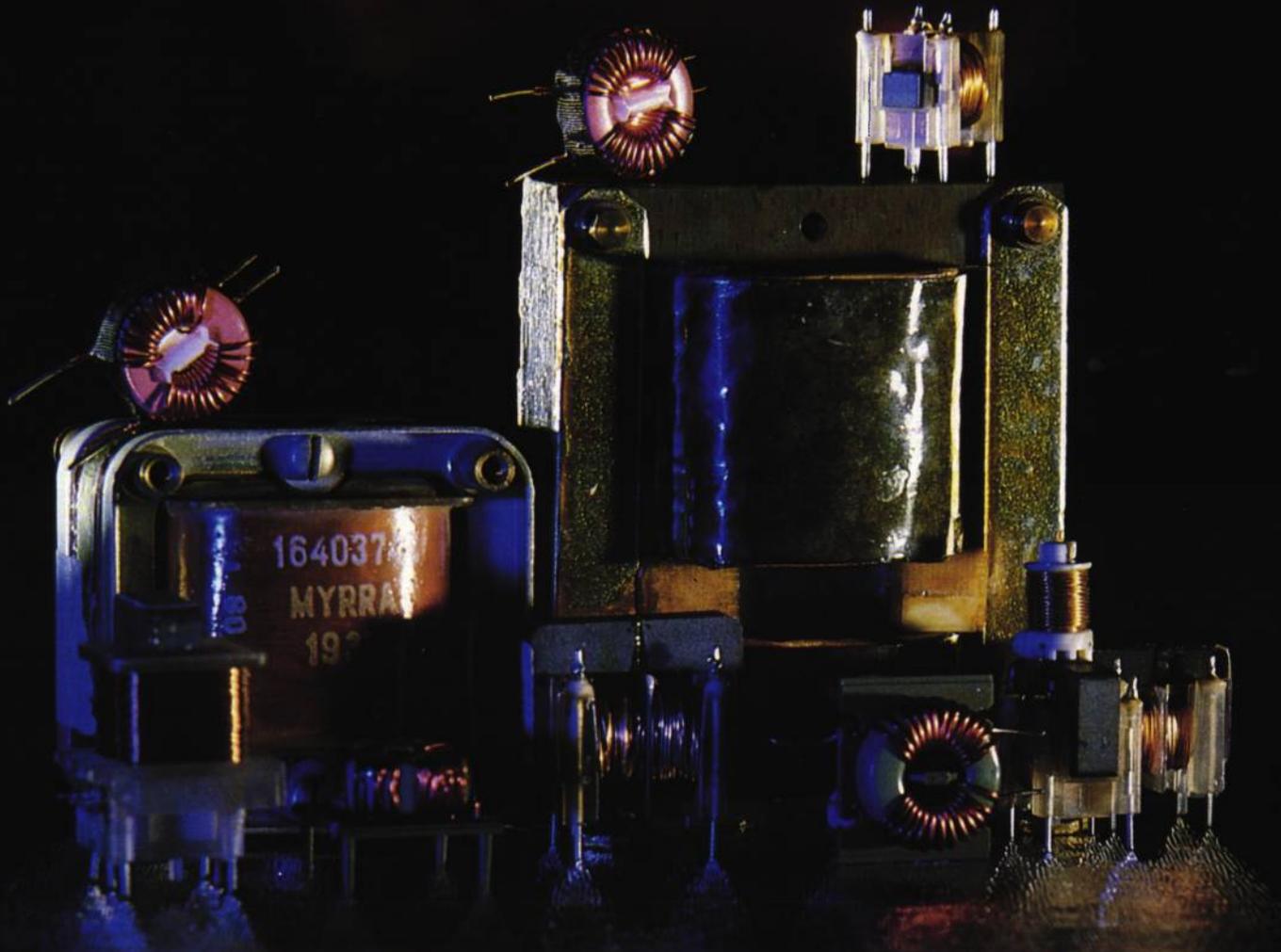


électronique de **PUISSANCE**

7



MOS de puissance. RCA annonce: "Ils se commandent avec 5 V."



le besoin de la circuiterie d'interface et des alimentations spécialisées correspondantes.

Toutes les logiques standard 5V (NMOS, TTL ou CMOS rapide) peuvent alimenter sans interface nos nouveaux L²FETs. Par conséquent, les L²FETs directement connectés aux circuits logiques simplifient le circuit de commande.

Aucune perte d'avantages.

La conversion aux L²FETs n'entraîne aucun sacrifice en vitesse, en $r_{ds(on)}$, en intensité, en fiabilité ou en prix. RCA a assimilé la technologie VLSI pour créer une grille sensible qui produit une saturation totale pour un niveau de 5V, tout en gardant les mêmes performances que les MOSFETs conventionnels.

L²FETs. 5V de commande de grille.

Les nouveaux MOSFETs (L²FETs) RCA, à niveau d'entrée compatible avec les niveaux logiques, représente la percée la plus spectaculaire en technologie de puissance depuis l'invention des MOSFETs. Ils ne requièrent que 5V de commande de grille pour produire un courant de sortie maximum, éliminant ainsi

Gamme complète de MOSFETs : 1A, 2A, 4A, 8A, 10A, 12A et 15A Id; 50V, 60V, 80V, 100V, 120V, 180V, et 200V V_{DSS}.

Sans oublier les MOSFETs 10V!

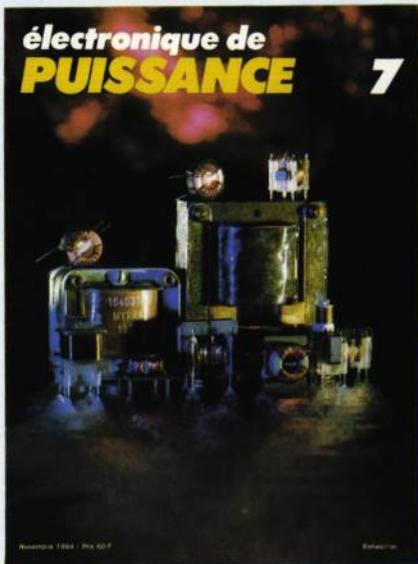
RCA

Pour plus d'informations: **RCA S.A. VELIZY** Tél: (3) 946.56.56

Distributeurs: **RADIO EQUIPEMENTS ANTARES S.A.**
LEVALLOIS PERRET
Tel: (1) 758.11.11

ALMEX S.A.
ANTONY
Tel: (1) 666.21.12

TEKELEC AIRTRONIC S.A.
SEVRES
Tel: (1) 534.75.35



Les bobinages sur circuits feuilletés de Myrra, sur ferrites de RTC et toriques de Schaffner ont servi à Michel Mathieu pour composer la photo de couverture de ce numéro d'Electronique de Puissance.

Affaires à suivre	5
Calendrier - Documentation.....	6
Listes des articles parus dans les six premiers numéros.....	10

Vie professionnelle

— Les tendances à « PCI 84 » : offensive majeure des nouveaux semiconducteurs.....	12
— Eurotherm : montée en puissance	14
— Asteel : un spécialiste français des équipements de test pour semiconducteurs	15

Produits Nouveaux

— Westinhouse introduit une gamme de modules Darlington.....	19
— Une évolution dûe au savoir faire	22
— Premiers circuits imprimés sur âmes métalliques pour forte dissipation	23

Techniques d'aujourd'hui

— Une commutation sûre dans les ponts à transistors, par Ph. Maugest - Thomson Semiconducteur	35
— Motorola introduit ses GEMFET en Europe, par P. Aloisi - Motorola Toulouse	45
— Les MOS et les dV/dt , par R. Severns - Siliconix Inc adapté par C. Alemany - Siliconix France.....	50
— Alimentation à découpage : calculez vous-mêmes vos composants inductifs, par R. Dolbachian - RTC.....	59
— Echangeurs thermiques et encapsulation de puissance, par M. Lebailly - LCC Département Boîtiers Electroniques.....	67

Applications

— Convertisseurs 60V - 100W, par A. Papoular - RTC.....	69
— Les pertes « FER » dans les ferrites, par P. Gaudry - LCC - Cofelec Thomson composants.....	72

Revue de presse	80
-----------------------	----

électronique de PUISSANCE

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

49, rue de l'Université, 75007 Paris
Tél. 548.52.06 - C.C.P. Paris n° 23 515 48 L
Service de télécopie
Telex SPRESS 204721 F

REDACTION

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

PUBLICITE

49, rue de l'Université, 75007 Paris
Tél. (1) 548.52.06.

Directeur de la publicité et du développement : Ch. V. Parachini
Chef de publicité : D. Haussmann
Secrétariat : Michèle Gloaguen
Chef du Service administratif de la publicité : M. Karady

Représentants exclusifs :

Italie : Luigi Rancati - Milano San Felice Torre 5 - 20090 Segrate - Tél. : (02) 7531445 - Télex 311010 Orchid I.
Grande-Bretagne : Martin Geerke - Glenferness Av. 4 - Bournemouth, Dorset -Tél. (0202) 763.719. Telex 858.328.

ABONNEMENTS

Conditions d'abonnements sur demande

Service Abonnements EDI-7
90, rue de Flandre
Tél. (1) 200.35.00
75943 PARIS Cedex 19

Prix de vente au numéro : 60 F

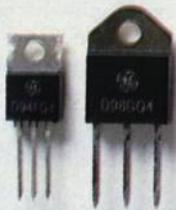
Les noms, prénoms et adresses de nos abonnés sont communiqués à nos services et aux organismes liés contractuellement avec nous. En cas d'opposition motivée la communication en sera limitée aux obligations découlant de l'abonnement. Les informations pourront faire l'objet d'un droit d'accès ou de rectification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

Composition :

CADET-PHOTOCOMPOSITION
- Paris - 523.09.26 -

Imp. **BERGER-LEVRAULT** - Nancy
Le directeur de la Publication
Pierre SCHAEFFER

Dépôt légal juin 1984 - Editeur n° 009
Commission paritaire n° 65561



QUALITE

**Le nouveau
MOSIGT GE allie
le meilleur du MOS
et du bipolaire.**

Une nouvelle technologie en semiconducteur de puissance a déjà commencé à conquérir l'industrie électronique.

Il s'agit du MOS "Insulated Gate Transistor" : MOSIGT (transistor bipolaire à commande MOS).

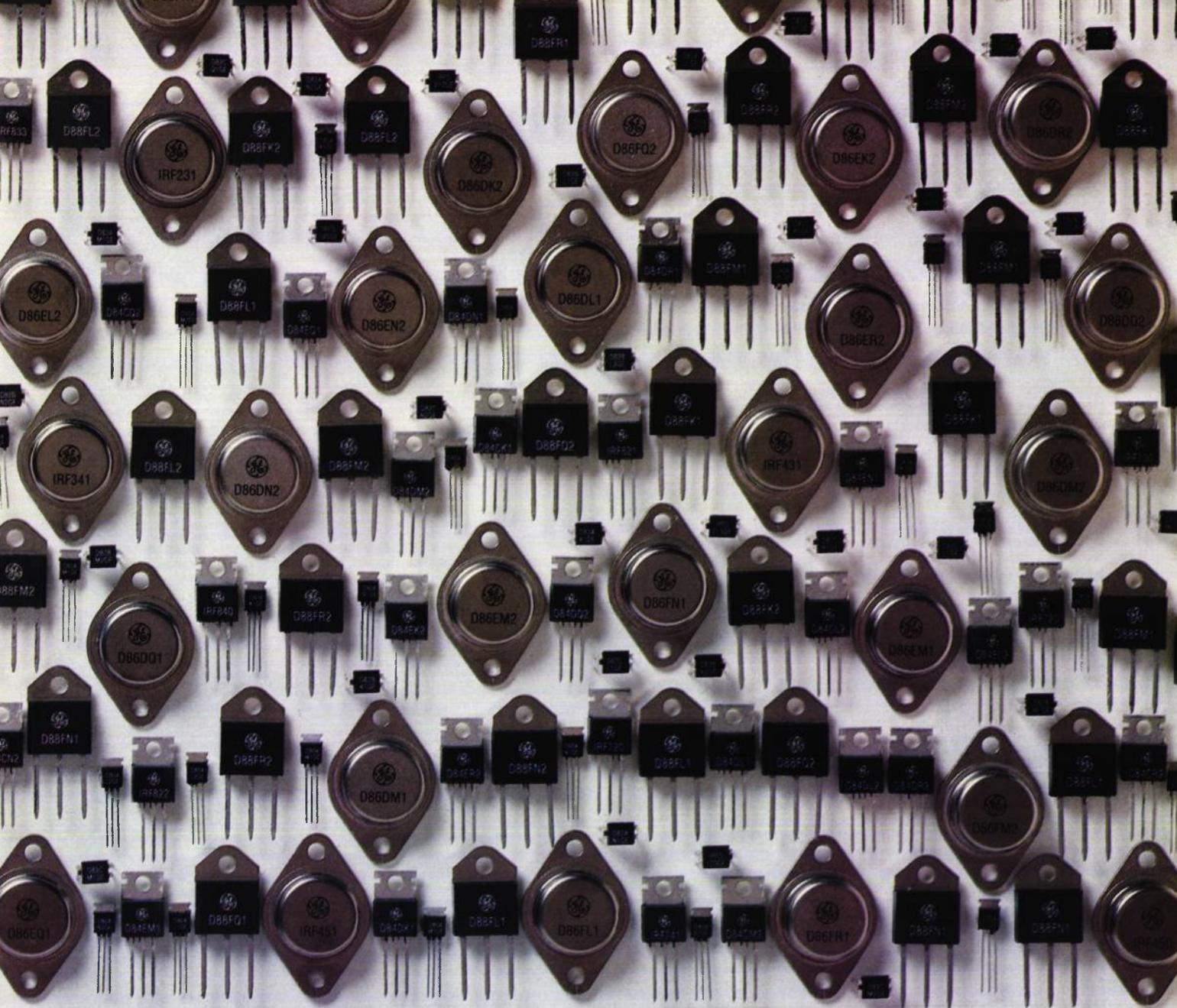
Le MOSIGT réunit la haute impédance d'entrée du MOS et le faible VCE (SAT) du transistor bipolaire.

Le MOSIGT autorise la commutation haute tension à des courants plus élevés que jamais.

La taille de puce étant celle du bipolaire et non du MOS assure le meilleur rapport coût/performances.

Et ce n'est pas tout...





QUANTITÉ

**Maintenant GE
offre la gamme
de MOSFETs
de puissance
la plus complète
du marché.**

Plus de 150 modèles : 0.2 à 40 A., boîtiers TO-237, D
TO-220, TO-218, TO-3 et DIP 4 broches.

... et une ligne seconde source de la série IRF.

Notre chaîne de production ultra-moderne
garantit un haut niveau de qualité à tous les
stades de fabrication.

GENERAL  ELECTRIC

GE Semiconductor division

337, Bureaux de la Colline

92213 Saint-Cloud Cedex

Tél. : (1) 602.58.98

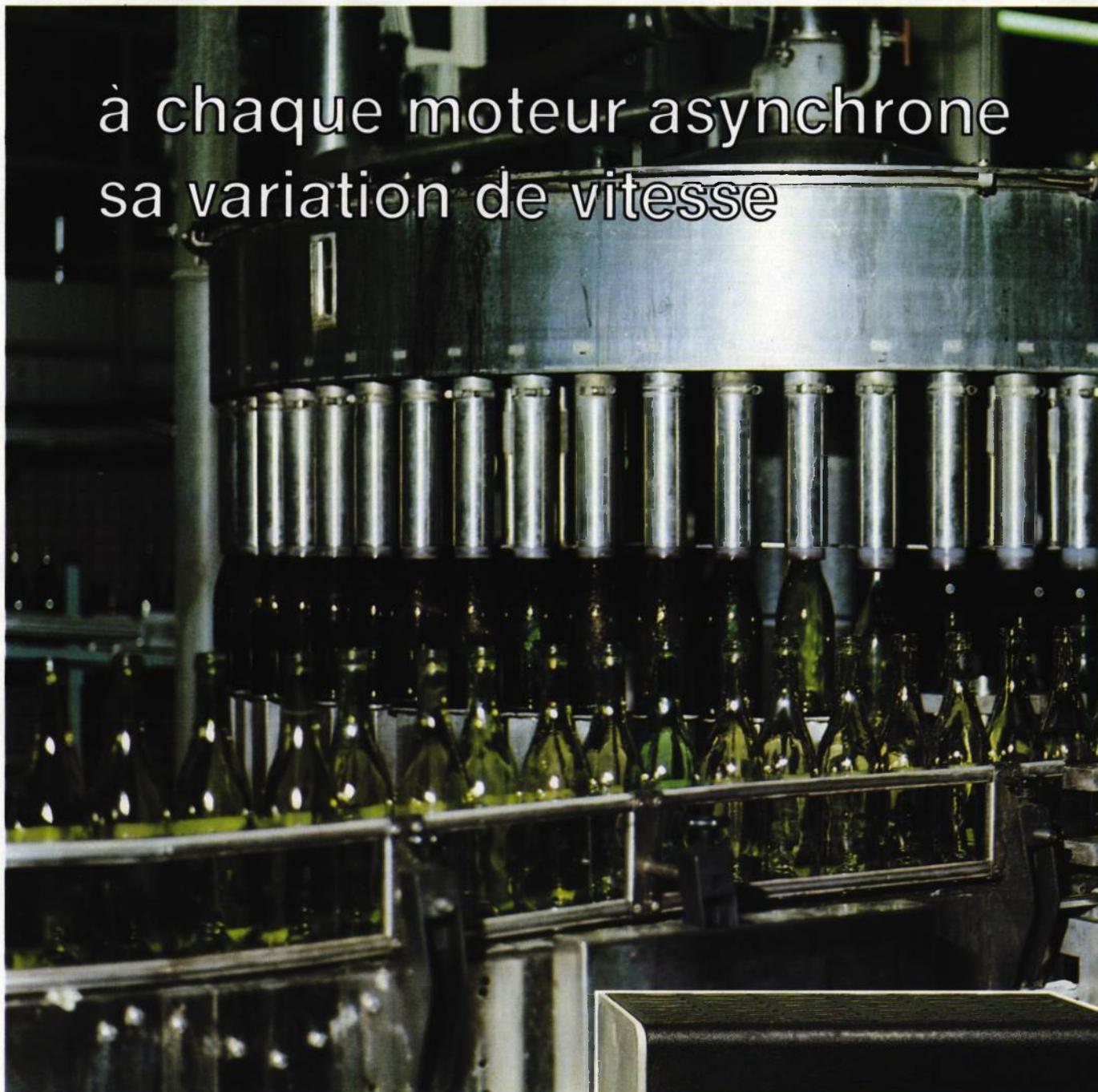
Télex : 204 280



 Registered trademark of General Electric Co.

ELECTRONICA Hall 18 Stand 18C40

à chaque moteur asynchrone
sa variation de vitesse



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

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

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

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



 **Telemecanique**

les solutions de progrès

Siliconix monte actuellement une unité de production de MOS et de CI de puissance sur des tranches de silicium de 150 mm de diamètre, ce qui constitue un record. Rappelons qu'une tranche de 150 mm supporte 2,25 fois plus de circuits qu'une tranche classique de 100 mm. La productivité s'en trouve améliorée d'autant. La nouvelle unité, d'une surface de 5 000 m², représente un investissement de 10 M\$. La production démarrera en principe au deuxième semestre de 1985.

N'importe quelle courbe d'accélération de moteur pas à pas quatre phases peut maintenant être programmée dans un contrôleur intégré de référence CY 525 développé par Cybernetic Micro Systems. Son programme de soixante octets supporte en effet les paramètres de position, de direction, de vitesse et d'accélération du moteur grâce à vingt-sept commandes du type « attendre jusqu'à » ou « marche tant que... » Eventuellement, ce circuit peut être commandé par ordinateur extérieur grâce à un bus 8 bits. Aux USA, ce circuit est proposé à 80 \$ par cent pièces.

Yashawa et Mitsubishi viennent d'annoncer des moteurs électriques avec capteurs intégrés destinés à être montés dans un proche avenir sur des machines-outils japonaises. Pour l'instant, on n'en sait pas plus.

Allen-Bradley et la société finlandaise Stromberg ont associé leurs activités respectives en variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs de grande puissance dans une nouvelle société devant être installée aux USA.

General Electric USA vient de révéler la mise au point dans ses laboratoires d'un nouveau procédé de « substitution additive » permettant la fabrication économique de circuits imprimés. Cette technologie qui permet d'utiliser un support en tôle d'acier pour évacuer les calories devrait trouver ses premières applications dans la réalisation de circuit hybrides de puissance pour le marché grand-public tel qu'automobile et électro-ménager.

43,4 M\$ pour doubler la production de transistors de Toshiba. La société japonaise va investir cette somme à Himéji, près d'Osaka, pour alimenter essentiellement le marché des robots industriels. La nouvelle usine devrait être opérationnelle début 1985. Rappelons qu'en 1983, les ventes de semiconducteurs discrets de Toshiba ont atteint 405 M\$.

CALENDRIER

Octobre 1984

- 29-31 — 8^e PCI Europe.

Paris Intertec Communications 2909 Ocean Drive Oxnard, California 93 030 USA.

Novembre 1984

- 13-17 ELECTRONICA

Munich Messegelände.

- 15 et 16 Macro électronique

Conférences en anglais et allemand organisées dans le cadre d'Electronica à Munich.

Renseignements : MMG büro Postfach 12.10.09 D 8000 München 12.

Décembre 1984

- 10-12 IEEE International Electron Devices Meeting

San Francisco Hilton Hotel, San Francisco, CA (Melissa Widerkehr, Courtesy Associates, 202/296-8100).

Avril 1985

- 22-24 Motor-Con

Hanovre RFA.

Avril 1986

- Dates non précisées PCI

Hanovre RFA. Renseignements : In Com Zieroth. Kleinreuther Weg 58 D 8500 Nürnberg 10.

électroniques sans assurance de qualité. Remplace NFC 93-450 de février 1969.

CEI

■ 50-441 — Vocabulaire Electronique International. Chapitre 441. Appareillage et fusibles. Cette nouvelle édition remplace celle de 1974. Le vocabulaire donne les termes et les définitions en sections traitant des termes généraux, des ensembles d'appareillage, des parties d'ensembles, des appareils de connexion et de leurs parties, du fonctionnement, des grandeurs caractéristiques relatives à l'appareillage et aux fusibles, enfin des fusibles proprement dits.

PUBLICATIONS DES FIRMES

■ Converter capsule handbook. Ce catalogue de 135 pages couvre les semiconducteurs de puissance de MEDL (représentés par GEC Components). Après un rappel de quelques pages sur la suppression des surtensions transitoires la protection contre les courants de défauts et la mise en parallèle des semiconducteurs, il est consacré aux thyristors de 280 à 2 100 A et 500 à 4 400 V, aux diodes 230 A à 4 000 A et 1 200 à 5 600 V ainsi qu'aux diodes à avalanche de la firme.

■ Notice *International Rectifier* sur la fiabilité des MOSFET de puissance HEXFET[®]. *International Rectifier Corporation* vient d'éditer une brochure en couleur, de six pages, traitant de la fiabilité de ses MOSFET de puissance en technologie HEXFET[®], basée sur le programme de contrôle de fiabilité, en cours de fabrication.

Présentant des graphiques établis sur plus de six millions d'heures de tests pendant trois ans, la notice expose les résultats des tests concernant les défauts cumulatifs prévisibles, les taux de défauts en longue durée et en blocage à haute température, et le temps nécessaire pour accumuler 1 % de défauts en claquage de grille, en fonction de la tension grille-source et de la température de fonctionnement.

La notice comprend les résultats des tests accélérés de durée de vie, et des tests destructifs effectués par échantillonnage de façon permanente, démontrant la tenue des MOSFET de puissance HEXFET en chaleur humide et en cycles thermiques. On y trouve aussi des informations sur le programme de fiabilité lui-même.

■ Répertoire des fabrications de fils et câbles isolés. Ce répertoire édité par le *Sycabel/Syndicat Professionnel des fabricants de fils et câbles électroniques isolés*, couvre les fabrications suivantes :

- fils et câbles de transport d'énergie
- fils et câbles téléphoniques
- fils de bobinage
- câbles à fibres optiques
- matériel de raccordement pour câbles isolés non téléphoniques, fils et conducteurs nus.

Appel aux communications pour « EPE »

Les organisateurs du « Congrès Européen en Electronique de Puissance et Applications » (EPC) qui va se tenir du 16 au 18 octobre 1985 à Bruxelles lancent un appel aux communications. Les thèmes abordés seront :

- les composants et convertisseurs ;
- le traitement des signaux et le contrôle ;
- les entraînements ;
- les applications industrielles (point de vue de l'utilisateur) ;
- le développement de systèmes (point de vue du constructeur).

Secrétariat du Congrès : KVIV-Technologisch Instituut Jan van Rûswijklaan 58 B 2018 - Antwerpen (Belgique). Tél. : 32/3/216.09.96.

Parmi les responsables du Comité d'Organisation figurent pour la France R. Chauprade (*Jeumont-Schneider*), J. Dhers (*CGEE Alsthom*), M. Lajoie-Mazenc (*ENSEEIH*), et R. Perret (*ING de Grenoble*) ; pour la Suisse H. Buehler (*EPFL Lausanne*) et H. Stemmler (*BBC*) ; enfin pour la Belgique J. Van Hulse (*ALEC*) et le président, G. Maggetto (*V.U.B.*).

BIBLIOGRAPHIE

Electronique

Jean-Daniel Chatelain et Roger Des-soulavy. *Librairie Dunod. Tome 1. 24-6 pages. 15,5 x 24. Broché. Tome 2. 564 pages.*

Cet ouvrage décrit les principes de base invariants des circuits électroniques. C'est ainsi que les propriétés fondamentales des montages amplificateurs sont abordées en prenant pour

modèle un tripôle actif idéal dans différentes configurations ; les circuits réels transistors bipolaires, à JFET ou à MOS en sont des applications particulières.

Passant progressivement de l'étude des circuits de base à un seul, puis à plusieurs éléments actifs, on aboutit à la description de circuits plus complexes tels un amplificateur opérationnel ou une porte logique, tous deux réalisés sous forme de circuit intégré.

L'étape suivante est la synthèse de ces connaissances en vue de réaliser un bloc fonctionnel répondant à des spécifications précises, tel un amplificateur, un filtre actif, un oscillateur, une bascule, un régulateur de tension, etc. A ce stade intervient la notion de système bouclé pour lequel des considérations de stabilité sont à maîtriser.

L'ouvrage met l'accent sur l'utilisation judicieuse de modèles plus ou moins raffinés de dispositifs à semiconducteur. Il a pour but de présenter de manière synthétique et rigoureuse les principes des circuits électroniques à éléments discrets et des circuits intégrés.

NORMES

UTE

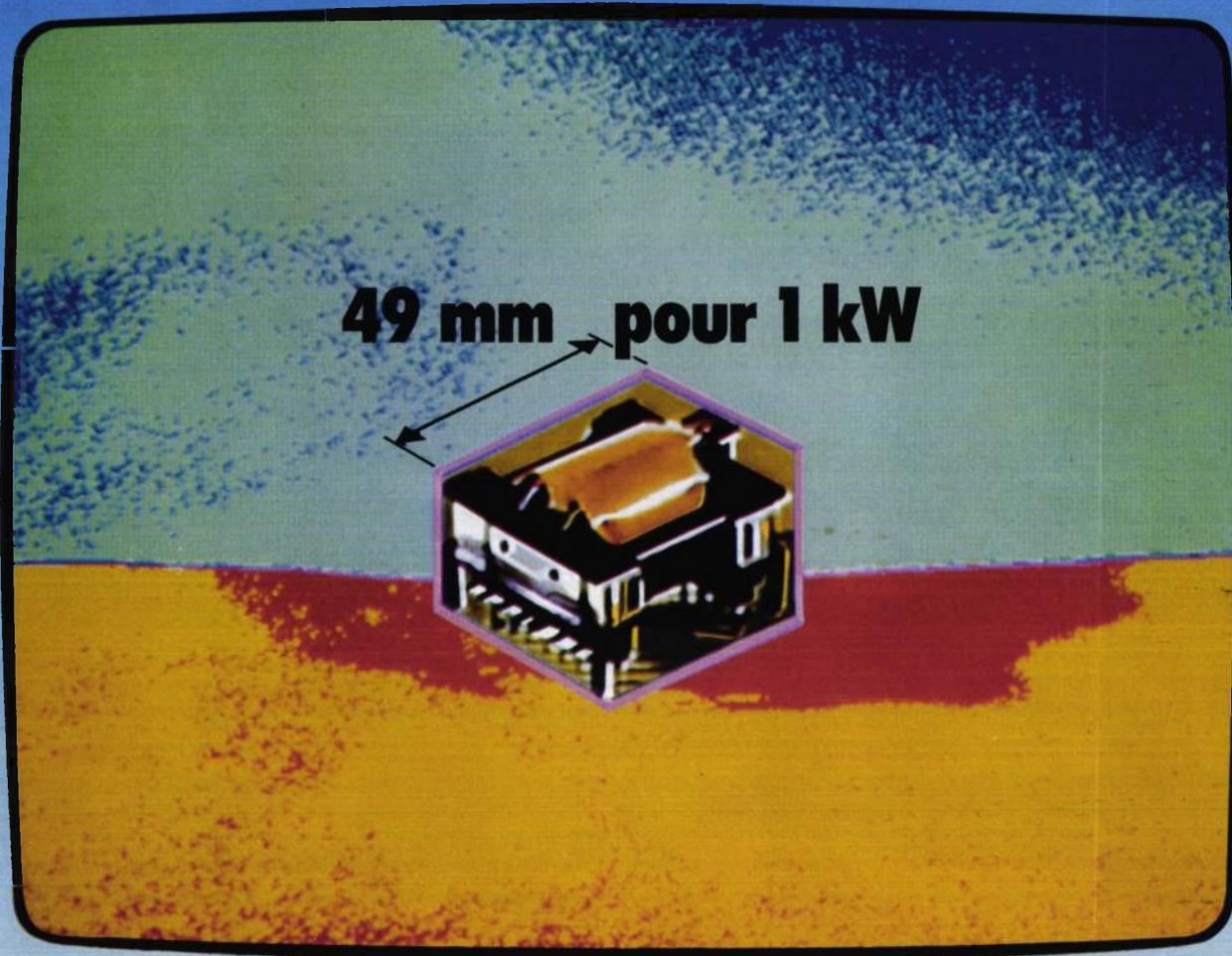
■ C 88-815 R 1 — Recueil de spécifications particulières relatives aux diodes régulatrices de tension et diodes de tension de référence. Rectificatif à l'additif 3 A UTE C 88-815 de juin 1977.

NF

■ C 93-190 — Choix des méthodes d'essais et règles générales relatives aux condensateurs fixes d'antiparasitage. Remplace NF C 91-210 et C 91-211 d'avril 83.

■ C 93-450 — Prescriptions générales relatives aux thermostats électriques et

sous ce volume la puissance...



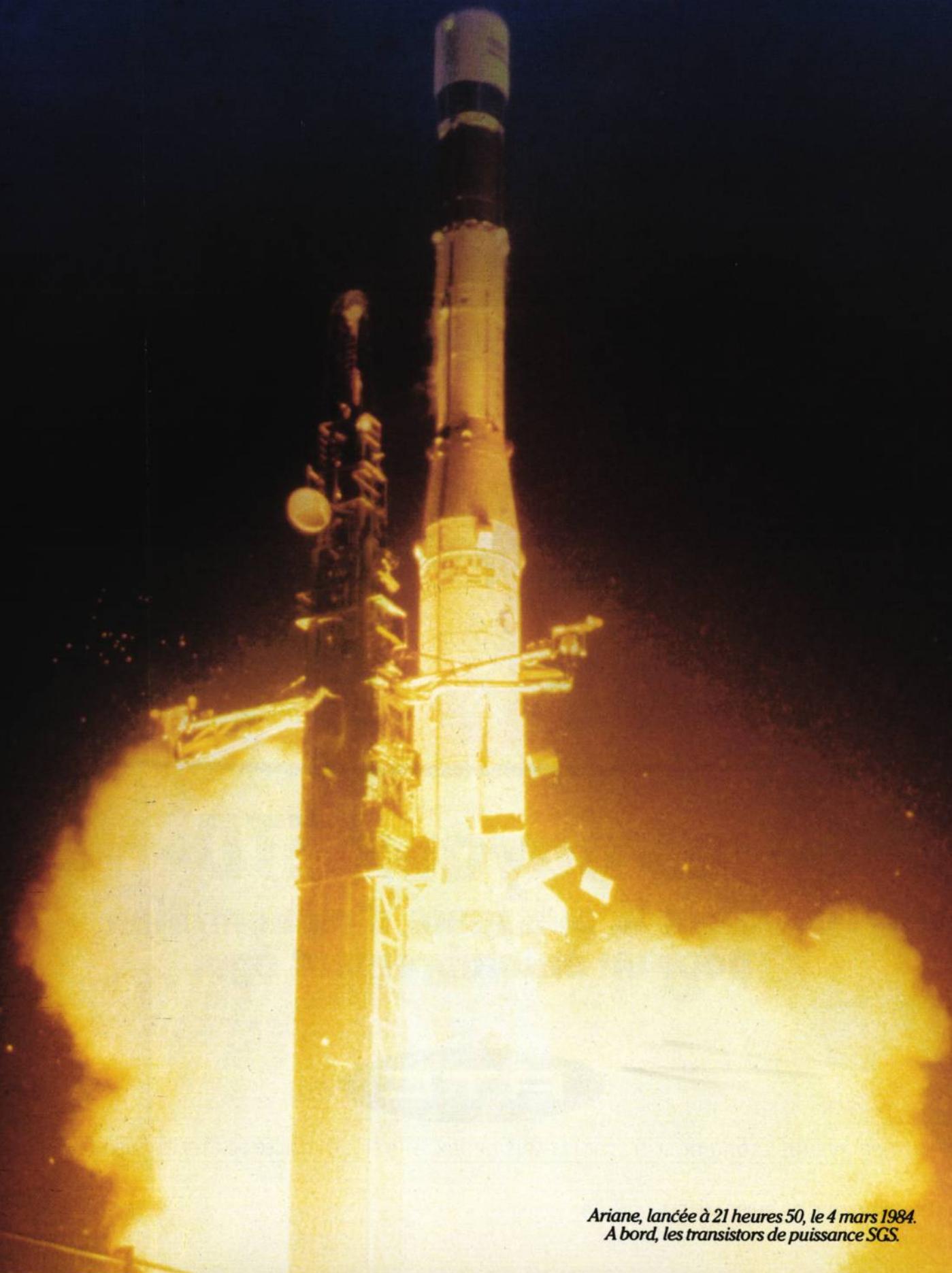
les noyaux ETD

doublent la puissance d'alimentation
pour un encombrement égal



130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL. : (1) 338.80.00 - TELEX : 680.495 F

L'élite connaît...



*Ariane, lancée à 21 heures 50, le 4 mars 1984.
A bord, les transistors de puissance SGS.*

...les preuves de la puissance de SGS

L'élite mondiale – dans le domaine de l'espace, des télécommunications, de l'automobile et du grand public – connaît et utilise les transistors de puissance SGS renommés pour leurs performances et leur fiabilité.

SGS maîtrise la technologie des semiconducteurs de puissance sans négliger le service.

Mieux que des affirmations, voici les faits qui caractérisent SGS et un nouveau concept du contrôle industriel de puissance – le boîtier TO-240:

- 1 Une large gamme de plus de 1000 modèles standard, couvrant presque toutes les applications, et à laquelle chaque jour, vient s'ajouter au moins un nouveau modèle.
- 2 De nombreuses innovations comprenant des modèles haute tension, jusqu'à 1500 V, des MOS de puissance et des modules haute puissance jusqu'à 35kVA.
- 3 Sept boîtiers fonctionnels: TO-126, SOT-82, TO-220, SOT-93, TO-3, TO-240, et TO-39.
- 4 Capacité de production en tranches de silicium de 5 pouces implantation ionique s'ajoutant à d'autres techniques d'avant-garde.
- 5 Trois usines de fabrication en Europe et deux en Asie.
- 6 Livraisons et services assurés par des centres commerciaux et des distributeurs dans le monde entier.

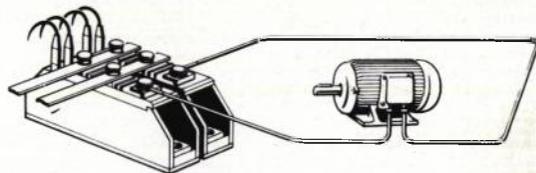
Société Générale de Semiconducteurs (SGS)
21-23 rue de la Vanne, F 92120 MONTROUË.
Tél: (1) 657 11 33. Téléx: PLANAR 250938 F.

DISTRIBUTEURS FACEN ELECTRONIQUE, Wasquehal (20) 98.92.15 (Bordeaux, Paris, Strasbourg, Grenoble, Lyon, Rouen, Lille, Nancy) · GECODIS; Boulogne (1) 605.74.95. GEDIS, Nanterre (1) 204.04.04 (Tours, Grenoble, Aix-en-Provence, Lyon, Rennes) · GRANICO, Nanterre (1) 773.69.52 (Aix-en-Provence) · RADIO-SELL, COMPOSANTS Brest (98) 41.65.56 (Paris) · R.E.A., Levallois-Perret (1) 758.11.11. · R.T.F., Gentilly (1) 664.11.01 (Toulouse, Grenoble, Nantes, Bordeaux) · TFKEL.F.C., Sèvres (1) 534.75.35 (Epinay, Evry, Noisy-le-Grand, Aix-en-Provence, Bordeaux, Grenoble, Lille, Lyon, Rennes, Strasbourg, Toulouse).

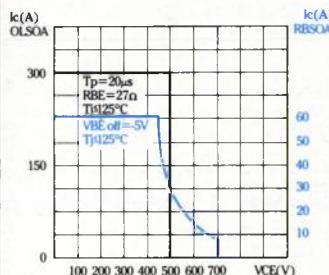
SUISSE:
SGS Semiconductor S.A. 6340 Baar – Oberneuhofstrasse, 2.
Tél: 42.315955 – Téléx: 864915.
1218 Grand-Saconnex (Genève) – Chemin François-Lehmann,
22. Tél: 22.986462/3, Téléx: 28895.

Encore des faits: examinons la technologie haute puissance de SGS.

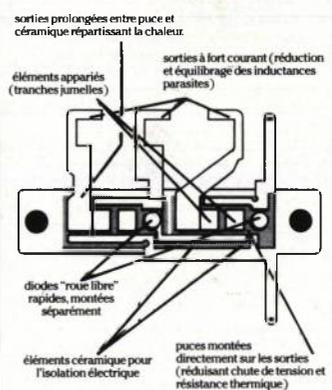
Combinant une technologie avancée et un boîtier vraiment "ami de l'utilisateur," SGS présente une solution simple répondant à toutes les exigences d'un système à forte puissance.



Deux TO-240, un étage de sortie de 2kW.
Des gammes de tension de 200, 240 et 700 Volts, transistors et Darlington en configuration quart et demi pont, convenant à toutes les applications.



La combinaison exceptionnelle des technologies du silicium et du boîtier assure une protection optimale contre les surcharges ainsi qu'une très grande robustesse.



Boîtier TO-240

Comme tous les produits de puissance SGS, tous les transistors TO-240 sont disponibles dans notre réseau commercial mondial: Aussi, pourquoi ne pas contrôler vous-mêmes les faits? Et bénéficier de notre position de leader en technologie de puissance.



Technologie et Service

électronique de PUISSANCE

1

Politique industrielle

- La place des composants de puissance dans la filière électronique française, par J.L. Tezner et B. Kerveilla

Produits nouveaux

- Le COMFET de RCA
- Le régulateur à découpage SGS, intégrant la partie puissance

Techniques d'aujourd'hui

- AEG échantillonne des GTO de grande puissance, adaptation par J. Viet, *AEG-France*
- Un commutateur exceptionnel : le Darlington-REC, par K. Rischmüller, *Thomson-DSD*
- Transferts de charge dans les MOS de puissance, par D. Oxner, adapté par C. Alemany, *Siliconix-France*
- Le MOS Thyristor, par P. Aloisi, *Motorola-France*
- Diviseurs de tension et effets thermiques, par J. Avril, *Vishay-France*
- Les allages amorphes, d'après W. Kunz, *Vacuum Schmelz*
- Concepts du blindage intégré, par L. Brandener, *Sté J. Dubois*
- Comment choisir ses condensateurs de puissance, par M. Veron, *LCC*

Applications

- Une alimentation à découpage 5,1-15 V/4A

2

Vie professionnelle

- Le Salon des Composants
- Les moteurs sur mesures BBC
- Les modules Powercompact
- Les produits en vedette à Powercon
- Un GIS « électronique de puissance au silicium »

Produits nouveaux

- Un BIP MOS à réaction
- Un régulateur intégré 5A
- Le COMFET de RCA
- Un GTO de deuxième génération
- Le premier circuit intégré 10A
- Un MOS à diode parasite rapide

Techniques d'aujourd'hui

- Alimentation de puissance à résonance, par J. Cheron et H. Foch, *ENSEEHT Toulouse*
- Interférences et alimentations à découpage, par J.L. de Francesco, *Schaffner*
- Optimiser le choix des diodes rapides, par J.M. Peter et C. Fraire, *Thomson-DSD*
- Mise en parallèle des MOS de puissance, par E. Oxner, adapté par C. Alemany, *Siliconix*

Applications

- Une alimentation à découpage 500 W

3

Vie professionnelle

- TEXET FRANCE : début de production
- Fairchild s'intéresse à nouveau au marché de la puissance
- SGS a investi 40 M \$ en 3 ans en puissance
- GE croit beaucoup en son « IGT »
- GE échantillonne ses premiers MOS de puissance

Produits nouveaux

- Motorola prépare sa 4^e génération de transistors
- 10 modules Semipack à base de Darlington
- RTC développe des MOS compatibles IR
- Des GTO 2 500 V/500 A chez IR d'ici septembre 1984

Techniques d'aujourd'hui

- Les diodes rapides : comment optimiser le choix, par J.M. Peter, *Thomson-CSF*
- Pour se rapprocher du commutateur idéal : naissance du concept MOS-BIP-MOS, par J.L. Berry, *LAAS Toulouse*
- Quelques principes d'utilisation du GTO, par A. Dolbachián et A. Papoular, *RTC La Radiotechnique-Compelec*
- Variateurs à transistors pour moteurs auto-synchrones, par M. Binet et P. Thibaud, *Auxilec*

- Conception d'une alimentation à découpage pour fonctionnement à ultra-basse température, par Dr. R. Blanchard, *Siliconix Inc.* et R. Severns *Lockeed Corp* adapté par C. Alemany, *Siliconix Sarl*

Applications

- Savoir choisir son fusible, par M. R. Deshayes, *L. Ferraz et Cie*

4

Produits nouveaux

- Le SIT concurrencera-t-il ponctuellement les MOS ?
- RTC relance le concept du BIP MOS
- L'ultraisolateur pour la réduction des interférences
- La moyenne puissance face à des choix de packaging
- Un substrat à coefficient de dilatation sur mesure
- Thomson/DCH met en place une ligne pour hybrides de puissance jusqu'à 150 W de dissipation
- Le premier relais statique 220 V à sortie quasi intégrée
- RTC complète son catalogue de transformateurs standard pour alimentations à découpage

Techniques d'aujourd'hui

- Un hacheur trois sources multifonction, par J.-P. Ferrieux, J.-P. Onorru et J. Pérard, *Laboratoire d'Electronique de Grenoble*
- Les limites de la résistance à l'état passant des DMOS de puissance, par P. Aloisi, *Motorola Toulouse*
- Redressement synchronisé utilisant des MOSFETs par R. Blanchard et R. Severns, *Siliconix*, adaptation C. Alemany
- Le MOS, un commutateur idéal ? par E. Ebenstreit, *Siemens*
- Les capteurs d'intensité à effet Hall, par G. Gauthier, *Thomson-CSF-DEM*

Applications

- Dispositif d'essais de redresseurs rapides

5

Produits nouveaux

- Le transistor bipolaire prend le virage de la haute performance
- Siliconix développe une technologie MOS de puissance + C-MOS
- Saft améliore ses accumulateurs NiCd jusqu'à 40 % en poids
- Circuits imprimés souples combinés signaux/puissance
- L'oscilloscopie turbographe anticipe l'incident
- Un conditionneur d'alimentation triphasé 10 kVA

Techniques d'aujourd'hui

- Profitez des caractéristiques des GTO grâce à une bonne commande, par Akira Honda (*International Rectifier Japon*) adaptation en français par E.I. Carroll et J.M. Berland (*International Rectifier France*)
- Onduleurs à transistors pour alimentation de secours, par M. Binet et A. Galy (*Auxilec*)
- Ferraz introduit la notion de protection pyrotechnique, par C. Muleret (*Ferraz*)
- Réseau d'aide à la commutation d'ouverture avec peu de pertes, par J. Barret (*Thomson-Semiconducteurs*)
- Protection : comment assurer la « protection absolue », par M. Rault (*Thomson-Semiconducteurs*)

6

Produits nouveaux

- Le premier relais intégré intelligent non isolé 7 A
- IR annonce sa 2^{ème} génération de MOS de puissance
- Des BIPMOS à réaction 10A et 20A/400 V disponibles
- 16 MOS « compatibles logiques » disponibles chez RCA
- Circuits de commande de MOS universels
- GE développe une technologie BIMOS 500 V
- Du Pont crée des « Kapton » adaptés à la puissance

Techniques d'aujourd'hui

- Système de commande à GTO d'un moteur asynchrone de 1 kW, par A. Papoular et R. Dolbachián (*RTC-La Radiotechnique Compelec*)
- Quel sera le domaine du transistor en électronique, par J.M. Peter (*Thomson Semiconducteurs*)
- L'analyse thermique transitoire des composants de puissance, par P. Aloisi (*Motorola Toulouse*)

Application

- Alimentation secteur 120 W, par F. Lhermite (*Motorola Toulouse*)

Revue de presse

- Circuit de commande pour moteur diphasé 60 Hz
- Alimentation à découpage pour tensions élevées
- Variateur de moteur CC
- Dissipateurs thermiques

NOUVEAU

VOUS POUVEZ DESORMAIS VOUS ABONNER A LA SEULE REVUE ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

...mais vous pouvez également prendre un abonnement couplé : Electronique de Puissance et l'une ou l'autre des publications du groupe.

Dans tous les cas, renvoyez le formulaire ci-dessous, dûment rempli, avec votre règlement à :

**Electronique de Puissance
Service Promotion
49, rue de l'Université
75007 PARIS**

Veuillez enregistrer mon abonnement à

TARIFS 1984	FRANCE TVA 4 % incl.	ETRANGER
Electronique de Puissance	250	290
Electronique Actualités + Electronique Puissance	515	710
Electronique Industrielle + Electronique de Puissance	565	720
Toute l'Electronique + Electronique de Puissance	375	500

VOTRE SECTEUR D'ACTIVITE

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

Nom :

Société :

Adresse :

Code Postal

VilleTél.....

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 CENTRE D'INTERET

Mesure	02
Equipements	03
Composants actifs	04
Composants passifs	05
Informatique	06

VOTRE FONCTION

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

Les tendances à « PCI 84 » : Offensive majeure des nouveaux semiconducteurs

L'électronique de puissance va, en l'espace de trois ans, connaître plus de transformations qu'elle n'en a connues en vingt ans et la manifestation PCI qui s'ouvre jusqu'au 31 octobre à Paris va le souligner en grande partie.

Il y a quelques années encore, les commutateurs électroniques se classaient de façon presque évidente en fonction des applications entre transistors, Darlingtons et thyristors avec ses variantes. En 1980, le principal thème des comparaisons était toujours transistor face au Darlington : le MOS était encore trop coûteux pour s'ouvrir un véritable marché en puissance. Puis une avalanche de nouvelles changea la physionomie du monde de la puissance à partir de 1983 :

- chute de prix considérable de l'ampère commuté pour les MOS basse tension ; une explosion du marché des MOS arrive ainsi en 1984 ;

- reconnaissance du phénomène GTO, non pas, à l'origine, pour des raisons techniques, mais parce que les japonais ont mis le « paquet » sur cette technologie vers 1980 et que les avantages obtenus avec les dispositifs nippons ont fait réagir les européens ; plus aucun projet de commande de moteurs de plus de 10 kW n'oublie, aujourd'hui, de prendre le GTO en considération. Les européens Mullard (Philips), AEG, MEDL ont mis trois ans à vraiment réagir mais mettent aujourd'hui les bouchées doubles pour créer des GTO adaptés aux marchés qu'ils connaissent le mieux. La société ita-

lienne Ansaldo arrive aussi sur ce marché. On attend Thomson-CSF... En 1985 et 1986, on parlera vraiment d'ouverture de marché en Europe.

- annonce des premiers BIPMOS. Mélanger les bipolaires et les MOS sur une même puce pose des problèmes technologiques dans le cas de la puissance mais bénéficier à la fois d'une entrée MOS et d'une sortie bipolaire est tellement séduisant... Finalement c'est RTC, en France, à partir de son usine de Caen, qui propose les premiers BIPMOS 10 A/450 V à un coût (10 F) qui puise faire frémir le Darlington bipolaire (cf. EP n° 4).

- commercialisation des premiers circuits intégrés numériques 10 A par Motorola (cf. EP n° 2). Il est encore trop tôt, dans ce domaine, pour parler de véritable marché, mais l'avenir est là, avec des structures verticales pour la puissance et horizontales pour la logique. Le dernier relais 7 A BIPMOS de RTC (cf. EP n° 6) est d'ailleurs plus proche d'un CI de puissance de première génération (intégration des parties signal et puissance en surface) que d'un BIPMOS discret.

- annonce des premiers BIPMOS à réaction (cf. EP n° 2 et 3). Pour l'utilisateur, dans un premier temps, les caractéristiques sont voisines de celles d'un

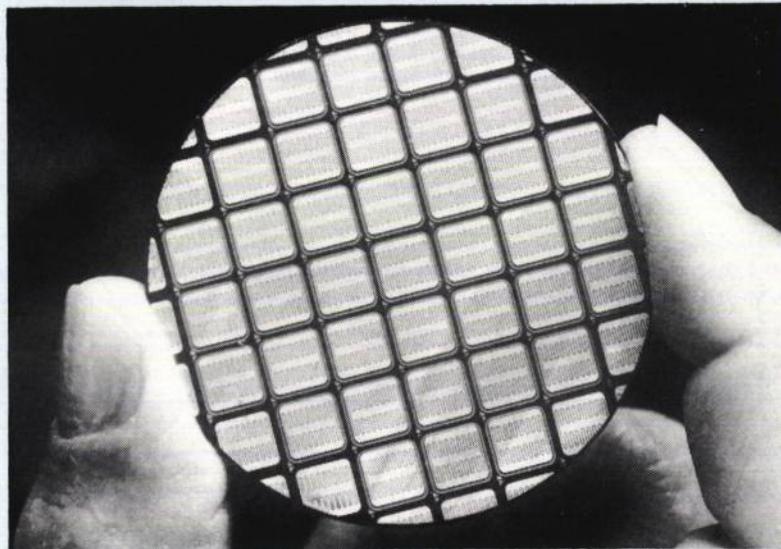
BIPMOS normal (plus lent mais plus économe en surface de puce). A moyen terme, le BIPMOS à réaction pourrait gagner la partie face au BIPMOS du fait de l'économie de surface de puce qu'il permet, la partie « réaction » variant plus ou moins selon le type d'application envisagé. Son retard d'introduction ne peut provenir que de difficultés au niveau des rendements de production. Un R-BIPMOS se présente toutefois comme une structure MOS et une structure bipolaire superposées : à terme, avec une partie petits signaux mélangée avec la partie MOS en surface, il entrera dans la grande famille des CI de puissance évoquée précédemment.

Dans ce cadre, que vont devenir les transistors, Darlingtons et thyristors traditionnels ? Il va probablement se produire le même phénomène à partir de maintenant que pour les transistors petits signaux à partir de 1964 : leur marché va se rétrécir au fur et à mesure que l'intégré pourra baisser ses coûts. Le transistor traditionnel va garder un marché face aux MOS grâce à sa tenue en tension dans le créneau 400 V-1 200 V au-delà de 5 A et sa faible tension de saturation. Sa rapidité face aux BIPMOS et GTO lui laissera le marché des alimentations à découpage de plus de 5 A et des convertisseurs



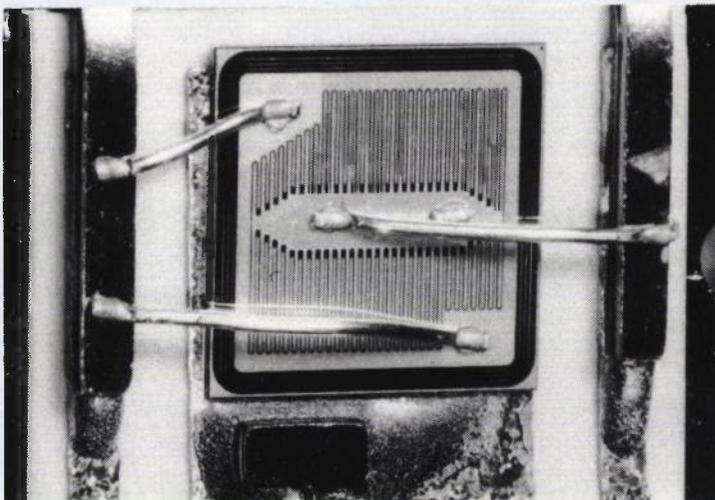


GTO EG 200 et EG 300
de MEDL (cf EP n° 5)



GTO 25A/850 à 1200 V
de Mullard/RTC (cf EP n° 2).
Ce GTO peut bloquer
jusqu'à 120 A crête.

GTO 50A
d'AEG (cf EP n° 1)



Les européens réagissent à l'offensive japonaise en GTO : MEDL a visé d'emblée les fortes puissances, AEG les moyennes puissances et Mullard, qui était parti le premier en visant le marché de la commande de balayage des récepteurs TV (quelques ampères), étend sa gamme à partir du bas.



au-delà de 50 kHz. Le Darlington va tabler sur son faible coût global et sa rapidité relative face au GTO, au BIP-MOS et R-BIPMOS (cf. EP n° 6).

● Le thyristor, enfin, va se réfugier vers les très hautes tensions et très hautes intensités. Depuis un an, nous n'entendons pratiquement plus parler de thyristors asymétriques pour de nouvelles applications.

Passer du boîtier au module

La dernière grande tendance actuelle de l'électronique de puissance

est le passage des schémas avec des boîtiers aux schémas avec des modules. On retrouve d'ailleurs là une vieille notion du monde des petits signaux où les systèmes complexes réunissent plusieurs circuits hybrides sur des circuits imprimés, les circuits hybrides réunissant eux-mêmes plusieurs puces. Le module est à la puissance ce que l'hybride est au petit signal : il permet de placer dans un composant unique une fonction relativement complexe mais fiable et facilement testable tout en occupant le minimum de place. Il permet en outre de gagner du temps au niveau du montage. Les modules de

puissance, aujourd'hui, ne réunissent que des discrets de puissance, mais Power Compact, à Bordeaux, a ouvert la voie des modules-fonctions complexes, avec leur électronique de commande. Dans le domaine des modules, malheureusement pour nous, les premiers sont japonais et le monde occidental ne réagit que très très lentement.

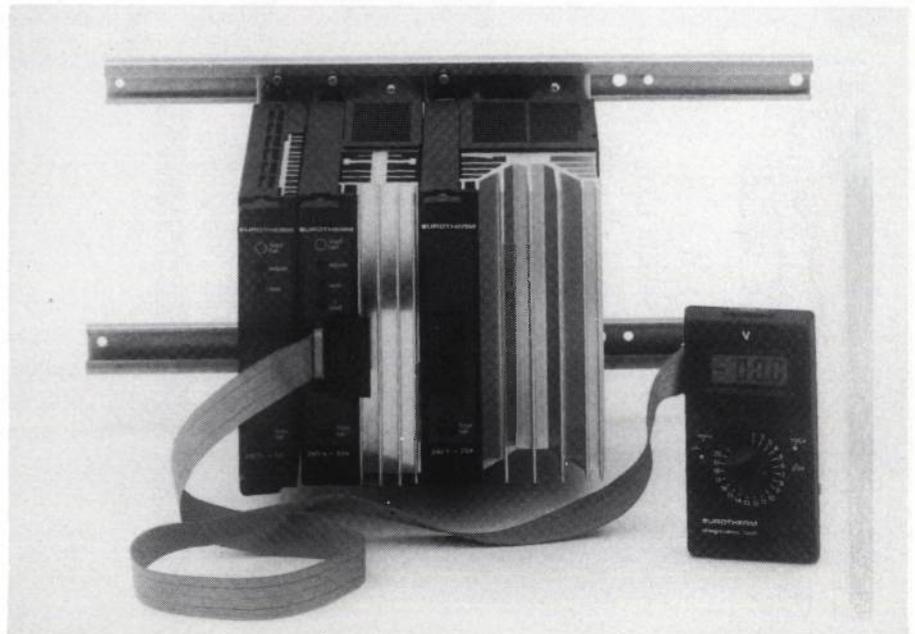
JP DELLA MUSSIA

Eurotherm - Montée en puissance...

Spécialisée dans la conception et la fabrication de modules de puissance à thyristors rentrant dans les chaînes de régulation, la société Eurotherm Automation SA, pour satisfaire à la demande croissante du marché vient d'emménager dans une nouvelle usine de la région lyonnaise.

La société Eurotherm Automation SA appartient à un holding comprenant Eurotherm Automation pour la partie régulation et Chessel pour la partie enregistreurs potentiométriques. Ce holding international (à capitaux anglais au départ) regroupe les 15 sociétés Eurotherm dans le monde, dont les usines sont situées en France, Grande Bretagne, USA et Allemagne Fédérale. Outre les deux sociétés précitées, le holding comprend les sociétés TCS spécialisée dans les systèmes à microprocesseurs, dont la filiale TCS France devrait être prochainement créée, et SSD qui a pour vocation la régulation de moteur à courant continu, et dont la filiale française est en cours de constitution.

Cette nouvelle unité située à Dardilly, qui emploie aujourd'hui 74 personnes permettra de fabriquer quelques 28 000 blocs à thyristors, de toute puissance en 1985, et déjà les dirigeants d'Eurotherm songent à son extension.



Ce type d'unité à thyristor embrochable étudiée et fabriquée à Dardilly Centre des Applications allant de 8 A à 125 A.

→ La progression du marché de la régulation due, en partie, à la généralisation des contrôles de processus dans l'industrie est remarquable et la progression du nombre de produits fabriqués annuellement par *Eurothermen* est significative : 2 150 blocs en 1981, 9200 en 82, 10 750 en 83,

18 000 en 84 et les prévisions pour 1985 et 1986 sont respectivement de 25 000 et 40 000 blocs.

Sur les effectifs actuels, 35 personnes sont affectées aux services commerciaux marketing et après-vente. Cette forte proportion est due, à la fois, à la nécessité pour les commerçants d'assurer dans beaucoup de cas une forme de service d'ingénierie à leurs

clients, et pour le service après-vente de réagir avec promptitude lors d'incidents sur une chaîne de fabrication.

La fabrication est relativement automatisée, les pièces mécaniques et l'usinage (notamment celui des radiateurs) sont sous-traités ce qui explique le petit nombre de personnes affectées à la production.

Asteel : Un spécialiste français des équipements de test pour semiconducteurs

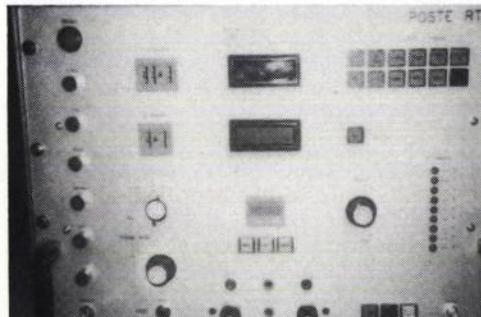
Créé en 1982 avec un capital de 30 000 F apporté par ses trois principaux actionnaires, tous issus des laboratoires d'application de SSC et de Thomson CSF semiconducteurs, la société Asteel enregistre en 1984 un chiffre d'affaire de 2,5 MF en progression de 30 % par rapport à 1983.

L'activité de la société, axée sur les études et la fabrication de petites séries s'exerce dans trois directions principales :

Les équipements de mesure pour semiconducteurs (30 % du CA), les alimentations de secours ininterrompues et à découpage (30 % du CA) et les alimentations continues forte puissance (40 % du CA).

La philosophie du fondateur de la société Raymond Berlioux est d'utiliser au mieux les compétences particulières d'*Asteel* dans le domaine des semiconducteurs de puissance, pour occuper les secteurs du marché à forte valeur ajoutée.

Tout naturellement les premières études et fabrications ont été des équipements de test statiques et dynamiques de diodes, transistors et thyristors, pour le compte notamment de *Fairchild* et *SSC* et face à une concurrence suisse (*LEM*) japonaise (*Tecrou*)



Appareil de mesure de résistance thermique.

et américaine (*Sage, Terec*). Autre domaine où l'acquis technique de la société a permis de bonnes réussites, les alimentations de forte puissance (10 à 20 kW et 500 à 1 000 A) pour matériels de sonorisation (destiné à l'exportation) et usinage par électroérosion. Là encore les séries sont peu importantes, le matériel spécifique, et la valeur ajoutée forte.

En ce qui concerne les alimentations

à découpage et les convertisseurs continu/continu, *Asteel* développe des produits hors standards, de forte puissance (de l'ordre de 1 kW) et utilisant des tensions d'entrée particulières.

La progression devrait se poursuivre en 1985 avec notamment l'étude d'un convertisseur de véhicule électrique pour un grand constructeur automobile, étude qui devrait déboucher sur une petite série.

alimentations

AEA



une gamme de référence

Carte Simple Europe
à découpage secteur 70 W à 70°C

- 2 à 5,5 V - 12 A de
- 10 à 16 V - 4,5 A - 25°C
- 17 à 30 V - 2,5 A à +70°C

Bloc d'équipement
à découpage secteur

- 1,8 à 5,5 V - 15 A
- 10 à 16 V - 6 A
- 15 à 32 V - 3 A
- dimensions 120 x 70 x 125 mm

sur catalogue

- alimentations d'équipements
- convertisseurs continu-continu
- alimentations de laboratoires

ou spécifiques

- informatique et micro-informatique
- téléphonie publique et privée
- militaire et aérospatial

AEA

29, av. Carnot 91302 Massy FRANCE
Tél (6) 920 84 71 Télex TCSF 204 780 F

Vie professionnelle

IR propose une garantie pour ses MOS de puissance

IR propose désormais à certains clients aux USA une garantie pour tous ses MOS de puissance « HEXFET », garantie destinée à éliminer les contrôles d'entrée chez ses clients. IR estime en effet que ces contrôles d'entrée créent plus de pannes qu'ils n'en détectent. Si des MOS d'IR s'avèrent mauvais après montage, la société propose de payer les réparations (à concurrence de 10 000 \$ par an). Chaque dispositif devenu défectueux après fonctionnement sera payé 10 \$ au delà de 0,0019 % de défauts durant 1 000 heures à une température de jonction de 90 °C. Chaque dispositif devenu défectueux après le cycle de montage dans le système du client sera payé 1 \$. 50 \$ couvriront les frais d'envoi des dispositifs défectueux. IR envisage de proposer cette garantie à toute sa clientèle.

MEDL introduit une série de thyristors rapides

MEDL, dont les produits sont commercialisés en France par GEC Composants, vient d'introduire sur le marché plusieurs familles de thyristors rapides.

Une première famille regroupe des thyristors à amplification de gâchette : les DCR 685SE et 785SG supportent 600 V et admettent 520 A moyen pour un temps de coupure de 12 µs dans la version la plus rapide. Ils se distinguent par leur boîtier, plus fin dans le premier cas (15 mm contre 27 mm pour un diamètre de 41,5 mm hors tout). Le DCR 486 ST supporte 1 200 V et admet 185 A et le DCR 586 ST supporte 1 500 V pour 220 A moyens. Ces deux derniers thyristors présentent un temps de coupure de 25 µs.

Une seconde famille se compose de modèles interdigités et à amplification de gâchette :

Le DCR 659 SE offre 380 A /1500 V/15 µs, le DCR 655 SE 425 A/1500 V/25 µs, le DCR 849 545 A/2 000 V/40 µs, le DCR 859 600 A/1 500 V/15 µs, le DCR 1 045 855 A/2 000 V/70 µs, le DCR 845 605 A/2 000 V/60 µs et le DCR 1 056, 1 080 A/1 200 V/25 µs.

Un autre modèle interdigité dit à amplification à la coupure, de référence DCR 1049, offre le compromis 760 A/2 000 V/50 µs.

Deux thyristors rapides classiques sont également proposés avec les compromis 440 A/500 V/12 µs pour le DCR 523 ST et 620 A/500 V/12 µs pour le DCR 603 SE.

Enfin un thyristor dit haute fréquence de référence DCR 855 admet 765 A/1 500 V. Son tq ne dépasse pas 20 µs et il fonctionne entre 50 Hz et 10 kHz.

Le thyristor au secours des lignes haute tension

Lors de la 30^{ème} session de la Conférence Internationale des Grands Réseaux (CIGRE) qui s'est tenu à Paris du 29 août au 6 septembre dernier, l'un des principaux sujets abordés a été la possibilité de réaliser des lignes 1 500 kV, problème aujourd'hui résolu techniquement mais pas encore économiquement. Cette montée en tension a été rendue possible par les thyristors avec lesquels il est possible de réaliser soit des convertisseurs pour lignes à courant continu, soit des réglages de puissance réactive pour les lignes à courant alternatif. Les responsables de la CIGRE estiment que les lignes à courant continu vont beaucoup se développer dans les années qui viennent grâce à l'indépendance des réseaux qu'ils permettent. « La fiabilité des lignes à courant continu est en effet devenue acceptable » a-t-il été souligné. En ce qui concerne les câbles haute tension, une tension alternative de 525 kV et une puissance transportée de 2 x 1 200 MW ont été cités pour la première fois pour une liaison sous-marine.

Siemens va fabriquer des MOS de puissance aux USA

Siemens installe actuellement une unité de « diffusion » de MOS de puissance aux USA qui devrait produire ses premiers lots à la fin de l'année. Cette usine est édifée sur le même site que l'unité de production de diodes, thyristors et diodes Schottky de la société. Une ligne de montage automatisée sera mise parallèlement en place.

■ *Texet* vient d'introduire aux USA une ligne de régulateurs de tension de précision 3 A en TO 220, TO 218 et TO 204.

Un très large choix de noyaux magnétiques pour alim. à découpage.



Seul Magnetics offre la Gamme Complète :				
Filter en mode commun	Filter en ligne	Transfo Driver	Transfo de Sortie	Self de Lissage
Tores Ferrite Pots Ferrite sans entrefer.	Tores en Molypermalloy. Tores haut flux. Pots ferrite à entrefer.	Tores miniatures. Tores à ruban. Ni-Fe. Tores Ferrite.	Ferrites - pots - RM - EC - Tores Tores à ruban. Ni-Fe. Tores à ruban en alliage amorphe. Circuits coupés - Ni-Fe - Alliage amorphe - Toles Ni-Fe.	Tores en Molypermalloy. Tores haut flux. Pots Ferrite à entrefer. Circuits coupés.

BFI Electronique

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

MAGNETICS
A Division of Spang and Company

CHARGES ELECTRONIQUES PROGRAMMABLES



- Test en statique ou en dynamique de sources à courant continu
- Test de bancs de batteries à courants et tensions constants
- Test de circuits de disjonction de 1,5 à 80 volts
- 400 à 4800 watts
- Affichages numériques
- Programmation par roues codeuses
- Programmation extérieure analogique de la tension et du courant
- Fabrication Française



Multisources
Electronique

(3) 044.02.44

9, Avenue des Trois-Peuples - Z.I. 78180 MONTIGNY-LE-BRETONNEUX Télax : 697071

Au Premier Plan

Les GTO de la 3^e génération
la puissance à volonté

maintenant, production en volume
- de 350 à 1.200 A pointe, commutables
- de 1.000 à 2.500 V_{DRM}
- jonctions de 24 à 44 mm
- boîtiers à vis et press-packs
nouveaux développements en cours



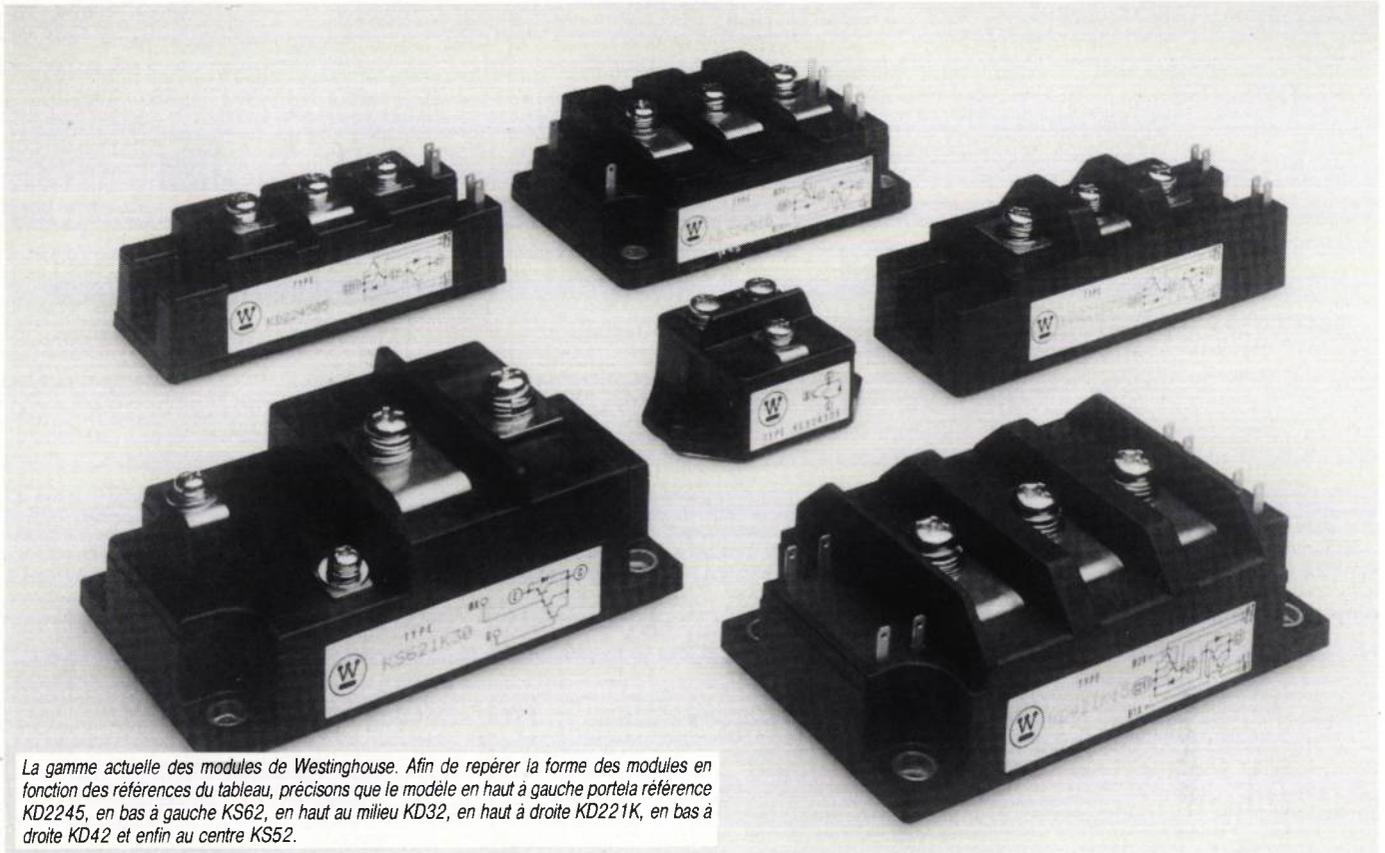
IOR

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE

17, boulevard Arago - Z.I. de Villemilan - 91320 Wissous

Tél. : (6) 920.70.50 - Télax : 600 943

CIB brgxp/bu1752



La gamme actuelle des modules de Westinghouse. Afin de repérer la forme des modules en fonction des références du tableau, précisons que le modèle en haut à gauche portera référence KD2245, en bas à gauche KS62, en haut au milieu KD32, en haut à droite KD221K, en bas à droite KD42 et enfin au centre KS52.

Westinghouse introduit une gamme de modules Darlington

Westinghouse vient d'introduire en France une gamme de modules Darlington pour commande de moteurs qui couvrent les plages d'intensité allant de 30 A à 300 A, aussi bien pour les tenues en tension $V_{CE0(sus)}$ de 450 V que de 800 V.

Pour couvrir ces plages et tenir compte du fait qu'il existe des versions simples et doubles, cinq boîtiers différents sont utilisés. Les boîtiers dits simples réunissent ainsi une puce Darlington et une puce de diode rapide en antiparallèle, et les boîtiers doubles deux puces de chaque.

Ces modules ressemblent comme deux gouttes d'eau à ceux de *Mitsubishi* : cela s'explique par le fait que les deux sociétés ont des accords croisés depuis 20 ans et que, dans ce cas précis, *Mitsubishi* a accordé une li-

cence de fabrication de ses modules à *Westinghouse*, et cela aussi bien pour les boîtiers que pour les puces.

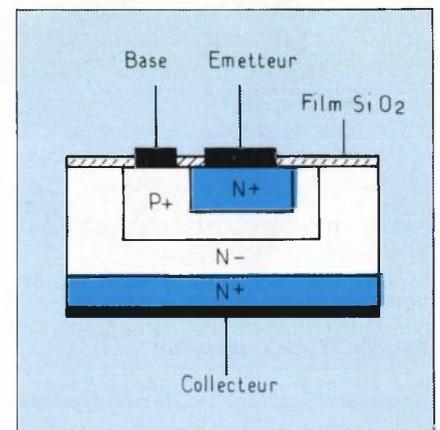
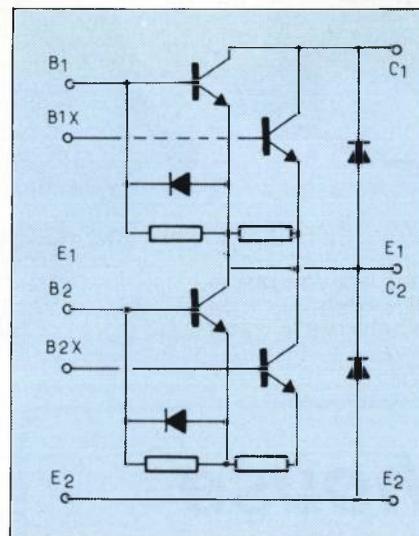
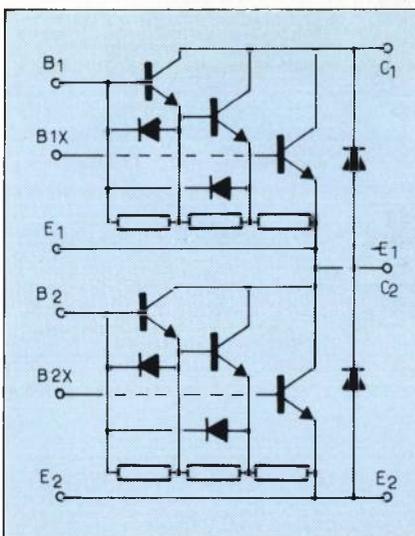
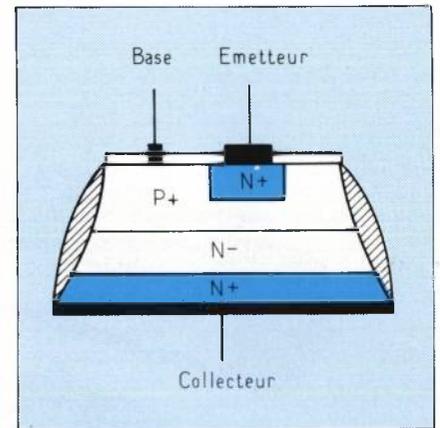
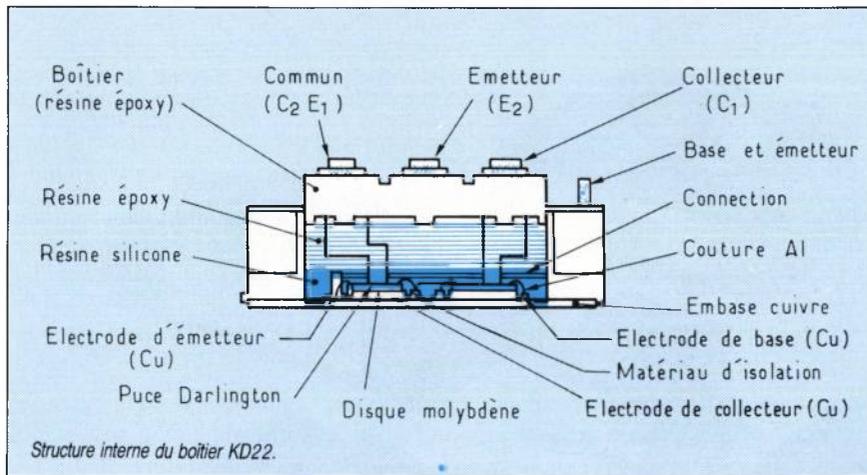
Westinghouse ne propose sous son nom et dans ce domaine que les modules qu'il fait lui-même, dans son usine américaine. La société espère ainsi proposer bientôt des nouveaux modules plus complexes, déjà proposés par *Mitsubishi*, et qui recouvrent des ponts complets à 4 et 6 branches Darlington pour commande de moteurs. Entre temps seront probablement annoncés d'autres modules à plus faible intensité

ainsi que des ponts redresseurs dans les mêmes boîtiers que ceux qui existent aujourd'hui.

En principe, les modules *Westinghouse* devraient être montés en Europe (mais probablement pas en France) avant deux ans. *Westinghouse* développe par ailleurs actuellement aux USA, toujours sous licence *Mitsubishi*, des modules GTO 100 A - 200 A - 600 A / 1200 V.

Leur fabrication devrait intervenir dans les mois qui viennent (des ventes de produits *Mitsubishi* testés par *Wes-*

Produits nouveaux



Alors que Westinghouse ne faisait appel jusqu'ici pour ses Darlingtons qu'à une technologie mesa triple diffusée (en haut) les modules, eux, incorporent des puces en technologies planar triple diffusée (en bas).

Schéma interne des Modules 800V à gauche (ici le KD221K0510 - KD421K1010) et 450V à droite (ici le KD22450510 - KD32451010). Les broches B1X et B2X ne sont accessibles à l'extérieur que sur les KD421K10 et KD324510.

Paramètres	Courant				Tension				Commutation			Thermique	
	ICsat	HFE	ICM	Ib	VCE0(sus)	VCEV	VCEsat	VBEsat	ton	ts	ta	dissipation à 25°C (W)	RTH
Références	(1)		(A)	(A)	(V)	(V)	(V)	(V)	(µs)	(µs)	(µs)		°C/W
Modèles doubles													
KD22-45-03-10	30	100	60	0,5	450	600	2	2,5	1,5	12	3	250	0,5
KD22-1K-03-10	30	100	60	1	800	1000	2,5	3,5	2,5	15	3	300	0,4
KD22-45-05-10	50	100	100	1	450	600	2	2,5	1,5	12	3	310	0,4
KD22-1K-05-10	50	100	100	1	800	1000	2,5	3,5	2,5	15	3	400	0,31
KD22-45-75-10	75	100	150	1,5	450	600	2	2,5	2,5	12	3	350	0,35
KD22-1K-75-10	75	100	150	1,5	800	1000	2,5	3,5	2,5	15	3	500	0,25
KD32-45-10-10	100	100	200	2	450	600	2	2,5	2	12	3	620	0,20
KD32-45-15-10	150	100	300	2	450	600	2	2,5	2,5	12	3	690	0,18
KD42-1K-10-10	100	100	200	2	800	1000	2,5	3,5	3	15	3	800	0,155
KD42-1K-15-10	150	100	300	2	800	1000	2,5	3,5	3	15	3	1000	0,125
Modèles simples													
KS52-45-03-10	30	100	60	0,6	450	600	2	2,5	1,5	12	3	250	0,5
KS52-45-05-10	50	100	100	1	450	600	2	2,5	1,5	12	3	310	0,4
KS22-1K-05-10	50	100	100	1	800	1000	2,5	3,5	2,5	15	3	400	0,31
KS22-45-10-10	100	100	200	2	450	600	2	2,5	2	12	3	620	0,2
KS22-1K-10-10	100	100	200	2	800	1000	2,5	3,5	3	15	3	800	0,155
KS32-45-20-10	200	100	400	4	450	600	2	2,5	2	12	3	1240	0,1
KS62-1K-20-10	200	100	400	4	800	1000	2,5	3,5	3	15	3	1560	0,08
KS62-45-30-10	300	100	600	6	450	600	2	2,5	2,5	12	3	1380	0,09
KS62-1K-30-10	300	100	600	6	800	1000	2,5	3,5	3	15	3	1980	0,063

Caractéristiques des modules de Westinghouse

tinghouse ont déjà commencé en Allemagne). Westinghouse annoncera par ailleurs lors de l'exposition *Electronica* à Munich en novembre des GTO de grande puissance 2500 V/1000 A et 1400 A qui seront échantillonnés en 1985 et qui résultent d'un développement propre de la société.

Jusqu'à 800 V/300 A

Les modules complexes annoncés aujourd'hui répondent à l'évolution logique du « packaging » de l'électronique de puissance (cf EP n°4 page 16). La première étape dans ce domaine avait été l'apparition de modules simples type Isotop (*Thomson CSF*), *Semikron*, et *Motorola* ces dernières années. La seconde qui a été amorcée par les japonais *Mitsubishi*, *Toshiba*, *Fuji*, est celle des modules complexes disponibles dans une large plage de puissance et de configurations. Dans le monde occidental, seule la société française *Power Compact* (cf EP n°2 page 12) avait su jusqu'ici prendre le train en marche, il y a plus d'un an, dans des puissances plus faibles toutefois que celles proposées au Japon, et à une échelle de société naissante. *Westinghouse* profite aujourd'hui de ses liens avec *Mitsubishi* pour s'attacher à un marché sur lequel la société n'était que moyennement présente.

Les puces des modules de *Westinghouse* font appel à une technologie planar triple diffusée et non à la technologie mesa triple diffusée utilisée jusqu'ici par la société dans ses semiconducteurs discrets. (fig. 4).

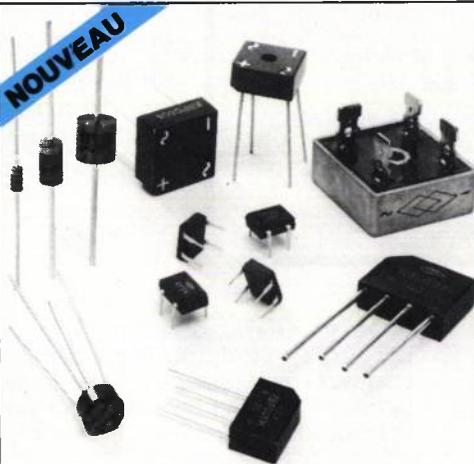
Les Darlington supportant 800 V font appel à trois transistors alors que les Darlington 450 V se contentent des deux transistors classiques (fig. 3). Ce principe permet de garantir un gain supérieur à 75 pour une tension de saturation de 2 V. *Westinghouse* souligne une « RBSOA » de 150 A/1000 V par exemple pour le module 300 A/1000 V en V_{CEV} . Tous les boîtiers sont isolés. Regrettons qu'une normalisation n'apparaissent toujours pas dans le domaine des modules même, semble-t-il, entre japonais.

JP Della Mussia



présente :

DIODES ET PONTS



- Diodes 1 à 3A en DO41, DO15, DO201.
- Ponts 1 à 25A Boîtiers ROND, DIL, PLAT, CARRÉ.
- Tension de 50 à 1000 volts
- Jonctions passivées verre
- Versions standard et rapides.
- Prix et délais compétitifs.

UNE NOUVELLE SOURCE

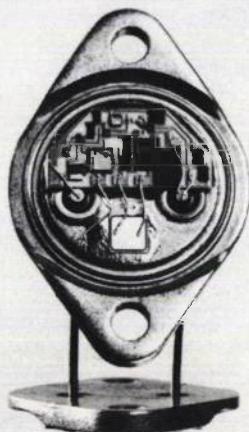


C.P.E. · BP n° 1 · 78420 Carrières/S. tél. (3) 947 41 40



présente :

RÉGULATEURS DE TENSION



- Fixes et ajustables.
- Technologie hybride.
- Boîtier T03.
- Entrée jusqu'à 65 V.
- Sortie jusqu'à 20 A.
- Séries industrielle ou militaire (883B).
- Produits à la demande.

mii > MICROPAC INDUSTRIES

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

Une évolution due au savoir faire

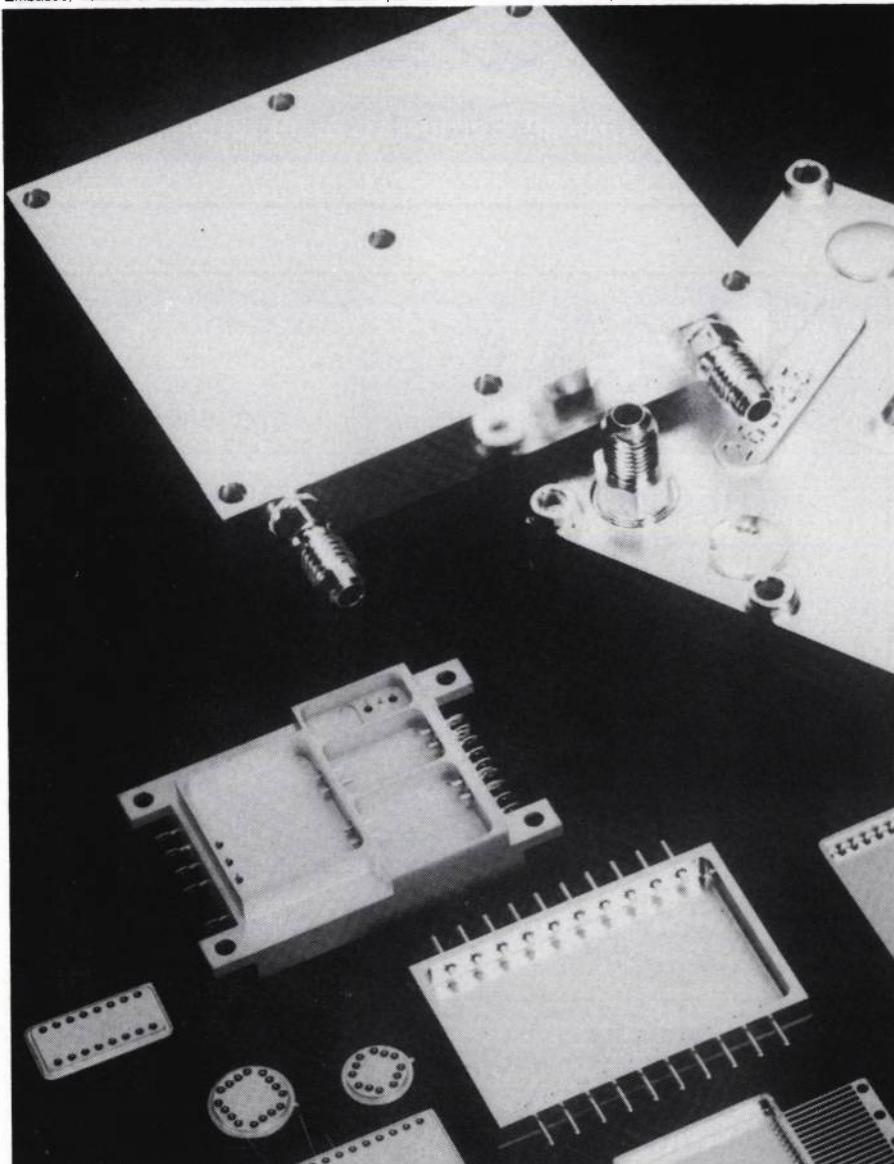
Parti d'une vocation initiale de fabricant d'embases de transistors et de relais, le département boîtiers pour électronique de Thomson composants, grâce au savoir faire ainsi acquis a pu évoluer vers une génération de produits plus nobles pour lesquels il détient un leadership au niveau mondial.

Crée en 1971, l'unité de fabrication de Bollène avait à son origine pour mission essentielle la fabrication d'embases de transistors et de traversées hermétiques de relais.

Ces traversées, dont l'isolant est en verre fritté, soudé ou fretté sur des embases métalliques, ont nécessité tant sur le plan des connaissances que des moyens mis en œuvre, une maîtrise

totale des traitements chimiques, thermiques et électrolytiques. Cette maîtrise technologique affinée grâce à la production de masse (40 millions d'embases TO18 et TO5 par mois), imposée par le développement des semiconducteurs, a rapidement permis de limiter les taux de déchets à quelques pour cent. En 1980, face à la concurrence du « far east » dans ce domaine, la production a été réorientée vers des produits plus nobles tels que les embases multipassages (TO99 et TO100), les embases de quartz miniature pour horlogerie, et la demande se développant, les boîtiers pour microélectronique hybride et circuits hybrides de puissance.

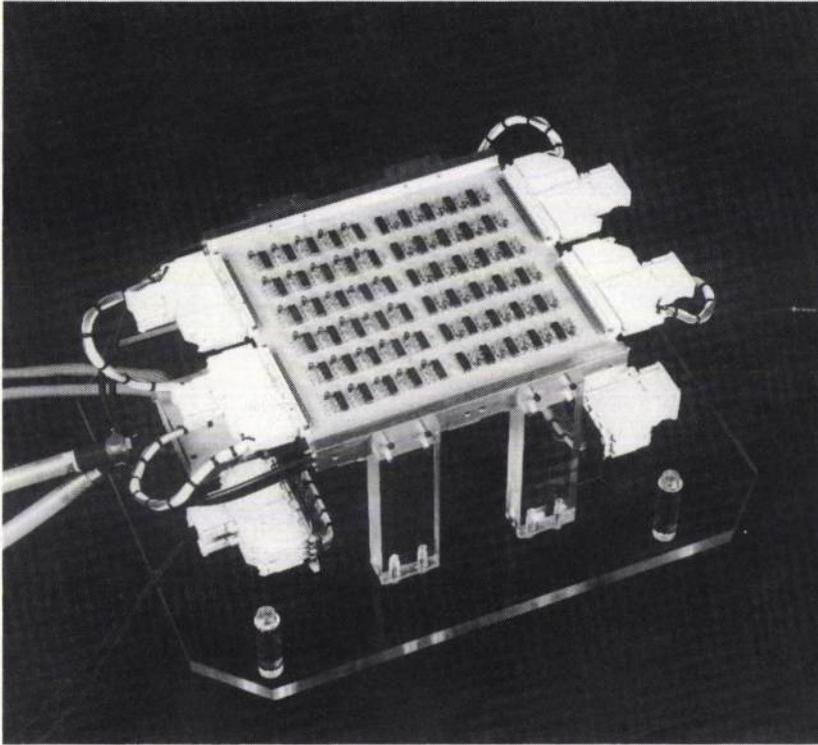
Embases, boîtiers et Transcal nécessitent la maîtrise parfaite des traitements thermiques.



Le bien fondé de cette orientation a été confirmé par l'évolution du chiffre d'affaires en augmentation de 57 % de 1982 à 1983 avec 37 % réalisés à l'exportations dont 60 % vers les USA, pour des clients tels que *Motorola* (France et USA), *NS* (USA et Asie), *SGS*, *Telefunken*, *Plessey*, *Tokeda*, *Fujitsu*, *New-JRC* etc. Ajoutons que la valeur ajoutée s'est également améliorée de façon significative.

Plus récemment, et faisant toujours appel au même savoir faire, le département a été amené à s'intéresser à des dispositifs de refroidissement de composants et d'équipements, par circulation de fluide caloporteur (voir article dans ce numéro). En effet, avec l'augmentation du taux d'intégration croissant, dans des volumes de plus en plus restreints, les systèmes électroniques doivent dissiper des puissances élevées et ne peuvent plus dans bien des cas se satisfaire d'un refroidissement par convection libre ou forcée. Ces nouveaux dispositifs appelés « Transcal », développer à partir du cahier des charges des utilisateurs, ont déjà trouvé des applications chez les utilisateurs les plus exigeants tels que *IBM*, *Honeywell*, *Sperry Univac* et *Thomson*.

E.C.



Carte MIC PAC avec son environnement lors des tests. On aperçoit les connecteurs thermiques sur deux côtés opposés.

Premiers circuits imprimés sur âme métallique pour fortes dissipations

Les essais de circuits imprimés à forte dissipation sont nombreux dans les laboratoires ; des productions spécifiques sont même déjà en cours dans certains grands groupes. Mais jusqu'ici, aucun fabricant de circuit imprimé à la demande ne proposait ce type de substrat. Or, depuis un an, Socapex commercialise un circuit imprimé appelé MIC PAC qui n'a peut-être pas les performances de certains substrats avancés tels que ceux décrits dans E.P. n° 4 mais qui a l'avantage d'être disponible sur le marché et à un prix raisonnable puisqu'il ne dépasse pas celui d'un circuit multicouche 4 couches. Socapex a mené récemment des études comparatives détaillées, à la demande du CNET, sur les performances de différents substrats. Nous fournissons dans les lignes qui suivent certains résultats portant sur le verre époxy et le MIC PAC. Nous verrons qu'un composant peut dissiper près de trois fois plus sur le second que sur le premier.

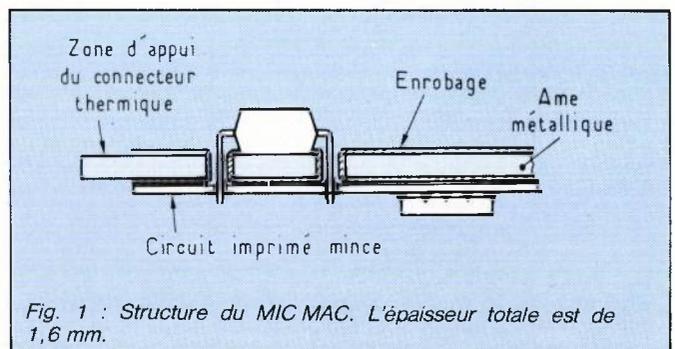
Le MIC PAC standard se compose d'un circuit imprimé mince, double face à trous métallisés rapporté sur une âme métallique totalement ou partiellement enrobée (fig. 1).

Ce circuit a été conçu à l'origine non seulement pour évacuer la chaleur dissipée par les composants mais également pour offrir une grande densité d'interconnexion. De ce fait, le diamètre des trous d'interconnexion est de 0,3 mm, celui des pastilles de 0,7 mm, et les pistes ne mesurent que 170 µm (classe IVUTE).

Ce circuit peut être utilisé tel ou être muni de connecteurs thermiques. Dans le cas d'un circuit rectangulaire, il est alors aisé de prévoir deux connecteurs électriques sur deux côtés opposés et deux connecteurs thermiques sur les deux autres. Dans ce cas, un refroidissement par eau des connecteurs thermiques se révèle efficace.

Socapex s'est livré à une série de tests comparatifs sur différents types de substrat. Nous retiendrons les résultats portant sur une carte imprimée en verre époxy de 1,6 mm

d'épaisseur et un MIC PAC A5 de la même épaisseur (avec un drain thermique de 1 mm). Le format des cartes était de 234 × 259 mm² (6 dm²).



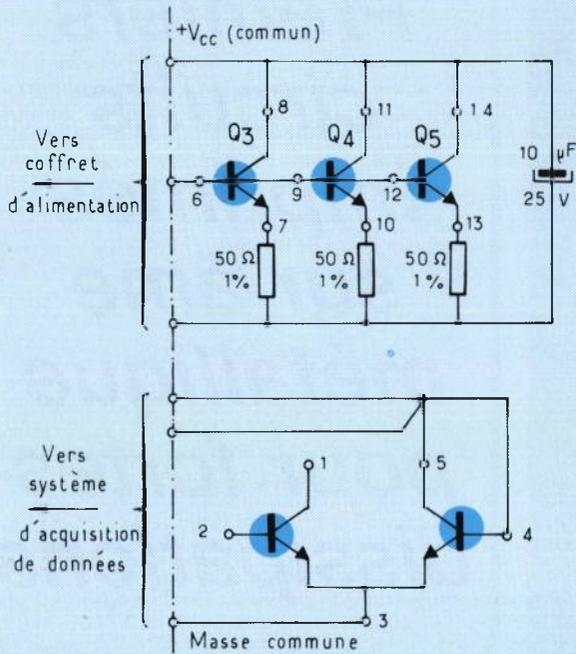


Fig. 2 : Les circuits intégrés utilisés pour les tests ont servi à la fois de source de chaleur et de détecteur de température.

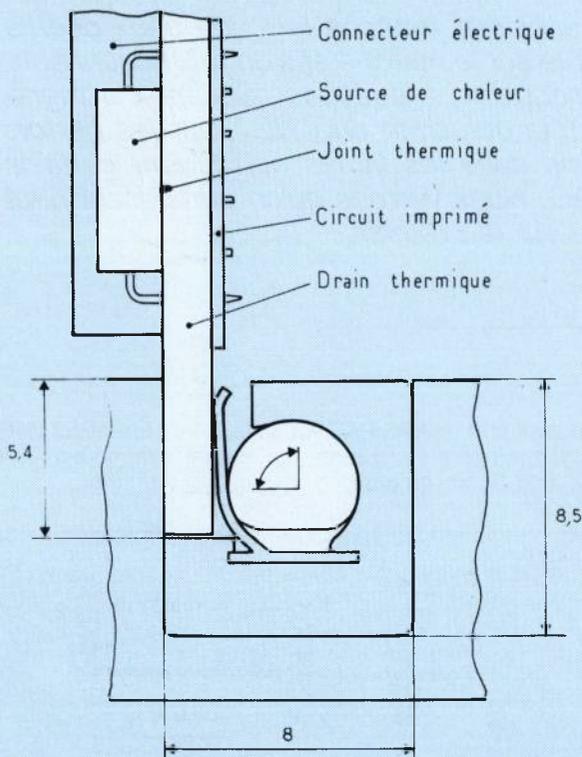
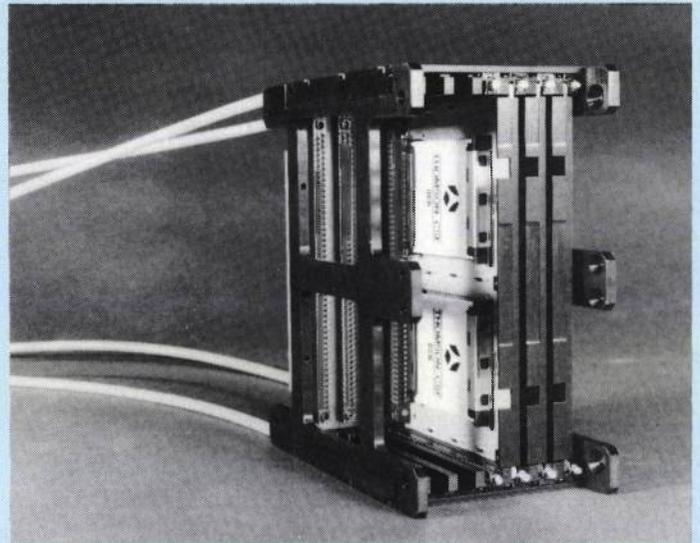


Fig. 3 : Le connecteur thermique du MIC PAC fait appel à une came assurant la pression nécessaire à un couplage thermique correct.



Back 1/2 ATR équipé de cartes MIC PAC, connecteurs thermiques et connecteurs HE8 96 contacts.

		Echauffement par rapport à la température ambiante (°C) sans connecteur thermique							
P _i totale (W)	Circuit	Pastilles des boîtiers DIL céramiques				Substrat			
		ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient	ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient
27,5	époxy	64,9	53,2	60,7	10,0	34,9	25,4	32,1	7,9
	MICPAC	41,4	36,2	39,4	4,8	26,2	22,4	24,5	3,6
30,2	MICPAC	45,0	39,2	42,7	5,3	27,6	23,5	25,9	3,8
43,5	MICPAC	62,3	54,4	59,0	7,3	36,2	30,4	33,9	5,3
44,0	MICPAC	62,9	54,6	59,5	7,5	36,5	30,7	34,0	5,5
44,2	MICPAC	63,5	54,8	60,0	7,8	37,0	31,0	34,6	5,6
45,7	MICPAC	65,2	56,9	61,8	7,7	37,9	31,9	35,3	5,7

Fig. 4. Sans refroidissement, 45,7 W ont pu être dissipés dans le MIC PAC avant que la température d'un composant atteigne 65°C alors que ce résultat a été obtenu dès 27,5 W sur verre époxy.

		Echauffement par rapport à la température ambiante (°C) avec connecteurs thermiques à circulation d'eau T _{eau} = T _{amb}							
P _i totale (W)	Carte	Pastilles des boîtiers DIL céramiques				Substrat			
		ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient	ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient
27,6	époxy	65,0	53,5	60,7	9,8	34,4	25,5	31,9	7,6
	MICPAC	30,4	21,6	26,5	8,4	15,2	7,2	11,6	7,8
30,3	MICPAC	33,4	23,8	29,1	9,2	16,6	7,9	12,6	8,5
48,0	MICPAC	52,2	37,5	45,6	14,1	24,3	11,3	18,4	12,7
56,6	MICPAC	61,4	43,9	53,7	16,4	27,9	13,0	21,1	14,6
60,1	MICPAC	65,0	46,8	57,0	17,3	29,3	13,3	22,2	15,5

Fig. 5. Avec refroidissement par de l'eau à température ambiante, 60 W ont pu être dissipés dans le MIC PAC avant que la température d'un composant atteigne 65°C alors que ce résultat a été obtenu dès 27,6 W sur verre époxy.

Echauffement par rapport à la température ambiante (°C) avec connecteurs thermiques à circulation d'eau											
Tamb-Teau (°C)	Puiss. maximale (W)	Carte	Pastilles des boîtiers DIL céramiques				Substrat				
			ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient	ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient	
0	27,6 60,1	époxy MICPAC	65,0 65,0	53,5 46,8	60,7 57,0	9,8 17,3	34,4 29,3	25,5 13,3	31,9 22,2	7,6 15,5	
8	27,7 64,1	époxy MICPAC	65,0 65,0	52,3 43,5	60,4 55,6	10,5 20,3	34,6 26,9	23,5 8,1	31,4 18,5	8,8 18,3	

Fig. 6. De l'eau refroidie de 8°C permet de gagner 10 % sur le pouvoir de dissipation du MIC PAC.

PUISSANCE W	CONFIGURATION	CONVECTION NATURELLE	RAYONNEMENT vers le bas	RAYONNEMENT vers le haut	CONDUCTION PAR CONNECTEURS ELECTRIQUES	CONDUCTION PAR CONNECTEURS THERMIQUES
43,5	sans refroidissement	30,9 %	18,9 %	20,9 %	29,3 %	
60,1	eau à l'ambiante	12,3 %	5,6 %	8,7 %	10,6 %	62,8 %
64,1	eau à 8°C en dessous de l'ambiante	9,5 %	3,5 %	6,6 %	6,8 %	73,6 %

Fig. 7. Répartition de la dissipation thermique du MIC PAC.

Echauffement par rapport à la température ambiante (°C) sans connecteur thermique											
P totale (W)	ΔPc (W)	Carte	Pastilles des boîtiers DIL céramiques				Substrat				
			ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient	ΔT maxi	ΔT mini	ΔT moy.	gradient	
10	0	époxy MICPAC nu	25,7 16,1	20,5 14,1	23,8 15,3	4,4 1,8	13,7 10,5	11,4 9,0	12,9 9,9	2,1 1,4	
11,4	1,4	époxy MICPAC nu	65,1 30,1	20,5 14,9	26,9 17,3	42,2 14,8	25,0 12,9	11,8 10,0	14,6 11,2	12,4 2,8	
14,6	4,6	MICPAC nu	65,0	16,7	22,0	47,4	18,6	11,8	14,2	6,3	
15,2	5,2	MICPAC refroidi par eau	64,8	9,1	15,7	54,8	13,7	4	7,5	9,2	

Fig. 8. ΔPc représente une augmentation de puissance localisée uniquement sur les quatre boîtiers centraux. Les 65°C sont alors vite atteints sur ces boîtiers. Un refroidissement par eau n'améliore guère les performances, du moins avec la dimension des circuits testés.

60 circuits dissipateurs-détecteurs

Chaque carte a été équipée pour les tests de soixante circuits DIL céramiques quatorze broches (des tests n'ont pas été faits avec des DIL plastiques) CA 3046, cinquante-quatre diodes 1N4148 et cent huit résistances répartis uniformément sur les cartes. Le CA 3046 se compose de trois transistors discrets utilisés dans les tests pour le chauffage et de deux transistors équilibrés utilisés comme détecteur de température des circuits (fig. 2). Les diodes 1N4148 ont été utilisées comme capteurs de température du substrat.

Les connecteurs thermiques réalisent le contact thermique par rotation d'une came (fig. 3). Chaque connecteur est prévu pour être refroidi par circulation d'eau.

Trois types d'essais ont été menés :

- sans connecteur thermique ;
- avec deux connecteurs thermiques parcourus par de l'eau à la température ambiante ;
- avec deux connecteurs thermiques parcourus par de l'eau 8°C plus froide que la température ambiante.

Dans chaque cas des tests ont été menés avec une puissance dissipée uniformément répartie ou avec des points chauds pour juger du nivellement en température. On s'est

efforcé de ne jamais dépasser une augmentation de température des composants de 65°C par rapport à l'ambiante.

MIC PAC : deux fois mieux que l'époxy.

Dans le cas d'un échauffement uniforme des circuits, sans refroidissement, le circuit intégré le plus chaud a vu sa température augmenter de 65°C avec 27,5 W dissipés au total sur le verre époxy alors qu'avec le MIC PAC les 65°C ont été atteints avec 45,7 W (fig. 4). Avec refroidissement par de l'eau à température ambiante, l'écart de performance est encore plus net :

27,5 W suffisant toujours au verre époxy alors que le MICPAC admet 60 W (fig. 5), soit 4,6 W/cm² contre 10 W/dm².

Avec une eau refroidie à 8°C en dessous de l'ambiante, le gain en dissipation a atteint 10 % pour le MIC PAC (fig. 6).

Dans ce dernier cas, la chaleur évacuée par les connecteurs thermiques représente 73,6 % de l'ensemble de la chaleur dissipée (fig. 7).

Dans le cas où le surplus de puissance à dissiper est localisé sur 4 boîtiers seulement, les 65°C sont atteints avec un surplus de puissance de 50 % par rapport au niveau de 10 W (fig. 8). Si le MIC PAC est refroidi par de l'eau à l'ambiante, le résultat n'est que très que très légèrement amélioré. Notons que la conductivité thermique latérale équivalente s'est révélée être de 2,6 W/m/°C pour le verre époxy et de 143 W/m/°C pour un MIC PAC avec métal A5 (ou 80 W/m/°C pour l'AG5). Ce facteur intervient avec le couplage thermique composant-substrat dans la capacité des substrats à niveler les températures. La conductivité est toutefois tellement faible avec le verre époxy qu'un bon couplage est inutile. Ce dernier est par contre important avec le MICPAC. Sans refroidissement, un composant DIL céramique peut dissiper 0,5 W avec le verre époxy et 1,31 W avec le MIC PAC. Avec un refroidissement par eau à l'ambiante, il ne dissipe pas plus des 0,5 W précédents avec le verre époxy et 1,46 W avec le MIC PAC.

JPDM

SÉCURITÉ DE VENTILATION

une
solution

ICAN
INTERTECHNIQUE



DETECTE les interruptions de débit d'air.

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

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

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

ICAN
INTERTECHNIQUE

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

Produits nouveaux

COMPOSANTS ACTIFS

Des ponts redresseurs en boîtier DIL

EDI, représenté par *ISC France*, annonce une gamme de ponts redresseurs, la série PL caractérisée par sa présentation en boîtier DIL au format des circuits intégrés. Cette configuration permet l'utilisation de ces ponts sur les équipements d'insertion automatique, ce qui réduit considérablement le coût de la mise en œuvre.

Le courant redressé nominal est le 1 A avec une chute de tension directe maximale de 1,2 V, et un courant inverse de 5 μ A. Le courant crête admissible est de 30 A.

Des thyristors 80 A/1 200 V économiques

International Rectifier s'apprête à échantillonner une série de thyristors 80 A, 1 200 V de tension de blocage, économiques, pour les applications générales des convertisseurs.

Référencés 81 RIA et 82 RIA, ces thyristors seront offerts respectivement en boîtiers TO-94 et TO-83. Ils peuvent supporter un courant crête de 1 600 A ce qui facilite la résolution des problèmes de protection.

Des circuits hybrides de puissance pour contrôle de phase

Omnetics, représenté par *ISC France*, annonce deux circuits hybrides de puissance à trois sorties, les *Omnephase 1002* et *1004* comportant tous les composants actifs et passifs nécessaires pour avoir un système complet à contrôle de phase.

Leur bonne dissipation thermique du fait de l'existence d'un radiateur intégré et leur isolement électrique sont garantis par une construction hybride utilisant un triac protégé par passivation verre et un moulage par transfert.

Le 1002 a un VRMS de 120 V et le 1004 un VRMS de 240 V. Tous deux permettent de commander 10 A.

Ces circuits existent en deux versions mécaniques d'encombrement identique mais permettant, soit un montage avec vis sur radiateur plus impor-

tant, soit un montage directement sur un potentiomètre.

Les circuits *Omnephase* commandent la puissance fournie à la charge par l'intermédiaire de l'angle de la phase du potentiel alternatif. Deux condensateurs en parallèle permettent de réduire l'hystérésis à un maximum de 15 %.

Variateurs pour moteurs CA

Electro-Mesure commercialise en France les convertisseurs de fréquence SAMI-C de *Stromberg*.

Ces convertisseurs à GTO d'une puissance de 4 à 15 kW fournissent une alimentation sinusoïdale au moteur dont la rotation est régulière même aux basses vitesses, et le déclassement de puissance faible.

Des sécurités très complètes (y compris une protection contre les court-circuits) garantissent la sûreté de fonctionnement en milieu industriel, et la limitation d'intensité autorise des surcharges transitoires de 1,4 I_n pendant trois minutes.

Un dispositif de freinage dynamique et un circuit by pass peuvent être livrés en option.

(fig. 1)

Plus de 100 MOS de puissance canal N et P de 50 à 500 V chez RCA

La gamme de MOS de puissance de *RCA* devrait maintenant comprendre 100 modèles différents canal N et P, de 50 à 500 V et de 1 à 42 A. Parmi les produits haute tension on notera des « canal N » 450 et 500 V/10 A/0,75 Ω . A l'autre bout de la gamme, *RCA* devrait être introduit en février un modèle 60 V/42 A/0,04 Ω .

Les premiers « canal P » RFP5P12 et RP15 sont caractérisés à 5 A avec des tensions de 120 et 150 V respectivement et une résistance passante inférieure à 1 Ω .

D'autres « canal P » complémentaires aux « Canal N » existants seront introduits, *RCA* commence aussi à commercialiser des versions haute fiabilité selon les spécifications JANTX.

Circuits de commande de MOS de puissance

Teledyne Semiconductor, représenté par *Tekelec*, propose des circuits de commande de MOS de puissance en technologie CMOS, les TSC

426/427/428. Chacun de ces circuits en boîtier mini dip, comprend deux commandes distinctes dont le niveau de sortie peut atteindre la valeur de la tension d'alimentation moins 25 mV.

Ces sorties, basse impédance, peuvent commander des charges de 1 000 pF sous 18 V en 30 ns. Le courant crête peut atteindre 1,5 A.

Les différents modèles se caractérisent par des sorties :

- inversées pour le modèle TSC 426 ;
- non inversées pour le modèle TSC 427 ;
- aux deux polarités pour le modèle TSC 428.

Transistors 600 A

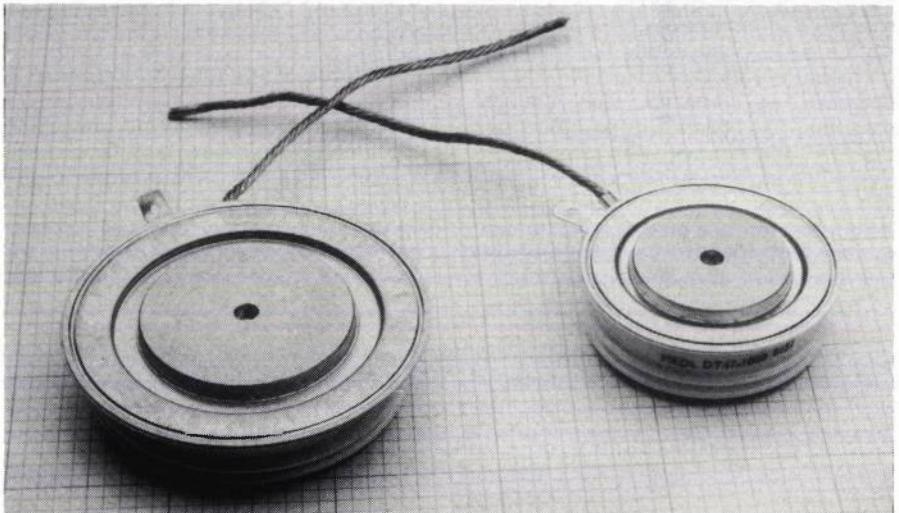
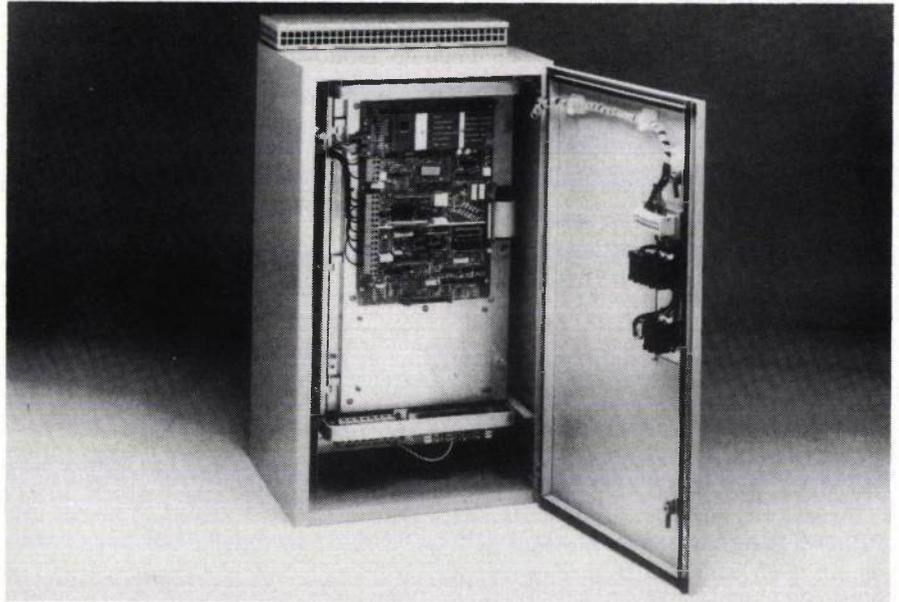
MEDL représenté par GEC composants élargit sa gamme de transistors forts courants de la série DT, qui comprend maintenant treize produits.

Cette série utilise des boîtiers slim pack de deux dimensions différentes selon les modèles.

Caractérisée par une tension de saturation $< 0,5$ V au courant nominal et une vitesse de commutation élevée, la série DT est particulièrement adaptée aux circuits de commutation forte puissance dont la fréquence de fonctionnement peut atteindre 100 kHz.

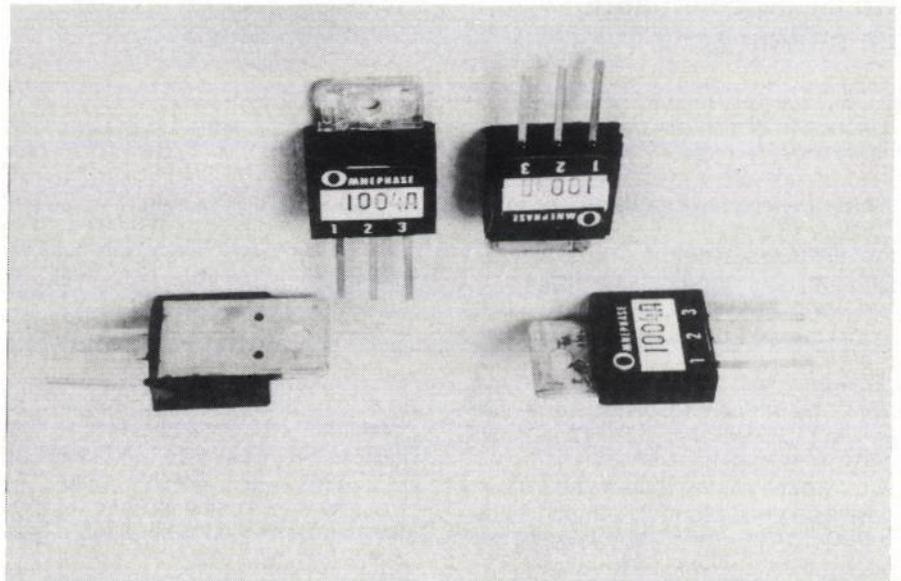
Le boîtier slim pack dont l'impédance thermique est inférieure à $0,05$ °C/W, peut être refroidi par ses deux faces et dissiper jusqu'à 2 000 kW.

La gamme de tension couverte par ces produits est comprise entre 300 et 1 050 V_{ce} et 275 à 850 V_{ce} (sus). Le gain minimum h_{fe} est de 1 à 7 de 100 à 400 A (V_{ce} = 2 V) selon les types, et le courant en régime permanent peut atteindre 600 A. (fig. 2)



Circuits de contrôle de phase 10 A

Omnetics, représenté par ISC France, annonce deux circuits hybrides de puissance à trois sorties : les Omnephase 1002 et 1004. Ces circuits comportent tous les composants actifs et passifs nécessaires à la constitution d'un système complet à contrôle de phase permettant de commander 10 A sous 120 V RMS pour le 1002 et 240 V RMS pour le 1004. (fig. 3)



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

Produits nouveaux

Transistor 1 500 V crête/9 A

Philips/RTC vient d'introduire sous la référence BU 808 un transistor supportant des crêtes de 1 500 V et un courant de saturation de 9 A. Ce transistor, conçu pour la commande de moteurs triphasé, est une version à meilleure tenue en tension du BUX 88 de la société. Il fait appel à deux puces en boîtier TO 3 et présente un temps de descente de 0,5 μ s.

Des circuits de contrôle PWM en technologie I²L

Cherry Semiconductors, représenté par *MC Sarl*, complète sa gamme de circuits de contrôle PWM (Pulse Width Modulator) en technologie I²L par une série de modèles destinés aux convertisseurs continu-continu, aux alimentations à découpage et aux commandes de moteurs à courant continu.

Selon les versions, ces circuits présentés en boîtier DIL plastique ou CERDIP, fonctionnent de -55 °C à +125 °C avec des tensions d'alimentation de 5 à 50 Vcc. Ils peuvent alimenter directement soit un transformateur à simple enroulement ou à enroulement « push-pull », soit des transistors FET.

Parmi leurs autres caractéristiques on note : tension de référence incorporée, stabilisation en température, oscillateur interne ou entrée pour synchronisation externe, protection contre les surtensions.

Un CI de commande de moteur sans balai

LSI, représenté par *ISC France*, annonce la disponibilité d'un circuit de commande de moteur, le LS 7263.

C'est un circuit de commande de vitesse de moteur sans balai à courant continu, tel que ceux que l'on utilise sur les mémoires à disques ou à bande. Ces moteurs doivent être stabilisés avec une précision de 0,1 %. Leur inertie doit être minimale et le circuit de commande ne doit pas en avoir. Le LS 7263 est alimenté entre 10 et 28 V, ce qui correspond à l'alimentation la plus couramment utilisée pour ce type de moteur.

La version standard de ce circuit est optimisée pour des moteurs tournant à 3 600 t/min avec un quartz de 3,58 MHz. Avec un quartz de

2,6 MHz, il peut commander des moteurs tournant à 5 400 tours. Une programmation par masque permet d'obtenir des versions adaptées à d'autres charges, vitesses ou caractéristiques.

Le LS 7263 contient un détecteur de faible vitesse. De 1 100 t/min à 3 600 t/min, il échantillonne la vitesse du moteur deux fois par tour, afin de générer un couple maximal jusqu'à 3 580 t/min ce qui réduit considérablement le temps de montée en vitesse.

Le circuit réalisé en technologie PMOS à implantation ionique est présenté en boîtier DIL à 18 broches plastique ou céramique.

Une famille de diodes 35 ns/200 V

Fairchild a introduit sur le marché ses premières diodes de 35 ns jusqu'à 200 V. Ces diodes offrent une chute de tension inférieure à 0,8 V et un coefficient de progressivité du recouvrement inverse supérieur à 0,5 (*Fairchild* définit son coefficient de progressivité comme le rapport entre le temps de remontée du recouvrement et son temps de descente. Rappelons que plus ce rapport est faible et plus la diode génère de parasites).

Sont actuellement disponibles les FRP 805 à 820 (8A/TO 220), FRP 1605CC à 1620CC (2 x 8A/TO220), FRP 1605 à 1620 (16A/TO220), FRM 1605 à 1620 (16A/TO3) et FRM 3205CC à 3220CC (2 x 16A/TO3).

Circuits multitransistors

Sanken Electric, représenté par *Tradelec*, propose sur le marché français une série de boîtiers plastiques du type SIL sans radiateur contenant 3 à 4 puces indépendantes admettant chacune de 3 à 4 A et supportant de 50 à 200 V. Ces boîtiers, de référence STA, de 4 mm d'épaisseur, présentent de 8 à 10 broches. Sans radiateur, ils permettent de dissiper jusqu'à 4 W pour le STA 400 A, 3 W pour le STA 300 A et 3,4 W pour le STA 300 C. Certains boîtiers réunissent des Darlington avec diode à avalanche en antiparallèle.

Un détecteur de coupure secteur

Lambda Electronique commercialise un détecteur de coupure secteur, référencé « PFL 01 », sous forme de boîtier soudable sur circuit imprimé. Un signal logique (power fail) est fourni en cas de disparition de la tension secteur. Il peut être utilisé, selon le fabricant, pour toutes fonctions d'alarme ou de surveillance, ainsi que pour effectuer des opérations de sauvegarde de données dans les systèmes informatiques.

Diodes breakover

MEDL représenté par *GEC composants* introduit deux séries de diodes breakover : les BD1... $I_T = 1$ A, $I_{TRM} = 200$ A et, BD8... $I_T = 8$ A $I_{TRM} = 200$ A.

Les tensions d'amorçage indiquées pour les deux séries, par les suffixes 0,5...10 sont respectivement : 500, 600, 700, 890, 900, 1 000 V.

Transistor 500 A/205 V

MEDL, dont les produits sont diffusés en France par *GEC Composants*, introduit sous la référence DT 400/400 un transistor capable de commuter 500 A continu sous 350 V en V_{CEO} (sus). Ce transistor, capable de dissiper 2 000 W, présente un gain minimal de 10 et une tension de saturation de 1 V à 400 A.

Le courant redressé nominal est de 1 A avec une chute de tension directe maximale de 1,2 V, et un courant inverse de 5 μ A. Le courant crête admissible est de 30 A.

CI de commande de moteur

LSI, représenté par *ISC France*, annonce le circuit de commande de moteur LS72637 réalisé en technologie PMOS et destiné aux moteurs à courant continu sans balais.

Ce circuit assure au moyen d'un quartz extérieure la régulation en vitesse à $\pm 0,1$ %, une accélération élevée de vitesse sans dépassement, le freinage dynamique, la détection de faible vitesse, la protection en surcharge. Il fonctionne dans la plage des 10-18 V et est présenté en boîtier DIP 18 broches plastique ou céramique.

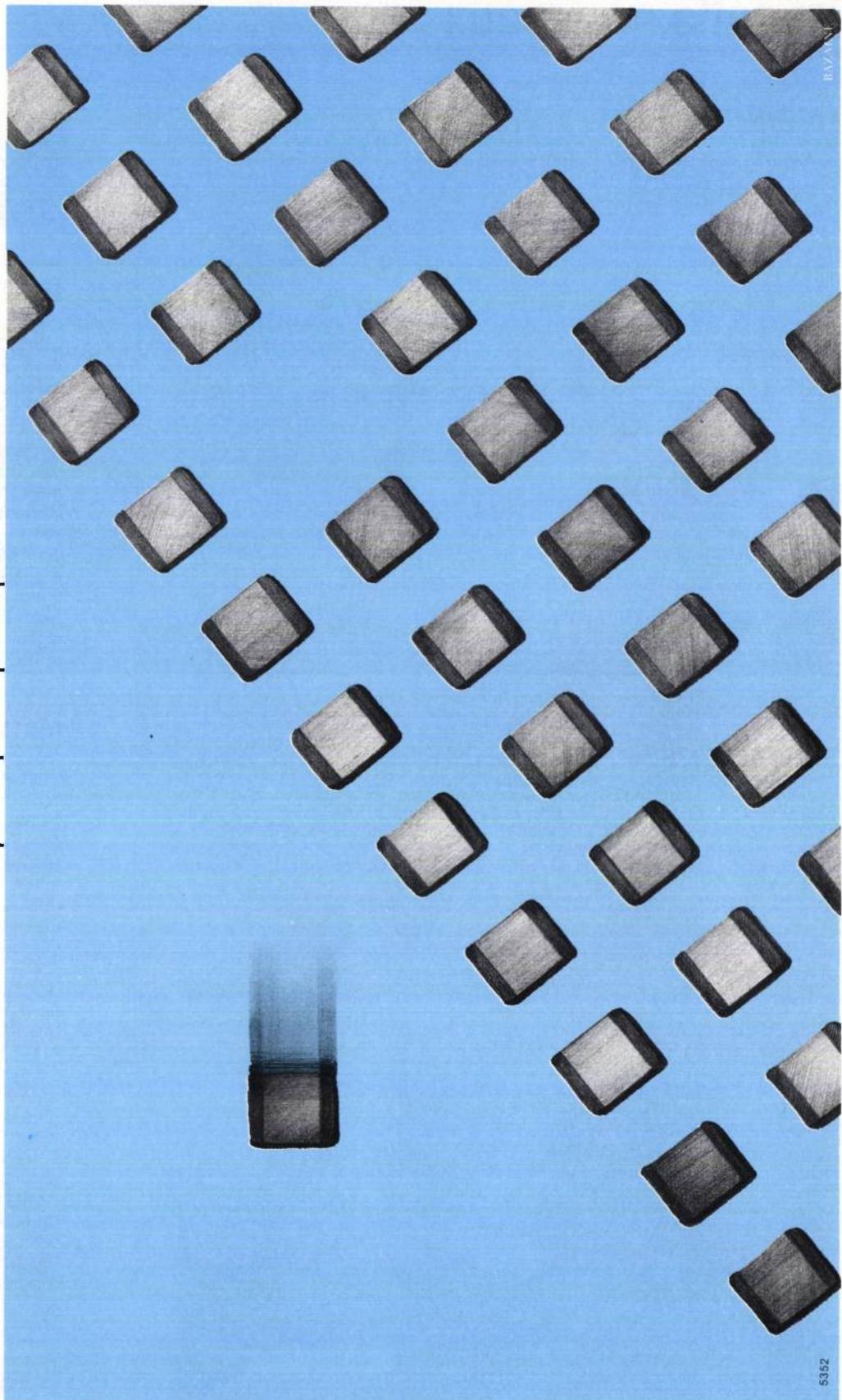
PARFAIT OU REJETÉ.

Thomson Composants utilise des technologies de pointe pour mettre à votre disposition des chips encore plus petits, encore plus performants, encore plus fiables.

Pour la qualité, la sévérité est absolue, dès le contrôle des matières premières et à toutes les étapes de fabrication, des séries de tests traquent le moindre défaut. Les quelques rares chips à ne pas être parfaits sont impitoyablement éliminés.

Les chips Thomson — céramique, tantale, RNL, livrés en vrac ou sur bande — sont prêts à valoriser vos produits dans tous les domaines : grand public, mesure, téléphonie, informatique, professionnel, etc.

LCC-CICE
50, rue Jean-Pierre Timbaud
92400 COURBEVOIE - FRANCE
Tél. (1) 768.53.00



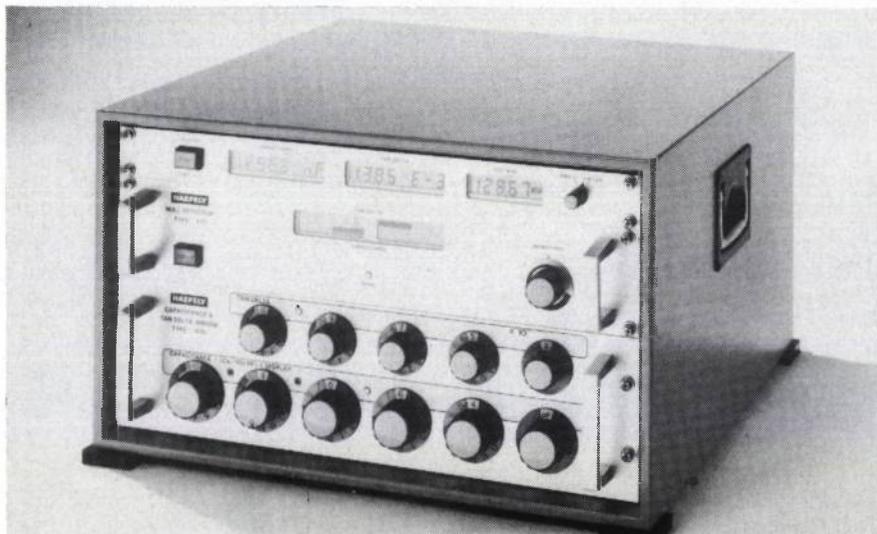
THOMSON
COMPOSANTS

COMPOSANTS PASSIFS

DISTRIBUTEURS AGREES PAR LCC EN FRANCE

13 - GEDIS Les Miralles Tél. (42) 60 01 77	13 - SRD Les Pennes Mirabeau Tél. (42) 02 91 68	21 - DOCKS ELECTRIQUES LYONNAIS Saint Apollinaire Tél. (80) 71.57.45	29 - RADIO-SELL COMPOSANTS Brest Tél. (98) 44.97.97	31 - SODIMEP Toulouse Tél. (81) 54.34.54	33 - SODIMEP Bordeaux Tél. (56) 39.93.42	35 - GEDIS Reims Tél. (99) 50.18.60	37 - GEDIS Tours Tél. (47) 41.76.46	38 - DOCKS ELECTRIQUES LYONNAIS Echirolles Tél. (76) 22.05.09	38 - GEDIS Saint Martin d'Hères Tél. (76) 51.23.32
38 - SEDRE La Tranche Tél. (76) 90.71.16	55 - DIRECT La Madeleine Tél. (20) 55.58.03	67 - SELFCD Straßburg Tél. (88) 22.08.68	69 - DOCKS ELECTRIQUES LYONNAIS Vénissieux Tél. (7) 800.86.97	69 - GEDIS Le Mulotier Tél. (7) 851.47.68	74 - DOCKS ELECTRIQUES LYONNAIS Annecy-le-Vieux Tél. (50) 23.13.29	76 - DIRECT Rouen Tél. (35) 96.40.46	78 - COPEL Buc Tél. (31) 956.10.18	92 - GEDIS Nanterre Tél. (11) 204.04.04	94 - TCC-DIS Villeneuve Tél. (1) 677.61.71

LES COMPOSANTS DU SUCCES



INSTRUMENTATION

Pont de mesure HT

HVTS-Haefely Cie Sa présente un pont pour les mesures de composants HT tels que transformateurs, câbles, etc. Ce pont permet la mesure des capacités et du facteur de perte dans un domaine de fréquence de 40 à 1000 Hz. La combinaison d'un pont de mesure à transformateur différentiel, et d'un indicateur de zéro à sélecteur de phase permet l'affichage direct de la capacité et du facteur de perte, les réglages étant par ailleurs sans influence mutuelle. En option l'appareil peut recevoir une unité d'affichage digital pourvue des interfaces RS 232 et IEC 625.

(fig. 7)

Mesure thermique

AGA Systèmes Infrarouge Sarl, propose un équipement de mesure thermique en continu. Ce profileur continu type THP 5 peut fonctionner 24 heures sur 24 et donne sans contact la température d'un objet fixe ou mobile. Le détecteur infrarouge, refroidi par effet Pelletier peut fonctionner jusqu'à 80 °C de température ambiante, et possède grande sensibilité et qualité de mesure. Sa résolution spatiale est de 5 à 7 mrad. Selon les modèles et sa précision de 1 °C dans la plage de 50 à 1 200 °C.

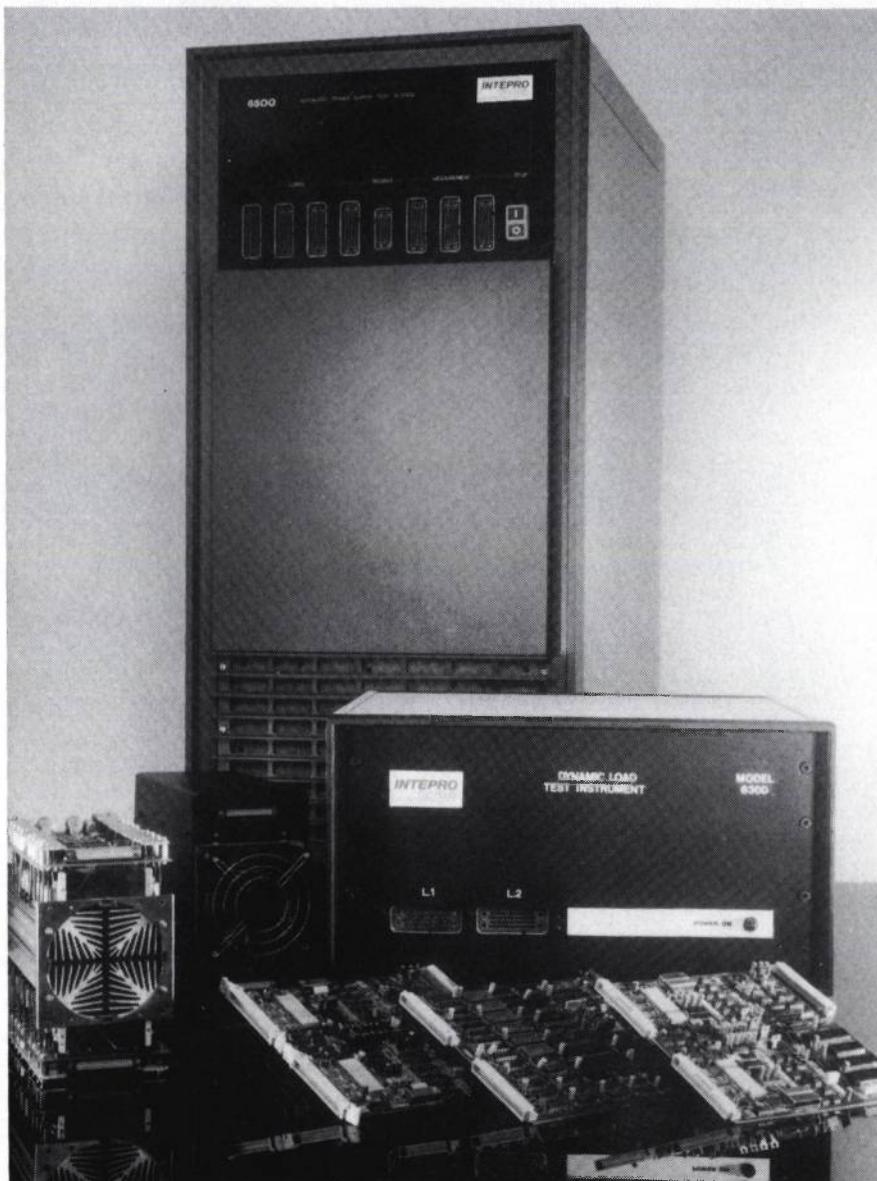
L'analyse de l'objet est réalisée par un balayage opto-mécanique à miroir tournant (fréquence 8 Hz) et l'angle de visée est de 90°.

Deux références internes connues, analysées à chaque rotation du miroir contribuent à la précision et à la fidélité de l'appareil.

Une construction modulaire par éléments interchangeable permet et une maintenance aisée.

Testeur d'alimentations

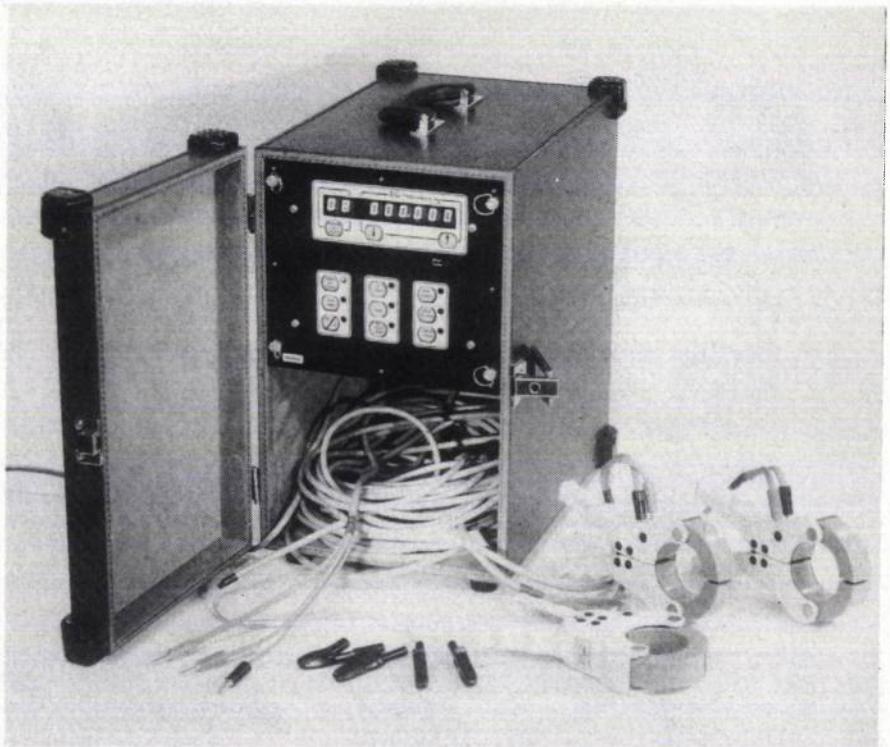
Saintel propose le testeur modulaire Interpro 6500 pour alimentations alternatif/continu ou continu/continu. Ce



testeur piloté par un microordinateur PC à travers un bus IEEE 488, en option, par une interface RS 232, est réalisé sous forme modulaire permettant à l'utilisateur une juste adaptation de l'équipement à ses besoins et une possibilité d'évolution. Les modèles suivants sont proposés : sources programmables contenant leur propre système de mesure, charges programmables contenant leur propre système de mesure, voltmètre, système de mesure, compteur, temporisateur et système de commutation.

Le logiciel Powerstar™, type menu, fourni avec l'équipement, comprend 38 tests programmés dont la sélection s'effectue à partir du clavier.

(fig. 8)



Wattmètre universel

Chauvin Arnoux commercialise sous l'appellation Multiwatt, un wattmètre à microprocesseur pour mesures sur réseau monophasé, diphasé, triphasé 3 ou 4 fils équilibré ou non. Le Multiwatt regroupe, dans un seul appareil présenté en boîtier robuste pour utilisation sur site, les fonctions : ampèremètre ; voltmètre ; wattmètre (alternatif et continu) ; varmètre ; phasemètre ; compteur d'énergie active, réactive ou continue ; calcul $\cos \varphi$ moyen d'une installation, calcul du rendement instantané et moyen des convertisseurs (continu/alternatif ou alternatif/continu).

L'utilisateur peut programmer au clavier le type de réseau et introduire les coefficients de mise à l'échelle des capteurs d'intensité (transformateurs, shunts) et de tension (transformateurs). Les mesures lues ou les sorties analogiques pour traitement extérieur tiennent compte de ces coefficients.

Enfin le Multiwatt tient compte des déphasages des transformateurs-pince fournis avec l'appareil ce qui lui assure une précision optimale sur toute son étendue de mesure.

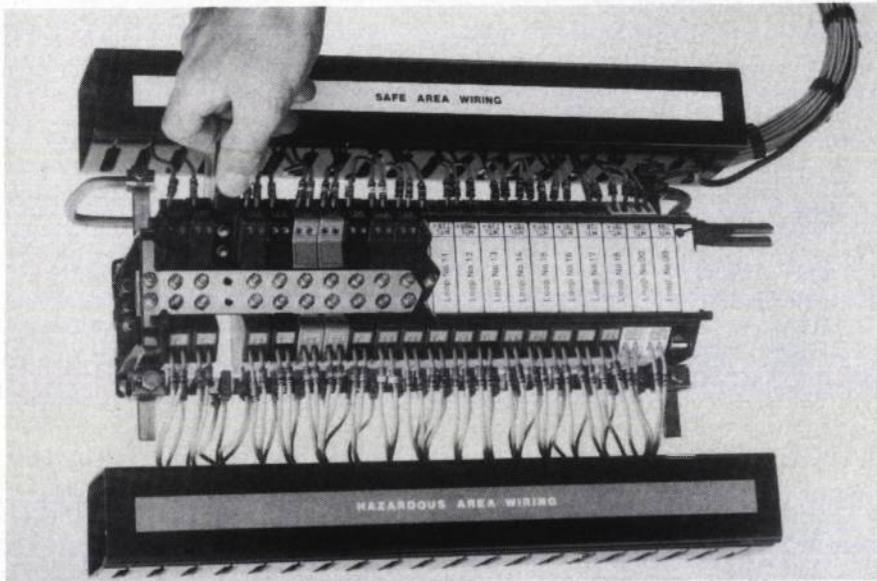
(fig. 9)



Wattmètre portatif

Chauvin et Arnoux présente un wattmètre numérique portatif peu encombrant : le Nuwatt, destiné à la mesure de puissance RMS (facteur de crête jusqu'à 3) en mono et triphasé jusqu'à

Produits nouveaux



2 kW en direct. Une gamme de transformateurs pinces permet de porter l'étendue de mesure à 2 MW.

Le domaine d'utilisation en tension, sans aucune commutation est de 10 à 440 V en monophasé et 20 à 700 V en triphasé.

Les calibres intensité sont : 0,5 et 5 A en direct, et 1 A pour l'utilisation avec transformateurs pinces.

La plage de fréquence est comprise entre 48 et 400 Hz.

Une position « loupe » permet de multiplier par 10 l'affichage assurant alors une résolution de 0,1 Watt à l'appareil.

(fig. 10)

Sondes THT

La société *Ross* propose des sondes permettant la mesure de tensions alternatives et continues dans la plage de 15 à 400 kV avec une précision de 0,1 à 5 % du continu à 1 MHz .

Ces sondes peuvent être fournies avec un multimètre digital 4 1/2 digit fonctionnant sur batterie. Une tresse de masse et des poignées isolantes, démontables assurent la sécurité du personnel. Pour des mesures de tensions plus élevées (jusqu'à 900 kV). *Ross* propose une large gamme de diviseurs.

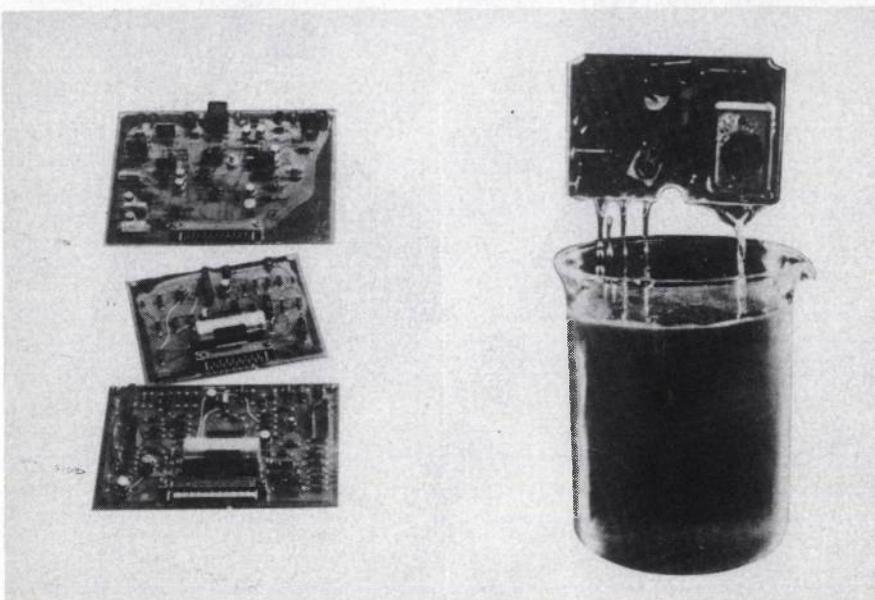


Détecteur de coupure secteur

Lambda Electronique introduit sur le marché un détecteur de coupure secteur.

Cet accessoire pour alimentation stabilisée qui se présente sous la forme d'un boîtier soudable sur circuit imprimé, fournit un signal logique (power fail) en cas de disparition de la tension secteur.

Ce signal logique peut être utilisé à la suite d'une coupure réseau pour toute fonction d'alarme et de surveillance ainsi que pour effectuer des opérations de sauvegarde des données dans les systèmes informatiques.



11
12
13

Circuit de protection

Ces circuits de protection à diode shunt proposés sous l'appellation série 700 par *Measurement Technology Ltd* sont destinés à être montés sur rails au standard DIN.

La mise à la terre est assurée avec sécurité par deux boulons sur le dessus du boîtier de protection du circuit.

Vingt et un modèles sont disponibles dont dix-neuf présentent les mêmes caractéristiques que leurs équivalents de la série 100.

(fig. 11 et 12)

ACCESSOIRES DE FABRICATION

Mousse polyéthylène antistatique

Dow Chemical, représenté par *Etienne Aubourg*, propose deux mousses de polyéthylène antistatique destinées à l'emballage et au conditionnement des produits électroniques sensibles. La surface conductrice de ces produits appelées *Ethafoam* est obtenue par l'adjonction d'un produit antistatique interne et non par l'utilisation de fibres de carbone ou de métal qui, au dire du fabricant, dans certaines conditions, peuvent créer, par électrolyse, une corrosion des métaux en contact avec le matériau.

Des pinces à dénuder automatique à main

Eraser International commercialise des pinces à dénuder à mains suivant les modèles A, B, D et F, automatiques, utilisables pour des fils, des coaxiaux et des câbles multiconducteurs. Un réglage de longueur de coupe est prévu dans l'équipement standard.

Tous les modèles sont identiques, sauf les lames dont les ouvertures sont différentes. Elles se changent facilement en dévissant deux vis. Elles mesurent 172 mm de long, pour un poids de 341 grammes.

Coupe Fil

La société *Tauzin* propose un appareil de coupe pour fils, câbles et câbles en nappe souple. Cet appareil comporte un système d'avance du câble avec anti-retour, un compteur de nombre de coupes et un guide câble à écartement réglable. Il peut également recevoir des accessoires de mesure de longueur. Il constitue une première étape avant l'introduction de machines entièrement automatiques.

Revêtements polyuréthanes et acryliques selon normes MIL

La société des produits *Kager* propose une gamme de revêtements à base de polyuréthane et de résines acryliques destinés à l'électronique. Ces produits peuvent être utilisés pour l'enrobage de composants ou l'imprégnation de bobinages, ils peuvent être appliqués par immersion, pulvérisation ou enduction.

Selon le fabricant ces revêtements ont d'excellentes qualités de résistance à l'hydrolyse et aux agents chimiques, de stabilité et de flexibilité, ils peuvent être collés et réparés, et une teinte fluorescente facilite le contrôle après application.

(fig. 13)

En bref

■ *Connectral* commercialise une gamme de connecteurs, série 450, disponible en quatre tailles de boîtiers métalliques ou plastiques à bague de verrouillage en alliage. Les fiches (droites ou coudées) comme les embases peuvent recevoir de 3 à 18 contacts plus masse indifféremment mâles ou femelles pour câbles de 0,13 à 16 mm² et autorisant des intensités de 10 à 63 A. Les caractéristiques électriques sont définies par la norme VDE classe C.



Etude et Fabrication

- Equipements de mesure et contrôle de semi-conducteurs
- Contacteurs statiques
- Alimentations
 - découpage
 - forte puissance HT et BT à thyristors et transistors
- Convertisseurs continu-continu
- Déclencheurs pour thyristors

Réalisations d'équipements spéciaux sur cahier des charges

ALIMENTATION STATIQUE &

asteel

EQUIPEMENT ELECTRONIQUE

83, RUE ETIENNE DOLET

94230 CACHAN

TÉLEX : 642 138 - CODE : 300

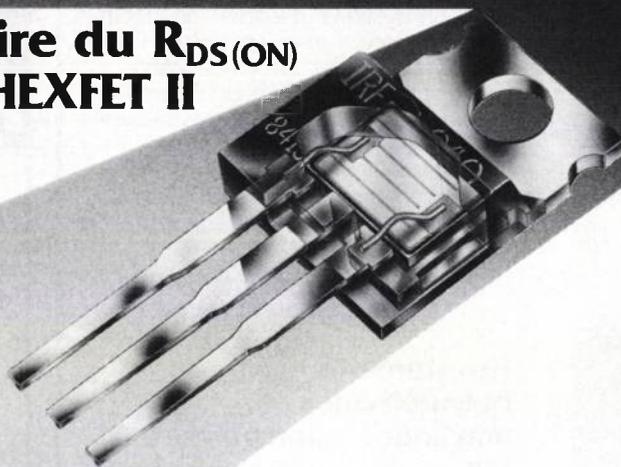
(1) 665.50.61

17 mΩ / 72 A

Baisse spectaculaire du $R_{DS(ON)}$ avec le nouveau HEXFET II

Références	$R_{DS(ON)}$
IRFZ20	100 mΩ / 15 A
IRFZ22	120 mΩ / 14 A
IRFZ30	50 mΩ / 30 A
IRFZ32	70 mΩ / 25 A
IRFZ40	28 mΩ / 51 A
IRFZ42	35 mΩ / 46 A
IRFO50	17 mΩ / 72 A

Un développement à suivre!...



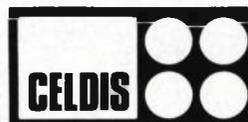
UN NOUVEAU VECTEUR DANS LA DISTRIBUTION

Nouveau catalogue HEXFET disponible

4 à 8, allée de la Vierge - Silic 561
94653 Rungis Cedex

Tél. : (1) 560.58.00 - Télex : 200 485

Nancy - Tél. : (8) 341.26.01 Lyon - Tél. : (7) 876.32.38



CELDIS-DIODE
DIVISION STC COMPOSANTS S A

RTF: TOUJOURS PRÊS



- Les hommes : RTF compte 34 ingénieurs technico-commerciaux toujours prêts à intervenir pour répondre efficacement à vos besoins en composants actifs et passifs.
- La méthode : RTF possède un équipement informatique, travaillant en temps réel, toujours prêt à informer sur le stock disponible.
 - Le stock : RTF dispose de plus de 20.000 références toujours prêtes à être livrées, parmi les marques les plus performantes du marché.
 - L'implantation : RTF près de vous grâce à ses 2.200 m² de locaux en périphérie de Paris, ses bureaux en Bretagne, dans le Sud-Ouest, et dans la région Rhône-Alpes.
- L'expérience : RTF est depuis 50 ans le professionnel sans cesse à l'affût des nouvelles techniques, et toujours prêt à "coller" à l'évolution constante et nécessaire de ce marché.



• Veuillez m'adresser gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation.
• RTF 9 rue d'Arcueil BP 78
• 94253 Gentilly CEDEX.

• Nom _____

• Adresse _____

• Code _____

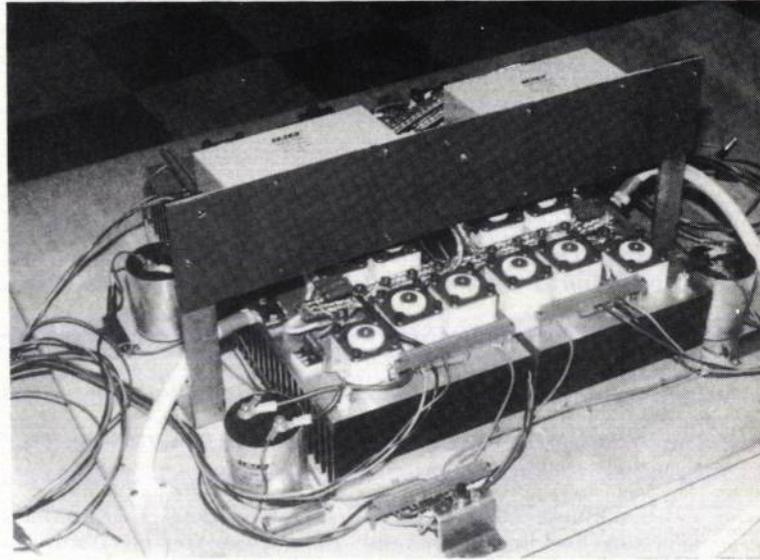
• Tél. _____

9, rue d'Arcueil BP 78 - 94253 GENTILLY CEDEX. TÉL. (1) 664.11.01. TÉLEX 201069



Le partenaire de l'innovation

Une commutation sûre dans les ponts à transistors



L'émergence des transistors et surtout des Darlington de puissance, dans les convertisseurs en pont destinés à la commande électronique des machines électriques à vitesse variable, est particulièrement spectaculaire. Les schémas de principe de ces ponts à transistors sont aujourd'hui bien connus, mais les forts gradients de courant et tension pendant les commutations et le phénomène de courant inverse peuvent nuire aux performances de ces convertisseurs.

Ces phénomènes sont analysés et des solutions permettant d'améliorer le rendement, la fiabilité et les performances dynamiques des convertisseurs transistorisés sont détaillées. De nouvelles méthodes pour la commande de base et la protection de Darlington hautes tension et forts courants sont exposées. Enfin, l'auteur donne des exemples pratiques de convertisseurs en pont dont les principes de conception conviennent à des réalisations de puissance allant de 1 à 100 kW, sous des tensions d'alimentation élevées.

Le comportement individuel d'un transistor, d'un Darlington ou d'une diode, ne présente plus guère de mystères aux yeux du concepteur averti. Il n'en est pas de même lorsque l'on considère un ensemble de composants discrets de puissance ; les interactions entre ces différents composants et surtout les interférences entre les fonctions élémentaires qu'ils assurent et la structure du convertisseur statique dont ils sont la base, n'ont pas encore livré tous leurs secrets. Ainsi, un interrupteur bidirectionnel, constitué d'un transistor (ou d'un Darlington) de puissance et d'une diode connectée en anti-parallèle entre collecteur et émetteur, est, dans les convertisseurs en pont, soumis à des phénomènes spécifiques qui peuvent devenir dangereux s'ils ne sont pas maîtrisés.

Parmi ces phénomènes, la surintensité qui traverse un transistor (ou Darlington) placé dans un bras de pont, après passage d'un courant inverse, est l'un des plus dangereux. Nous analyserons ce problème et nous montrerons des solutions pour éviter le phénomène.

Ces solutions seront illustrées par la description d'un pont en H de forte puissance, fonctionnant sous 500 V.

Les différents aspects du problème

Le courant inverse dans les transistors et Darlington de puissance

Considérons un interrupteur bidirectionnel constitué d'un transistor (ou Darlington) de puissance et d'une diode connectée en anti-parallèle. Lorsque cet interrupteur est polarisé de telle sorte que la diode soit conductrice, on constate que le courant, au lieu de ne circuler qu'à travers la diode, est en fait réparti entre la diode et le transistor (figure 1). C'est à dire,

Commutation sûre

que même avec une diode anti-parallèle, une partie du courant inverse traverse le transistor de puissance.

En effet, du fait de la conduction de la diode, l'émetteur du transistor se trouve à un potentiel environ 1,2 V plus positif que le collecteur. Or, il suffit de 0,6 V à la jonction collecteur-base pour conduire. Donc un courant circule de l'émetteur vers la base, via la résistance base-émetteur R_{BE} .

Finalement, le transistor de puissance devient conducteur et conduit un courant inverse émetteur-collecteur.

La valeur de ce courant inverse dans le transistor augmente avec la chute de tension de la diode conductrice et diminue avec la valeur de la résistance base-émetteur.

Comportement d'un transistor de puissance conduisant un courant inverse

Dans ce mode de fonctionnement, le transistor de puissance reste un transistor dont le collecteur joue le rôle d'émetteur et vice-versa, mais dont les caractéristiques sont modifiées :

- Le gain en courant d'un transistor de puissance conduisant un courant inverse est, du fait de la différence de concentration dans l'émetteur et dans le collecteur beaucoup plus faible que celui du même transistor en conduction directe.
- La tension maximale que peut supporter le transistor est limitée à quelques volts.

Mais tout comme dans le cas du fonctionnement normal, des porteurs minoritaires sont présents dans le transistor inversé ; tant que ces porteurs minoritaires n'ont pas disparu, le transistor n'a pas de pouvoir de blocage.

Fonctionnement d'un transistor (ou Darlington) de puissance ayant conduit un courant inverse, auquel une tension est réappliquée

Considérons un transistor de puissance en conduction inverse (figure 2a). Sa tension collecteur-émetteur est légèrement négative ($-V_F$). Du fait de la conduction directe de la jonction collecteur-base, une certaine quantité de charges est stockée dans cette jonction.

Si la tension collecteur-émetteur du transistor de puissance passe de $-V_F$ à la tension d'alimentation $+V_A$ (figure 2b), la jonction collecteur-base qui était conductrice est alors polarisée de telle sorte qu'elle se bloque. Pendant la commutation de cette jonction, une partie des charges stockées disparaît spontanément par recombinaison interne (liée à la durée de vie des porteurs minoritaires) ; l'autre partie, la charge recouverte, est évacuée par un courant inverse circulant dans la jonction collecteur-base.

Pendant cette phase de recouvrement, les porteurs minoritaires reviennent à la base. Ces porteurs s'ajoutent à ceux qui sont injectés dans la base par le courant qui traverse la capacité parasite de la jonction collecteur-base. Ce courant supplémentaire est dû au gradient de tension collecteur-émetteur. En fonction du circuit externe base-émetteur, la jonction base-émetteur peut donc être polarisée en direct ou non.

Ainsi, le transistor de puissance peut être sujet à une mise en conduction intempestive jusqu'à ce que tous les porteurs minoritaires stockés dans la jonction collecteur-base aient été évacués. Il est important de noter que le transistor de puissance se comporte, pendant cette période, comme un court-circuit.

Conséquences pour les applications d'électronique de puissance

Une tension positive collecteur-émetteur appliquée à un transistor conduisant un courant inverse est un phénomène qui peut se présenter dans tous les convertisseurs symétriques et tout particulièrement dans les convertisseurs en pont.

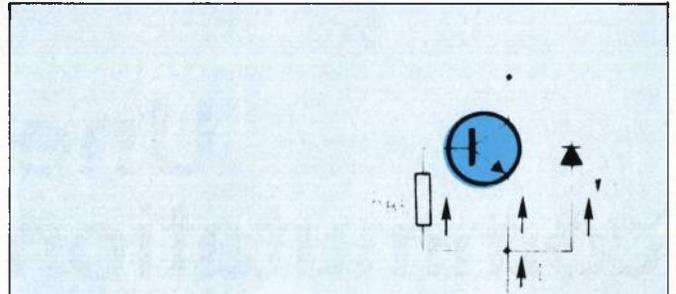


Figure 1 : Interrupteur bidirectionnel conduisant un courant inverse. Le courant inverse est réparti entre la diode, le transistor de puissance et la résistance base-émetteur R_{BE}

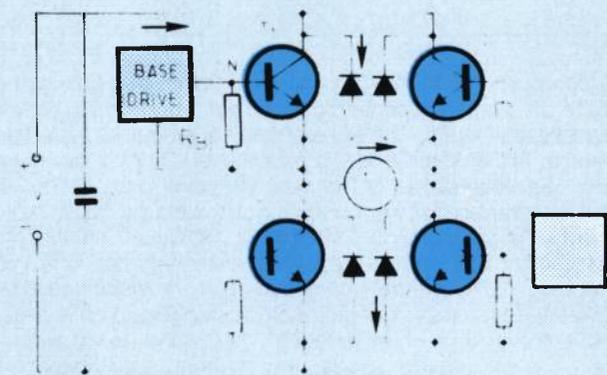
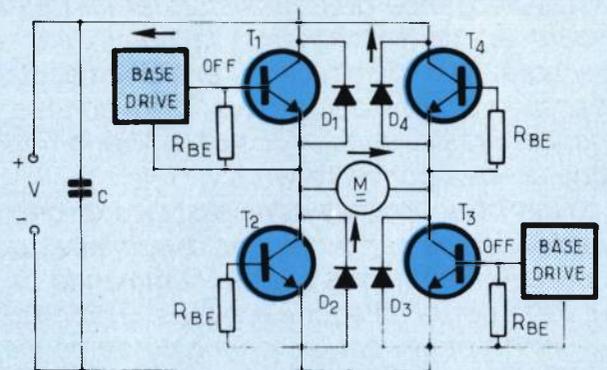
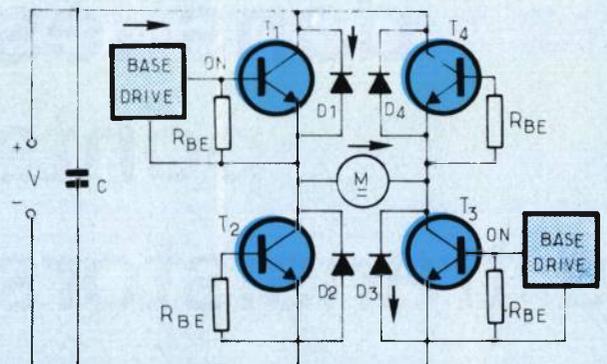


Figure 3 : Convertisseur en pont, phases de conduction

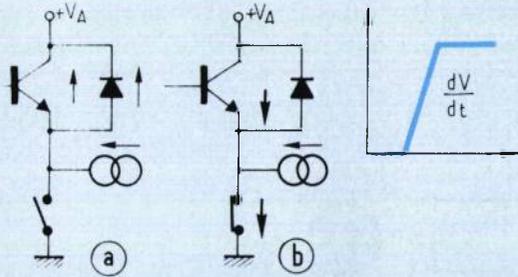


Figure 2 : Transistor de puissance en conduction inverse auquel une tension est réappliquée.

a) Le courant inverse est partagé entre la diode et le transistor de puissance.
b) Une tension positive collecteur-émetteur est appliquée à l'interrupteur bidirectionnel conduisant en inverse. Une forte surintensité traverse les commutateurs.

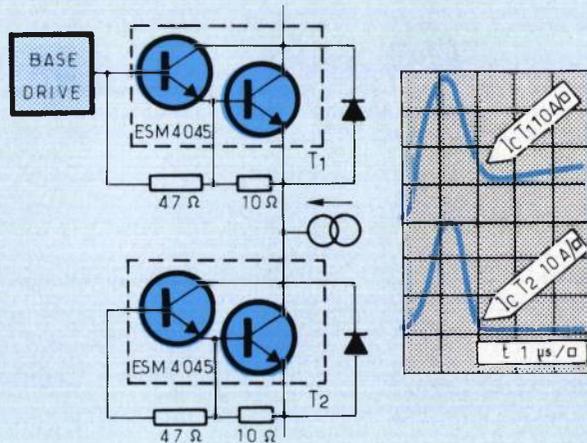
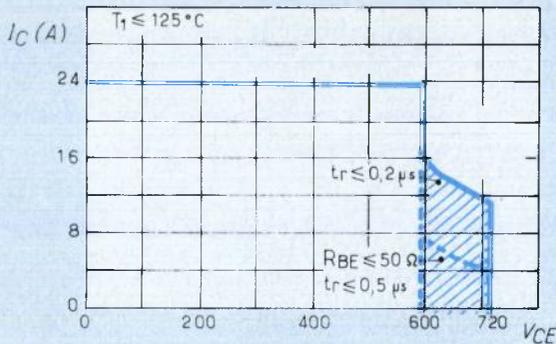


Figure 4 : Forte surintensité traversant les 2 Darlington de puissance d'un même bras. Dans notre exemple, et pour la comparaison entre les différentes méthodes de protection, les commutateurs sont des Darlington ESM 4045 en boîtier ISOTOP.



Valeurs limites absolues d'utilisation $T_{case} = 25^\circ C$

	ESM 752(V)	ESM 752A(V)	Units	
Tension collecteur-émetteur	V_{CEO}	600	700	V
Tension col-émet $V_{BE} = -3V$	V_{CEV}	900	1000	V
Tension émetteur-base	V_{EBO}	7		V
Courant collecteur $t_p \leq 10ms$	I_C	24		A
	I_{CM}	50		A
Courant base $t_p \leq 10ms$	I_{BM}	8		A
	I_{BM}	20		A
Dissipation de puissance	P_{tot}	150		W
Température de jonction max	T_J	150		$^\circ C$

Figure 5 • Une forte surintensité due à une tension réappliquée à un transistor en conduction inverse peut dépasser :

a) L'aire de sécurité FBSOA.
b) La valeur I_{CM}

La figure 3 montre le schéma de principe d'un convertisseur en pont transistorisé, auquel est connectée une charge inductive.

Les transistors T1 et T3 sont rendus simultanément conducteurs pendant une durée, et sont bloqués pendant un temps T. Les transistors T2 et T4 sont théoriquement inactifs.

Pendant la période de non conduction de T1 et T3, il ne peut y avoir de discontinuité dans le courant qui a circulé dans la charge inductive ; donc, pendant un certain temps, de l'énergie est renvoyée de la charge au condensateur d'entrée du pont, via les diodes D2 et D4. Du fait de la conduction de D2 et D4, les transistors T2 et T4 conduisent un courant inverse émetteur-collecteur.

Si les transistors T1 et T3 sont à nouveau remis en conduction, une tension est réappliquée aux transistors T2 et T4, lesquels étaient en conduction inverse. On observe alors (fig. 4) une très forte surintensité qui traverse les deux commutateurs d'un même bras, due à la conduction simultanée des deux commutateurs de chaque bras de pont.

Cette surintensité peut durer plusieurs microsecondes, c'est à dire jusqu'à ce que tous les porteurs minoritaires stockés dans T2 et T4 aient été évacués.

Cette pointe de courant n'est limitée que par le gain du transistor (ou Darlington) de puissance commandé (T1 et T3) et par sa commande de base. Mais pendant cette période, le transistor ou le Darlington n'est pas encore saturé, c'est à dire que son gain est très élevé. Cette pointe de courant à la mise en conduction augmente très sensiblement les pertes de commutation dans les commutateurs supérieurs et inférieurs et peut même endommager les composants. En effet, cette forte surintensité peut aller au-delà de l'aire de sécurité en polarisation directe (FBSOA, figure 5a) et être supérieure à la valeur spécifiée du courant collecteur maximum (I_{CM} , figure 5b).

Les méthodes de protection

On connaît un certain nombre de façons d'éviter la forte surintensité due à une tension appliquée à un Darlington ou un transistor de puissance en conduction inverse.

Connexion d'une diode en série avec le collecteur ou l'émetteur du Darlington

La diode D_s (figure 6) bloque le courant inverse à travers le Darlington de puissance, mais elle doit conduire le courant direct. Cela signifie que cette méthode est onéreuse et augmente les pertes de puissance.

Connexion de diodes Schottky en série avec les résistances base-émetteur

Cette méthode simple et attrayante (figure 7) est efficace (si l'on désire que les résistances base-émetteur jouent leur rôle), lorsque l'on utilise une diode de chute de tension directe très faible (Schottky).

Polarisation négative de la jonction base-émetteur

Une polarisation négative des jonctions base-émetteur pendant le passage du courant inverse et pendant la mise en conduction du Darlington opposé, est la meilleure solution (figure 8).

Avec une telle polarisation négative, les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont bloquées. Donc, aucune surintensité due au passage de courant inverse n'apparaît.

Commutation sûre

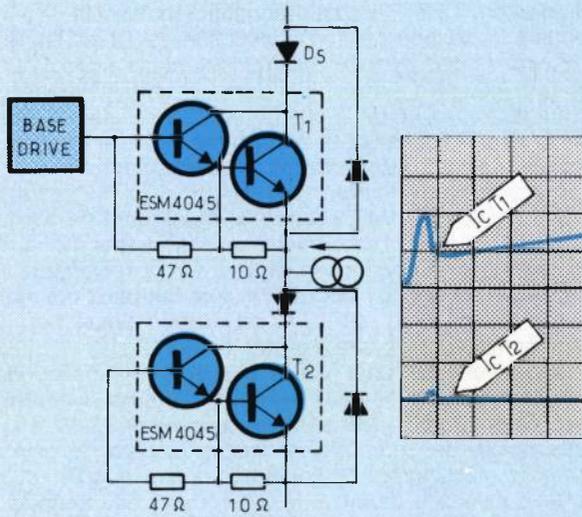


Figure 6 : Une diode en série avec le collecteur du Darlington bloque le courant inverse (mêmes échelles qu'en figure 4).

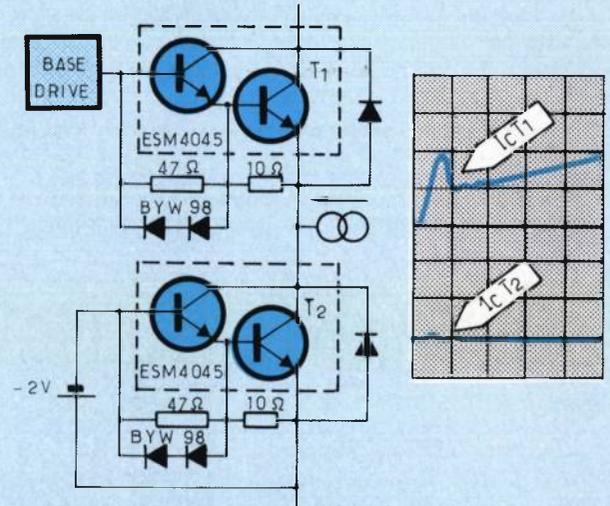


Figure 8 : La polarisation négative des jonctions base-émetteur est la meilleure solution (mêmes échelles qu'en figure 4).

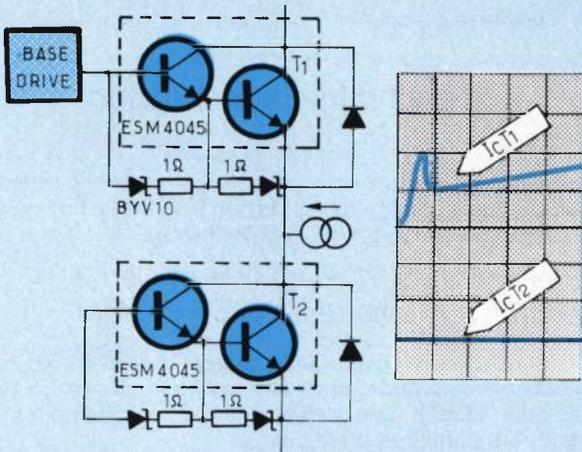


Figure 7 : Des diodes Schottky en série avec les résistances base-émetteur interdisent toute surintensité après passage de courant inverse (mêmes échelles qu'en figure 4).

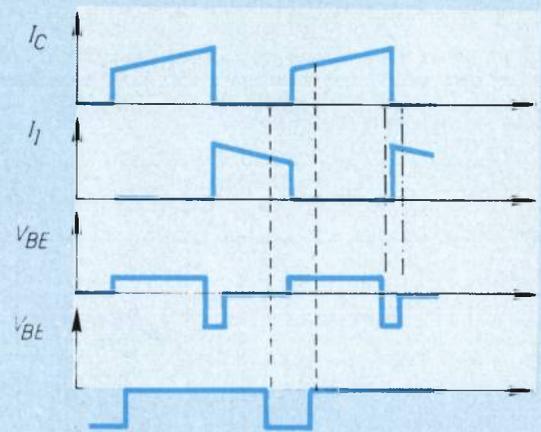


Figure 9 : Polarisation négative des jonctions base-émetteur pendant les périodes adéquates.

Polarisation négative de la jonction base-émetteur pendant les périodes adéquates

Il est intéressant de se demander à quels moments il est vraiment nécessaire d'appliquer une polarisation négative à la jonction base-émetteur.

- Pendant le turn-off, pour améliorer les temps de commutation et donc diminuer les pertes de commutation.
- Avant le turn-on du commutateur opposé du même bras, pour évacuer tous les porteurs minoritaires stockés pendant la conduction inverse.

Le fait de n'appliquer une polarisation négative que pendant

ces périodes est particulièrement intéressant pour les applications « commande de moteur », où l'on ne connaît pas le sens du courant dans le moteur, qui dépend du sens de rotations demandé à celui-ci.

Un exemple pratique de pont en H de 150 kVA

L'analyse du comportement des transistors et Darlington de puissance a montré qu'une polarisation négative fournie par la commande de base, supprime les surintensités dues au courant inverse avant réapplication de la tension.

De plus, l'emploi d'une polarisation négative réduit considérablement les pertes de commutation à l'ouverture, et élargit les aires de sécurité et de surcharge. Cette solution permet

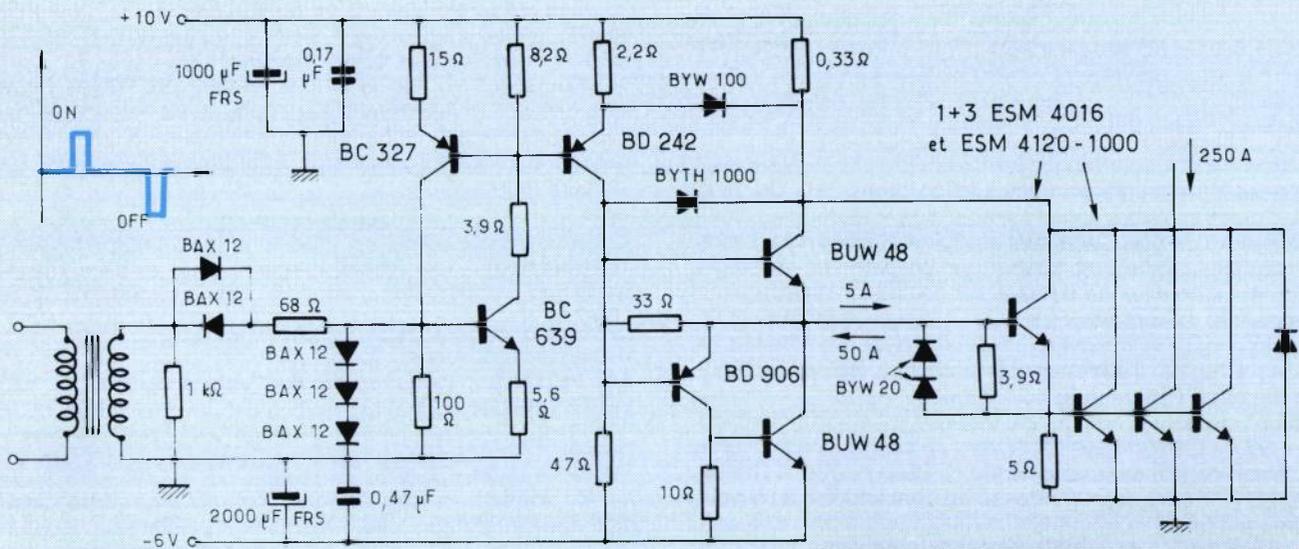


Figure 10 : L'interrupteur de puissance 250 A - 600 V et sa commande de base.

- a) Schéma du circuit.
b) Formes d'onde à la commutation à l'ouverture.

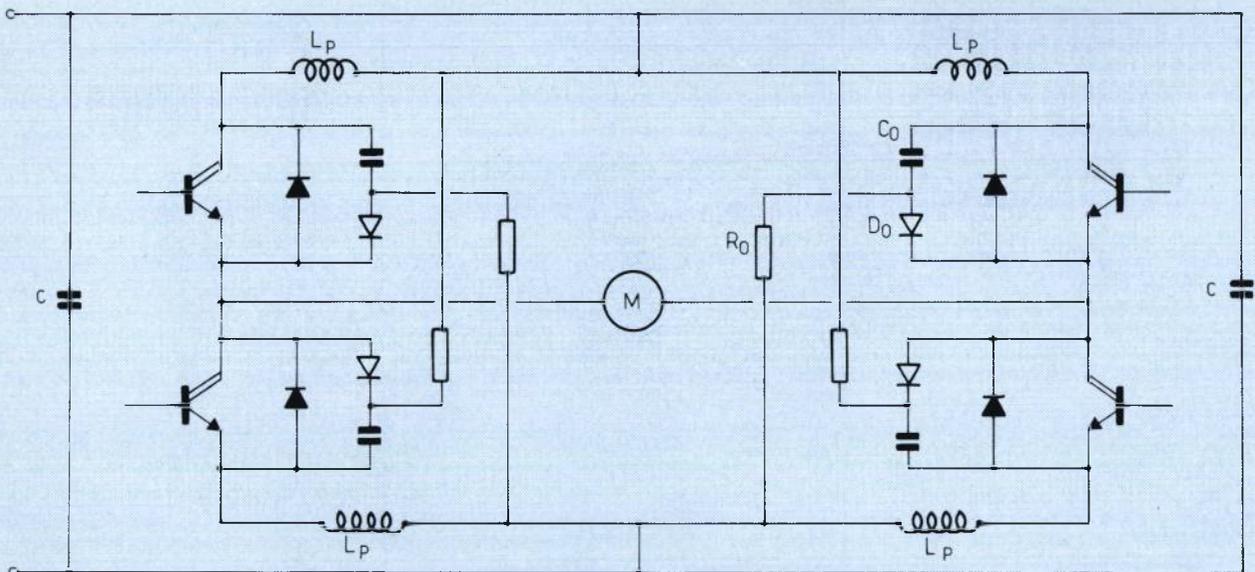
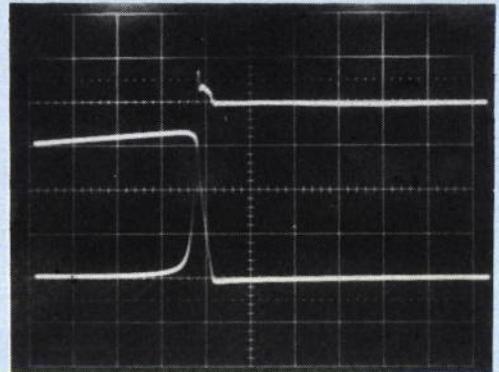


Figure 11 : Réseaux écreteurs de surtensions.

d'avoir à la fois les meilleures performances et les plus faibles pertes.

Cette remarque va trouver une illustration dans la description d'un pont de forte puissance. La figure 10a) montre le schéma d'un interrupteur de puissance dimensionné pour

bloquer 600 V et couper 250 A. Sa commande de base isolée est également décrite.

La conception de l'interrupteur est basée sur une combinaison de transistors de puissance type ESM 4016. Les principales caractéristiques de l'ESM 4016 sont :

Commutation sûre

$$V_{CEW} > 600 \text{ V}$$

$$V_{CEV} > 1000 \text{ V (} V_{BE} = -1,5 \text{ V)}$$

$$V_{CESat} < 1,5 \text{ (} I_C = 60 \text{ A, } I_B = 12 \text{ A)}$$

$$t_f < 1 \mu\text{s}$$

Les aires de sécurité en commutation permettent de faire travailler ces transistors sans réseau d'aide à la commutation. Les transistors de puissance sont associés, 3 ESM 4016 sont connectés en parallèle et pilotés par un autre en montage Darlington. La commande de base fait commuter l'interrupteur de puissance, suivant les ordres d'un simple transformateur d'impulsions pour la transmission du signal de commande et avec des tensions d'alimentations auxiliaires isolées pour la transmission de l'énergie de commande.

L'étage positif de la commande de base est autorégulant, ce qui permet de maintenir les transistors en état de quasi-saturation. L'étage négatif de la commande de base permet d'obtenir de bonnes performances en vitesse de commutation à l'ouverture (figure 10b).

Le commutateur de puissance est l'élément de base d'un pont en H de 150 KVA destiné à la commande 4 quadrants d'un moteur à courant continu (figure 11b).

De fortes vitesses de coupure du courant collecteur lors du turn-off, induisent d'importantes surtensions le long des inductances de câblage L_p .

Des réseaux écrêteurs, qu'il ne faut pas confondre avec des réseaux d'aide, sont connectés pour limiter ces surtensions appliquées aux transistors de puissance (figure 11).

Un soin tout particulier doit être accordé à la conception mécanique et au câblage de telles réalisations de puissance

afin de réduire les inductances de câblage et les capacités de couplage.

Dans les convertisseurs en pont transistorisés, des phénomènes spécifiques peuvent devenir dangereux et nuire aux performances de tels convertisseurs.

Nous avons vu que la plupart de ces problèmes peuvent être éliminés en optimisant les circuits de commande de base. Nous avons également montré que la réalisation de convertisseurs hautes performances de forte puissance en était grandement facilitée.

BIBLIOGRAPHIE

- J. REDOUTEY** — « Le courant inverse dans les transistors de puissance » et « Le phénomène de dV/dt dans les transistors de puissance ».
Le transistor de puissance dans son environnement
 THOMSON-CSF 1978.
- J.M. PETER** — « How to optimize the Darlington switch ».
 PCI Proceedings — 1981.
- K. RISCHMÜLLER** — « Improved transistorized high power choppers ».
 PCI Proceedings — 1983.
- R. SEVERNS** — « dV/dt effects in MOSFET and Bipolar junction transistor switches ».
 IEE — 1981.
- B.W. WILLIAMS** — « High-voltage high-frequency power-switching transistor module with switching-aid-circuit energy recovery. »
 IEE Proceedings — 1984.
- J. BARRET** — « Grande puissance ; aujourd'hui le transistor. »
 Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie
 THOMSON-CSF — 1983.
- K. RISCHMÜLLER** — « Comment améliorer les ponts à transistors ».
 Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie
 THOMSON-CSF — 1983.

Philippe MAUGEST
 Thomson-Semiconducteurs

ALIMENTATIONS ALTERNATIVES DE PUISSANCE



en avance
 d'une
 technologie

Applications :
 électrotechnique,
 aéronautique, marine.

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

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

TECHNITRON
 MEMBRE DU GROUPE **Dyneer**

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

Motorola introduit ses « GEMFET » en Europe

Motorola introduit ses premiers BIPMOS à réaction en Europe sous le nom de GEMFET. Ces dispositifs sont de principe identique aux IGT de GE et COMFET de RCA (cf. EP n° 2, 3 et 6). Motorola a toutefois poussé plus loin leur caractérisation, en particulier en ce qui concerne le temps de coupure.

Le monde de l'électronique de puissance est perpétuellement à la recherche du commutateur idéal :

- impédance nulle à la fermeture ;
- impédance infinie à l'ouverture ;
- temps de transit facilement adaptables avec une commande simple et ne consommant pas d'énergie.

Les produits disponibles sur le marché s'approchent de plus en plus de cet idéal :

- le MOS de puissance en basse tension ;
- le Darlington bipolaire en haute tension.

Mais, selon le domaine d'application, il faut aussi une grande robustesse et l'absence de fonctions parasites toujours dangereuses aux limites.

Le dernier né de cette famille essaie de combiner les avantages des technologies bipolaires et MOS.

Chez *Motorola*, il s'appelle GEMFET pour Gain Enhanced Mosfet.

Nous allons donner quelques aperçus sur la technologie du composant, ses caractéristiques comparées et une idée d'application.

Technologie

La structure de base de ce commutateur est née de l'idée de décroître la résistance du MOS de puissance à l'état passant, par injection des 2 types de porteurs dans la zone résistive épitaxiée du drain, au lieu d'utiliser le seul type de porteur majoritaire.

On a donc ajouté une couche P⁺ du côté du drain d'un MOS de puissance de type N pour injecter des trous dans une zone épitaxiée de Drain N⁻ (figure 1).

Sur cette même figure on voit le schéma équivalent avec les fonctions parasites créées par l'adjonction de cette couche supplémentaire. De façon à mieux comprendre son fonctionnement, nous comparerons sur la figure 2 les trois structures sœurs :

- celle du MOS de départ,

- celle du MOS thyristor né précédemment de la même idée (voir *Electronique de puissance n° 1*),

- celle du GEMFET.

Pour éviter le fonctionnement du transistor parasite du MOS il faut que son grain soit faible et la résistance du puit P⁺ (rbe) soit la plus faible possible d'où une diffusion P⁺ du puit;

Dans le MOS SCR nous souhaitons que la structure de type thyristor PNP + NPN se verrouille ; il faut donc un fort gain des transistors ($\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$) et une résistance de puit forte, soit une diffusion P⁺ du puit.

Dans le GEMFET enfin, il ne faut pas que le transistor parasite NPN puisse se verrouiller avec le transistor PNP en structure SCR. Il faudra donc un gain faible ($\alpha_1 + \alpha_2 < 1$) et une résistance de puit faible, d'où un fort dopage du puit P⁺.

Caractéristiques

Le GEMFET est ainsi un commutateur à commande par une grille isolée, comme sur un MOS de puissance, donc à grande impédance d'entrée à basse fréquence, à faible résistance à l'état passant comme sur un bipolaire (même pour les structures haute tension) et exempt de diode de roue libre parasite.

Le schéma que nous proposons est le suivant (figure 3).

Pour mieux suivre les caractéristiques de ce produit nous allons le comparer aux produits à technologie similaire et de surface de silicium identiques, donc de coût comparable.

Caractéristiques de sortie $I_D = f(V_D)/V_g$ (figure 4a).

Sur ces caractéristiques, on voit immédiatement que pour une même surface de silicium et à tenue en tension donnée (500 V) on bénéficie d'une résistance à l'état passant nettement meilleure pour un GEMFET que pour un MOS.

On remarque aussi une chute de tension d'environ 1 V minimum, due à la chute de tension en direct de la diode formée par la nouvelle couche P et la zone N⁻.

GEMFET

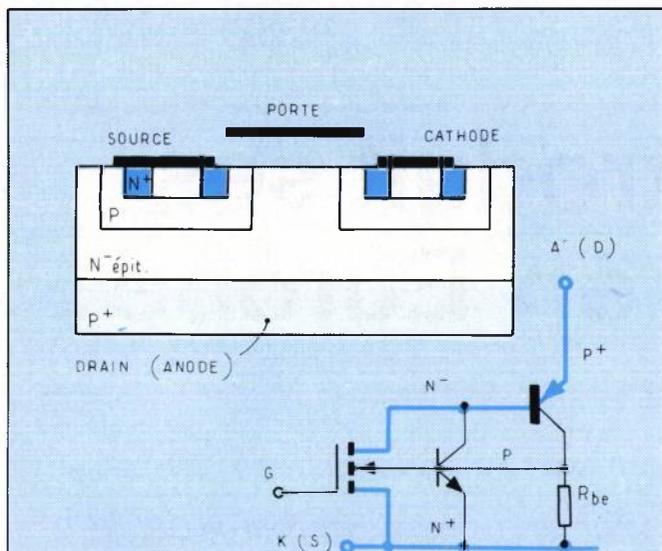


Fig. 1 - Coupe et schéma équivalent du GEMFET.

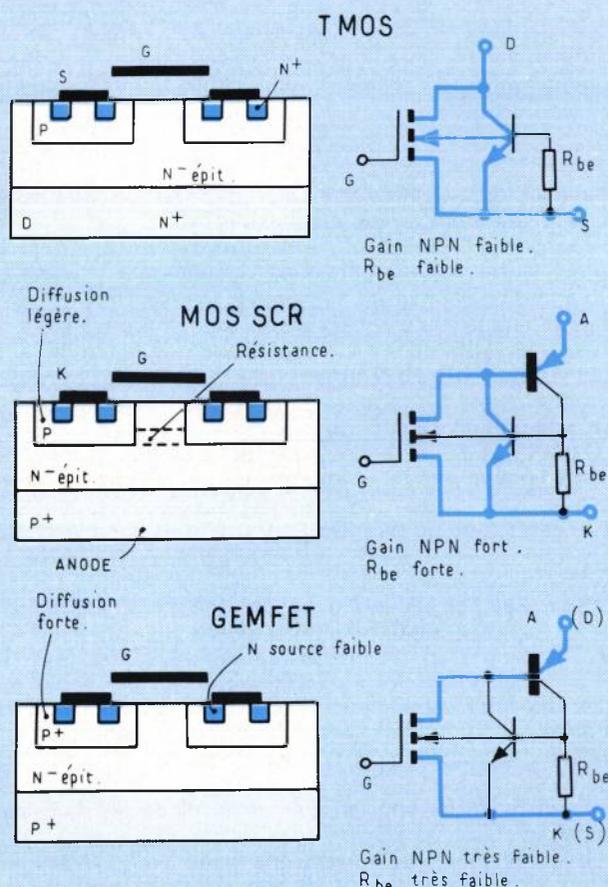


Fig. 2 - Structure des T MOS, MOS SCR et GEMFET.

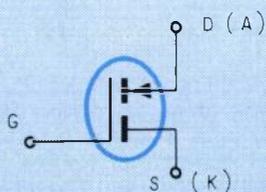


Fig. 3 - Symbole proposé par Motorola par son GEMFET.

On remarque enfin (fig. 4) une bonne tenue en avalanche inverse de ce produit (diode P drain - N epitaxie), contrairement à la structure MOS qui ne tient pas la tension inverse (diode de roue libre) et à la structure composite MOS Bip qui se détruit par percement de l'oxyde de grille en tension inverse.

Caractéristiques dynamiques

Sur la figure 5 nous trouvons le schéma de test et les oscillogrammes obtenus en faisant varier la résistance de grille R_g .

On remarque tout d'abord la rapidité de la mise en conduction : écroulement de la tension en environ 70 ns. La descente se fait en deux étapes à la coupure :

- une première partie très rapide, pour environ la moitié du courant de charge, 15 A, en 10-20 nanosecondes. Cette rapidité est due à la disparition rapide du canal et à l'injection d'électrons à la coupure de la tension grille ;

- une deuxième partie beaucoup plus lente, 10 A en 3-4 microsecondes :

c'est le temps demandé par les porteurs piégés dans la structure pour se recombinaison.

On remarque par ailleurs que l'augmentation de la résistance série R_{gk} de grille ralentit la mise en conduction et la première partie de la descente du courant à la coupure, même si le temps global de coupure varie peu. (figure 6).

Sur la figure 7, on trouve trois différents oscillogrammes donnés par le circuit de test de la figure 5 aux limites d'utilisation du produit MCP20N50, cela pour tester sa tenue à la coupure (aire de sécurité à la coupure) en fonction de la résistance de grille R_k . Dans ce cas, tous les échantillons testés ont tenu 30 A/500 V à la coupure, même si les pertes sont très importantes lorsqu'on utilise une R_{gk} de 4.7 K Ω .

Ces tests ont été faits à une température ambiante de 25 °C mais un échauffement à 100 °C n'a montré aucune différence ; on peut donc considérer que ce produit a une aire de sécurité rectangulaire à la coupure.

Comparaison de différents commutateurs de puissance

Pour les caractéristiques statiques, nous prendrons des produits de même surface de silicium : un MOS de puissance, un MOS SCR, un transistor bipolaire classique.

Sur la figure 8 on a tracé la chute de tension aux bornes des produits en fonction du courant de charge.

De ces courbes on tire immédiatement qu'en terme de pertes à l'état passant le GEMFET peut se comparer au bipolaire ou au MOS SCR, alors que le MOS se trouve très loin, surtout en température.

Pour les caractéristiques dynamiques, nous avons porté sur la figure 9 la température de jonction (pertes globales) en fonction de la fréquence d'utilisation.

On en déduit immédiatement que ce nouveau commutateur peut entrer en compétition avec le MOS de puissance jusqu'à une fréquence d'environ 1 K Hz.

Améliorations possibles

Dès aujourd'hui, ce nouveau produit peut donc s'utiliser avec beaucoup d'avantages dans les applications à basse

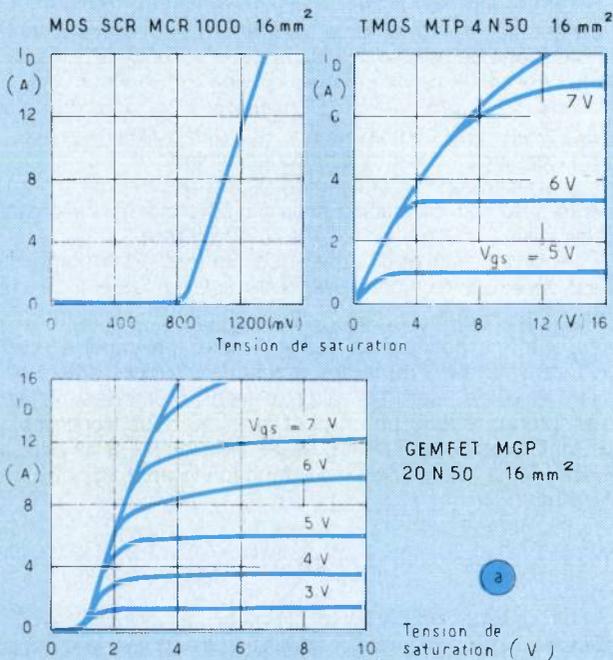


Fig. 4a - Comparaison des caractéristiques statiques d'un MOS SCR, d'un MOS et d'un GEMFET de 16 mm² de surface.

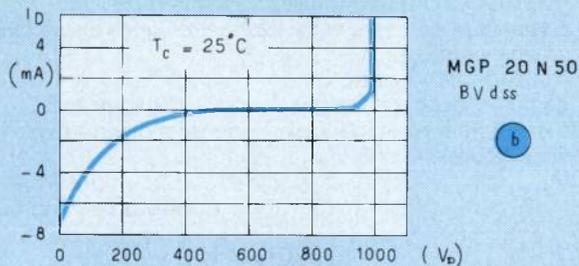


Fig. 4b - Tenue en tension du GEMFET.

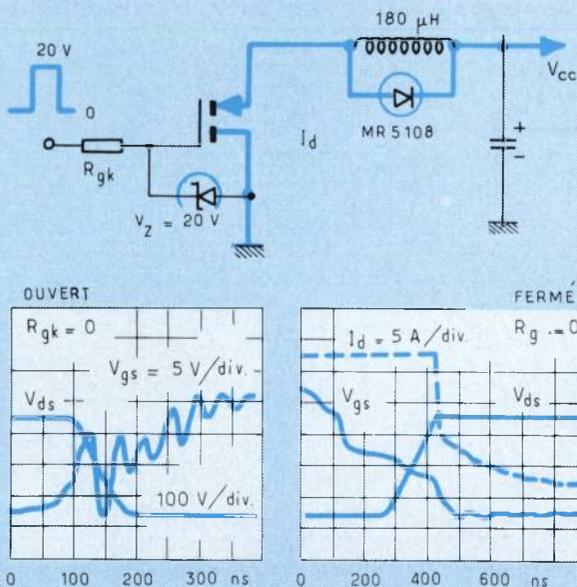


Fig. 5 - Temps de commutation du GEMFET.

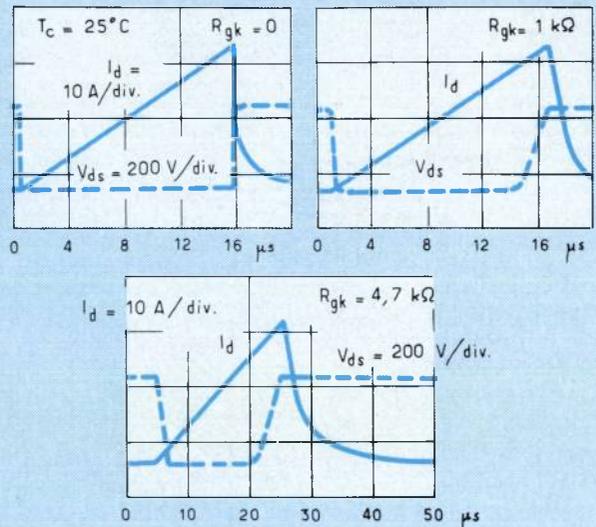


Fig. 6 - Temps de coupures du GEMFET en fonction de la résistance de grille.

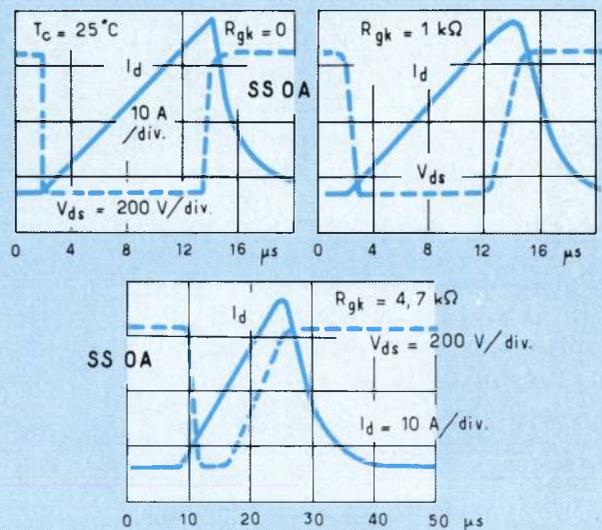


Fig. 6 - Aire de sécurité en commutation du GEMFET en fonction de la résistance de grille.

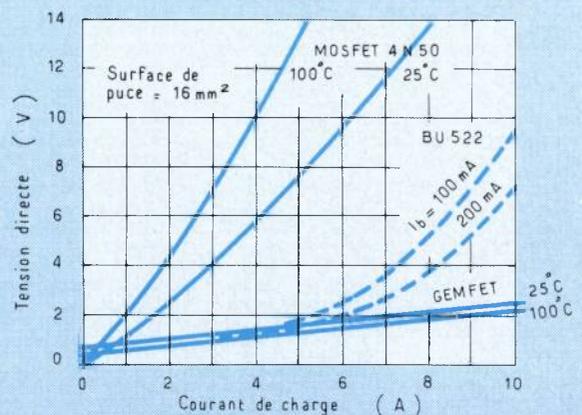


Fig. 8 - Comparaison des chutes de tensions directes de différents semiconducteurs de 16 mm² supportant de 400 V à 500 V.

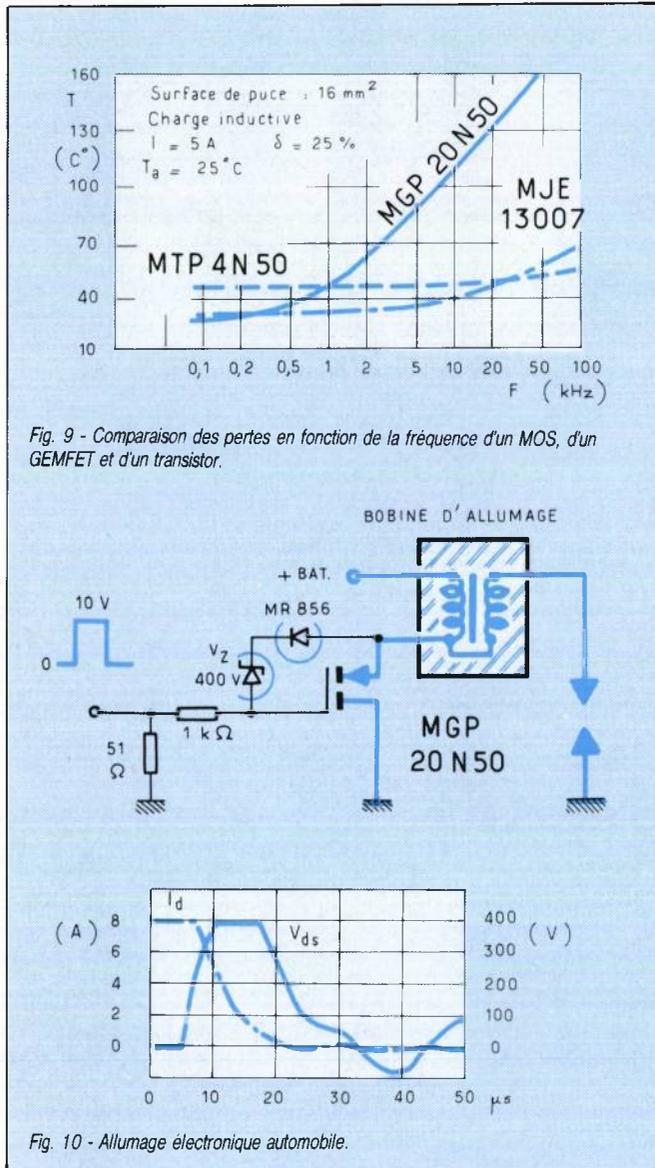


Fig. 10 - Allumage électronique automobile.

fréquence grâce à sa facilité de commande, sa robustesse et sa faible résistance à l'état passant.

Cependant, pour des raisons d'efficacité globale, il est souvent utile d'augmenter la fréquence de fonctionnement des applications de puissance ; nous devons donc nous, fabricant, améliorer le temps de coupure de ce produit. Pour cela, nous devons agir sur la deuxième phase de la coupure du courant, c'est-à-dire la recombinaison in situ des porteurs.

Nous avons deux méthodes possibles :

- l'utilisation de métaux lourds (or, platine) qui créent des centres de recombinaison mais qui sont difficiles à mettre en œuvre avec une bonne fiabilité à long terme ;
- l'irradiation pour créer des centres de recombinaison dans la structure ; cette méthode est également délicate à utiliser en conjonction avec des oxydes.

Toutefois des essais de laboratoire ont montré une très nette amélioration du temps global de coupure, inférieur à la microseconde, par l'utilisation de ces méthodes ; le temps n'est plus très loin, un an peut-être, où nous trouverons des GEMFET rapides pouvant rivaliser avec les MOS de puissance jusqu'à des fréquences de fonctionnement supérieures à 10 KHz.

Applications

La grande efficacité d'utilisation du silicium avec des densités de courant admissibles pouvant dépasser 1 000 A/cm², la très faible consommation de commande et la robustesse font du GEMFET un commutateur idéal pour des applications à basse fréquence telles que :

- interrupteur statique (relais) ;
- commande de petits moteurs électroniques sans collecteur (brushless motors) ;
- allumage de chaudières ;
- commande de solénoïdes (marteau d'imprimantes).

Un exemple très simple d'allumage de moteur à explosion est donné figure 10.

par P. Aloisi
 Motorola Toulouse

Bibliographie

- B.J. BALIAA and all : « The insulated Gate Transistor : A new three terminal Mos controlled bipolar device ». *IEEE TRANS ED VOL ED 31 N° 6 JUNE 1984.*
- KIM GAUEN : « Power Mosfet variant excels at high loads » *ELECTRONIC DESIGN, APRIL 5, 1984.*



POWER PRODUCTS EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES



N° 1 mondial de la conversion d'énergie en modules encapsulés annoncent :

STEVENS ARNOLD

Convertisseurs DC/DC
Régulateurs



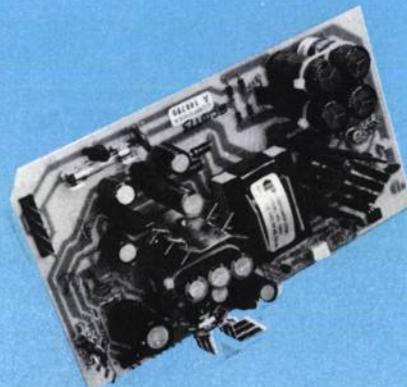
POWER PRODUCTS

Alimentations encapsulées
Convertisseurs DC/DC



COMPOWER

Alimentations à découpage
Version OEM



CONVERTISSEURS DC/DC

Plus de 400 modèles à simple, double ou triple sortie existent pour des applications dans les Télécommunications, le milieu médical, l'Industrie et les systèmes informatiques. Les tensions d'entrée sont échelonnées de 5V à 72V et les puissances de sortie de 0,5 à 48 W, le rendement peut atteindre 90 %.

NOUVELLE SERIE E.S.

Le plus petit boîtier du marché avec 3 sorties.

Ces convertisseurs ont une tension d'entrée pouvant accepter de grandes variations (2/1), avec 82 % de rendement.

Les 9 modèles de cette nouvelle série offrent, avec une puissance de sortie de 15 W en 5V/±12V, 5V/±15V et ±5V/12V, des caractéristiques d'isolation, de régulation et de bruit très intéressantes.

Blindage 6 faces.

ALIMENTATIONS LINEAIRES OU A DECOUPAGE

Cette série d'alimentations de 300 modèles et plus, est utilisable de 50 à 400 Hz et permet des sorties simples, doubles ou triples pour une puissance supérieure à 30 W. Il est également proposé des modèles hybrides.

Elles sont encapsulées pour la protection de l'environnement, et peuvent être utilisées sur des circuits imprimés ou montés sur châssis (borniers à vis).

Elles bénéficient d'une bonne régulation, de peu de bruit et de cotes d'encombrement normalisées.

Les sorties 5V sont protégées contre les surtensions.

Les transformateurs garantissent une meilleure sécurité et une bonne isolation.

La température interne minimisée assure à l'utilisateur une très grande fiabilité à des prix très compétitifs.

ALIMENTATIONS A DECOUPAGE DE 1 A 5 SORTIES

Ces modèles compacts, à haut rendement et à faible coût fournissent une puissance de 30 à 150 W suivant les modèles (avec entrée commutable 110V/220V).

Etudiées pour alimenter des systèmes à micro-processeurs industriels ces alimentations sont aux normes VDE, FCC, UL et CSA.

Elles sont équipées d'un démarrage en douceur avec un temps de montée de 32 ms.

Cette série est protégée en surtension et contre les court-circuits, la température de fonctionnement est de 0 à 70°C.

Il est possible de réaliser dans cette série des alimentations spéciales sur cahier des charges.

Power Products possède la plus large gamme d'alimentations et de convertisseurs encapsulés au monde. Fabriquées en Europe et représentées en France par la Société Equipements Scientifiques, ces alimentations offrent la meilleure garantie possible. Avec plus de 20 Millions de francs investis dans la recherche de conversion d'énergie, Power Products vous apporte le produit le plus sûr aux performances les plus élevées.

La garantie de ces produits est de 2 ans.



équipements scientifiques s.a.

54, Rue du 19 Janvier B.P. n° 26 - 92380 GARCHES (France)

Tél. : 741.90.90 (14 lignes groupées) - Télex 204004 EQSCI - Télécopie (1) 701.16.22

Les MOS et les dV_{DS}/dt

Sous certaines conditions, lorsqu'une onde de tension rapidement croissante est appliquée entre drain et source d'un MOS supposé bloqué, il peut arriver que ce dernier devienne conducteur. Les mises en conduction par dV/dt sont maintenant bien connues avec les thyristors et les transistors bipolaires ; les phénomènes dont les MOS sont le siège sont similaires en bien des points à ceci près qu'ils se produisent à des niveaux bien supérieurs. Parce que ces conductions parasites peuvent être destructives, il est important de connaître les cas où elles peuvent apparaître.

Plusieurs modes différents de mise en conduction par dV_{DS}/dt ont d'ores et déjà été identifiés et dans la plupart des cas, la conduction parasite a pu être totalement éliminée ou réduite à un niveau acceptable.

Pour supprimer ce phénomène, les mécanismes des divers modes, les conséquences des conductions parasites, les moyens de les réduire ou de les annuler, et les applications dans lesquelles leur apparition est la plus probable doivent être connus et compris. Tel est le but de cet article.

Modèle équivalent

La figure 1 est le modèle équivalent d'un MOSFET de puissance incluant les éléments parasites internes au composant et au circuit de commande (R_D , L_D , V_D).

Le bipolaire NPN parasite est partie intégrante de la structure de tous les composants VMOS et DMOS. Pour minimiser ses effets, R_b est aussi réduite que possible, et H_{fe} est faible. Malgré cela, dans certaines circonstances, ce transistor parasite peut se mettre à conduire.

L'impédance du circuit de commande (Z_{gs}) peut prendre des formes variées, mais le modèle R, L, batterie est représentatif. R_D résulte de plusieurs éléments :

Résistance délibérément placée en série dans la grille pour limiter son courant crête ou ralentir la croissance de V_{gs} ; résistance série de la capacité de découplage, résistance de câblage, résistance passante des circuits de commande etc... L_D est due à la dimension physique et à l'architecture du circuit de commande. Si un transformateur est utilisé pour réaliser une isolation, l'inductance de fuite primaire-secondaire viendra en plus de L_D . Lorsque des diodes ou des transistors bipolaires série sont utilisés dans le réseau d'attaque, une batterie série équivalente (V_D) est présente. Dans certains cas, une polarisation continue peut être présente, de sorte que V_D pourra être aussi bien positive que négative. C_{stray} représente les capacitances parasites entre drain et grille dues au circuit. Cette capacitance peut devenir aussi grande ou plus grande que la capacité intrinsèque C_{gd} .

R_G est la résistance de grille. La valeur de cette résistance varie de 0,05 à 5,0 Ω selon le fabricant et la taille du composant. Pour les produits *Siliconix* R_G est compris entre 0,5 et 4,0 Ω .

Les capacitances intraterminales d'un MOS sont fonctions de V_{DS} comme on le voit figure 2. Parce que C_{gd} et C_{ds} sont fonctions de V_{DS} , les commutations parasites dépendront à la fois de dV_{DS}/dt et V_{DS} ce qui complique l'analyse. Dans l'étude suivante la diode substrat-drain est mentionnée. Cette diode est la jonction collecteur-base du bipolaire parasite.

Les phénomènes de dV_{DS}/dt suivants ont été observés :

- 1 - produit au repos. Z_{gs} élevée. Conduction du MOS,
- 2 - produit au repos. Z_{gs} faible. Conduction du bipolaire,
- 3 - diode substrat-drain en conduction. Z_{gs} faible. Conduction du bipolaire,
- 4 - diode substrat-drain en conduction. Z_{gs} faible. Mise en avalanche du bipolaire.

Conduction en mode 1

Le circuit équivalent pour la conduction en mode 1 est donné figure 3 avec l'onde V_{gs} générée. La nature exacte de l'onde V_{gs} dépendra de Z_{gs} et C_{stray} , mais d'une façon générale, plus faible seront les valeurs de celles-ci, plus faible sera la valeur crête de V_{gs} . Si V_{gs} excède V_{th} , le produit entrera en conduction. Dans la plupart des applications, l'amplitude de I_D durant la conduction sera limitée par $R_{DS(ON)}$. Ce mode n'est habituellement pas destructif, toutefois, il accroît les pertes de puissance. Les figures 4 et 5 montrent les ondes réelles à la conduction lorsque Z_{gs} est résistive.

Même lorsque le FET n'aura pas commuté, une impulsion de courant de drain sera présente en raison des capacitances entre terminaisons. Une onde idéalisée pour ce cas est présentée figure 6 A, alors que la figure 6 B est plus réaliste. Il y aura toujours des inductances série qui, combinées avec des capacitances non linéaires, produiront des sinusoides amorties.

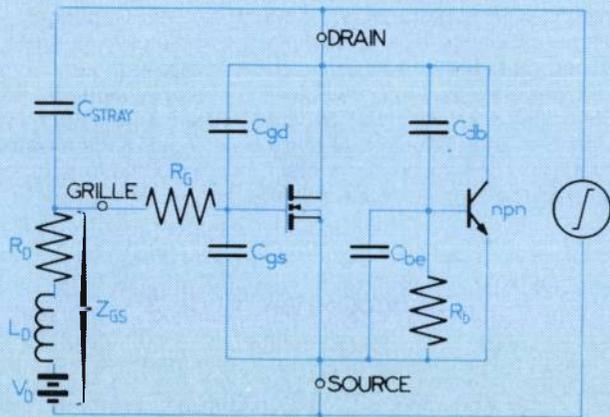


Fig. 1 - Circuit équivalent d'un MOSFET canal N.

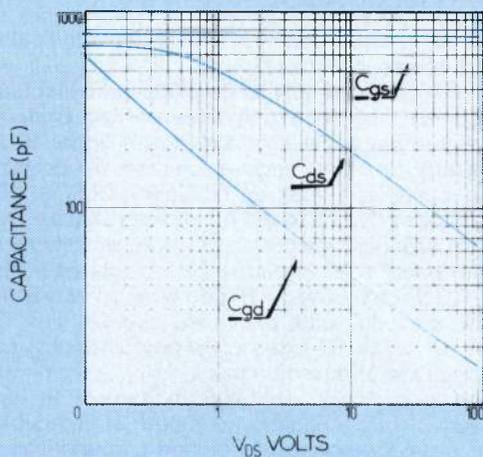


Fig. 2. Capacitances inter-terminaisons.

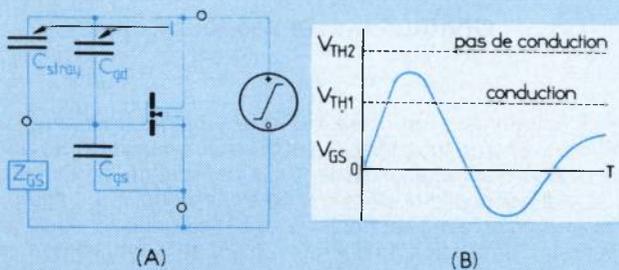


Fig. 3. Circuit équivalent de mode 1.

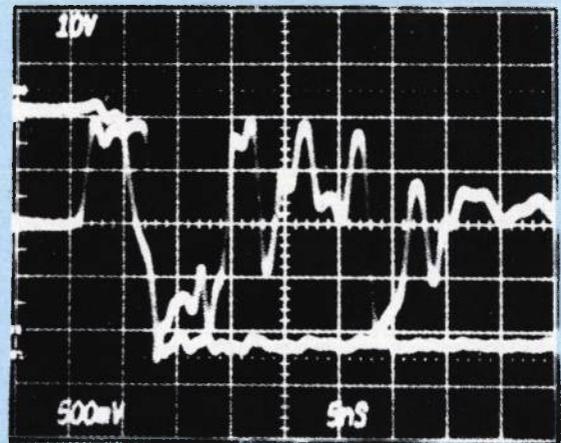


Fig. 4. Conductions parasites en mode 1 avec $R_g = 10 \Omega$.

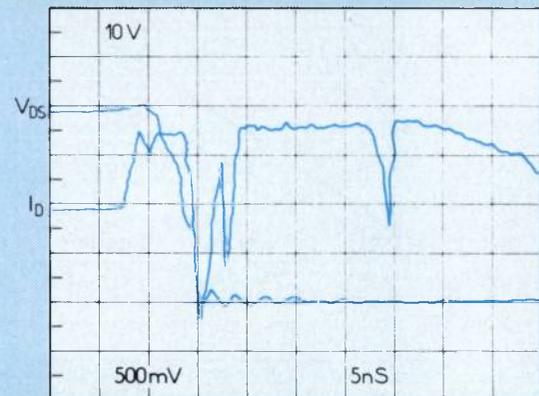


Fig. 5. Conductions parasites de mode 1 avec $R_g = 50 \Omega$.

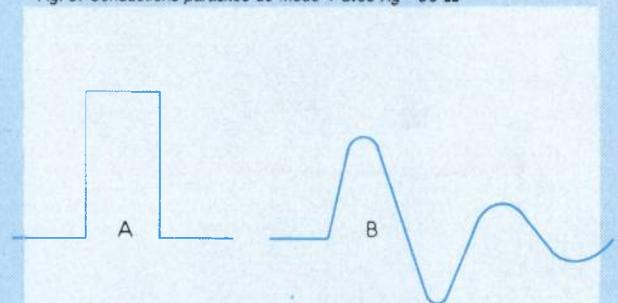


Fig. 6. Ondes de courant de drain A : idéale, B : réaliste.

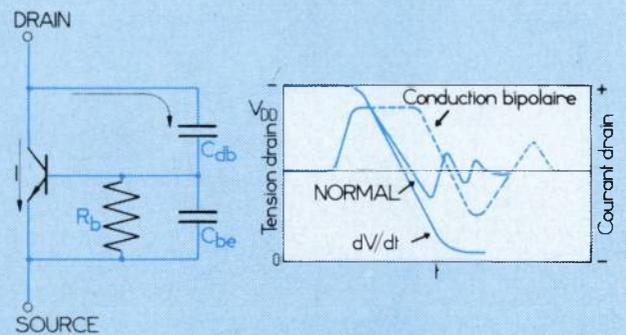


Fig. 7. Circuit équivalent pour conduction de mode 2 et ondes typiques.

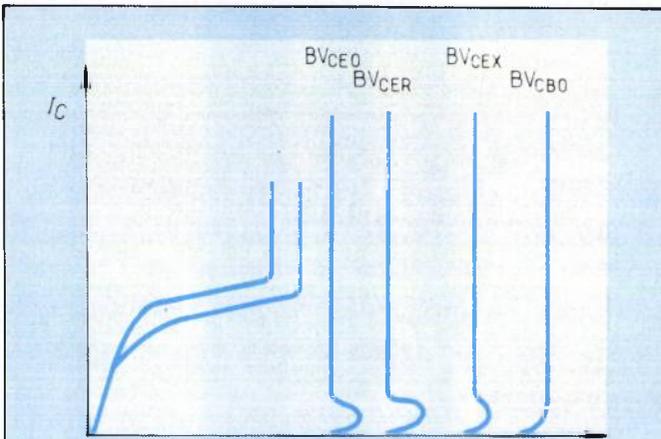


Fig. 8. Claquages dans un bipolaire.

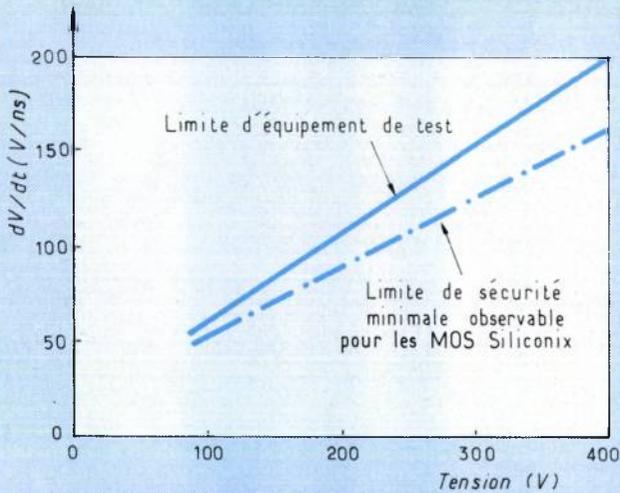


Fig. 9. Limites de dV_{DS}/dt dans des MOS de puissance.

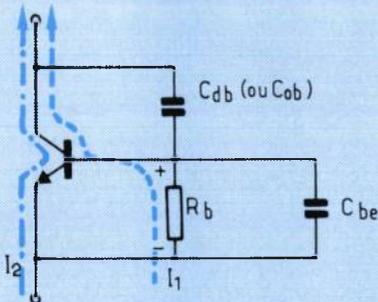


Fig. 10. Circuit équivalent de mode 3.

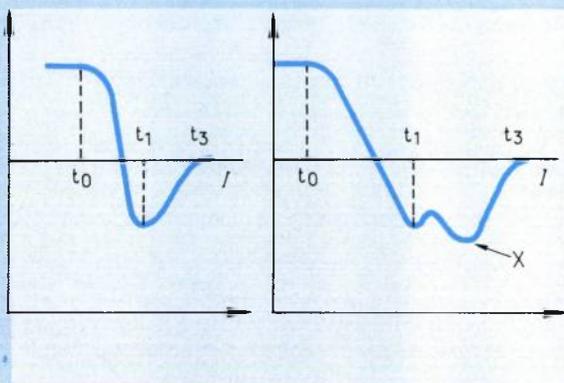


Fig. 11. Ondes pour le mode 3. (A) sans conduction ; (B) avec conduction.

Cette impulsion de courant sera réfléchiée dans le commutateur qui est en train de générer le dV_{DS}/dt positif.

Une complication supplémentaire du mode 1 a été suggérée mais non observée. Si le FET est mis en conduction, il peut se produire des oscillations parasites. Ceci devrait accroître V_{gs} et la dissipation de puissance. Il est possible alors d'atteindre la rupture si V_{gs} devient élevée. Cependant, si aucune oscillation n'est présente en commutation normale, il est peu probable qu'elle se produise durant le mode 1.

La meilleure façon de détecter les conductions de mode 1 potentielles est d'observer l'onde de tension grille-source avec un oscilloscope. Si un pic de tension significatif apparaît durant la transition de tension sur le drain, une action devra être faite pour réduire l'amplitude de celui-ci.

Conduction en mode 2

Le circuit équivalent pour les conductions en mode 2 est donné figure 7, avec les formes d'ondes pour V_{DS} et I_b . Le mécanisme pour ce mode est très simple. A mesure que V_{DS} croît, le courant traverse C_{db} . Si une valeur suffisante de courant traverse R_b de façon à ce que la tension à ses bornes excède $\sim 0,65$ V, une partie du courant s'écoulera dans la base, faisant entrer le bipolaire en conduction. En contraste avec le mode 1, le niveau acceptable de dV_{DS}/dt est seulement une fonction de la conception du produit et non des éléments extérieurs au composant.

Le résultat du mode 2 peut être catastrophique selon V_{DS} et la valeur du courant de base.

Dans un bipolaire, la tension de claquage collecteur-émetteur est fonction de l'impédance base-émetteur et du niveau de courant la traversant. Ce point est illustré figure 8. Pour de faibles valeurs de R_b et aucune injection de courant base, BV_{DSS} est égale au BV_{CEX} du bipolaire. C'est la tension de claquage publiée dans la feuille de caractéristiques. Dès qu'un courant de base est injecté, la tension de claquage chute considérablement à un niveau $< BV_{CE0}$, qui peut être aussi bas que $1/2 BV_{CEX}$. Si $V_{DS} > BV_{CE0}$ et qu'un courant de base est injecté, le produit entrera en avalanche. De plus, si I_b n'est pas limité par le circuit externe, le produit pourra entrer en second claquage et être détruit.

Heureusement, dans les MOS modernes, le niveau de dV_{DS}/dt auquel la conduction de mode 2 apparaît est bien supérieur à celui requis par la plupart des applications. Les limites de dV_{DS}/dt pour les produits *Siliconix* sont présentées figure 9. Notons que ces niveaux correspondent à des temps de transitions compris entre 1 et 3 ns. Seules quelques applications requièrent des transitions aussi rapides. Le test à ces valeurs pose déjà un problème formidable.

Conduction en modes 3 et 4

Fréquemment, on utilise la diode substrat-drain en protection sur charge inductive. Dans quelques applications, telle la synthèse d'onde sinusoïdale ou la commande de moteur, le dV_{DS}/dt est appliqué alors que la diode conduit. La figure 10 montre un schéma équivalent pour cette condition. Juste avant la rampe de tension, le courant I_b traverse le bipolaire en sens inverse. Une part importante du courant traversera R_b et la diode collecteur-base. Cependant, même en sens inverse, le bipolaire aura un peu de gain en courant et une part de I_b s'écoulera en inverse à travers l'émetteur, comme indiqué. Le résultat de ce flux de courant est une saturation en charges du produit ce qui rend difficile la tenue en dV_{DS}/dt dans ces

conditions. Les ondes de courant et tension typiques avec et sans conduction sont présentes figure 11. L'onde 11 A représente le cas sans conduction parasite du bipolaire qui se comporte comme une simple jonction P-N. La séquence est initialisée par une fermeture de commutateur à $t = t_0$. Le courant traversant la diode commence alors à s'inverser avec un di/dt déterminé par le temps de transition du commutateur et/ou les inductances série du circuit. Si la transition est rapide, l'inductance du circuit dominera ; inversement, si le temps est long, le commutateur dominera. Durant l'intervalle $t_0 - t_1$, V_{DS} change très peu (± 1 volt). V_{DS} commence à manière significative tant que i_D n'a pas atteint sa valeur maximum et commence à décroître. A $t = t_1$, V_{DS} commence à croître rapidement. La valeur dV_{DS}/dt à ce point est déterminée par l'inductance série du circuit, le courant crête et la caractéristique de recouvrement de la diode. La caractéristique de recouvrement est donc une fonction de la valeur initiale di/dt . Cette relation est illustrée par la figure 12. Plus di/dt sera rapide plus la valeur crête de i_D sera grande, Q_{rr} sera grand et t_{rr} court. Plus important, le di_D/dt durant l'intervalle $t_1 - t_3$ croît à mesure que le di/dt initial croît. Dans certaines diodes, di_D/dt peut augmenter considérablement et former un recouvrement abrupt comme indiqué figure 13. A des niveaux plus bas de di_D/dt initial, le plateau peut ne pas être présent. Ce saut de courant durant le recouvrement peut générer des niveaux de dV/dt extrêmement élevés dans le circuit.

De surcroît, les caractéristiques de recouvrement de la diode sont aussi influencées par l'amplitude de i_D durant la conduction inverse. Cette relation est montrée qualitativement figure 14.

La figure 11 B présente les formes d'ondes lors de la conduction. Deux cas sont proposés : recouvrement sans dommage ni défauts catastrophiques. Notons que la conduction du bipolaire survient durant l'intervalle $t_1 - t_3$ et est déclenchée par le dV_{DS}/dt résultant de la caractéristique de recouvrement de la diode. Le dV_{DS}/dt durant l'intervalle $t_1 - t_3$ est lié au temps de transition du commutateur mais pas directement, à la différence des modes 1 et 2 où l'onde de courant coïncide et est directement proportionnelle au temps de transition.

La conduction de mode 3 est une fonction indirecte du temps de transition et est plus directement contrôlée par le circuit et les caractéristiques de recouvrement du produit. En terme de capacité de tenue en dV_{DS}/dt , la transition de tension appropriée n'est pas la transition du commutateur mais plutôt la transition qui apparaît aux bornes de la diode durant la seconde partie de l'intervalle de recouvrement.

Cette interaction complexe demande un examen plus détaillé. La discussion suivante utilise des approximations successives pour expliquer ce qui se produit durant le mode 3.

Un circuit équivalent pour le mode 3, où la conduction n'apparaît pas et où le produit peut être vu comme une diode est donné figure 15. Notons que le courant de la charge inductive est supposé constant durant l'intervalle de recouvrement et est représenté par un courant source. L_1 et L_2 sont les inductances parasites du circuit.

La forme approximative du courant de recouvrement inverse (i_1) peut être représentée par une onde triangulaire comme indiqué figure 16. La tension (V_3) aux bornes de la diode est aisément déterminée à partir de cette approximation. Le point critique se situe lors de l'inversion du di/dt qui produit une transition importante et rapide. L'amplitude de la transition est une fonction du di/dt durant le recouvrement (caractéristiques d'une diode). Une diode avec une caractéristique abrupte devrait donc générer une grande pointe de tension très rapide. La figure 16 indique un dV_{DS}/dt infini, ce qui ne correspond pas aux observations. Une meilleure approximation serait d'utiliser une onde trapézoïdale comme indiqué figure 17. Cette figure montre en outre les ondes réelles. De cette représentation nous voyons que la grande surtension transitoire existe encore. Son amplitude est essentiellement la même, mais le

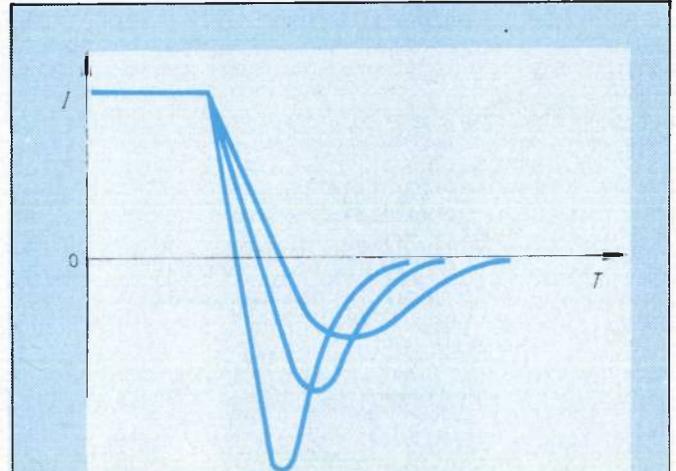


Fig. 12. Variation de t_{rr} et Q_{rr} avec di/dt .

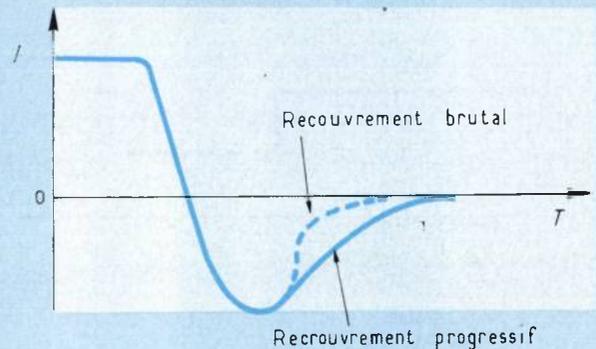


Fig. 13. Comparaison des ondes de recouvrement d'une diode.

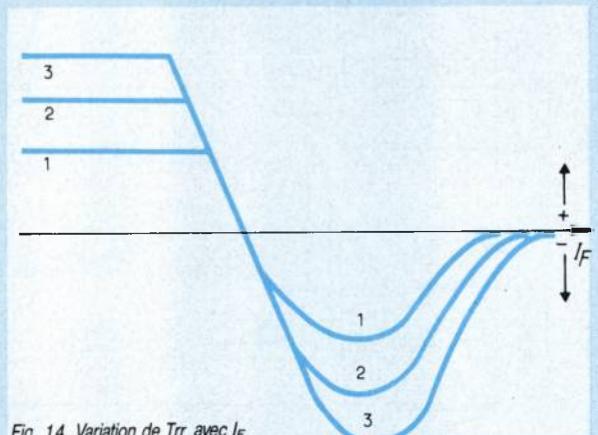
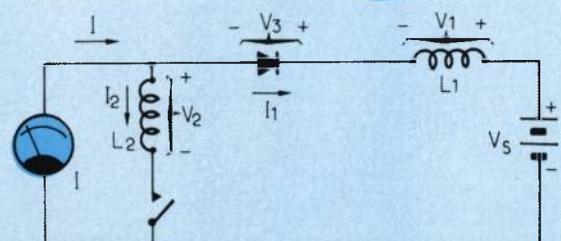


Fig. 14. Variation de T_{rr} avec I_F .



$$I = I_1 - I_2$$

$$V = V_1 + V_2 + V_4$$

$$\text{If } L_1 = L_2, \frac{dI_1}{dt} = \frac{dI_2}{dt} \Rightarrow V_1 = V_2$$

Fig. 15. Circuit équivalent au mode 3.

MOS et dV/dt

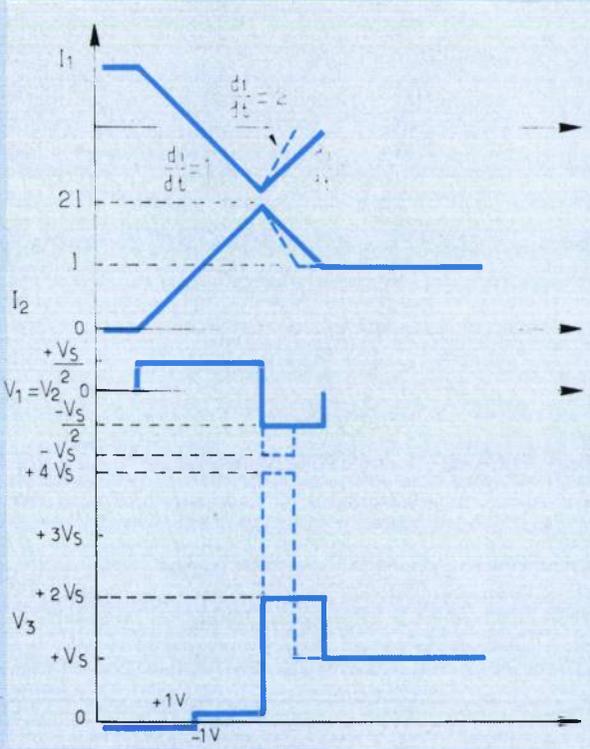


Fig. 16. Approximation avec ondes triangulaires.

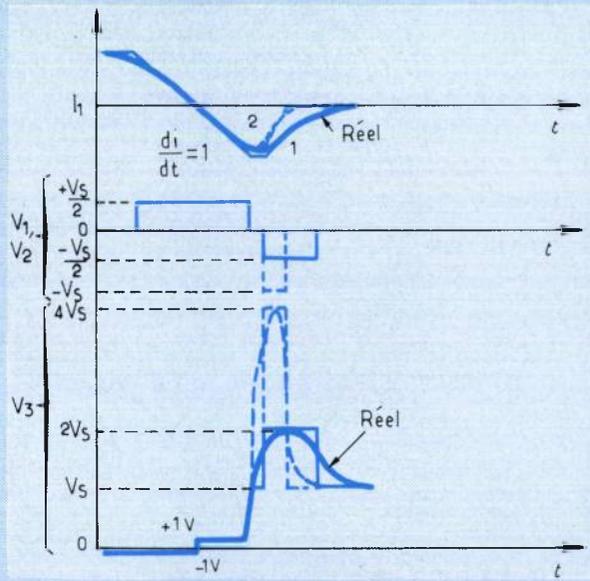


Fig. 17. Approximation avec ondes trapézoïdales.

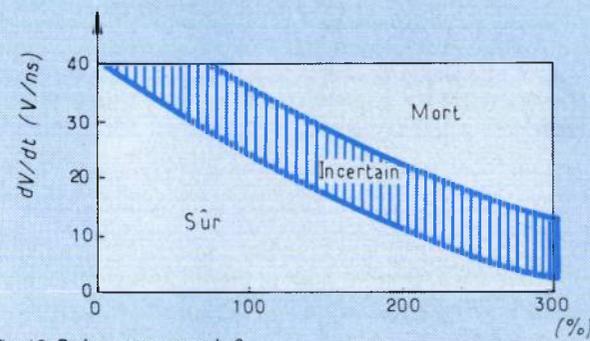


Fig. 18. Performances en mode 3.

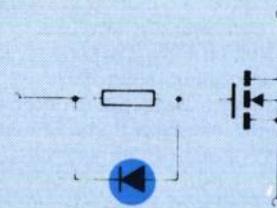


Fig. 19. Circuit de réduction du dV/dt .

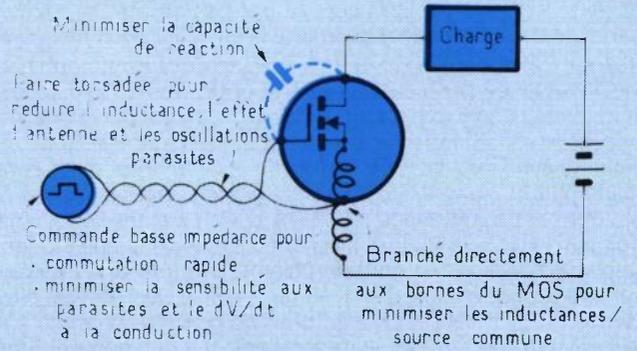


Fig. 20. Réduction des conductions de mode 1.

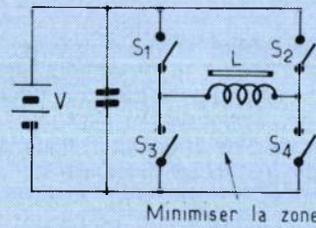


Fig. 21 (A). Chemins à fort di/dt .

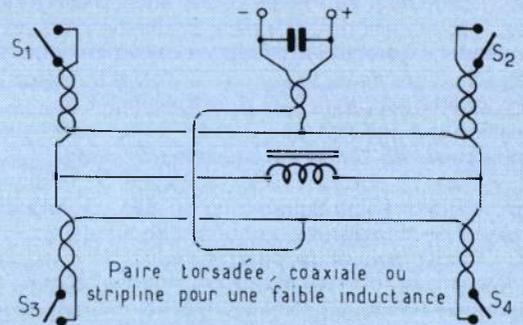


Fig. 21 (B). Connexions à faible inductance.

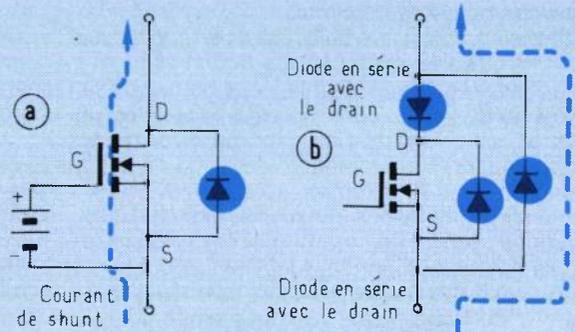


Fig. 22. Réduction de la conduction de la diode substrat drain.

dV_{DS}/dt est fini. Nous constatons que les caractéristiques de recouvrement direct de la diode déterminent à la fois le dV_{DS}/dt et l'amplitude de la transitoire. Le produit pourrait répondre à une surtension transitoire de plusieurs façons :

- 1 - Si l'amplitude est faible et le dV_{DS}/dt modéré, le composant recouvre normalement.
- 2 - La conduction de mode 3 pourrait survenir sans avalanche.
- 3 - La conduction de mode 4 pourrait survenir, c'est-à-dire que le produit entre en avalanche avant que le bipolaire ne conduise.
- 4 - La conduction de mode 4 pourrait abaisser le BV_{DSS} , débouchant sur une entrée en avalanche avec possibilité de second claquage.

Chacun de ces scénarios est potentiellement destructif.

La complexité de l'interaction entre les paramètres rend difficile la caractérisation du FET pour les modes 3 et 4. La figure 18 donne les résultats des tests préliminaires conduits sur des MOS *Siliconix*. Ce graphe montre en outre que les conductions de mode 3 et 4 apparaissent un ordre de grandeur plus bas qu'en mode 2. Les niveaux de dI/dt utilisés lors des tests étaient aux environs de $150 \text{ A}/\mu\text{s}$, donc représentatifs d'une commande de moteur ou d'un synthétiseur d'onde alternative basse fréquence. Cependant, dans les émetteurs basse fréquence et les commandes de transducteur pour sonar qui génèrent habituellement de plus grands dI/dt , le dV/dt tolérable devrait être réduit.

Heureusement, le fonctionnement en mode 3 est circonscrit à quelques applications telles que :

- 1 - Commandes de moteurs et onduleurs où des impulsions répétitives se produisent au niveau des commutateurs.
- 2 - Charges résonnantes hautement actives, telles les émetteurs basse fréquence, les commandes de sonar, et les équipements de chauffage par induction.
- 3 - Redresseurs synchronisés où la diode substrat drain est susceptible de conduire.

Effet de T_j et des radiations sur le dV_{DS}/dt

Les effets de T_j et des radiations n'ont jusqu'à maintenant pas été mentionnés. Bien que peu de tests aient été réalisés, des tendances se dégagent. V_{TH} a un coefficient de température négatif d'environ 4 à $8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. De ce fait, il est plus faible à haute température, ce qui diminuera le niveau à partir duquel le mode 1 apparaît. Le V_{be} du bipolaire décroît aussi en température alors que son gain augmente. Ces deux effets limiteront donc le dV_{DS}/dt tolérable en mode 2 et 3. Les radiations ionisantes ont deux effets pour des doses totales supérieures à 10K Rad (Si) . Premièrement, V_{TH} diminue et deuxièmement, le gain et le temps de recouvrement de la diode du bipolaire décroissent. Ceci implique que les performances en mode 1 seront dégradées alors que celles en mode 2 et 3 s'améliorent.

Comment prévenir les problèmes de dV_{DS}/dt

Dans la plupart des circuits la conduction de dV_{DS}/dt peut être supprimée. Plusieurs solutions peuvent être utilisées :

- 1 - Réduction du dV_{DS}/dt .
- 2 - Circuits de commande basse impédance.
- 3 - Bon dessin du circuit imprimé.
- 4 - Polarisation négative de la grille.
- 5 - Diode en série dans le drain.
- 6 - Réseau d'aide à la commutation.
- 7 - Conduction du FET durant la commutation.
- 8 - Utilisation de MOS avec de bonnes performances en dV/dt .
- 9 - Alimentation en courant.

Le meilleur moyen de réduire les dV_{DS}/dt est de diminuer les temps de commutation. Ceci peut être facilement obtenu en ajoutant une résistance en série dans la grille (figure 19).

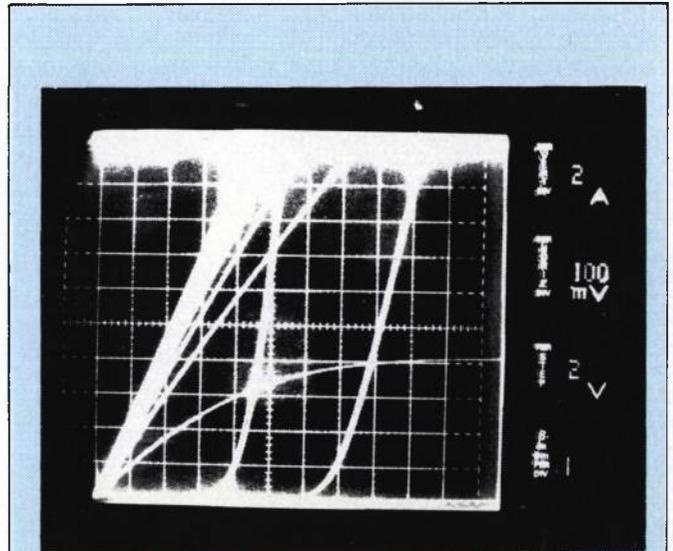


Fig. 23. Comparaison de conduction du MOS et diode de substrat.

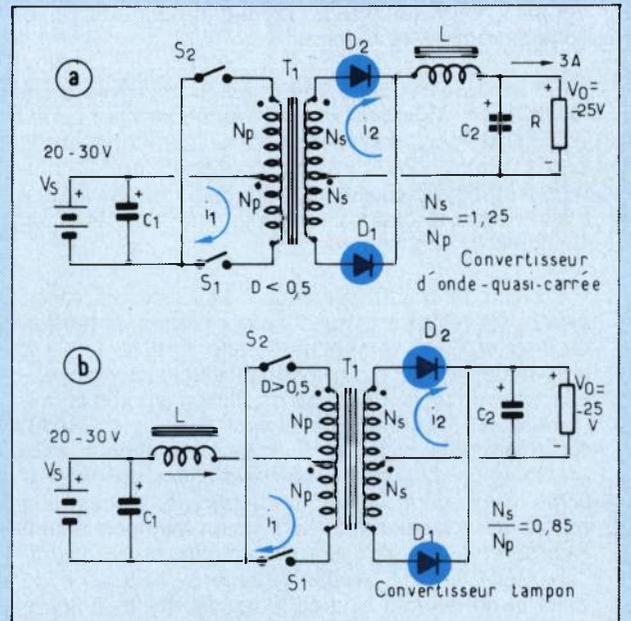


Fig. 24. Convertisseurs alimentés en courant et tension.

La diode supplémentaire procure une faible impédance lors du blocage de façon à éliminer tout risque de mode 1.

Le meilleur remède à la conduction de mode 1 est la commande basse impédance et un circuit imprimé soigné. La figure 20 illustre une bonne conception de circuit. Elle permet en outre de réduire le bruit et les oscillations dans le circuit.

Dans les environnements à niveau de bruit élevé, il est parfois nécessaire d'avoir un V_{gs} négatif au blocage. Le bruit couplé à la grille devra alors excéder $V_{TH} + V_{BIAS}$.

La figure 21 montre comment réaliser le circuit primaire d'un convertisseur en H afin de minimiser le bruit, les oscillations et le couplage d'un point du circuit par rapport à un autre.

Le principe est simple. Il consiste d'abord à identifier les zones à forts courants commutés et à minimiser leurs inductances en réduisant par la même occasion les boucles, sources de rayonnements. Ces techniques ne limitent donc pas seulement les conductions de dV_{DS}/dt mais aussi les émissions électromagnétiques et les pointes de tension tout en affinant les formes d'ondes du circuit.

Appendice

Une autre hypothèse pour les conductions de mode 2 a été envisagée mais non observée. La figure 25 montre un convertisseur boost simplifié où le MOS est représenté par un commutateur parfait en parallèle avec le bipolaire intrinsèque. Lorsque le commutateur est ouvert, une partie du courant de l'inductance (I_L) s'écoule à travers Cdb. Si I_L est suffisamment élevé, il est très possible que le bipolaire se mette à conduire. L'effet sur la forme d'onde au blocage devrait être similaire à un temps de stockage de bipolaire c'est-à-dire un long turn off.

On peut donc concevoir que plusieurs impulsions de turn off se produiraient puisque le bipolaire détournerait le courant de base lorsqu'il entrerait en conduction. Comme pour toutes manifestations de mode 2, cet effet ne devrait être possible que pour des transitions extrêmement rapides.

Un mode d'ondulation de blocage anormale a été identifié par Giadomenico. Ce phénomène pourrait être injustement considéré comme des conductions ou des oscillations parasites. Il apparaît en fait lorsqu'une charge inductive non bouclée trop élevée est placée dans le drain. Le phénomène est décrit par Giadomenico comme suit :

Lorsque le circuit inverseur à MOS de puissance montré figure 26 est brusquement bloqué, la tension de drain croît rapidement et rechute abruptement à la tension de saturation où il reste plusieurs microsecondes avant de passer par une oscillation amortie et une stabilisation à la tension d'alimentation (figure 27 A). Ce comportement a tout à d'abord été attribué à un problème de dV_{DS}/dt et à des oscillations de « saturation ». Cependant, ce comportement de blocage est en fait dû à la diode de protection intrinsèquement incorporée entre drain et source d'une structure verticale MOS. Une illustration typique de la tension de drain et du courant à la coupure est montrée figure 27 B à partir de laquelle le phénomène peut être expliqué.

Lorsque le MOS est bloqué, l'énergie magnétique stockée dans l'inductance de charge est transférée dans la capacitance de sortie et revient dans l'inductance. En négligeant la non linéarité de la capacitance de sortie et la résistance d'amortissement du circuit de sortie, la durée du courant inverse est :

$$t = \pi \sqrt{LC} \quad (1)$$

Après ce temps, la diode parasite est polarisée en direct et la tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_L = V_{DD} + V_F - I_D R_L \quad (2)$$

où V_F est la chute de tension directe de la diode. Si les pertes d'amortissement sont négligées on a :

$$I_D \approx -V_{DD} / R_L \quad (3)$$

et

$$V_L \approx 2V_{DD} + V_F \quad (4)$$

La tension de drain reste à zéro durant la conduction de la diode. Le courant à travers cette dernière dépend du circuit L-R et est :

$$I_D = \frac{2V_{DD} + V_F}{R_L} \left(1 - e^{-t/R_L L} \right) - \frac{V_{DD}}{R_L} \quad (5)$$

Si nous négligeons le temps de recouvrement inverse, le temps au bout duquel le courant diode est égal à zéro est :

$$t_{on} = \left(\frac{L}{R_L} \right) \ln \left[\frac{2V_{DD} + V_F}{V_{DD} + V_F} \right] \quad (6)$$

Pour une tension d'alimentation raisonnablement élevée, $V_{DD} \gg 0,7$ volts, l'équation ci-dessus peut être développée en série de Taylor pour donner :

$$t_{on} = \left(\frac{L}{R_L} \right) \left[1 + \frac{V_F}{2V_{DD}} \right] \ln 2 \quad (7)$$

Une comparaison des données expérimentales avec les valeurs déduites de l'équation (7) révèle des divergences pendant le temps « ON ». De plus, les oscillogrammes de la figure 27 montrent que le MOS apparaît saturé pendant un tiers du temps. Ces différences sont dues au temps de recouvrement inverse de la diode (voir figure 27 B). En conséquence, le temps de commutation « ON » total, exprimé par l'équation (7) doit être modifié pour inclure le temps de recouvrement inverse, t_{rr} :

$$t_{on} \approx \frac{L}{R_L} \left[1 + \frac{V_F}{2V_{DD}} \right] \ln 2 + t_{rr} \quad (8)$$

Puisqu'après le temps de recouvrement inverse, l'inductance a un courant à nouveau dans le sens primitif, nous nous retrouvons dans la même situation de départ mais avec un niveau de courant plus faible.

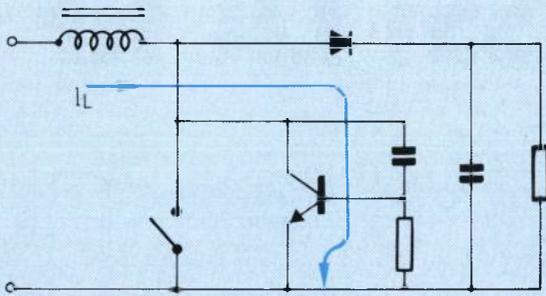


Fig. 25. Mécanisme de la conduction en mode 2.

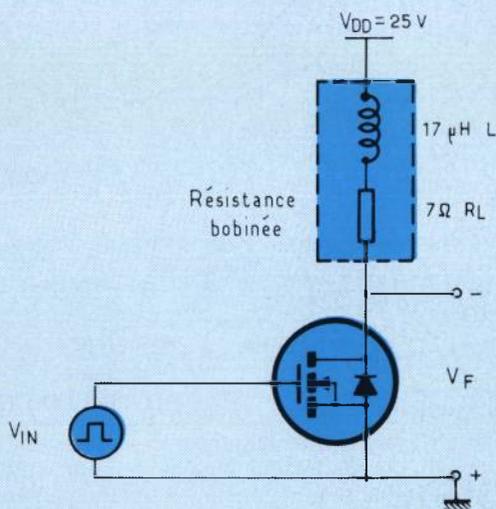


Fig. 26. Circuit inverseur.

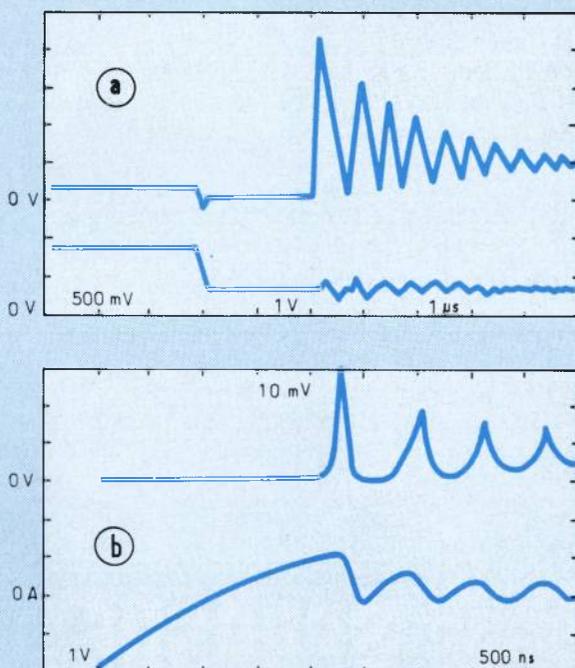


Fig. 27. Comportement du MOS à la mise en conduction.

Les performances en mode 3 peuvent être améliorées en réduisant ou supprimant le courant dans la diode substrat-drain. Deux possibilités sont montrées figure 22. En (1) le canal du FET est mis en conduction pour détourner le courant de la diode de substrat. Ceci peut être efficace comme on le voit figure 23. Celle-ci est en fait la superposition des caractéristiques d'un MOS VNE 003 A sur celles de la diode substrat-drain. Dans le cas particulier, la diode ne conduirait pas avant $I_D > 30$ A.

Une autre méthode éliminant la conduction de la diode est proposée en (B). Une diode basse tension est placée en série dans la source ou le drain alors qu'une diode normale est placée en parallèle pour supporter le courant de commutation. Cette approche élimine le mode 3, mais pénalise la puissance perdue et le coût en composants.

Dans les cas extrêmes, des réseaux d'aide à la commutation peuvent être utilisés pour réduire les dV_{DS}/dt , l'amplitude transitoire et les impulsions de courant si une conduction devait survenir.

Les effets des conductions de dV_{DS}/dt dépendent de l'impédance du circuit dans lequel le produit est utilisé. Par exemple, le circuit figure 24 A est un convertisseur de puissance alimenté en tension. Lorsque S1 est fermé, un dV_{DS}/dt positif apparaîtra sur le primaire du transformateur. Il y a alors peu de façons de limiter le courant car l'impédance de source est très faible.

Dans les mêmes conditions, figure 24 B, l'inductance série limitera le rythme de croissance du courant. Le risque d'endommager les commutateurs sera donc limité.

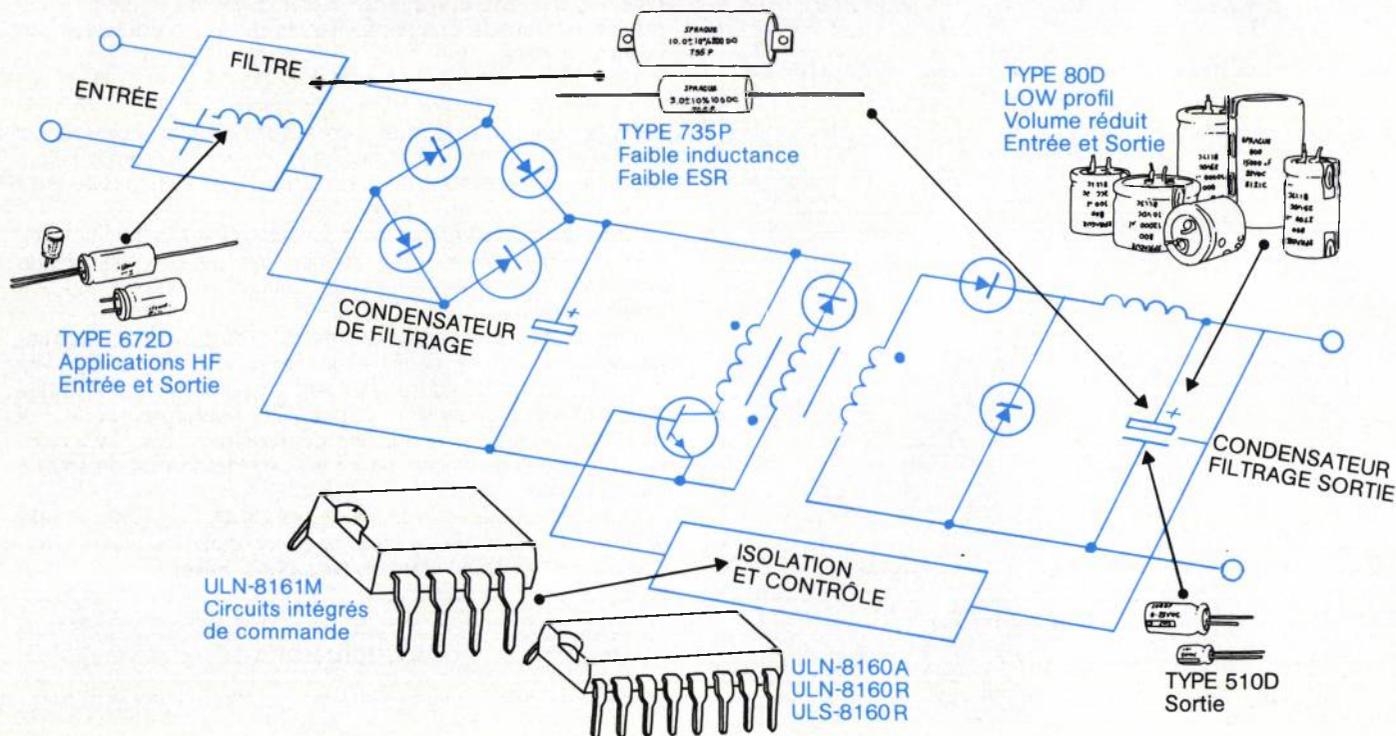
Conclusions

Les conductions de dV_{DS}/dt existent dans les MOS de puissance ; aussi, les conclusions suivantes doivent-elles être tirées :

- 1 - Le mode 1 est principalement un problème de circuit qui peut être éliminé en utilisant des commandes à basse impédance et une bonne technique de conception des circuits imprimés.
- 2 - Le mode 2 se produit uniquement pour des valeurs très élevées de dV_{DS}/dt ; c'est donc rarement un problème.
- 3 - Les modes 3 et 4 sont potentiellement les plus gênants mais ils ne se produisent que dans des applications spécialisées. Ils peuvent être réduits ou éliminés par des modifications de circuit.

Par R. Severns
Siliconix Incorporated
adapté par C. Alemany
Siliconix France

SPRAGUE MAITRISE AUSSI LA HF



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

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

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

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

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

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

SPRAGUE FRANCE S.A.R.L.

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

LISTE DISTRIBUTEURS

Région parisienne : ANTONY ALMEX T. (1) 666.21.12 - BOISSY-ST-LÉGER A.S.N. Boissy T. (1) 599.22.22 - BOULOGNE GEDIS T. (1) 604.81.70 - CLAMART PEP T. (1) 630.24.56 - CLICHY DIMACEL T. (1) 730.15.15 - COURBEVOIE SECDIS T. (1) 788.51.70 - MASSY PARIS Sud T. (6) 920.66.99 - PARIS SOCOMATEL T. (1) 336.41.44 - SURESNES FEUTRIER Ile-de-France T. (1) 772.46.46.
Région nord/est : LILLE DIMACEL Nord T. (20) 30.85.80 - ST-ANDRÉ-LES-LILLES FEUTRIER Nord/Est T. (20) 51.21.33
STRASBOURG DIMACEL Est T. (68) 22.07.19 - STRASBOURG SELFCO T. (68) 22.08.88.
Région ouest : LE RELLECO KERHUON BELLION FEUTRIER Ouest T. (98) 28.03.03 - RENNES DIMACEL Ouest T. (99) 50.25.92
TOURS GEDIS T. (47) 54.47.34
Régions sud/sud-ouest : BORDEAUX DIMACEL Sud-Ouest T. (56) 81.14.40 - BORDEAUX FEUTRIER Sud-Ouest T. (56) 29.51.21
TOULOUSE FEUTRIER Sud-Ouest T. (61) 62.34.72
Régions centre/sud-est : CHASSIEU DIMACEL Rhône T. (78) 26.35.83 - LA TRONCHE SEDRE T. (76) 90.71.18 - ST-PIERRE-EN-JAREZ FEUTRIER Rhône-Alpes T. (77) 74.67.33 - VILLEURBANNE SEDRE T. (78) 68.30.96
Région sud-est : CARNOUX FEUTRIER Provence T. (42) 82.16.41 - MARSEILLE A.S.N. Marseille (91) 47.41.22 - ST-MARTIN-D'HERES DIMACEL Alpes T. (76) 44.40.24 - SIX-FOURS-LES-PLAGES DIMACEL Méditerranée T. (94) 25.74.13.



Alimentation à découpage

Calculez vous-mêmes vos composants inductifs

Les alimentations à découpage sont maintenant bien connues. Grâce à leurs avantages tels que faible poids, faible volume, bon rendement (65 à 90 %), elles remplacent progressivement les alimentations stabilisées classiques.

Le choix et l'utilisation des noyaux restent cependant la partie difficile de la conception d'une alimentation à découpage.

Cet article a pour but de présenter des méthodes pratiques pour le calcul et le bobinage du transformateur principal et de l'inductance de filtrage d'une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie (FORWARD).

Si des lecteurs avaient réalisé d'autres études concernant les bobinages, nous serions heureux de pouvoir les publier car beaucoup d'utilisateurs butent encore sur ces problèmes trop délaissés par l'actualité.

Il existe deux grandes familles de convertisseurs pour réaliser les alimentations à découpage direct secteur :

- la famille des convertisseurs symétriques,
- la famille des convertisseurs asymétriques.

Cette dernière comprend deux circuits principaux qui sont :

- le convertisseur asymétrique à récupération d'énergie (flyback),
- le convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie connue sous le nom FORWARD.

Ce type de circuit est le plus souvent utilisé et convient pour un grand nombre d'applications dans le domaine industriel couvrant une grande gamme de puissance de 30 W à 4 kW.

Aussi, nous nous proposons de donner quelques critères de choix et de réalisation des transformateurs et des inductances avec l'utilisation des noyaux en ferrite pour ce dernier type de convertisseur.

Rappel du principe de fonctionnement du convertisseur à transfert direct d'énergie

La figure 1 montre le schéma simplifié de l'étage de puissance.

Le circuit de commande fournit à la base du transistor TR_1 des impulsions de fréquence fixe mais à rapport cyclique variable. Pendant la conduction du transistor TR_1 , il apparaît aux bornes de l'enroulement NP une tension VP qui développe aux bornes du secondaire du transformateur une tension VS.

L'énergie est transférée dans l'inductance L ainsi que dans la charge par la diode D_2 .

Dans le même temps aux bornes de l'enroulement NR apparaît une tension VR (fig. 2).

Au blocage du transistor TR_1 , la polarité des tensions aux bornes du transformateur s'inverse. Au secondaire, la diode D_2 se bloque, D_3 conduit et l'inductance L continue à fournir de l'énergie à la charge (fig. 3).

Au primaire, l'inversion du sens de la tension aux bornes de NR fait conduire la diode D_1 , qui restitue au condensateur C_1 l'énergie magnétique emmagasinée dans le transformateur.

En choisissant NP = NR, la tension VP sera égale à VR ce qui limite au blocage la tension collecteur-émetteur du transistor à deux fois la tension d'entrée. Un bon fonctionnement du circuit implique une démagnétisation complète du transformateur à chaque cycle. Dans ces conditions d'égalité entre les enroulements NP et NR, le rapport cyclique maximal des impulsions de commande doit être de 0,5 ; sans cette précaution importante, la densité du flux atteindrait rapidement son niveau de saturation. Ceci aurait pour effet de détruire le transistor par surtension.

La figure 4 montre les oscillogrammes en différents points du circuit.

Noyaux pour alimentation à découpage

Les noyaux utilisés pour la réalisation des transformateurs et des inductances sont fabriqués avec le matériau 3C8 qui a été

Alimentation à découpage

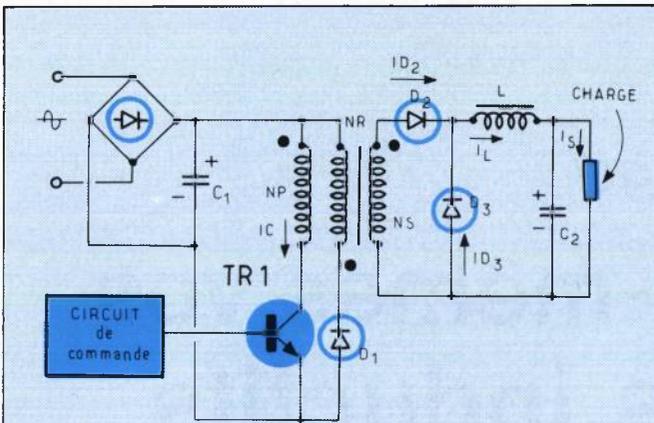


Fig. 1

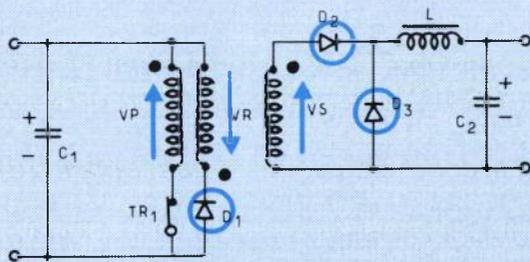


Fig. 2

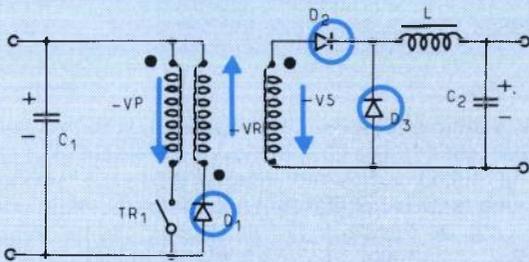


Fig. 3

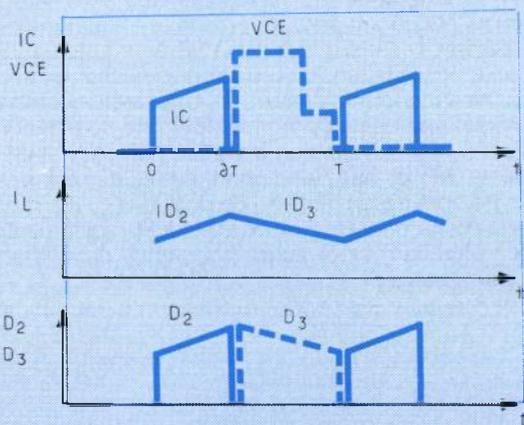


Fig. 4

développé pour satisfaire les caractéristiques rigoureuses demandées pour les alimentations à découpage fonctionnant à des fréquences supérieures à 20 KHz.

A ces fréquences élevées, les pertes dans le noyau sont faibles grâce à la grande résistivité du matériau 3C8.

Le matériau 3C8 est un ferrite manganèse zinc qui répond bien aux exigences demandées par les noyaux magnétiques pour transformateurs de puissance :

- haute induction de saturation $B_{max} = 0,32 \text{ T}$ à 100° (Fig. 5) ;
- haute perméabilité d'amplitude $\mu > 1000$;
- température de Curie supérieur à 200°C ;
- diminution des pertes en fonction de la température jusqu'à 100°C (fig. 6).

Il existe principalement trois formes géométriques de noyaux pour la réalisation des transformateurs des alimentations à découpage.

Nous avons ainsi :

- les noyaux E à jambe centrale ronde,
- les noyaux E à jambes rectangulaires,
- les noyaux U à jambes rectangulaires.

Les noyaux à jambe centrale ronde regroupent la gamme des noyaux EC et la nouvelle gamme de noyaux ETD (ETD34, ETD39, ETD44, ETD49).

Les dimensions de la nouvelle gamme de noyaux ETD ont été optimisées pour permettre de transmettre une puissance plus élevée que celle des noyaux EC.

Les noyaux U et I qui peuvent être assemblés en circuits $2 \times U$ ou $U+I$ donnent de bons résultats pour les alimentations à découpage délivrant une puissance supérieure à 1 kW.

Calcul du transformateur principal

Choix de la fréquence de découpage

Le choix de la fréquence de découpage dépend de la puissance de l'alimentation. La tendance actuelle est d'augmenter la fréquence pour diminuer le poids et les dimensions du noyau. Pour les alimentations de faible puissance couvrant une gamme de 50 W à 200 W correspondant à la plus forte demande, l'étude du choix de la fréquence a conduit à une valeur de fréquence se situant dans la gamme de 50 kHz à 100 kHz. Dans cette étude, nous avons tenu compte des caractéristiques des composants actifs et passifs et plus particulièrement des condensateurs qui limitent la montée en fréquence.

Au-dessus de 100 kHz qui est une valeur optimale, nous rencontrons des problèmes tels que l'augmentation des pertes dans le noyau et le rayonnement électromagnétique. Pour les alimentations de puissance supérieure à 1 kW, il est préférable de travailler à une fréquence de 25 kHz pour ne pas trop compliquer le filtre d'entrée.

Sélection du noyau

La puissance transmissible d'un noyau donné est fonction du matériau, de ses dimensions géométriques, de la taille de sa fenêtre de bobinage et du cahier des charges de l'alimentation. Les figures 7 et 8 montrent les courbes de sélection du noyau pour la réalisation d'un transformateur, d'un convertisseur à transfert direct d'énergie. Pour tracer les courbes de sélection des transformateurs à trois enroulements, nous avons supposé que chaque enroulement occupe le tiers du volume bobinable. En réalité dans un convertisseur à transfert direct d'énergie, l'enroulement de récupération est parcouru par le courant de magnétisation qui donc représente le dixième du courant primaire. Cet enroule-

ment est bobiné en fil de section plus faible et par conséquent occupe moins de volume bobinable. La puissance transmissible peut être augmenté d'environ 20 %. Pour une alimentation à plusieurs sorties, nous devons avoir plusieurs enroulements secondaires et nous considérons que ces enroulements ne constituent qu'un simple enroulement secondaire. Le volume de ce secondaire est partagé proportionnellement à la puissance de chaque enroulement.

Température ambiante : La température ambiante et la température maximale du noyau déterminent l'élévation maximale de température qui fixe la dissipation totale permise dans le transformateur. La courbe d'élévation de température en fonction des pertes est donnée avec les caractéristiques de chaque noyau. Pour tracer les courbes de sélection, nous avons considéré que la température ambiante maximale était de 60 °C, ce qui permet une élévation de 40 °C depuis l'ambiante, pour une température maximale au centre du noyau de 100 °C.

Induction : Pour éviter de saturer le noyau, l'induction dans la section minimale ne doit pas dépasser l'induction de saturation donnée pour le matériau à 100 °C. Elle ne doit en aucun cas être dépassée, même pendant des états transitoires difficiles, lorsque par exemple la sortie de l'alimentation est chargée brutalement et que le rapport cyclique maximal correspond à la tension d'entrée maximale.

Dans la construction des courbes de sélection, nous avons fixé à 1/1,72 le rapport de la tension d'entrée max à la tension d'entrée min, ce qui correspond à la plupart des applications.

La figure 9 a montré la courbe théorique du flux d'induction d'un transformateur fonctionnant en mode asymétrique.

En réalité, nous pouvons bénéficier d'une variation du flux d'induction plus grande (fig. 9 b) par l'utilisation d'un faible entrefer de 1/10 mm et le courant de décharge du condensateur du réseau d'aide à la commutation au moment de la conduction du transistor de puissance permettant de diminuer la valeur de l'induction rémanente B_r à B'_r .

L'utilisation de l'entrefer dans le transformateur permet d'obtenir une forme de la tension collecteur-émetteur très proche de la forme théorique (voir fig. 4) ; la durée de démagnétisation correspond à la durée de la conduction du transistor de puissance.

Utilisation du volume bobinable : Pour satisfaire aux conditions d'isolement secteur de la norme CEI 45, il faut ménager un espace de 4 mm entre l'enroulement et les joues de la carcasse. Nous avons tenu compte de cet espace dans la construction des courbes de sélection.

Précisons que dans le cas où nous pouvons nous dispenser de réserver cet espace, la puissance transmissible passe de la valeur P à la valeur P' ,

$$\text{avec } P' = P \sqrt{\frac{\text{largeur totale de l'enroulement}}{\text{largeur totale de l'enroulement} - 8 \text{ mm}}}$$

soit une augmentation d'environ 25 % pour les petits noyaux et 10 % pour les gros noyaux.

La figure 10 montre l'espace de 4 mm de chaque côté de l'enroulement.

Utilisation des courbes de sélection

Sur ces courbes, la zone hachurée correspond à un type de noyau déterminé. La limite supérieure de la zone hachurée correspond à la courbe de puissance transmissible en fonction de la fréquence de découpage dans les conditions optimales d'utilisation sans l'espace d'isolement entre le bobinage et la carcasse.

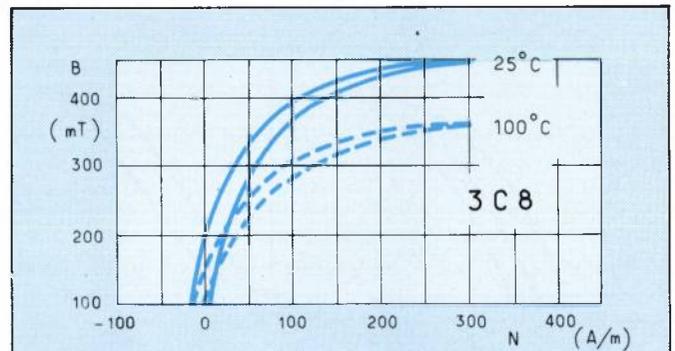


Fig. 5

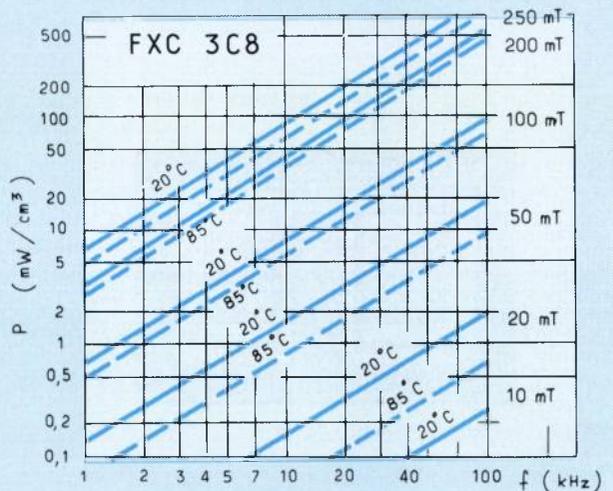


Fig. 6

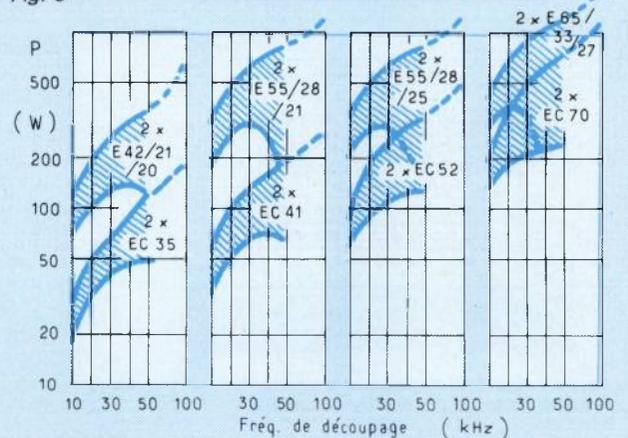


Fig. 7 - Convertisseur à transfert direct d'énergie - forward - $a \geq 1,72$.

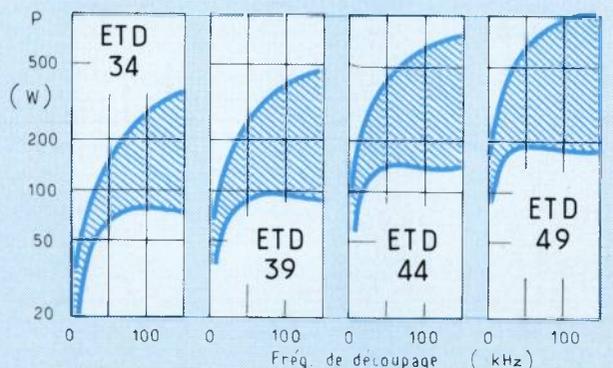


Fig. 8 - Convertisseurs à transfert direct d'énergie (FORWARD).

Alimentation à découpage

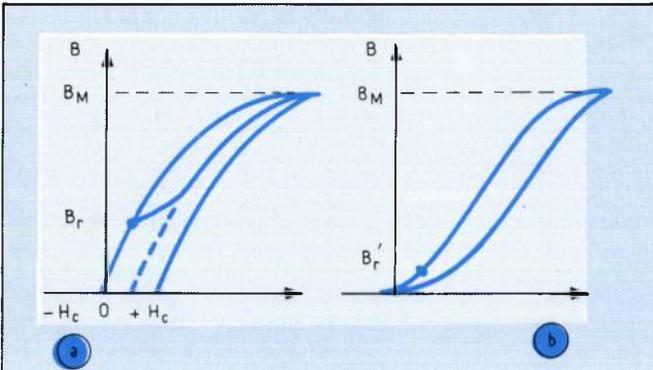


Fig. 9

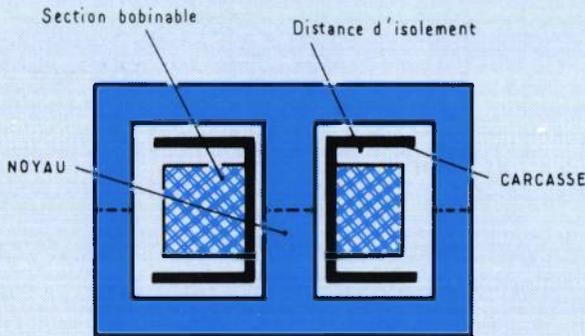


Fig. 10

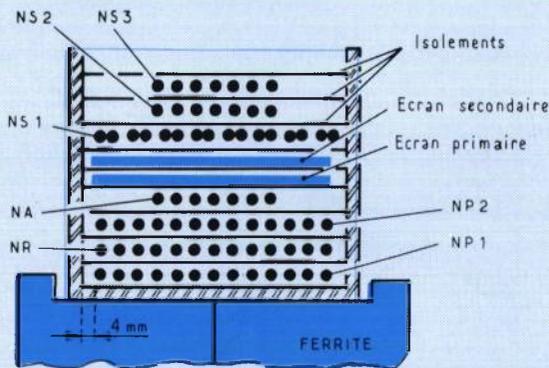


Fig. 11 - N_0 est un enroulement d'autoalimentation pour le circuit de commande de l'étage de puissance.

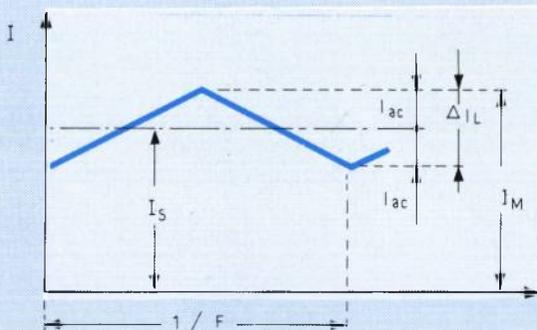


Fig. 12

La limite inférieure de la zone hachurée correspond à la puissance transmissible en fonction de la fréquence avec une distance de $2 \times 4 \text{ mm}$ entre le bobinage et les joues de la carcasse.

Méthode de calcul des différents enroulements

1) Enroulement primaire

— *Calcul* : Pour un convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie, le nombre de spires de l'enroulement primaire est donné par la formule suivante :

$$N_p = \frac{V_E \max \times \delta \max \times T}{B_{\max} \times A_e}$$

avec :

- $V_E \max$ = valeur maximale de la tension obtenue après le pont de redressement
- $\delta \max$ = rapport cyclique maximal qui est fixé à 0,45
- T = période des impulsions
- $B \max$ = valeur de l'induction maximale en tesla
- A_e = section effective du noyau central en m^2

La valeur de B_{\max} pour le 3C8 est de 0,32 T à 100 °C ; pour le calcul du transformateur, il est préférable de choisir une induction de 0,3 T pour une alimentation ayant une seule tension de sortie et une valeur de 0,28 T pour une alimentation multi-tensions.

Dans la formule, nous prenons la valeur maximale de la tension d'entrée et du rapport cyclique pour être sûr de ne pas saturer le noyau même pendant des états transitoires difficiles.

Inductance primaire et courant magnétisant :

Pour assurer un bon fonctionnement du transformateur, il est nécessaire de calculer la valeur du courant magnétisant et de vérifier que cette valeur ne dépasse pas 15 % de la valeur du courant primaire maximal lorsque l'alimentation délivre la puissance maximale. Pour cela, il faut connaître la valeur de l'inductance primaire qui peut être calculée par la formule :

$$L_p = \frac{\mu_0 \times \mu_r \times N_p^2}{\Sigma \frac{1}{S}}$$

La valeur de $\Sigma 1/S$ est donnée par le rapport de la longueur moyenne des lignes de force par la section moyenne

$$\Sigma \approx \frac{l_e}{A_e}$$

La formule donnant la valeur L_p s'écrit :

$$L_p = \frac{N_{p2} \times \mu_0 \times \mu_r \times A_e}{l_e}$$

- μ_0 est la perméabilité d'amplitude dans l'air soit $4\pi \times 10^{-7}$
- μ_r est la perméabilité d'amplitude du matériau soit une valeur de 1000
- A_e est la section effective du noyau en m^2
- l_e est la longueur effective des lignes de force en m.

La valeur maximale du courant magnétisant est déterminée par la formule :

$$I_m \max = \frac{V_E \max \times \delta \max}{L_p \times F}$$

$V_E \max$ = valeur maximale de la tension obtenue après le pont de redressement

- $\delta \max$ = rapport cyclique maximal qui est fixé à 0,45
- F = fréquence de fonctionnement de l'alimentation.

2) Enroulement de récupération

Pour la réalisation des transformateurs d'alimentation à découpage direct secteur, nous avons précisé que le rapport de transformation est égal à l'unité, ce qui permet d'obtenir un

rapport cyclique maximum égal à 0,5, et de pouvoir limiter la tension collecteur-émetteur du transistor à deux fois la tension d'entrée.

Pour la réalisation d'un convertisseur à partir d'une tension délivrée par une batterie par exemple de 48 V, nous pouvons choisir un rapport de transformation plus grand que l'unité, ce qui permet de limiter la tension développée aux bornes de l'enroulement de récupération. Cette astuce permet de choisir un transistor ayant une tenue en tension plus faible que celle nécessaire avec un rapport égal à 1. Cette astuce peut être utilisée également pour les alimentations directes réseau dans le cas où nous utilisons les MOS DE PUISSANCE.

3) Enroulement secondaire

Pour calculer le nombre de spires de l'enroulement secondaire du transformateur, il est nécessaire de calculer le rapport de transformation qui est donné par la formule :

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_E \text{ mix} \times \delta \text{ max eff}}{V_s + V_{\text{pertes}}}$$

V_E min est la valeur minimale de la tension obtenue après le pont de redressement (245 V).

δ max eff est le rapport cyclique effectif au secondaire du transformateur qui est estimé à 0,42.

V_s est la tension de sortie de l'alimentation.

V_{pertes} comprend la tension directe de la diode de redressement, les pertes dans l'inductance de filtrage et les connexions.

Nous choisissons la valeur minimale de la tension obtenue après le pont de redressement pour obtenir une tension suffisante aux bornes de l'enroulement secondaire de façon à pouvoir réguler la tension de sortie pour la puissance maximale. Nous prenons pour V_{pertes} la valeur de 2 V ce qui est large en sachant que la tension directe d'une diode Schottky utilisée pour une tension de sortie de 5 V est de 0,5 V max et que celle des diodes épitaxiales pour les tensions de sortie supérieure à 5 V est de 0,85 V.

Connaissant la valeur du rapport de transformation, nous pouvons calculer le nombre de spires de l'enroulement secondaire :

$$N_s = \frac{N_p}{n}$$

A ce stade du calcul, nous devons vérifier que le courant magnétisant ne dépasse pas 15 % de la valeur du courant primaire maximal.

La valeur du courant primaire peut être calculée par :

$$I_p \text{ max} = \frac{N_s}{N_p} \times I_s$$

Si la valeur du courant magnétisant calculée précédemment par la formule :

$$I_m \text{ max} = \frac{V_E \text{ max} \times \delta \text{ max}}{L_p \times F}$$

dépasse la valeur de 15 % de $I_p \text{ max}$, nous diminuerons la valeur de l'induction.

Réalisation du transformateur

Pour la réalisation d'un transformateur d'alimentation à découpage, nous devons tenir compte de quatre critères fondamentaux :

- le couplage entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération,
- le choix des conducteurs,
- l'isolement,
- le rayonnement.

1) Couplage

Dans le rappel du principe de fonctionnement d'un convertisseur à transfert direct, nous avons précisé le rôle fondamental de l'enroulement de récupération qui permet de limiter la tension collecteur du transistor de puissance, et assure la démagnétisation du transformateur à chaque cycle. Pour cela, nous devons avoir un couplage serré entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération. Les différents essais de bobinage ont abouti à la solution optimale qui consiste à diviser le nombre de spires de l'enroulement primaire par deux, et d'imbriquer l'enroulement de récupération entre les deux demi-enroulements primaires N_{p1} , N_{p2} . Il faut s'assurer que la dernière couche de bobinage des enroulements N_{p1} et N_{p2} soit complète. Dans le cas contraire, nous diminuons la valeur de l'induction choisie, ce qui permet d'augmenter le nombre de spires de l'enroulement primaire. Les demi-enroulements primaires doivent être réunis en série. La sortie de N_{p1} sera connectée à l'entrée de N_{p2} .

2) Choix des conducteurs

Pour choisir le diamètre des conducteurs, il faut tenir compte de l'effet de peau qui intervient aux fréquences élevées. La distribution de courant tend à devenir non uniforme à travers la section du conducteur. Le facteur d'effet de peau est fonction du diamètre du conducteur par la profondeur de pénétration (d/Δ), et dépend de la fréquence.

Ainsi, pour un conducteur en cuivre, la profondeur de pénétration du courant à la température de 70 °C est donnée par :

$$\Delta = \frac{74}{\sqrt{F}}$$

Pour une fréquence de 25 kHz, nous avons $\Delta = 0,468$ mm et à une fréquence de 50 kHz, $\Delta = 0,331$ mm.

Il est donc fondamental de tenir compte de ce facteur pour choisir les conducteurs. Nous devons d'abord calculer la valeur efficace du courant de l'enroulement primaire et de l'enroulement secondaire.

La valeur efficace du courant primaire est donnée par :

$$\begin{aligned} I_{p \text{ eff}} &= I_{p \text{ m}} \sqrt{\delta \text{ max}} \\ \text{avec } I_{p \text{ m}} &= I_p + I \text{ mag} \\ &= \frac{N_s/N_p \times I_g + I \text{ mag}}{(N_s/N_p \times I_s + I \text{ mag})} \sqrt{\delta \text{ max}} \end{aligned}$$

La valeur efficace du courant dans l'enroulement secondaire est donnée par :

$$I_s \text{ eff} = I_s \times \sqrt{\delta \text{ max}}$$

I_s étant le courant de sortie de l'alimentation.

Pour la réalisation des transformateurs des alimentations à découpage, nous pouvons prendre une densité de courant élevé soit 5 A/mm².

La section des enroulement primaire et secondaire est calculée par :

$$S_p = \frac{I_{p \text{ eff}}}{S}$$

$$S_s = \frac{I_s \text{ eff}}{5}$$

Nous donnons maintenant une méthode pour choisir le type de conducteur qui convient en fonction de la section nécessaire. Lorsque la section calculée correspond à un diamètre inférieur à 1 mm, nous utilisons le conducteur correspondant à ce diamètre. Au-dessus d'une valeur de 1 mm, nous préconisons d'utiliser le bobinage bifilaire qui consiste à bobiner deux conducteurs en parallèle. Pour les alimentations délivrant

Alimentation à découpage

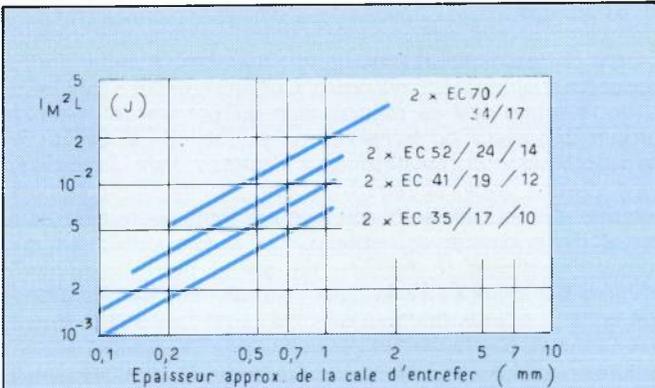


Fig. 13 - Réseau de sélection pour circuits avec noyau EC.

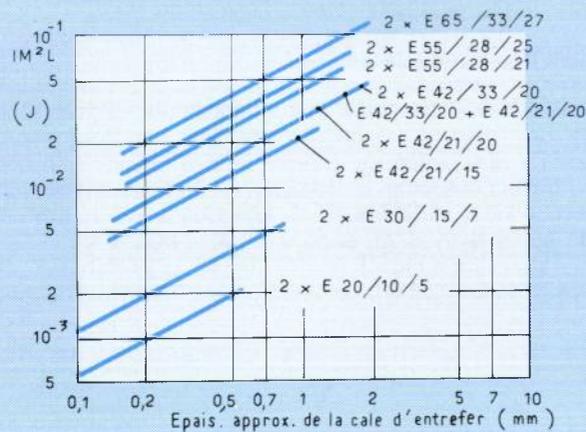


Fig. 14 - Réseau de sélection pour circuits avec noyau E.

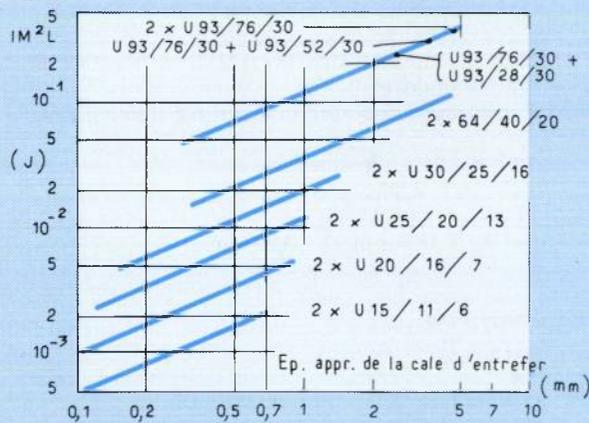


Fig. 15 - Réseau de sélection pour circuits avec noyau U et I.

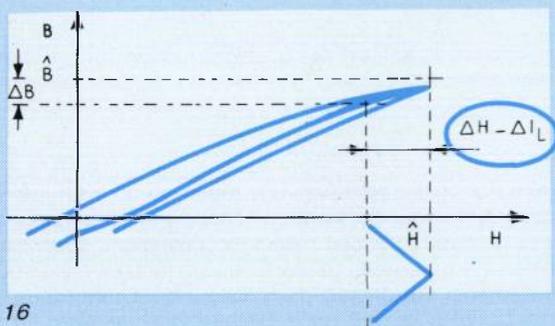


Fig. 16

Sélection du noyau :

- 1) Alimentation à découpage à une seule tension de sortie. Pour une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie à une seule tension de sortie, le choix optimal correspond à l'utilisation du même noyau que celui du transformateur principal.
- 2) Alimentation à découpage multi-tensions. Pour les alimentations à découpage multi-tensions, nous choisissons un noyau plus petit que celui du transformateur principal. Le choix peut être fait par l'utilisation du réseau de sélection des différents noyaux représenté par les figures 13, 14, 15.

un courant de sortie supérieure à 10 A nécessitant une section supérieure à une valeur de $1,34 \text{ mm}^2$, nous conseillons d'utiliser de la bande de cuivre. Cette bande de cuivre de faible épaisseur (5/100) sera coupée à la largeur du bobinage. Ce conducteur, ayant une faible épaisseur et une grande largeur, offre une bonne section pour les courants élevés et l'élévation de la température du bobinage sera réduite.

Sur le plan pratique, cette technique pose le problème de la réalisation des connexions et doit être appliquée avec beaucoup de précautions. Notamment, nous devons vérifier l'état des tranches de la bande pour s'assurer qu'elles n'ont pas des déformations qui risqueraient de provoquer un court-circuit entre les spires. Pour la réalisation des connexions d'entrée et de sortie du bobinage, il existe deux procédés.

Le premier consiste à souder sur la bande en clinquant de cuivre une tresse de masse. Un fil souple multibrins peut être également utilisé. Le second consiste à replier la bande à 90° sur elle-même. Pour cela, nous découpons des lanières dans la largeur de la bande qui sont repliées séparément et superposées. Ce procédé est utilisé pour les transformateurs d'alimentation à découpage délivrant une puissance supérieure à 1 kW.

Pour l'isolement des bandes, nous conseillons d'utiliser du terphane non cranté de $1/100^\circ$ d'épaisseur.

Ceci résume une longue période d'essais successifs de différentes technologies de bobinage des transformateurs destinés aux alimentations à découpage.

La technique de bobinage de la bande de cuivre ou d'aluminium est maintenant bien connue par les bobiniers spécialisés et ne pose plus de problèmes de fabrication en grande série.

3) L'isolement

Nous avons précisé ce point dans la partie de la sélection du noyau et l'utilisation du volume bobinable. Nous rappelons qu'il faut ménager un espace de 4 mm entre l'enroulement et les joues de la carcasse pour satisfaire à la classe II d'isolement (5300 V). Pour l'isolement des couches des différents enroulements, nous préconisons d'utiliser comme isolant intercalaire du terphane non cranté correspondant à la largeur de la carcasse. L'utilisation de cet isolant permet de maintenir les spires correctement et de faciliter le bobinage en retrait de la carcasse de 4 mm. Le terphane convient également pour les températures de fonctionnement élevées.

Il est préférable de choisir une faible épaisseur d'isolant, ce qui permet d'assurer un excellent coefficient de remplissage.

4) Rayonnement

Les alimentations à découpage offrent des avantages incontestables, mais par contre présentent l'inconvénient du rayonnement du transformateur. Le moyen de réduire le rayonnement est de réunir le noyau au plus de la tension redressée et d'ajouter un écran primaire réuni au plus de la tension continue et un écran secondaire qui sera réuni à la borne négative de la tension de sortie.

La figure 11 montre l'ordre de bobinage des enroulements du transformateur d'une alimentation à découpage délivrant

Alimentation à découpage

trois tensions de sortie et la position de l'écran primaire et de l'écran secondaire.

Inductance de filtrage

Le courant dans l'inductance a une forme triangulaire représentée par la figure 12.

La valeur de l'inductance de filtrage détermine l'amplitude du courant alternatif pulsé (ΔI_L).

La valeur de l'inductance sera de préférence élevée pour obtenir une faible résiduelle en sortie, et par contre, sera faible pour obtenir un temps de réponse rapide pour des variations brusques de la charge.

Le choix de la valeur de l'inductance de filtrage doit être un compromis entre ces deux paramètres.

Nous avons déterminé expérimentalement que l'ondulation de courant (ΔI_L) dans l'inductance de filtrage d'une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie peut représenter 10 à 20 % de la valeur du courant de sortie (I_s) en pleine charge soit :

$$0,1 \cdot I_s < \Delta I_L < 0,2 \cdot I_s$$

La valeur minimale de l'inductance de filtrage peut être calculée à partir de la formule suivante :

$$L_{\min} = \frac{V_s + V_{\text{pertes}}}{\Delta I_L} \times \frac{1 - \delta_{\min}}{F}$$

$$\text{avec } \delta_{\min} = \frac{V_E \min}{V_E \max} \times \delta_{\max}$$

Pour la procédure d'utilisation de ces réseaux, nous calculons le produit $I_M^2 \cdot L_{\min}$. Nous traçons sur le réseau de sélection de la géométrie du noyau choisi pour la réalisation du transformateur, une droite horizontale d'ordonnée $I_M^2 \cdot L_{\min}$.

Généralement, cette droite coupe plusieurs types de noyaux et nous choisissons un noyau de dimensions nécessitant l'entrefer le plus faible.

* Calcul du nombre de spires :

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage peut être calculé par la formule :

$$N = \frac{L \times I_M}{B \times A_e}$$

avec B : induction exprimée en Tesla

A_e : section effective du noyau en m^2

La variation du flux d'induction ΔB dans le noyau de l'inductance de filtrage est représentée par la figure 16.

La variation du flux d'induction ΔB étant faible, nous pouvons prendre la valeur crête de l'induction du matériau 3C8 soit 0,32 T.

La valeur maximale du courant dans l'inductance de filtrage est :

$$I_M = I_s + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage sera :

$$N = \frac{L_{\min} \times [I_s + \frac{\Delta I_L}{2}]}{B \times A_e}$$

Il faut maintenant déterminer l'entrefer pour ne pas saturer le noyau.

La valeur minimale de l'entrefer (e) peut être déterminée en utilisant la formule ci-dessous :

$$e \cong \frac{\mu_0 + A_e + N^2}{L_{\min}} - \frac{1_e}{\mu_a}$$

avec :

μ_0 : perméabilité d'amplitude dans l'air soit $4 \pi \cdot 10^{-7}$

μ_a : perméabilité d'amplitude du matériau soit une valeur de 1000

A_e : section effective du noyau en m^2

l_e : longueur effective du noyau en mètre.

Cette méthode permet de donner une valeur approximative de l'entrefer. Il faut vérifier que la valeur de l'entrefer est suffisante pour ne pas saturer le noyau, en observant l'oscillogramme du courant dans l'inductance de filtrage avec une sonde de courant. Lorsque la forme du courant n'est plus triangulaire, le noyau est saturé.

Pour réduire les fuites magnétiques sur les jambes extérieures, il existe parmi la gamme des noyaux E, EC, et ETD des valeurs standards d'entrefer taillé sur la jambe centrale.

Dans la mesure du possible, il est préférable de choisir une valeur standard.

Conclusion

Nous nous sommes efforcés de décrire une méthode simple pour calculer le transformateur et l'inductance de filtrage d'une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie.

Nous avons indiqué la technologie de bobinage la mieux adaptée pour l'utilisation optimale des noyaux en ferrite.

La méthode décrite dans cet article a été utilisée pour résoudre un grand nombre de projets d'alimentation à découpage couvrant une gamme de puissance de 30 W à 2 kW.

R. DOLBACHAN
R.T.C. Laboratoire d'Applications

RENCONTREZ LA PUISSANCE.

SILEC

DEPARTEMENT DISTRIBUTION
DE COMPOSANTS ELECTRONIQUES



NOTRE SPECIALITE: L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE AVEC THOMSON.

Notre force : SILEC département distribution de composants électroniques, le grand groupe de distribution THOMSON.

Nos atouts :

- La fiabilité THOMSON, son avance technologique qui révolutionne les applications de l'électronique de puissance.
- 14 agences réparties dans toute la France

pour apporter une réponse rapide, économique et parfaitement adaptée à chacun de vos problèmes. Stocker, distribuer, raccourcir les délais, c'est notre métier, mais la mission du réseau SILEC composants électroniques, va plus loin : grâce à nos connaissances électroniques, nous pouvons vous conseiller, chercher avec vous de nouvelles applications des composants THOMSON.

Pour SILEC département composants électroniques,

RENCONTRER LA PUISSANCE C'EST AUSSI SAVOIR MIEUX L'UTILISER.



THOMSON SEMICONDUCTEURS

DEL ANNECY 50/23.17.29	DEL ECHIROLLES 76/22.05.09	CODICOM PARIS 1/375.95.92	SIDE LILLE 20/04.75.08	AUVERLEC CLERMONT-Fd 73/84.76.62	S.I.R.D. METZ 8/732.53.12	SPELEC TOULOUSE 61/41.05.00
DEL DIJON 80/71.57.45	DEL LYON-VENISSIEUX 7/800.86.97	CODICOM TROYES 25/82.15.32	SIDE ROUEN 35/98.22.99	AUVERLEC LIMOGES 55/37.42.81	RIME NANTES 40/46.12.00	CODIREM TOURS 47/54.43.96

Echangeurs thermiques et encapsulation de puissance

Les équipements électroniques toujours plus performants et complexes consomment de plus en plus d'énergie électrique. Tant pour réduire leur volume, que pour assurer leurs performances, il est fréquemment fait appel aux technologies de microélectronique hybride qui permettent une forte densité de composants mais posent un problème d'évacuation des calories. Une solution à ce problème est proposée avec les dispositifs Transcal.

Les évolutions récentes de la Microélectronique Hybride montrent une orientation vers :

- la densification des circuits : augmentation du nombre de puces par pouce carré ; par exemple de 15 à 10 puces/in² à 25/35 puces/in² dans le matériel embarqué ;
- une augmentation de la puissance dissipée par puce qui pour des circuits VLSI peut atteindre 3 à 5 W pour des puces de 1 cm² ou moins ;
- le développement des applications de puissance demandant des courants et des tensions plus élevés.

Dans ces conditions les méthodes de refroidissement des équipements et les encapsulations des circuits de puissance devaient être remises en cause.

Le refroidissement par convection naturelle ou forcée de l'air devenant insuffisant, les fabricants de calculateurs furent les premiers à adopter un refroidissement par circulation de liquide : eau ou fréon IBM, Honeywell, Sperry, Cray, Control Data.

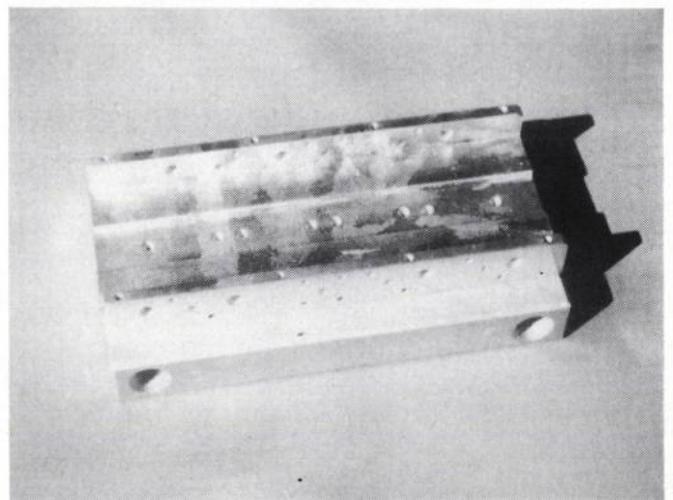
Dans ce contexte la société LCC, forte de son expérience sur les produits d'encapsulation, a créé un atelier de fabrication d'échangeurs thermiques utilisant les points forts de son activité :

- usinage mécanique et micromécanique ;
- traitement de surface et dépôt électrolytique : cuivre, nickel, étain, or ;
- méthode d'assemblage micro-mécanique ;
- technologie de brasage :
 - tendre par exemple étain/argent, plomb/argent, etc., avec flux ;
 - dur par exemple or/nickel, argent/cuivre, cuivre, etc., sous atmosphère protectrice contrôlée dans des fours continus permettant d'assurer une production industrielle.

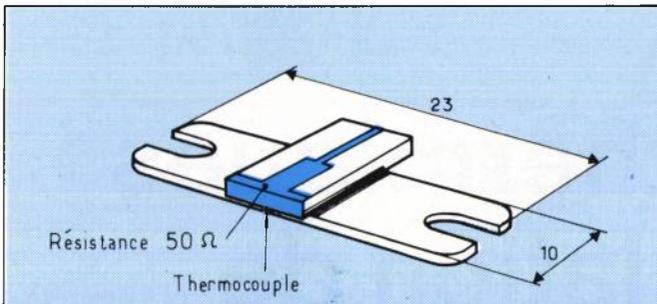
- structure de contrôle et d'assurance qualité permettant d'orienter la fabrication vers le concept « zéro défaut ».

Cette activité traite aujourd'hui essentiellement des applications dans le domaine informatique mais intéresse également toutes les applications de circuit à forte densité, et de forte puissance à l'état solide par exemple en : avionique, traction électrique, circuit hyperfréquence.

L'exemple ci-dessous permet de fixer quelques ordres de grandeur des performances obtenues avec des dispositifs Transcal et de faire la comparaison avec la solution classique du radiateur en convection naturelle.



Echangeur Thermique



Le générateur thermique est constitué par une résistance de 50Ω , couche mince, déposée sur un substrat céramique brasé avec du cuivre sur un support cuivre tungstène (fig. 1). Quatre générateurs thermiques ont été montés sur le refroidisseur en cuivre à circulation d'eau (fig. 2).

Les résultats obtenus avec deux refroidisseurs de dimension différentes, sont rassemblés dans le tableau 1.

Tableau 1	Dimension mm	Surface mouillée par le circuit d'eau mm ²	Résistance thermique générateur/eau
Refroidisseur n° 1	107x104x15	23 300	0,175 °C/W
Refroidisseur n° 2	110 x45x30	10 650	0,125 °C/W

La fig. 3 présente l'élévation de température des générateurs thermiques pour un débit d'eau constant dans la plaque froide (Transcal), en fonction de la puissance totale dissipée sur les quatre générateurs.

La fig. 4 présente l'écart de température entre le générateur thermique et l'eau froide, en fonction de la puissance totale dissipée.

Comparativement à ces résultats un radiateur par convection d'air en aluminium filé de dimension voisine : dimension hors tout montage vertical $115 \times 100 \times 26$ mm, conduirait à une résistance thermique boîtier/ambiante de 1,5 à 2 °C/W.

Dans ces exemples, l'encapsulation et l'échange thermique sont assurés séparément.

Le cheminement thermique peut être encore réduit en supprimant la résistance thermique d'interface entre boîtier du composant et Transcal.

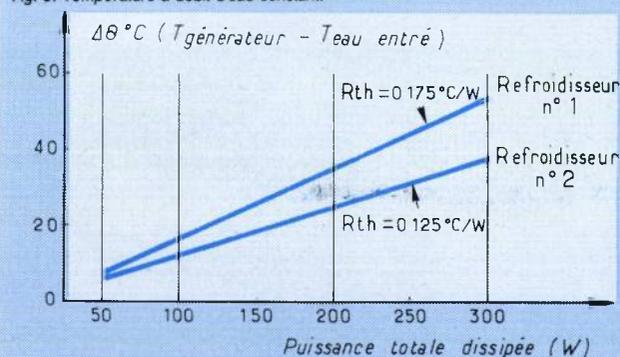
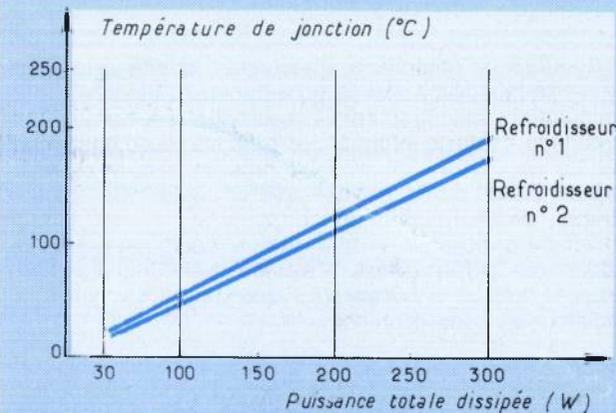
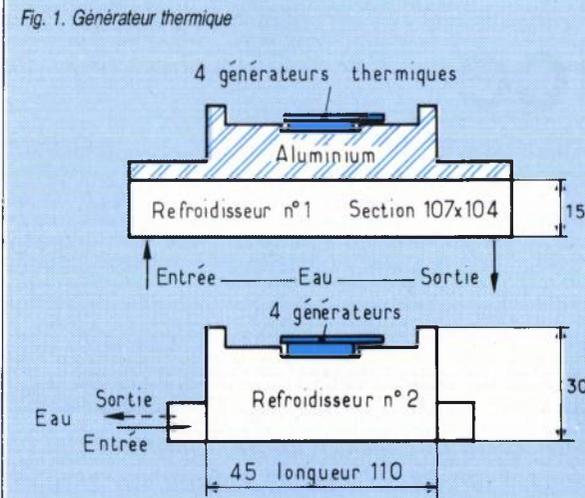
Dans cet esprit, après avoir mis au point des boîtiers à fond de cuivre épais pour microélectronique de puissance, LCC étudie le développement de produits de refroidissement intégrant la fonction encapsulation.

Bien que récente, cette nouvelle activité qui assure d'ores et déjà des productions de série d'échangeurs pour les sociétés IBM, Honeywell, Sperry et Thomson dispose d'importants atouts :

- l'apport technologique et le savoir faire du secteur encapsulation ;
- un ensemble de dispositifs de mesure et de contrôle spécifiques tels que tests de suppression (jusqu'à 240 bars) mesure de perte de charge, mesure géométrique des faces d'échange par interférométrie, etc. ;
- d'importants moyens industriels tant pour les traitements thermiques : fours de brasage et de durcissement structural notamment, que pour les traitements électrochimiques pour la passivation des circuits hydrauliques ou les finitions de surface.

M. LEBAILLY

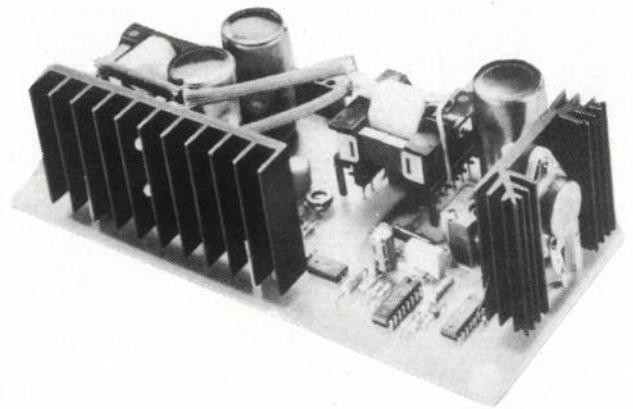
LCC Département boîtiers électroniques



Non sens

□ Une inversion des planches de dessins par rapport à leurs légendes s'est produite pages 50 et 51 du numéro 6 de EP, dans l'article. Quel sera l'avenir du transistor de puissance en électronique ? dû à Jean Marie Peter. Nous nous en excusons auprès de nos lecteurs et de l'auteur. Pour une bonne compréhension, il faut inverser les légendes 7 et 9 et, 8 et 10;

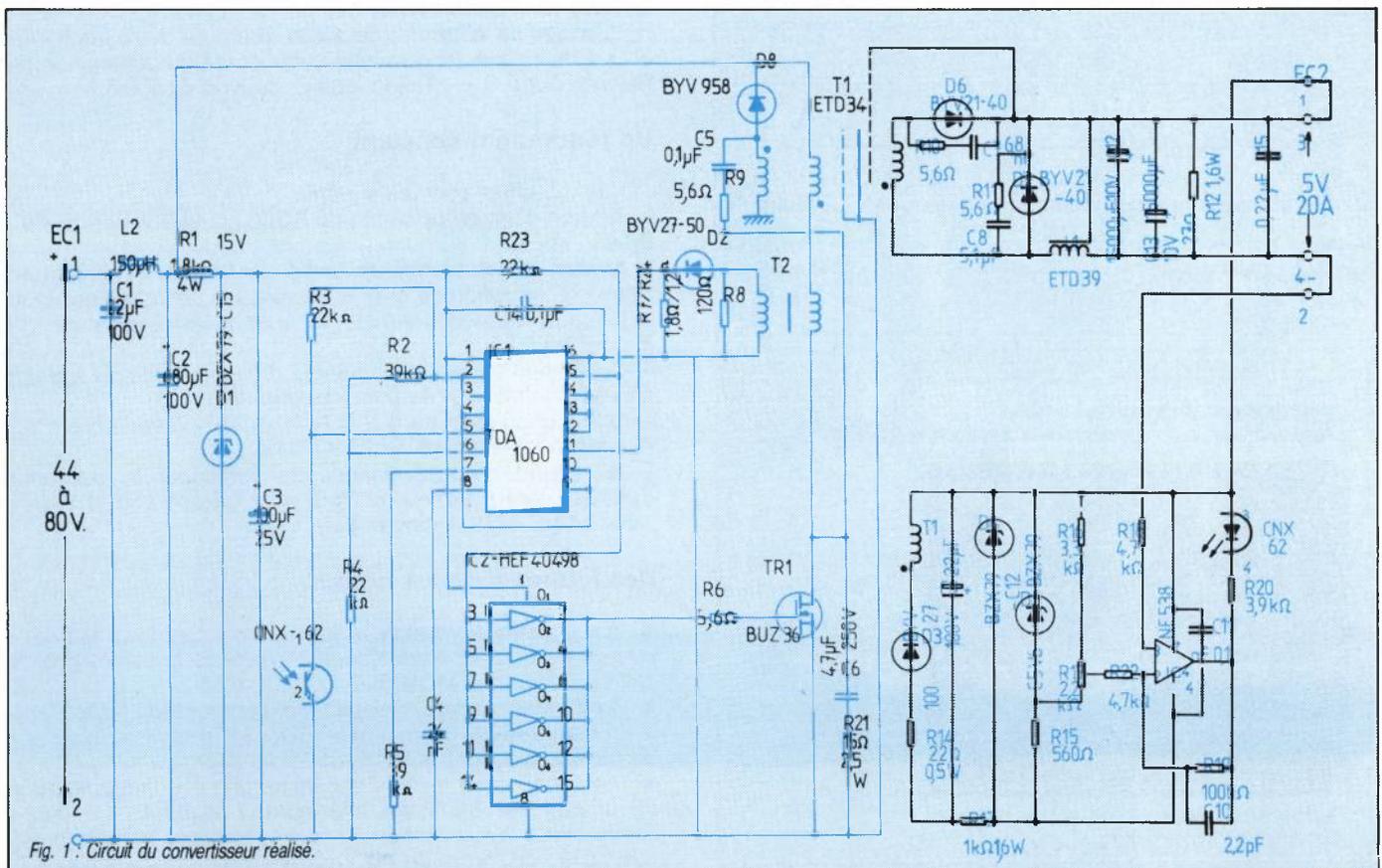
Convertisseur 60 V/5 V 100 W



Un convertisseur 60 V/5 V d'une puissance de 100 W peut être réalisé simplement avec un MOS de puissance et des noyaux de ferrite ETD montables directement sur circuit imprimé. Le montage proposé, qui travaille à 100 kHz, permet d'atteindre à pleine charge un rendement supérieur à 75 %.

Le schéma électrique de l'alimentation est donné figure 1. Comparé aux systèmes utilisant des transistors bipolaires

comme commutateurs de puissance, l'étage de commande ne demande ici qu'une très faible puissance ; d'où sa grande



Applications

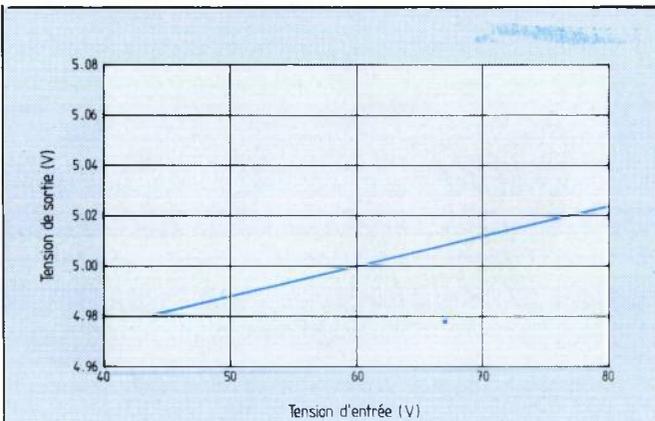


Fig. 2 : Tension de sortie en fonction de la tension d'entrée pour un courant charge de 20 A.

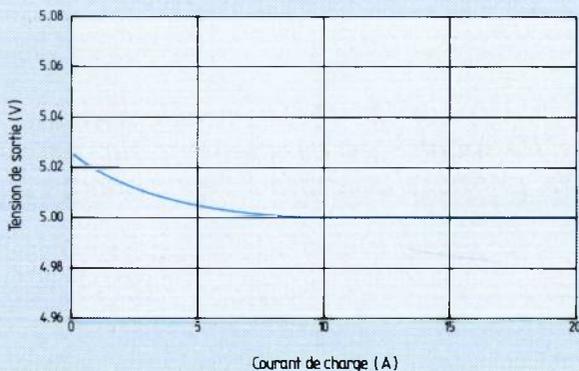


Fig. 3 : Tension de sortie en fonction du courant de charge (tension d'entrée = 60 V).

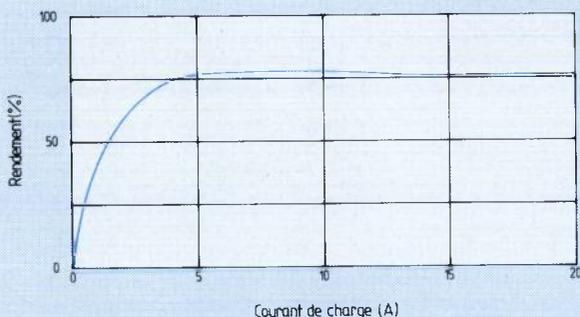
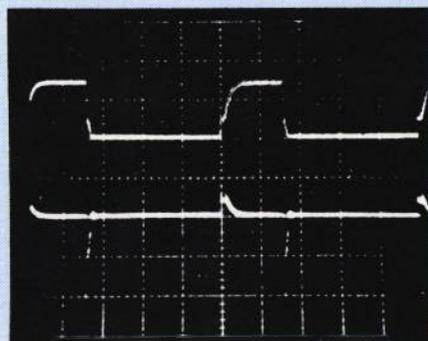


Fig. 4 : Rendement du convertisseur en fonction du courant de charge pour une tension de 60 V en entrée et 5 V en sortie.



trace sup. V_G: 10 V/div.
trace inf. I_G: 0,5 A/div.
2 μs/div.

Fig. 5 : Tension et courant de grille, V_G et I_G du BUZ 36 avec une tension d'entrée de 60 V et une sortie de 5 V, 20 A.

LISTE DES COMPOSANTS UTILISES

	Résistances			Puis- sance	Condensateurs			Ten- sion	
	Type	Valeur			Type	Valeur			
R1	AC04	1.8 kΩ	-	4 W	C1	035	22	μF	100 V
R2	SFR25	39 kΩ	± 5 %	0.33 W	C2	051	680	μF	100 V
R3	SFR25	22 kΩ	± 5 %	0.33 W	C3	035	100	μF	25 V
R4	SFR25	22 kΩ	± 5 %	0.33 W	C4	424	2.4	nF	63 V
R5	SFR25	3.9 kΩ	± 5 %	0.33 W	C5	344	0.1	μF	250 V
R6	SFR25	5.6 Ω	± 5 %	0.33 W	C6	426	4.7	nF	250 V
R7	SFR25	1.8 Ω	± 5 %	0.33 W	C7	424	6.8	nF	63 V
R8	SFR30	120 Ω	± 5 %	0.5 W	C8	424	5.1	nF	63 V
R9	SFR25	5.6 Ω	± 5 %	0.33 W	C9	035	22	μF	100 V
R10	SFR25	5.6 Ω	± 5 %	0.33 W	C10	683	2.2	pF	100 V
R11	SFR25	5.6 Ω	± 5 %	0.33 W	C11	344	0.1	μF	100 V
R12	PR37	27 Ω	± 5 %	1.6 W	C12	051	15 000	μF	10 V
R13	PR37	1 kΩ	± 5 %	1.6 W	C13	051	15 000	μF	10 V
R14	SFR30	22 Ω	± 5 %	0.5 W	C14	344	0.1	μF	100 V
R15	SFR25	560 Ω	± 5 %	0.33 W	C15	344	0.22	μF	100 V
R16	SFR25	3.3 kΩ	± 5 %	0.33 W					
R17	EMP10	2.2 kΩ	-	Pot.					
R18	SFR25	4.7 kΩ	± 5 %	0.33 W					
R19	SFR25	100 kΩ	± 5 %	0.33 W					
R20	SFR25	3.9 kΩ	± 5 %	0.33 W					
R21	PR52	15 Ω	± 5 %	2.5 W					
R22	SFR25	4.7 kΩ	± 5 %	0.33 W					
R23	SFR25	2.2 kΩ	± 5 %	0.33 W					
R24	SFR25	1.2 Ω	± 5 %	0.33 W					

Circuits intégrés	
IC1	TDA1060
IC2	HEF4049B
IC3	CNX 62
IC4	NE538N

simplicité : le circuit intégré IC2, HEF 4049 B, fournit l'énergie nécessaire à la mise en conduction et au blocage du MOS de puissance.

La résistance R6, mise en série avec la grille détermine le temps de descente du courant drain (la constante de temps étant fixée par la résistance R6 et la capacité inerme du transistor MOS).

La limitation de courant est réalisée par le circuit intégré de commande et contrôle IC1, TDA 1060. L'image du courant est obtenue par le transformateur T2, de type RM6, mis en série dans la branche reliant le drain du transistor MOS et le primaire du transformateur T1.

L'image de la tension de sortie, prélevée entre les bornes 3 et 4 du circuit est renvoyée vers l'étage de commande par l'intermédiaire d'un photocoupleur de type CNX 62.

Un rendement constant

Les résultats sont les suivants :

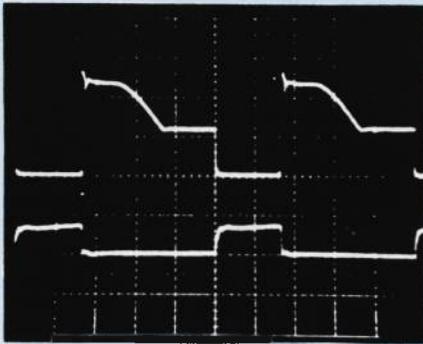
- tension d'entrée nominale de 60 V, pouvant varier de 44 à 80 V ;
- tension et puissance de sortie de 5 V/100 W avec une plage de régulation de $\pm 5\%$; la variation obtenue dans toute la plage de tension d'entrée, 44 à 80 V, est environ de 1 % (figure 2) ;
- la variation de tension de sortie obtenue à vide ou à pleine charge (100 W) est de 0,5 % environ (figure 3) ;
- taux d'ondulation de 0,2 % RMS ou 1 % crête à crête ;
- tension d'isolement de 2 kV (RMS) ;
- le rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée reste supérieur à 75 % pour un courant de charge variant de 5 à 20 A (figure 4).

Des formes d'ondes nettes

- Les formes d'ondes de la figure 5 montrent les très faibles niveaux de courant et tension nécessaires à la commande de grille du transistor MOS BUZ 36 (figure 5).

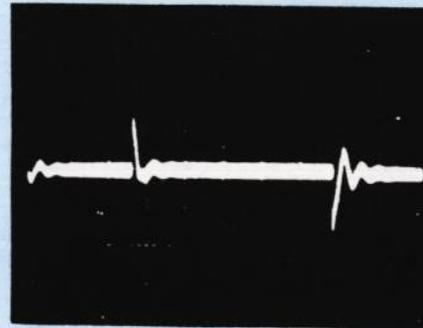
- Les bonnes performances de commutation, dues à la technologie MOS du transistor BUZ 36 sont visualisées sur les formes d'ondes de la figure 6.

- La variation de tension transitoire due à une modification de charge de 50 % est inférieure à 200 mV. Le temps nécessaire à la stabilisation de la tension après transitoire est, quant à lui, de l'ordre de 400 μs comme le montre la figure 7.



trace sup. V_D : 50 V/div.
trace inf. I_D : 10 A/div.
2 μ s/div.

Fig. 5 : Tension et courant drain, V_D et I_D du transistor BUZ 36 avec une tension nominale d'entrée de 60 V et une sortie de 5 V, 20 A.



100 mV/div.
0,5 ms/div.

Fig. 7 : Réponse transitoire après variation de charge de 50 % avec une tension nominale d'entrée de 60 V.

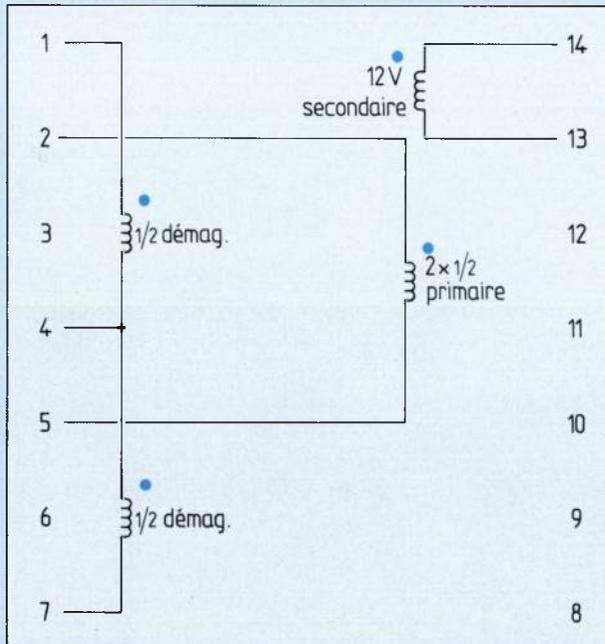
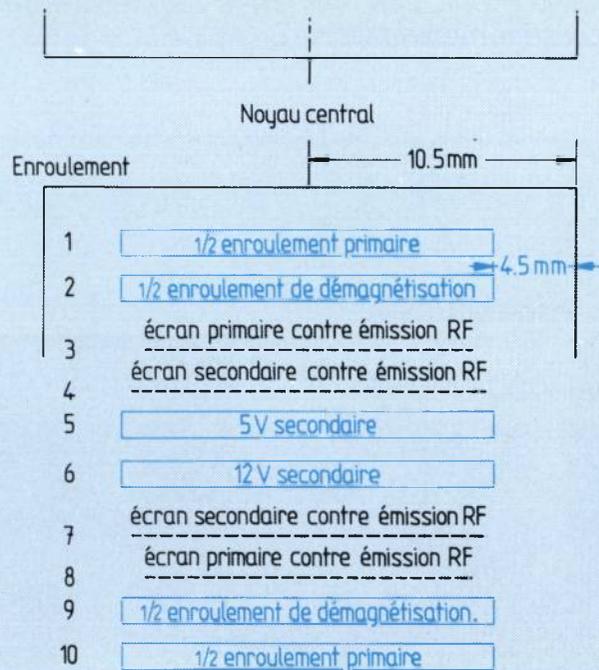


Fig. 8 : Réalisation du transformateur : les références des connexions coïncident avec celles du noyau ETD 34.



1) 1/2 enroulement primaire 6 spires	bande de cuivre de 0,1 × 12 mm
2) 1/2 enroulement de démagnétisation 6 spires	fil de cuivre de 0,25 mm de diamètre, 2 brins en parallèle
3 et 4) Ecran d'isolement contre les émissions RF 1 spire	Pour chaque écran, bande de cuivre de 0,1 × 12 mm
5) Enroulement secondaire 5 V 4 spires	Bande de cuivre de 0,25 × 12 mm
6) Secondaire 12 V (nécessaire à la régulation) 9 spires	Fil de cuivre de 0,25 mm de diamètre, 2 brins en parallèle
7 et 8) Ecrans d'isolement contre les émissions RF 1 spire	Pour chaque bande de cuivre de 0,1 × 12 mm
9) 1/2 enroulement de démagnétisation 6 spires	Fil de cuivre de 0,25 mm de diamètre, 2 brins en parallèle
10) 1/2 enroulement primaire 6 spires	Bande de cuivre de 0,1 × 12 mm

Réalisation du transformateur principal T1

Celui-ci est réalisé au moyen d'un noyau de ferrite du type ETD 34. Les caractéristiques de bobinage sont indiquées dans le tableau ci-contre.

Réalisation de l'inductance de filtrage

L'inductance L_1 , de valeur 23 μ H, est réalisée à partir d'un noyau ETD 39 et comporte 15 spires de bande de cuivre de 0,3 × 21 mm ainsi qu'un entrefer de 2 mm.

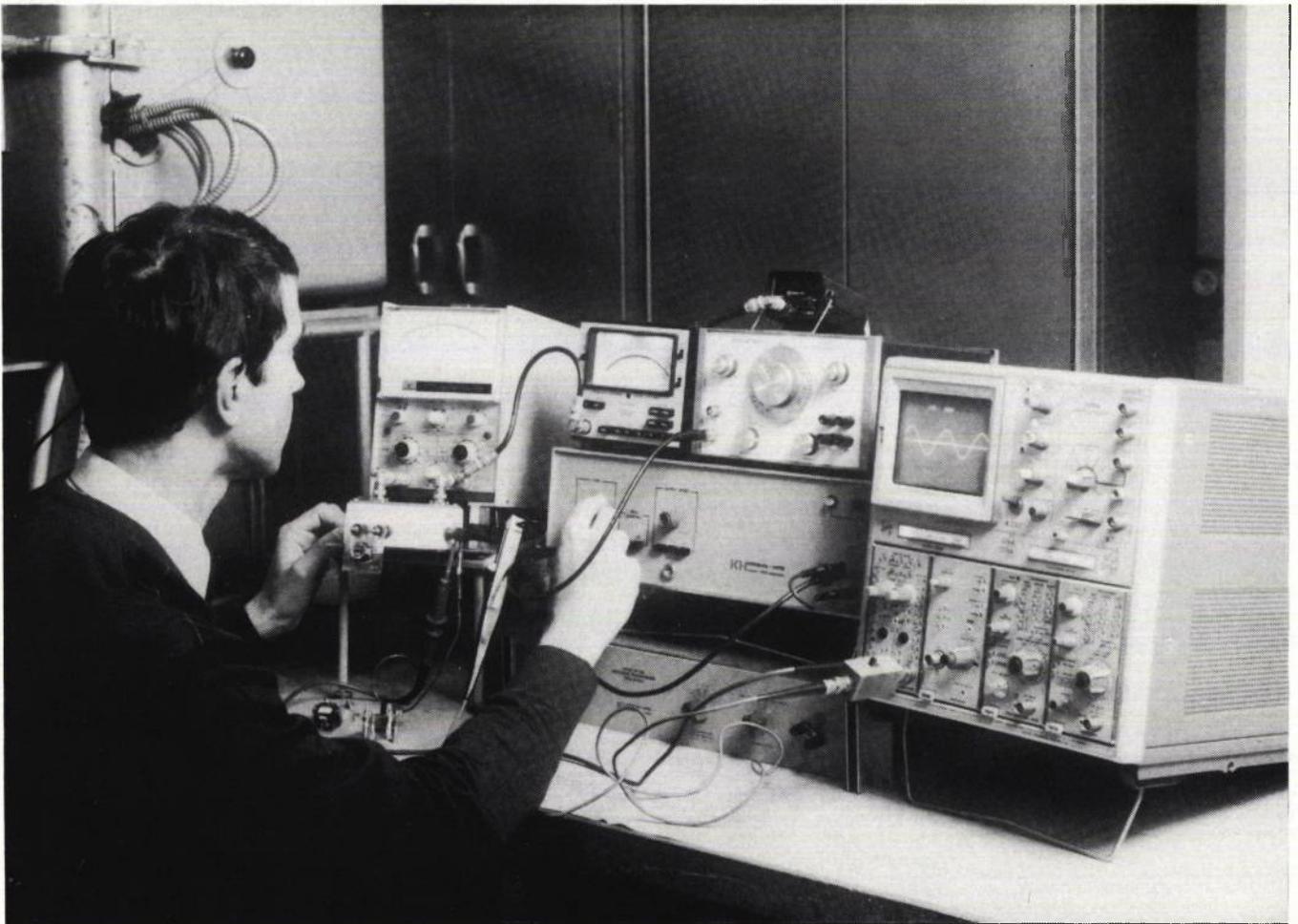
L'inductance L_2 , de valeur 150 μ H, utilise des ferrites en U de type U 15 et comporte 48 spires de fil de cuivre de 0,56 mm de diamètre avec un isolant de 0,3 mm d'épaisseur.

A. Papoular
RTC

Les pertes « FER » dans les ferrites

La mesure des pertes dans les ferrites utilisées notamment en commutation de puissance à fréquences élevées est indispensable lorsque l'on veut s'assurer de l'optimisation d'un équipement. Les méthodes de mesure décrites ci-dessous ont l'avantage d'être conformes aux recommandations de la CEI.

Banc de mesure de pertes



En fonction de l'utilisation envisagée, traitement du signal (faible énergie) ou convertisseur de puissance, il convient pour les concepteurs et utilisateurs de caractériser et d'optimiser les pertes dans les composants magnétiques.

Ces pertes totales se décomposent en :

- pertes « cuivre » dues au bobinage
- pertes « fer » dues au noyau magnétique.

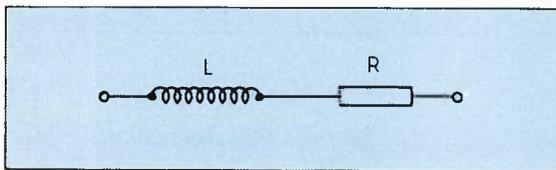
En ce qui concerne les pertes « Fer » qui font l'objet du présent article, l'utilisateur doit considérer et mesurer deux types de pertes, à basse et haute inductions, ceci compte tenu de l'usage fait du composant.

Plus particulièrement, une méthode de mesure de ces pertes à haute induction est décrite ci-après et quelques résultats obtenus sur les principaux matériaux ferrites de puissance LCC THOMSON sont donnés.

Les pertes totales bas niveau

Les circuits pour lesquels la connaissance de ces pertes à bas niveau est souhaitable sont destinés plus particulièrement à l'antiparasitage, aux filtres, circuits oscillants, transformateurs large bande et d'impulsions bas niveau, etc... Ces utilisations vont de quelques kHz à quelques dizaines de MHz.

Une inductance réelle peut être représentée par l'association en série d'une inductance et d'une résistance pures :



Pour un composant fonctionnant à faible niveau d'induction, les pertes sont représentées par l'angle de pertes δ :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{\omega L} \quad (1)^* \quad \text{ou par le facteur de qualité} \quad Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}$$

Pour le noyau magnétique proprement dit, la grandeur utile est la perméabilité initiale μ_i et les pertes du matériau sont plutôt mesurées par :

$\frac{1}{\mu_i} \operatorname{tg} \delta$ (ou $\mu_i \times Q$) : expression regroupant les pertes hystériques, les pertes par courants de Foucault et les pertes par traînage : $\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_h + \operatorname{tg} \delta_i + \operatorname{tg} \delta_r$.

Ces pertes sont mesurées au pont RLC (aujourd'hui automatique), sous une induction normalisée (2)* ne dépassant pas 1 gauss (rappelons pour fixer les idées que l'induction magnétique terrestre est d'environ 0,5 G gauss et que celle d'un aimant courant atteint quelques kilogauss).

Les pertes totales haut niveau

Dans les dispositifs de puissance du type alimentation à découpage par exemple, les circuits magnétiques tels que le transformateur ou l'inductance de lissage sont le siège d'inductions élevées dont l'amplitude peut atteindre 2 000 à 3 000 gauss.

Les caractéristiques importantes du noyau sont alors la perméabilité d'amplitude (3)* et les pertes totales.

L'énergie perdue par un dispositif pendant un temps T est donnée par :

$$W(T) = \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (a)$$

où $i(t)$ est le courant traversant le dispositif, $v(t)$ la tension aux bornes.

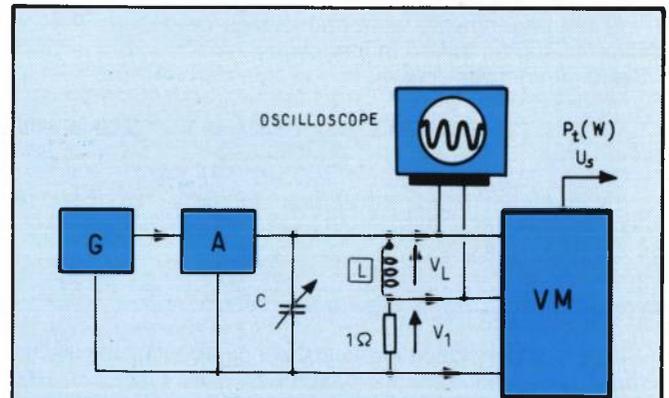


Fig. 1 : montage de mesure.

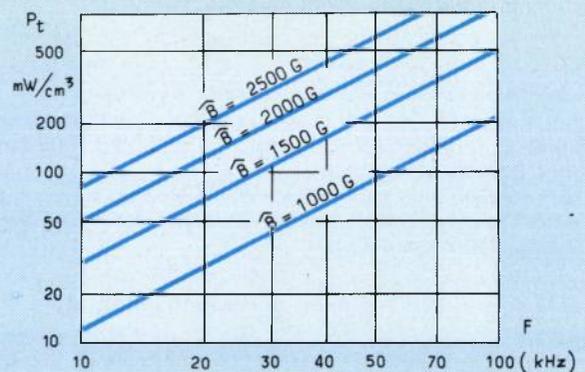


Fig. 2 : $P_t(f)$ du Ferrinox B50.

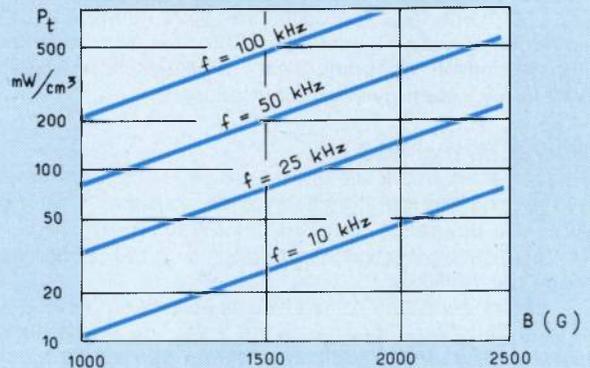


Fig. 3 : $P_t(B)$ du Ferrinox B50.

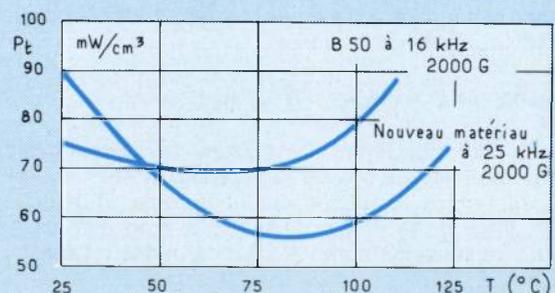


Fig. 4 : $P_t, B(t)$.

* Voir annexe.

Application

Si les phénomènes sont périodiques de période (T_0), on définit les pertes totales P_t (par cycle) :

$$P_t = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v(t) \cdot i(t) dt \quad (b)$$

Dans le cas d'un composant linéaire et d'un régime sinusoïdal, on a :

$$P_t = V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos\varphi$$

Le cas réel d'une inductance qui sature et ayant un comportement hystérétique nécessite d'intégrer les produits $v(t) \cdot i(t)$ instantanés conformément à (b).

Principe du montage préconisé

Un signal périodique sinusoïdal est généré (G), amplifié (A) et appliqué à l'inductance à mesurer en série avec une résistance de 1Ω (voir figure 1).

Les tensions V_L et V_1 aux bornes de ces deux composants sont envoyées à un voltmètre multiplicateur (VM) qui fournit une tension proportionnelle au produit *instantané* des 2 tensions d'entrée intégrées sur la période.

$$2 \frac{\pi}{\omega} \int V_L \cdot V_1 \cdot dt$$

La tension crête V_L est ajustée selon la formule :

$\hat{V}_L = n \hat{B} A 2 \pi F (4)^*$, où \hat{B} est l'induction crête appliquée à l'inductance, n le nombre de spires, A la section (5)* du noyau et F la fréquence de mesure.

Une solution plus sophistiquée (mais plus coûteuse et pas forcément plus précise) consiste à digitaliser V_L et V_1 un calculateur fournissant alors :

$$P_t = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{T/\Delta t} v(n\Delta t) \cdot i(n\Delta t) \Delta t$$

Les pertes totales sont mesurées entre dix et quelques centaines de kilohertz, la principale utilisation de ces noyaux étant dans les alimentations à découpage dont les fréquences de travail vont principalement de 25 à 60 kHz, plus rarement jusqu'à 300 kHz.

La gamme de température d'utilisation est comprise entre 80 et 100 °C certains dispositifs travaillant même à 120 °C.

L'induction crête à laquelle sont faites les mesures dépend de la destination du composant, la valeur normalisée de 2 000 G (6)* étant généralement adoptée.

Eléments du montage :

– l'amplificateur (A) fonctionnant du continu à 1 MHz peut délivrer une puissance d'environ 100 Watts à 100 kHz...

– Le voltmètre multiplicateur (VM) est un U-Fonction meter fabriqué par NORMA...

– Le condensateur (c) ajouté aux bornes du générateur a pour but d'adapter l'impédance de sortie de l'ensemble en mesure à celle de l'amplificateur (A) lui permettant ainsi de fournir la tension et le courant requis sans distorsion importante du signal dans toute la gamme des fréquences de mesure (cas des pertes élevées des gros circuits...)

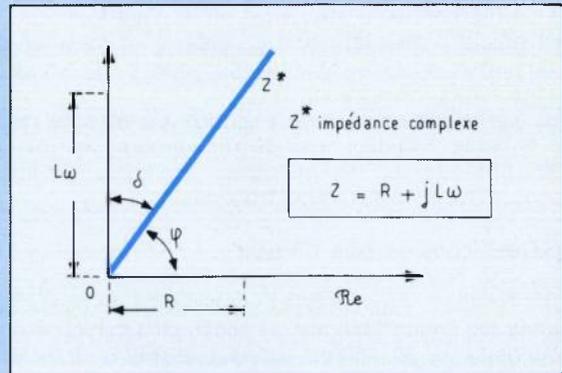
– Un oscilloscope aux bornes de l'inductance sert à contrôler que le circuit n'est pas saturé, condition indispensable pour la validité de la mesure.

Précision de la mesure :

Cette méthode donne une mesure des pertes totales du noyau bobiné. Afin de pouvoir faire l'approximation $P_{\text{fer}} \cong P_t$, on utilise une bobine constituée d'un nombre réduit de spires de gros fil, voire de fil divisé, de manière à ce que les pertes « cuivre » restent inférieures à 1 % des pertes totales.

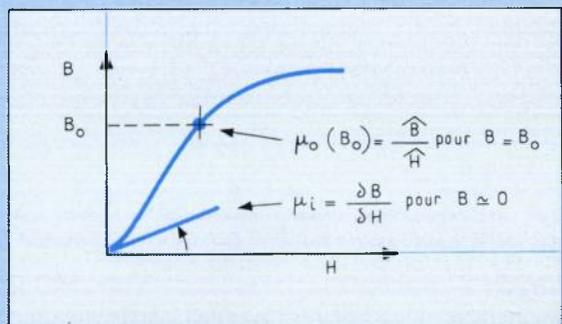
ANNEXE

1)



2) Normes CECC 25100 - UTE 83 311

3)



4) Si $\Phi \times nBS$ est le flux au travers de la section droite (S) d'une bobine de n spires, et que le régime est sinusoïdal (pulsation ω), nous avons :

$$\hat{u} \times (d\Phi) = nSB \omega = nSB 2 \pi F$$

Ceci reste à peu près vrai tant qu'il n'y a pas saturation du noyau magnétique.

5) * noyau homogène en section : A sera prise égale à la section effective du circuit.

* noyau non homogène en section : A sera prise égale à la section minimum du circuit.

6) Normes CECC 25300 - UTE 83 313.

Pour un investissement spécifique d'environ 60 KF (pour A + VM) le dispositif décrit ci-dessus permet de mesurer les pertes « fer » avec une précision meilleure que 5 % dans la plage de fréquences considérées (toutes causes d'erreurs confondues).

Résultats sur les ferrites

Les courbes des figures 2, 3 et 4 représentent les résultats de mesures des pertes totales, effectuées sur des matériaux *LCC-COFELEC*.

Les pertes hystérétiques augmentent proportionnellement à la fréquence et à la surface du cycle d'hystérésis, soit approximativement comme le carré de l'induction ; quant aux pertes par courants de Foucault, elles croissent avec la conductibilité intrinsèque du matériau, l'induction (force de Lorentz) et le carré de la fréquence.

La somme de tous ces effets conduit à une variation des pertes « fer » avec l'induction et la fréquence suivant les lois suivantes :

- P_i proportionnelles à B^n avec $n \approx 2$
- P_i proportionnelles à f^m avec $1 < m < 2$
(1 correspondant au cas théorique des pertes purement hystérétiques et 2 au cas des pertes purement de Foucault).

Actuellement pour le matériau Ferrinox de puissance « B50 », les pertes totales suivent la loi empirique ci-dessous jusqu'à environ 100 kHz :

$$P_i \approx 20 \times \left(\frac{B}{1000} \right)^{2,1} \times \left(\frac{F}{16} \right)^{1,3}$$

P_i en mW/cm³
avec B en gauss
F en kHz

Ce matériau est caractéristique par :

- ses faibles pertes totales dues à une résistivité élevée,
- une forte induction à saturation à haute température due à un point de curie situé au-dessus de 200 °C...

Un nouveau matériau, en cours de mise au point, présente des performances encore améliorées ; étudié pour des dispositifs fonctionnant à des fréquences encore plus élevées (miniaturisation), les pertes de ce matériau sont décrites par la formule approchée suivante :

$$P_i \approx 8 \times \left(\frac{B}{1000} \right)^2 \times \left(\frac{F}{16} \right)^{1,5}$$

Par ailleurs, les ferrites de puissance ont la particularité de pouvoir présenter un minimum de pertes L dans une plage de température déterminée par la nature du matériau et choisie par le fabricant (fig. 4). Ce minimum a été choisi par *COFELEC* à 50 °C pour le B 50 et sera de 55 °C pour le nouveau matériau (d'autres choix pourraient être faits, mais avec des conséquences sur d'autres caractéristiques magnétiques : μ_i , B_{SAT} , ...).

Conclusion

Le développement de l'utilisation des ferrites dans des dispositifs de puissance fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées (jusqu'à quelques centaines de kHz) conduit à s'intéresser aux pertes « fer » des matériaux ferrite et donc à leur mesure. La méthode décrite ci-dessus permet de mesurer celles-ci d'une façon rapide et précise (à mieux que de 5 % près) de quelques kilohertz à quelques centaines de kilohertz. Cette méthode rend aisée un contrôle d'entrée pour le concepteur ou l'utilisateur de ferrites.

Pierre Gaudry
LCC. COFELEC
Thomson Composants



Une gamme complète

**TRANSISTORS MOSFET BOITIER METALLIQUE
TO 18 • TO 39 • TO 3 • DIL céramique
Assemblés et testés en France**

La seule gamme complète de produits complémentaires N et P

PARIS PCI (POWER CONVERSION)

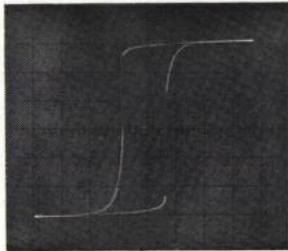
Hôtel Nikko

29 au 31 Octobre 1984



Distribué en exclusivité par :

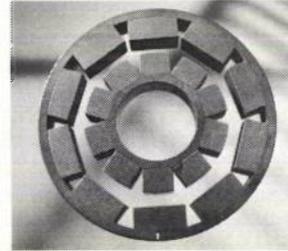
ISC FRANCE, 28, rue de la Procession - B.P. 118 - 92153 SURESNES CEDEX - Tél. (1) 506.42.75 - Téléc 614596



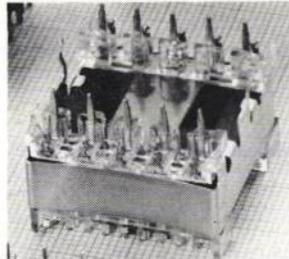
**Alliages magnétiques
semi-produits**



Tores en bande



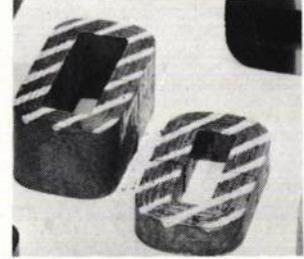
Aimants permanents



Circuits magnétiques



Blindages magnétiques



Circuits coupés

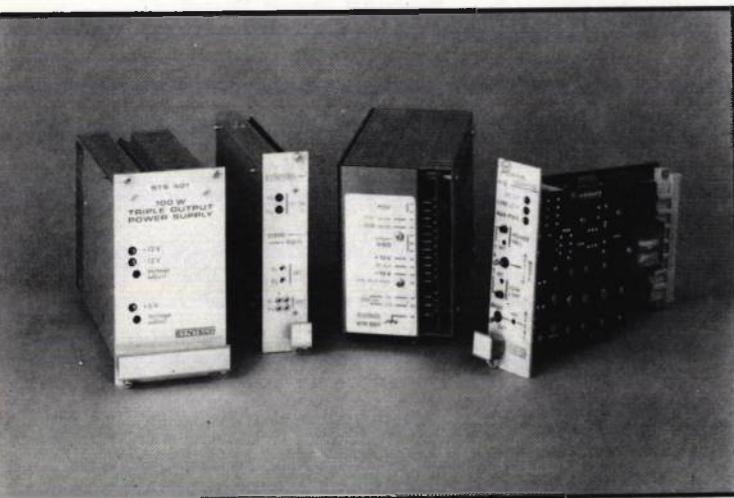
P. BALLOFFET S.A.

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

DÉPARTEMENT MAGNÉTIQUE



**CHAQUE JOUR
NOUS NOUS REMETTONS EN QUESTION**



CASSETTES EURONORM

**CATALOGUE
DES NOUVEAUTES 85**



KRP-FRANCE

3, av. Maréchal Devaux
91150 PARAY-VIEILLE POSTE

Tél. : (1) 687 23 23

Télex : 201 718

**CHAQUE JOUR
NOUS NOUS REMETTONS EN QUESTION
ALIMENTATIONS
ET
CONVERTISSEURS**



KRP-FRANCE

3, av. Maréchal Devaux
91150 PARAY-VIEILLE POSTE

Télex : 201 718

Tél. : (1) 687 23 23

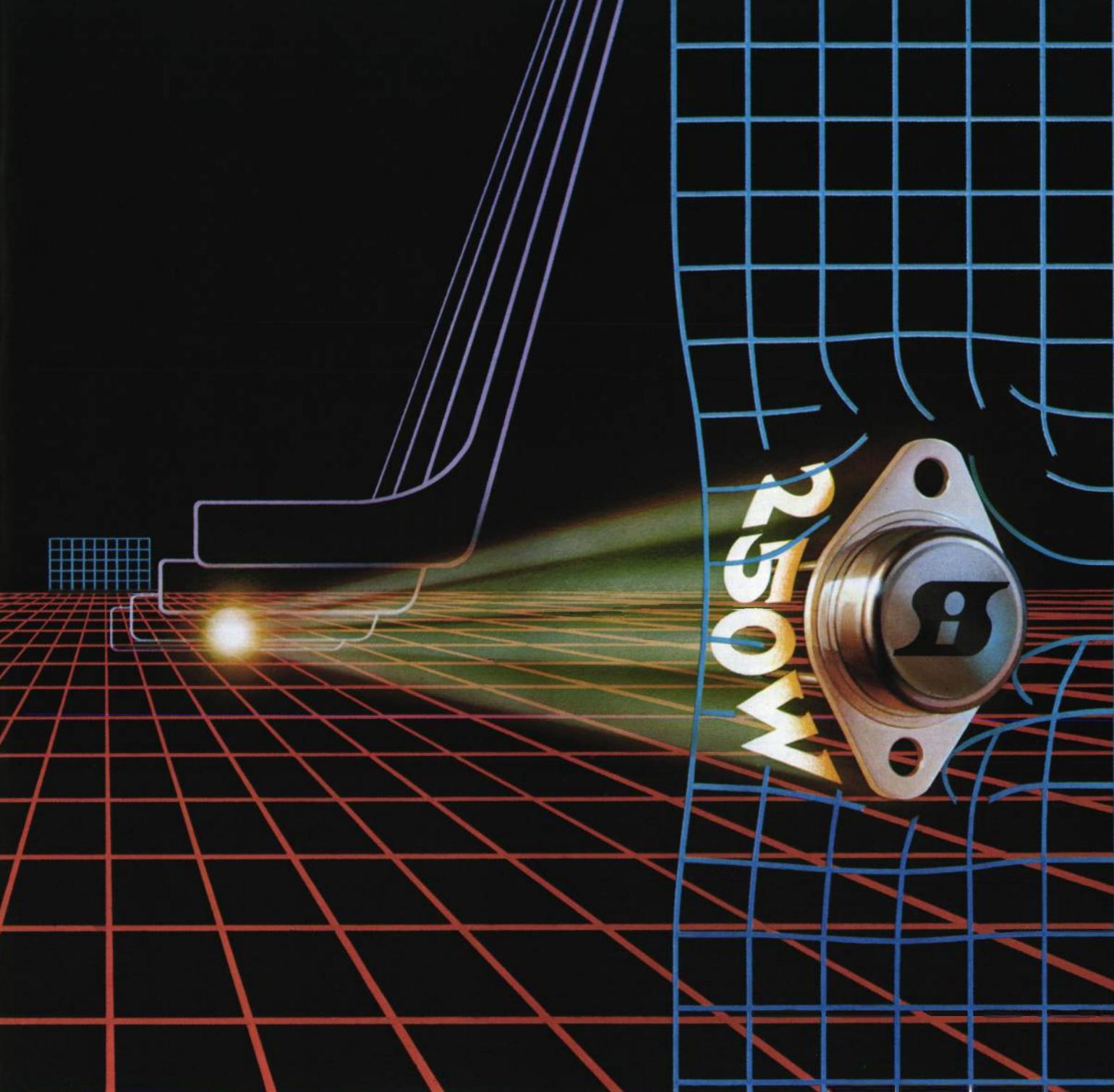
**NOUVEAUX PRODUITS MOULES
VDE CLASSE 2**

DC/DC (Normes PTT)
Cassettes Euronorm
Fréquence de découpage
100 KHZ - (GTE)
Alimentations découpage
sur carte 100 x 160
homologuées VDE



DISTRIBUTEURS OFFICIELS

Dim Inter - RTF - Supradis PARIS
Discom AIX - GRENOBLE • Farhol METZ • France Log - LILL
Idem TOULOUSE - BOURDEAUX • L'Impulsion - CAEN • Morin - ORLEANS
TROYES • Reboul - BESANÇON • Sonegin - MARSEILLE • Williamson - NANTES



JOUEZ LA PUISSANCE

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

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

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

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

Pour plus d'information sur notre jeu de la puissance, contactez-nous à:
SILICONIX Centre commercial de l'Echat- Place de l'Europe - 94019 CRETEIL Cédex.
 Téléphone: (1) 377 07 87 - Téléc: 230389.

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


Siliconix
 l'innovation technologique

THOMSON
SEMICONDUCTEURS

VIVA

RÉVOLUTION

Isolation exceptionnelle, fiabilité à toute épreuve, implantation facile, réduction des coûts, le nouveau boîtier TOP3 de Thomson Semiconducteurs transforme le monde de l'électronique de puissance et donne naissance à une nouvelle génération de Thyristors, Triacs et Alternistors qui va révolutionner vos applications.

Résistant, le TOP3 soutient des tensions d'isolement supérieures à 2500V efficaces.

Fiable, le TOP3 supporte avec aisance des tests thermiques au-delà de 10000 cycles.

Pratique, le TOP3 peut être monté facilement grâce à un système de clip.

Économique, le TOP3 remplace avantageusement des boîtiers plus traditionnels et réduit considérablement les coûts de mise en œuvre.

Concepteurs de tous pays, Thomson Semiconducteurs vous propose une révolution technologique et économique, faites-la.



TOP3

 **THOMSON**
COMPOSANTS

France
VÉLIZY-VILLACOUBLAY
Tél. (3) 946.97.19
COURBEVOIE
Tél. (1) 788.50.01

Autriche
VIENNE
Tél. (222) 94.62.82

Bénélux
BRUXELLES
Tél. (2) 648.64.85

Brésil
SAO PAULO
Tél. (55 11) 542.47.42

Canada
OTTAWA
Tél. (613) 236.36.28

SEMICONDUCTEURS

UN NOUVEL HORIZON

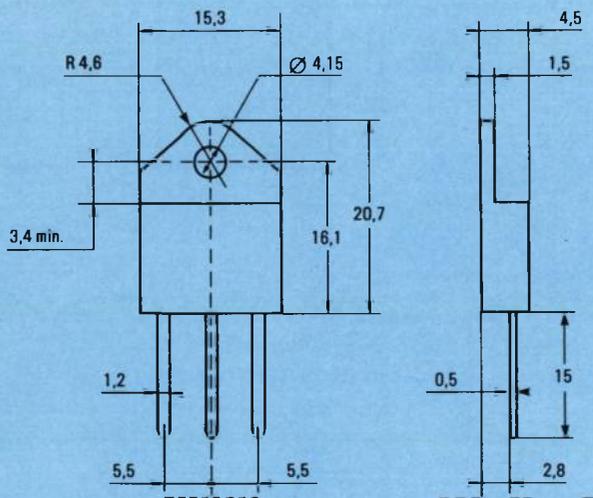
THYRISTORS TRIACS - ALTERNISTORS

ISOLATION 2500 VOLTS

La nouvelle génération de thyristors, triacs et alternistors en boîtier TOP3 utilise une construction à radiateur isolé permettant de tenir des tensions d'isolement supérieures à 2500V efficaces. Cette caractéristique présente des avantages considérables pour la conception de circuits destinés aux applications grand public.

UNE NOUVELLE GÉNÉRATION DE COMPOSANTS

Composant	Isolé	Non isolé	I _{TRMS}	V _{DRM}
Thyristor	BTW 68 BTW 69	BTW 68...N BTW 69...N	25 A 40 A	jusqu'à 1200V
Triac	BTA 26 BTA 41	BTB 26 BTB 41	25 A 40 A	jusqu'à 700V
Alternistor	TPDV..25 TPDV..40		25 A 40 A	jusqu'à 1200V



TOP3: Plan d'encombrement.

GRANDE FIABILITÉ

Des tests thermiques intensifs ont prouvés la fiabilité soutenue au-delà de 10 000 cycles du boîtier isolé TOP3.

Leur excellente impédance thermique et leur grande fiabilité font des triacs et thyristors en boîtier TOP3 des composants parfaitement adaptés à des applications telles que la soudure, la régulation de chauffage, où les cycles thermiques sont très sévères.

APPLICATIONS

Thyristors:

Par leur construction à radiateur isolé, les séries BTW 68 et BTW 69 constituent une véritable innovation. Comparé aux composants métalliques traditionnels (TO 48), le TOP3 apporte une économie considérable et une grande facilité d'assemblage. C'est la source d'améliorations exceptionnelles au niveau de la mise en œuvre dans des applications telles que les chargeurs de batteries, la soudure, le contrôle de moteurs et la protection «crowbar».

Triacs:

Les triacs BTA/BTB 26 et BTA/BTB 41 en boîtier TOP3 complètent efficacement la gamme des triacs TO 220 de Thomson Semiconducteurs.

Outre ses avantages — radiateur isolé, facilité de montage grâce à un système de clip, excellente impédance thermique — le boîtier TOP3 offre de grandes capacités en courant (jusqu'à 40 A). Ces différentes caractéristiques permettent l'accès à de nouvelles applications forte puissance telles que la régulation de vitesse de moteurs, les relais statiques, la régulation lumineuse et thermique.

Alternistors:

Des «alternistors» bidirectionnels ont été spécialement conçus pour les applications dans lesquelles les taux dv/dt et di/dt de commutation sont très élevés. Capable de commuter 200V/μs au di/dt nominal, parfaitement adapté à la commutation de courants selfiques, l'alternistor peut remplacer deux thyristors montés tête-bêche et réduire ainsi considérablement les coûts de montage.

Dans le même boîtier TOP3, Thomson Semiconducteurs propose des transistors de puissance, des redresseurs rapides et des régulateurs de tension.

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

Extrême-Orient
HONG KONG
Tél. (3) 721.96.82

R.F.A.
MUNICH
Tél. (089) 78790

Italie
MILAN
Tél. (2) 699.41.41
ROME
Tél. (6) 31.92.42.34

Japon
TOKYO
Tél. (3) 264.63.46

Asie du Sud-Est
SINGAPOUR
Tél. (65) 295.31.24

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

Suède
STOCKHOLM
Tél. (08) 63.50.60

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

États-Unis
CANOGA PARK CALIFORNIE
Tél. (818) 887.10.10
MONTGOMERYVILLE
Tél. (215) 362.85.00

Alimentations à la demande avec les CI régulateurs à découpage

Bien que les montages décrits fassent appel à un circuit L 296 (SGS) ils sont transposables à d'autres circuits d'origine différente.

— Double alimentation bitension (fig. 1)

Le montage proposé permet d'obtenir simultanément deux tensions négatives et deux tensions positives grâce à l'adjonction d'un deuxième enroulement sur les inductances L1 et L3.

Bien que la régulation de la tension négative soit quelconque pour des courants supérieurs à 200 mA elle est néanmoins suffisante pour nombre d'applications.

Les deux régulateurs utilisant le même oscillateur sont synchronisés, ce qui évite les phénomènes d'intermodulation.

Le condensateur C1 relié la broche 13 permet un redémarrage progressif et une protection est assurée par le thyristor placé à l'entrée de l'alimentation.

La télécommande d'arrêt est appliquée aux 2 broches 6 réunies et mises à la masse à travers 5 kΩ.

— Tension réglable à partir de zéro volt (fig. 2)

L'adjonction du transistor Q1, de la Zener D1 et du potentiomètre P1 permet le réglage de la tension de sortie en dessous de la tension de référence du circuit (5,1 V). Le curseur du potentiomètre P1 doit au préalable être mis à la masse et P2 réglé pour obtenir un courant de 2,5 mA dans R1 pour une tension de sortie de 30 V. C'est ensuite P2 qui sera utilisé pour régler la tension de sortie entre 0 et 32 V.

— Chargeur de batteries (fig. 3)

Ce montage utilise le régulateur de courant du L296.

Le potentiomètre de 2,2 kΩ sert au réglage du courant de charge (max. 4A) et R1/R2 déterminent la tension de sortie qui selon la valeur de R1 peut être 6-12 ou 24 V.

La commande du courant de charge est effectuée par l'amplificateur d'erreur M1 qui mesure la chute de tension aux bornes de la résistance de 100 mΩ.

Lorsque la charge est faible, la tension est déterminée par les résistances R1 et R2 ; lorsque la charge demande un courant maximum, le circuit de détection de courant réduit le cycle de fonctionnement, limitant le courant, et par conséquent la tension.

— Tension de sortie supérieure à la tension d'entrée (fig. 4)

L'adjonction d'un étage de sortie permet d'obtenir une tension de sortie de 35 V sous 0,5 A à partir d'une batterie de 12 V.

Lorsque le MOS conduit, le courant s'écoule à travers l'inductance et le MOS vers la masse, puis le L296 et le MOS se bloquent et l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transmise à C7 et à la charge — R7 permet le réglage de la tension de sortie.

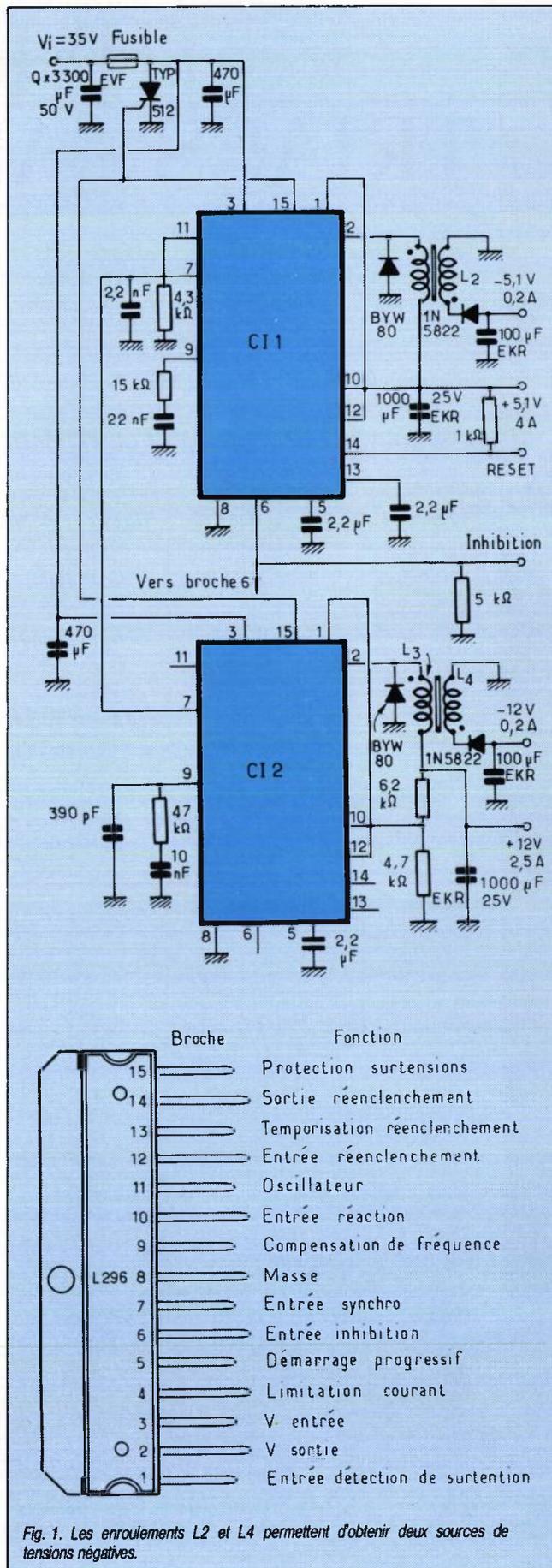


Fig. 1. Les enroulements L2 et L4 permettent d'obtenir deux sources de tensions négatives.

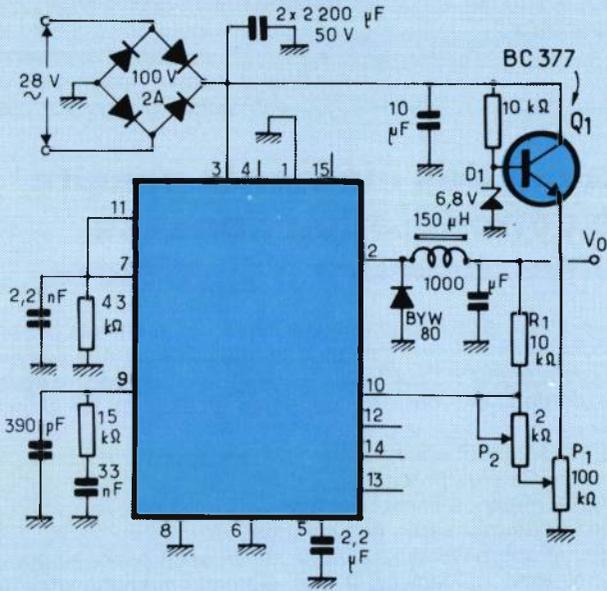


Fig. 2. Grâce à une référence de tension extérieure, il est possible de régler la tension de sortie à partir de 0V.

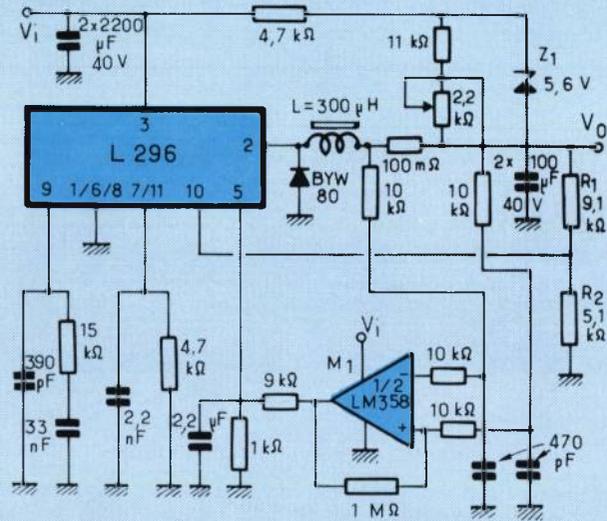


Fig. 3 La tension de sortie de ce chargeur peut être prérégulée à 6, 12 ou 24 V selon la valeur de R1.

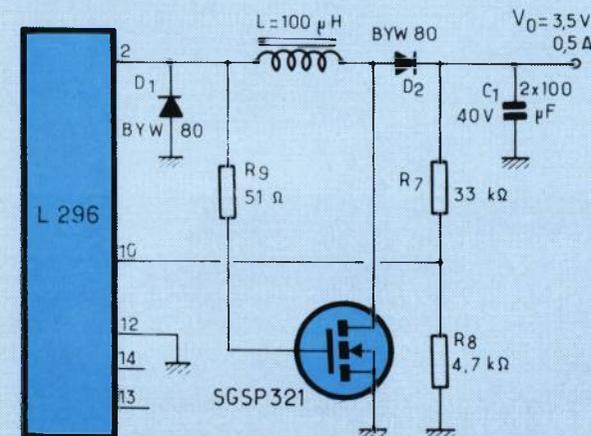


Fig. 4 35 V peuvent être obtenus avec ce montage alimenté en 12 V.

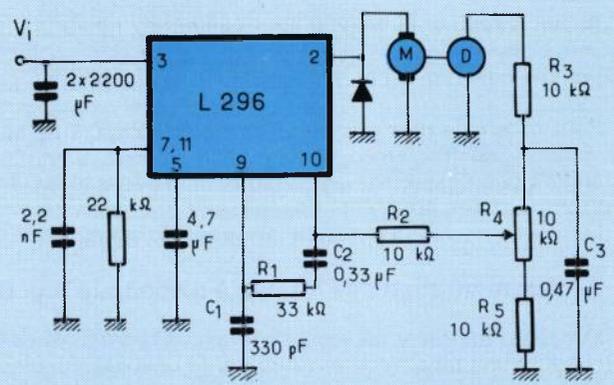


Fig. 5 Une dynamo tachymétrique permet d'utiliser le C296 comme régulateur de vitesse de moteur CC.

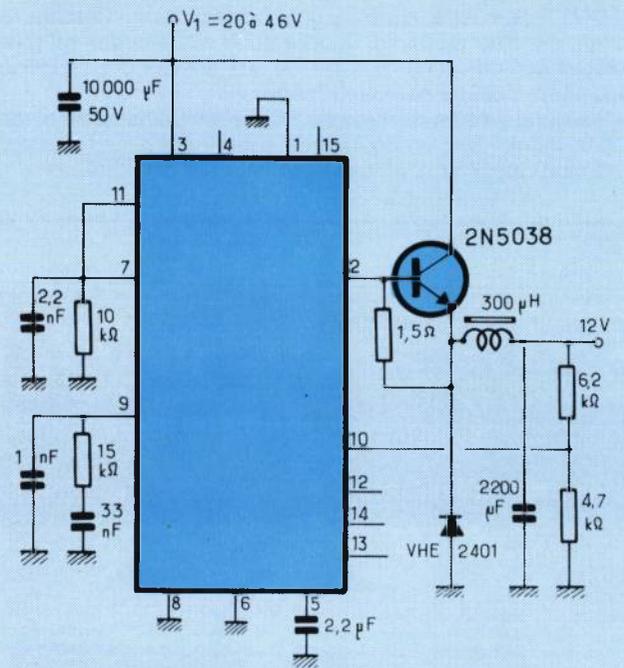


Fig. 6 L'adjonction d'un transistor de puissance permet de régler 10 A.

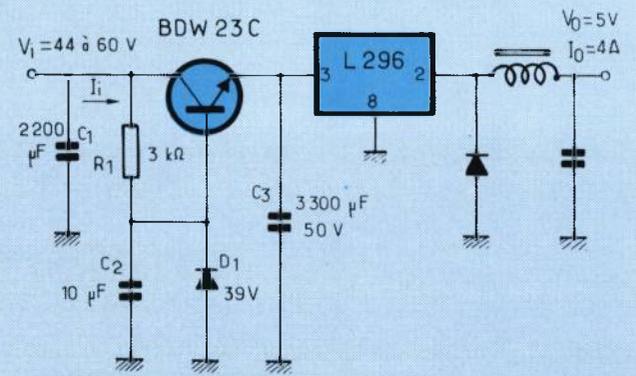


Fig. 7. Prérégulation pour tensions élevées.

— Régulation de vitesse pour moteur cc (fig. 5)

Si on connecte la boucle de réaction du L296 à une dynamo tachymétrique, le circuit peut être utilisé pour régler la vitesse de moteurs à courant continu consommant jusqu'à 100 W.

Pour obtenir la plus grande efficacité du circuit, il ne faut pas utiliser une fréquence supérieure à 25 kHz, il ne faut cependant pas descendre en dessous de 15 kHz sinon des vibrations audibles pourraient apparaître.

La résistance R4 commande la vitesse du moteur.

— Augmentation de l'intensité disponible (fig. 6)

Grâce au transistor additionnel, le circuit représenté délivre 10 A, à une tension déterminée par le diviseur.

La fréquence de commutation doit être inférieure à 40 kHz pour minimiser les pertes dans le transistor.

— Utilisation à partir de tensions élevées

Pour utiliser le L296 avec une tension d'entrée supérieure à 46 V, il faut faire appel à une prérégulation. Comme le courant d'entrée est faible, la dissipation du transistor est plus faible, et son efficacité plus grande que si celui-ci était utilisé uniquement comme régulateur série.

Pour une tension d'entrée de 50 V et une tension de sortie de 5 V, même avec un courant de sortie de 4 A, le transistor ne dissipe que 7 W. L'efficacité globale est de 62 %.

Lorsque la sortie est court circuitée, le limiteur du L296 réduit à 100 mA le courant d'entrée évitant ainsi la surcharge du transistor.

*EDN 6 septembre
Design custom power sources
with switching-regulator chip*

Calcul des éléments passifs de commutation dans les convertisseurs à thyristors.

Le calcul d'optimisation des valeurs des éléments passifs de commutation (condensateurs et inductances) des convertisseurs à thyristors est habituellement fait au moyen d'équations déterminées par des méthodes graphiques ou empiriques.

L'article décrit une nouvelle méthode analytique qui fournit des résultats plus précis.

Cette méthode tient compte des corrections à apporter en fonction des tolérances des composants.

Enfin, une procédure expérimentale est proposée pour la détermination du facteur Q des éléments compris dans le circuit de commutation.

*Mundo electrónico novembre 1984
Calculo de los elementos pasivos
de commutation en un
inversor con SCR*

DIODES



THYRISTORS



SEMIKRON

Fabrications Électroniques et Mécaniques

INVENTEUR ET PREMIER PRODUCTEUR MONDIAL DU SEMIPACK®

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



MAXIPACK

Une équipe d'ingénieurs
à votre service

Fabrication et livraison rapides
Stock très important

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



SEMIPACK



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

130, route de Cormeilles - 78501 Sartrouville - Tél. (3) 915.10.09 + - Télex semikro 698 054 F

EB 601

"The challenge in power"

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



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

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

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

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

RIFA Power Products : Tour Europa 115, 94532 Rungis Cedex France - Tél. (1) 686.83.17 - Téléx 250801 F SPETLEC - Distribué par SPETELEC.

ERICSSON RIFA est un membre du Groupe ERICSSON

RIFA
power products

SIXTEENTH ANNUAL

POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE



CALL FOR PAPERS

JUNE 24-28, 1985

TOULOUSE, FRANCE

The Power Electronics Specialists Conference, held annually since 1970, brings together in a continuing forum specialists in circuits, systems, electron devices, magnetics, control theory, instrumentation and power engineering for inter-specialty discussions of new ideas, research, development, applications and the latest advances in the field of power electronics. Papers which describe original and unpublished work, both experimental and analytical, in this field, are being solicited. Please do not submit papers which have been submitted to any other conference. In 1985 PESC and the ESA Spacecraft Power System Seminar will jointly sponsor one conference.

Six regular PESC sessions will cover topics including:

- Power Electronics Applications (industrial, commercial, military, space)
- Power Conversion Techniques (DC-AC, DC-DC, AC-DC, AC-AC)
- Power Semiconductor Devices
- Power Circuit Components (magnetics, capacitors, heat transfer subsystems, etc.)
- Modelling, Analysis, Simulation of Power Conditioning Circuits and Systems
- Control of Power Conditioning Systems

Three ESA sessions will cover topics including:

- Spacecraft Power System Design
- Solar Array and Battery Interfaces

Prospective authors should submit five copies each of both an abstract (50 words maximum) and a three to five page digest of their papers. These should be typed, double-spaced, on standard letter-size paper, headed by title, author(s) and affiliation(s), mailing address and telephone number. The abstract must be on a SEPARATE sheet of paper which includes the full heading. The digest should outline the work to be reported, including a statement of the goal of the work, a discussion of the results and how they were obtained, and a clear statement of the original contributions of the work to the power electronics field. Inclusion of key equations, figures, tables, and numerical results is encouraged. Papers will be judged strictly on the technical content of the digest. PESC papers should be sent to the PESC Program Chair. ESA spacecraft system papers should be sent to the ESA Program Chair.

The deadline by which the digest and abstract must be received by the respective Program Chair is November 30, 1984. Because of the international nature of this conference, the deadline (Nov. 30, 1984) will be strictly enforced. Authors will be notified of acceptance by January 25, 1985. Mats for typing the final manuscript will be mailed February 1, 1985. The deadline for the submission of the complete paper is March 31, 1985. Accepted papers are to be presented orally and will be published in Proceedings of the Conference. English is the official language of the conference.

The conference, co-sponsored by the European Space Agency, will be held at the University Paul Sabatier in Toulouse-Rangueil, France. There will be five days of technical sessions. Persons interested in obtaining more information about the Conference should contact one of the chair personnel at the address given below.

Conference Chair	Program Chair
Europe - Antoine Capel Thomson-CSF/DSP Avenue du General Eisenhower 31037 TOULOUSE CEDEX FRANCE (61) 41.11.40, Ext. 3249	PESC - Pierre Thollot, Dept. 745 Sundstrand Corporation 4747 Harrison Ave. P.O. Box 7002 Rockford, IL 61125-7002 (815) 226-7230
USA - William W. Burns, III Data General Corporation 4400 Computer Drive, MS B-137 Westboro, MA 01580 (617) 366-8911, Ext. 6182	ESA - Dermot O'Sullivan ESTEC Keplerlaan 1 2201 AZ NOORDWIJK The Netherlands (31) 1719 - 83852

La clé d'un meilleur rendement

R_{DSon}

30mΩ

En électronique, il est difficile de supprimer les pertes, on peut les réduire, les minimiser. Par exemple, en utilisant des **transistors SIPMOS** avec leur faible résistance, série R_{DSon} et qui ne requièrent qu'une faible puissance de commande et de commutation.

Avec une valeur R_{DSon} de seulement 30 mΩ, le BUZ 15 est actuellement le mieux placé pour les applications suivantes:

- commutateur de puissance pour alimentations sur batterie; par ex.: moteur de véhicules électriques
- commutateur rapide pour transistors bipolaires de puissance
- régulateurs de puissance dans des alimentations solaires photovoltaïques
- convertisseur d'énergie électrique

et dans toute application qui nécessite un rendement élevé.



Les transistors SIPMOS (Siemens Power MOS) ont une vitesse de commutation élevée et fonctionnent jusque dans la plage des kilowatts. Ils présentent une stabilité thermique inaccoutumée et ne connaissent pas de second claquage.

Le programme de fabrication comprend actuellement plus de 60 types avec des tensions inverses allant de 50 à 1000 V.

Pour tout renseignement, veuillez écrire ou téléphoner à:
Siemens S.A. Div. Composants
BP 109 - 93203 Saint-Denis
Cedex 01 (1) 820-61-20
Mot-clef «SIPMOS»



**HIER
LES TRANSISTORS TO 3**

AUJOURD'HUI



**LES DARLINGTONS DE PUISSANCE
MODULES SIMPLES ET DOUBLES**

**GAMME : 10 A à 300 A
450 V et 1000 V**



**Compagnie des Dispositifs Semiconducteurs Westinghouse
B.P. 107 - 72003 Le Mans cedex - Tél. : (43) 72.75.15 - Télex : Westing 720.013**