in line, 3 ampères

LAS 6350P : même boîtier, 5 ampères

LAS 6380P : même boîtier, 8 ampères

Tension d'entrée : 5 à 35 volts

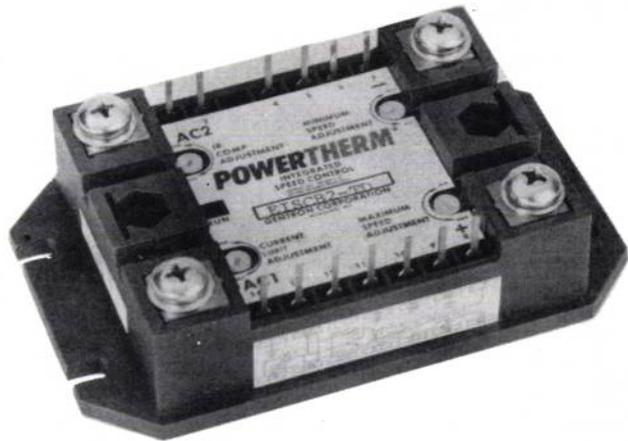
Oscillateur 0 à 200 kHz

Température de fonction : -55°C à $+125^{\circ}\text{C}$.

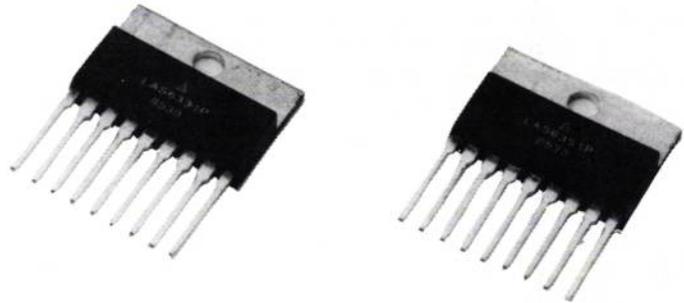
(Fig. 2)

MOS 120 A 400 V.

Gentron représenté par *CP Electronique* propose un dispositif MOS destiné à la commande de moteurs et plus généralement à la



1



2



3



présente :

THYRISTORS-ACR-GTO • TRANSISTORS • DIODES



Thyristors / Diodes
75 à 4.500 V
2 à 3.350 A

•

Assemblages HT
45 KV - 100 KV

•

Transistors
jusqu'à 1.000 V - 500 A



MEDL

HAUTE PUISSANCE

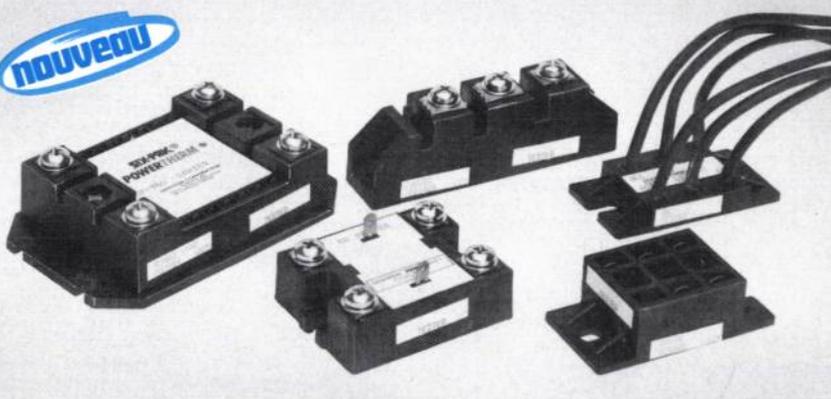
C.P.E. - BP N° 1 - 78240 Carrières s/S. tél. (1) 39 47 41 40



présente :

MODULES HYBRIDES DE PUISSANCE à diodes, thyristors, triacs, transistors

nouveau



GENTRON

UNE TRÈS VASTE GAMME

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

commutation de charge fortement inductives.

Le EFM 119 M 53 donné pour 120A et 400V peut être obtenu en versions 100, 200, 400 et 500 V et l'isolement de sa semelle thermique est de 2 500V.

(Fig. 3)

Relais semiconducteurs

SILICON POWER CUBE CORP. représenté en France par I.S.C., annonce deux nouveaux relais semi-conducteurs : le 110 R1D et le 110 R2D

Ces relais sont capables de supporter jusqu'à 110 A RMS, les charges inductives et résistives et résistent jusqu'à 2 000 A aux pointes de courant pendant 1 cycle. Ils se montrent particulièrement efficaces dans les applications de forte puissance où une taille compacte, un faible poids s'ajoutant à la capacité de supporter de forte surintensité sont des facteurs extrêmement importants.

Le 110 R1D a un temps de commutation de croisement au point nul de 8,3 ms, alors que le 110 R2D à contrôle de phase a un temps de commutation aléatoire de 0,02 ms convenant au contrôle de puissance ou aux applications requérant des temps de commutation ultra rapides.

Le 110 R1D a une tension de commande allant de 3,5 à 32V CC et le 110 R2D de 3,5 à 26V CC.

Tous les deux sont disponibles en boîtier de puissance standard.

COMPOSANTS PASSIFS

Condensateurs pour découpage

CEF introduit une gamme de condensateurs électrolytiques extra plats, à faible résistance série et fort courant, pouvant fonctionner jusqu'à 125° C.

La gamme de valeurs est comprise entre 1 500 et 6 800 mF pour des tensions de 10 à 200V.

Selon leur valeur, ces condensateurs se présentent sous forme de boîtier cylindrique de 36 à 77 mm

de diamètre, de 40 à 50 mm de hauteur.

Selon le constructeur la durée de vie des condensateurs TBB-FRS est de 2 000 h à 125°C et de 200 000 h à 40°C.

(Fig. 4)

Filtres pour alimentations à découpage

Timonta propose deux gammes de filtres pour alimentations à découpage avec des tensions nominales de 110 ; 220 ; 250 V.

La série FSS 2-55, courant max. 6A à double cellules de filtrage, procure en mode symétrique et dissymétrique une atténuation de 60 dB. La série FMW 2-52/63/65 dont le courant est de 10A est plus particulièrement conçue pour éliminer les interférences en mode symétrique pour lesquelles l'atténuation selon les modèles peut atteindre 80 dB.

(Fig. 5)

Composants inductifs

VOGT représenté par Emile Joly SA propose une gamme complète de composants pour alimentations à découpage et commandes de moteurs. Les transformateurs de série, ou selon cahier des charges clients, sont conçus dans un laboratoire spécialisé et fabriqués sur des installations assistées par ordinateur. Ces transformateurs peuvent à la demande être imprégnés ou enrobés.

Les ferrites utilisées fabriquées par Vogt peuvent être du type U, E ou torique et sont choisies pour optimiser le produit final.

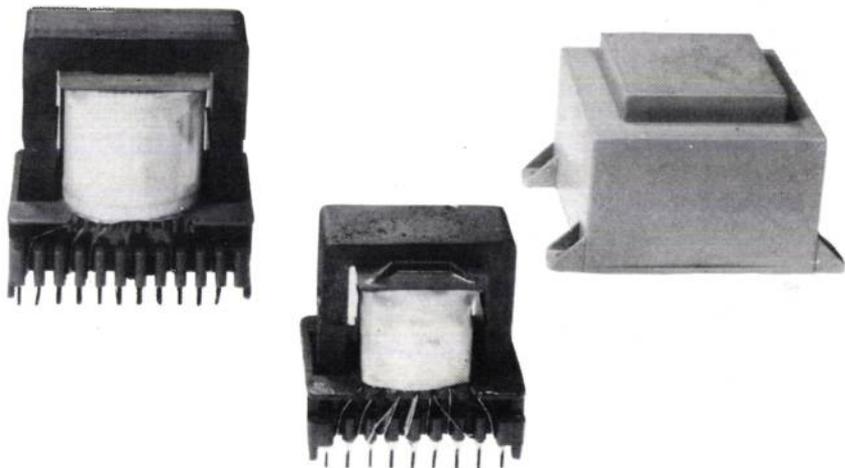
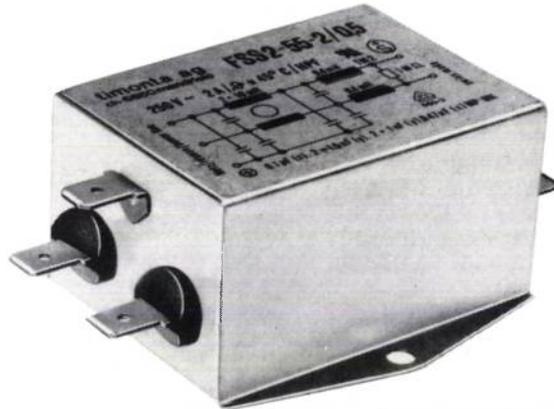
Vogt réalise également les inductances et filtres utilisés dans les circuits de puissance.

(Fig. 6)

Résistances haute tension

La Société Caddock, représentée par Bicel, vient de compléter sa gamme de résistances haute tension du type MG par une nouvelle série TG à très haute stabilité.

4
—
5
—
6



Produits nouveaux

En effet, dans une gamme de valeurs ohmiques allant de 1 Mégohm à 600 mégohms en tolérance $\pm 1\%$ ou mieux la Société *Caddock* garantit un coefficient de température de 25 ppm/°C entre -55°C et $+125^\circ\text{C}$.

Il existe 7 modèles dont les puissances varient de 1 à 6 watts et les tensions de 4 000 à 30 000 volts.

La température d'utilisation peut aller jusqu'à $+225^\circ\text{C}$. Quant à la dérive après 1 000 Heures à charge nominale, elle n'est que de 0,25 %.

Un intercalaire anti-parasite pour transistor de puissance

Mètafix commercialise un intercalaire anti-parasite dénommé *Micablindé*, pour transistor de puissance. Ce produit de conception multicouche est composé d'une couche de mica argenté d'une couche, de cuivre et d'une couche de mica argenté, ce qui lui assure une propriété d'isolant électrique avec une faible résistance thermique ainsi qu'une fonction anti-parasite.

INSTRUMENTATION

Alimentations stabilisées de laboratoire

Metrix élargit sa gamme d'alimentations de laboratoire en proposant deux nouvelles alimentations stabilisées, à affichage numérique simultané de la tension et du courant.

Le modèle AX 321 est une alimentation simple 0-32 V 2,5 A, et le modèle AX 322 constitue la version double de l'AX 321.

Les afficheurs 7 segments LED permettent une lecture précise ($\pm 0,5\%$) avec une résolution de 0,1 V en tension et 10 mA en courant, ce qui dépasse de loin les possibilités d'un indicateur analogique à aiguille.

La stabilité de la tension est meilleure que 20 mV pour une va-

riation de la tension réseau de $\pm 10\%$ ou une variation du courant de 0 à pleine charge, et l'ondulation résiduelle est inférieure à 1 mV eff.. Une protection électronique très efficace protège l'alimentation contre les erreurs de manipulation.

Ces deux alimentations sont conformes à la norme de sécurité CEI 348 - Classe 1.

Hygrothermomètre

Cet appareil proposé par *Comark* permet indifféremment la mesure de la température ambiante et de l'humidité relative.

Comme les autres unités de la série 2 000, le 2 020 dispose d'un boîtier résistant à l'agression de l'humidité et de la poussière (norme IP 65). Il peut donc être utilisé dans des milieux très hostiles.

Ce boîtier fonctionne avec une sonde H1 à deux capteurs :

- Capteur d'humidité : film capacitif - Gamme de mesure 0 - 98 % R.H.
- Capteur de température : résistance platine (PRT 1 000) - gamme de mesure -10° à 70°C .

Cette sonde peut être équipée d'un micro-filtre pour une utilisation en atmosphère particulièrement chargée.

Pour étendre la gamme de température limitée par le capteur d'humidité, il suffit d'utiliser une simple sonde à résistance platine type PRT 1 000 (-50°C à $+199^\circ\text{C}$).

(Fig. 7)

Voltmètre analyseur numérique de phase

North Atlantic Industries représenté pour l'Europe par le groupe *Technitron* présente un voltmètre analyseur numérique de phase, modèle 2250.

Cet appareil conçu autour d'un micro-processeur 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 du déphasage mais il offre également les fonctions d'un analyseur d'onde sophistiqué.

Il cherche automatiquement la fréquence fondamentale dans la gamme 10 Hz à 100 kHz, l'affiche et peut faire toute analyse sur les harmoniques jusqu'à la 19^e, aussi bien sur l'entrée signal que sur l'entrée référence. Il peut calculer le rapport de ces deux signaux, travailler en échelle 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 courants forts, l'analyse de forme d'onde en présence de bruit et d'instabilité, les mesures sur hydrophones, les sonars, les filtres, les chocs et vibrations.

(Fig. 8)



Thermomètre à microprocesseur portable

Comark complète sa gamme des thermomètres à microprocesseur par une version portable mixte (alimentation secteur ou batterie).

Les caractéristiques principales du 6020 :

- Stockage de 640 informations en tout mode
- Sortie RS 232
- 10 entrées thermocouples (type K)
- Choix de six résolutions sur une gamme de température de -200 à $+1\ 272^{\circ}\text{C}$
- Echelles : $^{\circ}\text{C}$, $^{\circ}\text{F}$, $^{\circ}\text{A}$ (KELVIN) avec conversion immédiate d'une échelle à une autre
- Indication de la plus haute et de la plus basse température mesurée
- Déviation par rapport à la référence pré-programmée
- Indication de la différence de deux températures sur une période de temps programmée.

(Fig. 9)

Alimentation THT

Sefelec propose une nouvelle alimentation régulée haute tension, continuellement réglable par potentiomètre 10 tours de 0 à 300 000 Volts, capable de débiter 2 mA, avec une régulation tension - courant $\pm 0,005\%$.

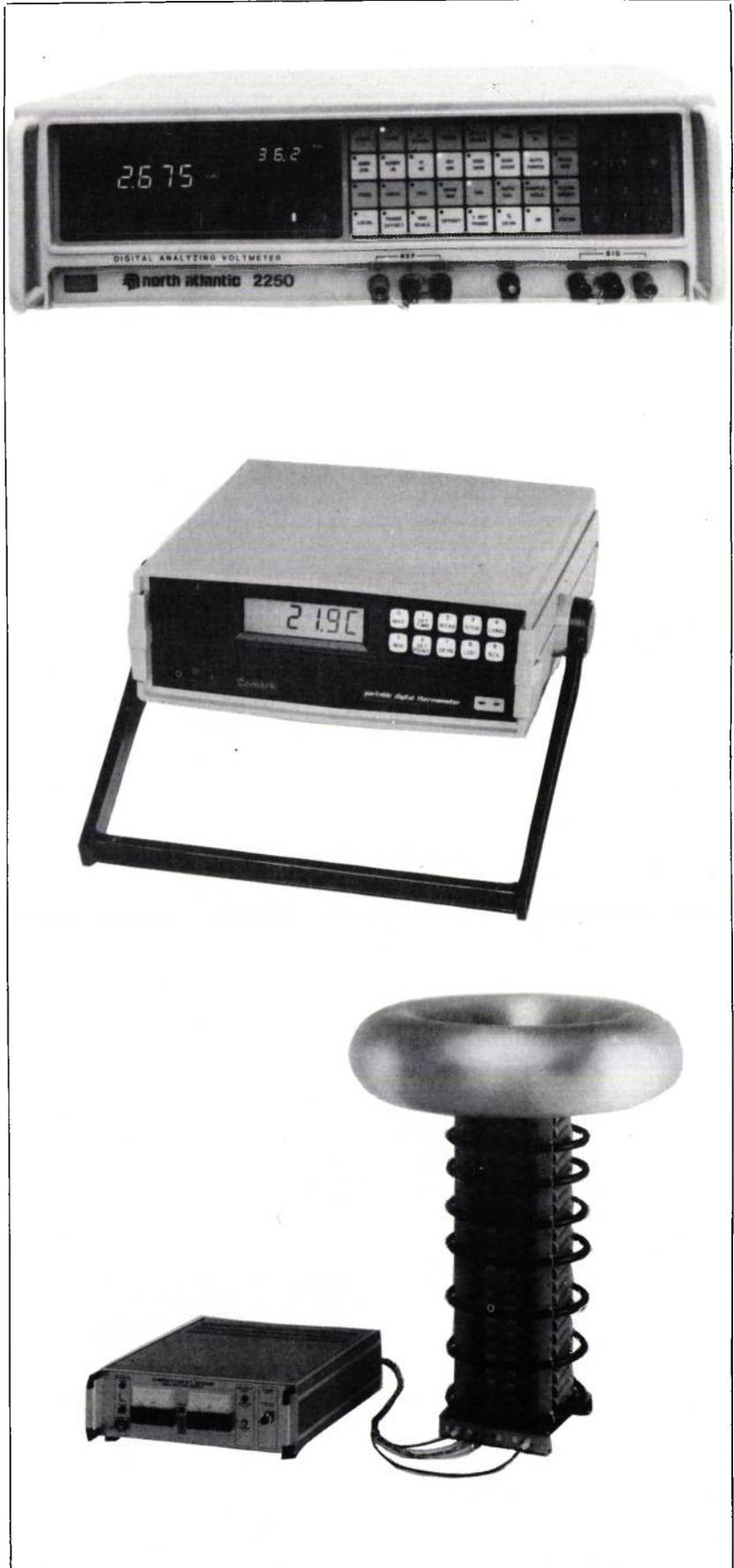
Ce matériel se présente en deux parties :

1 tiroir de commande + 1 générateur H.T

et existe en 3 versions : positive - négative - ou polarités réversibles + et -

A noter que ce produit complète une gamme déjà existante de blocs et coffrets (« table et rack 19" »).

(Fig. 10)



7	8
	9
	10



OEM

Jonctions pour câbles moyenne tension

3M propose des Jonctions Préfabriquées Moulées J(3) UP (Jonction unipolaire Préfabriquée) conçues pour les câbles moyenne tension HN 23S63.

Le corps préfabriqué de ces jonctions est constitué à base de caoutchouc EPDM réticulé avec des peroxydes qui confèrent à l'isolant les propriétés suivantes :

- Faible déformation permanente qui garantit la constance du serrage mécanique de la jonction au vieillissement.
- Faible module d'élasticité d'où une grande facilité d'installation.
- Une constante diélectrique très voisine de celle de l'isolant du câble ce qui entraîne une bonne tenue diélectrique de l'ensemble jonction + câble.

(Fig. 11)

Coffret de climatisation d'armoires

La société *BKW* représentée par *SOTEXEN* annonce les coffrets de climatisation de la série SK conçus pour la climatisation des armoires de commande électriques et électroniques.

L'appareil est équipé d'un groupe frigorifique et est livré prêt à être installé.

Le compresseur hermétique est monté sur un système d'amortissement évitant la transmission de toutes vibrations aux appareils voisins.

La circulation de l'air est assurée par deux ventilateurs entraînés par un moteur électrique unique. Largement dimensionnés, ils assurent une excellente circulation de l'air. Le système frigorifique assèche aussi l'air à l'intérieur de l'armoire.

Pour l'installation, une seule ouverture doit être pratiquée dans la

11

12

13

paroi de l'armoire pour l'aspiration et le rejet de l'air.

L'appareil peut éventuellement être partiellement ou complètement intégré dans l'armoire.

En variantes, un montage sur le dessus de l'armoire comme un appareil en rack 19" normalisé, sont également disponibles.

La plage de réglage de la température s'étend de +20°C à +40°C pour des températures ambiantes extérieures jusqu'à +55°C.

La régulation de la température interne est réalisée par un module électronique pour compresseur frigorifique et un ventilateur. Un deuxième contact de signalisation prévient de toute élévation anormale de la température à l'intérieur de l'armoire.

La gamme des appareils SK couvre un domaine de puissance frigorifique de 700 à 5 000 W.

(Fig. 12)

Convertisseurs statiques pour moteurs asynchrones triphasé standard.

Le groupe P.I.V. (R.F.A.) qui a pris le contrôle d' *Eldutronic* (Pays-Bas) commercialise désormais en France par le biais de sa filiale *Posiva* une gamme de variateurs de fréquence de 0,37 à 375 kW.

Munis de circuits de contrôle-commande pilotés par micro-processeurs, ces appareils fournissent une tension triphasée variable jusqu'à la valeur du réseau avec proportionnalité de la fréquence de sortie (MLI). Montés en chassis métalliques pour les puissances inférieures à 7,5 kW, ces variateurs sont prévus pour des implantations en armoire.

La gamme d'appareils 2 quadrants permet une économie d'énergie importante dans l'entraînement des pompes et des ventilateurs.

La gamme d'appareils 4 quadrants dyn. est équipée d'un affichage numérique de défauts et de cavaliers de fonction permettant de sélectionner les conditions de travail spécifiques à chaque installation ; elle permet d'entraîner des systèmes nécessitant des inversions de sens de marche avec freinage, en leur fournissant des possibilités de sur-couple, limitées

dans le temps, pouvant atteindre 2 fois l'intensité nominale.

(Fig. 13)

Alimentations ininterrompibles

Lambda introduit des alimentations ininterrompibles série LPS qui assurent un contrôle constant de la tension réseau fournie à des alimentations stabilisées à découpage disposées en aval. Elles fournissent une tension continue permanente, même après baisse instantanée ou lente, disparition intermittente ou totale du réseau alternatif, sans aucune commutation.

Puissance disponible sur chaque unité de base : 400 watts. Possibilité d'augmenter cette puissance par adjonction de modules

complémentaires disposés en parallèle.

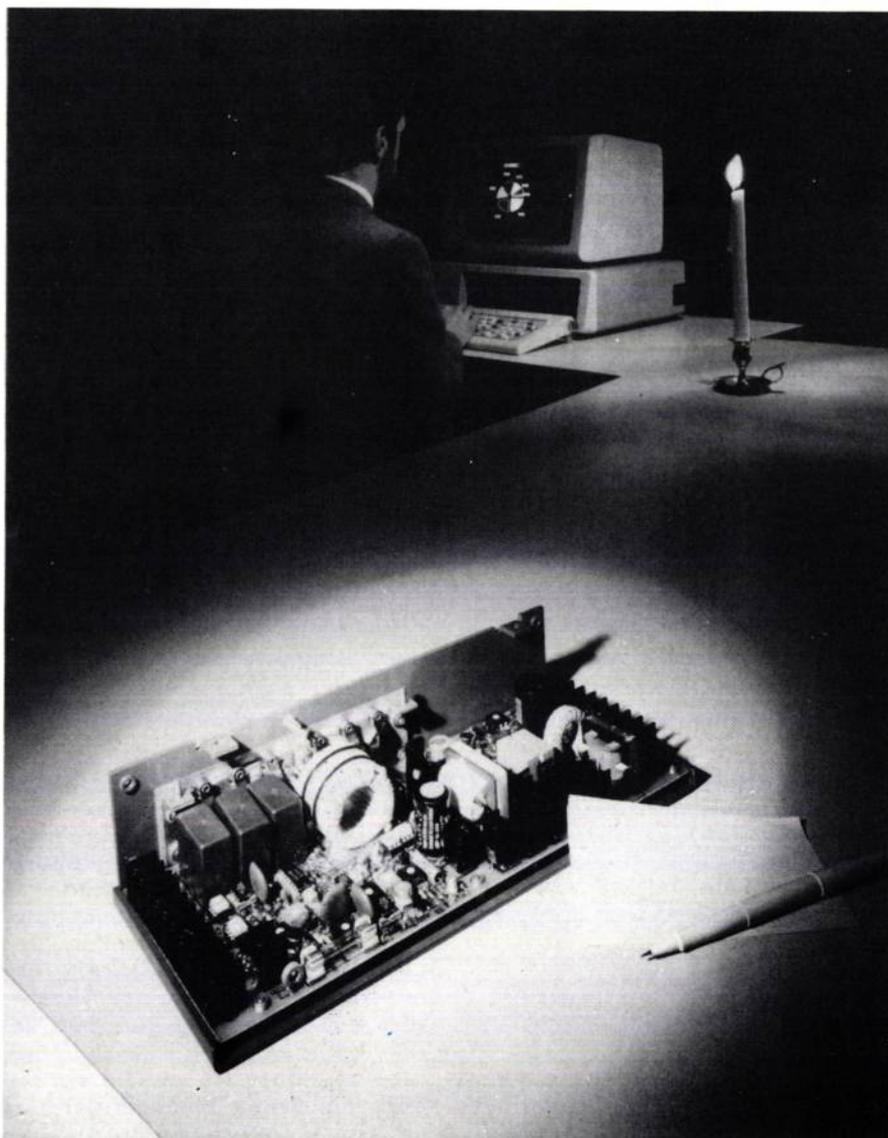
Rendement 98 % sur réseau, 85 % sur batterie.

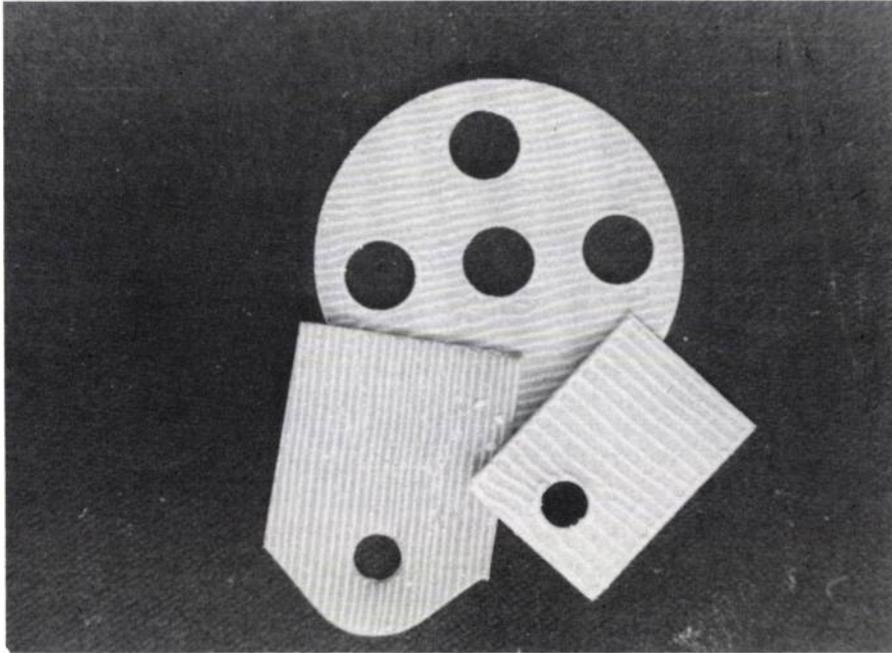
Autonomie déterminée par la capacité des batteries incorporées. Par exemple :

- 5 minutes avec 400 W délivrés avec une batterie de 5 Ah,
- 2 heures avec une batterie de 36 Ah en cas de coupure totale du réseau.

(Fig. 14)

14





thermique lorsque l'équipement chauffe, pour redevenir solide à froid.

Selon le fabricant, le Cryotherm ne présente ni fluage, ni dégradation de ses caractéristiques avec le temps. Des découpes pour boîtiers standards sont disponibles sur stock.

(Fig. 15)

Colle bicomposants

3M propose une colle époxyde scotch Weld bicomposant, conditionnée dans une cartouche à double corps délivrant à part égale la base et le durcisseur, tout en assurant le mélange intime des deux produits qui sortent de l'embout de la cartouche prêts à l'emploi.

Les colles résistent à des températures de -55 à $+80^{\circ}\text{C}$ et trois types : DP100, DP110 et DP190 sont disponibles, différents par leur vitesse de prise, leur viscosité, leurs performances mécaniques et leur aspect.

Epoxy argent, hautes performances

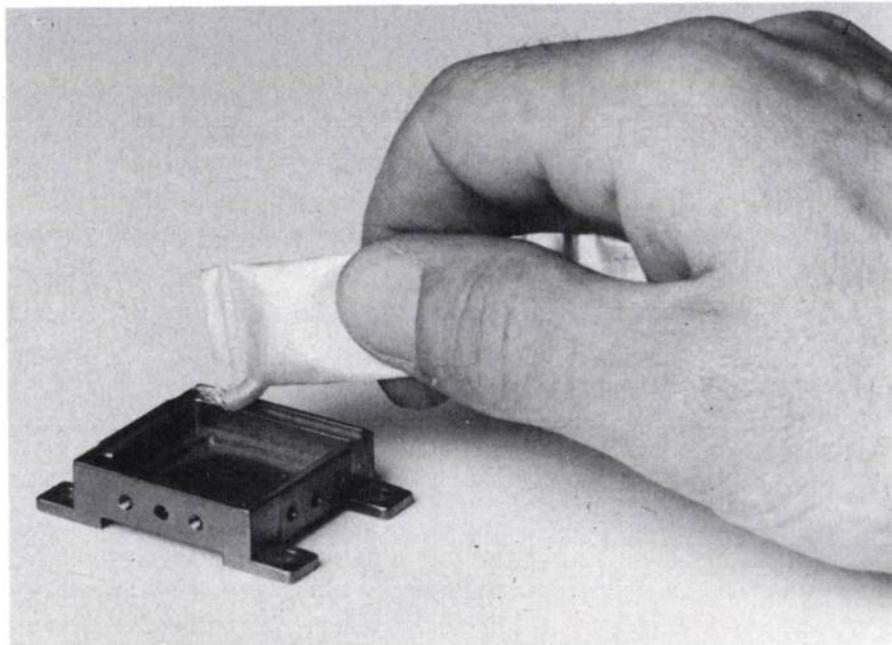
La société *Getelec* commercialise la résine RT 12008.

Cet epoxy chargé argent a une très faible résistivité volumique ($0.01\text{ ohm}\cdot\text{cm}$). Cette résine a une large gamme de température d'utilisation et peut être polymérisée, soit à l'ambiante, soit en température.

La GT 12008, est excellente pour la réalisation de film adhésif, de soudure à froid, elle peut aussi assurer les réparations de lunette arrière chauffante des voitures.

Sa présentation en petits sachets, déjà prépesés, proposant la résine et la quantité exacte de durcisseur, facilite grandement l'emploi aux utilisateurs.

(Fig. 16)



ACCESSOIRES DE FABRICATION

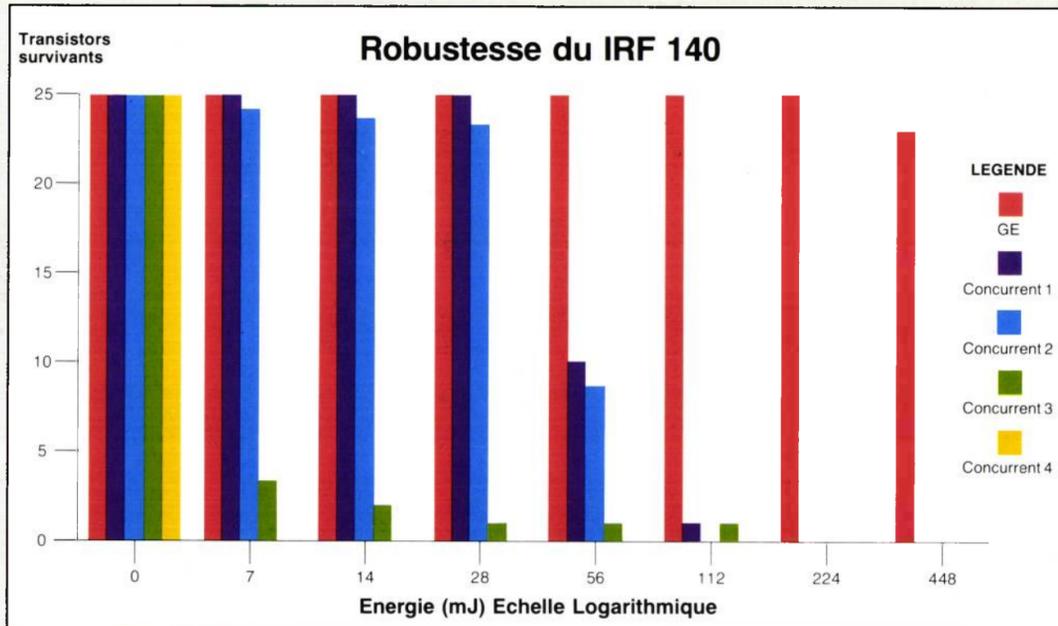
Isolants pour semiconducteurs

La société *Orcus* propose un matériau électriquement isolant et thermiquement conducteur qui éli-

mine à la fois les inconvénients des graisses silicones, et le fluage des élastomères. Le Cryotherm utilise un film polyimide tenace, à grande stabilité dimensionnelle et dont la conduction thermique est donnée pour double de celle des meilleurs films connus. Chaque face du film est revêtue d'un enduit thermique solide à température ambiante, ce qui en permet la manipulation aisée, et qui fond et assure l'imprégnation du joint

15
—
16

Test de robustesse: Les MOSFETs de GE le passent avec succès.



Les laboratoires Associated Testing Laboratories Inc., à Burlington, Mas. (U.S.A.), connus pour leur impartialité, ont procédé à des essais comparatifs entre les transistors de puissance MOSFET de GENERAL ELECTRIC et leurs concurrents.

Le laboratoire a comparé 25 transistors MOSFET IRF 140 de GENERAL ELECTRIC à des transistors équivalents provenant de chez quatre autres fabricants (25 transistors de chaque marque). Ces composants ont été soumis à des niveaux croissants de surcharge inductive, l'énergie de surcharge étant doublée à chacun des sept niveaux appliqués dans le cadre de ces essais comparatifs.

L'histogramme ci-dessus est une représentation graphique des résultats de ces essais. A un niveau d'énergie de 112 mJ, seuls deux transistors sur l'ensemble des 100 transistors concurrents fonctionnaient encore, ces 2 transistors s'avérant défectueux à 224 mJ. Par contre, la totalité des 25 transistors MOSFET de GENERAL ELECTRIC ont franchi avec succès le cap des 224 mJ, et 23 celui des 448 mJ.

Ces chiffres démontrent la robustesse exceptionnelle des transistors MOSFET de GENERAL ELECTRIC SEMICONDUCTOR, même lorsqu'ils sont soumis à des niveaux de surcharge dépassant largement les tolérances spécifiées sur la fiche de caractéristiques. Si vous voulez limiter les pannes inexplicables survenant sur le site, lisez l'article de Peter Carlson sur la robustesse. Nul doute que sa lecture vous convaincra d'exiger les transistors MOSFET de GENERAL ELECTRIC SEMICONDUCTOR... synonymes de robustesse.

Les transistors MOSFET de GENERAL ELECTRIC SEMICONDUCTOR sont disponibles rapidement. Même si le stock de votre fournisseur est totalement épuisé, sachez que le délai maximum de livraison est de 10 semaines, y compris pour les puces de grande taille à faible résistance passante R_{DS} (ON).

ROBUSTESSE DES TRANSISTORS DE PUISSANCE MOSFET par Peter J. Carlson, PE.

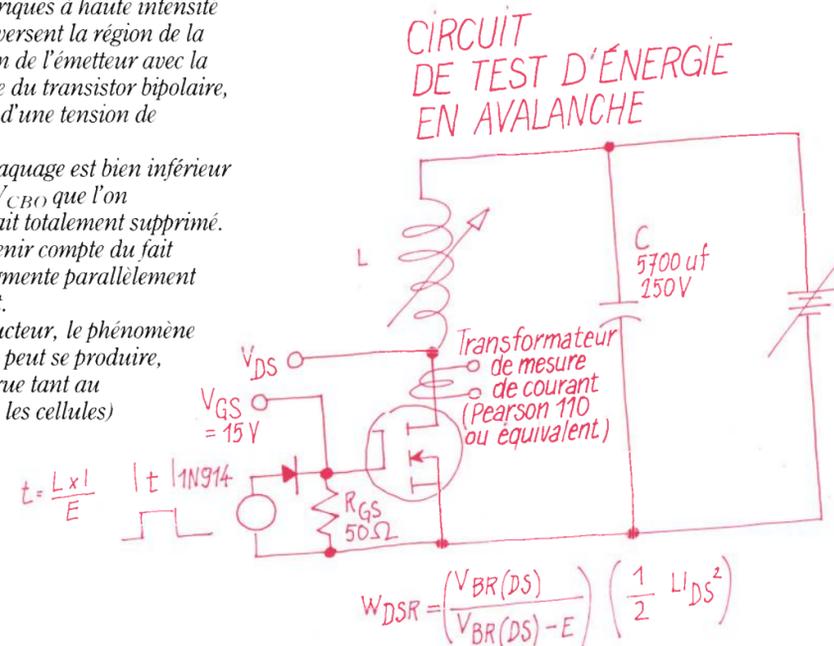
La robustesse d'un transistor de puissance MOSFET se définit comme sa capacité à supporter sans défaillance des contraintes électriques induites par le circuit. Bien que n'étant pas un des paramètres garantis par les fabricants, la robustesse est un élément primordial dans l'évaluation des performances des transistors de puissance MOSFET dans les applications pratiques.

La plupart des pannes affectant les transistors de puissance MOSFET sont dues à la présence d'un transistor bipolaire parasite dans un dispositif à structure verticale de technologie DMOS. La jonction base-émetteur d'un tel transistor est court-circuitée par la métallisation de source, mais l'efficacité de ce court-circuit dépend de la conception et du contrôle du processus de fabrication. Si les courants porteurs, générés par des champs électriques à haute intensité dans la région du drain, traversent la région de la base pour aller dans la région de l'émetteur avec la mise en conduction inhérente du transistor bipolaire, on observe alors l'apparition d'une tension de claquage V_{CER} .

Le niveau de la tension de claquage est bien inférieur à celui de la caractéristique V_{CBO} que l'on observerait si le transistor était totalement supprimé. Par ailleurs, il convient de tenir compte du fait que le gain du transistor augmente parallèlement à l'augmentation du courant. Si le transistor devient conducteur, le phénomène classique de second claquage peut se produire, avec une consommation accrue tant au niveau macroscopique (entre les cellules) que microscopique (dans les cellules).

Ceci entraîne l'apparition d'échauffements localisés et l'augmentation du gain du transistor bipolaire, avec une nouvelle augmentation du courant qui risque de provoquer la destruction du composant.

Le circuit équivalent d'un transistor bipolaire NPN monté en parallèle avec un transistor MOSFET permet d'expliquer le critère de robustesse d'un point de vue pratique. La capacité de la résistance (court-circuitant la base) à empêcher la mise en conduction du transistor détermine la tenue de celui-ci aux hautes tensions ainsi que son comportement lorsque des courants de déplacement élevés sont induits dans la capacité de la région de déplétion.



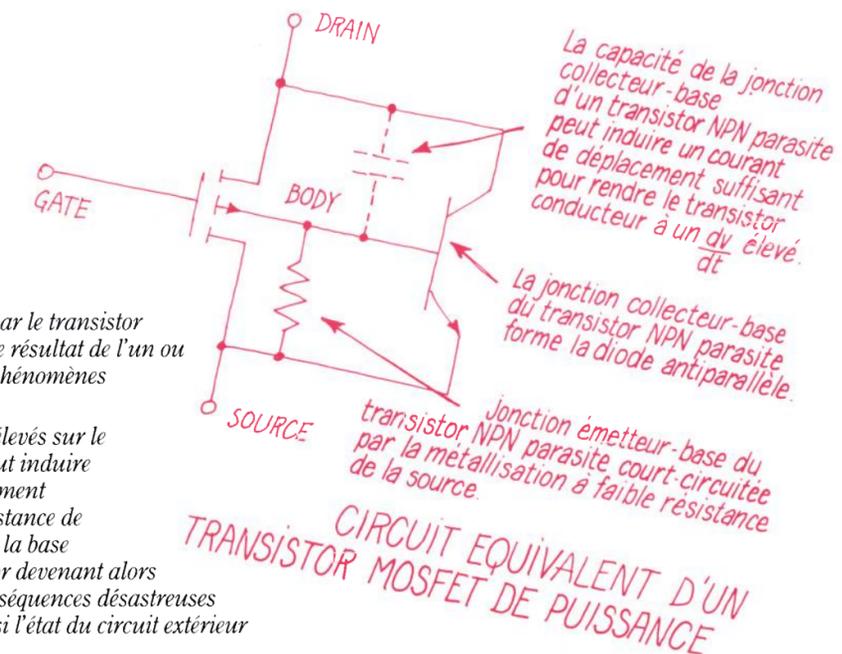
Les contraintes subies par le transistor bipolaire parasite sont le résultat de l'un ou de l'ensemble des trois phénomènes explicités ci-dessous :

1) L'existence de dv/dt élevés sur le collecteur équivalent peut induire des courants de déplacement importants dans la résistance de mise en court-circuit de la base équivalente, le transistor devenant alors conducteur avec les conséquences désastreuses que l'on peut imaginer si l'état du circuit extérieur s'y prête.

2) Si la diode équivalente (formée par la jonction collecteur-base du transistor) devient passante, les courants porteurs minoritaires présents dans la région de la base équivalente, pendant le temps de recouvrement de la diode, peuvent rendre le transistor conducteur provoquant également dans ce cas la destruction du composant si l'état du circuit extérieur s'y prête.

3) Enfin, les courants porteurs minoritaires, induits par les conditions d'avalanche existant dans la région du drain et traversant la jonction base-émetteur, peuvent aussi rendre le transistor conducteur avec les mêmes conséquences que dans les deux cas précédents.

La suppression effective du transistor bipolaire parasite au stade de la conception et le contrôle rigoureux du processus de fabrication sont les conditions indispensables à la production de transistors de puissance MOSFET capables de fonctionner dans des conditions de contraintes excessives.



Le test de commutation sans écrêtage sur charge inductive, qui instaure un régime d'avalanche dans le composant, a été institué comme un procédé de contrôle en fabrication des transistors de puissance MOSFET de GENERAL ELECTRIC SEMICONDUCTOR. Bien que la contrainte résultant d'un claquage en avalanche doive être évitée en fonctionnement répétitif, ce phénomène de contrainte peut se produire même dans des circuits conçus correctement. Par ailleurs, ce test peut être effectué facilement et de façon répétée, les dispositifs réputés résistants aux claquages en avalanche ayant d'excellentes performances en termes de dv/dt et de recouvrement de la diode. L'inverse n'est pas forcément vrai - Les transistors de puissance MOSFET caractérisés par des bonnes performances de commutation de diode n'ayant pas nécessairement des bonnes performances en dv/dt ou un comportement satisfaisant lorsqu'ils sont soumis au test de commutation sans écrêtage sur charge inductive.

Les MOSFETs de puissance disponibles



GE Type Number	Vos (Volts)	I _b (Amps) 25°C	R _{os} (ON) (Ohms)
IRF 513	60	3.50	0.80
IRF 511	60	4.00	0.60
IRF 523	60	7.00	0.40
IRF 521	60	9.00	0.30
IRF 533	60	12.00	0.25
IRF 531	60	14.00	0.18
IRF 543	60	24.00	0.11
IRF 541	60	27.00	0.085
IRF 512	100	3.50	0.80
IRF 510	100	4.00	0.60
IRF 522	100	7.00	0.40
IRF 520	100	8.00	0.30
IRF 532	100	12.00	0.25
IRF 530	100	14.00	0.18
IRF 542	100	24.00	0.11
IRF 540	100	27.00	0.085
IRF 613	150	2.00	2.40
IRF 611	150	2.50	1.50
IRF 623	150	4.00	1.20
IRF 621	150	5.00	0.80
IRF 633	150	6.00	0.60
IRF 631	150	9.00	0.40
IRF 643	150	16.00	0.22
IRF 641	150	18.00	0.18
IRF 612	200	2.00	2.40
IRF 610	200	2.50	1.50
IRF 622	200	4.00	1.20
IRF 620	200	5.00	0.80
IRF 632	200	6.00	0.60
IRF 630	200	9.00	0.40
IRF 642	200	16.00	0.22
IRF 640	200	18.00	0.18
IRF 713	350	1.30	5.00
IRF 711	350	1.50	3.60
IRF 723	350	2.50	2.50
IRF 721	350	3.00	1.80
IRF 733	350	4.50	1.50
IRF 731	350	5.50	1.00
IRF 743	350	8.00	0.80
IRF 741	350	10.00	0.55
IRF 712	400	1.30	5.00
IRF 710	400	1.50	3.60
IRF 722	400	2.50	2.50
IRF 720	400	3.00	1.80
IRF 732	400	4.50	1.50
IRF 730	400	5.50	1.00
IRF 742	400	8.00	0.80
IRF 740	400	10.00	0.55
IRF 823	450	2.00	4.00
IRF 821	450	2.50	3.00
IRF 833	450	4.00	2.00
IRF 831	450	4.50	1.50
IRF 843	450	7.00	1.10
IRF 841	450	8.00	0.85
IRF 822	500	2.00	4.00
IRF 820	500	2.50	3.00
IRF 832	500	4.00	2.00
IRF 830	500	4.50	1.50
IRF 842	500	7.00	1.10
IRF 840	500	8.00	0.85



CASE STYLE TO-220AB

GE Type Number	Vos (Volts)	I _b (Amps) 25°C	R _{os} (ON) (Ohms)
IRF 133	60	12.00	0.25
IRF 131	60	14.00	0.18
IRF 143	60	24.00	0.11
IRF 141	60	27.00	0.085
IRF 153	60	33.00	0.08
IRF 151	60	40.00	0.055
IRF 132	100	12.00	0.25
IRF 130	100	14.00	0.18
IRF 142	100	24.00	0.11
IRF 140	100	27.00	0.085
IRF 152	100	33.00	0.08
IRF 150	100	40.00	0.055
IRF 233	150	8.00	0.60
IRF 231	150	9.00	0.40
IRF 243	150	16.00	0.22
IRF 241	150	18.00	0.18
IRF 253	150	25.00	0.12
IRF 251	150	30.00	0.085
IRF 232	200	8.00	0.60
IRF 230	200	9.00	0.40
IRF 242	200	16.00	0.22
IRF 240	200	18.00	0.18
IRF 252	200	25.00	0.12
IRF 250	200	30.00	0.085
IRF 333	350	4.50	1.50
IRF 331	350	5.50	1.00
IRF 343	350	8.00	0.80
IRF 341	350	10.00	0.55
IRF 353	350	13.00	0.40
IRF 351	350	15.00	0.30
IRF 332	400	4.50	1.50
IRF 330	400	5.50	1.00
IRF 342	400	8.00	0.80
IRF 340	400	10.00	0.55
IRF 352	400	13.00	0.40
IRF 350	400	15.00	0.30
IRF 433	450	4.00	2.00
IRF 431	450	4.50	1.50
IRF 443	450	7.00	1.10
IRF 441	450	8.00	0.85
IRF 453	450	12.00	0.50
IRF 451	450	13.00	0.40
IRF 432	500	4.00	2.00
IRF 430	500	4.50	1.50
IRF 442	500	7.00	1.10
IRF 440	500	8.00	0.85
IRF 452	500	12.00	0.50
IRF 450	500	13.00	0.40



CASE STYLE TO-204

GE Type Number	Vos (Volts)	I _b (Amps) 25°C	R _{os} (ON) (Ohms)
IRFF 113	60	3.00	0.80
IRFF 111	60	3.50	0.60
IRFF 123	60	5.00	0.40
IRFF 121	60	6.00	0.30
IRFF 133	60	7.00	0.25
IRFF 131	60	8.00	0.18
IRFF 112	100	3.00	0.80
IRFF 110	100	3.50	0.60
IRFF 122	100	5.00	0.40
IRFF 120	100	6.00	0.30
IRFF 132	100	7.00	0.25
IRFF 130	100	8.00	0.18
IRFF 213	150	1.80	2.40
IRFF 211	150	2.20	1.50
IRFF 223	150	3.00	1.20
IRFF 221	150	3.50	0.80
IRFF 233	150	4.50	0.60
IRFF 231	150	5.50	0.40
IRFF 212	200	1.80	2.40
IRFF 210	200	2.20	1.50
IRFF 222	200	3.00	1.20
IRFF 220	200	3.50	0.80
IRFF 232	200	4.50	0.60
IRFF 230	200	5.50	0.40
IRFF 313	350	1.15	5.00
IRFF 311	350	1.35	3.60
IRFF 323	350	2.00	2.00
IRFF 321	350	2.50	1.80
IRFF 333	350	3.00	1.50
IRFF 331	350	3.50	1.00
IRFF 312	400	1.15	5.00
IRFF 310	400	1.35	3.60
IRFF 322	400	2.00	2.50
IRFF 320	400	2.50	1.80
IRFF 332	400	3.00	1.50
IRFF 330	400	3.50	1.00
IRFF 423	450	1.40	4.00
IRFF 421	450	1.60	3.00
IRFF 433	450	2.25	2.00
IRFF 431	450	2.75	1.50
IRFF 422	500	1.40	4.00
IRFF 420	500	1.60	3.00
IRFF 432	500	2.25	2.00
IRFF 430	500	2.75	1.50



CASE STYLE TO-39

GE Type Number	Vos (Volts)	I _b (Amps) 25°C	R _{os} (ON) (Ohms)
DB0AK2	60	0.50	2.40
VN10KMA	60	0.75	5.00
DB0AL2	100	0.50	2.40
DB0AM2	150	0.30	5.60
DB0AN2	200	0.30	5.60



CASE STYLE TO-237

GE Type Number	Vos (Volts)	I _b (Amps) 25°C	R _{os} (ON) (Ohms)
DBBFK2	60	40.00	0.055
DBBFL2	100	40.00	0.055
DBBFM2	150	30.00	0.085
DBBFQ2	200	30.00	0.085
DBBFQ1	350	15.00	0.30
DBBFQ2	400	15.00	0.30
DBBFR1	450	13.00	0.40
DBBFR2	500	13.00	0.40



CASE STYLE TO-247

GE Type Number	Vos (Volts)	I _b (Amps) 25°C	R _{os} (ON) (Ohms)
IRFD I23	60	0.40	3.20
IRFD I21	60	0.50	2.40
IRFD 113	60	0.80	0.80
IRFD 111	60	1.00	0.60
IRFD 123	60	1.10	0.40
IRFD I22	100	0.40	3.20
IRFD I20	100	0.50	2.40
IRFD 112	100	0.80	0.80
IRFD 110	100	1.00	0.60
IRFD 120	100	1.30	0.30
IRFD 213	150	0.45	2.40
IRFD 210	200	0.60	1.50



CASE STYLE 4 PIN DIP

Bureaux des ventes GE Semiconductor en Europe

FRANCE
GENERAL ELECTRIC SEMICONDUCTOR S.A. R.L.
337, Bureaux de la Colline, Bât. D8
92213 SAINT CLOUD CEDEX
Tel. (1) 46 02 58 98 - Telex: 270039

ESPAGNE
GE SEMICONDUCTOR
Division of Geteco
Juan Bravo N° 3C, MADRID 6
Tel. (01) 2767600 - Telex: 27650

R.F.A.
GENERAL ELECTRIC SEMICONDUCTOR G.m.b.H.
Bavaria ring, 8, Concordiahaus
8000 MÜNCHEN 2
Tel. (089) 514 900 - Telex: 5218295

SUEDE
GE SEMICONDUCTOR
Division of International General Electric AB
Kistagången 19, Box 1203, 163 13 SPÅNGA-STOCKHOLM
Tel. (08) 793 9500 - Telex: 10439

R.F.A.
GENERAL ELECTRIC SEMICONDUCTOR G.m.b.H.
Postfach 2963, Praunheimer Landstrasse, 50
6000 FRANKFURT/MAIN 90
Tel. (069) 760 7333 - Telex: 411443

ROYAUME UNI
GE (U.S.A.) SEMICONDUCTOR DEVICES Ltd.
Belgrave House-Basing View
BASINGSTOKE HAMPSHIRE RG21 2YS
Tel. (0256) 57361 - Telex: 858057

ITALIE
GE SEMICONDUCTOR
Division of C. G. E.
Compagnia Generale di Eletticità S.p.A.
Via del Missaglia 113/A1, 20142 MILANO
Tel. (02) 822 9709 - Telex: 331438

BELGIQUE
GE SEMICONDUCTOR
Division of General Electric, International Operations
150, Chaussée de La Hulpe, 1170 BRUXELLES
Tel. (02) 660 89 00 - Telex: 22004

**General Electric
répond
à la demande:
DES TRANSISTORS MOSFET
PLUS ROBUSTES
ET
DES DELAIS DE LIVRAISONS
PLUS COURTS.**

**DISPONIBLES
CHEZ
NOS REVENDEURS**

CCI
COMPTOIR COMMERCIAL D'IMPORTATION

Zone Industrielle
5, rue Marcelin Berthelot - 92160 ANTONY, FRANCE
Adresse postale:
B.P. n° 92 - 92164 ANTONY CEDEX

Téléphone: (1) 46 66 21 82
Télex: Loresol 203881 et 203141 F
Télécopieur: (1) 42 37 24 30

B.P. n° 2
Cité des Bruyères - rue Carle-Vernet
92310 SÈVRES, FRANCE

Téléphone: (1) 45 34 75 35
Télex: TKLEC 204552 F
Télécopieur: (1) 45 07 21 91

Imprimé en Belgique LD 8506-S048-FES/D



II - Comparaison fonction par fonction

La revue Electronique de Puissance est heureuse de pouvoir publier en trois parties un des articles les plus complets et d'actualité qui n'ait jamais été écrit sur les comparaisons de structures. Dans une première partie (EP n° 12), l'auteur a passé en revue essentiellement les structures symétriques à commutation naturelle en soulignant l'intérêt du thyristor dual. La comparaison se poursuit dans ce numéro sur les convertisseurs pour alimentations continues-continues et alternatives. Elle se terminera dans notre prochaine édition avec les convertisseurs pour variateurs de vitesse alternatifs. Pour les alimentations qui nous intéressent aujourd'hui, l'auteur démontre que, pour la majorité des applications, les structures à résonance ne sont pas qu'une mode : elles apportent véritablement un plus.

On parle de plus en plus des structures « à résonance ». S'agit-il d'une mode passagère face aux structures « MLI » déjà bien implantées ? La question est complexe ; surtout, les réponses sont très diversifiées suivant les applications. Nous pensons que la résonance devrait progressivement s'imposer dans une majorité de cas.

Pour clarifier le débat, il faut préciser avant tout la caractéristique dynamique des interrupteurs et distinguer 2 types de commutations :

- Interrupteur commandé dans les 2 sens : structures « à découpage » ou « MLI ».
- Interrupteur commandé dans un seul sens : structures « à commutation naturelle ».

En second lieu, la structure peut être symétrique ou asymétrique, soit au total 4 grandes familles de convertisseurs.

On utilise enfin les autres critères de classification suivants :

- Caractéristique statique de l'interrupteur (1, 2 ou 4 quadrants).

- Type de semiconducteur et performances en découlant, notamment la rapidité.

- Type de structure : directe ou indirecte, mixte ou non, avec isolement galvanique, etc...

- Type de commande : fréquence fixe ou variable, etc...

Dans notre précédent article (Electronique de puissance n° 12) nous avons passé en revue la famille des structures symétriques à commutation naturelle, en soulignant en particulier les avantages de principe du « thyristor dual » ; le thyristor reste par ailleurs une valeur sûre, et même d'avenir si l'on réussissait à réduire notablement le « tq » ! On retiendra aussi que les structures « à résonance » ne constituent qu'une partie des structures à commutation naturelle.

En outre, le phénomène de résonance peut lui-même être diversement exploité, ce qui se traduit par des plages de variation de fréquence très différentes :

- Résonance à fréquence fixe : c'est le cas des

Structure de convertisseur

structures mixtes (figures 8, 9, 16, 17), mais également des structures non mixtes indirectes avec une stratégie de commande à fréquence fixe.

— Résonance à variation de « Cos Φ » : le rapport de transformation varie en sens inverse de la fréquence (figures 4 et 5).

— Résonance utilisée en « pompe de quanta d'énergie » : le rapport de transformation varie dans le même sens que la fréquence. D'excellents exemples sont donnés dans l'article « vers un convertisseur 75 W/1 MHz » paru dans le numéro précédent d'Electronique de Puissance (n° 12). Il s'agit ici de structures à résonance asymétriques, fonctionnant en « pompes de quanta d'énergie ». Le principal intérêt de ce type de structure est de ne nécessiter qu'un seul interrupteur actif, tout en bénéficiant de « commutations douces ». Au chapitre des inconvénients il faut citer : la fréquence variable et le rapport « puissance commutée » sur « puissance utile » qui est défavorable. On remarquera que la fonction visée — fréquence élevée, faible puissance et faible variation du rapport de transformation — correspond parfaitement à ce bilan avantages-inconvénients.

Cet exemple montre bien que la comparaison des structures ne s'avère réaliste qu'au droit des applications, à la rigueur des fonctions : en précisant le besoin il est possible d'écarter rapidement un grand nombre de candidats, et de limiter ensuite son investigation à un nombre raisonnable de choix possibles. Les concepteurs doivent donc effectuer une analyse particulière pour chaque application.

Les comparaisons que nous allons proposer pour 3 fonctions générales ne sont ainsi qu'un guide, orienté dans l'optique de cette question d'actualité : MLI ou résonance ?

2.1. Alimentations continues

La fonction visée consiste à convertir une tension continue variable en une tension continue régulée, éventuellement multisources. L'éventail des applications est vaste, depuis l'alimentation des circuits électroniques de toutes sortes jusqu'à la variation de vitesse utilisant les moteurs à courant continu. L'isolement galvanique est requis, cependant le « hacheur » tout simple, non isolé, mérite d'être cité en premier pour son rapport « puissance commutée sur puissance utile » exceptionnellement faible.

La puissance commutée peut s'exprimer de différentes façons. Nous utiliserons les expressions suivantes :

— Puissance commutée crête réduite :

$$PCR = \frac{n \cdot \hat{U}_c \cdot \hat{I}_c}{P_u}$$

— Puissance commutée moyenne réduite :

$$PCR = \frac{n \cdot \hat{U}_c \cdot \bar{I}_c}{P_u}$$

Avec :

n : nombre d'interrupteur

P_u : puissance utile

\hat{U}_c : tension crête interrupteur

\hat{I}_c : courant crête interrupteur

\bar{I}_c : courant moyen interrupteur

On distinguera les « PCR des transistors, des diodes, etc... Avec des MOSFET, il serait préférable d'utiliser la puissance commutée efficace réduite », dont les expressions sont un peu plus compliquées.

En toute rigueur, une grandeur réduite se rapporte à une puissance nominale constante. Nous préférons nous référer à la puissance utile P_u , variable, car les expressions trouvées sont plus significatives du rendement et s'expriment très simplement en fonction du gain du convertisseur (soit A_v), et de l'ondulation du courant dans la self de lissage (soit $\gamma = \hat{I}_c / \bar{I}_c$). Ces expressions supposent : qu'on néglige les surtensions et surintensités de commutation, contrôlées par les « CALC » ; que dans les convertisseurs à résonance les grandeurs soient parfaitement sinusoïdales ; et que la conduction dans les selfs de lissage soit « continue ».

2.1.1. Alimentations continues-continues non isolées :

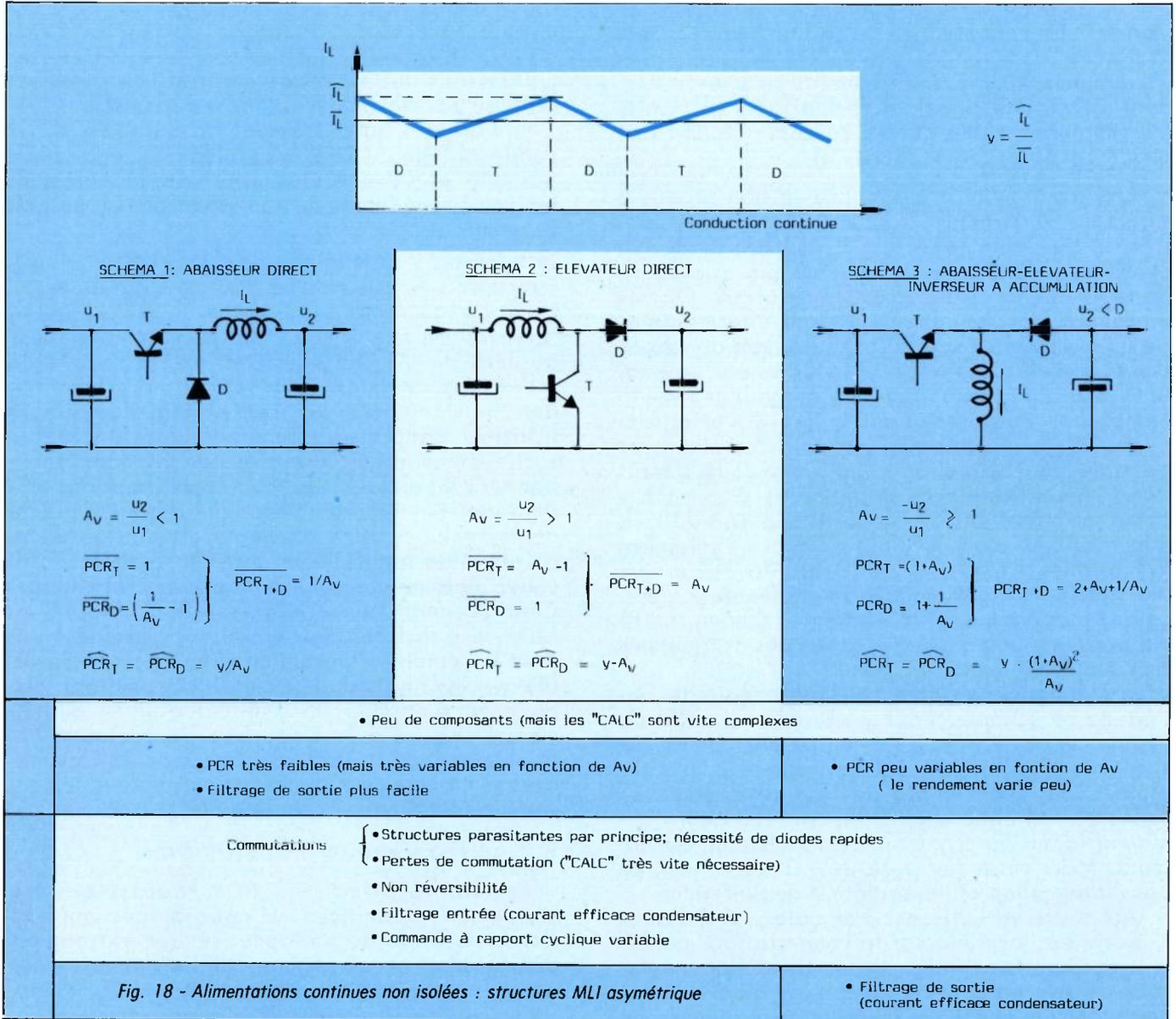
La figure 18 représente les 3 structures MLI asymétriques bien connues : abaisseur direct (schéma 1), élévateur direct (schéma 2) et abaisseur-élévateur-inverseur à accumulation (schéma 3).

On a ici affaire à des commutations « dures », conduisant très vite à la nécessité d'un CALC.

La non-réversibilité implique une mauvaise maîtrise des transistors, en particulier pour les impacts de charge correspondant à un délestage.

On notera les PCR nettement meilleurs de l'abaisseur et de l'élévateur, ainsi que la dégradation rapide de ceux-ci pour des gains très différents de 1. Dans ces derniers cas, on aura intérêt à utiliser une structure isolée pour bénéficier du rapport de transformation $n/2/n-1$.

Structure de convertisseur



2.1.2 Alimentations continues-continues isolées :

C'est dans cette fonction que prend tout son intérêt la comparaison MLI-CN (CN pour « commutation naturelle »). Nous mettons en compétition 3 structures MLI et 3 structures CN.

La figure 19 représente les 3 structures MLI, dont l'inconvénient majeur est d'utiliser des commutations « dures » ; en outre, la self de fuite du transformateur rend encore plus délicate la conception des CALC.

— **Schéma 4** : MLI asymétrique à accumulation, ou « FLYBACK » ; même fonctionnement et mêmes PCR que pour le schéma 3. Nous supposons ici un fonctionnement continu du courant

dans la self de lissage. Si le « design » est conçu de façon à avoir toujours un fonctionnement discontinu, le « V_{cex} » des bipolaires peut être exploité.

— **Schéma 5** : MLI asymétrique direct, ou « FORWARD », avec sa variante en 1/2 pont. Le fonctionnement est dérivé de celui de l'abaisseur non isolé (schéma 1), mais avec des PCR de 2 à 4 fois plus grand.

— **Schéma 6** : MLI symétrique direct, avec 3 variantes pour le primaire et le secondaire, tous compatibles : PUSH-PULL, Double-Source et Pont-Complet ; mêmes remarques que pour le schéma 5. En revanche, le transformateur est ici plus petit, mais on a un risque de déséquilibre

Structure de convertisseur

en cas de disymétrie de commande (un asservissement de composante continue s'impose en pratique).

La figure 20 représente les 3 structures CN, dont l'avantage principal réside dans les CALC très simples et des pertes de commutation faibles (commutations « douces »).

— **Schéma 7** : CN à résonance et non mixte. Il s'agit de la structure indirecte à thyristor-dual décrite figure 11, avec un 2^e étage à diode. La structure dual, à thyristor n'est pas à exclure dans le cas des très fortes puissances. On remarquera que le circuit oscillant intermédiaire peut être disposé soit au primaire soit au secondaire. La self de fuite du transformateur s'ajoute à la self du circuit oscillant et peut même la remplacer complètement ! Les 3 variantes, push-pull, double-source et pont-complet sont possibles au primaire et au secondaire ; mais dans l'hypothèse d'un primaire et d'un secondaire push-pull tous les deux, il apparaît difficile d'insérer ce circuit oscillant ! Notons également la variante triphasée, qui présente l'avantage d'éliminer les harmoniques multiples de 3 (sinusoïdes plus parfaites). Ce schéma convient particulièrement aux MOSFET, avec des fréquences très élevées (jusqu'à 1 MHz).

La fréquence variable est l'inconvénient majeur de ce schéma. Pour y remédier il suffit de remplacer les diodes du 2^e étage par des thyristors-duaux (confère paragraphe 1.3.1.). Du même coup l'ensemble devient réversible (en courant). On obtient ainsi un convertisseur quasiment idéal, au prix d'une sophistication du silicium. Mais cette dernière devrait être facilitée par l'intégration et l'hybridation de puissance.

Une autre variante est à signaler : redresseur à diode en parallèle sur le condensateur du circuit oscillant et filtrage de sortie LC (commutateur de courant). Dans ce cas les diodes subissent des commutations dures, mais le filtrage de sortie est plus facile ; en outre la variante push-pull au primaire et au secondaire devient possible en utilisant la fuite primaire-secondaire du transformateur. Enfin, pour rendre la fréquence constante, il faut remplacer les diodes par des thyristors (ce qui nous conduit au schéma 9).

— **Schéma 8** : CN à résonance et mixte, avec une seule variante au primaire (pont complet) et 3 variantes au secondaire. Il s'agit de la structure indirecte à thyristor-dual et thyristor-diode décrite figures 8 et 16. Le « tq » des thyristors limite la fréquence de commutation car ceux-ci fonctionnent en « onduleur ». Remarquons cependant d'une part qu'on peut utiliser des « thyristors asymétriques », d'autre part qu'il suffit de limiter la modulation (au prix, toutefois, d'une augmentation des PCR). Le CALC des thyristors constitue un des inconvénients de ce schéma, tandis que la self de fuite est un avan-

tage comme dans le schéma 7. Son domaine privilégié sera donc la grande puissance à fréquence modérée (par exemple 400 Hz), les transistors-duaux étant synthétisés avec les GTO ou des bipolaires de forte puissance.

La variante du redresseur en parallèle sur le condensateur du circuit oscillant est également possible et s'avère plus intéressante que dans les cas précédents, du fait des fréquences plus basses.

— **Schéma 9** : CN mixé, avec 3 variantes au primaire et 3 au secondaire, toutes compatibles. Il s'agit de la structure indirecte à thyristor-dual et thyristor décrite figure 13. Un fonctionnement au-delà de 20 kHz n'est pas exclu malgré le « tq » des thyristors, car ces derniers fonctionnent normalement en redresseur, lorsque le transfert d'énergie s'effectue de l'entrée vers la sortie. Dans le cas contraire, les thyristors fonctionnent en onduleur et il suffit de limiter la modulation. Par rapport à tous les schémas précédents, celui-ci offre d'ailleurs l'avantage d'une réversibilité naturelle en tension, d'où en particulier une meilleure maîtrise des transitoires. Contrairement aux schémas 7 et 8, la self de fuite du transformateur est plutôt gênante et on peut la compléter par un condensateur en parallèle sur les thyristors. Le circuit LC résultant, disposé en « gamma inversé » peut être dimensionné soit pour la fréquence de commutation (résonance), soit pour une fréquence très supérieure. En version non isolée, on peut se dispenser complètement de ce circuit LC.

2.1.3. Analyse et conclusion

La comparaison des PCR fournit peu de conclusions définitives, et pour chaque application il convient de bien préciser les extremums de variation et les régimes dimensionnants des semiconducteurs. Prenons par exemple l'élevateur non isolé (schéma 2) : si Av varie seulement de 1 à 1,5 \overline{PCR}_{TR} varie de 0 à 0,5 et $\overline{PCR}_D = 1$ constant, ce qui est particulièrement économe en semiconducteur (application intéressante : élévation et régulation d'une tension de batterie). On retiendra les enseignements généraux suivants :

— Les schémas 1 et 2 ont des PCR notablement plus faibles, sous réserve que le gain en tension Av ne s'écarte pas trop de 1.

— Les autres schémas MLI (3, 4, 5, 6) et les schémas à résonance (7 et 8) ont des PCR très voisins. Tout d'abord, pour Av ou $A'v = 1$, qui correspond au régime dimensionnant pour les semiconducteurs (sauf quelques diodes), on a :

$$Av \text{ ou } A'v = 1$$

$$\overline{PCR}_T = \overline{PCR}_D = 2 \text{ pour les MLI et les « résonances »}$$

$$\overline{PCR}_T = \overline{PCR}_D = 4\gamma \text{ pour les MLI}$$

$$\overline{PCR}_T = \overline{PCR}_D = 2\pi \text{ pour les « résonances »}$$

Structure de convertisseur

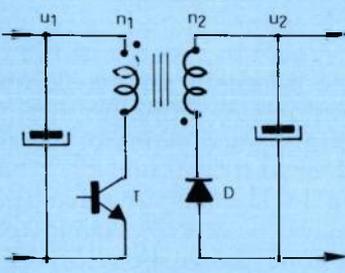
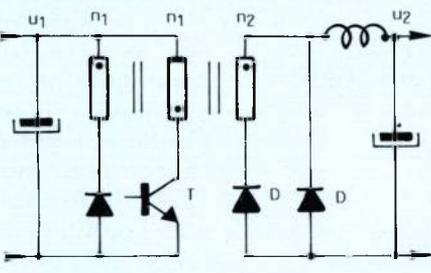
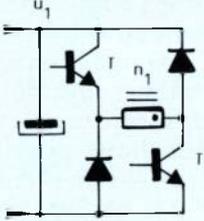
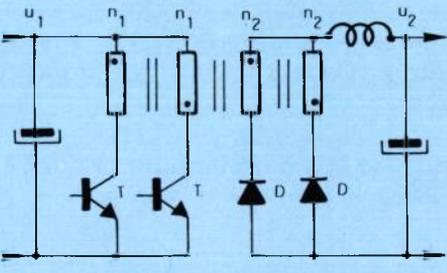
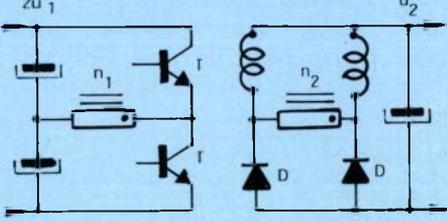
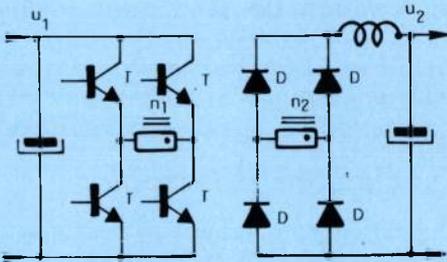
	SCHEMA 4 ASYMETRIQUE ACCUMULATION (FLY BACK)	SCHEMA 5 ASYMETRIQUE DIRECT (FORWARD)	SCHEMA 6 SYMETRIQUE DIRECT
 $A'_V = \frac{n_1}{n_2} \frac{u_2}{u_1} \geq 1$ $\left. \begin{aligned} \overline{PCR}_T &= 1 + A'_V \\ \overline{PCR}_D &= 1 + 1/A'_V \end{aligned} \right\} \overline{PCR}_{T+D} = 2 + A'_V + 1/A'_V$ $\overline{PCR}_T = \overline{PCR}_D = v \frac{(1+A'_V)^2}{A'_V}$	 <p>OU</p>  <p>Les diodes au primaire voient un courant négligeable (courant magnétisant): on les néglige dans les PCR</p> $A'_V = 2 \frac{n_1}{n_2} \frac{u_2}{u_1} < 1$	 <p>OU</p>  <p>OU</p>  $A'_V = \frac{n_1}{n_2} \frac{u_2}{u_1} < 1$	
<p>AVANTAGES</p> <ul style="list-style-type: none"> • PCR peu variables en fonction de A'_V • Peu de composants • En "multi-source" équilibrage naturel des tensions de sortie 	<ul style="list-style-type: none"> • Filtrage sortie plus facile • Utilisation possible du "V_{CEX}" même en "conduction continue" 		<ul style="list-style-type: none"> • Transformateur plus petit
<p>INCONVENIENTS</p> <p>Commutations "dures"</p> <ul style="list-style-type: none"> • Structures parasites par principe ; nécessité de diodes rapides • Pertes de commutation élevées • CALC complexes et posant des problèmes (self de fuite transfo) • Non réversibilité • Filtrage entrée (courant efficace condensateur) • Commande plus difficile du fait du rapport cyclique variable 	<ul style="list-style-type: none"> • Beaucoup de composants 		<ul style="list-style-type: none"> • Risques de dissymétrie

Fig. 19 - Alimentations continues isolées : structures MLI

Structure de convertisseur

On a en général $\gamma < 1,5$: les PCR des MLI sont donc plus faibles, mais il faut aussi tenir compte du fait que pour ces derniers les surtensions et surintensités de commutation, que nous avons négligées, sont plus grandes.

Deuxièmement, $PCR_{T+D} = 2 + 2/A'v$ pour 5, 6, 7 et 8. Ce paramètre est significatif du rendement.

Pour les MLI à accumulation (3 et 4),
 $PCR_{T+D} = 2 + A'v + 1/A'v$,

cette expression étant très peu variable en fonction du $A'v$.

— Le schéma « mixé » (9) a des PCR un peu moins bons, et surtout très variables ; c'est le prix à payer pour la réversibilité !

— La figure 21 illustre les variations de l'expression

$$\frac{4Pu}{PCR_{T+D}} = \frac{4}{PCR_{T+D}}$$

en fonction de $A'v$, pour les convertisseurs isolés. Son intérêt est de fournir une indication sur l'évolution du rendement en fonction du gain, en négligeant les pertes de commutation.

Conclusions principales

— Si l'isolation n'est pas requise, les convertisseurs MLI directs (1 et 2) sont préférables sous réserve que la tension de sortie u_2 ne s'écarte pas trop de la tension d'entrée u_1 .

— Le convertisseur MLI à accumulation isolé, ou FLYBACK (schéma 4), se défend finalement beaucoup mieux que les convertisseurs MLI directs isolés (schémas 5 et 6), grâce à son nombre réduit de composants et à son aptitude aux grandes variations de gain.

— Pour tous les convertisseurs MLI, le jugement final dépend fortement de la qualité du CALC. De ce point de vue la self de fuite du transformateur constitue un handicap supplémentaire, spécialement pour les schémas 5 et 6.

— Si l'isolation est requise, les convertisseurs à commutation naturelle, à résonance ou non, nous paraissent généralement supérieurs aux convertisseurs MLI, hormis les créneaux propres au FLYBACK.

2.2. Alimentations alternatives

Nous traitons ici de la fonction onduleur consistant à convertir une tension continue variable en une tension alternative régulée et de fréquence fixe, avec comme application privilégiée

les « alimentations statiques de sécurité ». Dans ces alimentations, on distingue 2 stratégies pour satisfaire aux critères de fiabilité, permanence et qualité de la tension :

— En temps normal : alimentation de la charge par le réseau. En secours : commutation sur l'onduleur, lui-même alimenté par une batterie, au moyen d'un contacteur statique alternatif. L'onduleur est de préférence synchronisé sur le réseau pour minimiser la transition.

— Alimentation de la charge en permanence par l'onduleur, de façon à s'affranchir totalement des perturbations du réseau. En cas de panne d'onduleur il est préférable de prévoir une redondance de convertisseur plutôt qu'une commutation sur le réseau.

Une alimentation de sécurité comporte un onduleur, une batterie, un chargeur de batterie et des contacteurs statiques, avec plusieurs configurations possibles de ces modules. Mais dans tous les cas, l'onduleur est le plus difficile à réaliser, et ceci d'autant plus qu'en général on lui demande de pouvoir supporter n'importe quel type de charge. Or, très souvent, il suffit de regarder derrière la prise de courant sur laquelle est branchée l'alimentation de sécurité pour n'apercevoir que des redresseurs à diode et conclure qu'une alimentation continue, multi-source au besoin, ferait l'affaire.

Avant de mettre en œuvre la fonction onduleur considérée, il faut examiner si la charge ne peut pas se contenter d'une alimentation plus simple à réaliser : tension continue, tension carrée, fréquence variable... Dans la négative nous proposons 4 catégories de schémas, suivant le nombre d'étages et le type de commutation.

2.2.1. Onduleur direct à commutation naturelle

Nous nous référons aux structures symétriques décrites au paragraphe 1.2. Les structures non mixtes ne conviennent pas car le réglage implique une variation de fréquence. Restent les 2 structures mixtes rappelées figure 22.

L'inconvénient majeur de ces 2 schémas est de ne pas tolérer n'importe quelle charge, en particulier des variations de $\cos \phi$ trop grandes. L'ensemble constitué par le circuit LC et la charge doit avoir une fréquence de résonance voisine de la fréquence de commutation (qui est égale à la fréquence de sortie).

Le schéma commutateur de tension est abaisseur en tension, ce qui permet de limiter facilement le courant de sortie. Le schéma commutateur de courant est élévateur en tension ; dans ce cas la limitation du courant de sortie peut s'effectuer par exemple en ouvrant les deux GTO et en court-circuitant l'inductance par un

Structure de convertisseur

	SCHEMA 7 RESONNANCE NON MIXTE	SCHEMA 8 RESONNANCE MIXTE	SCHEMA 9 MIXE
	<p>Primaire commutateur de tension Thyristor-Dual</p> <p>Secondaire commutateur de tension diode</p> <p>Push-pull</p> <p>Double-source</p> <p>Pont complet</p> <p>Exemple:</p> <p>$0 < A_v = \frac{n_1}{n_2} \frac{u_2}{u_1} = \cos \alpha < 1$</p> <p>$\overline{PCR}_{TR} = 1 + 1/A_v$</p> <p>$\overline{PCR}_{DPRI} = 1/A_v - 1$</p> <p>$\overline{PCR}_{DSEC} = 2$</p> <p>$\overline{PCR}_{TR+D} = 2 + 2/A_v$</p> <p>$\widehat{PCR}_{TR} = 2\pi/A_v$</p> <p>$\widehat{PCR}_{DSEC} = 2\pi$</p> <p>$\widehat{PCR}_{DPRI} = 2\pi \sqrt{1 - A_v^2} = 2\pi \lg \alpha$</p>	<p>Primaire commutateur de tension Thyristor-Dual et Thyristor-Diode</p> <p>Secondaire commutateur de tension diode</p> <p>Push-pull</p> <p>Double-source</p> <p>Pont complet</p> <p>Exemple:</p> <p>$0 < A_v = \frac{n_1}{n_2} \frac{u_2}{u_1} = \cos \alpha < 1$</p> <p>$\overline{PCR}_{TR} = PCR_{TH} = \frac{1}{2} (1 + 1/A_v)$</p> <p>$\overline{PCR}_{DPRI} = \frac{1}{A_v} - 1$</p> <p>$\overline{PCR}_{DSEC} = 2$</p> <p>$\overline{PCR}_{T+D} = 2 + 2/A_v$</p> <p>$\widehat{PCR}_{TR} = \widehat{PCR}_{TH} = \pi/A_v$</p> <p>$\widehat{PCR}_{DSEC} = 2\pi$</p> <p>$\widehat{PCR}_{DPRI} = 2\pi \sqrt{1 - A_v^2} = 2\pi \lg \alpha$</p>	<p>Primaire commutateur de tension Thyristor-Dual</p> <p>Secondaire commutateur de courant thyristor</p> <p>Push-pull</p> <p>Double-source</p> <p>Pont complet</p> <p>Exemple:</p> <p>$-1 < A_v = \frac{n_1}{n_2} \frac{u_2}{u_1} = 1 - \frac{2\alpha}{\pi} < 1$</p> <p>$\overline{PCR}_{TR} = 1 + 1/A_v$</p> <p>$\overline{PCR}_D = 1/A_v - 1$</p> <p>$\overline{PCR}_{TH} = 2/A_v$</p> <p>$\overline{PCR}_{T+D} = 4/A_v$</p> <p>$\widehat{PCR}_{TR} = \widehat{PCR}_{TH} = \widehat{PCR}_D = 4\pi/A_v$</p>
AVANTAGES	<ul style="list-style-type: none"> • CALC très simples (sauf pour les thyristors du schéma 8) • Pertes de commutation faibles; surtension et surintensité de commutation réduites • Transformateur petit • Commande facilitée par le rapport cyclique égal à 1/2 constant • Utilisation du "VCEX" sans problème 		
	<ul style="list-style-type: none"> • Structures peu parasitantes (commutations "douces") • Self de fuite du transformateur utile 	<ul style="list-style-type: none"> • Filtrage sortie facile • Réversibilité 	
INCONVENIENTS	<ul style="list-style-type: none"> • Beaucoup de composants • Filtrage entrée (courant efficace condensateur) 		
	<ul style="list-style-type: none"> • Fréquence de commutation variable 	<ul style="list-style-type: none"> • Non réversibilité • Thyristors fonctionnant en onduleur ("tq" gênant) • CALC thyristors 	<ul style="list-style-type: none"> • PCR très variables en fonction de A_v • Commutations "dures", nécessité de thyristors rapides (Mais les CALC sont simples)

Fig. 20 - Alimentations continues isolées : structures CN symétriques

Structure de convertisseur

thyristor auxiliaire. Ces remarques valent également pour la catégorie de schémas suivante.

2.2.2. Onduleur direct MLI

Les huit structures de base (figure 3) peuvent convenir. Elles sont reprises figure 23.

Les signaux de commande d'interrupteurs comportent une composante BF égale à la fréquence de sortie et une composante HF, filtrée ensuite par le circuit LC, dont le choix est essentiel : avec une valeur supérieure à 20 kHz on obtient un très faible bruit acoustique, un filtre petit, une distorsion faible et une régulation rapide, mais il faut alors prévoir des CALC performants pour ne pas pénaliser le rendement. Une stratégie opposée consiste à utiliser une commande « numérique » économe en commutations mais permettant cependant de réguler le fondamental et de supprimer un certain nombre d'harmoniques bas.

On notera que, comme pour la catégorie précédente, un éventuel transformateur d'isolation galvanique est gros, car dimensionné en flux par la fréquence BF et non pas par la HF.

Signalons une variante très employée depuis longtemps : commande par signaux carrés et régulation par ferro-résonance. Ainsi, les pertes de commutation ne sont plus un problème. La rusticité de cette technique permet une bonne fiabilité et un faible coût ; en revanche, la ferro-résonance engendre des pertes fer très importantes.

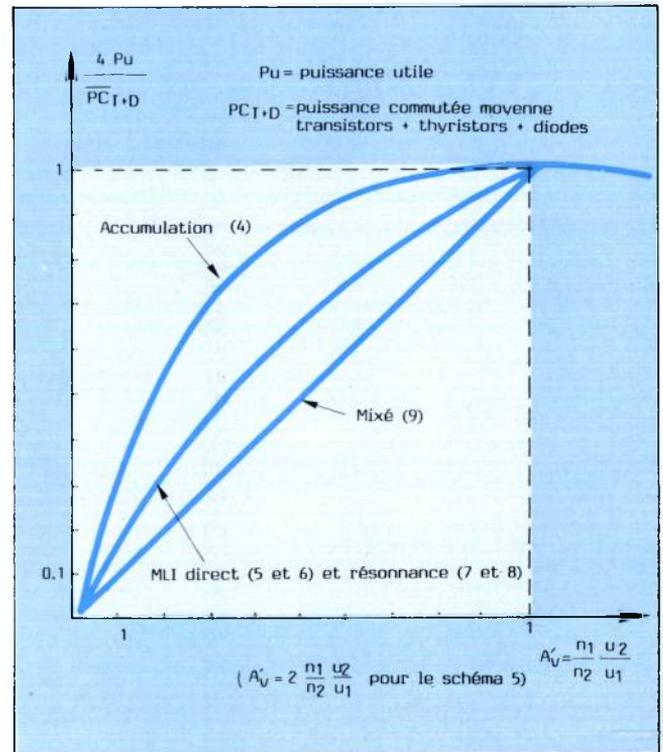
2.2.3 Onduleur indirect à commutation naturelle

Il s'agit de structures DC \longleftrightarrow AC (HF) \longleftrightarrow AC (BF) extrapolées des structures DC \longleftrightarrow AC \longleftrightarrow DC que nous avons décrites paragraphes 1.3.1. et 1.3.3, dans lesquelles la sortie continue est rendue alternative en doublant le nombre d'interrupteurs du deuxième étage.

Parmi toutes les possibilités, nous retenons tout spécialement la structures non mixte et mixée à thyristor-dual et thyristor (voir figure 12), d'où nous déduisons le schéma de la figure 24, dont les principales caractéristiques de fonctionnement sont les suivantes :

— Les interrupteurs du premier étage fonctionnent en thyristor-dual, avec les avantages qui en découlent (CALC réduit à une petite capacité, pertes de commutation très faibles, rapport cyclique constant égal à 1/2). Ce premier étage impose la fréquence HF intermédiaire.

— Le circuit LC intermédiaire est théoriquement inutile, mais avec un transformateur d'isolation galvanique il existe toujours une inductance de fuite, laquelle est d'autant moins négligeable que la tension d'isolement est plus élevée. Dès



lors il vaut mieux compléter cette self par une capacité telle que représentée sur le schéma. A partir de là, 2 voies sont offertes :

- Fréquence de résonance du LC très supérieure à la « fréquence HF » de commutation, celle-ci restant fixe et le rapport de transformation étant réglé par le « $\cos \phi$ » du 2^e étage.
- Fréquence de résonance du LC inférieure à la « fréquence HF » de commutation, celle-ci étant variable et contribuant au réglage du rapport de transformation en conjonction avec le « $\cos \phi$ » du 2^e étage.

— Le deuxième étage à thyristors fonctionne en « cyclo-convertisseur ». On remarquera que la source HF est une source instantanée de tension grâce au condensateur du circuit LC intermédiaire et que, de ce fait, les CALC peuvent se réduire à des petites selfs en série avec chaque thyristor (« RC » inutiles). La difficulté de cette structure résulte du « tq » des thyristors et du risque de « circulation » aux instants d'inversion du courant BF (court-circuit entre thyristors têtes et bêtes). Pour la résoudre on utilise classiquement la technique du « blanking » avec éventuellement surveillance des tensions anode-cathode, ou encore la technique de circulation permanente avec « inductance de circulation » qui oblige à surdimensionner les interrupteurs. Nous préconisons comme solution de disposer des inductances de circulation et d'effectuer une commande type « blanking » mais avec temps mort nul, voire négatif. On évite ainsi tout risque de court-circuit, sans surdimensionner les interrupteurs et avec une distorsion minimale.

Structure de convertisseur

Enfin, le « tq » s'avère peu gênant : des « fréquences HF » supérieures à 20 kHz sont tout à fait réalistes (pour des « tq » de l'ordre de 10 μs). Sur la figure 24, on a disposé 2 inductances qui servent à la fois d'inductances de circulation et d'inductance de filtrage en association avec le condensateur.

Comme les 2 catégories précédentes, les onduleurs indirects à commutation naturelle autorisent la récupération d'énergie, d'où une excellente maîtrise des transitoires de charge. Il n'en va pas forcément de même pour la 4^e catégorie ci-dessous.

2.2.4. Onduleur indirect

DC ↔ DC ↔ AC

Le premier étage assure la régulation et au besoin l'isolation galvanique. N'importe quelle structure proposée paragraphe 2.1 est envisageable.

Pour le deuxième étage on a le choix entre l'onduleur direct MLI (2.2.2) et l'onduleur direct à commutation naturelle mixte (2.2.1) ; l'onduleur direct à commutation naturelle non mixte devient aussi possible du fait que la régulation est assurée par le premier étage.

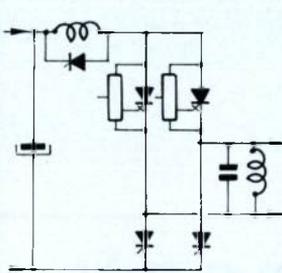
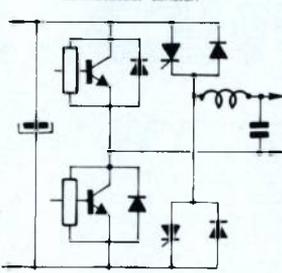
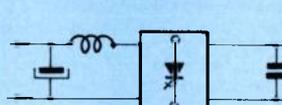
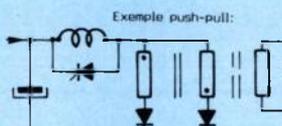
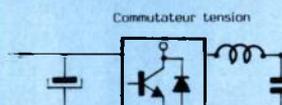
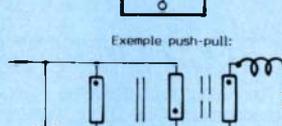
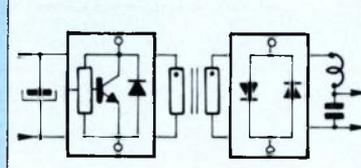
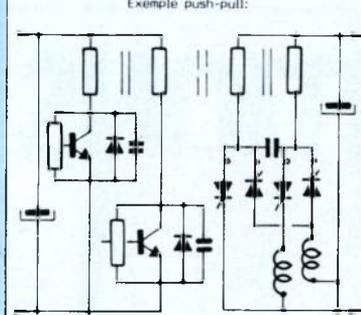
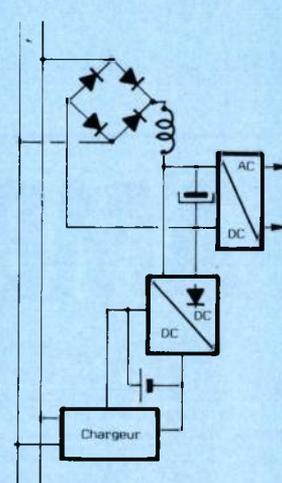
	ALIMENTATIONS ALTERNATIVES				
	<p>DIRECT CN mixte Commutateur courant</p>  <p>Commutateur tension</p> 	<p>DIRECT MLI Commutation courant</p>  <p>Exemple push-pull:</p>  <p>Commutateur tension</p>  <p>Exemple push-pull:</p> 	<p>INDIRECT CN (Thyristor dual-thyristor)</p>  <p>Exemple push-pull:</p> 	<p>DC → DC → AC</p> 	
AVANTAGES	<ul style="list-style-type: none"> • Peu de composants • Réversibilité 	<ul style="list-style-type: none"> • Peu de composants • Réversibilité 	<ul style="list-style-type: none"> • Transformation petit (HF) • Réversibilité • Commutations douces (peu parasitant, faibles pertes de commutation) • CALC très simples • Commandes à rapport cyclique égal à 1/2 	<p>Variété des configurations des "alimentations de sécurité" (modularité, mécano, ...)</p> <ul style="list-style-type: none"> • Régulation au niveau du DC → DC (onduleur DC → AC minimum) • Possibilité d'utiliser un DC → AC direct, CN, non mixte 	
INCONVENIENTS	<ul style="list-style-type: none"> • Gros transformateur (BF) • Pas de variantes push-pull, double source et triphasé • Limitations de charge (cos φ) 	<ul style="list-style-type: none"> • Gros transformateur (BF) • CALC complexe • Commutations dures, d'où parasites et pertes 	<ul style="list-style-type: none"> • "tq" des thyristors • Nombre de composants 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexité "système" 	

Fig. 21 - Evolution du rendement en fonction du gain pour les convertisseurs continus isolés (en négligeant les pertes de commutation)

Structure de convertisseur

Cette structure apparemment complexe peut trouver sa justification dans certaines configurations telles que celle illustrée figure 25. La commutation normal-secours s'y effectue très simplement au niveau du continu ; en temps normal (réseau présent), les diodes de sortie du convertisseur DC/DC sont bloquées et celui-ci ne débite pas, le rendement global étant alors excellent ; dès que le réseau faiblit, les diodes de sortie du DC/DC conduisent et l'onduleur se trouve alimenté par la batterie.

2.2.5 Conclusions

Plus que toute autre application les « alimentations de sécurité » exigent une étude préalable circonstanciée des charges et des conditions d'utilisation. La réflexion doit se situer au niveau système en intégrant aussi bien les ondu-

leurs que les convertisseurs continus, avec en définitive un grand choix de configurations.

Pour la fonction étudiée — onduleur délivrant une tension alternative fixe — les 4 catégories de structures proposées peuvent trouver justification à tour de rôle. Cependant, la structure indirecte à thyristor-dual et thyristors (2.2.3) constitue le meilleur compromis, sans inconvénient notable et avec beaucoup de points forts : commutations douces, bon rendement, réversibilité, fréquence 20 kHz fixe (petit transformateur, bruit acoustique,...).

(à suivre)

J. DU PARC

Jeumont Schneider

AMBITIONS LEGITIMES...

Une jeune entreprise qui se lance dans les technologies de pointe affirme son ambition. Le faire en misant sur l'avenir, la compétence et la performance est une ambition légitime. Et un pari que nous gagnerons avec vous.

POWER COMPACT

DIRECTEUR DE PRODUCTION

Ingénieur habitué à vivre dans le « silicium et l'hybride », l'électronique de puissance, c'est votre métier. Nous vous confierons la responsabilité d'une équipe jeune avec laquelle vous entretenez une relation riche et rigoureuse. Votre objectif : productivité, rentabilité, qualité « zéro défaut » grâce à un ordonnancement-planning sans faille.

INGENIEUR D'AFFAIRE

Nos produits répondent à une approche « sur mesure ». A vous d'identifier les besoins et de proposer la réponse. Notre réponse : précise, fiable, intelligente.

Vous êtes ingénieur en électronique, gagnier, homme de dialogue.

Vos interlocuteurs : des ingénieurs et techniciens de haut niveau. La forte dimension internationale de ce poste est à l'image de notre marché (Europe et Etats-Unis en particulier).

Une expérience marketing ou une formation complémentaire type IAE seront très appréciées.

Nous recherchons des collaborateurs prêts à participer à notre projet : faire de notre jeune entreprise une référence dans le monde de l'électronique de puissance (Technologie hybride). Nos ambitions légitimes sauront tenir compte des vôtres. (Anglais nécessaire, Allemand très souhaité.) Les postes sont basés à BORDEAUX.

Merci d'adresser votre dossier de candidature (C.V., photo et prétentions), Chemin de MAGRET, Avenue Kennedy, 33700 MERIGNAC.



CONTESSE TELEMATIQUE - UTILISEZ VOTRE MINITEL (1) 42 96 10 65

L'antiparasitage des alimentations à découpage

Il n'existe pas actuellement de disposition légale concernant l'antiparasitage des alimentations à découpage entrant dans des équipements ou systèmes car c'est à ces derniers dans leur ensemble qu'il revient de satisfaire aux normes. Cependant, pour les constructeurs d'alimentations à découpage, c'est un excellent argument de vente que de présenter un produit compatible avec les normes. C'est ce qui a amené les concepteurs à réfléchir, dès le départ, à ces problèmes d'antiparasitage et à élaborer des solutions.

L'article présenté ci-après sera publié en deux parties. Dans la première partie il met en lumière les différentes sources de parasites, et dans la deuxième partie à paraître dans le n° 14, il présente l'objectif à atteindre pour satisfaire aux normes et propose des solutions.

Depuis leur introduction à la fin des années 1960 les convertisseurs à découpage prennent petit à petit une part de plus en plus grande du marché des régulateurs d'alimentation et le temps est proche où ils en représenteront la grande majorité. Les premiers équipements électroniques, principalement des ordinateurs, qui ont incorporé des alimentations à découpage ont, évidemment, « essuyé les plâtres ». Les problèmes de la première génération de régulateurs d'alimentation à découpage (R.A.D.) étaient leur fiabilité médiocre et leur bruit électrique. La question de la fiabilité étant primordiale, et d'autre part, les normes sur les parasites électriques étant plus ou moins (plutôt moins) connues et respectées, les concepteurs de R.A.D. se sont donc attachés d'abord aux ennuis d'échauffement et de claquage des transistors de découpage, d'instabilité de la régulation dans certaines configurations etc. Pendant ce temps, les problèmes de bruit ne faisaient que croître et embellir puisque c'était au tour des concepteurs

de systèmes ou équipements qui intégraient des R.A.D. de les résoudre. On découvrit alors que les parasites électromagnétiques conduits et rayonnés, qui conformément à une tradition bien établie, avaient été relégués au rang de problèmes mineurs qui sauraient bien se résoudre tout seuls, étaient réellement un obstacle sérieux. Pour tout arranger, les normes civiles (CISPR, VDE etc.) et militaires se montraient de plus en plus pressantes. On a donc commencé à voir des R.A.D. qui, au lieu de reporter sur l'utilisateur le souci de dépolluer l'alimentation, incorporent déjà dans leurs modules un certain degré de blindage et de filtrage.

Aujourd'hui, on ne trouverait plus une alimentation à découpage dont la fiche technique ne mentionne au-moins :

« Bruit : Satisfait aux normes VDE 871-B ou conforme à FCC-15 etc. ».

C'est à dire que les concepteurs de R.A.D. font un effort sérieux pour que leurs produits ne perturbent ni la machine utilisatrice (lecteurs magnétiques, ampli analogiques etc.), ni l'environnement. La tendance à l'augmentation des fréquences de découpage, qui est passé de 15 kHz en 1970 à plusieurs centaines de kHz en 1985, la multiplication d'alimentations sans transformateur primaire et un renforcement ré-

Antiparasitage

celement des normes RFI qui descendent maintenant à 10 kHz font, que la compatibilité électromagnétique d'un R.A.D. doit être pensée dès la conception et non pas à la fin de l'étude.

La compatibilité électromagnétique « n'arrive » pas toute seule. Elle s'élabore, comme toute autre fonction noble d'un équipement.

Les causes du bruit dans une alimentation à découpage

Pour pouvoir résoudre un problème de parasites électromagnétiques, il faut en connaître les sources, les media de couplage et l'objectif (norme) à atteindre. Les sources sont :

- Les diodes et condensateurs du redressement primaire
- Les transistors de découpage et le transformateur haute-fréquence
- Les diodes de redressement secondaires.

Ces sources empruntent différents chemins de couplage, conduits et rayonnés, avant de se manifester vers l'extérieur (Fig 1). Nous allons examiner les principales.

Le pont redresseur primaire et son condensateur

Le simple fait de redresser une sinusoïde 50 Hz ou autre (simple ou double alternance) est déjà en lui-même un parasitage puisque la série de Fourier résultante comporte obligatoirement des harmoniques. Mais en fait la génération de parasites de ce simple redressement est surtout due au fonctionnement du condensateur réservoir. On voit Fig. 2 que si l'alimentation doit fournir un courant moyen I_R pour une tension moyenne V_R , le condensateur réservoir doit se charger pendant le court intervalle Θ_0 ou la diode est polarisée en direct, et la tension croissante, puis restituer cette charge à la résistance durant le reste de la période (ou de la demi-période dans le cas d'un redressement double-alternance). Plus l'ondulation résiduelle tolérée pour V_R est petite, et plus l'angle Θ_0 est petit donc plus la pointe de courant I_C dans le condensateur est élevée.

Pour des valeurs ΔV_R de l'ordre de 10 % ou moins, une valeur approchée de $I_{C\text{MAX}}$ est :

$$I_{C\text{MAX}} = I_R / 2a \quad (1)$$

avec : I_R = courant moyen redressé

a = taux de conduction = $\Theta_0 / 2\Pi$

n = nombre d'alternances redressées pendant un temps correspondant à 2Π .

soit, en remplaçant « a » par sa valeur :

$$I_{C\text{MAX}} = \frac{\Pi^2}{\Theta_0 n} I_R \approx \frac{10 I_R}{\Theta_0 n} \quad (2)$$

Par exemple :

Supposons une alimentation avec redressement au primaire, tel que le courant moyen nécessaire soit $I_R = 5A$.

Nous allons calculer le courant crête $I_{C\text{MAX}}$ dans trois cas.

1^{er} cas.

On exige $V_R = \pm 20V$. Redressement simple alternance. Le calcul de t_1 , instant d'amorçage se fait comme suit :

$$V_{\text{MAX}} - 2\Delta V_R = V_{\text{MAX}} \sin \omega t \text{ avec}$$

$$V_{\text{MAX}} = 220\sqrt{2} \approx 320V$$

$$220\sqrt{2} - 40\sqrt{2} \sin 314t$$

d'où on tire $t_1 = 3,4 \text{ msec}$

En basant le calcul sur une durée de conduction fictive (intersection de la sinusoïde de tension avec le niveau V_R moyen) $\Theta_0 \approx T/4 - t_1$

$$\text{on a } a = \Theta_0 = \frac{20\text{ms}}{4} = 3,4 \text{ ms}$$

$$= 1,6 \text{ ms} \approx 0,5 \text{ rad.}$$

d'où, d'après la formule (2) :

$$I_{C\text{MAX}} = \frac{10 \times 5}{0,5 \times 1} = 100 \text{ A}$$

Une méthode plus rigoureuse consiste à passer par le calcul du condensateur idéal nécessaire :

La quantité d'électricité à délivrer est :

$$Q = 5A (20\text{ms} - 1,6\text{ms}) = 92 \text{ mCoulomb}$$

A fournir avec une décroissance de tension de $2 \times 20 \text{ V}$

$$\text{d'où } C = \Delta Q / \Delta V = \frac{92 \cdot 10^{-3}}{40} = 2,3 \text{ mF}$$

Le courant crête dans ce condensateur est donné par la dérivée de la tension à l'instant d'amorçage t_1 :

$$I_C = C \, dV/dt = C \frac{d}{dt} (V \sin \omega t)$$

$$= C \omega V \cos \omega t$$

$$= 2,3 \cdot 10^{-3} \times 314 \times 320 \cos 314t$$

$$I_C = 231 \cos 314t$$

En faisant $t_1 = 3,4 \text{ msec}$

$$I_{C\text{MAX}} = 111 \text{ A} !$$

2^e cas.

Redressement simple alternance, mais on tolère $\Delta V = \pm 60V$

$$320 - 2 \times 60 = 320 \sin 314t$$

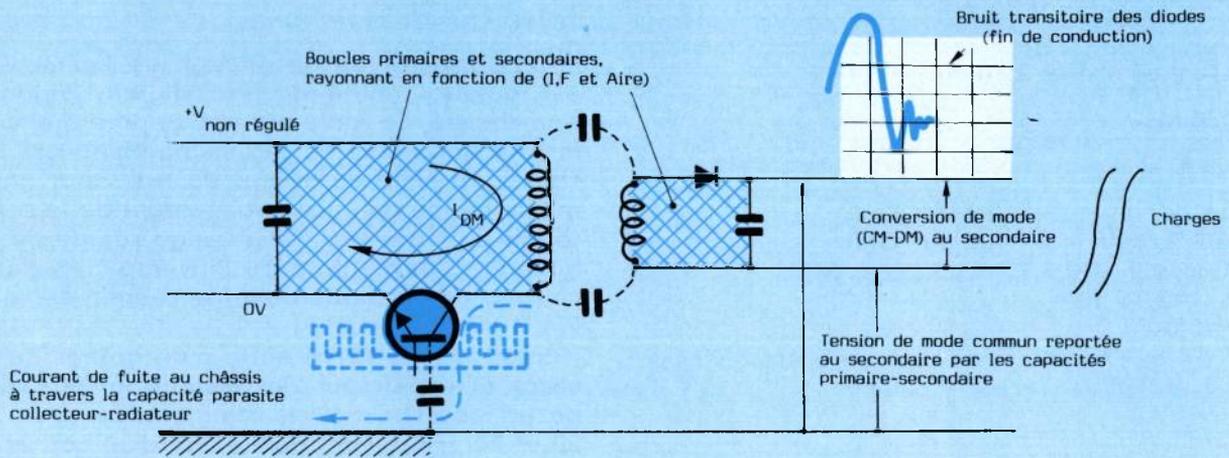


Fig. 1 : Source et couplage du bruit dans les alimentations à découpage.

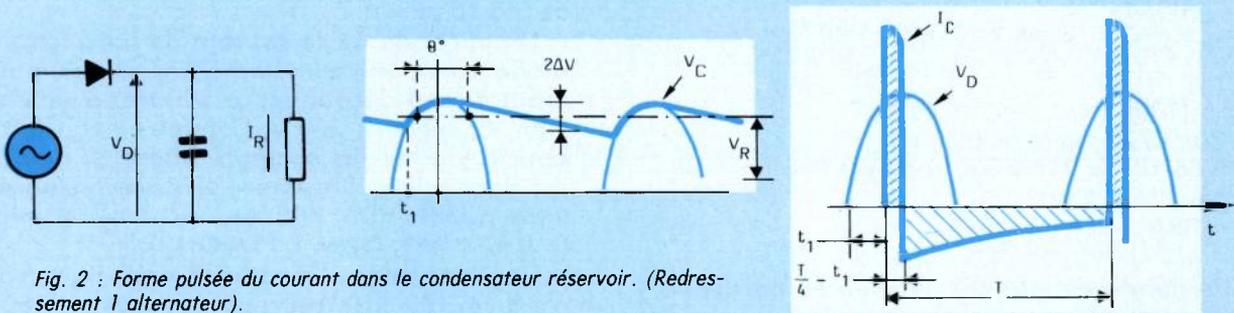


Fig. 2 : Forme pulsée du courant dans le condensateur réservoir. (Redressement 1 alternateur).

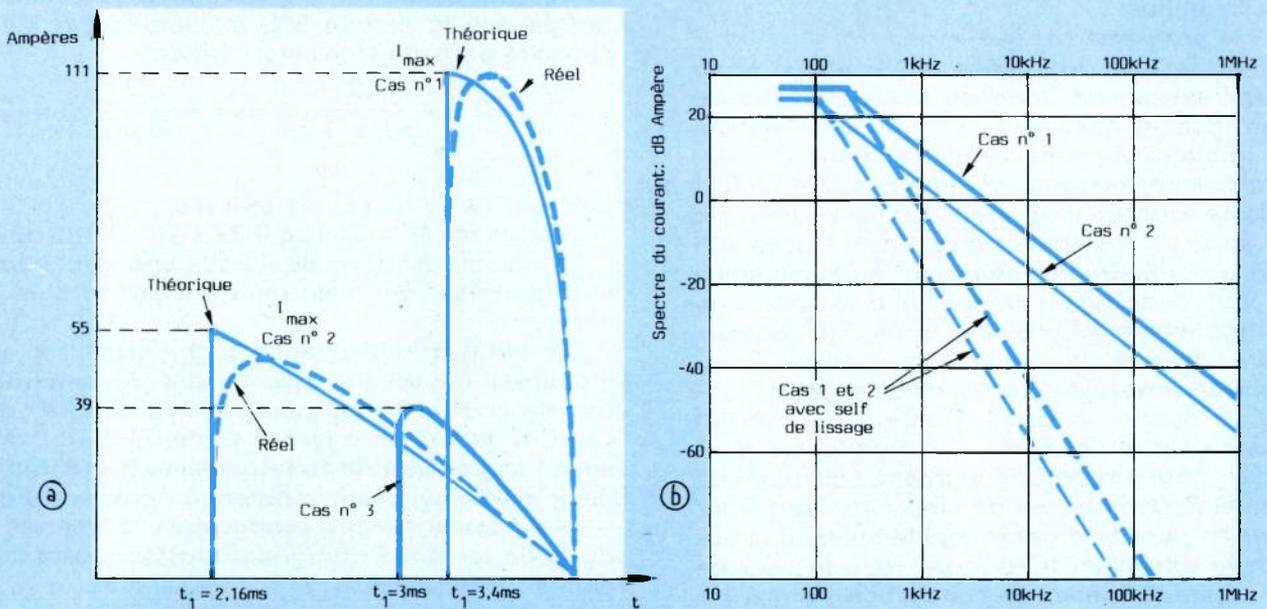


Fig. 3 : a) Forme d'onde du courant de charge du condensateur réservoir selon les 3 cas examinés. b) Spectre des courants correspondant avec et sans inductance de lissage.

Antiparasitage

$$\sin 314t = \frac{200}{320} = 0,625$$

d'où $t_1 = 0,68 \text{ rad} \cong 2,16 \text{ ms}$

$$\Theta_0 = \frac{20 \text{ ms}}{4} - 2,16 \text{ ms} = 2,84 \text{ ms}$$

$$Q = 5A (20 \text{ ms} - 2,84) = 85,8 \text{ mC}$$

$$C = \Delta Q / 2 \times 60V = 0,7 \text{ mF ou } 700\mu\text{F}$$

$$I_c = C\omega \cos \omega t = 0,7 \cdot 10^{-3} \times 320 \cos 314t$$

avec $t_1 = 2,16 \text{ ms}$

$$I_{c \text{ MAX}} = 55A$$

On voit que la pointe de courant a été divisée par 2

3^e cas.

Redressement *double alternance*, et $\Delta V = \pm 30 \text{ V}$

$$320 - 2 \times 30 = 320 \sin 314t$$

d'où $t_1 = 3 \text{ msec}$

$$\Theta_0 = \frac{20 \text{ ms}}{4} - 3 \text{ ms} = 2 \text{ ms}$$

$$Q = 5A (10 \text{ ms} - 2 \text{ ms}) = 40 \text{ mC}$$

$$C = 40 \text{ mC} / 2 \times 30 \text{ V} = 0,66 \text{ mF}$$

$$I_c = 0,66 \cdot 10^{-3} \times 314 \times 320 \cos 314t$$

soit, pour $t_1 = 3 \text{ ms}$

$$I_{c \text{ MAX}} = 39A$$

Cette pointe de courant n'a rien de particulier aux alimentations à découpage. Elle existait aussi bien avec les régulateurs conventionnels à transistor ballast.

Mais le problème est que :

1) dans le cas du régulateur « ballast », le pont redresseur est situé au secondaire basse tension, donc d'une source à impédance interne plutôt faible et perturbe peu le primaire.

2) ce courant pulsé, outre une possible distorsion de tension qu'il va créer sur le secteur, va aussi saturer les inductances des filtres RFI montés au primaire du régulateur à découpage.

On voit donc qu'on a intérêt à donner une plage relativement libérale à la tension grossièrement redressée du primaire et, bien sûr, à utiliser un redressement double-alternance.

La Fig. 3 donne un oscillogramme du courant des exemples précédents. On voit aussi que, bien que pour un calcul approché, on pourrait l'assimiler à une portion de sinusoïde, son front de montée peut être assez rapide puisque la valeur crête existe en théorie dès que la dérivée dV/dt existe en début de conduction (temps t_1). Le front de montée n'est ralenti que par la présence inévitable d'une inductance parasite. Sur la même Figure, on voit l'enveloppe du spectre de courant en Ampères et en dB par rapport à 1 Ampère des exemples correspondants.

Les transistors de découpage et leur fuite au châssis

Le transistor de découpage de l'alimentation est toujours monté sur un radiateur. Selon l'option choisie, ce radiateur est au potentiel du collecteur donc isolé du châssis ou bien vissé sur le châssis et isolé du boîtier du transistor par une mince feuille de mica. Au moment de la commutation du transistor, le passage rapide de l'état bloqué à l'état saturé ou l'inverse crée donc un courant de circulation dont le chemin est montré Fig. 1 (Couplage n° 1).

Etant donné l'empreinte d'un boîtier de transistor et l'épaisseur des isolants utilisés, la capacité parasite boîtier-radiateur se situe entre 20 et 80 pF, suivant qu'il s'agit d'un boîtier TO-3 ou TO-220 (Fig. 4).

Si maintenant le collecteur (ou drain) est relié au radiateur, celui-ci est isolé du châssis. Néanmoins, la grande surface métallique de ce refroidisseur peut présenter, par rapport au châssis (suivant sa proximité), une capacité parasite de 3 à 10 pF.

Un exemple de ce courant de fuite (courant de mode commun) est donné Fig. 5 pour une alimentation à découpage à 50 kHz, avec une tension V_{ce} crête de 500 V. Comme ce courant se reboucle via les fils secteurs phase et neutres*, il est donc particulièrement visé par les normes civiles (CISPR/VDE, FFC Américaine) ou militaires (MIL-STD 461, GAM T-13/EG-13).

Par exemple, l'amplitude de l'harmonique n° 3, à 150 kHz représente environ 160 V ou 164 dB μ V. Cette tension, appliquée au circuit de la figure 5 donne, en négligeant les impédances autres que le réseau 50 Ω et l'impédance de la capacité parasite transistor-châssis :

$$V_{(50)} = 160 \text{ V} \times \frac{50}{50 + \frac{1}{j\omega C}} = 160 \times \frac{50}{35000} = 0,22 \text{ V}$$

aux bornes du réseau de mesure.

Soit, en dB μ V = 20 Log 0,22 x 10⁶ = 106 dB μ V.

Ce niveau est donc de 40 dB supérieur à la limite permise, qui n'est pourtant pas la plus sévère.

On voit que la fréquence augmentant, les harmoniques du spectre décroissent en amplitude comme (1/F) mais en même temps la fuite de la capacité parasite s'aggrave comme F ce qui donnerait un courant de fuite quasiment constant si deux phénomènes ne venaient à notre secours :

— l'inductance des conducteurs d'amenée et du fil de terre qui atteignent plusieurs centaines d'ohms vers 10 MHz ;

La propension du courant à utiliser les masses et la terre comme chemin dérivé vient du fait que le neutre est référencié à la terre au transformateur EDF. Ou bien que, intentionnellement ou non, la source d'alimentation a un point à la masse commune.

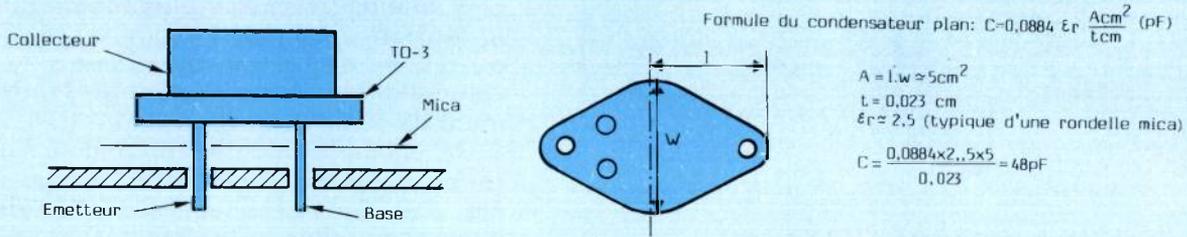


Fig. 4 : Capacité boîtier/radiateur d'un transistor de puissance.

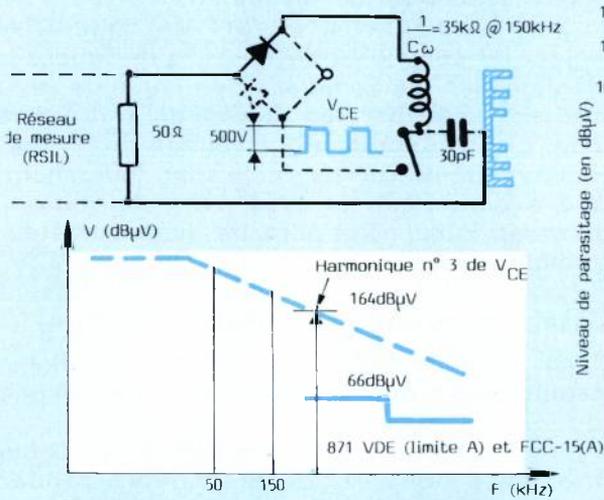


Fig. 5 : Parasitage de mode commun d'une Alimentation à découpage 50 kHz. (bruit conduit sur le secteur).

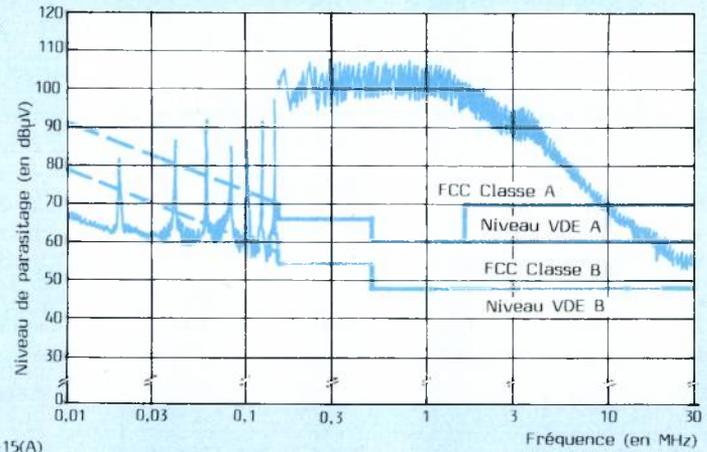


Fig. 5-A : Niveau de parasitage conduit sur le secteur par une alimentation à découpage 20 KHz sans aucun filtrage.



Fig. 6 : Bruit de mode commun créé par les diodes primaires ou secondaires.

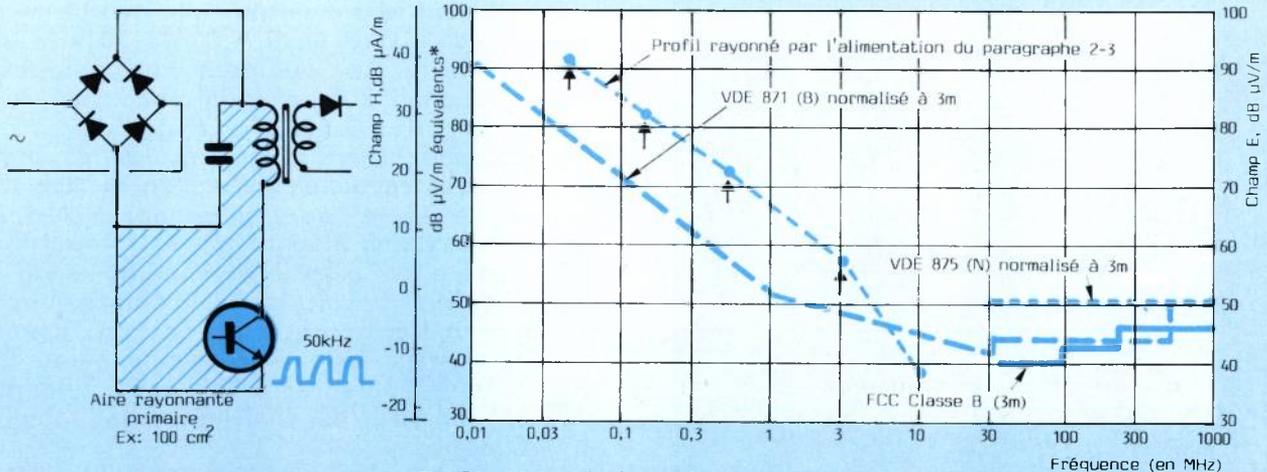


Fig. 7 : Exemple de boucle rayonnant un champ magnétique dans une alimentation à découpage.

Fig. 7A : Limites de champs électrique (E) et magnétique (H) selon les normes VDE 871 et 875 (correspondant aux recommandations CISPR 11 et 14) et FCC Américaine. On a montré par comparaison le champ rayonné par le RAD 50 kHz/300 W non blindé de l'exemple numérique (Parag. 2-3).

* Bien que la mesure VDE en dessous de 30 MHz soit faite avec un cadre magnétique, les valeurs sont parfois données en $\mu\text{V}/\text{m}$ équivalents c.a.d. en multipliant les $\mu\text{A}/\text{m}$ par 377Ω (ou en ajoutant $20 \text{ Log } 77$ soit $52 \text{ dB}\Omega$).

Antiparasitage

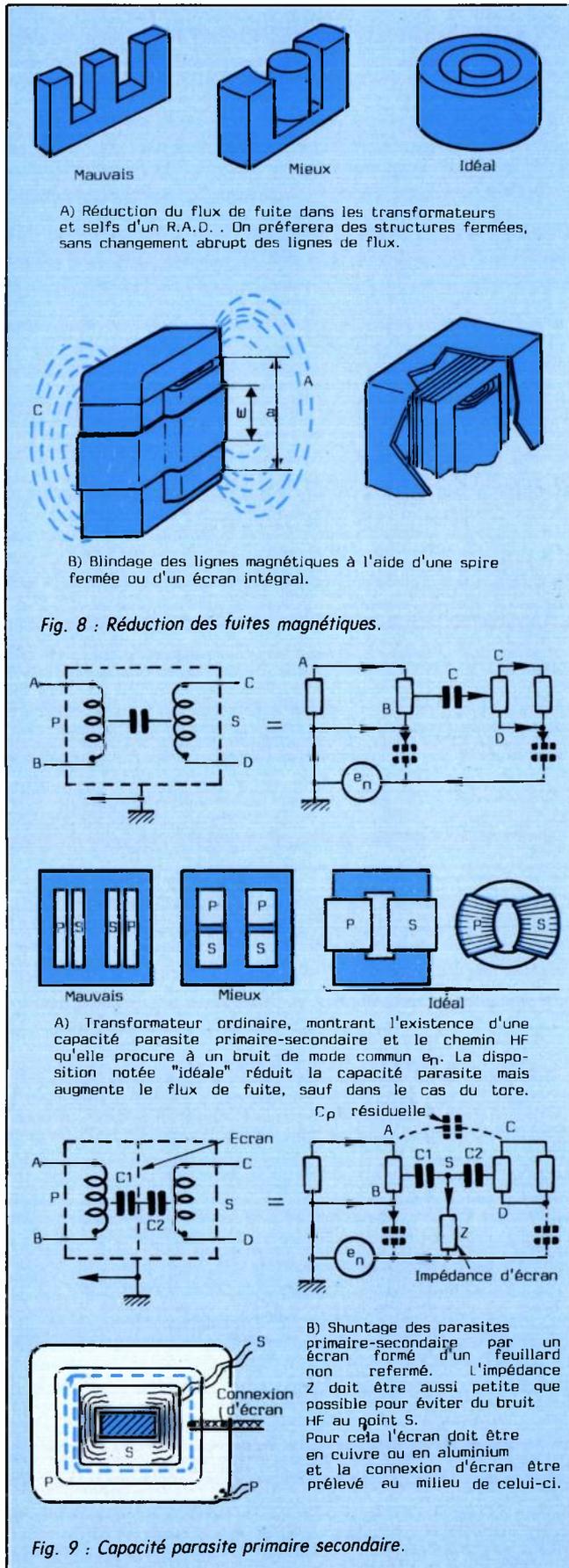


Fig. 9 : Capacité parasite primaire secondaire.

— une décroissance plus rapide du spectre de la tension collecteur lorsque la fréquence $1/\pi\tau$ ou $0,3/\pi$ est atteinte, τ étant le temps de commutation du transistor, de l'ordre actuellement de 50 à 100 nsec.

Un exemple du spectre conduit d'une alimentation à 20 kHz, sans aucun filtrage, est montré Fig. 5.A. On voit qu'une réduction de 50 dB est nécessaire pour satisfaire les normes VDE ou FCC classe A avec une marge de sécurité et au moins 60 dB pour les niveaux B.

Bien que les transistors de commutation soient les coupables désignés, il ne faudrait pas négliger les phénomènes identiques de fuite au châssis créés par les diodes de redressement (Fig. 6). La fin brusque du régime de conduction s'accompagne d'un pic de tension (overshoot) de brève durée qui lui aussi crée un courant de fuite via la capacité parasite diode-radiateur ou radiateur-châssis.

Rayonnement électromagnétique

Le rayonnement électromagnétique dans les régulateurs à découpage est dû, principalement, à :

- la circulation d'un courant pulsé à haute fréquence dans la boucle primaire condensateur-transformateur-transistor, rayonnant alors comme une petite antenne cadre ;
 - la saturation partielle du transformateur et la forme plus ou moins heureuse de son circuit magnétique qui génère un flux de fuite ;
 - la circulation d'un courant pulsé à haute fréquence, redressé mais non encore filtré, dans la (les) boucle(s) secondaire(s) basse-tension ;
- En zone de champ proche, c'est à dire à moins d'une longueur d'onde de la source, ces champs sont fortement magnétiques, donc plus difficiles à blinder.

En utilisant le même exemple que précédemment, c'est à dire un R.A.D. de 50 kHz, nous allons calculer sur quelques harmoniques, le champ rayonné à 1m et à 3m par la boucle primaires de cette alimentation (Fig. 7).

Le tableau 1 permet de calculer les champs magnétiques rayonnés à 1m, 3m et 10m d'une boucle de 1 cm² parcourue par 1 Ampère. Comme le champ magnétique est proportionnel à la surface de la spire rayonnante et au courant, il suffira de calculer la valeur en Ampères de chaque harmonique du courant primaire 50 kHz et d'en déduire le rayonnement. On a choisi de le comparer à la norme allemande VDE 871 classe B qui fixe les limites maximum en $\mu\text{A}/\text{mètre}$.

On supposera que le R.A.D. délivre 300 W utiles, soit compte-tenu du rendement, un courant primaire moyen de 1,45 A. Pour un rapport cyclique maximum de 50 %, le courant crête du transistor est donc de 2,9 A et on prendra un temps de transition $\tau = 100 \text{ ns}$.

A partir d'une fréquence égale à $1/\Pi\tau$, c'est à dire 3 MHz pour nous, on sait que les amplitudes des harmoniques décroissent en $1/F^2$.

Le calcul se déroule comme indiqué tableau II

Nous verrons dans la dernière partie de l'article comment maîtriser ce champ parasite. Outre le fait qu'il cause un dépassement de normes, il peut aussi être préjudiciable à des circuits voisins situés dans la même machine, tels des amplis de lecture de disques ou bandes, des boucles de régulation avec ampli analogiques etc. On imagine déjà que le courant et sa forme d'onde étant fixes, la seule issue possible est de réduire la surface de la boucle rayonnante et, si cela ne suffit pas, de blinder.

Deux autres causes au rayonnement électromagnétique avaient été mentionnées au début de ce paragraphe. Le transformateur associé au découpage rayonne lui-même un champ important. Ici, priorité est donnée au fonctionnement du R.A.D. Mais il ne faudrait pas que le choix du meilleur transformateur cause aussi le plus fort bruit rayonné. Donc une optimisation devra prendre en compte les faits suivants :

- pour des temps de commutation rapides, le transformateur devra avoir une faible inductance de fuite ;

- pour tirer le meilleur parti de la section du circuit magnétique, le concepteur essaiera de travailler le plus près possible de la saturation ;

- de ce fait, durant les pointes de charge le transformateur risque d'atteindre la saturation, ce qui cause une demande de courant primaire plus importante pour un même flux et davantage de flux de fuite, avec des harmoniques plus élevées.

Compte-tenu de cela, on essaie de choisir :

- un matériau avec un cycle d'hystérésis présentant un léger coude, au lieu d'un cycle « carré » ;

- pour les enroulement basse tension, des conducteurs méplats au lieu de ronds ;

- un circuit magnétique à structure fermée ou semi-fermée (Fig. 8.A) ;

- si les fuites magnétiques sont encore trop importantes on pourra aller jusqu'à un blindage magnétique autour du transformateur (Fig. 8.B). Le premier type est simplement une spire en court-circuit faite d'un ruban de cuivre soudé, dont la hauteur optimale, trouvée empiriquement, est d'environ la moitié du bobinage total. Le principe est que le flux de fuite induit dans cette spire une F.C.E.M. qui elle-même force un courant important dans la spire en court-circuit. Ce courant antagoniste crée à son tour un champ qui tend à neutraliser le champ de fuite initial. Dans les directions dominantes comme A et C sur la figure, le champ est réduit dans un rapport de 2 ou 3 (6 à 10dB). La bande de cuivre doit avoir une section suffisante pour supporter ses pertes Joules, sinon l'échauffement de ce

Table T.1

Champ magnétique créé par une boucle de 1 cm^2 parcourue par 1 Ampère en fonction de la distance d'observation R et de la fréquence.

Correction pour toute autre surface et courant :

$$H_x = H_{\text{table}} + 20 \text{ Log} A \text{ cm}^2 \times I \text{ amp.}$$

- Les valeurs sont tirées des équations de Maxwell pour une petite spire rayonnante. La taille de la boucle doit être $< R$ et $< \lambda/4$.

- Le champ H est exact pour toutes les conditions de champ proche et champ lointain.

- Le champ E n'a été indiqué que pour le champ lointain (aux conditions de champ proche, sa valeur peut être dictée par l'impédance du circuit émetteur).

Fré- quence	Champ H, dB μ A/m			
	R=1m	R=3m	R10m	R30m
10Hz	-6	-37	-66	-66
20Hz	-6	-37	-66	-66
30Hz	-6	-37	-66	-66
50Hz	-6	-37	-66	-66
70Hz	-6	-37	-66	-66
100Hz	-6	-37	-66	-66
200Hz	-6	-37	-66	-66
300Hz	-6	-37	-66	-66
500Hz	-6	-37	-66	-66
700Hz	-6	-37	-66	-66
1kHz	-6	-37	-66	-66
2kHz	-6	-37	-66	-66
3kHz	-6	-37	-66	-66
5kHz	-6	-37	-66	-66
7kHz	-6	-37	-66	-66
10kHz	-6	-37	-66	-66
20kHz	-6	-37	-66	-66
30kHz	-6	-37	-66	-66
50kHz	-6	-37	-66	-66
70kHz	-6	-37	-66	-66
100kHz	-6	-37	-66	-66
200kHz	-6	-37	-66	-66
300kHz	-6	-37	-65	-65
500kHz	-6	-37	-65	-65
700kHz	-6	-37	-65	-65

Fré- quence	Champ E, dB μ V/m				Fré- quence	Champ E, dB μ V/m			
	R=1m	R=3m	R10m	R30m		R=1m	R=3m	R10m	R30m
1MHz					23	-6	-37	-64	1MHz
2MHz			-14		23	-6	-37	-61	2MHz
3MHz			-8		23	-5	-36	-59	3MHz
5MHz		12	0		23	-5	-34	-52	5MHz
7MHz		17	6		23	-5	-32	-46	7MHz
10MHz			22	12	23	-4	-30	-40	10MHz
20MHz		46	34	24	24	-1	-18	-28	20MHz
30MHz		52	41	31	24	1	-11	-21	30MHz
50MHz	72	60	49	40	26	8	-2	-12	50MHz
70MHz	77	66	55	46	28	14	4	-6	70MHz
100MHz	82	72	61	52	30	20	10	0	100MHz
200MHz	94	84	73	64	42	32	22	12	200MHz
300MHz	101	91	80	71	49	39	29	19	300MHz
500MHz	109	100	89	80	58	48	38	28	500MHz
700MHz	115	106	95	86	64	54	44	34	700MHz
1GHz	121	112	101	92	70	60	50	40	1GHz
2GHz	133	124	113	104	82	72	62	52	2GHz
3GHz	140	131	120	111	89	79	69	59	3GHz
5GHz	149	140	129	120	98	88	78	68	5GHz
7GHz	155	156	135	126	104	94	84	74	7GHz
10GHz	161	152	141	132	110	100	90	80	10GHz

	Fréq.	Amplit. (I)	Aire (A)	H (Table)	Correct. A x I	H Tot dB μ A/m	Spec VDE(B) dB μ A/m	Hors Vorme
Fondam'	50 kHz	$A_0=0,7$ $\times 2,9A$ $= 2A$	100cm ²	-6	+46dB	+40	26	14
Harm n° 3	150kHz	0,66 A	"	-6	+36dB	+30	16	14
Harm n° 10	500kHz	0,2 A	"	-5	+26dB	+21	6	15
Harm n° 60	3MHz	0,03 A	"	-5	+10dB	+5	-4	9
Harm n° 200	10MHz	0,003 A	"	-4	-10dB	-14	-8	OK

Antiparasitage

	SCHOTTKY	PN, Recouvrement rapide	Diode ultra-rapide
Temps de recouvrement inverse (T_{RR})	10 ns	100-200 ns	25 ns
Raideur de forme d'onde du pic inverse	Arrondie	Moyenne	Abrupte
Coût approximatif en Francs/Ampère	0,55	0,46	0,52

Fig. 10 : Recouvrement inverse de quelques diodes utilisées dans les régulateurs à découpage.

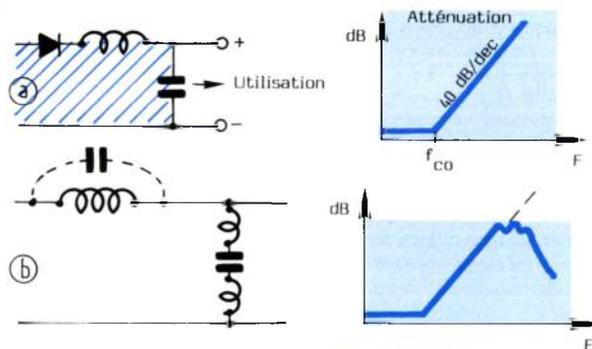


Fig. 11 : Considérations sur le filtrage des sorties réglées A) ce que l'on escomptait - B) ce que la physique des choses nous occasionne - C) méthode pour diminuer l'inductance parasite des condensateurs HF et repousser leur fréquence de résonance plus haut.

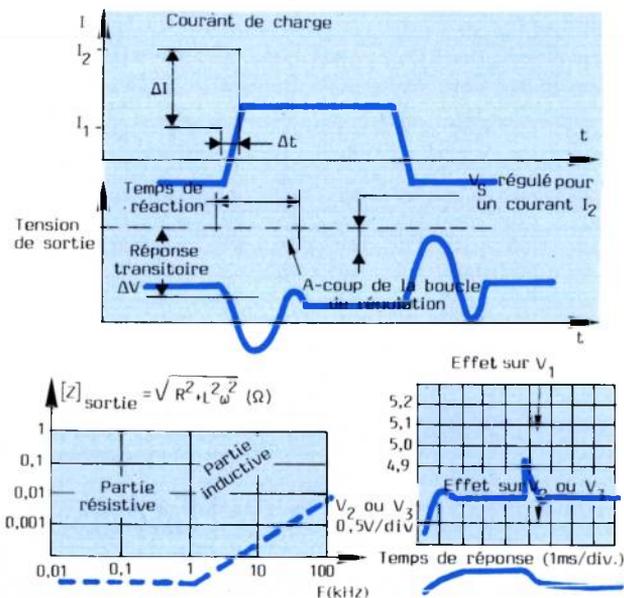


Fig. 12 : Transitoire au secondaire d'un RAD pour une brusque variation de charge ΔI . Cela peut être vu comme le régulateur ayant une impédance de sortie avec une partie inductive, de sorte que $\Delta V = -\Delta I/\Delta t$. L'oscillogramme du bas montre la réponse transitoire d'un RAD de bonne qualité, à 3 sorties V_1 , V_2 , V_3 , pour un appel de courant de 2 A sur V_1 .

blindage peut être considérable ! L'ultime solution est le blindage intégral du transformateur par des flasques ou un capot en tôle magnétique.

Similaire au cas du transformateur, mais souvent ignoré, est le problème des inductances de filtrage. Si elles sont amenées à saturation lors des pointes de courant, elles risquent de créer un champ parasite et on aura remplacé un problème de bruit conduit par un problème de bruit rayonné.

Enfin, la (les) boucle(s) de redressement secondaire crée aussi un champ magnétique en proportion du courant pulsé et de sa surface. Ce problème sera vu lors du filtrage des tensions de sortie.

La transparence (ou manque d'isolement) primaire-secondaire

Cette transparence est due au fait que l'isolement primaire-secondaire du transformateur, de l'ordre de 10 M Ω ou plus en continu ou en BF est en fait shunté par la capacité parasite entre enroulements. Cette capacité parasite représente facilement de 30 à 50 pF dans un transformateur ordinaire de quelques dizaines de VA ou plus et jusqu'à plusieurs nF pour un transformateur de 500 VA ou plus. Les effets de cette liaison capacitive (1nF ne représente plus qu'une isolation de 100 Ω pour 1,5 MHz) sont multiples :

- un certain % des composantes de Mode Commun (par rapport au châssis) du bruit de commutation primaire est transféré au secondaire où il participe à la pollution des tensions réglées.

- les transitoires à front raides existant sur le secteur (surtensions de manœuvre etc.) risquent de passer au secondaire peu atténués et d'endommager les composants basse tension.

- un certain % des bruits de commutation (Recovery) des diodes secondaires est transféré au primaire où il participe au parasitage secteur (réglementé par les normes).

- les bruits de commutation dus à la charge alimentée par le R.A.D. « remontent » au primaire. C'est spécialement le cas de circuits à logiques rapides, gourmandes en courant et mal découplées sur les cartes.

Concevoir un transformateur à faible capacité parasite n'est pas si simple. Les recettes en sont connues depuis un demi-siècle par les bobiniéristes :

- augmenter l'épaisseur de diélectrique ;
- diminuer la hauteur des bobines ;
- faire davantage de couches ;
- bobiner sur des jambes différentes du circuit magnétique

mais elles ont pour nous un grave inconvénient : elles vont TOUTES à l'encontre de ce qu'il faut faire pour une faible inductance de fuite. On est donc amené au dilemme de faire un transforma-

teur à faible capacité parasite mais à forte fuites magnétiques ou le contraire.

— Reste donc la solution de l'écran électrostatique ou écran de Faraday placé entre primaire et secondaire et relié au châssis. Bien réalisé, cet écran peut faire tomber la capacité primaire-secondaire à 1 pF ou moins, même pour un simple transformateur d'alimentation.

Bruit créé au secondaire

Cette dernière contribution au bruit est due aux constituants du circuit secondaire, c'est à dire qu'elle existerait même si le primaire délivrait une forme d'onde absolument parfaite. Les principaux facteurs sont :

a) Le bruit de commutation des diodes (Reverse recovery). Ce bruit est dû à une très courte période où les diodes continuent à conduire en polarisation inverse (fig. 10). Le courant inverse I_r qui en résulte évacue la charge stockée, mais le dI_r/dt correspondant crée forcément une surtension LdI_r/dt due à la self-inductance du circuit secondaire. Cette surtension atteint plusieurs dizaines de volts pour des diodes ultra-rapides. Cette courte conduction inverse a aussi une autre conséquence : lors d'un redressement secondaire à double alternance, la conduction simultanée de deux diodes équivaut à un court circuit.

Durant cet empiètement, un bref appel de courant existe qui surcharge momentanément le transistor de découpage (contrainte supplémentaire) et aggrave le flux de fuite vu précédemment. Pour ces raisons, on choisit :

- des diodes du type « soft recovery », de sorte que la variation de ce courant inverse I_r soit le moins abrupte possible ;
- des diodes où le temps de recouvrement inverse (T_{RR}) est plus court que le temps de commutation du transistor, ce qui posera une difficulté avec les transistors à commutation de plus en plus rapide (ex. : Mosfet, $T_i = 30$ nsec) ;
- un circuit RC (appelé « snubber »), de l'ordre d'une dizaine d'ohms et quelques nF, monté en parallèle sur la diode avec des connexions ultra-courtes.

b) Le champ magnétique rayonné par le secondaire. Par un mécanisme analogue au primaire, le circuit secondaire génère un champ magnétique pulsé à la fréquence (ou au double) de découpage et à ses harmoniques. Ce champ sera réduit si l'on veille à des surfaces de boucle minimales lors de la conception de l'alimentation et si l'on conçoit un filtrage de sortie qui « lisse » les pointes de courant du condensateur. Ce filtrage de sortie, bien qu'apparaissant moins crucial pour la conformité aux normes RFI, joue donc un rôle important dans le déparasitage global.

Comme la bande passante de régulation du R.A.D. (c'est à dire la réciproque de sa cons-

tante de temps de régulation) est inférieure ou au plus égale à sa fréquence de découpage, le filtre de sortie doit procurer à la fois :

- une réduction de l'ondulation et du bruit dus au découpage ;
- une réduction des transitoires dues aux variations brusques de charge.

Donc ce filtre doit avoir :

- une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de découpage, avec la contrainte accrue qu'il voit des impédances de source et de charge assez faibles ;
- une excellente atténuation en haute fréquence (> 10 MHz) c'est à dire le moins possible d'effets parasites.

La configuration minimum d'un tel filtre est montrée fig. 11A. Par ce montage, les pointes de courant excessives dues à la charge du condensateur réservoir sont évitées, la charge voit une faible impédance de source et les harmoniques élevées sont atténuées, causant moins de champ magnétique aux fréquences correspondantes.

Certaines précautions pour la réalisation de ces filtres sont montrées fig. 11 :

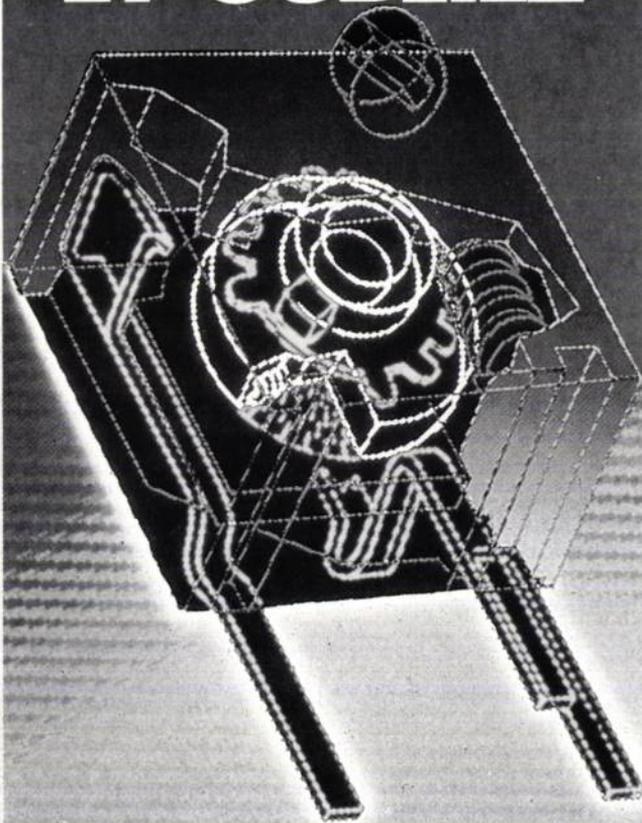
- on disposera les conducteurs d'amenée aux inductances de façon à diminuer leur capacité parasite entrée-sortie ;
- on utilisera des condensateurs électrolytiques avec une résistance série équivalente (ESR) et une inductance parasite aussi faible que possible. On les raccordera directement sur de larges pistes ou des barres bus méplates ;
- on les doublera par des condensateurs céramiques ou tantale de bonne qualité HF, qu'on montera en parallèle pour diminuer encore leur résonance parasite, ou on utilisera la version à montage de surface ;
- on utilisera des condensateurs traversée (condensateurs « boutons » en Mode Commun sur toutes les sorties à zéro flottant.

c) Le dernier facteur de bruit au secondaire est dû au fait que pour des variations de charge très rapides, le régulateur ne suit pas et accuse une sous-tension ou surtension (Transient Recovery) avant de retrouver la valeur régulée. Ceci peut être interprété comme le régulateur ayant une impédance interne de forme $R + jL\omega$, de sorte que pour des appels de courant assez brefs, c'est son impédance L/dt qui prédomine. (Fig. 12.)

Par exemple, l'alimentation 5V/20A montrée fig. 12 (qui est d'une bonne réalisation) a une caractéristique de régulation statique de 0,2 % pour une variation de charge de 50 à 100 % n'intervenant pas en moins de 300 μ s. Elle a, par ailleurs, une variation transitoire de 0,2 V pour un ΔI de 2 A (4 à 6 A) en 10 μ s. On peut donc calculer ses R et L équivalentes :

$$\text{Statique : } R \text{ equ.} = \Delta V_s / \Delta I = \frac{0,2 \% \times 5 \text{ v}}{20 \text{ A} - 10 \text{ A}} = 1 \text{ m } \Omega$$

RÉGLEZ... ET OUBLIEZ



TRIMMERS MULTITOURS



Série T63
0,25 W à +85°C
10 Ω à 1 MΩ

PETITES DIMENSIONS HAUTES PERFORMANCES

Piste Cermet — Coefficient de température ± 70 ppm/°C — Étanche à l'immersion. — Nombreuses configurations, sorties en ligne ou en triangle au pas de 2,54 mm — Axe de commande perpendiculaire ou parallèle au plan de fixation — Variation de la résistance de contact 2% de R_n ou 2 Ω — Tension de tenue 1000 Veff — Limites de température -55°C à +155°C.

59, RUE GUTENBERG - 75737 PARIS CEDEX
TÉL. (1) 45.54.97.26 - TÉLEX 270100

Actif en Passifs

STERNICE

Antiparasitage

Dynamique : $L_{\text{equ.}} = \Delta V \times \Delta t / \Delta I$

$$= \frac{0,2 \text{ v} \times 10^{-5} \text{ s}}{2 \text{ A}} = 1 \mu\text{H}$$

On voit ici à nouveau l'intérêt d'une bonne réalisation du filtrage de sortie et du découplage de tous les circuits consommateurs de fort di/dt : logiques gourmandes, commandes de solénoïdes, têtes d'impression, moteurs pas-à-pas, etc. Sinon ces bruits secondaires du R.A.D. se retrouveront au primaire, via la capacité parasite du transformateur.

(A suivre)

M. MARDIGUAN
Vice-Président de
Don White Consultants

BIBLIOGRAPHIE

1. « *Electromagnetic Shielding Materials* », Donald R.J. White, Publie par Don White Consultants, Gainesville, VA 22065, USA.
2. « *Specifications et Mesures des Alimentations à Decoupage* », Y. Ducas et P. Wavre, *Toute l'Electronique*, août 1985.
3. *Publications CISPR N° 11 et 14*, disponibles à l'UTE, pl. des Etats-Unis, Paris.

Détermination de l'aire de sécurité de surcharge de modules Darlington

Cela fait maintenant huit ans que « le transistor bipolaire est devenu incassable ». En 1978 en effet, il était démontré — il s'agissait alors d'une première mondiale — qu'un transistor bipolaire pouvait supporter plusieurs milliers de court-circuits sans dommage : il suffisait pour cela de soigner la commande de base pour que le transistor ne travaille pas en dehors d'une aire de sécurité de surcharge. Depuis, beaucoup de travaux ont été menés en Europe puis aux U.S.A. sur ce sujet. Westinghouse présente ici certains de ses travaux sur des modules Darlington. La maîtrise du court-circuit progresse...

Quand la charge est subitement court-circuitée dans le circuit d'un Darlington, celui-ci supporte la pleine tension du courant direct et le courant n'est limité que par son gain. Pendant cette surcharge, le Darlington travaille dans la zone de sécurité en polarisation directe. La durée pendant laquelle un Darlington peut supporter cette surcharge dépend de sa température initiale de jonction.

Nous nous proposons d'étudier ici la variation du gain en fonction de la tension collecteur-émetteur (jusqu'à 800 V) appliquée à un Darlington 1000 V. Nous examinerons également le lien pouvant exister entre le gain à forte tension collecteur-émetteur et le gain à faible tension collecteur-émetteur indiqué dans la documentation. Une élévation excessive de la température est à redouter lorsque le Darlington travaille à fort courant et forte tension collecteur-émetteur ; cette température peut, en effet, occasionner un claquage immédiat.

Dans cet exposé, nous présentons une méthode permettant de déterminer un fonctionnement sans risque en fonction de la température de jonction avant surcharge et ce, en utilisant d'une part le gain à forte tension collecteur-

émetteur et d'autre part l'aire de sécurité de surcharge en polarisation directe.

Admettre le court-circuit

Quand un transistor désature pendant un court-circuit, le courant dans le Darlington n'est limité que par le gain. Si le Darlington est polarisé par un courant de base excessif, ce courant autorise un courant collecteur de court-circuit élevé. Un fort courant de base est souvent utilisé pour réduire la tension de saturation et peut engendrer des courants collecteurs à effet « destructeur » pendant la surcharge du Darlington.

L'étude du courant collecteur montre que celui-ci augmente durant le court-circuit avec la tension collecteur-émetteur. Le courant collecteur à 800 V sera égal à une fois et demi voire deux fois sa valeur à 100 V, pour un courant de base constant. Ainsi, une simple mesure à 100 V d'un courant de court-circuit non destructif, pour

Darlington : aire de sécurité

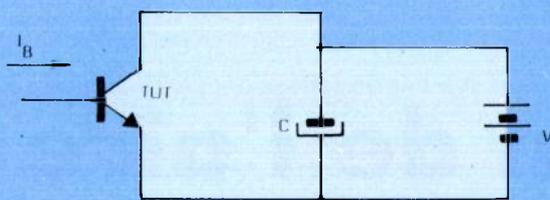
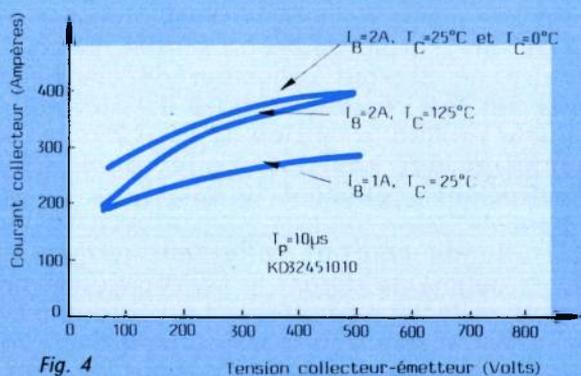
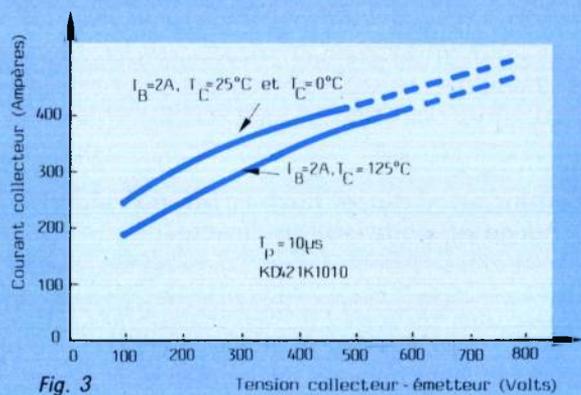
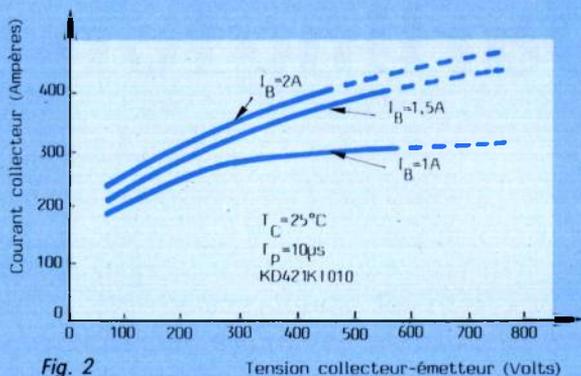


Fig. 1



un courant de base donné, pourra être utilisée pour prévoir le courant de court-circuit pour des plages de tensions élevées comprises entre 700 et 800 V.

Ces forts courants résultant d'un court-circuit doivent être contrôlés en temps et en amplitude afin d'éviter la destruction du Darlington, il faut limiter le courant de base durant le court-circuit afin que le transistor fonctionne dans sa zone de sécurité de surcharge.

Nous explicitons dans ce document une méthode de prévision pour cette zone « Overload Operating Area » (OLSOA-Aire de sécurité de surcharge), méthode qui utilise l'impédance thermique transitoire de surcharge et le gain à forte tension collecteur-émetteur du Darlington.

Courant collecteur de court-circuit

Le circuit qui a été utilisé pour mesurer ce courant est celui de la figure 1. Les connexions du condensateur à l'émetteur et au collecteur avaient été réduites au maximum à chaque extrémité. Le condensateur choisi était un condensateur 100 μF de faible inductance et de forte tension ; aucune résistance n'avait été connectée en série. On a choisi une impulsion de 10 microsecondes pour toutes les mesures du gain afin de minimiser l'échauffement du Darlington et les pertes. De plus, il fut démontré que des impulsions plus larges conduisaient à des résultats de gain identiques. Le délai entre chaque impulsion de 10 μs était suffisant pour que la température de jonction soit redescendue à la température de 25°C du boîtier.

La figure 2 représente le courant collecteur I_C en fonction de la tension collecteur-émetteur pour différentes polarisations. Le circuit utilisé est celui de la figure 1. Le courant collecteur augmente à mesure que la tension augmente aux bornes du Darlington. Ainsi, si le courant de surcharge était mesuré à basse tension, ce courant augmenterait au fur et à mesure de l'augmentation de la tension.

Quand le courant de base passe de 1 à 2 A, le courant collecteur augmente également. Les traits pleins indiquent l'ensemble des tests pratiqués. Des tests antérieurs montrèrent que le courant augmente de façon linéaire avec la tension pour des valeurs supérieures à 500 V.

La figure 3 correspond aux effets, sur le courant collecteur, d'une variation de température. Le Darlington triple, 1000 V, 100 A laisse passer un courant plus faible à 125°C qu'à 25°C. Le point de croisement des gains, point pour lequel le gain décroît avec la température est situé au-dessous de 100 A ; c'est pourquoi dans ces cour-

bes le courant diminue quand la température augmente. Si l'on plaçait le Darlington en court-circuit à 25°C, le gain diminuerait avec la température. Il faut également remarquer que les courants de surcharge pour les températures de 0°C et 25°C sont indiquées conjointement, les valeurs étant quasi-similaires.

La figure 4 se rapporte à un Darlington double étage, 600 V. Les valeurs à 25°C sont à peu près identiques aux valeurs du triple étage, 1000 V. A 125°C, la chute du gain pour le Darlington double étage n'est pas aussi marquée que pour le Darlington triple étage et les courbes tendent à se rejoindre pour des tensions élevées.

Répartition des tensions dans un court-circuit entre phase

Lors d'un court-circuit au niveau de la charge — figure 5 — la tension totale devra être supportée par les deux Darlington.

Si T1 et T2 sont passants lors du court-circuit, la tension ne se divise pas également entre les deux transistors mais en fonction de leur gain. La figure 6 visualise la répartition de la tension pour des Darlington ayant un gain de 171 et 235.

On notera que d'une part, le courant collecteur augmente au fur et à mesure que la tension augmente et que d'autre part les transistors T1 et T2 ont des courbes identiques mais décalées par la différence des gains. Ainsi, si les gains étaient identiques, les courbes ne feraient qu'une et la tension serait répartie également. A contrario, si les transistors ont des gains différents (cas de la figure 6), la tension ne sera pas divisée également.

Pour une tension de 700 V, le transistor T1 avec un gain de 235 pourrait supporter 300 V et le transistor T2 avec un gain de 171, 400 V, comme le montrent les pointillés figure 6. Si les transistors T1 et T2 avaient respectivement pour gain, 400 et 100, on obtiendrait peut-être une répartition de la tension comme suit : 100 V pour T1, 600 V pour T2. En conclusion, on devra rechercher le cas extrême pour déterminer la répartition de la tension. Cette répartition devra être connue et prise en compte dans la zone de sécurité de surcharge.

Fonctionnement en surcharge

La figure 7 correspond au fonctionnement avant et pendant la surcharge. On remarquera

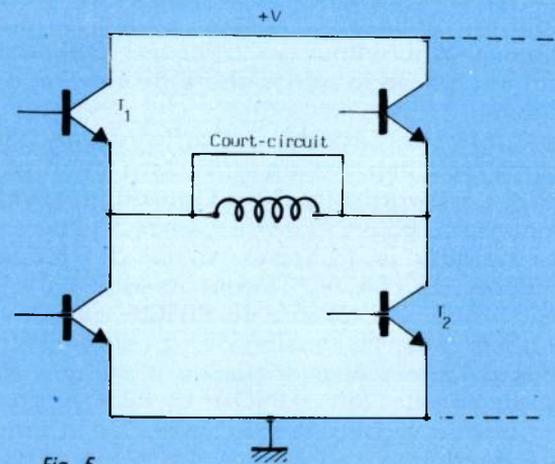


Fig. 5

Transistor T1 $h_{FE}=235$ pour $V_{CE}=5V, I_C=100A, (I_B=2A)$
 Transistor T2 $h_{FE}=171$ pour $V_{CE}=5V, I_C=100A (I_B=2A)$

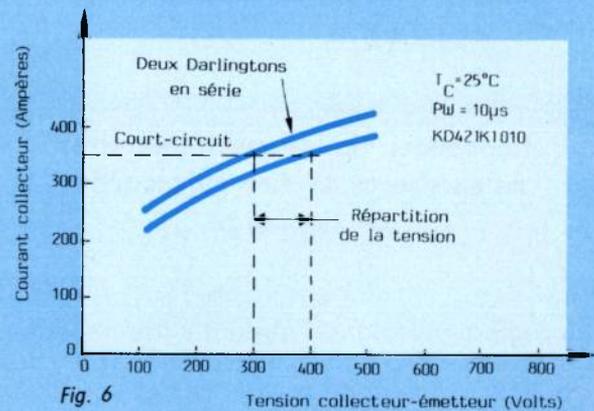


Fig. 6

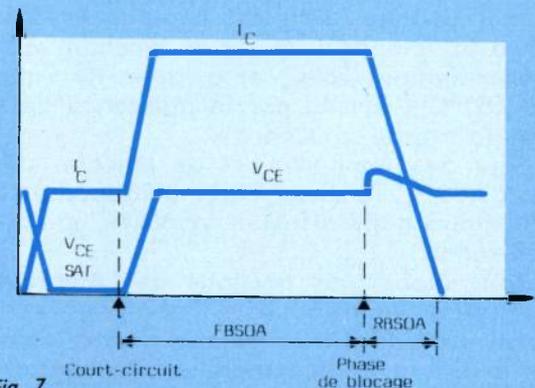


Fig. 7

Darlington : aire de sécurité

qu'au moment du court-circuit, le courant collecteur augmente et atteint une valeur qui dépend du courant de base. La tension collecteur-émetteur monte à la valeur de la tension d'alimentation diminuée de la petite chute de tension dans les câbles.

Pendant cette période, le Darlington agit dans la zone de sécurité en polarisation directe (FBSOA : Forward Bias Safe Operating Area) et les courbes FBSOA peuvent être utilisées. On devra bloquer le transistor avant de dépasser les limites de FBSOA. Durant la phase de blocage, ce sont les limites de RBSOA qui doivent être observées. La tension de la courbe RBSOA ne devra jamais être dépassée alors que la limite du courant des FBSOA et RBSOA pourra être franchie à condition de respecter la température maximale de jonction. Cette température est de 150°C pour des impulsions répétitives sur les modules Darlington. Pour le mode impulsif, la température du transistor peut atteindre 250°C ou même plus de 300°C pour un nombre limité d'impulsions. Pendant ces impulsions de fort courant et pour des impulsions très courtes, l'impédance thermique transitoire n'est pas connue.

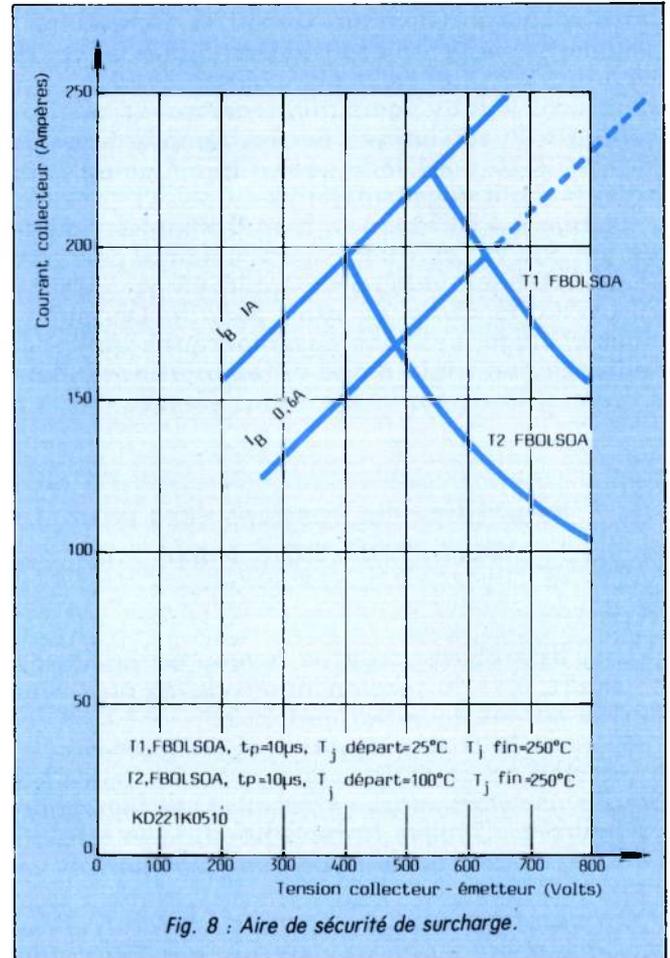
Impédance thermique transitoire de surcharge et aire de sécurité de surcharge

En règle générale, on obtient cette impédance des courbes FBSOA. Elle est calculée à partir de la portion à puissance constante des courbes de FBSOA (portion située à 45° des axes courant/tension).

Le tracé de ces courbes repose sur la condition que la température de jonction soit de 25°C au début de l'impulsion et qu'à la fin, la température atteigne la température maximale de fonctionnement soit 150°C. L'impédance thermique transitoire, R_{tht} est égale à la différence entre la température de la jonction au départ (généralement 25°C) et à la fin de l'impulsion (ici 150°C), divisée par la puissance de la portion de courbe considérée.

Pour des températures de jonction supérieures à 150°C, le calcul de l'impédance thermique transitoire a été effectué à partir d'une méthode différente.

Pour établir les portions de FBOLSOA (Forward Bias Overload Safe Operating Area : aire de sécurité de surcharge en polarisation directe) de la figure 8, des modules Darlington 50 A, 1000 V, KD221K0510 ont été essayés, avec un circuit électrique identique à la figure 1, jusqu'à destruction.



On déduit de ces tests que tous les transistors pouvaient supporter une surcharge de 225 A sous 550 V (pour une impulsion de 10 μs) mais que quelques transistors ne résistaient pas à une surcharge de 600 V. Le gain des transistors détermine le courant réel pour de fortes tensions.

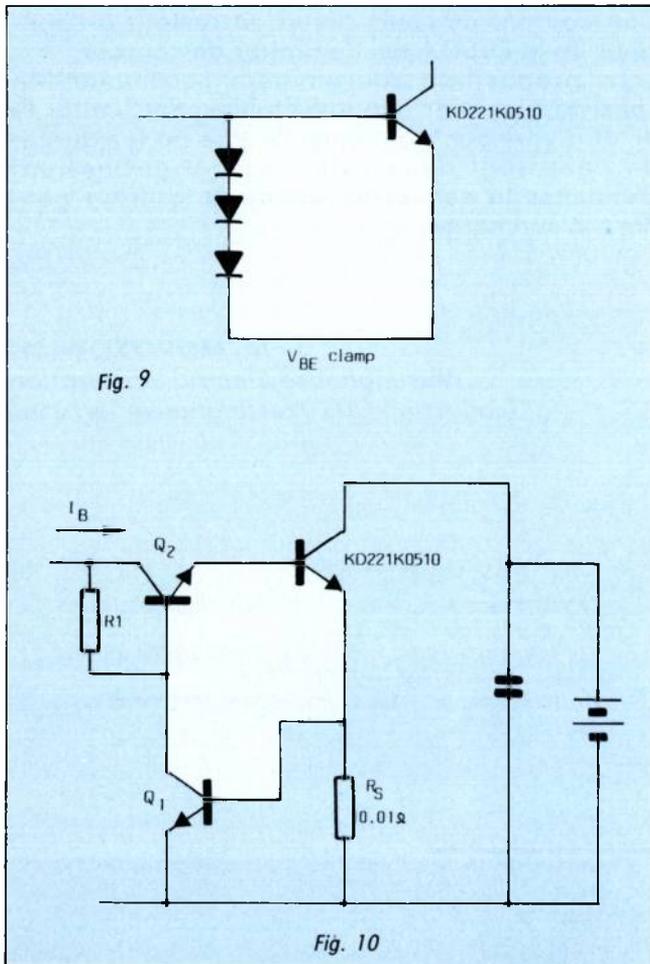
Au cours des expériences, les Darlingtons à gain élevé ne supportaient pas 600 V, alors que les Darlingtons à gain plus faible les supportaient. En utilisant ces données avec une température initiale de 25°C et une température finale de 250°C, on peut calculer une impédance thermique transitoire de surcharge, notée R_{tht} . La température maximale de jonction de 250°C a été choisie pour une meilleure fiabilité.

Ainsi, on a :

$$R_{tht} = \frac{T_j(\text{fin}) - T_j(\text{début})}{\text{Puissance}}$$

$$R_{tht} = \frac{250 - 25}{550 \times 225} = 0,018^\circ\text{C/W}$$

Darlington : aire de sécurité



On peut alors utiliser ce résultat afin de définir une aire de sécurité de surcharge. Les mesures de gains à forte tension ont été faites pour ce transistor 50 A/1000 V de la même manière que pour le transistor 100 A, précédemment mentionné. Ces derniers résultats et les courbes FBSOA permettent d'établir l'aire de sécurité de surcharge (Figure 8).

Les courbes relatives au courant (Figure 8) pourraient se voir déplacées vers le haut mais les courbes FBOLSOA resteraient identiques. La courbe 1 sous-entend que la température de jonction est à 25°C avant l'impulsion de surcharge de 10 μ s. Cette température n'est pas réaliste si le transistor est en train de conduire juste avant la surcharge. Pour la courbe 2, la température de départ est de 100°C. La portion de courbe pour les fortes tensions est alors beaucoup plus restreinte.

Le Darlington ne doit jamais avoir des valeurs du couple courant/tension en dehors de la zone FBOLSOA 2 si la jonction est à 100°C avant la surcharge. Pour une impulsion de surcharge de 10 μ s sous 700 V, la courbe 2 limite le courant à 120 A mais le gain du Darlington permettrait au

courant d'atteindre 230 A. La température dépasserait alors 250°C et le transistor serait détruit. On peut représenter d'autres hypothèses avec des conditions différentes, par exemple la température, en utilisant l'équation de l'impédance thermique transitoire.

L'impédance thermique transitoire de surcharge, pour une impulsion plus large, pourrait être calculée mais une nouvelle fois, des tests devraient être effectués pour déterminer les couples tension/courant qui peuvent être supportés par le Darlington. Une nouvelle valeur de R_{th} permettrait de tracer une nouvelle courbe FBOLSOA. Il est évident que l'élargissement de l'impulsion ne fait qu'aggraver les conditions de surcharge.

La solution à la tenue au court-circuit reste donc la limitation du courant pendant la surcharge.

Limitation du courant

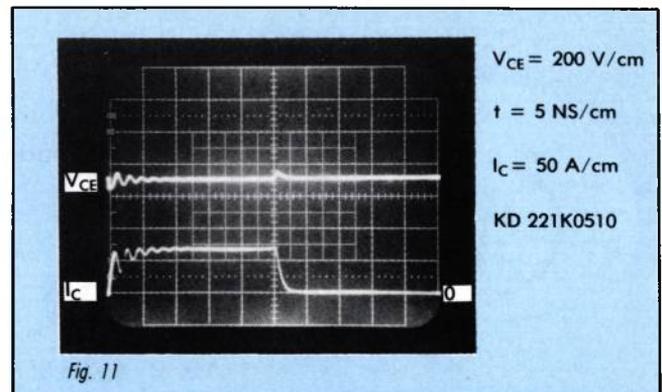
Deux méthodes furent essayées afin de limiter le courant collecteur pendant le court-circuit.

La première méthode utilise trois diodes entre la base et l'émetteur, comme on peut le voir figure 9.

A partir de mesures de court-circuit pour des tensions comprises entre 100 et 400 V et en faisant une projection de ces résultats jusqu'à 700 V, on démontre que le courant serait limité à 150 A sous 700 V.

En se référant à la figure 8, on remarque que le point 150 A/700 V appartient à la zone de destruction de la FBOLSOA. Il faudrait utiliser une diode avec un coude plus raide. Un amplificateur opérationnel avec une tension de référence prédéfinie pourrait fonctionner mais aucun test n'a été effectué dans ce sens.

Un des circuits utilisés est représenté figure 10. Le circuit limite le courant de base au fur et à mesure que le courant émetteur augmente. Des variantes de ce circuit ont également été essayées. La valeur du courant de court-circuit



Darlington : aire de sécurité

avant sa limitation par Q2 dépendra de la valeur de la résistance shunt.

La photo de la figure 11 montre un Darlington en court-circuit sous 700 V, le courant étant limité à 75 A. Avant le court-circuit, le transistor fonctionnait en mode saturé.

Conclusions

Le courant collecteur n'est limité que par le gain sous forte tension collecteur-émetteur du transistor. Si le court-circuit a lieu au travers de deux Darlington d'interphase, la tension sera répartie selon leur gain. Si les gains sont égaux, la tension se divisera également. Si les gains sont différents, les tensions ne seront pas réparties de façon identique.

Une zone de sécurité de surcharge pourra être déterminée pour un temps d'impulsion donné mais des tests devront être effectués afin de calculer l'impédance thermique transitoire pour la largeur d'impulsion choisie. La température de jonction juste avant la surcharge devra être de l'ordre de 100°C. La solution pour que le Darlington puisse supporter les conditions ten-

sion/courant de court-circuit en restant à l'intérieur de la OLSOA est de limiter de courant.

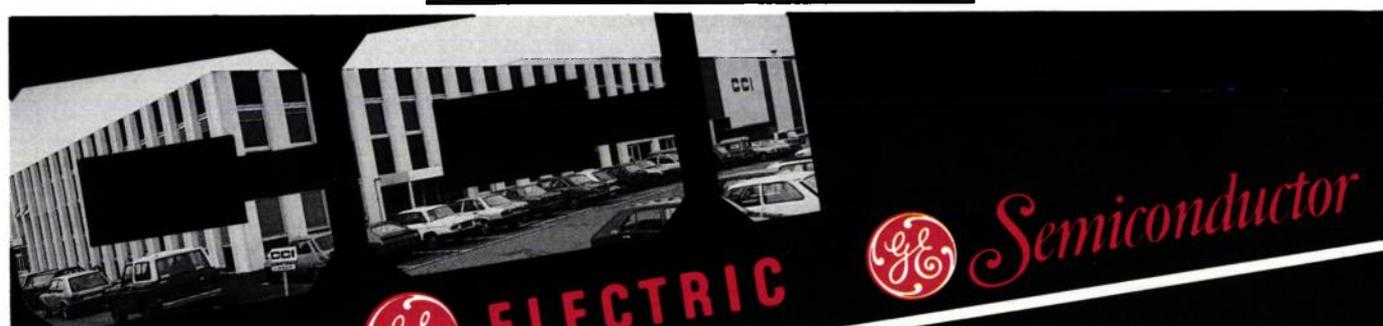
La proposition couramment recommandée consiste à ajouter une inductance pour limiter le di/dt . Cependant, diminuer le V_{be} ou le courant de base sont deux solutions qui permettent d'éliminer la self et de limiter le courant pendant la surcharge.

M. MOROZOWICH

Westinghouse Electric Corporation
Traduction CDS Westinghouse Le Mans

Bibliographie

- (1) M. Morozowich, « Voltage Safety Margin for Transistors », Westinghouse Tech Tip 2-85.
- (2) Jean-Marie Peter, « The Power Transistor in its Environment ». Thomson-CSF pp 34-41, 1978.
- (3) Westinghouse, « Silicon Power Transistor Handbook », Chapter 2, 1967.



GENERAL ELECTRIC  **Semiconductor**

Les nouveaux IGTs et MOSFETs GE
établissent la référence de qualité

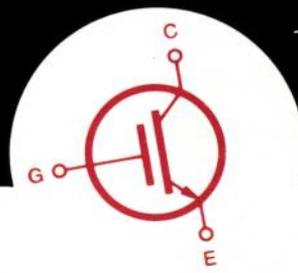
Le MOSIGT : le meilleur du MOS et du bipolaire

- haute impédance d'entrée du MOS
- faible $V_{CE(SAT)}$ du transistor bipolaire

Disponible dès maintenant.

Les MOSFETs : les plus robustes du marché

Plus de 150 modèles :
de 0,2 à 40A
en boîtiers TO-237,
TO-220, TO-218, TO-3
et DIP 4 broches,
séries IRF



CCI Distributeur officiel :
5, rue Marcellin-Berthelot - Z.I.
B.P. 92 - 92164 Antony Cedex
Tél. (1) 46.66.21.82 - Tx. 203 881 - Tc (1) 42.37.24.30

Agence Rhône-Alpes :
67, rue Bataille
69008 Lyon
Tél. 78.74.44.56
Tx. 375 456

CCI bigpub 1012

Convertisseur à haut rendement et faible EMI-RFI

Rendement de 90 % au nominal, pollution acoustique nulle, pollutions EMI-RFI conformes aux normes sans faire appel ni à des filtres ni à un blindage, tels sont les très précieux avantages de cette alimentation continue ininterrompue réalisée par la société Techniques Electroniques Générales. Le secret ? Une fois de plus, l'utilisation d'un convertisseur à résonance et de thyristors duaux.

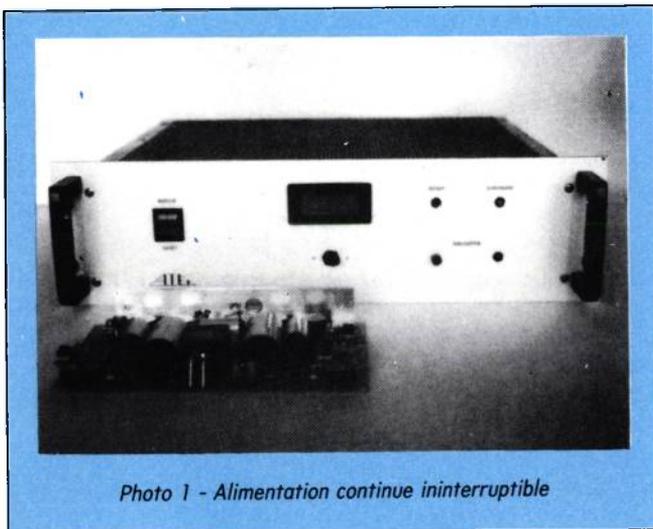


Photo 1 - Alimentation continue ininterrompue

Cette alimentation continue ininterrompue est composée d'un redressement-filtrage, d'un convertisseur continu-continu et d'une batterie. Cette dernière sert de réservoir d'énergie en cas de disparition du secteur (fig. 1).

Un tel dispositif permet d'alimenter directement des équipements électriques (alimentation de moteurs en robotique, etc.), dont le fonctionnement est sauvegardé en cas de défaut du réseau. En outre, il est possible, par l'association

d'un onduleur à ce dispositif, de réaliser un groupe de secours du réseau alternatif.

Dans le cadre de la modernisation des convertisseurs, la société *Techniques Electroniques Générales* a pour objectif de répondre aux souhaits des utilisateurs (militaires, industriels, etc.). Grâce aux recherches menées au *LEEI (INP de Toulouse)*, plus particulièrement au sein du groupe dirigé par M. FOCH (1) et grâce à une aide à l'innovation de l'*ANVAR*, la maîtrise de nouveaux principes a permis la réalisation industrielle de convertisseurs à résonance hautes fréquences. Ceux-ci exploitent les propriétés de commutations naturelles du thyristor-dual (2).

Ce type de convertisseur confère au dispositif de la figure 1 des performances exceptionnelles (une forte puissance massique, un très bon rendement, pas de bruit acoustique, de faibles perturbations électromagnétiques, une très bonne fiabilité...).

Structure du convertisseur

Le schéma synoptique (figure 2) montre la structure du convertisseur qui a été retenue.

L'étage haute fréquence est constitué d'un bras d'onduleur à thyristors duaux.

Application

Un thyristor-dual est composé d'un interrupteur pouvant être amorcé et bloqué (du type transistor bipolaire, MOS ou GTO, etc.) et d'une interface de commande, conférant à l'ensemble les propriétés duales du thyristor classique (3).

Le réglage du transfert d'énergie entre la source et la charge s'effectue par variation de la fréquence de fonctionnement du bras d'onduleur (la commande de chaque thyristor-dual étant du type rectangulaire de rapport cyclique moitié).

La figure 3 représente les caractéristiques à fréquence de commande constante, tracées dans le plan (V_u , I_t moy). Elles montrent que ce convertisseur est proche d'un générateur de courant parfait (4).

Le point de fonctionnement nominal F_n est placé sur la caractéristique à $f = f_0$ valant 20 kHz, fréquence inaudible. Du point F_n vers le court-circuit la fréquence de commande varie peu, de ce même point F_n vers le fonctionnement à vide la fréquence de commande croît et peut atteindre une centaine de kilohertz. Les courbes A et B correspondent aux limites de commutation naturelle des thyristors duaux.

Intérêt industriel

Le thyristor-dual (3)

La figure 4 représente une façon de réaliser un thyristor-dual. L'interface ne nécessite pas d'alimentations auxiliaires. L'énergie nécessaire au blocage (désaturation rapide et maintien du V_{ce} des transistors bipolaires) est stockée dans la capacité C_1 . A l'amorçage spontané, l'interface délivre la quantité d'énergie juste nécessaire pour maintenir l'interrupteur à l'état quasi saturé.

Le réseau d'aide à la commutation du thyristor-dual est limité à une capacité C alors que les réseaux d'aide à la commutation type PWM sont composés d'une résistance, d'une diode et d'une capacité (la résistance dissipant les pertes à la commutation).

Le thyristor-dual s'amorçant spontanément au zéro de la tension à ses bornes, a l'avantage de ne pas être perturbant à son amorçage.

Le circuit résonnant

Le circuit $L_s - C_s - C_p$ (figure 2) est un circuit résonnant qui joue le rôle de filtre vis-à-vis de la tension rectangulaire délivrée par l'onduleur de tension à thyristors-duaux. Lorsque la fréquence de résonance est proche de la fréquence de fonctionnement, le courant dans le circuit résonnant est sinusoïdal (figure 5), ce qui limite le

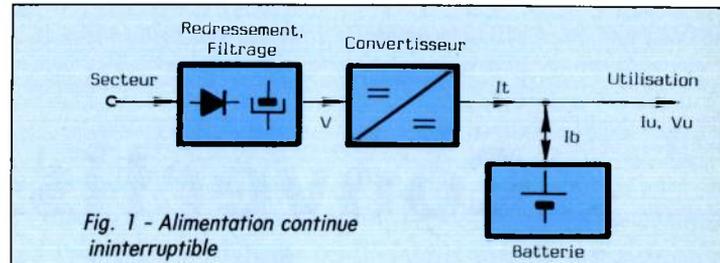


Fig. 1 - Alimentation continue ininterrompue

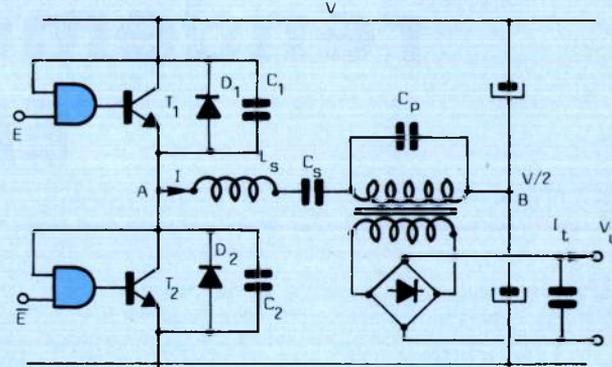


Fig. 2 - Structure de convertisseur

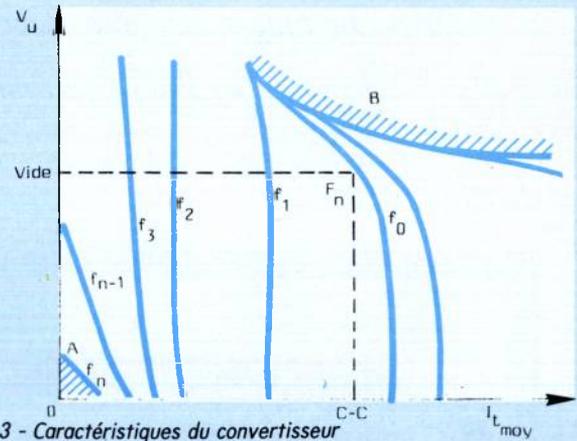


Fig. 3 - Caractéristiques du convertisseur

spectre de rayonnement électromagnétique autour de la fréquence de résonance. Les pollutions par EMI et RFI sont donc minimisées par rapport aux solutions à découpage classiques pour lesquelles les formes d'ondes de courant génèrent des di/dt très importants (5).

Sûreté de fonctionnement

Elle est d'abord liée aux propriétés intrinsèques au thyristor-dual.

- Une surintensité parcourant le thyristor-dual provoque le blocage de celui-ci puis l'arrêt des bras d'onduleur par manque de sollicitation du circuit résonnant.
- Toute commande de mise en conduction d'un thyristor-dual avec une tension à ses bornes non nulle n'est pas validée par l'interface. Une conduction simultanée des deux thyristors-duaux d'un bras d'onduleur est donc impossible.

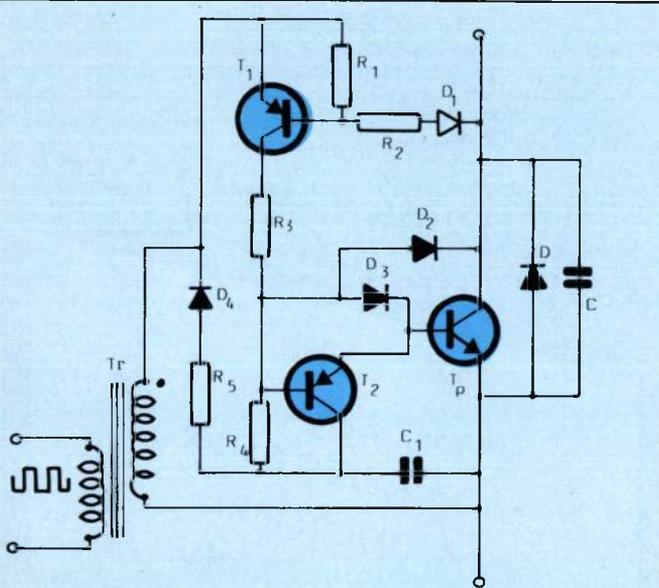
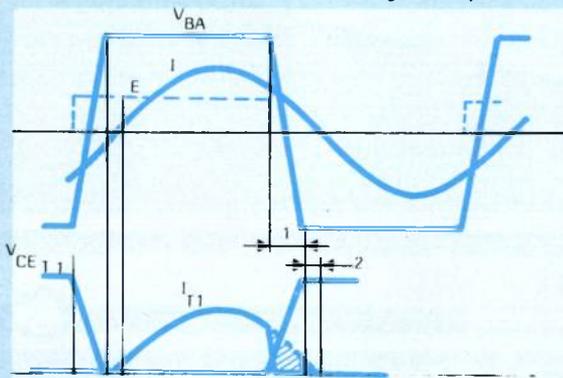


Fig. 4 - Thyristor-dual



Phase 1: limitation du dv/dt par les capacités C1 et C2
Phase 1: conduction de la diode D2

Fig. 5 - Courant-tension circuit résonnant et interrupteur du T-D

Elle est ensuite liée à la structure du convertisseur dont les caractéristiques en source de courant (figure 3) permettent :

- La tenue en court-circuit naturelle.
- La facilité d'association en parallèle de plusieurs convertisseurs afin d'accroître, soit la puissance, soit le seuil de sécurité par la redondance des équipements.

Réalisation

La photo 2 montre la réalisation du circuit électronique de puissance. C'est un bras d'onduleur haute fréquence composé de deux thyristors-duaux. Les interrupteurs sont des transistors bipolaires pouvant conduire un courant de 30 A à l'amorçage et supporter une tension de 850 V au blocage.

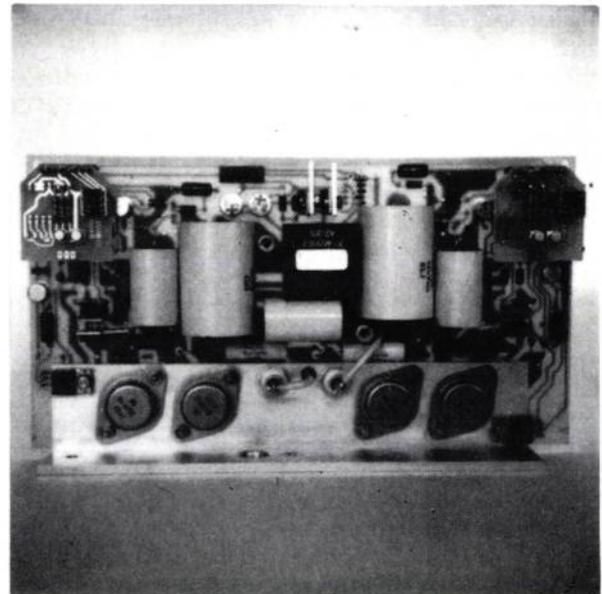


Photo 2 - Etage de puissance

La photo 1 montre l'alimentation continue ininterrompue sans la batterie. La puissance délivrée est de 1,5 kW. Elle est intégrée, ici, dans un rack standard (p : 360 mm × 1 : 430 mm × h : 115 mm). Le poids de l'ensemble est de 12 kgp.

Conclusion

Le choix d'un convertisseur à résonance, associé à un onduleur haute fréquence à thyristors-duaux confère à l'alimentation continue ininterrompue les performances suivantes :

- Le rendement, au point de fonctionnement nominal, est de 90 %. Ce haut rendement est atteint grâce au réseau d'aide à la commutation non dissipatif et grâce à l'interface de commande du thyristor-dual ne nécessitant pas d'alimentations auxiliaires.
- La pollution acoustique est nulle et la puissance massique se situe au niveau des alimentations à découpage classiques. Les fréquences de fonctionnement du convertisseur sont comprises entre 20 et 100 kHz.
- Les pollutions conduites sur le réseau et rayonnées dans l'environnement (EMI-RFI) sont conformes à la norme VDE 871 classe B. Les pollutions conduites sur la charge sont conformes à la norme militaire GAM T 13 et aux spécifications du CNET. Cela est obtenu sans filtres à la source et à la charge et sans blindage.

Si le découpage est un moyen pour augmenter la puissance massique et un moyen privilégié

Application

pour économiser l'énergie, il ne doit pas pour autant engendrer une pollution excessive. Une solution palliant cet inconvénient est la création de nouvelles structures utilisant la commutation « douce ».

**G. DUNAND-FRARE,
P. JACOB et P. SEROT**
Techniques Electroniques Générales

Bibliographie

- (1) FOCH H., ROUX J., *convertisseurs statiques d'énergie électriques à semi-conducteur, ANVAR Patents, France n° 7832428, RFA n° P 29452457, GB n° 7939217, USA n° 093106, Italie n° 83487A/79.*
- (2) FOCH J., MARTY P., ROUX J., *Use of duality rules in the conception of transistorised converters, PCI, Munich, 1980.*
- (3) CHERON Y., *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 INP Toulouse, 1982.*
- (4) CHERON Y., FOCHE H., SALESSES J., *Study of resonant converter using power transistor in a 25 Kw X-Rays tube power supply — PESCC Toulouse, 1985.*
- (5) LAFORE D., *Déparasitage à la source des convertisseurs de puissance — ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DU FUTUR — Grenoble, 1985.*

électronique de
PUISSANCE

**DATES DE PARUTION
1986**

N° 14 AVRIL
N° 15 JUIN
N° 16 SEPTEMBRE
N° 17 OCTOBRE
N° 18 NOVEMBRE

Pour réserver votre espace publicitaire et connaître nos tarifs
contactez Daniel HAUSSMANN
Tél. : (1) 45.38.52.06 - Poste 434 et 438

Welwyn

Crystalate Electronics Limited



**Résistances bobinées
Vitraseal® Radiaseal®**



De 3 W à 50 W
Valeurs ohmiques : séries E12 et E24
Normes CECC 40 200-002 et 40 203-001

BB 1015

Welwyn Électronique - 53, rue Poincaré - B.P. 28
77220 Tournan-en-Brie - Tél. (1) 64.07.90.93 - Télex 690 318

COSFI (1) 42.37.13.13 - DIMEL 94.41.49.63 - GEDIS (1) 42.04.04.04
SELFCO 88.22.08.88 - SORELEC 99.36.64.23 - SPELEC 61.41.05.00

Contrôle de moteur par données série

En réponse à un flux de données série d'entrée, le circuit indiqué fonctionnant avec une alimentation de 5V commande un moteur de faible puissance.

Contrairement à beaucoup d'autres circuits, celui-ci ne nécessite pas une liaison continue avec le μP hôte, la communication n'est nécessaire que lors du changement de vitesse du moteur.

Le montage utilise un ADC 0852 de NS, comparateur avec diviseur de référence utilisé comme contrôleur ON/OFF. La sortie de la génératrice tachymétrique du moteur est redressée et filtrée avant d'être appliquée à l'entrée CHO de l'ADC 0852 qui la compare au niveau déterminé par le μP .

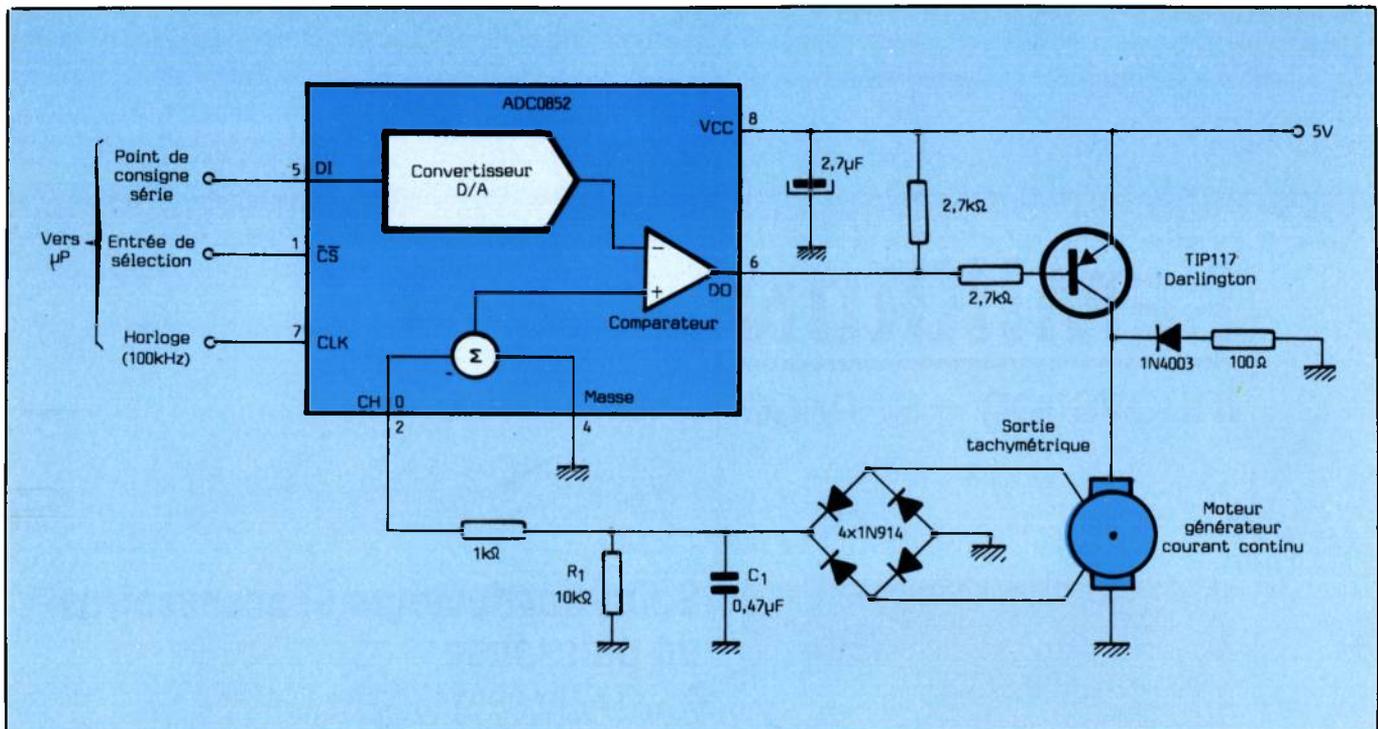
La sortie du comparateur attaque un Darlington de puissance PNP qui découpe l'alimentation du moteur.

La sortie du comparateur est mise à l'heure à chaque cycle d'horloge. La fréquence d'horloge utilisée est de 100 kHz, mais toute fréquence comprise entre 10 et 400 kHz, pourrait convenir.

Le montage fonctionne pour des vitesses de 200 à 2 000 Tm.

Les valeurs optimales de R1 et C1 dépendent des caractéristiques de couple, de charge et d'inertie du moteur. Une constante de temps trop grande permet un fonctionnement régulier, mais ralentit la réponse du moteur aux changements de vitesse ou de charge. Une constante de temps trop faible donne un fonctionnement instable.

*EDN 12 décembre
IC Let serial data link
Control motor*



Un nouvel alliage pour la soudure des puces de puissance

Jusqu'à présent, les puces de silicium étaient fixées sur leur support soit au moyen d'une soudure dure (eutectique or/silicium) soit au moyen de soudure tendre (plomb étain).

L'eutectique or silicium, permet une bonne tenue à la fatigue thermique, les contraintes étant absor-

bées par la déformation plastique du cuivre du support, et une faible résistance thermique caractéristique particulièrement intéressante pour les dispositifs de puissance. Cet alliage a, par ailleurs, l'inconvénient d'être coûteux, d'avoir une température de fusion relativement élevée qui entraîne des contraintes

Revue de Presse

sur la puce durant le processus de soudure ce qui, dans la pratique, limite l'utilisation de ce procédé à des puces de surface inférieure à 4 mm².

La soudure tendre n'exerce que peu de contraintes sur la puce, mais, comme c'est elle qui absorbe les déformations dues à la différence des coefficients de dilatation du cuivre et du silicium, sa fatigue thermique est importante.

Philips a mis au point un nouvel alliage étain argent antimoine qui permet de pallier aux inconvénients précités tout en satisfaisant tant aux exigences électriques qu'à celles de fiabilité.

Dans cet alliage, l'étain et l'antimoine assurent la rigidité de structure, alors que l'argent contribue à la faible résistance thermique.

Durant le processus de soudure, la puce est frottée sur l'alliage pour améliorer l'adhésion et éviter les failles. La liaison s'effectue à environ 300 °C, température sensiblement inférieure à celle nécessitée par l'eutectique, plus facile à contrôler et infligeant moins de contraintes au semiconducteur. Les contraintes se répartissent sur toute la structure, ainsi, des puces de plus grande surface peuvent être montées et la liaison thermique est améliorée.

Pour effectuer en grandeur réelle les essais de fiabilité du nouvel alliage, deux séries de produits ont été réalisées : un triac précédemment soudé à l'eutectique le BT 139, un transistor de puissance le BU 508 version en boîtier plastique du BU 208 en boîtier TO3 utilisant de la soudure tendre.

Ces produits ont été choisis, car on disposait à leur sujet d'un bon historique de production.

Concernant le BT 139, les résultats obtenus sur les tests de chute, d'humidité avec polarisation, en température, en chaleur humide et en fatigue thermique n'ont pas fait apparaître de différence par rapport aux produits montés avec eutectique.

Les tests de chocs, de montage, de rivetage, de changements rapides de température et de cycles thermiques indiquent une meilleure fiabilité.

Des résultats semblables ont été obtenus avec les transistors de puissance.

*Electronic components and applications
vol. 7 N° 2
Alloy bonding for power semiconductor*

SEMIKRON

innovation + service



Semi-conducteurs et accessoires de puissance

Inventeur et premier producteur mondial du SEMIPACK®, SEMIKRON vous propose également une gamme complète de redresseurs de puissance ainsi que de refroidisseurs profilés aluminium, transformateurs d'impulsions, déclencheurs et fusibles ultra-rapides pour la protection de semi-conducteurs. Etude et réalisation de montages redresseurs de puissance à la demande.

SEMIKRON
130, route de Corneilles - B.P. 70
78501 SARTROUVILLE Cédex
Tél. (1) 39.15.10.09
Télex 698054 F
Télécopieur (3) 915 10 83



22 au 25 Avril 86
NANTES
Parc des Expositions
"La Beaujoire"

**SALON DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE,
DE LA PRODUCTIQUE, DE LA ROBOTIQUE,
DE L'AUTOMATISATION...**

150 exposants

- Automation - Mesure - Régulation - Contrôle.
- Informatique industrielle - Productique - X.A.O.
- Electronique industrielle et de puissance :
 - matériaux
 - composants
 - sous-ensembles
 - systèmes
- Robotique - Equipements et machines spéciales.

Des Conférences-débats :

- "Les réseaux locaux et la commande de processus industriels en temps réel".
- "Reconnaissance automatique de l'écriture".
- "Conception et fabrication assistées par ordinateur".
- "Intelligence artificielle et systèmes Experts".
- "La formation en productique".
- "Technologie et montage des composants de surface".
- "Actions des pouvoirs publics : Aides techniques et financières ; Conseil technologique".
- "La commande auto-adaptative : Evolution et tendance".

Des visites d'entreprises :

Sur réservation auprès de la Foire Internationale de Nantes. Tél. 40.35.75.20

- Ets SAUNIER DUVAL
"Robots de soudage et automates programmables".
- ENSM
"Recherches industrielles et transferts technologiques".
- La SNIAS
"CFAO-DNC et postes robotisés".

Pour mieux préparer votre visite : N° appel MINITEL : 40 40 53 83 Code SEIPRA à partir du 15 avril.

Entrée réservée aux professionnels sur invitation ou sur présentation de cette page. Salon ouvert tous les jours de 10 h à 19 h.

LCC
1^{er} Fabricant Français
de Composants
Passifs

B 52

UNE STAR EN PUISSANCE,
TOUT EN PUISSANCE.

*Les alimentations à découpage
ont maintenant un nouveau maître :
le Ferrinox B 52.*

*Dans tous les domaines de
l'électronique grand public ou
professionnelle c'est un virtuose
bien français qui maîtrise
parfaitement les fortes puissances
dans un volume réduit :*

*Bsat à 100° C, 15 Oe > 400 mT.
Pertes totales à 200 mT, 85° C :
< 100 mW/cm³ à 25 kHz.
< 650 mW/cm³ à 100 kHz.
Fréquence de coupure à - 3 dB :
> 2,5 MHz. à 25° C.*

*Ferrinox B 52 : une nouvelle
performance de Thomson LCC.*

LCC
50, rue Jean-Pierre Timbaud
92400 COURBEVOIE - FRANCE
Tél. (1) 47.68.53.00.



LES COMPOSANTS DU SUCCÈS

LISTE DES DISTRIBUTEURS AGRÉÉS PAR L.C.C. EN FRANCE.

THOMSON-CSF COMPOSANTS
DISTRIBUTION (TCC.DIS)
30, avenue de la République
B.P. 1 - 94800 VILLEJUIF
Tél. : (1) 46.77.81.71

COREL ELECTRONIQUE
67/69, rue de la Colonie
75013 PARIS
Tél. : (1) 45.80.45.00

 **THOMSON**
COMPOSANTS

COMPOSANTS PASSIFS