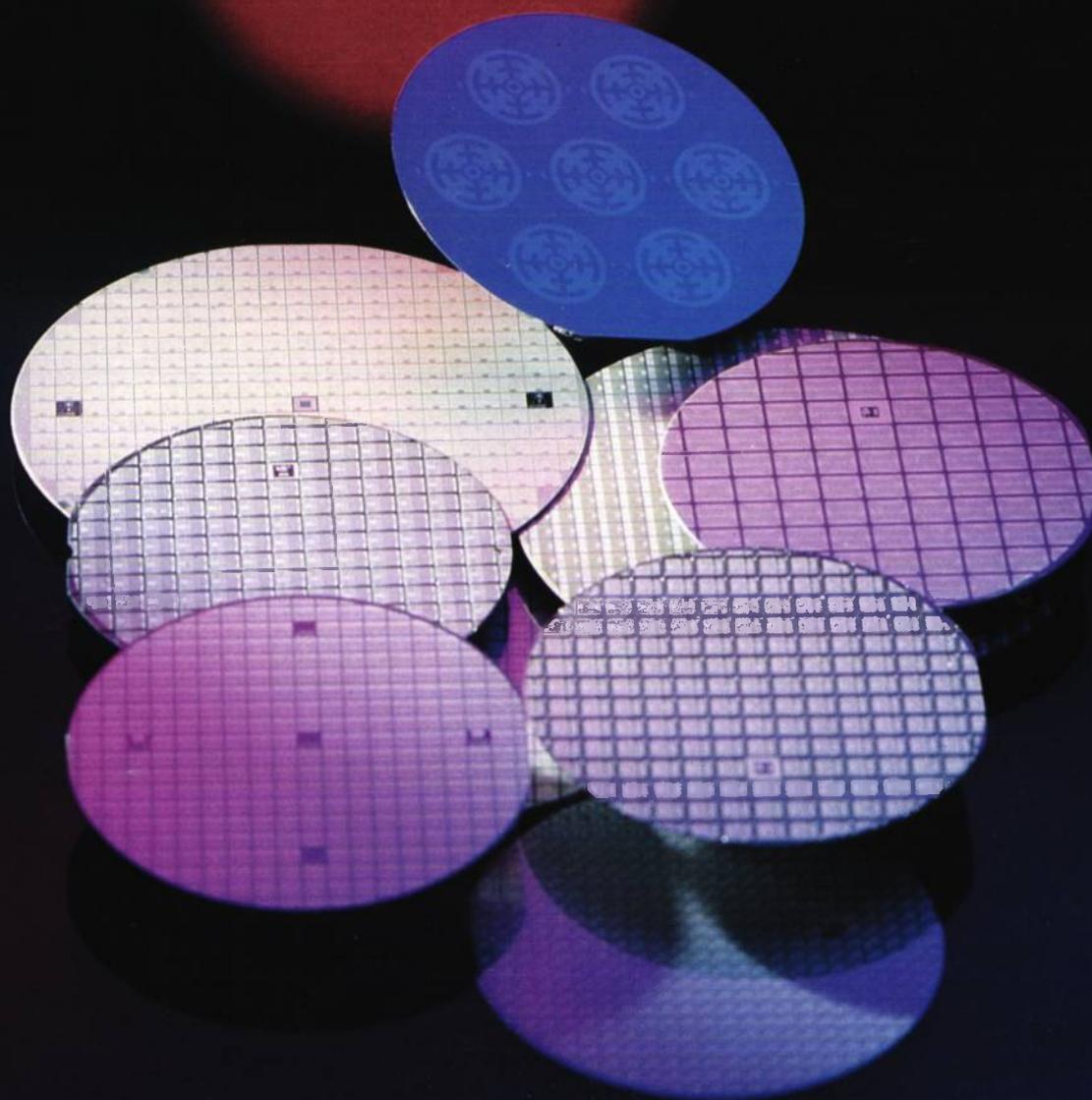


électronique de **PUISSANCE**

5



Les rumeurs montent en puissance!

Appelez vite pour être
livré vite...

Les plus rapides de
l'industrie

Vraiment sans
comparaison!

Donnez vos spécifications
et n'y pensez plus...

A votre disposition

Vous d'abord

Livraisons express

Un reflet de votre qualité

...les faits

Pas d'affirmations gratuites, mais des faits concrets. Des faits relatifs à SGS: ses capacités de production, sa gamme de produits, son organisation mondiale de vente et d'assistance technique et, naturellement, sa technologie. Par exemple, l'alliance des procédés Mesa et Multiépitaxial contribue à la robustesse et à la fiabilité des transistors haute tension.

Les faits concernant les produits de puissance SGS.

1 Plus de 1000 types standard: ils répondent pratiquement à toutes les applications possibles et se développent à raison d'au moins un nouveau modèle par jour.

2 De nombreux produits d'avant garde: haute tension jusqu'à 1500 volts, transistors MOS et modules de puissance jusqu'à 35kVA.

3 Sept boîtiers disponibles: TO-126, SOT-82, TO-220, SOT-93, TO-39, TO-3 et TO-240.

4 Des technologies de pointe: notamment production en wafer de 5" et implantation d'ions.

5 Trois unités de production en Europe et deux en Asie.

6 Stocks et services assurés par bureaux de vente et distributeurs dans le monde entier.

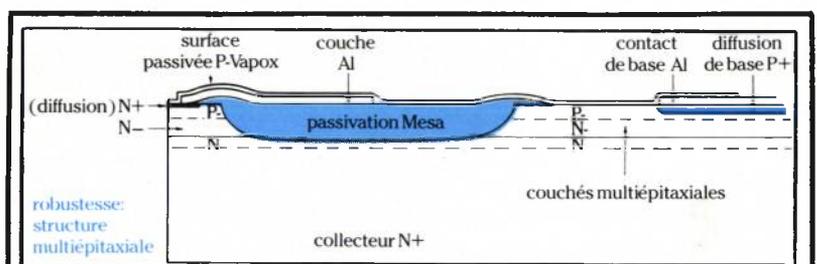
Société Générale de Semiconducteurs (SGS) 92120 Montrouge. 21-23, rue de la Vanne Tél: (1) 6571133 Tlx: PLANAR 250938 F

DISTRIBUTEURS GRANICO, Nanterre. 773.69.52 (Aix-en-Provence) · RADIO EQUIPEMENTS ANTARES Levallois-Perret (1) 758.11.11 · R.T.F. Gentilly (1) 664.11.01 (Toulouse, Grenoble, Nantes) · TEKELEC, Sèvres (1) 534.75.35 (Epinay, Evry, Noisy le Grand, Aix-en-Provence, Bordeaux, Grenoble, Lille, Lyon, Rennes, Strasbourg, Toulouse) · FACEN ELECTRONIQUE Wasquehal (20) 98.92.15 (Bordeaux Paris, Strasbourg, Grenoble, Lyon, Rouen, Lille, Nancy) · DISCOM Les Milles (42) 60.01.77 · GEDIS Boulogne (1) 604.81.70 · GECODIS Boulogne (1) 605.74.95 · RADIO SELL Brest (98) 44.32.79

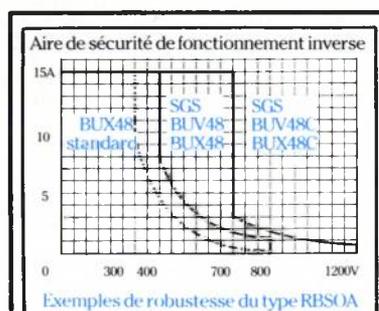
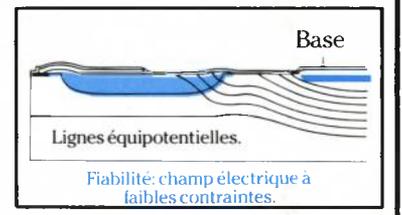
SUISSE: SGS-ATES Componenti Elettronici SpA 6340 Baar Oberneuhofstrasse, 2 Tél: 042-315955 Tlx: 864915 1218 Grand-Saconnex (Genève). Chemin François-Lehmann, 22 Tél: 022-986462/3 Tlx: 28895

Les faits concernant la robustesse et la fiabilité des transistors haute tensions SGS

Bien que d'autres sociétés proclament les avantages du procédé Mesa, SGS est le seul fabricant utilisant la technologie Multiépitaxiale. La combinaison de ces 2 technologies permet aux produits SGS d'atteindre une robustesse exceptionnelle et une remarquable fiabilité.



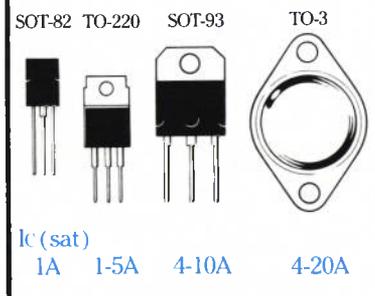
Grâce à la technologie du canal Mesa, la puce de silicium peut être découpée en dehors du Mesa, éliminant ainsi les risques de dégradation de la passivation.



La technologie Multiépitaxiale permet un contrôle très serré des tensions de service et offre ainsi une robustesse optimum pour la commutation de charges inductives.

V_{CE0} 400 – 700V
 V_{CES} 700 – 1400V
 (échantillons en 1500 V)

Transistors en boîtier haute tension.



Comme tous les produits SGS de puissance, tous les transistors haute tension sont disponibles dans notre réseau commercial mondial; pourquoi ne pas contrôler vous-même les faits et bénéficier de notre position de leader en technologie de puissance?



Technologie et Service

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



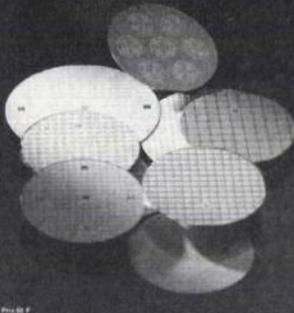
Seul Magnetics offre la Gamme Complète :				
Filtre en mode commun	Filtre en ligne	Transfo Driver	Transfo de Sortie	Self de Lissage
Tores Ferrite Pots Ferrite sans entrefer.	Tores en Molypermalloy. Tores haut flux. Pots ferrite à entrefer.	Tores miniatures. Tores à ruban. Ni-Fe. Tores Ferrite.	Ferrites - 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

électronique de PUISSANCE 5



La couverture de ce numéro due à Michel Mathieu a pour thème les tranches de semiconducteurs de puissance.

Ont été utilisées pour cette composition des tranches provenant de RTC, Siemens, Thomson.

Affaires à suivre	5
Calendrier - Documentation	8
Vie professionnelle	9

Produits nouveaux

— Le transistor bipolaire prend le virage de la haute performance	15
— Siliconix développe une technologie MOS de puissance + C-MOS	19
— Saft améliore ses accumulateurs NiCd jusqu'à 40 % en poids	20
— Circuits imprimés souples combinés signaux/ puissance	21
— L'oscilloperturbographe anticipe l'incident	22
— Un conditionneur d'alimentation triphasé 10 kVA	25

Techniques d'aujourd'hui

— Profitez des caractéristiques des GTO grâce à une bonne commande, par Akira Honda (<i>International Rectifier Japon</i>) adaptation en français par E.I. Carroll et J.M. Berland (<i>International Rectifier France</i>)	33
— Onduleurs à transistors pour alimentation de secours, par M. Binet et A. Galy (<i>Auxilec</i>)	45
— Ferraz introduit la notion de protection pyrotechnique, par C. Mulertt (<i>Ferraz</i>)	50
— Réseau d'aide à la commutation d'ouverture avec peu de pertes, par J. Barret (<i>Thomson-Semiconducteurs</i>)	55
— Protection : comment assurer la « protection absolue », par M. Rault (<i>Thomson-Semiconducteurs</i>) ..	58

Revue de presse	62
-----------------------	----

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

REDACTION

Direction technique :
J.-P. Della Mussia
Coordination
E. Codechèvre

PUBLICITE

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

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

Représentants exclusifs :

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

ABONNEMENTS

Conditions d'abonnements sur demande

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

Prix de vente au numéro : 60 F

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

Composition :
CADET-PHOTOCOMPOSITION
- Paris - 523.09.26 -
Imp. BERGER-LEVRULT - Nancy
Le directeur de la Publication
Pierre SCHAEFFER
Dépôt légal juin 1984 - Editeur n° 009
Commission paritaire n° 65561

Pour la surveillance simultanée de cinq points vitaux de votre alimentation : Prenez un seul composant !

Les séries d'UC 1903, 2903 et 3903 de contrôleurs de quadruple alimentation et ligne... nous les avons maintenant !

De simples circuits intégrés qui contrôleront les conditions de sur/sous tension jusqu'à quatre niveaux d'alimentation et surveilleront en même temps les pannes de ligne ou d'autres sources d'alimentation.

UNITRODE, la firme dynamique qui a le don de créer des produits vraiment nouveaux qui simplifient la vie de l'ingénieur, est la seule à les faire.

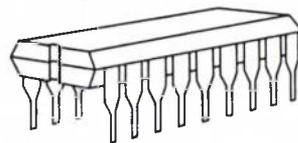
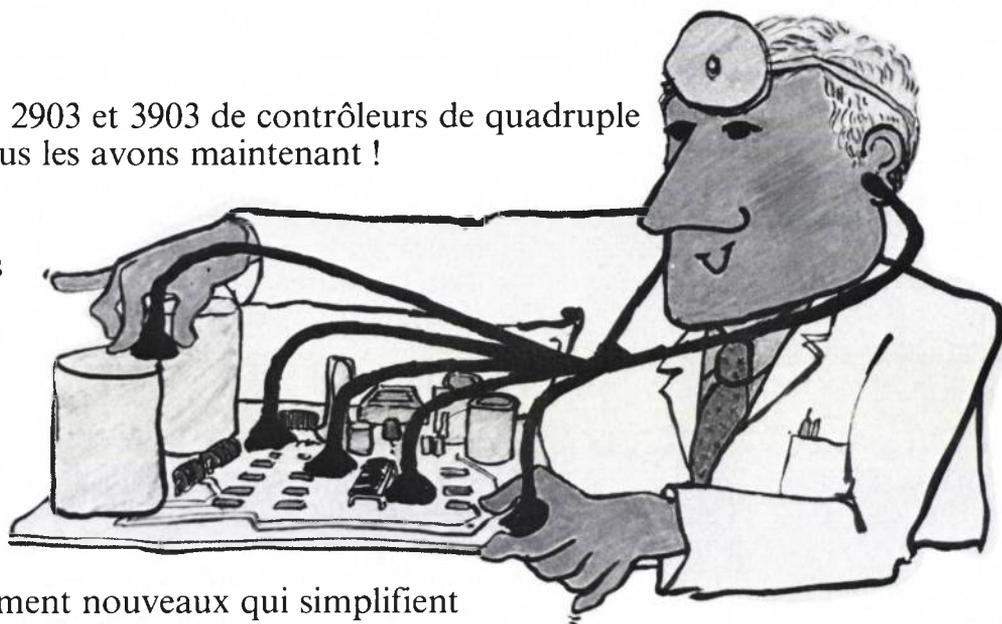
Les séries d'UC 1903, 2903 et 3903 offrent une flexibilité incomparable pour concevoir l'alimentation la plus simple et la plus fiable. Chacune des quatre plages de défaut de sur/sous tension peut être graduée indépendamment des autres autour d'une référence précise de 2,5 V.

Les indications de pannes qui peuvent être prédites sont garanties par un verrouillage de démarrage interne et un circuit d'alimentation d'entrée révélateur. Il se trouve, en plus, un amplificateur opérationnel interne qui autorise l'une des tensions à être négative et un second « à tout faire » utilisable pour des fonctions auxiliaires telles que la fonction d'interfaçage avec des paramètres indépendants de la tension.

En bref, UNITRODE a conçu un simple circuit intégré de supervision qui réalise toutes les fonctions auto-diagnostiques qui jusqu'à aujourd'hui ne pouvaient être accomplies qu'avec toute une plaquette de composants ; et CE composant est disponible immédiatement ! (pour les applications plus simples ne nécessitant qu'une sortie contrôlée, UNITRODE propose les contrôleurs UC 1544 et UC 1543).

La famille des UC 1903 de contrôleurs de quadruple alimentation et ligne... c'est exactement ce que le praticien prescrirait !!!

Pour plus d'information, ainsi que pour l'obtention de spécifications techniques, contactez les agences UNITRODE ci-dessous mentionnées.



Le circuit UC 1903, contrôleur de quadruple alimentation et ligne

FRANCE :

C.C.I., Antony Cedex - Tél. : (1) 666.21.82
Spetelec, Rungis Cedex - Tél. : (1) 686.56.65
UniRep, Rungis Principal - Tél. : (1) 686.39.42



UNITRODE

RTC devrait être en mesure d'échantillonner son premier BIPMOS intégré intelligent (avec d'autres circuits que le MOS et le transistor bipolaire sur la puce) d'ici la fin de l'année. Il s'agira d'un dispositif d'un type différent du Darlington, à tension de saturation de 0,2 V seulement à 5 A, avec un système de détection de charge sur la puce, destiné à l'origine à l'industrie automobile. RTC évalue d'ores et déjà en interne les premiers circuits qui viennent d'être diffusés.

Le Power Electronics Semiconductor Department de General Electric vient de développer une technologie BiMOS à isolation par jonction (donc relativement économique a priori) permettant d'associer sur une même puce des transistors latéraux 500 V aussi bien bipolaires NPN que NMOS, des circuits C-MOS petits signaux 20 V, et des transistors bipolaires 50 V. Les transistors bipolaires 500 V élémentaires admettent de 50 à 250 mA pour l'instant.

RCA a développé une technologie bipolaire multicellulaire semblable dans son principe à celle que décrit Fairchild dans ce numéro. RCA souligne que les transistors obtenus ont de meilleurs gain, vitesse, et aire de sécurité. Le gain serait par ailleurs insensible à la température.

C'est finalement à Paris que se tiendra le 8^e Powercon européen du 29 au 31 octobre en un lieu que nous ne connaissons pas encore au moment de notre mise sous presse. Cette manifestation, qui devait de toutes façons quitter Genève après l'échec de l'exposition associée de l'an passé, avait initialement été planifiée pour fin septembre à Bâle.

Des MOS de puissance normalement passants au repos vont bientôt naître. Siliconix prépare en effet une famille de D-MOS canal N à déplétion et non à enrichissement. Ces MOS présentent, rappelons-le, une faible résistance en l'absence de tension grille et exigent une tension grille pour pouvoir être bloqués. Ils constitueront ainsi un nouvel outil pour la conception d'étages complémentaires de faible puissance. Les premiers dispositifs prévus supportent 150 V et présentent une résistance série de 10 Ω .

International Rectifier développe actuellement une structure semiconductrice réunissant un GTO et un MOS de puissance pour la commande dans un montage cascade. Les résultats de cette combinaison seraient particulièrement intéressants, même pour les faibles puissances.

Bientôt des accumulateurs solides ? c'est en tout cas un des sujets d'étude du Laboratoire d'Energétique Electrochimique de l'ENSEEG qui en collaboration avec des firmes françaises SNEA, CGE, Wonder, Thomson-CSF met au point des accumulateurs à électrodes et électrolyte solide dont l'énergie stockée par unité de masse serait 3 à 4 fois plus importante que celle des accus au plomb.

Fairchild étudie actuellement une technologie de diode « sortant des sentiers battus » qui permettrait de produire des modèles 800 à 1 000 V à chute de tension de 1 V et à t_{rr} de seulement 30 ns.

De plus fort couples pour de plus petits moteurs, c'est ce que promet la mise au point par Colt Industries Crucible Magnetics Div. d'alliages pour aimants à base de neodyme, fer et bore. Selon le fabricant ces aimants appelés Crumax auraient une énergie 35 % supérieure à celle des aimants samarium-cobalt et leur prix en production ne devrait pas être supérieur.

Deux régulateurs à découpage 7 A sont échantillonnés par National Semiconductor. Le HS7067 délivre une tension réglable entre 3 et 55 V et sa fréquence de découpage peut être ajustée jusqu'à 300 kHz. Le HS7107 est réglable entre 5 et 95 V, sa fréquence étant ajustable jusqu'à 150 kHz.

Délais pour les livraisons de MOS de puissance. Pour des quantités de plusieurs dizaines de millier de pièces, Siemens, dont l'usine de Munich tourne à pleine production, ne pourra livrer qu'en novembre.

Oliver Germanium. Le rectifieur qui fait la loi.

"Regardez les courbes de chute de tension directe ci-contre," dit Oliver O. WARD, le Président de GPD, bien connu sous le nom de Oliver Germanium, et vous constaterez que nous produisons une gamme de rectifieurs au Germanium qui offre de nombreux avantages sur les rectifieurs au Silicium, y compris les diodes Schottky, les plus performants.

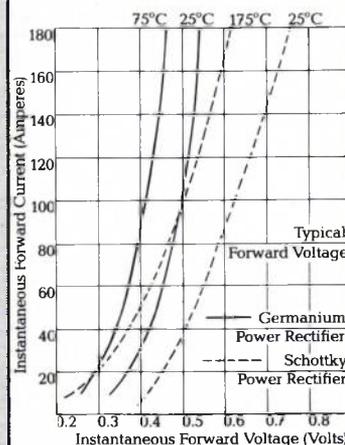
"A titre d'exemple, notre rectifieur DO-8 200 Amp, pour 100 ampères, a une chute de tension directe de 0,42 volts seulement et une température de 75°C, caractéristiques autrement performantes que celles données par les courbes Schottky (environ 0,5V et 175°C).

"Dans de nombreuses applications, et tout particulièrement pour les alimentations de puissance de secours des ordinateurs, la température ambiante sera de l'ordre de 50 à 55°C, et dans ce cas, notre rectifieur au Germanium offrira une efficacité supérieure à celle des meilleurs rectifieurs au Silicium d'au moins 12%.

"Autre exemple? les alimentations de puissance pour lesquelles vous avez besoin d'un rendement maximum et d'une dissipation thermique minimum.

"Les rectifieurs au Germanium GPD sont disponibles en boîtiers DO-4, DO-5, DO-8, DO-9 et DO-13. Nous sommes à votre disposition pour tous renseignements: prix, intensité nominale, résistance thermique... , et n'oubliez pas que GPD c'est également une gamme complète de transistors au Germanium de 125mW à 200A."

GPD DO-8 200A Rectifier



"La plus faible chute de tension directe."

**Germanium Power Devices
Corporation**

Box 65, Shawsheen Village Station, Andover, Mass. 01810 USA.

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

France: Davum & Cie

Dept. TMC, 11 Rue Racine BP28, 93121 La Corneuve.

Téléphone (1) 836-84-01 Telex 210311F/PUBLI-Extension 189

CALENDRIER

Juin 1984

● 18-21 Power Electronics Specialists Conference (PESC 84)

National Bureau of Standards, Gaithersburg, MD (Frank Oettinger, Division 726, National Bureau of Standards, Washington, D.C. 20234, 301/921-3541)

● 18-22 X^e Congrès International d'Electrothermie

Stockholm.

Comité Français d'Electrothermie, 79, rue de Miromesnil, 75008 Paris. Tél. (1) 522.91.60.

Juillet 1984

● 15-20 Power Engineering Society Summer Meeting

Washington Plaza, Seattle, WA (Jack Richardson, Puget Sound Power and Light Co., 10608 NE Fourth St., Bellevue, WA 98008, 206/453-6800)

Septembre 1984

● 4-5-6 Coil Winding International 84 Exhibition

The Wembley Conference Centre Interex & Conferences Ltd., P.O.

Box 1, Ferndown, Dorset. BH22 9SY. England. Telephone: (0202) 891339.

Octobre 1984

● 16-18 Symposium on Electromagnetic Compatibility

Tohoku University, Tokyo, Japan (Prof. Risaburo Sato, Tohoku. Uni. Sendai, Japan 980, 0222-22-1800)

● 21-25 Conference on Electrical Insulation & Dielectric Phenomena

Univ. of South Carolina, Columbia, SC (Prof. Thompson, Uni. of South Carolina, Dept. of Electrical Engineering, Columbia, SC)

● 29-31 — 8^e PCI Europe.

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

Novembre 1984

● 13-17 ELECTRONICA

Munich Messsegelände.

Décembre 1984

● 10-12 IEEE International Electron Devices Meeting

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

AFNOR

■ NF C 20-516 décrit l'essai de vibration sinusoïdales, en remplacement de NC C 90-163 qui datait de 1967. L'attention de l'utilisateur de la norme est attirée sur la différence très importante qui existe entre la C 90-163 et la norme de remplacement. Il s'agit désormais de spécifier le nombre de cycles de balayage par axe, ce qui conduit à des durées variables selon la gamme de fréquences retenue. Mais ceci a le très gros avantage de pouvoir établir une hiérarchie des sévérités, ce qui n'était pas possible avec la norme précédente. Une annexe donne les équivalences entre les anciennes méthodes et les nouvelles modalités à appliquer. Un tableau permet la correspondance entre certaines durées de la C 90-163 et celles résultant du nombre de cycles de balayage.

■ BF C 20-616 qui décrit l'essai de vibration sinusoïdales, elle annule et remplace la version de même indice d'avril 1973. Cette dernière a servi de base aux travaux du sous-comité 50 A de la CEI, il n'y a pas de différence entre les principes fondamentaux décrits dans chacune des deux documents. L'attention du lecteur est attirée notamment sur le fait que, désormais, on doit spécifier le nombre de cycles de balayage.

NORMES

UTE

■ UTE C 20-408 U1 : méthode d'essai - essais généraux climatiques et mécaniques - guide pour l'essai de chocs. (Additif 1 A UTE/C 20-408, janvier 1974).

■ UTE C 20-415 U : méthodes d'essai - essais généraux climatiques et généraux - guide sur l'utilisation des essais généraux climatiques et mécaniques pour simuler les effets du stockage.

CEI

■ Publication 68-2-50 Essais Z/AFc : Essais fondamentaux climatiques et de robustesse mécanique. Deuxième partie : Essais. Essais ZFc : Essais combinés froid/vibrations (sinusoïdales) pour spécimens dissipant et ne dissipant pas d'énergie.

■ Publication 68-2-51 Essais Z/BFc : Essais fondamentaux climatiques et de robustesse mécanique. Deuxième partie : Essais Z/BFc : Essais combinés chaleur sèche/vibrations (sinusoïdales) pour spécimens dissipant et ne dissipant pas d'énergie.

■ Intéressant spécialement les fabricants et les utilisateurs au niveau du commerce international, la Publication 760 de la CEI concerne les bornes plates à connexion rapide qui se composent d'une languette mâle avec trou ou empreinte de verrouillage et d'un clip femelle d'accouplement. La norme porte sur la terminologie, les cotes, les caractéristiques fonctionnelles et les questions de sécurité.

PUBLICATIONS DES FIRMES

■ GEC Composants vient de publier une documentation de 15 pages sur les fusibles rapides et ultrarapides de sa fabrication, fusibles destinés essentiellement à la protection de diodes et de thyristors.

■ MEDL publie une documentation de 60 pages, disponible chez GEC Composants, sur ses contrôleurs de machines à souder réalisés à la demande.

■ Catalogue Richardson electronics. Ce catalogue tarif propose près de 4 000 types de tubes électroniques, américains, européens, anciens et récents, pour usages spéciaux, industriels et radio TV ainsi qu'une gamme de 200 thyristors silicium, et autant de transistors de puissance haute fréquence. Une documentation forte intéressante pour les services de maintenance d'équipements électroniques.

■ Catalogue Supertex Inc. 140 pages de ce catalogue sont consacrées aux transistors DMOS canal N et canal P fabriqués par Supertex.

■ Condensateurs céramique multi-couche miniatures de puissance « Cerfeuil ». Le catalogue de

cette nouvelle famille de condensateurs céramiques est présenté par Thomson LCC.

■ Condensateur à diélectrique film polypropylène : Un rappel des domaines d'application des condensateurs selon leur diélectrique, sert d'introduction à ce catalogue, réalisé par LCC. Ce rappel est suivi d'un tableau qui donne notamment des caractéristiques diélectriques et de température. Des renseignements concernant la technologie utilisée et les caractéristiques électriques générale sont regroupés avant les fiches techniques des modèles.

■ La société TAG Semiconductors vient de publier son catalogue général 1984 incluant toutes les fabrications standard de la firme. Ce répertoire de 216 pages fournit les fiches techniques complètes des Thyristors et Triacs de tous types, suivies des courbes typiques de ces composants et des caractéristiques dimensionnelles des différents boîtiers. Une partie importante de cette publication est consacrée à la technique générale des redresseurs commandés, fournissant des conseils de montage et analysant les problèmes liés à la dissipation thermique et à la limitation du DV/DT.

Londres capitale Européenne de l'électronique de puissance

A l'initiative de *L'Institution of Electrical Engineers* s'est déroulé du 1^{er} au 4 mai dernier le congrès *Power electronics and variable drives*, qui a réuni près de 500 participants.

Pratiquement tous les domaines de l'électronique de puissance ont été abordés par les conférenciers : semiconducteurs et leurs applications, alimentations ininterrompibles, commutation à fréquence élevée, commandes actives et réactives, effets des harmoniques, commandes de moteurs industriels et de traction, théorie et applications des moteurs commandés par convertisseurs, moteurs pas à pas, à réluctance, et commandes de moteurs synchrones.

Il est à noter le caractère international de cette manifestation, tant sur le plan de la participation que sur celui de la qualité des exposés.

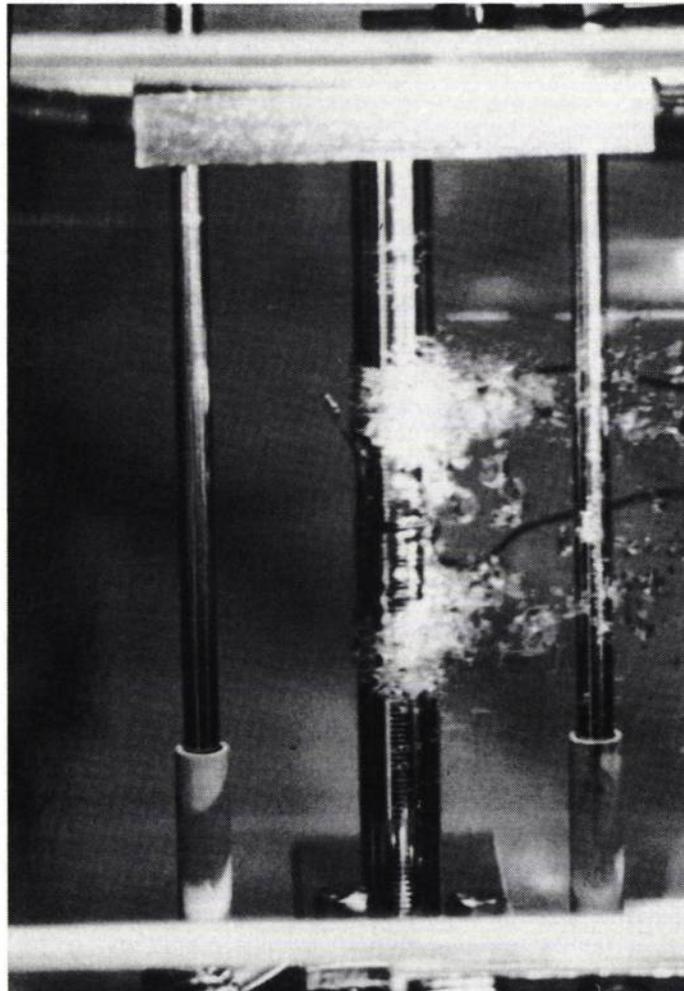
En effet plus de 200 participants étaient étrangers au Royaume Uni et représentaient 30 pays et 23 pays avaient fourni un thème d'exposé.

Un autre point remarquable fut la forte participation des universitaires notamment du Royaume Uni et du Japon, pays dans lesquels semble-t-il, la collaboration Université Industrie s'effectue de façon plus systématique que chez nous. Néanmoins la contribution des universitaires français fut loin d'être négligeable puisqu'elle donna lieu à cinq exposés d'orateurs : du *Centre de Recherche en Automatisation de Nancy (ENSEM)*, du *Laboratoire d'Electronique Industrielle (ENSEEIHT)* et du *Laboratoire de Génie Electrique (Paris VI et XI)* sur les moteurs et leurs dispositifs de commande. Venant après *Powercon* peu de nouveautés ont été révélées sauf sans doute l'accent mis par les Japonais sur les applications forte puissance des GTO — notamment une alimentation ininterrompue de

4 fois 400 kW (*Toshiba*) — mais ces exposés laissèrent quelque peu les auditeurs sur leur faim, car, si de très belles réalisations furent présentées, il fut impossible d'obtenir lors des débats, des précisions sur les schémas et circuits de commandes, les orateurs n'étaient pas les concepteurs et ayant semble-t-il quelques difficultés avec la langue anglaise. A moins que la barrière linguistique n'ait été invoquée afin d'éviter les questions ?

Les harmoniques et les perturbations des réseaux constitueront également un important centre d'intérêt, et, bien que peu de réponses précises aient été apportées deux voies semblent se dégager : un meilleur filtrage à la source des perturbations, et l'étude de nouveaux systèmes moins polluants.

Dans le domaine des transistors une solution intéressante a été présentée par *Thomson* pour le refroidissement des dispositifs à



Semiconducteur fonctionnant dans le fréon bouillant, développé par Thomson

forte puissance qui permet de repousser considérablement les limites actuelles de dissipation thermique, en évacuant la chaleur à sa source par l'ébullition du Fréon au contact duquel est placée la puce.

Dans notre prochain numéro nous reviendrons en détail sur certains des exposés les plus significatifs des tendances actuelles.

E.C.

MEDL livre ses premiers GTO

Quelques mois seulement après l'annonce par MEDL de son intention de fabriquer des GTO, la société anglaise commercialise ses premiers dispositifs en diamètre de 22 mm et 30 mm (réf. EG 220 et EG 300). Il s'agit de dispositifs supportant 1 400 V admettant respectivement 120 A et 250 A efficaces et qui font appel à la technologie à court-circuit d'anode. Un modèle EG 380 de diamètre 38 mm (2 500 V/400 A eff) a déjà été échantillonné et entrera en production en septembre. La production du modèle EG 500 (50 mm/2 500 V/500 A eff) est planifiée pour décembre prochain avec échantillonnage avant le mois d'octobre.

Le modèle EG 750 (75 mm/4 200 V/1 200 A environ) enfin a un échantillonnage prévu pour décembre avec production en février 1985. Ce modèle offre les plus hautes performances mondiales, affichées seulement actuellement par un modèle Toshiba.

Tous ces GTO sont ou seront proposés en boîtier press-pack et intéressent en premier lieu les applications de traction.

Les performances des GTO de MEDL sont assez classiques : ils sont encore blocables avec des intensités directes deux fois et demi plus importantes que les intensités nominales et coupent à 500 V/ μ s. Leur chute de tension directe est de 2,5 V pour l'intensité contrôlable et leur temps de descente est de 10 μ s (typ) pour les EG 220 et 300, 20 μ s (max) pour l'EG 380 et 25 μ s (typ) pour l'EG 500.

MEDL commercialise parallèlement à ces GTO une famille de diodes rapides qui leur est associable. Les MF 12/35/70 supportent

1 200 V et admettent respectivement 12 A, 35 A et 70 A de courant moyen. Leur chute de tension s'élève respectivement à 1,75 V à 32 A, 2 V à 120 A et 2 V à 210 A et leur temps de recouvrement inverse est de 200 ns.

Un modèle double de référence DSF 502 admet 300 A moyens sous 1 200 V (t_{rr} de 800 ns). Un autre modèle double de référence DSF 912 supporte lui 2 600 V/760 A. Son t_{rr} est de 5 μ s.

MEDL étudie actuellement une électronique standard pour la commande de GTO pilotant des moteurs. Cette électronique sera présentée sous forme de carte ou de boîtier.

JP DELLA MUSSIA

Fairchild va commercialiser ses premiers MOS

L'introduction des semiconducteurs de Fairchild a commencé en France avec un certain retard par rapport au planing initial (cf *Électronique de Puissance* n° 3). Des diodes FRED 8,16 et 32 A en boîtier TO220 et TO3 sont proposées depuis 4 mois mais les MOS de puissance ne seront pas proposés en quantités avant quelques semaines (les échantillonnages ont débuté pour les MOS 4, 5, 7 A/400 et 500 V). Quant aux transistors bipolaires, aucun échantillonnage n'a encore commencé : seuls seront proposés en principe des modèles de hautes performances à la fin de l'année (cf article dans ce numéro).

Si au sein de Fairchild /Schlumberger les semiconducteurs de puissance sont sous la responsabilité des États-Unis, ces derniers ont par contre accordé la responsabilité des développements en bipolaires à l'unité de Montrouge. Cette dernière va par ailleurs se voir confier progressivement une activité de production pour les composants vendus en Europe, en particulier pour les diodes (dès cette année) et éventuellement les MOS l'an prochain. Les nouveaux transistors bipolaires seront bien entendu également produits à Montrouge qui dispose actuellement d'une capacité de 300 tranches par semaine.

Fairchild Europe a l'intention de couvrir d'ici 1990 1 à 2 % du mar-

ché des semiconducteurs de puissance européen, ou 10 % de ce marché si l'on ne considère que les semiconducteurs pour alimentations à découpage dont les ventes s'accroissent de 30 %/an environ.

JPDM

MEDL complète son catalogue transistor jusqu'à 850 V/200 A

La société anglaise MEDL, dont les produits sont diffusés en France par GEC Composants, dispose désormais à son catalogue de 36 transistors de puissance de 40 A/150 V à 500 A/250 V ou 200 A/850 V, ceci sans compter les variations de boîtiers. MEDL devient donc maintenant un concurrent sérieux pour la seule autre source européenne dans les grandes puissances, à savoir son compatriote Westcode. Les japonais qui proposent également de tels transistors à leur catalogue (et même pour des puissances encore plus importantes) n'ont pas encore acquis de grandes parts de marchés en Europe dans ce domaine, soit parce qu'ils ne l'ont pas voulu, soit parce que beaucoup d'utilisateurs tiennent à l'aspect européen de leurs sources d'approvisionnement.

A l'origine de l'offensive de MEDL, il semble que ce soient les militaires britanniques qui aient demandé une deuxième source de produits Westcode. En France, les principaux marchés pour les transistors de haut de gamme sont d'abord les marchés militaires, ensuite les convertisseurs. La traction électrique n'est pour l'instant pas très demandée en France, contrairement à ce qui se passe en Angleterre.

Notons que tous les transistors MEDL sont disponibles entre autres sous forme de pastille nue nickelée ou dorée pour applications hybrides. Les modèles les plus puissants présentent un diamètre de 38 mm. MEDL n'a pas pour l'instant de Darlington à son catalogue, officiellement parce que la maison mère, Marconi, n'en a pas l'usage en interne. MEDL met toutefois au point actuellement un Darlington 100 A/400 V environ en boîtier plastique genre Semipack. Une annonce pourrait être faite en septembre prochain. ■

Supertex intègre des C-MOS et des D-MOS haute tension

Supertex a récemment introduit sur le marché plusieurs séries de circuits intégrant sur une même puce à la fois une logique de commande C-MOS fonctionnant sous 12 V et un étage de sortie supportant jusqu'à 200 V et capable d'absorber en surcharge jusqu'à 1 A crête répartis sur plusieurs canaux.

Ces circuits sont destinés à la commande d'afficheurs électroluminescents et d'imprimantes électrostatiques mais leur existence prouve un savoir-faire pour des circuits de petites puissance avec logique intégrée.

CSP : vers 10 MF en 1984

Au centre de l'action de CP Electronics en protection se trouve la société CSP, détenue à parts égales par CP Electronics et General Semiconductor Industries, et dont l'usine se situe près de Toulouse. Cette usine monte désormais à partir de puces importées la plupart des composants GSI vendus en France ; son CA devrait passer de 3,5 MF en 1983 à 10 MF en 1984. Ses produits sont déjà homologués CNET et sont en cours d'homologation GAM. Ils commencent parallèlement à entrer dans les matériels SNCF et RATP. CSP a également commencé la fabrication de modules de protection à la demande à base de MOV, Transzorb et de parafoudres.

Unitrode 2^e source de SGS

Unitrode et SGS viennent de signer un accord de seconde source selon lequel Unitrode produira trois circuits intégrés linéaires de SGS, ce dernier produisant les plus populaires des CI alimentations à découpage d'Unitrode. En outre, Unitrode adoptera pour certains de ses produits le boîtier « Multiwatt ».

Les produits SGS concernés sont les L292 (driver de moteur CC), L293 (double driver de moteur en pont) et L295 (double driver de bobines fonctionnant en commutation) pour lesquels Unitrode va recevoir les bandes de générations de masques. Réciproquement, SGS va recevoir les bandes de générations de masques des produits suivants : UC 1524, UC 1525A, UC 1527A, UC 1524A et UC 1840.

IR vend sa ligne transistors bipolaires à EE Tech

IR vient de vendre sa ligne de transistors bipolaires à EE Tech, une filiale de Borg-Warner. Rappelons que EE Tech avait été créé en 1978 par des ex-employés d'IR. Selon IR, la ligne vendue ferait appel à une technologie ancienne. Or IR veut concentrer ses efforts sur des produits à marchés porteurs tels que les MOS de puissance et les semiconducteurs de très haute puissance. EE Tech, de son côté, désire développer des transistors bipolaires similaires aux Switchmode III de Motorola et disposer d'une large gamme de références.

PCI/USA : les MOS à l'honneur

Alors qu'en Europe, comme l'a montré la manifestation Power Electronics de Londres en particulier, c'est le GTO qui constitue le composant vedette, aux USA, c'est toujours et encore le MOS de puissance qui est à l'honneur (son marché « explose » d'ailleurs aux USA actuellement).

C'est du moins l'impression qu'a laissé à ses visiteurs la manifestation PCI qui s'est tenue en avril dernier aux USA. On pourrait d'ailleurs fort bien en déduire que les USA sont en train de prendre une avance technique dans le domaine des alimentations à découpage — principal marché des MOS — alors que les européens concentrent leur attention sur la commande de moteur—

principal marché des GTO. Un bon sujet de réflexion lorsque l'on sait que le marché des alimentations à découpage croît au moins deux fois plus vite que celui de la commande des moteurs et que les spécialistes en électronique de puissance figurent parmi les grandes denrées rares du moment !

Deux limites « extérieures » pour les MOS

Les exposés sur les MOS ont été très nombreux mais nous retiendrons seulement une conclusion : la limite des MOS est bien entendu avant tout leur trop forte résistance série en haute tension mais aussi — et l'on commence seulement à s'en rendre compte aux USA — les performances insuffisantes en rapidité des diodes actuellement disponibles, de même que celles de tous les bobinages qui entrent dans les montages. Thomson-CSF a d'ailleurs été particulièrement questionné suite à son exposé sur les diodes rapides (voir les deux articles parus récemment dans notre revue).

Un module 300 A/1 200 V !

Parmi les autres vedettes de PCI, nous citerons les circuits intégrés de puissance, très porteurs d'espoirs de la part des concepteurs de moyenne puissance, et les modules à transistors. Concernant ces derniers, seul l'exposé de Toshiba qui a présenté un module 300 A/1 200 V a vraiment retenu l'attention. On a appris également que les modules de Westinghouse étaient faits sous licence Mitsubishi.

Motorola et Philips ont annoncé par ailleurs de nouvelles diodes rapides équivalentes à la série BYT 12P800 de Thomson Semiconducteurs. Cette société devrait bientôt être suivie également pour ses TOP3.

Notons — car c'est assez curieux — que PCI USA est beaucoup moins fréquenté que PCI Europe, sans doute à cause de la concurrence avec les autres manifestations, Powercon et PESC. PCI attire par contre beaucoup plus de visiteurs que chez nous en ce qui concerne l'exposition.

Condensateurs de puissance. Thomson enregistre une croissance de 35 % par an.

Le développement de l'électronique de puissance a suscité un nouveau marché pour les condensateurs auxquels sont demandés des caractéristiques adaptées.

La concurrence sur ce marché est vive, et seule l'aptitude à répondre avec exactitude à l'ensemble des desiderata des utilisateurs permet de lutter contre des géants de la profession tels que General Electric.

Les principales applications des condensateurs de puissance se situent au niveau de la commutation, du filtrage et des réseaux de mise en forme. Leurs débouchés se placent essentiellement dans les marchés de la traction électrique, des alimentations ininterrompibles (UPS), de la radiologie et de la recherche dans le domaine de la physique des particules, pour le domaine civil, dans les émetteurs de radar et les générateurs d'énergie pour lasers dans le domaine militaire.

Cette seule énumération sous-entend que la sécurité et la fiabilité de ces condensateurs est une des premières qualités exigée par les utilisateurs, qui doivent mettre le prix nécessaire pour l'obtenir.

Par ailleurs, l'utilisation de condensateurs de forte valeur de capacité, fort courant et tension de service élevée signifie que ces derniers ont un volume important, et que toute diminution dans ce domaine (qui entraîne également une diminution de poids) est fort appréciée par les utilisateurs.

Ce marché est également caractérisé par des séries peu importantes en nombre de pièces et une grande diversité des modèles demandés aussi bien pour leurs caractéristiques électriques que géométriques.

50 % du CA à l'exportation.

Le développement du chiffre d'affaires de *Thomson LCC* en condensateurs de puissance est



La gamme de condensateurs films de puissance LCC Thomson

en progression régulière de 35 % par an depuis plusieurs années ; *Thomson* estime couvrir en France 80 % du marché militaire et, entre 35 et 40 % de celui de la traction électrique. Sa part sur l'ensemble de ces deux marchés en Europe étant de l'ordre de 15 à 20 %.

Les responsables de *Thomson* imputent ces bons résultats à la fois à une bonne connaissance du marché, à la qualité des produits,

et aux très courts délais nécessaires à la réalisation des prototypes. Cette dernière aptitude étant de première importance car la plupart des demandes sur ce marché concernent des produits hors standard.

15 % d'investissement.

Une telle évolution du chiffre d'affaires a nécessité un gros effort de rationalisation de la pro-

duction, et un important investissement a été fait en 1983 pour regrouper en Bourgogne toutes les fabrications de condensateurs de puissance. Cependant pour éviter la saturation de ses moyens de production Thomson LCC est contraint d'investir 15 % de son chiffre d'affaires pour augmenter les surfaces d'ateliers et multiplier les machines de fabrication.

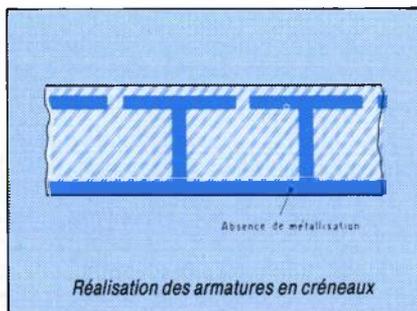
Les technologies utilisées.

Les condensateurs de commutation, de filtrage et de stockage d'énergie sont du type bobiné. Ils utilisent comme diélectrique des films plastiques (polypropylène, polyester), ou du papier employés séparément ou associés, et leurs armatures sont soit rapportées soit déposées par évaporation sous vide.

Les condensateurs métallisés sont autocicatrisant, c'est-à-dire que lorsqu'une surtension accidentelle perce le diélectrique, l'énergie mise en œuvre provoque localement la vaporisation des électrodes, évitant ainsi la mise en court circuit du condensateur. Afin d'éviter que le perçage ne se propage à travers les nombreuses couches superposées de l'enroulement, une technique originale est employée qui consiste à diviser chacune des armatures en de nombreuses armatures élémentaires (figure 1) reliées aux connexions de sortie par un élément fusible. Ainsi, en cas de perçage d'un condensateur élémentaire, ce dernier se trouve-t-il très rapidement isolé, l'énergie est limitée, et l'arc ne peut se propager.

Bien que le polypropylène ait une excellente rigidité diélectrique $500 \text{ V}/\mu\text{m}$, à cause d'un certain nombre de points faibles par unité de surface des films, les tensions généralement utilisables sont limitées à quelque dizaines de volts par micron.

Grâce à la métallisation en créneaux le gradient peut être porté à



une centaine de volts par micron, avec une réduction de volume et du poids du produit fini dans un rapport de 1 à 4.

Le dépôt par évaporation est effectué en continu ; pour les tensions de service élevées plusieurs armatures sont déposées côte à côte sur le diélectrique permettant par construction, la mise en série de plusieurs condensateurs. (figure 2). La découpe en créneaux des armatures est également faite en continu par usinage laser.

Les condensateurs de forte valeur sont réalisés par mise en parallèle de plusieurs modules élémentaires au moyen de plaques de cuivre massives qui n'introduisent que peu de résistance et d'inductance série parasite, ne limitent donc pas le courant crête et assurent tout à la fois une répartition homogène de la température et l'écoulement de celle-ci vers les parois du boîtier.

Le procédé d'assemblage des modules sur les plaques permet à l'ensemble de subir sans conséquences néfastes les contraintes de polymérisation des résines de moulage.

Dans le domaine de la commutation, l'utilisation de films de polypropylène traités, présentant un état de surface grenu, a permis d'éliminer le papier dont la capillarité était jusque-là nécessaire pour la réalisation de condensateurs imprégnés.

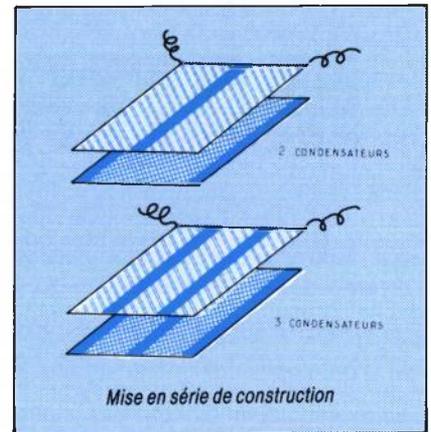
Les condensateurs ainsi fabriqués présentent des pertes réduites dans un rapport de 3 à 4 tout en bénéficiant d'un plus faible encombrement. Il est à noter que ces condensateurs sont spécialement adaptés à la commutation, car des phénomènes de polarisation du film limitent leur tenue en courant continu.

La gamme classique des condensateurs céramique de puissance : tubes, disques, pots est complétée depuis peu par une série multicouche du type cerfeuil donc de faible volume, couvrant la plage de 3 à 22 000 pF pour des tensions comprises entre 400 V et 6,3 kV.

Les produits de demain.

Aux investissements que nous avons mentionnés précédemment, il y a lieu d'ajouter 10 % du chiffre d'affaires consacré à la recherche et au développement.

Les principaux axes de recherche portent sur la réduction du volume, l'augmentation des tem-



pératures d'utilisation et l'amélioration de la sécurité. Toutes ces études ont un point commun : l'amélioration des diélectriques.

Dans l'état actuel des choses, certains films plastiques : polysulfones, teflon, PVDF qui pourraient présenter des caractéristiques intéressantes ne sont et ne seront pas utilisés tant que leurs fabricants n'auront pas trouvé, s'ils en trouvent, de débouchés industriels pour des films de 4 à 25 micromètres d'épaisseur. Le volume demandé par l'industrie des condensateurs représentant des quantités insuffisantes pour justifier des fabrications.

Indépendamment des recherches de nouveaux diélectriques des études sont effectuées pour une meilleure connaissance des diélectriques connus et pour améliorer les processus d'imprégnation.

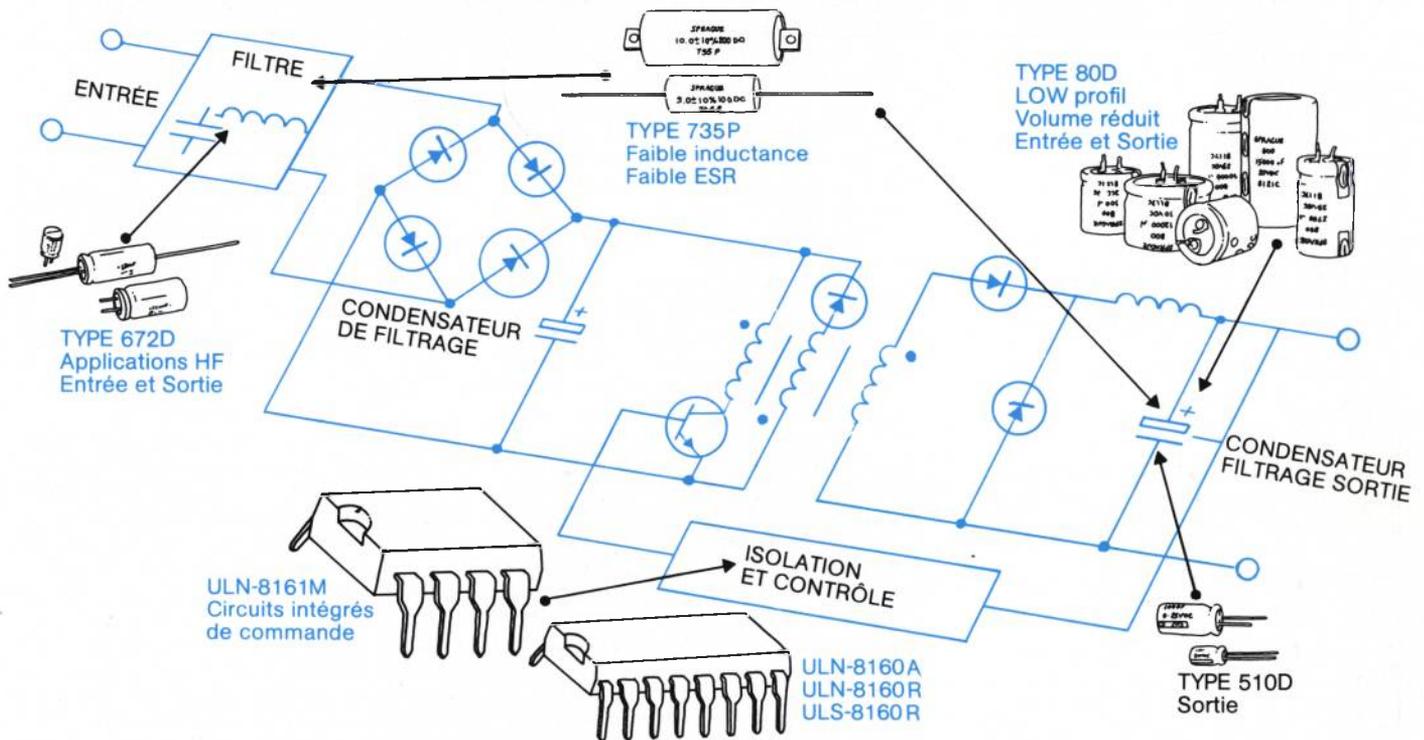
S'inspirant de techniques déjà appliquées dans le domaine de l'électronique de puissance l'utilisation de la chaleur latente de vaporisation de liquide bouillant comme le Fréon (Trichlorotrifluorothane) pour l'évacuation de la chaleur devrait remplacer les refroidisseurs à huile ou à eau.

Pour l'amélioration de la sécurité, les recherches portent sur les protections thermiques : fusibles ou dispositifs de coupure électromécaniques, et sur le remplacement des imprégnantes liquides par des imprégnantes solides.

Pour autant que l'on puisse préjuger de l'avenir, les progrès dans les prochaines années seront plus les résultats d'améliorations obtenues par des études systématiquement menées, que par des technologies ou des matériaux « miracles ».

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. (88) 22.07.19 - STRASBOURG SELFCO T. (88) 22.08.88
Région ouest : LE RELLECQ KERHUON BELLION FEUTRIER Ouest T. (98) 28.03.03 - RENNES DIMACEL Ouest T. (99) 50.25.92
TOURS GEDIS T. (47) 54.47.34
Régions sud/sud-ouest : BORDEAUX DIMACEL Sud-Ouest T. (56) 81.14.40 - BORDEAUX FEUTRIER Sud-Ouest T. (56) 29.51.21
TOULOUSE FEUTRIER Sud-Ouest T. (61) 62.34.72
Régions centre/sud-est : CHASSIEU DIMACEL Rhône T. (78) 26.35.83 - LA TRONCHE SEDRE T. (76) 90.71.18 - ST-PIERRE-EN-JAREZ FEUTRIER Rhône-Alpes T. (77) 74.67.33 - VILLEURBANNE SEDRE T. (78) 68.30.96
Région sud-est : CARNOUX FEUTRIER Provence T. (42) 82.16.41 - MARSEILLE A.S.N. Marseille (91) 47.41.22 - ST-MARTIN-D'HERES DIMACEL Alpes T. (76) 44.40.24 - SIX-FOURS-LES-PLAGES DIMACEL Méditerranée T. (94) 25.74.13.



Le transistor bipolaire prend le virage de la haute performance

Schwitchmode III, Schwitchmode IV, structure cellulaire... on savait que le transistor bipolaire préparait une revanche sinon sa revanche sur le transistor MOS. Récemment, RCA décrivait aux Etats-Unis une structure cellulaire permettant d'améliorer l'aire de sécurité et la vitesse des transistors bipolaires sans donner de détails sur les performances réelles obtenues. Nous sommes aujourd'hui en mesure de publier les caractéristiques d'une structure bipolaire non seulement multicellulaire mais multicouche mis au point par Fairchild dans son unité de Montrouge. Aire de sécurité quasi-carrée, fonctionnement possible à plus de 250 kHz et montage possible sans couture (bonding), tels sont les principaux avantages de la nouvelle technologie. Fairchild devrait être en mesure de commencer l'échantillonnage de dispositifs 5-10 et 20 A/500 V dès la fin de cette année. Ces transistors seront multicellulaires mais non multicouches dans un premier temps : la structure décrite ici permet de gagner, en effet, 20 % en tension et 25 % en surface par rapport à une technologie à doigts d'émetteur ; mais la technologie est délicate puisque s'y combinent, entre autres, les problèmes de multicouches et de dissipation de puissance. Il est donc encore trop tôt pour avoir une notion de rendement industriel pour un dispositif qui combine les deux améliorations simultanément.

La plupart des transistors de commutation bipolaires disponibles sur le marché actuellement font appel à la technique bien connue, « des doigts d'émetteur ». Si les progrès technologiques permettent de faire des doigts très fins et des métallisations épaisses, si la CAO permet d'optimiser les profils vertical et horizontal, il reste que les tenues en second claquage et les performances de commutation atteignent vite des valeurs limites ; la

progression devient alors très lente, sans rapport avec les moyens de recherche et développement mis en jeu.

Très vite, la technologie MOS a su tirer parti des bénéfices d'une structure cellulaire où chaque puce réunit en parallèle un grand nombre de cellules de base. La technologie bipolaire ne peut pas bénéficier dans les mêmes proportions des progrès de la lithographie mais elle peut, par contre, trouver des avantages à

une dissociation du composant en une multitude de composants élémentaires :

- d'une part, on sait, en effet, (voir les transistors de petits signaux et les transistors Radio-Fréquence) qu'une petite cellule permet de meilleures performances globales, toutes choses égales par ailleurs (technologie et procédé de fabrication) qu'une cellule de plusieurs mm² (les chemins critiques sont raccourcis) ;

- d'autre part, les phénomènes complexes de transport de charges ou de focalisation (ou défocalisation) deviennent moins critiques et les équilibrages électriques et thermiques plus efficaces. Sur un plan purement électrique, les chutes de tension sont, elles aussi, moins importantes.

Fairchild a ainsi été amené à étudier des cellules de base de 70 μm et 140 μm, dimensions suffisamment faibles pour que la structure soit réellement multicellulaire, mais suffisamment importan-

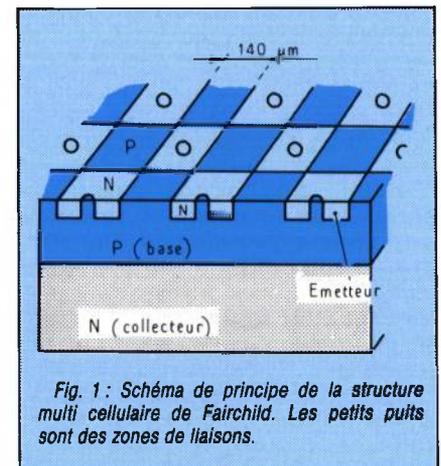


Fig. 1 : Schéma de principe de la structure multi cellulaire de Fairchild. Les petits puits sont des zones de liaisons.

Produits nouveaux

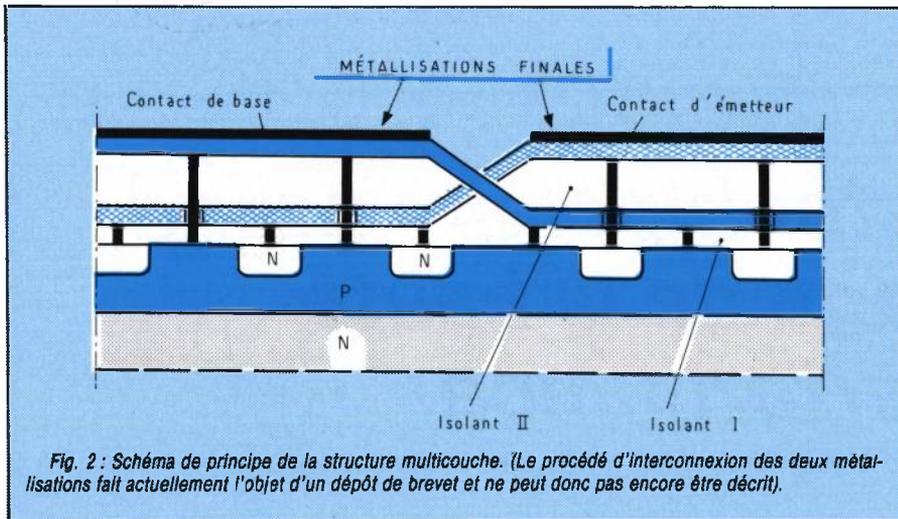


Fig. 2 : Schéma de principe de la structure multicouche. (Le procédé d'interconnexion des deux métallisations fait actuellement l'objet d'un dépôt de brevet et ne peut donc pas encore être décrit).

tes toutefois pour être compatibles avec des équipements de fabrication non hyper-sophistiqués. Elles permettent en outre de ne pas se heurter à des problèmes de rendements dus à des motifs trop fins (fig. 1).

La technique multicellulaire améliore les paramètres globaux du composant (au niveau du silicium), mais subsiste le problème des prises de contact et de leur efficacité, sans oublier leur fiabilité.

Pour des raisons de densité de courant maximum (il n'est pas rare de parler de 200 000 A/cm²), d'efficacité d'injection (toujours la fameuse loi d'Ohm) et même d'échauffement (c'est la loi de Joule), il est démontré que des contacts très larges, si possible avec possibilité de refroidissement des deux côtés de la pastille, sont nécessaires. (Voir la technologie du PRESS-PACK en très haute puissance).

Une meilleure connexion vers l'extérieur

Dans le cas de la moyenne puissance (quelques dizaines de watts), la tradition est de souder la pastille à l'aide de soudure tendre ou d'eutectique Au-Si côté collecteur, et de prendre les contacts de base et d'émetteur par des fils d'aluminium soudés par ultrasons. Cette technologie conduit à une perte de silicium et un manque d'efficacité allant jusqu'à 20 %, sans compter les problèmes liés aux densités de courant énormes dans les fils et les métallisations.

D'où l'idée, empruntée aux fabricants de circuits intégrés (basse tension et faibles courants), d'utiliser pour la puissance

des technologies multicouches pour les contacts de base et d'émetteur (fig. 2).

Ce principe permet de bénéficier, à la surface même du composant, de très larges zones métallisées pour les contacts de base et d'émetteur. En pratique, ces dernières se présentent sous forme de bandes alternativement contacts de base et contacts d'émetteur. Le soudage direct sur la pastille devient alors possible, même par l'utilisateur final, et des solutions nouvelles pour le refroidissement en surface deviennent envisageables.

Sachant d'une part que la dimensions des cellules de base est de 140 μm (ou 70 μm), que les épaisseurs d'oxyde et des métallisations aluminium sont de quel-

ques microns, et que, d'autre part, il y a des « remontées » de P au milieu des cellules d'émetteur (figure 1), on peut se rendre compte de la complexité du système.

Juste pour comparaison, dans une structure bipolaire « à doigts », il n'y a qu'une seule épaisseur de métallisation et les doigts d'émetteur font environ 200 μm de large et plusieurs mm de long.

Beaucoup d'avantages

Les simulations ordinateurs et les confirmations apportées à partir de mesures sur échantillons développés au Centre Technique FAIRCHILD de Montrouge permettent de donner, d'ores et déjà, quelques idées (tableau 1) sur les performances de cette nouvelle génération de transistors bipolaires interrupteurs (brevet 83-07342/84 400 875.5).

En ce qui concerne les inconvénients, nous laisserons à l'utilisateur le soin de la critique ; en fait, sur le plan des caractéristiques techniques, nous n'en avons pas encore trouvés.

Par contre, les difficultés de fabrication sont un frein réel, pour ne pas l'appeler un inconvénient, pour le fabricant. Ce dernier, donc l'utilisateur ultérieurement, bénéficiera toutefois du caractère « UNIVERSEL » de la structure. En effet, il devient possible de diffuser des tranches sans tenir compte de la dimension (électrique et mécanique) future du com-

TABLEAU 1

TECHNOLOGIES				
	DOIGTS D'EMETTEUR	MOS	MULTICELLES et MULTICOUCHES	AVANTAGES
TEMPS DE COMMUTATION	T_r Quelques centaines de ns T_s quelques μs	quelques dizaines de ns	Quelques dizaines de ns quelques centaines de ns	Faibles pertes de commutation Grande fréquence de fonctionnement
VCEO sus	400 à 800 V	60 à 500 V	400 à 1000 V	Fonctionnement sous 380 V
RAPPORT VCEO sus/VCEO	< 0,5	1	Jusqu'à 0,8	Meilleure utilisation du silicium
DENSITE DE COURANT	≈ 0,5 à 0,7 A/mm ²	0,35 A/mm ² (400 V)	≈ 1,5 A/mm ²	Prix du silicium
ROBUSTESSE (second claquage)	Bonne	Très bonne	Meilleure qu'avec les doigts d'émetteur	Fonctionnement sous conditions sévères
Fiabilité	Bonne	Bonne	Potentiellement meilleure qu'avec les doigts d'émetteurs	
CARACTERE UNIVERSEL DE LA TRANCHE DE SILICIMUM	Très mauvais	Très mauvais	Très bon	Coût de fabrication diminué
FACILITE D'ASSEMBLAGE	Bonne	Bonne	Meilleure	Fiabilité accrue

posant : il suffit de découper la tranche aux dimensions adéquates pour un calibre en puissance donné (fig. 3).

D'autre part, la technologie s'applique quel que soit le profil vertical ; il devient donc possible d'utiliser le même jeu de masques pour faire des transistors, des hybrides, des GTO, des Darlington et même... des diodes.

Echantillons fin 84.

Fairchild proposera dès la fin de cette année des échantillons de transistors « bipolaires multicellulaires power planar » avec les caractéristiques suivantes :

$V_{ce0}(\text{sus}) = 500 \text{ V}$

$V_{cbo} = 850 \text{ V}$

$I_{c \text{ sat}} = 5, 10 \text{ et } 20 \text{ A}$

$T_{fi} = 100 \text{ ns max}$

Boîtiers TO 220 et TO 3

Les années 1985 et 1986 verront ensuite apparaître des composants ayant des $V_{ce0}(\text{sus})$ jusqu'à 800 V et même 1000 V.

Il ne faut pas perdre de vue que ces caractéristiques ne sont pas obtenues au détriment d'autres, car il est projeté une aire de sécurité « carrée » et les tensions de saturation (au courant nominal) sont inférieures à 1,5 V.

Un soudage direct en phase vapeur

L'un des aspects les plus innovatifs des versions multicouches qui seront introduites dans un deuxième temps est la possibilité de souder directement les puces en phase vapeur avec une soudure tendre : ces puces seront ainsi utilisables comme de vulgaires « pavés de silicium », sans se soucier du sens (collecteur au boîtier ou non).

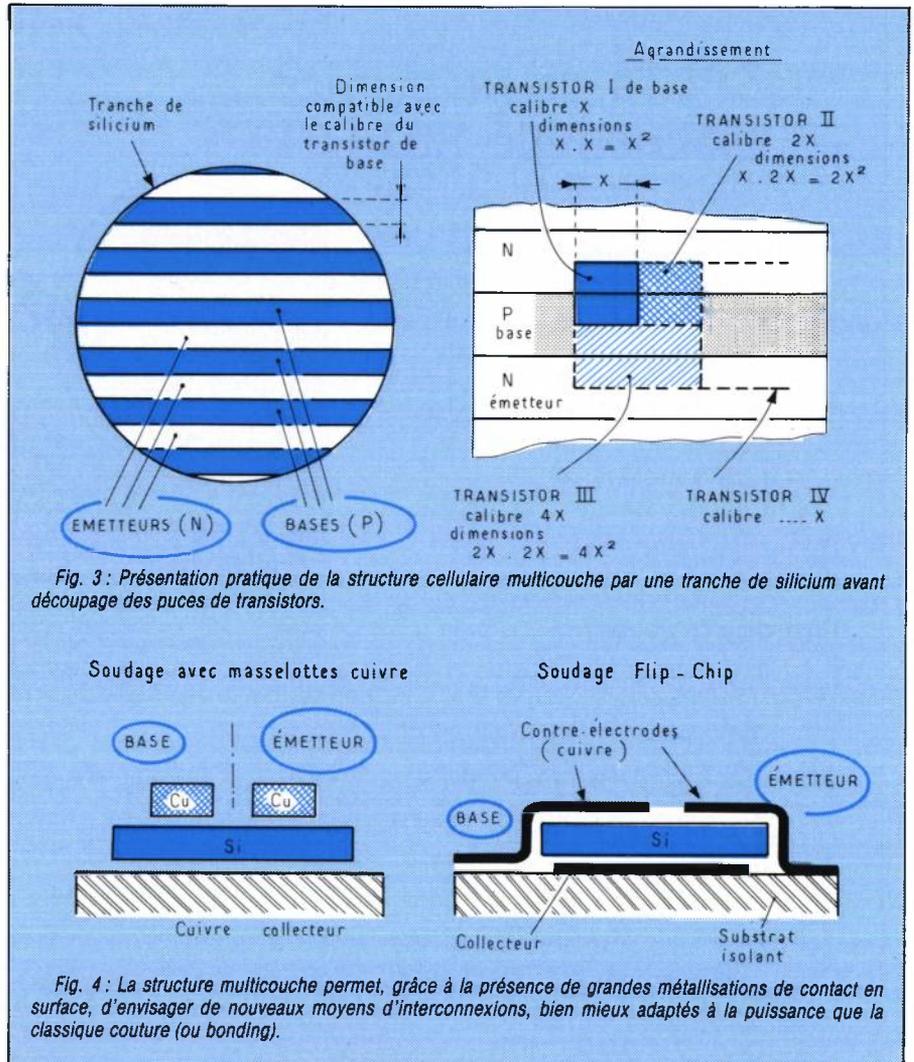
Les techniques possibles sont :

- soudage et contact par masselottes deux faces (évacuation des calories plus efficace et contact électrique « sans » pertes) ;

- soudage dit « flip-chip » sur substrat isolant (application aux technologies hybrides) (fig. 4) ;

- boîtier à refroidissement incorporé (tel que fréon, déjà utilisé dans certaines applications de très hautes puissances).

Notons que cette technique multicouche est applicable aux MOS avec les mêmes avantages ; elle permettrait même de réduire la résistance passante. Enfin la technologie étant totalement compatible avec les circuits intégrés, il deviendra possible de réaliser des circuits monolithiques



incluant puissance, logique et commande sur la même pastille de silicium.

Il est utile d'insister sur l'aspect « fiabilité accrue » permis par la nouvelle structure : les contacts étant plus massifs, les résistances

thermiques se trouvent réduites ; le fonctionnement se fera ainsi sans « POINTS CHAUDS » et avec une température moins élevée.

JC Coudert
Fairchild Europe/Montrouge

En bref

- Bobinages à la demande : Chauvin Arnoux propose ses installations pour réaliser tout type de bobinage à la demande pour des fils dont le diamètre va de $15 \mu\text{m}$ à 3 mm. La société dispose de machines monobroches, multibroches, automates de bobinages atteignant des vitesses de 1 800 tours/min. La finition peut être du type imprégnation sous vide, trempé, enrubanage. L'entôlage se fait sur machine automatique.

- Des utilisateurs se plaignent qu'il n'existe pas sur le marché d'appareils capables de mesurer la puissance efficace entrée/sortie des convertisseurs travaillant au-

delà de 400 Hz. Si une solution rationnelle avait été trouvée, pourrions-nous en faire part ?

- Le régulateur à découpage microconsommation 4193 de Raytheon est désormais disponible en gamme de température élargie. Le RV4193, en DIL 8 broches, voit ainsi ses paramètres garantis entre -40 et $+85 \text{ }^\circ\text{C}$. Rappelons qu'une des plus importantes caractéristiques de ce CI est sa capacité à fournir une tension constante comprise entre 2,5 et 24 V, à partir d'une alimentation supérieure ou inférieure à cette dernière et ce avec une consommation au repos de $135 \mu\text{A}$.

PERFORMANCES ÉLEVÉES BOITIER TRÈS RÉDUIT

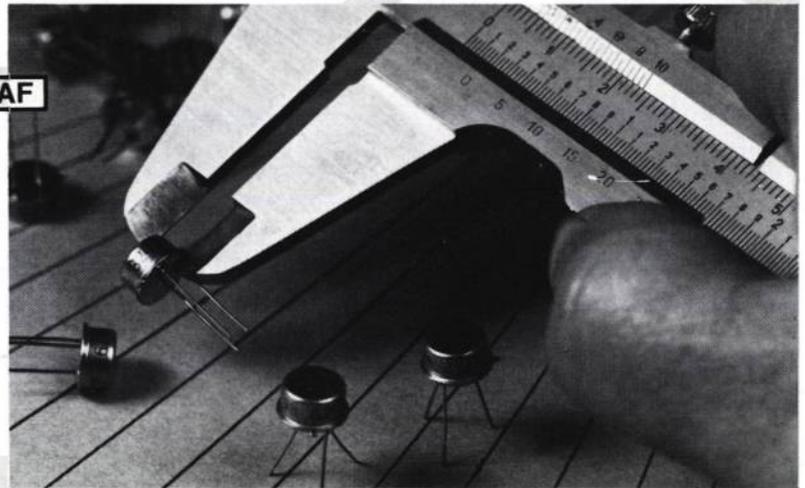
MOSFETs de puissance en technologie HEXFET®*

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

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

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

FABRICATION CEE



2N 6796 100 V 0,18 Ω canal N

2N 6851 200 V 0,8 Ω canal P

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE



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

EIB bigpub 535



POWER PRODUCTS - EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES

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



STEVENS ARNOLD

Convertisseurs DC/DC
Régulateurs



CONVERTISSEURS DC/DC

Plus de 400 modèles à simple, double ou triple sortie.

Tension d'entrée de 5 à 72V.

Rendement jusqu'à 90 %.

POWER PRODUCTS

Alimentations encapsulées
Convertisseurs DC/DC



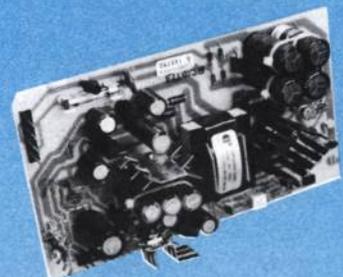
ALIMENTATIONS LINEAIRES OU A DECOUPAGE

Plus de 300 modèles utilisables de 50 à 400 Hz.

Sortie simple, double ou triple. Sortie 5V protégée contre les surtensions.

COMPOWER

Alimentations à découpage
Version OEM



ALIMENTATIONS A DECOUPAGE DE 1 A 5 SORTIES

Série compacte de 30 à 150 W pour microprocesseurs.
Possibilité de réalisation sur cahier des charges.



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

Siliconix développe une technologie MOS de puissance + C-MOS

Ce procédé D-CMOS qui, dans un premier temps utilise une technique d'isolation par jonction pour séparer les composants de puissance des autres, devrait permettre de réaliser des circuits intégrés de puissance pouvant supporter des tensions jusqu'à 150 V et des courants crêtes jusqu'à 20 A. Le temps de montée de ces dispositifs de puissance serait inférieur à 10 ns et la vitesse de commutation pourrait être supérieure à 500 kHz. La partie CMOS (+ 15 V) du circuit pourrait être utilisée aussi bien pour implanter des fonctions logiques qu'analogiques. Un des premiers circuits réalisés dans cette technologie par Siliconix est un circuit de commande de radar pour bombardier..

1 kW crête

Il intègre deux transistors DMOS, chacun pouvant commuter 12 A crête sous 120 V à une fréquence de 200 kHz, commandés par une logique du type OU-exclusif.

Dans la technologie D-CMOS à isolation par jonction, Siliconix utilise des transistors de puissance canal n+ implantés sur une couche épitaxiale n- et des dispositifs CMOS puits p. Les transistors logiques et de puissance sont isolés les uns des autres par une région p+. Ce procédé permet aussi la réalisation, sur la même puce, de transistors verticaux npn et pnp, de diodes et de résistances chacun dans sa propre zone isolée n-. Le circuit de commande de radar réalisé dans cette technologie a une surface de puce 28 mm², ce qui peut paraître petit pour un circuit supportant des courants aussi élevés que 12 A crête. Toutefois, chaque dispositif de puissance ne commute que sur un temps très court (20 µs max) ce

qui donne une consommation moyenne minimale (non précisée) pour une puissance générée de plus de 1 kW.

Jusqu'à 300 V

Pour le futur, Siliconix envisage une extension de sa technologie D-CMOS où l'isolation entre dispositifs logiques et de puissance serait faite par diélectrique. Ceci devrait permettre d'accroître la tension de sortie jusqu'à 300-500 V.

Les premiers circuits D-CMOS à isolation diélectrique, destinés au marché des télécommunications, devraient être introduits à la fin de l'année. Ils comprendront, notamment, un contrôleur d'alimentation à découpage 48 V, aux normes PTT, intégré et un circuit driver de SLIC.

Siliconix n'est pas le premier à avoir pensé et réussi à intégrer sur une même puce des MOS de puissance et des circuits logiques CMOS. Motorola développe aussi un circuit du même type intégrant des TMOS en sortie et des portes logiques pour l'automobile; Telmos commercialise des réseaux prédiffusés avec 8 DMOS canal N 300 V en sortie; Supertex dispose d'une famille complète de circuits D-MOS + CMOS; plus récemment Semi Processes Inc a introduit un petit réseau intégrant 39 transistors CMOS et 6 DMOS ne supportant il est vrai que 30 V.

Vers des CI fonctionnant sous 110/220 V

Les dispositifs D-CMOS de Siliconix ont été conçus, au départ, dans une approche semi-hybride avec 2 puces séparées, une pour la partie logique et l'autre pour la partie puissance avec une isolation de 200 V entre les deux (cela a

Siliconix a développé, pour le contrôle de puissance intelligent, une technologie permettant d'intégrer sur une même puce des MOS de forte puissance et des portes logiques CMOS sans introduire d'étape supplémentaire au niveau du masquage.

donné lieu notamment à la fabrication d'un circuit pour matrice de points de croisements 4 x 4 pour les télécom britanniques).

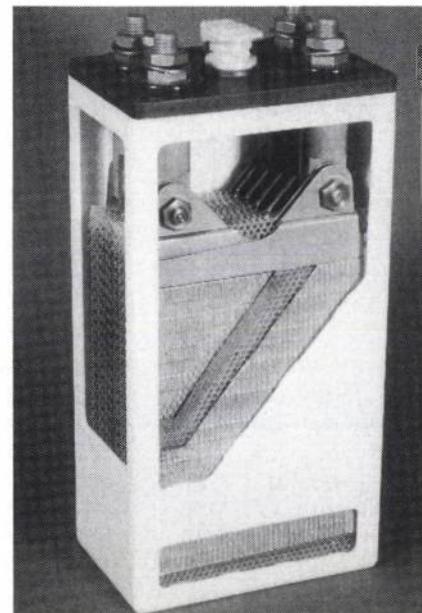
Les autres applications de cette technologie vont des convertisseurs de puissance pour télécom aux contrôleurs d'alimentation à découpage intégrés et aux circuits de commande d'écrans plats électroluminescents. Avec l'isolation diélectrique et l'utilisation de MOS de puissance canal p en plus des MOS canal n et celle de commutateur à mode déplétion, Siliconix pense que les caractéristiques de ces dispositifs de puissance intelligents pourraient être encore améliorées. L'utilisation d'une couche d'isolation en silicium polycristallin pourrait aussi rendre possible la réalisation de circuits intégrés fonctionnant sous des tensions lignes de 110/220 V. Toutefois la fabrication de ce type de dispositifs pourrait se révéler plus compliquée et plus coûteuse que celle des composants à isolation par jonction et confiner leur utilisation à des applications de faible volume; Siliconix croit beaucoup plus pour l'avenir à la combinaison driver à mode déplétion et transistors de puissance.

FG

ATTENTION

■ Etre très prudent lorsque l'on remplace un MOS d'une génération par un modèle récent : les capacités parasites ont chuté ces derniers temps et les dV/dt peuvent augmenter dans les montages avec les nouveaux MOS. Certains utilisateurs ont eu des déboires récemment en remplaçant des MOS par d'autres, sans vérification.

Saft améliore ses accumulateurs NiCd jusqu'à 40% en poids

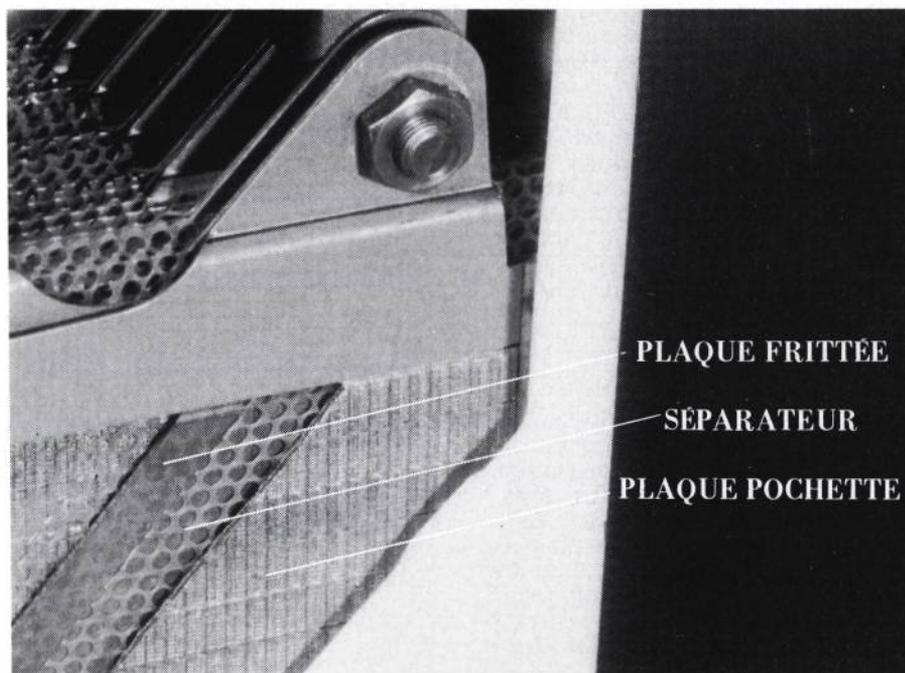


En faisant appel à deux technologies classiques mais jamais associées entre elles, (technologie frittée à la plaque positive et technologie pochette à la plaque négative), Saft a réussi, avec sa série

d'accumulateur nickel-cadmium dite SH, à diminuer le volume et le poids non pas de l'A-h. stocké mais de l'A-h. délivrable en un temps très court, 10 min ou 20 min par exemple. Ainsi, pour une

durée de décharge de 10 minutes, la batterie classique KPHP60 de la gamme SAFT (867/kg/420 dm³/61 Ah) peut être remplacée par une SHP520 dans la nouvelle technologie (516 kg) (350 dm³/52A-h.) tout en obtenant la même quantité d'électricité : pour une décharge en 10 min, le stockage de l'A-h. avec les batteries SH permet donc un gain de 40 % en poids et 17 % en volume par rapport au stockage avec des batteries KPH. Normalement, l'utilisateur achète des A-h. (définis pour une décharge en 5 heures) lorsqu'il achète une batterie. La meilleure performance en décharge rapide pourra donc, dans certaines applications, permettre de gagner 15 % par exemple sur les A-h. nominaux et donc de faire des économies.

Le premier marché visé par Saft est celui des alimentations de sécurité. Actuellement, 21 éléments de capacités de 12 à 270 A-h sont proposés de même que 9 bacs réunissant 5 éléments (78 Ah), 3 éléments (de 95 à 175 Ah) ou 2 éléments (jusqu'à 270 Ah).



PLAQUE FRITTÉE

SÉPARATEUR

PLAQUE POCLETTE

Élément SH gros plan sur électrode.

	1 MINUTE		5 MINUTES				10 MINUTES				15 MINUTES				20 MINUTES				Capacité nominale CsA.h		
Tension arrêté par élément	1,14 V	1,10 V	1,05 V	1,00 V	1,14 V	1,10 V	1,05 V	1,00 V	1,14 V	1,10 V	1,05 V	1,00 V	1,14 V	1,10 V	1,05 V	1,00 V	1,14 V	1,10 V		1,05 V	1,00 V
SHP 120	49,0	59,8	70,6	81,4	33,6	43,3	53,4	62,8	28,8	36,5	43,7	49,2	24,9	31,1	35,1	36,8	22,2	25,7	27,7	28,4	12 A-h
SHP2700	859	1102	1345	1571	706	875	1102	1293	611	760	912	1034	536	651	750	787	474	555	604	620	270 A-h

Exemples d'intensités délivrables par les deux éléments extrêmes de la gamme pour des décharges de 1 minute à 20 minutes, ces éléments étant complètement chargés avant décharge.

Circuits imprimés souples combinés signaux/ puissance

Nicolitch vient de lancer la production de série de circuits imprimés d'interconnexions souples dont l'épaisseur des interconnexions peut être variable. Cette possibilité permet de choisir la souplesse du circuit, d'adapter l'intensité admissible suivant les connexions, et de réaliser des sorties dont l'épaisseur de 0,25 mm leur donne une fonction connecteur quasi-rigide. Non seulement cette technologie permet ainsi de faire l'économie d'un connecteur standard par extrémité mais, en évitant un intermédiaire de connexion, elle permet d'accroître la fiabilité des interconnexions sur cartes ou intercartes.

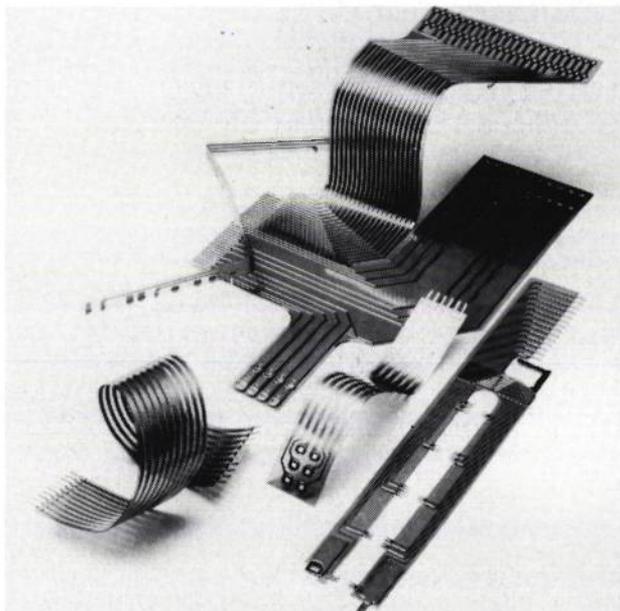
Les parties puissance (semi-souples) sont réalisables avec des épaisseurs de cuivre de 250 μm à 330 μm alors que les parties petits signaux se contentent en général d'une épaisseur de 100 μm si la souplesse maximale est exigée pour le circuit.

Nicolitch, qui a acquis une licence de fabrication américaine en exclusivité pour l'Europe, a déjà commencé l'échantillonnage de certains circuits réalisés sur demande. L'étude de base d'un circuit coûte quelques milliers de francs à cause de l'outillage nécessaire, mais la fabrication de série serait ensuite relativement économique.

Nicolitch a investi 4 MF en équipements pour la production de ces circuits appelés Sferflex.

Un dérivé des circuits souples

Si les circuits souples voient leur acceptation ne progresser que relativement lentement dans les systèmes électroniques en raison de leur coût (ils doivent presque toujours être faits sur mesure) et leur non-adaptation à des modifications, leurs avantages sont par contre indéniables dans les systèmes au point, fabriqués en série, que ce soit pour des liaisons intercartes, pour des liaisons dites jumpers verticaux sur les cartes elles-mêmes afin de réduire leur nombre de couches, ou pour des liaisons avec des commutateurs, potentiomètres, afficheurs ou tout autre sous-en-



Circuits souples autoconnecteurs de Nicolitch. Le modèle du haut supporte une partie petits signaux et une partie forts signaux.

semble exigeant une liaison multiconducteur. Ces circuits souples réduisent en effet, par rapport aux câbles, les coûts et les erreurs d'assemblages, s'intègrent proprement sur les cartes, réduisent les encombrements, et peuvent éviter l'emploi de circuits imprimés multicouches. En outre, dans certains circuits, l'écart fixe entre certains conducteurs permet d'éviter des variations de couplages que l'on constate avec des faisceaux de fils.

Le système Sferflex, étend ces avantages puisqu'il évite, comme nous l'avons dit, un connecteur mâle, et permet de réaliser des interconnexions mixtes, petits si-

gnaux sur partie souple et puissance sur partie semi-souple. Bien entendu, un circuit entièrement semi-souple classique peut toujours, sans faire appel à la technique Sferflex, véhiculer à la fois des signaux et de la puissance.

La fabrication des circuits Sferflex se fait en trois temps : prégravure d'une feuille de cuivre tout d'abord sur des zones non masquées ; dépôt Face gravée, ensuite, contre un isolant type Kapton, Mylar ou Nomex ; enfin gravure finale sur des zones non masquées destinées à constituer les conducteurs les plus fins du circuits.

L'oscilloperturbographe anticipe l'incident



Conçu initialement pour la surveillance de réseaux de distribution d'énergie, l'oscilloperturbographe permet la détection et l'analyse des incidents, avant, pendant et après leur apparition. Susceptible de mesurer toute grandeur pourvu qu'elle soit traduite en grandeur électrique, logique ou analogique, cet appareil trouve tout naturellement des débouchés dans les laboratoires.

Le SOREL et son boîtier de programmation

Le Système Oscilloperturbographique Rapide Electronique (SOREL) assure l'acquisition des données, leur mémorisation, leur restitution, leur analyse.

L'acquisition des données est effectuée par l'enregistreur de perturbations, qui placé à proximité des points de mesure permet la surveillance, l'enregistrement des informations, et leur transfert soit sur une imprimante, soit sur une mémoire de masse, soit sur un modulateur démodulateur, pour transmissions à distance.

La mémorisation assurée par une mémoire magnétique disque souple ou bande permet une importante capacité de stockage et un accès rapide à l'information.

La restitution peut être effectuée sur imprimante à papier élec-

tronsensible, (figure 1), ou console de visualisation.

Le dialogue entre opérateur et enregistreur s'effectue selon le cas par le clavier de la console, ou par un boîtier de commande et d'affichage.

Mémorisation continue

L'appareil assure en permanence la surveillance des signaux d'entrée qui après échantillonnage et numérisation, traversent une mémoire dite de « prédéclenchement ».

L'enregistrement est déclenché à des points de consigne préréglés, ou, par l'apparition d'un ordre extérieur. A ce moment, le contenu de la mémoire de prédéclenchement est transféré dans une *mémoire tampon* interne.

Après le déclenchement, l'enregistrement dans la mémoire tampon se poursuit pour une durée fixée par l'utilisateur. Ainsi, les états des signaux d'entrée avant, pendant et après l'ordre de déclenchement sont mémorisés.

Un *horodateur* interne synchronisable permet la datation précise de l'événement.

Ces diverses fonctions se répartissent dans deux zones de l'appareil. (Figure 2)

— La *zone de veille*, constamment sous tension, qui assure les fonctions de surveillance, la numérisation des signaux d'entrée, et la prémémorisation.

— La *zone de travail*, lorsqu'elle est sous tension effectue la mémorisation d'un enregistrement, les opérations d'autocon-

trôle, la communication de l'enregistreur avec l'extérieur.

Dans la zone de veille sont réunis :

Les *conditionneurs d'entrées*, présentés sous la forme de modules constituant l'interface entre l'extérieur et les circuits internes de traitement, leur fonction comprend donc :

- L'isolement galvanique,
- La protection contre les parasites et les surcharges,
- La mise à niveau des signaux logiques et analogiques fournis à l'appareil.

Les *circuits de mesure* assurant l'échantillonnage et la numérisation des signaux analogiques. Chaque échantillon analogique est quantifié en 8 bits soit 256 niveaux.

Les signaux logiques et analogiques sont échantillonnés simultanément.

Les données prélevées par le *microprocesseur de veille* sont rangées dans la *mémoire de prédéclenchement* de 4 ou 8 Ko mise à jour en permanence.

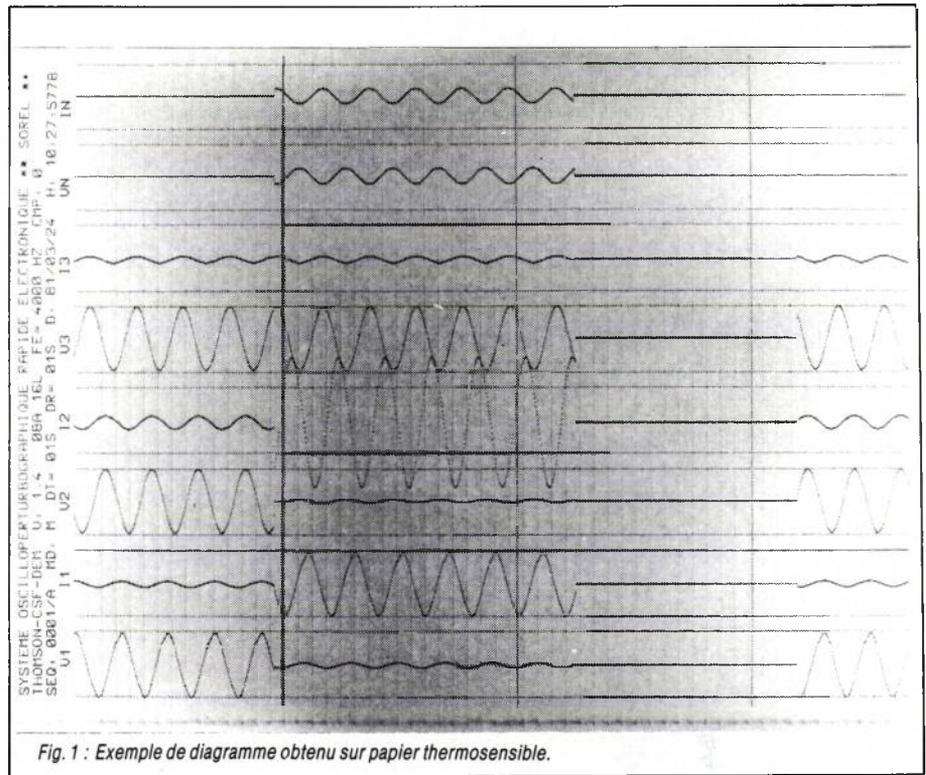


Fig. 1 : Exemple de diagramme obtenu sur papier thermosensible.

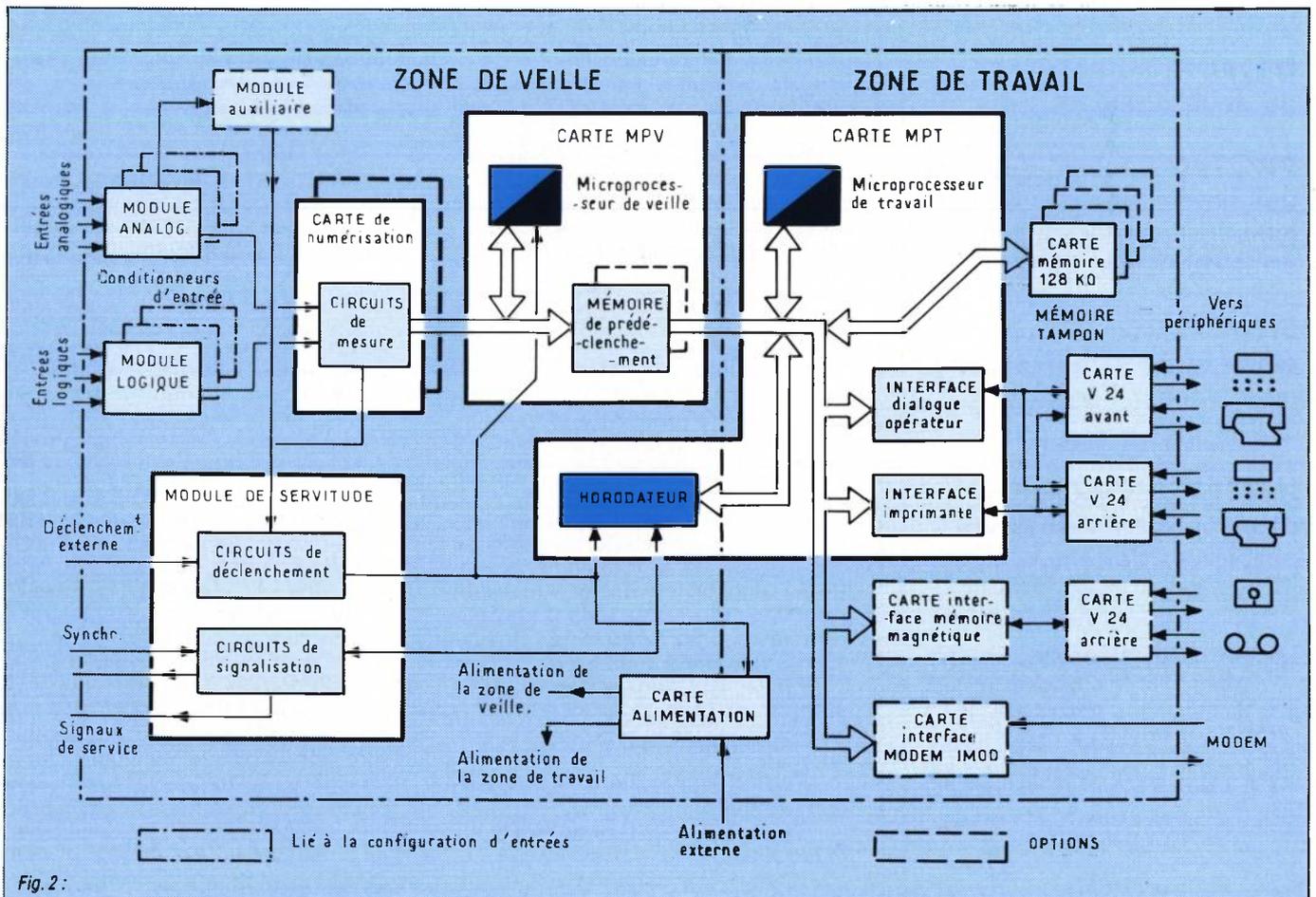


Fig. 2 :

SÉCURITÉ DE VENTILATION

une
solution

ICN
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.

ICN
INTERTECHNIQUE

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

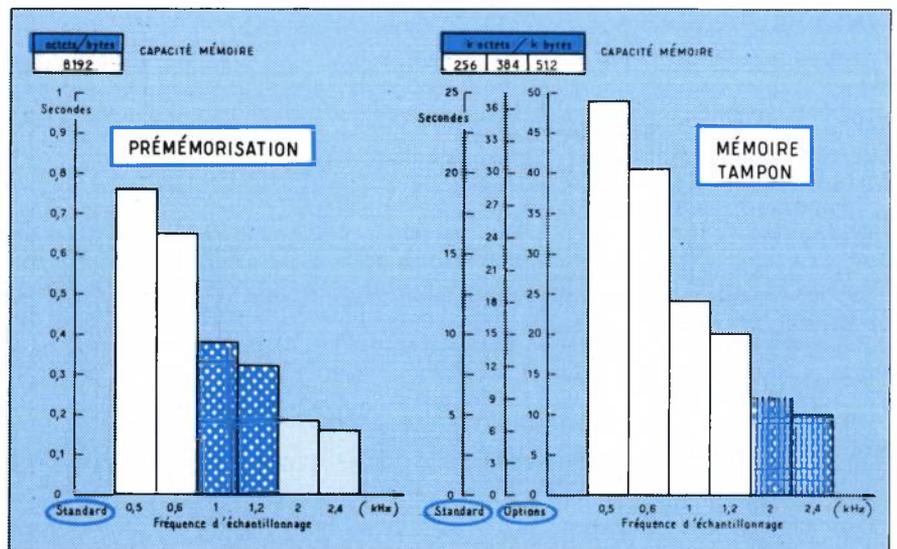


Fig. 3 : Capacité d'enregistrement en fonction de la fréquence d'échantillonnage.

Les circuits de déclenchement permettent le passage du mode surveillance au mode enregistrement.

Le déclenchement peut s'effectuer par la fermeture d'un contact extérieur, ou l'application d'une tension aux bornes de l'entrée de déclenchement.

Par adjonction de modules, l'enregistrement peut être déclenché à des points de consigne réglables par l'utilisateur.

Les circuits de signalisation comprenant les fonctions suivantes :

- entrée de synchronisation de l'horodateur,
- sortie de synchronisation destinée à d'autres enregistreurs,
- signaux de service :
 - enregistrement en cours,
 - défaut de l'enregistreur lui-même ou de l'un de ses périphériques associés.

La fonction horodateur est assurée par un microprocesseur spécialisé qui génère une datation complète de chaque événement, allant de l'année au 1/100 de seconde.

La zone de travail regroupe :

La mémoire tampon de 128 ou 256 Ko permet le stockage temporaire des enregistrements avant qu'ils ne soient transmis à un périphérique. Sa capacité totale d'enregistrement dépend :

- de la configuration des entrées.
- de la fréquence d'échantillonnage.
- de l'éventuelle compression des données.

Celle-ci réalisée par le microprocesseur de travail permet d'augmenter la capacité apparente de la mémoire tampon dans une

proportion définie comme le taux de compression. L'opération de compression n'est pas visible lors de la restitution graphique.

La figuration des entrées, la fréquence d'échantillonnage et la compression des données, sont programmables par l'utilisateur.

Les interfaces pour périphériques permettent :

- le transfert des enregistrements stockés dans la mémoire tampon vers l'imprimante, la mémoire de masse ou les modems.
- le dialogue avec l'opérateur.

Possibilités :

Selon la configuration choisie, l'appareil peut surveiller simultanément jusqu'à 32 voies logiques et, 16 voies analogiques, dont la bande passante est comprise entre 0 et 2 000 Hz.

La durée d'enregistrement avant incident est fonction de la fréquence d'échantillonnage. La capacité de la mémoire tampon est également dépendante de la fréquence d'échantillonnage, mais aussi du taux de compression des données (figure 3). Par exemple, pour un enregistreur à 16 voies analogiques et 32 voies logiques, possédant une mémoire tampon de 256 Ko échantillonnée à 0,5 kHz, la capacité d'enregistrement est comprise entre 24 secondes sans compression, et 216 secondes avec un taux de compression de données de 9.

Les modules d'entrée peuvent être adaptés à de nombreux types de capteurs de grandeurs électriques ou physiques, permettant l'utilisation de l'enregistreur pour la surveillance de bancs d'endurance ou d'essais dans les domaines les plus variés.

Un conditionneur d'alimentation triphasé 10 kVA

L'alimentation des sites informatiques requiert, pour limiter les incidents de fonctionnement, une distribution électrique stable en tension, et exempte de toute perturbation:

L'utilisation de régulateurs à fer saturé qui permet d'obtenir une bonne stabilité de la tension est limitée aux faibles puissances, car en l'absence de circuits de mise en forme, les régulateurs créent des distorsions notables, les régulateurs sont bruyants et leur rendement est faible en sous charge.

Les conditionneurs de ligne modernes font appel à une électronique de surveillance agissant en un temps très court sur le dispositif de régulation.

La firme américaine Topaz, représentée par *Coutant Electronique*, a introduit récemment sur le marché une gamme de conditionneurs de réseau triphasé, dont la puissance contrôlée peut atteindre 10 kVA.

Ces conditionneurs sont caractérisés par une remarquablement grande atténuation des parasites du réseau, un temps de réponse très court (typiquement 1 cycle) et une faible distorsion de la tension de sortie. Topaz réalise également selon la même technique une gamme de conditionneurs monophasés couvrant la plage de puissance comprise entre 0,4 et 10 kVA.



Conditionneur monophasé.

leur aussi faible que cinq millièmes de picofarads, a pour effet d'affaiblir les parasites transmis au régulateur dans un rapport de deux millions à un.

La tension de sortie de ce transformateur est légèrement supérieure à la tension d'entrée ; pour chacune des phases, elle est mesurée trente-deux fois par cycle, et la valeur de cette mesure est transmise à la logique du système, pilotée par microprocesseur qui détermine la commutation de l'un ou l'autre des enroulements primaires des deux transformateurs de régulation (T2 et T3) (figure 2). L'un de ces enroulements donne un rapport de trans-

Une atténuation de deux millions

L'entrée de l'appareil (figure 1) comprend, outre le disjoncteur de mise en route, des MOV protégeant le conditionneur contre les surtensions à fronts raides et de forte amplitude telles que celles occasionnées par les coups de foudre. Des condensateurs sur chaque phase agissent comme de véritables court circuits vis-à-vis des parasites à fréquence élevée.

Faisant suite à cet étage d'entrée, un transformateur ultra isolateur (cf Ep4) dont la technologie de réalisation permet d'abaisser la capacité entrée/sortie à une va-

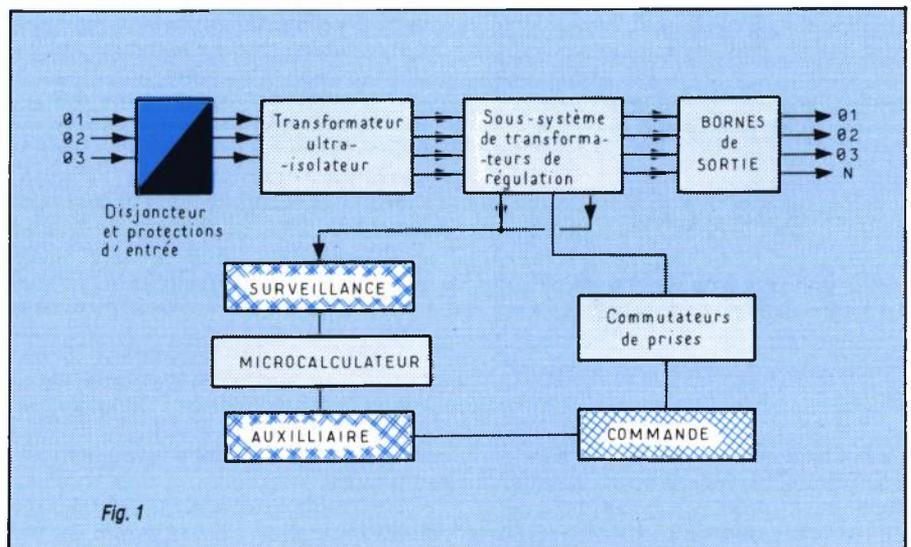
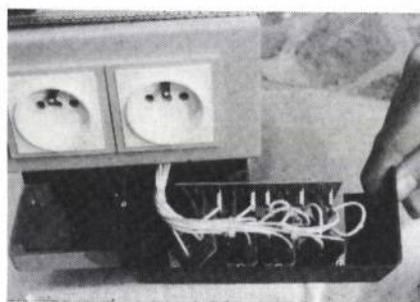
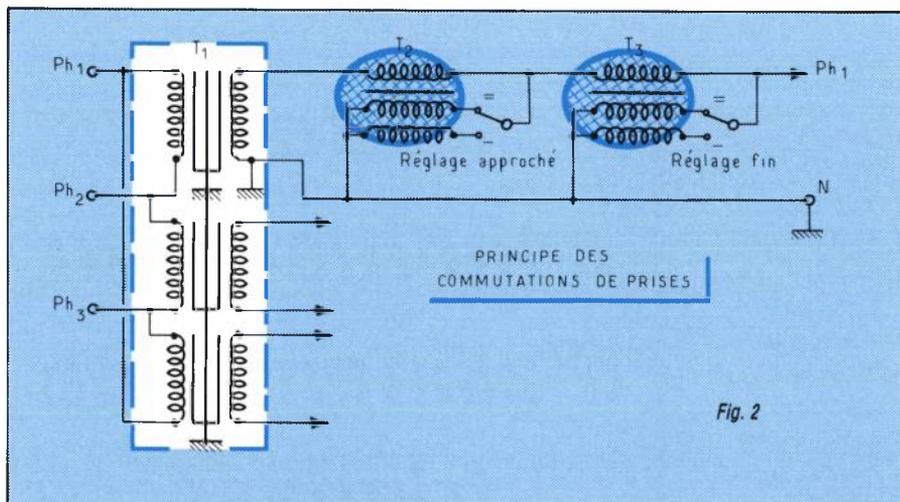
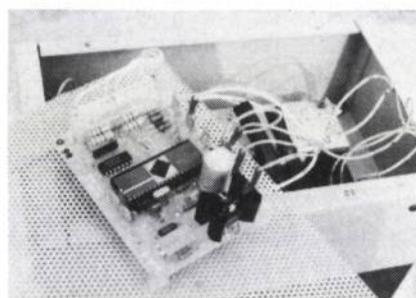


Fig. 1



Les thyristors de commutation du conditionneur monphasé.



Logique et μP de commande du conditionneur monphasé.

formation de un, l'autre, inférieur à un. La commutation est telle que la tension délivrée correspond au minimum de la plage de régulation, à la mise en route.

Un circuit de correction dynamique supprime les transitoires basse fréquence, et des filtres agissent sur les signaux parasites au-dessus de 1 kHz.

L'ensemble logique et microprocesseur assure également l'auto test du conditionneur et la coupure de l'alimentation en cas de surcharge et d'anomalie de fonctionnement. Le système de régulation agissant seulement sur quatre prises assure une stabilité de la tension de sortie de +6 -8 % pour des variations de la tension d'entrée de +13 %, -25 %, quelles que soient les variations de la charge.

94 % de rendement

La relativement faible induction à laquelle sont soumis les circuits magnétiques des transformateurs permet à ceux-ci un fonctionnement que nous avons jugé remarquablement silencieux. Le rendement du conditionneur est au moins égal à 94 % avec un très faible échauffement.

Contrairement aux régulateurs ferorésonnants, l'impédance de sortie du conditionneur *Topaz* est très faible et il n'est pas nécessaire de le surdimensionner, ce qui contribue à l'amélioration du coût d'exploitation.

Edmond Codechère

Un câble pour l'enfer

La société *Habia* a présenté récemment le *Vibraflame*, premier câble au monde, à conserver ses propriétés isolantes entre -196 et +1 200 °C. Il résiste sans au-

cune dégradation à une température permanente de 400 °C, garde 30 % de ses caractéristiques pendant plus d'une heure à 1 200 °C il est souple, ne brûle pas et ne propage pas l'incendie.

Ces qualités exceptionnelles en font un conducteur de choix sur les systèmes de surveillances et de sécurité dans les lieux à hauts risques d'incendie, il répond notamment très largement à l'essai 33 de la norme belge NBN - C 3004 (la plus sévère actuellement) :

1 000 °C + 50 °C pendant 30 minutes.

1 000 °C + 50 °C pendant 30 minutes avec choc mécanique, toutes les 30 secondes, tension de 380 V durant tout l'essai.

Tension de 1 000 V pendant 10 minutes.

Le *Vibraflame* est disponible en section de 1 - 1,5 et 2,5 mm² et en versions de 1 à 5 conducteurs.

La technologie

Le câble est constitué d'un toron de cuivre nickelé revêtu de trois couches isolantes concentriques : mica en paillettes, PTFE en ruban, verre tissé.

L'utilisation du PTFE (qui assure l'étanchéité du câble) permet une réduction en poids de 40 % et en volume de 60 % par rapport au polyéthylène, diminue la quantité de matière combustible et le dégagement de vapeurs corrosives lors de la combustion.

Unitrode 2^e source de SGS

Unitrode et SGS viennent de signer un accord de seconde source selon lequel Unitrode produira trois circuits intégrés linéaires de SGS, ce dernier produisant les plus populaires des CI d'alimentations à découpage d'Unitrode. En outre, Unitrode adoptera pour certains de ses produits le boîtier « Multiwatt ».

Les produits SGS concernés sont les L292 (driver de moteur CC), L293 (double driver de moteur en pont) et L295 (double driver de bobines fonctionnant en commutations) pour lesquels Unitrode va recevoir les bandes de générations de masques. Réciproquement, SGS va recevoir les bandes de générations de masques des produits suivants: UC 1524, UC 1525A, UC 1527A, UC 1524A et UC 1840.

Les échantillonnages des produits échangés devraient commencer avant 2 mois. ■

N'importe quel pont en une semaine et demie

Grâce à la mise au point d'un système de radiateurs s'assemblant comme un mécano, MEDL, représenté par GEC Composants, est maintenant en mesure de réaliser n'importe quel pont à base de thyristors et diodes en une semaine et demie. La fabrication elle-même, en Angleterre, ne demande que deux jours après réception de la commande.

Les ponts réalisables en pratique sont des ponts monophasés ou triphasés, mixtes ou tout thyristor, avec ou sans diode de roue libre, ainsi que tous les ponts de redressements classiques. Les composants utilisés sont bien entendu ceux de la gamme MEDL.

Pour déterminer la référence de pont à fournir au fabricant, l'utilisateur doit connaître outre la structure et la tenue en tension désirée, l'intensité et la température de fonctionnement. Des abaques donnent directement la référence en fonction de ces deux derniers paramètres. ■

SGS élargit sa gamme de transistors SOT 82

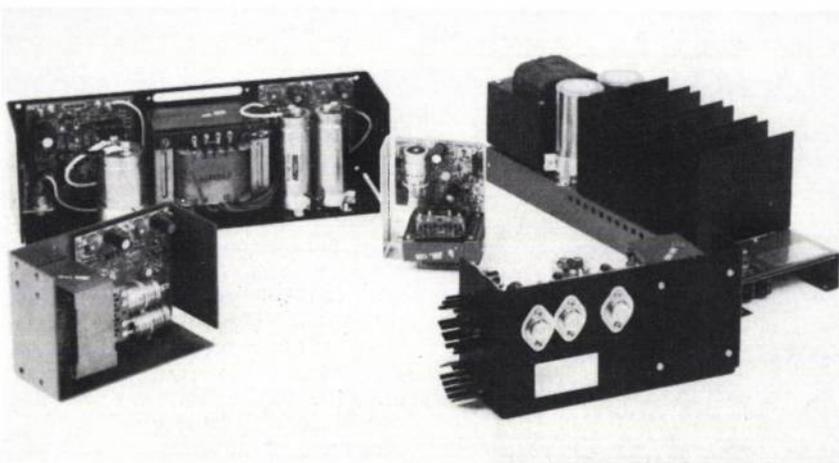
SGS vient d'élargir sa gamme de transistors conditionnés dans le boîtier miniature SOT 82, destiné à l'origine au marché des hybrides. Rappelons que ce boîtier, compatible avec le TO 220 au niveau du brochage, ne s'embroche pas mais se reporte à la surface des substrats.

SGS avait introduit dans ce boîtier en 1983 les BD 331/332/333/334 (Darlington 8 A complémentaires). Mi 1983 ont été échantillonnés les équivalents des NPN/PNP MJE 340-350, BD 157/158/159 et MJE 3439/3440 puis les Darlington NPN/PNP TIP 110/115 et TIP 112/117.

Sont maintenant disponibles les équivalents des MJE 13002, MJE 13003, TIP 120/112, TIP 125/6/7, 2N6386/7/8, ainsi que des MOS 100 V/2 Ω , 60 V/0,15 Ω , 400 V/2,5 Ω , 400 V/3,6 Ω , 100 V/0,6 Ω et 400 V/5 Ω . ■

SIMPLES ET FIABLES

Séries : APS - DAPS - TAPS - QEAPS



- Alimentation châssis ouvert à régulation série.
- Série économique
- 110/220 volts sans perte de puissance
- 1 à 4 sorties
- 5, 12, 15, 24, 48, 180, 200, 250 volts
- 15 à 250 watts
- Disponible sur stock
- Fabriqué en France dans son usine de MONTIGNY-LE-BRETONNEUX



Multisources

Electronique

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

(3) 044.02.44

COMPOSANTS ACTIFS



Transistor 200 A/800 V

Westcode introduit en France par l'intermédiaire d'Arnould Electro Industrie un transistor de référence WT 5750 capable de commuter 200 A sous 800 V en $V_{CE0(sus)}$ et 1 000 V en V_{CEV} . A 125 °C et 100 A, le gain varie de 6 à 8. Le temps de descente est de 1,5 μ s.

(figure 1)

Pont redresseur modulaire 100 A jusqu'à 1 400 V

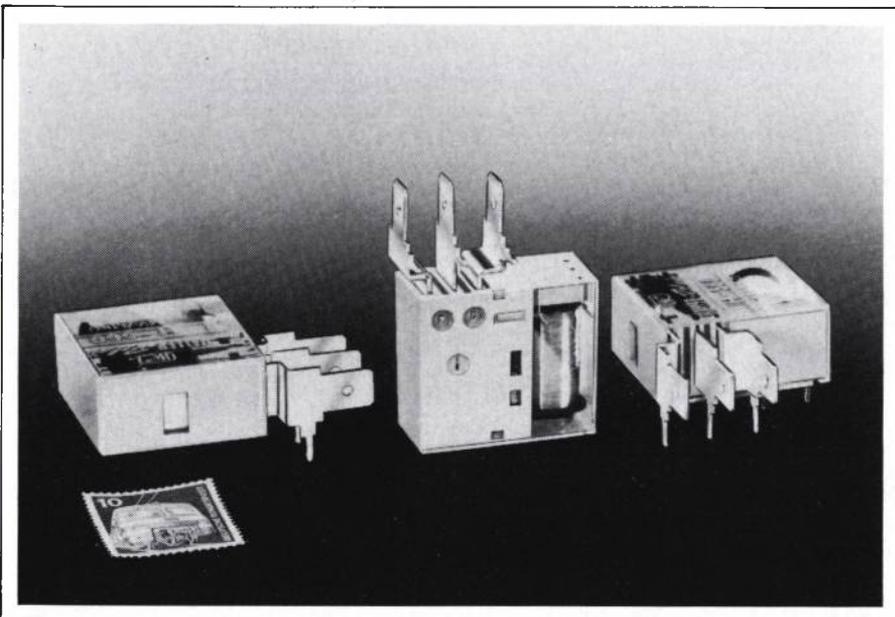


EDI, représenté par ISC France, annonce un pont redresseur de puissance, le PO 100, dont la technologie hybride brevetée lui permet de redresser jusqu'à 100 A. Sa résistance thermique de 0,4 °C/W, et l'isolement de 2 000 V RMS sont obtenus à l'aide d'un radiateur incorporé revêtu d'une céramique spécifique.

La série PO 100 comporte 8 versions de 100 V à 1 400 V. Le courant crête est de 1 000 A pendant 8,3 ms. La chute de tension directe maximale n'est que de 1,3 V sous 100 A.

Présenté dans un boîtier type relais statique de 57 x 44 x 27 mm le PO 100 est d'ores et déjà, en production.

Thyristor 1 050 A/1 800 V



Westcode, représenté par Arnould Electro Industries, commercialise un thyristor de référence R 395 C capable de commuter 1 050 A moyens à 55 °C (2 140 A efficaces) et supportant une tension répétitive de 1 800 V. Ce thyristor, développé à l'origine pour les applications de chauffage par induction, présente un temps de descente de 60 μ s.

(figure 2)

1
—
2
—
3

MOS de puissance commandables sous 5 V

Habituellement, les MOS de puissance se commandent à l'aide d'une tension de l'ordre de 10 V afin qu'ils soient correctement saturés, tension qui n'existe pas obligatoirement dans tous les montages. Or RCA vient d'introduire une famille de MOS appelée L²FET qui se contente d'une tension comprise entre 2 et 4 V pour la commande, la résistance série étant spécifiée pour une tension grille de 5 V. Pour parvenir au but, RCA a réduit l'épaisseur d'oxyde de 1 000 Å à 500 Å, ce qui conduirait à une tension de seuil de seulement 1 à 2 V.

Dans un premier temps, 32 modèles sont introduits dans une gamme de tension de 80 à 200 V avec des résistances série allant de 0,2 Ω à 3,65 Ω ; suivant les modèles, les boîtiers sont du type TO 39, TO 220 ou TO 3.

MOS de puissance 900 V/1,9 Ω/5 A

Toshiba vient de commencer la commercialisation de trois MOS de puissance 900 V. Le 2SK537 est caractérisé par une résistance passante de 7 Ω et un temps de commutation de 40 ns à 1 A de courant drain, le 2SK438 par 3,7 Ω et 50 ns à 3 A, et le 2SK539 par une résistance passante de 1,9 Ω et une vitesse de commutation de 110 ns à 5 A.

Toshiba fabrique actuellement des MOS pour alimentation de puissance jusqu'à 450 V à la cadence de 300 000 unités par mois.

Redresseurs jusqu'à 200 V en boîtier TO 220

Unitrode étend sa gamme de redresseurs UES/SES en boîtier TO-220 jusqu'à 200 V en introduisant les UES 1404, UES 2404, SES 5404 et SES 5404C, spécialement destinés à être utilisés dans des circuits de puissance, permettant des commutations à des fréquences supérieures à 100 kHz.

Les modèles SES 5404 (puce unique) et SES 5404C (puce dou-

ble avec point commun) sont caractérisés par des temps de recouvrement inférieurs à 100 ns et un courant inverse de fuite ne dépassant pas 500 μA, à une température de 100 °C. Le courant nominal du SES 5404 est de 8 A et celui du SES 5404C est de 16 A. La chute de tension pour les deux modèles, en fonctionnement normal est de 0,945 V, pour un courant de 8 A, avec une température de jonction de 100 °C.

Les types UES 1404 (puce unique) et UES 2404 (puce double avec point commun) ont eux des temps de recouvrement inférieurs à 35 ns et une chute de tension en fonctionnement de 0,895 V max. sous 8 A, avec une température de jonction de 100 °C.

Diodes pour fonction roue libre jusqu'à 800 V

Thomson-CSF a pu réduire le courant de recouvrement de ses diodes rapides dites Superswitch 2 supportant jusqu'à 800 V.

De 200 à 400 V, les diodes 60A par exemple (BYT 60P 200-400) présentent un courant de recouvrement de 18A pour 240A/μs et un tIRM associé de 75 ns max. De 600 V à 800 V, le courant de recouvrement des BYT 12P 600-800/12A par exemple est de 6A pour 50A/μs avec un tIRM associé de 160 ns.

Ces diodes sont disponibles en boîtiers DO27, DO4, DO5 de même que dans les boîtiers DO220, DOP3 et ISOTOP.

Circuit de commande PWM pour moteurs pas à pas

Unitrode, représenté par Unirep, commercialise, sous la référence UC 1637, un circuit de commande PWM pour moteurs pas à pas.

Il est prévu pour être utilisé dans une grande variété d'applications de commande de moteurs pas à pas et de servo-amplificateurs faisant appel à des circuits d'attaque uni-directionnels ou bi-directionnels. Lorsqu'il est utilisé pour remplacer un circuit de commande conventionnel, l'UC 1637 peut améliorer le rendement et réduire les dépenses de

composants dans beaucoup d'applications.

Ce circuit monolithique comporte un oscillateur en dent de scie (jusqu'à 350 kHz), un amplificateur de signal d'erreur et deux comparateurs PWM avec étages de sortie fournissant plus ou moins 100 mA. Le circuit de protection comporte un blocage en cas de tension insuffisante, une limitation de courant d'impulsion par impulsion et un point d'accès de coupure ayant un seuil de 2,5 V compensé en température dans la gamme - 55 à + 125 °C.

MOS jusqu'à 500 V

Unitrode annonce une gamme de transistors de puissance MOS interchangeable avec ceux fabriqués par International Rectifier.

Cette gamme de transmission canal N couvre les caractéristiques suivantes :

I_b 0,4 à 40 A

BV_{DSS} 60 à 500 V

R_{DS ON} 0,55 ohms

et est proposée selon les types en boîtiers : TO 3 - TO 39 - TO 220 - TO 92 et DIP 4 broches.

COMPOSANTS
PASSIFS

Relais industriel 16 A

Bien que de faible encombrement, ce relais dont les contacts sont sortis par cosses plates présente un isolement entre le circuit magnétique et les contacts assuré par plus de 8 mm de lignes de fente ; la tension d'isolement atteint 4 kV et il peut connecter 16 A sous 250 VAC plus de 100 000 fois.

Ce relais présenté par Haller et commercialisé en France par la société Y. Beurel trouve ses applications principales dans les matériels électroménagers les minuteries et matériels de chauffage.

(figure 3)

Câble électrique résistant au feu

Un câble électrique résistant au feu a été mis au point par Bayer en collaboration avec la société CEAT. Il s'agit du câble « Ceanotox » sans halogène à base de Levapren.

Le choix de ce produit (copolymère éthylène acétate de vinyle) se résume par une aptitude à être chargé, qui lui permet d'absorber les grandes quantités d'hydroxyde d'aluminium nécessaires à l'obtention d'un bon comportement au feu. Lors d'une combustion, l'hydroxyde d'aluminium libère de l'eau et empêche la propagation de l'incendie. A la différence d'autres produits (tels les EPDM) il est possible d'incorporer au Levapren de grandes quantités de charges sans utiliser des plastifiants qui ont souvent un effet négatif et provoquent un dégagement de fumées opaques.

L'utilisation d'un type de Levapren à forte teneur en acétate de vinyle permet d'obtenir des câbles résistants aux huiles.

Le fabricant annonce une tenue thermique de 90 °C sur âme, un allongement à la rupture de 125 %, une charge à la rupture de 10 MPa, un classement CR2-C1 (four CSTB), un indice d'oxygène de 30, et un classement VO suivant UL 94 pour une épaisseur de 2 mm et une bonne tenue aux acides et aux bases.

Interrupteurs miniatures de puissance 10 A aux normes UL-CSA-VDE

APR commercialise des inverseurs bipolaires de puissance 10 A/125 VAC ou 5 A/250 VAC, référencés série « P », et conformes aux normes UL-CSA-VDE.

Ils sont disponibles avec cosses à clips 4,8 x 0,8 mm ou à souder dans les présentations à levier, à touche et à palette. Le boîtier est fabriqué en diallylphalate, les contacts sont en argent et la rigidité diélectrique est de 1 500 Veff. Ils fonctionnent de - 20 °C à + 85 °C.

4

5

6

ACCESSOIRES DE FABRICATION

Ruban de blindage contre les I.E.M.

Chomerics a développé un ruban en cuivre doublé d'une couche d'adhésif, conducteur électrique, sensible à la pression. La résistance électrique du ruban est seulement de 0,003 Ω par carré, améliorant l'efficacité du blindage contre les I.E.M. par rapport aux autres rubans de blindage qui présentent une résistance plus élevée.

Les particules conductrices du ruban « CHO-FOIL » sont inaltérées par une exposition de 100 heures au brouillard salin et de 7 jours à une température de 155°C.

Les principales applications du ruban « CHO-FOIL » comprennent le blindage contre les I.E.M., entre tresses du câble et connecteur de terminaisons moulées, l'élimination de radiations dûes aux I.E.M., le blindage des câbles et l'obturation des interstices dans les enceintes blindées. Ce ruban permet également d'assurer la mise à la masse de matériaux conducteurs ne pouvant être soudés.

Le « CHO-FOIL » est réalisé en largeurs de 12,7 mm à 607 mm environ (1/2" à 24") en rouleaux de 32 m et 65 m environ.

(figure 4)

Un revêtement conducteur flexible.

Chomerics introduit un revêtement époxy, électriquement conducteur, caractérisé par une flexibilité exceptionnelle, destiné à prendre la place du cuivre en tant que plan de masse ou de blindage contre les I.E.M. sur des supports souples. La principale application est relative aux circuits flexibles Kapton-cuivre.

Le « CHO-FLEX » est également disponible dans une version vaporisable pour répondre à toutes les applications ayant des plans de masse à très larges tolérances ; une version sérigraphiable est adaptée aux tolérances serrées. Ce produit se distingue par sa remarquable adhérence aux « Kapton » même lorsque celui-ci

est replié à 180°. Lorsqu'il est appliqué avec une épaisseur de 0,025 mm, la résistance superficielle mesurée est de 0,1 Ω par carré. Son efficacité de blindage peut atteindre 100 dB.

Le « CHO-FLEX » convient aux opérations de dépôt par laminage, à haute température.

INSTRUMENTATION

Test automatique d'alimentation

Le « Power Test » proposé par BFI électronique permet d'assurer 15 tests standard :

— Fonctionnement à la mise en route et en régime permanent

— Régulation bruit, valeur, rendement, réglage des potentiomètres.

— Protection contre les accidents extérieurs : surcharge, surtensions, court-circuits.

— Etats logiques : mise en faute, réponse aux signaux de commande.

— Fonctionnement dynamique, overshoot, undershoot temps de retour à zéro.

Des tests spécifiques peuvent être programmés et l'instrumentation peut être aisément complétée au moyen des deux bus IEEE 488 et des quatre bus IEEE 232C accessibles. Le système est géré par un ensemble de trois microprocesseurs disposant de 256 Ko de mémoire centrale ; la mémoire de masse est constituée de deux disquettes de 8 pouces.

Le logiciel d'application utilise un Basic dérivé du Basic Microsoft.

L'ensemble est placé dans un meuble ergonomique qui sert, entre autres, de plan de travail.

(figure 5)

Un détecteur d'électricité statique

Simco, représenté par Techni-Industrie France, commercialise un détecteur d'électricité statique référencé « M 400 ». Il se place près d'une surface à électricité statique critique. Quand il détecte une charge, la diode LED du moniteur s'allume et un signal sonore est émis pour alerter le personnel.

Test d'isolement diélectrique

La firme californienne *ROD'L Electronics*, spécialiste du test d'isolement diélectrique (représenté par *Microel*) vient d'introduire sur le marché un testeur référencé M 488.

Ce système de test peut être commandé manuellement ou via son interface IEE 488.

En mode automatique, le cycle de mesure est le suivant : application de la tension selon une rampe prédéterminée, puis maintien en palier pendant le temps désiré. La valeur de la tension, la durée de la rampe et du palier sont contrôlées par le bus.

Le calculateur peut interroger le M 488 pour déterminer l'origine d'une panne sur l'équipement sous test, par exemple arc électrique ou court-circuit permanent.

Il peut également demander l'amplitude du total des courants complexes et réels.

La continuité de la masse est contrôlée en permanence afin de protéger l'opérateur et éviter la détérioration de l'équipement sous test.

La consommation de l'appareil est de 300 W. max.

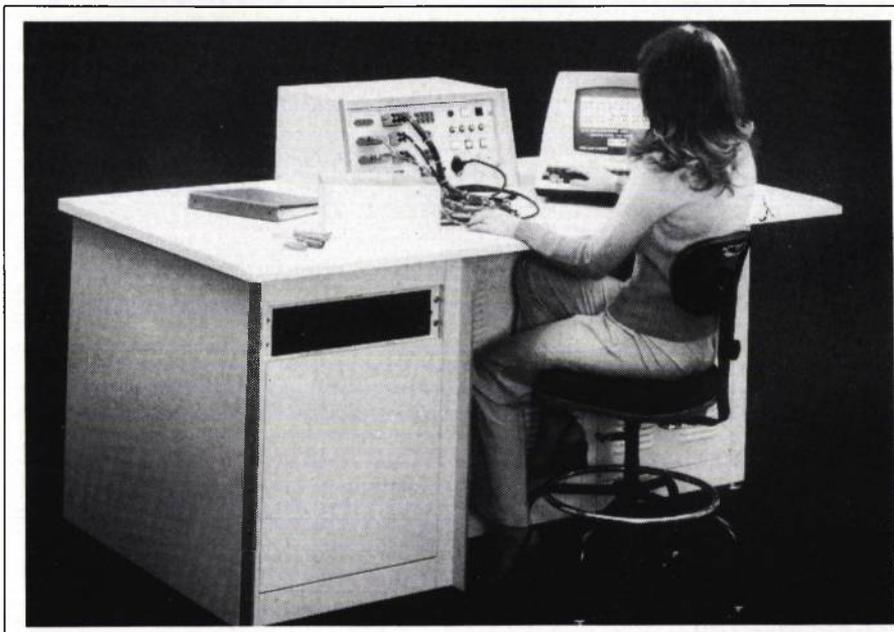
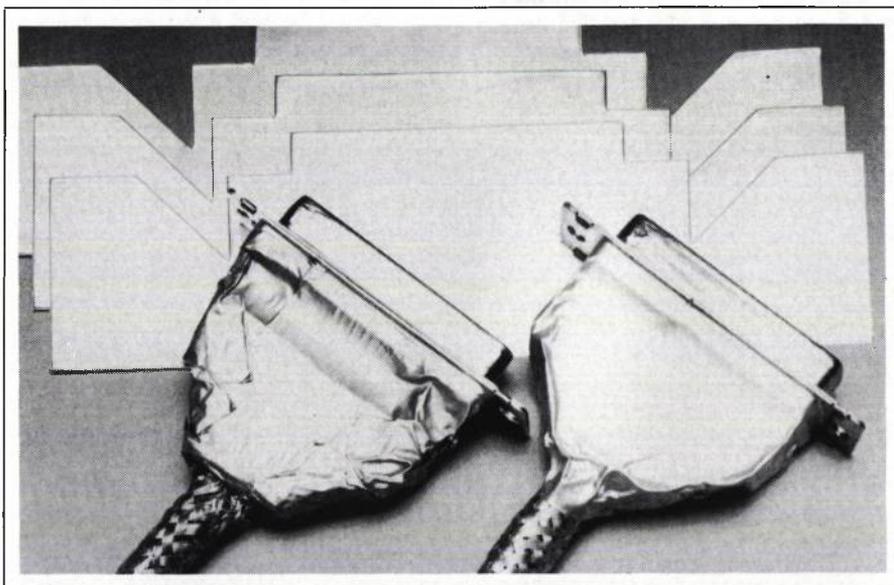
La tension de test est sélectionnée par l'utilisateur jusqu'à 5 000 V alternatif.

Le courant de sortie est de 50 mA max.

La rampe est réglable de 1 à 30 secondes.

L'intervalle des tests est de 1 à 90 secondes.

(figure 6)



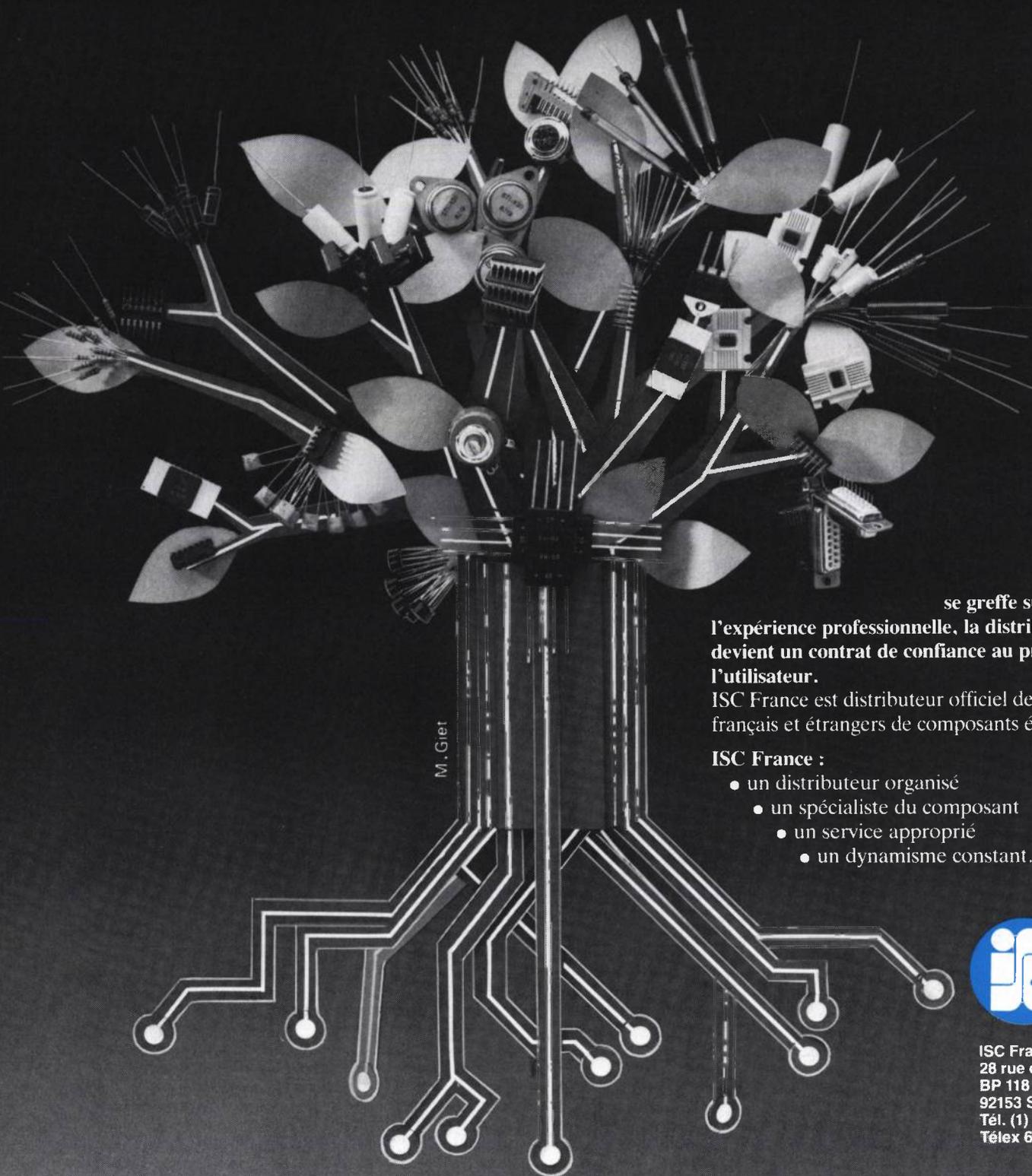
Enregistreurs de perturbations

Dernier né des enregistreurs oscilloperturbographiques *Sorel* construits par le département composants électromécaniques de *Thomson-CSF* le modèle EPC a été rendu compact par intégration de l'imprimante dans le boîtier de l'appareil.

L'enregistreur de perturbation compact surveille 8 voies analogiques et 16 voies logiques et restitue les enregistrements sur l'imprimante intégrée. Comme ses prédécesseurs, grâce à une pré-mémorisation, il permet l'analyse des incidents, avant, pendant et après leur apparition.



Quand la connaissance technologique...



se greffe sur
l'expérience professionnelle, la distribution
devient un contrat de confiance au profit de
l'utilisateur.

ISC France est distributeur officiel de 55 fabricants
français et étrangers de composants électroniques.

ISC France :

- un distributeur organisé
- un spécialiste du composant
- un service approprié
- un dynamisme constant.



ISC France
28 rue de la Procession
BP 118
92153 SURESNES Cedex
Tél. (1) 506.42.75
Télex 614 596

Je désire être tenu régulièrement informé sur les produits
nouveaux que vous commercialisez, et souhaite recevoir
votre nouveau catalogue.

Nom _____ Société _____

Adresse _____

Tél. _____

Titre _____ Service _____

Secteur d'activité _____

Profitez des caractéristiques des GTO grâce à une bonne commande

1984 marquera sans doute l'année de la reconnaissance quasi-unanime de l'utilité du GTO en France pour les applications telles que les onduleurs, alimentations de secours, et les convertisseurs statiques ferroviaires, en particulier au-delà de 1 200 V/100 A.

Jusqu'à présent, les GTO et les transistors bipolaires ont été utilisés essentiellement dans les onduleurs de tension mais, plus récemment, des études au Japon ont abouti à des onduleurs de courant ayant des sorties sinusoïdales en tension et courant. La conception du circuit de commande joue alors un rôle déterminant. L'objet de cet article est de décrire les exigences d'un GTO en matière de commande. L'étude a été faite essentiellement à partir du dispositif 160 PFT d'International Rectifier. Ce GTO est du type dopé à l'or. Ses propriétés ne sont pas toutes les mêmes que celles d'autres modèles dits à court-circuit d'anode. L'utilisateur devra donc être prudent dans d'éventuelles extrapolations.

Grâce à son fonctionnement régénératif, le GTO, comme le thyristor, n'exige pas de commande de « base » tant que le courant anode reste supérieur au courant d'accrochage. Par contre, le transistor, dépourvu de régénération et dont le gain est faible, exige qu'un courant de base important soit maintenu pendant la période de conduction. Il en résulte qu'à puissance égale le circuit de commande du GTO est plus petit en ce qui concerne l'amorçage. Nous verrons plus loin qu'il existe des techniques nouvelles pour réduire encore les besoins du courant de gâchette « de maintien ».

Allumeur à impulsions longues

La figure 1 montre un onduleur à GTO tandis que la figure 2 indique les courants et tensions anodes ainsi que le courant gâchette :

a) en mode « hacheur » ou modulation de largeur d'impulsions (PWM)

b) en mode « onde carrée »

A l'instant t_0 une impulsion est appliquée à la gâchette du GTO à commander. Dans le cas de la figure 2b, la diode antiparallèle est conductrice et sa tension de seuil polarise le GTO en inverse. A l'instant t_1 le courant de charge s'inverse, la tension anode

devient positive et le GTO conduit. Il est essentiel de maintenir le courant gâchette tant que le courant anode n'a pas atteint sa valeur d'accrochage.

Dans le cas de la figure 2a, le courant grimpe rapidement à l'instant t_1 (peu après t_0) jusqu'à une valeur donnée par la somme du courant charge et du courant de recouvrement de la diode complémentaire du même bras de pont. La figure 3 montre les tensions et courant anode pendant l'amorçage. La vitesse de croissance du courant est limitée seulement par les selfs parasites et par le GTO lui-même ; elle peut atteindre des valeurs très importantes. Ceci est admissible car le GTO est composé de nombreuses « languettes » de cathode dont chacune est entourée par une électrode de gâchette, ce qui constitue un périmètre d'électrode extrêmement long. De par sa nature donc, le GTO est à même d'accepter les di/dt élevés de la figure 2a. Il faut toutefois reconnaître que les dizaines de « languettes » ou « îlots » d'émetteurs constituent autant de GTO séparés et que pour minimiser leurs différences de sensibilité ainsi que leurs écarts de temps d'amorçage, un fort courant d'amorçage initial est préconisé. On arrive ainsi à un courant gâchette initial 3 à 5 fois I_{GT} avec un di/dt de 5 à 10 A/ μ s. La figure 4 montre un courant de gâchette (amorçage - extinction) typique pour tenir compte des cas de la figure 2.

Commande de GTO

La commande à l'état passant par rapport au Darlington

Le gain en courant d'un Darlington 1 000 V est aux alentours de 100 alors que pour le GTO, il se situe entre 300 et 600. La tension du circuit de commande est également plus importante pour le Darlington dont le $V_{BE(sat)}$ est de 3,5 V par rapport à 1 V pour le V_{GK} du GTO. Il en résulte un circuit de commande plus compact dans le cas du GTO. Il est bien sûr possible d'ajouter un étage Darlington supplémentaire pour réduire le besoin en courant de base ; mais comme le Darlington haute tension a déjà une tension de saturation supérieure de 0,5 V à celle du GTO, un étage de plus accroît encore la chute directe ainsi que le temps d'extinction.

Variation des caractéristiques de gâchette en fonction de la température

Comme le montre la figure 5 avec l'exemple du 160 PFT, V_{GT} et I_{GT} diminuent lorsque la température jonction augmente.

Cette forte dépendance de la température doit être prise en compte à la conception de l'allumeur. Considérons la figure 6 :

T_1 et T_2 sont les températures jonction mini et maxi pour un équipement donné. Le courant gâchette I_{G0} doit rester supérieur à I_{GT} sur toute la plage de température de fonctionnement. Un amorçeur simple aurait la caractéristique I_{G1} avec une dissipation élevée, à température élevée, par rapport au minimum nécessaire indiqué par la courbe I_{G3} . Cette courbe peut être réalisée par un allumeur avec une compensation de température ambiante ou de température boîtier GTO (ou même de température jonction GTO dans un système sophistiqué). Un tel circuit est montré en figure 7 :

TH est la thermistance de compensation. E_{ON} est une source de tension de 5 V non stabilisée (le circuit compense également les variations de E_{ON}). Les composants C_2 , R_8 , C_3 et R_{10} permettent l'application d'une forte impulsion initiale pour l'amorçage selon la Fig. 4 et l'oscillogramme de courant gâchette de ce schéma est représenté en Fig. 8.

Allumeur à impulsions courtes

La figure 9 montre la structure à 4 couches d'un GTO. Son fonctionnement régénératif permet l'utilisation d'une impulsion courte dans certaines conditions :

En considérant la figure 2, nous avons vu l'importance d'une impulsion longue dans le cas (2b) d'une charge inductive qui ne permet pas de connaître, à l'avance, l'instant de l'apparition de tension positive sur le GTO. En fait, le courant gâchette n'est utile qu'à partir de cet instant. Si on ne polarise pas la gâchette en direct à l'instant où la diode de roue libre D_F cesse de conduire, le courant charge continue à circuler à travers le condensateur C_s (Fig. 1).

Ainsi la tension anode croît à une vitesse déterminée par C_s et le courant charge. En captant la tension anode, on peut déclencher l'allumeur à l'instant voulu et réduire ainsi sa puissance moyenne.

La figure 10 montre la séquence des signaux pour les deux modes de fonctionnement pour un allumeur à impulsions courtes.

Avec ce système, il est clair que l'impulsion d'amorçage n'est libérée que si les deux conditions suivantes sont simultanément satisfaites :

- 1) l'autorisation de déclenchement (V_1) est donnée ;
- 2) la tension de C_s (ou la tension anode) est supérieure à un seuil de référence.

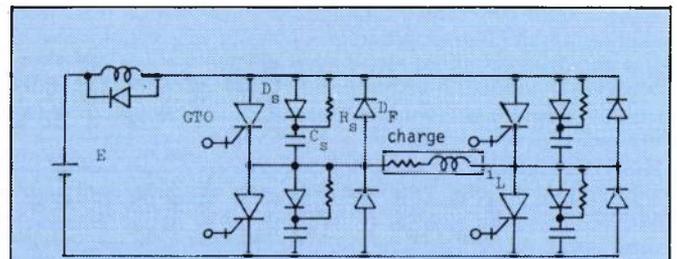
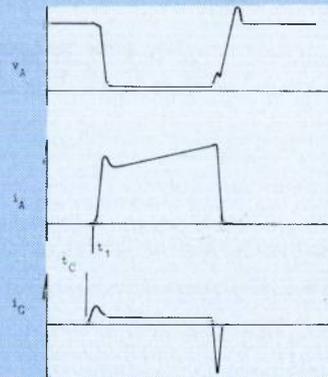
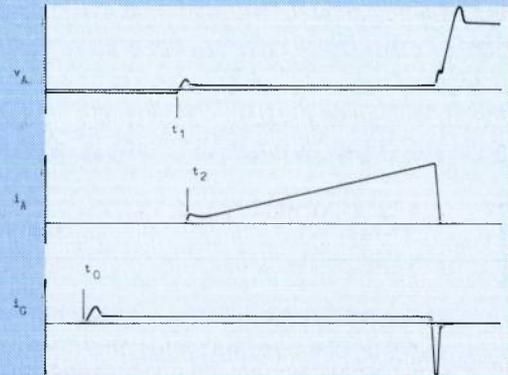


Fig. 1 : Onduleur à GTO.



(a) Fonctionnement "PWM"



(b) Fonctionnement "onde carrée"

Fig. 2 : Formes d'ondes pour onduleur de tension.

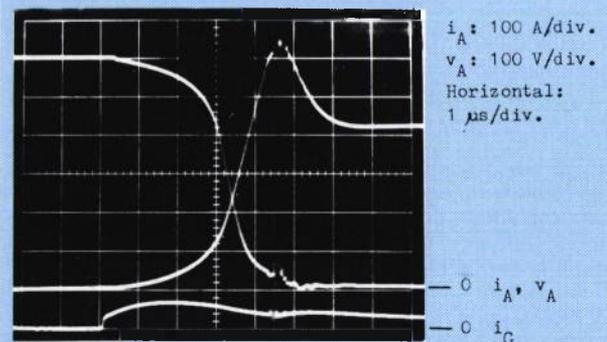


Fig. 3 : Oscillogrammes de courant, tension anode et courant gâchette.

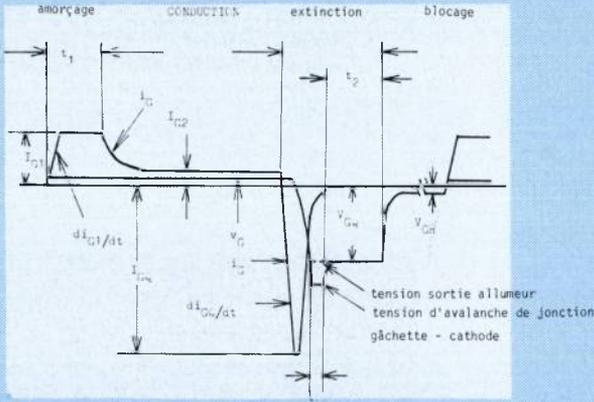


Fig. 4 : Courant d'amorçage recommandé.

$$I_{G1} \approx 5 \sim 10 \times I_{GT}$$

$$I_{G2} \approx \frac{I_m}{3 \sim 5}$$

$$V_{G2} = 12 \sim 15 \text{ volts}$$

GTO IR
type 160PFT

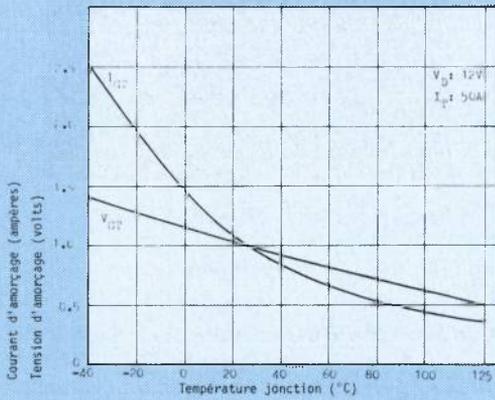


Fig. 5 : Caractéristiques de gâchette en fonction de la température.

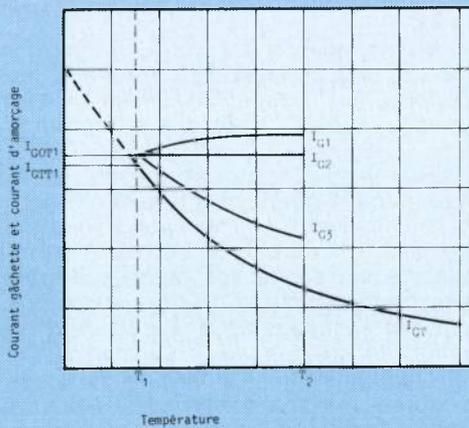


Fig. 6 : Courants de gâchette en fonction de la température.

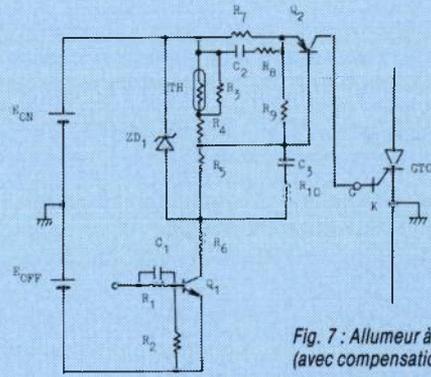


Fig. 7 : Allumeur à impulsions longues (avec compensation thermique).

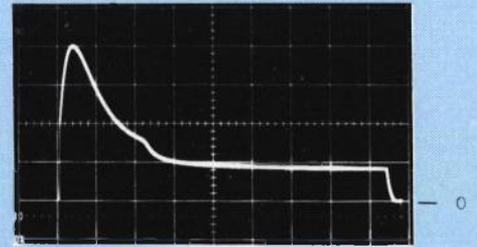


Fig. 8 : Courant gâchette du schéma figure 7.

i_G : 2A/div.
Horizontal: 5 μ s/div.

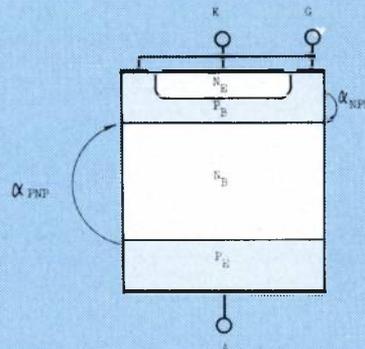


Fig. 9
Structure du GTO

Fig. 9 : Structure du GTO.

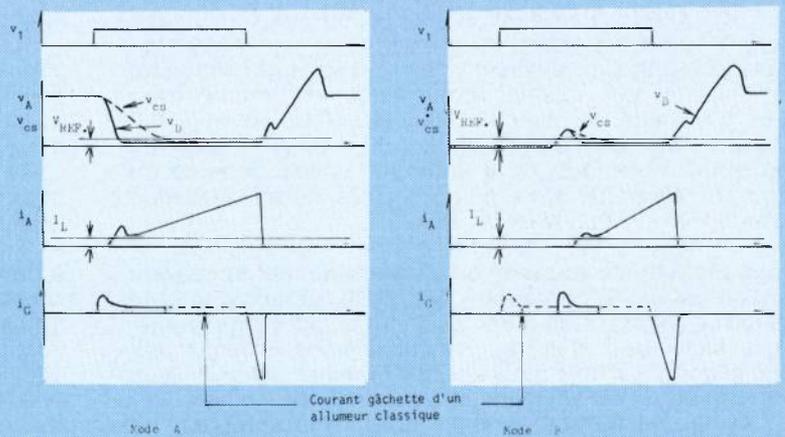
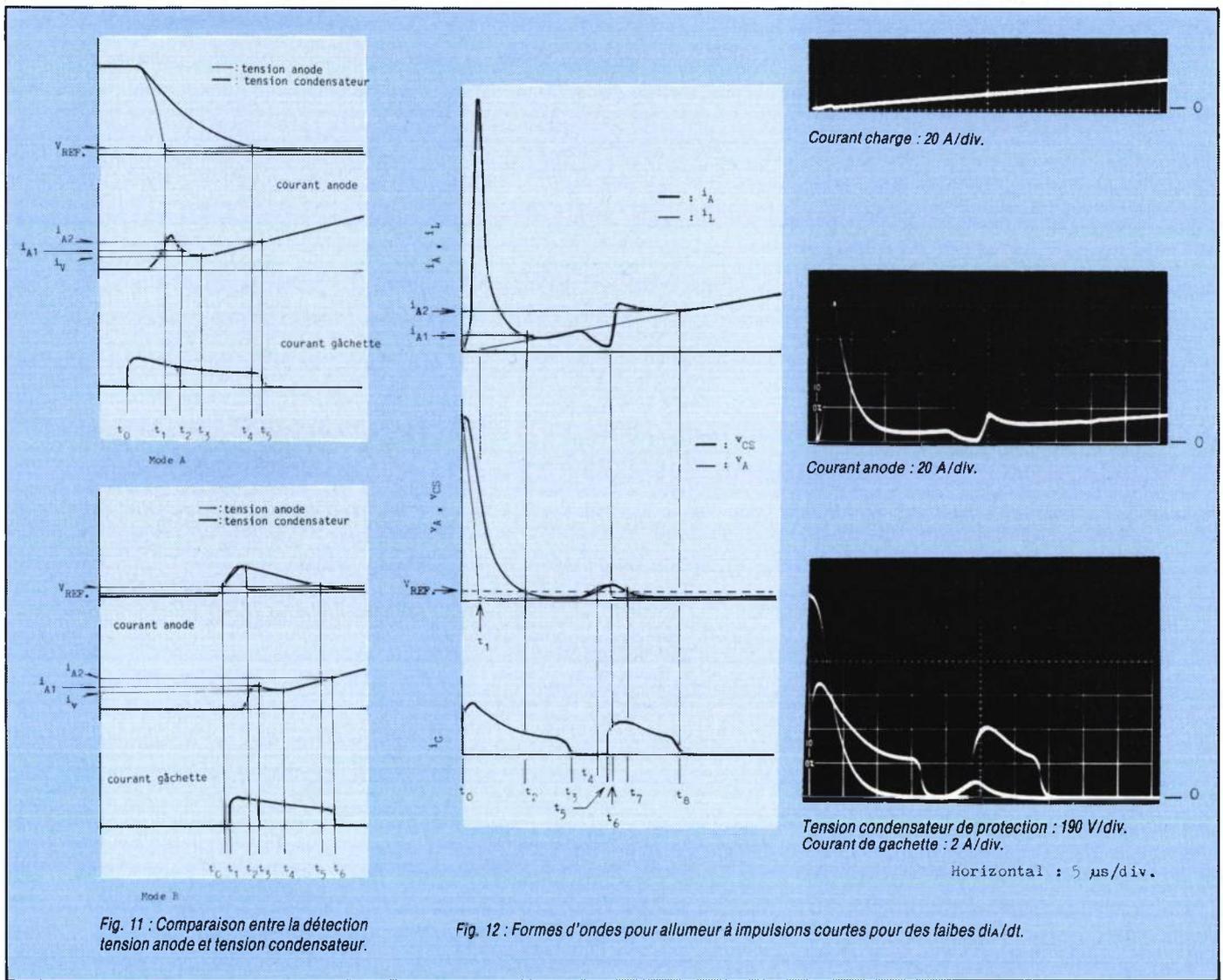


Fig. 10 : Séquence des signaux pour allumeur à impulsions courtes.

Commande de GTO



La figure 11 compare les deux types de détection de tension pour un allumeur à impulsions courtes dans les deux cas de fonctionnement décrits en figure 2.

Pour le fonctionnement selon le mode A, le courant gâchette est déclenché à l'instant t_0 ($V_{anode} \gg V_{réf.}$). La tension anode s'écroule et les conditions d'allumage ne sont plus remplies, ce qui entraîne l'arrêt du courant gâchette à t_2 , après un certain temps de réponse. Par contre, la tension condensateur qui décroît avec une constante de temps $C_s R_s$, reste supérieure à $V_{réf.}$ jusqu'à t_4 , maintenant ainsi un courant gâchette jusqu'à t_5 . En mode B, la détection anode autorise un courant gâchette entre t_1 et t_3 alors qu'en détection condensateur, la durée est de t_1 à t_6 .

En mode A avec détection anode, on a vu le courant gâchette se terminer à t_2 , instant auquel le courant anode est i_{A1} . Si ce courant est faible, certains îlots de cathode seront bien « accrochés » comme des thyristors alors que d'autres fonctionneront comme des transistors, car il y aura des différences de gain (pnp et npn) entre les différents éléments GTO.

Au fur et à mesure que le RC de protection se décharge, le courant anode décroît et atteint sa plus faible valeur i_v à t_3 . A cet instant, les îlots travaillant en transistors seront éteints et même certains travaillant en thyristors auront décroché si i_v est proche de la valeur d'accrochage du GTO. Dans le cas de la

figure 11, le courant anode augmente après t_3 , mais en l'absence de courant gâchette, les îlots éteints ne se rallumeront pas. Ceci peut entraîner la destruction du composant à l'extinction. Avec la détection condensateur, le courant gâchette disparaît à t_5 pour un courant i_{A2} supérieur à i_{A1} .

La vitesse de croissance du courant anode n'est pas réglable et dépend de la charge onduleur, mais la constante $C_s R_s$ peut être dimensionnée en fonction du courant d'accrochage du GTO et des caractéristiques de la charge.

La figure 12 montre ce qui se passe avec une détection condensateur quand le di/dt anode est très faible ($0,4 \text{ A}/\mu\text{s}$). La tension condensateur tombe à $V_{réf.}$ à l'instant t_2 , et à t_3 , le courant gâchette est supprimé. A cet instant le courant anode est toujours inférieur au courant d'accrochage. Ainsi le GTO ne peut pas rester à l'état passant : il se désamorce. Le courant charge continue à travers le condensateur C_s dont la tension atteint $V_{réf.}$ à t_4 provoquant la réapparition de i_G à t_5 . A t_6 le GTO se réamorce, le condensateur se décharge et à t_8 i_G est supprimé.

Si i_{A2} est supérieur au courant d'accrochage, le GTO reste allumé, sinon les impulsions sont répétées jusqu'à l'accrochage.

Les oscillogrammes de la Fig. 13 montrent tension anode, tension condensateur, courant charge et cou-

rant gâchette pour un onduleur à onde carrée dont l'amorçage est surveillé par une détection condensateur. Quand une diode de l'onduleur (Fig. 1) se met en roue libre, la tension anode-cathode du thyristor associé tombe à zéro, ou même à une valeur négative (voir agrandissement de la section (a) Fig. 13). Cette tension inverse est provoquée par le temps de recouvrement direct de la diode et son inductance parasite de câblage. Dans un système de détection de tension anode, cette tension négative transitoire doit être prise en compte, alors qu'avec une détection tension condensateur, la tension captée est toujours unidirectionnelle.

Pour assurer l'amorçage du GTO tout en minimisant les pertes de commande, la valeur de la tension V_{ref} doit être choisie légèrement au-dessus de la chute directe correspondant au courant commutable le plus élevé que verra le GTO.

La figure 14 nous montre un exemple d'allumeur à impulsions courtes avec détection de tension condensateur. La tension de référence est déterminée par la relation :

$$V_{ref} = E_{ON} - V_{EBO1} - V_{PCRD} - V_{FD1} \dots \dots \dots (1)$$

- avec
- E_{ON} : tension de source
- V_{EBO1} : chute base-émetteur de Q1
- V_{PCRD} : tension d'étranglement de CRD (diode de régulation de courant)
- V_{FD1} : chute directe de la diode D1
- CRD peut être remplacée par une résistance.

La réponse du circuit Fig. 14 est indiquée par les oscillogrammes de la Fig. 15. Sur la Fig. 15b, on peut voir que le temps de réponse est de l'ordre de 1,5 μs .

Circuit d'arrêt

Le circuit d'arrêt possède deux fonctions : l'extinction et la polarisation inverse pour améliorer le blocage et le dv/dt , ainsi que l'immunité au bruit.

L'extinction

Pour l'extinction, la source de tension doit être dotée d'une très faible impédance pour réaliser de fortes valeurs de courant négatif et de di_{GQ}/dt .

La figure 16 est un oscillogramme du 160 PFT à l'extinction. On voit un courant de 600 A commuté par un courant gâchette i_{GQ} de 155 A crête, croissant à une vitesse de 80 A/ μs entre 0 et 1 microseconde, ce qui correspond à un gain forcé de 3,9. Le gain forcé est défini par la relation :

$$\text{gain d'extinction forcé, } G_{GQ} = I_T / I_{GQ} \dots \dots \dots (2)$$

- avec,
- I_T : courant - anode commuté
- I_{GQ} : courant crête inverse de gâchette

Le gain forcé d'extinction, G_{GQ} , sera appelé « gain d'extinction » dans les discussions suivantes.

Pendant le temps de descente (du courant anode) la gâchette se trouve polarisée en inverse par la tension d'avalanche de la jonction gâchette-cathode (approximativement 25 V). Une fois la phase d'avalanche terminée (approx. 0,8 μs) la tension de polarisation gâchette tombe à -15 V et se maintient à ce niveau pour extraire par la gâchette l'excès de charges stockées principalement dans la région N de la cathode.

di_{GQ}/dt

La figure 17 montre l'effet de la vitesse de croissance du courant négatif de gâchette sur le temps de

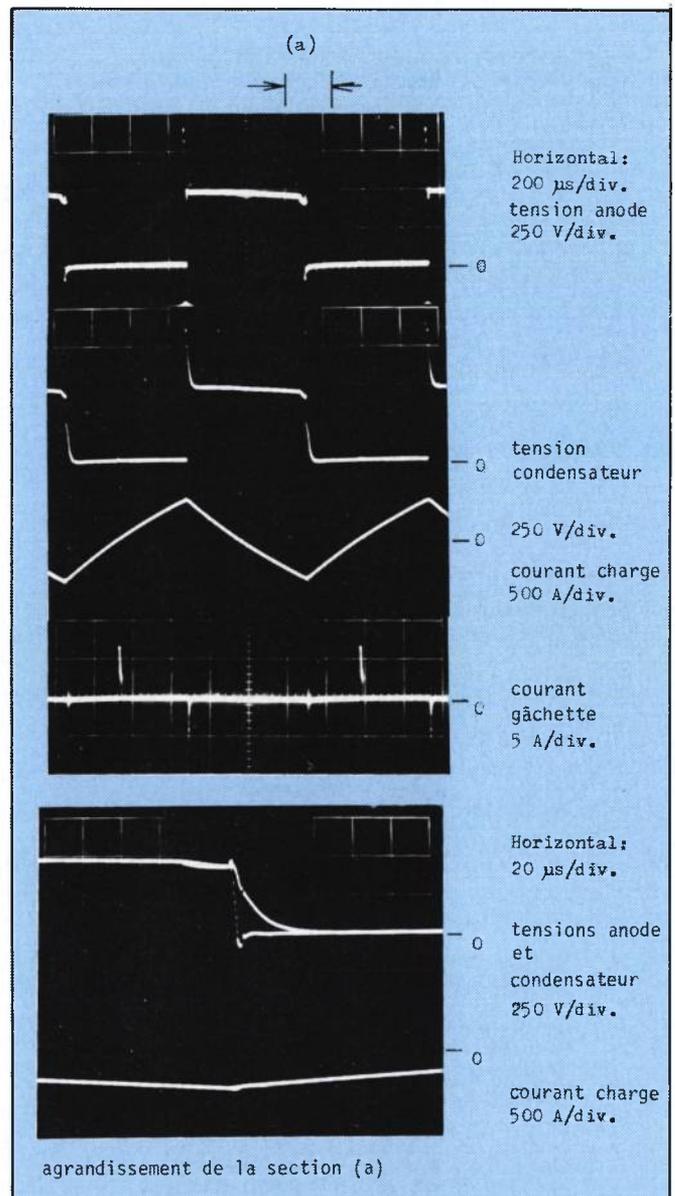


Fig. 13 : Oscillogrammes des tensions anode et condensateur et courant gâchette (onduleur — onde carrée).

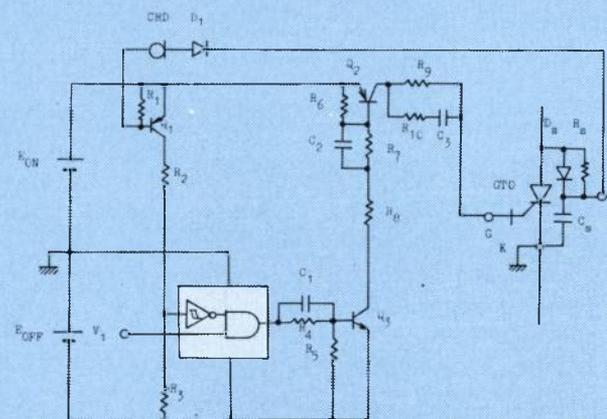


Fig. 14 : Allumeur à impulsions courtes.

Commande de GTO

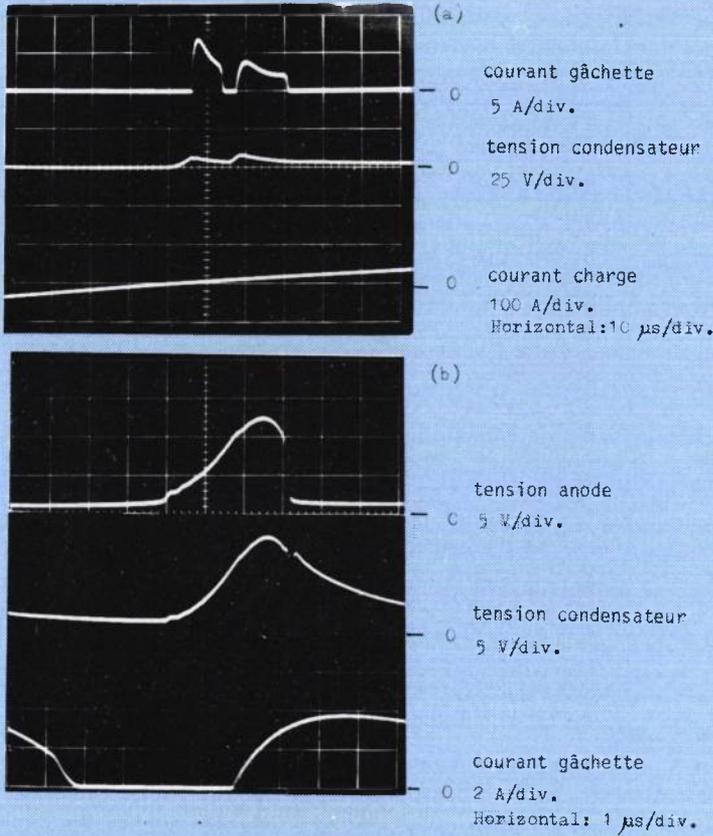


Fig. 15 : Oscillogrammes de courant de gâchette, tension anode, tension condensateur et courant de charge.

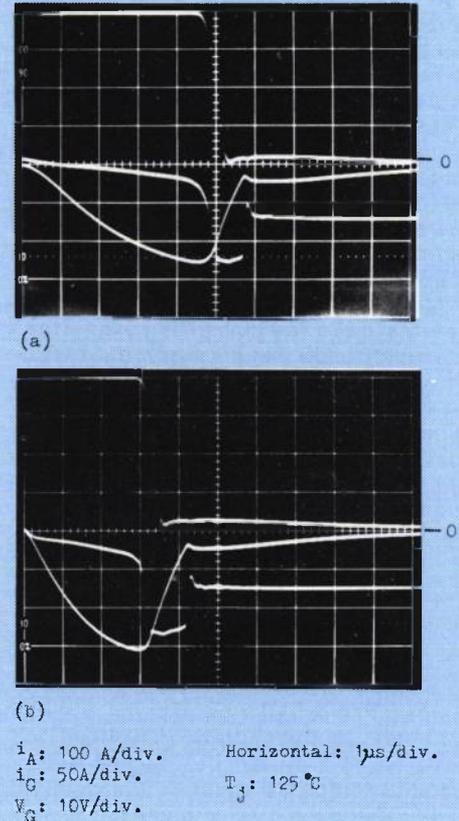


Fig. 17 : L'effet de di/dt sur l'extinction du 160 PFT.

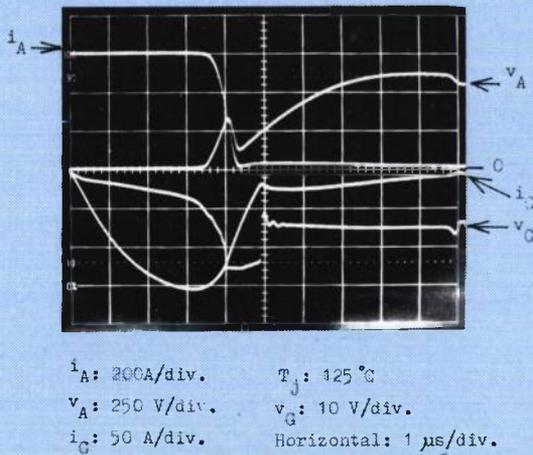


Fig. 16 : Formes d'ondes à l'extinction du 160 PFT.

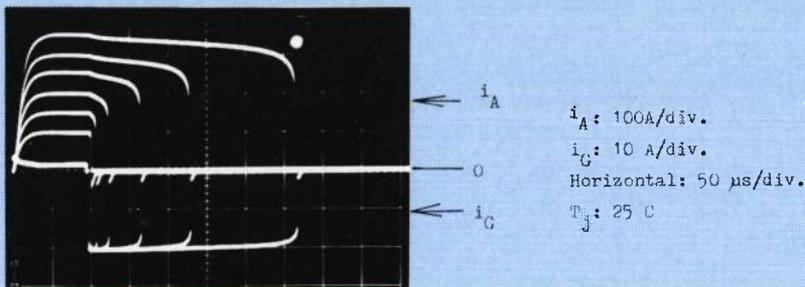
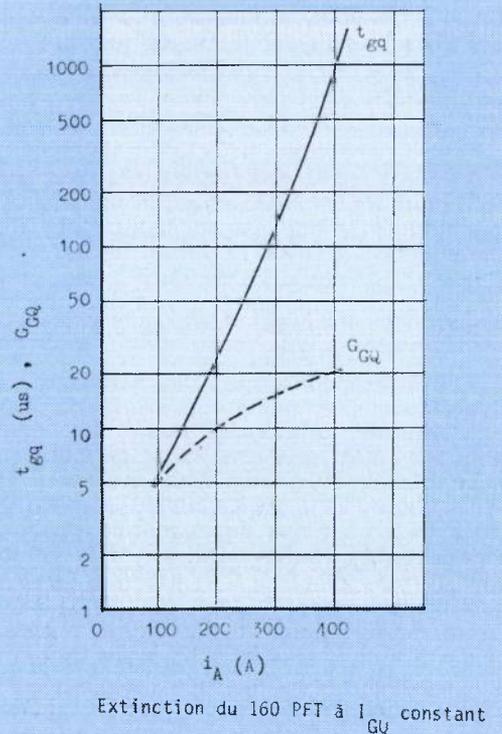


Fig. 18 :



réponse du GTO type 160 PFT. Ce courant d'extinction est commandé par un MOS de puissance dont la vitesse de commutation est facilement ajustée par une résistance en série avec la grille. Dans le cas décrit ici, trois MOS en parallèle, du type IRF540, sont utilisés.

Le tableau 1 nous montre que les temps de stockage ainsi que les temps de descente diminuent au fur et à mesure que l'on augmente le di_{GQ}/dt , ce qui a pour effet de réduire également la charge extraite par la gâchette.

Tableau 1

	$I_{T(A)}$	di_{GQ}/dt (A/ μ S)	$I_{GQ(A)}$	G_{GQ}	$t_{S(\mu$ S)	$t_{f(\mu$ S)	$V_{GQ(V)}$	$Q_{GQ(\mu$ C)
(a)	400	37	125	3.2	4.75	0.45	15	470
(b)	400	80	155	2.58	3.15	0.3	15	440

Courant crête de gâchette à l'extinction

La figure 18a nous montre, pour un courant gâchette constant de -20 A, la variation de temps d'extinction en fonction du courant anode. Ces résultats sont reproduits sur le graphique de la figure 18b et montrent que le temps de désamorçage par la gâchette, t_{GQ} , augmente exponentiellement avec le gain d'extinction.

Les variations du temps d'extinction du 160 PFT ainsi que de la charge extraite par la gâchette, en fonction du gain d'extinction, sont indiquées dans la Fig. 20.

On en déduit que le GTO commence à se bloquer quand un niveau de charge, déterminé par le courant anode, a été extrait par la gâchette, et non pas quand un gain d'extinction particulier est atteint. Le gain d'extinction est en quelque sorte déterminé par le di/dt et le courant crête du circuit de désamorçage.

On a vu que le temps de désamorçage augmente avec le gain de désamorçage. Ceci peut être exprimé par les relations approximatives suivantes :

$$t_{GQ150A} = 0.82xe^{0.54G_{GQ}} \quad (3)$$

$$t_{GQ300A} = 0.98xe^{0.45G_{GQ}} \quad (4)$$

La charge extraite varie de manière similaire avec le gain d'extinction. Le circuit d'extinction doit donc être capable d'un courant important non seulement pour obtenir une extinction rapide, mais aussi pour y parvenir avec une charge extraite réduite, minimisant ainsi les pertes d'extinction. Le gain d'extinction propre du GTO est donné par l'équation :

$$G_{GQ1} = \frac{\alpha \text{ npn}}{\alpha \text{ pnp} + \alpha \text{ npn} - 1} \quad (5)$$

Pour le 160 PFT, ce gain est approximativement de 20 à 25 °C et de 14 à 125 °C ; il est donc possible d'opérer à un gain d'extinction (forcé) de plus de 10 dans la mesure où la tension réappliquée est faible.

On peut observer sur la figure 19 que le « coude » du courant anode au désamorçage est plus abrupt quand G_{GQ} est faible. La figure 21 montre les formes d'ondes du 160 PFT pour $G_{GQ} = 15$. A l'instant t_0 la polarisation de gâchette devient négative pour éteindre le GTO. A cet instant, toute la cathode est conductrice. L'extraction de charges et l'initiation de l'extinction débutant sur les périphéries de cathodes face aux électrodes de gâchette, la densité de courant augmente au centre des îlots de cathode ce qui produit une augmentation de la chute directe pendant le temps de stockage (Fig. 21). A la fin du temps de stockage (t_1), quand la jonction centrale J2 sort de satura-

tion, la tension anode et la tension négative de gâchette augmentent rapidement. Les « coudes arrondis » de la figure 19 indiquent que certains îlots de cathode se sont déjà éteints et que la densité de courant des îlots conducteurs est croissante. Ceci provoque une chute de tension latérale dans la région P en dessous des cathodes et produit une réduction de la vitesse d'extraction des charges des régions conductrices. Il en résulte une augmentation du temps de descente.

Ainsi, pour réduire les différences en temps de stockage entre les diverses cathodes, et pour bénéficier du plein pouvoir de coupure du GTO, G_{GQ} doit se situer entre 3 et 5.

Polarisation de la gâchette pendant le temps de descente et le temps de traînage

Pendant les temps de descente et de traînage, il est utile de maintenir la tension cathode-gâchette aussi élevée que possible dans la limite de la tension d'avalanche, ceci à cause du fait que, pendant t_r , le courant anode est toujours important alors que l'impédance gâchette-cathode augmente sensiblement. Il est possible de produire une tension négative élevée pendant t_r en introduisant une self dans la boucle de gâchette au désamorçage. Cette self (généralement la self parasite de câblage suffit) génère une surtension transitoire dès que la jonction gâchette, vidée de charges, augmente son impédance. A la fin du temps de descente, les courants anode et gâchette se retrouvent égaux dans la mesure où la gâchette n'est plus en avalanche.

La figure 22 montre l'extinctin du 160 PFT sans avalanche de gâchette pendant t_r . On retrouve les mêmes formes d'onde pour i_A et i_G après t_r .

La figure 23 montre la gâchette en avalanche pour différentes valeurs du courant anode.

L'inductance du circuit de gâchette représente à peu près 200 nanohenrys. Cette inductance est composée de l'inductance de gâchette du GTO lui-même, de l'inductance des fils de gâchette et de l'inductance du circuit de commande.

Elles sont de 80, 80 et 40 nanohenrys respectivement dans le cas présent.

Les mesures relevées sur le circuit donnant les oscillogrammes de la fig. 23, sont reproduites dans la table 2.

Tableau 2

$I_A(A)$	$I_{GQ(A)}$	G_{GQ}	$t_{r(\mu$ S)	$di_{GQ}/dt(A/\mu$ S)	$V_L(V)$
100	100	1.0	0.18	555	111
200	125	1.6	0.23	543	108.6
300	140	2.14	0.30	467	95.2
400	150	2.67	0.38	395	79
500	160	3.13	0.50	320	64

Le taux de décroissance du courant négatif de gâchette (di_{GQ}/dt) et la tension transitoire inductive (V_L) sont calculés en supposant que le temps de descente du courant gâchette (excluant le courant d'avalanche gâchette) est égal au temps de descente du courant anode. On voit ainsi que G_{GQ} et t_r augmentent avec un courant anode croissant, et que di_{GQ}/dt et V_L , liés par la relation suivante, augmentent au fur et à mesure que i_A décroît :

$$V_L = L_{off} \times di_{GQ}/dt \quad (16)$$

avec,

L_{off} : inductance parasite de la boucle de gâchette.
 di_{GQ}/dt : taux de décroissance du courant gâchette négatif (courant d'avalanche exclu).

La tension transitoire est écrêtée par l'avalanche de la jonction gâchette-cathode. On voit sur la fig. 23 que

Commande de GTO

la période d'avalanche diminue avec un courant anode décroissant car t_r et l'énergie stockée en L_{off} diminuent avec i_a . La période d'avalanche n'est jamais inférieure au temps de descente t_r .

Pour effectuer le recouvrement de la région N après t_r , les charges restantes doivent être éliminées par le circuit anode-gâchette ; c'est ainsi que l'on retrouve les mêmes valeurs de courants anode et gâchette pendant le temps de traînage. Le courant anode décroît de manière exponentielle pendant cette période et devient éventuellement inférieur au courant de maintien. Ce courant de traînage est fortement dépendant de la structure du GTO, de la durée de vie des porteurs minoritaires dans la région N et de la taille de la pastille. Dans le cas d'un GTO de puissance, le courant de traînage représente plusieurs dizaines d'ampères.

Les observations précédentes nous mènent aux conclusions suivantes concernant les caractéristiques du circuit d'extinction pendant les temps de descente et de traînage :

1) La tension d'alimentation négative doit être aussi élevée que possible dans la limite de la tension d'avalanche de la jonction gâchette-cathode.

2) L'inductance parasite du circuit de gâchette doit être minimisée (bien que son effet pendant t_r soit bénéfique), pour ne pas atténuer la croissance du courant gâchette, (di_{GN}/dt) pendant la période de stockage.

L'état bloqué

La tension maximum directe répétitive (V_{DRM}) d'un GTO est normalement spécifiée soit avec une résistance entre gâchette et cathode soit avec la gâchette polarisée en inverse. La fig. 24 montre que la tenue en tension augmente avec la réduction de la valeur de la résistance G-K.

Pour le 160 PFT, le V_{DRM} nominal est obtenu pour une valeur de résistance G-K définie comme suit :

$$R_G < V_{GT} / I_{DM} \quad (7)$$

avec,

V_{GT} : Tension gâchette minimale d'amorçage à la température maximale de jonction.

I_{DM} : Courant maximal de fuite à la température maximale de jonction.

Pour le 160 PFT :

$$R_G < 0,4 \text{ (V)} / 50 \text{ (mA)} = 8 \Omega$$

On choisit une valeur de 5Ω ce qui offre une meilleure immunité au bruit.

Les figures 25 et 26 montrent l'influence de la résistance série de la source de polarisation négative sur la tenue de tension du 160 PFT.

Dans le cas d'une polarisation, la résistance de la source est donné par :

$$R_{GN} < V_R / I_{DM} \quad (8)$$

avec,

V_R : tension de la source négative.

I_{DM} : courant maximal de fuite à la température maximale de jonction.

Donc, pour le 160 PFT avec $V_R = -15 \text{ V}$

$$R_{GN} < 15 \text{ (V)} / 50 \text{ mA} = 300 \Omega$$

On choisit une valeur inférieure à 300Ω pour assurer une marge de sécurité.

Eléments de commande pour le circuit d'extinction

Aujourd'hui, des transistors bipolaires ou des thyristors sont couramment employés pour commander le courant de gâchette d'extinction. Pour les GTO de faible puissance un transistor bipolaire est assez bien adapté ; mais pour les fortes puissances, on préfère souvent utiliser un thyristor en raison de son fort courant de pointe, malgré les inconvénients constitués par la nécessité d'un circuit d'extinction d'une part et par l'importance de son temps d'extinction d'autre part. Plus récemment, le MOSFET de puissance a trouvé sa place dans ce type d'application car il permet, sans compromis, un courant crête élevé, un gain (transconductance) élevé et un temps de montée très court, nécessaire pour réaliser des fortes valeurs de di_{GN}/dt .

A titre d'exemple, pour éteindre 600 A dans un 160 PFT, il faut un courant crête de gâchette d'au moins 120 A. Ceci peut être commuté par trois MOS du type IRF 540 branchés en parallèle. Avec une source de -15 V , la chute d'un tel commutateur sera de $3,4 \text{ V}$ à 120 A, appliquant ainsi $-11,6 \text{ V}$ à la gâchette du GTO.

Conception du circuit de commande

Il existe deux types de commande de gâchette isolée : isolation de la source et de la logique par transformateur, ou isolation de la logique par optocoupleur.

Avec les transformateurs, il n'est pas possible de passer des impulsions longues avec une bonne tension d'isolement et des fronts de montée rapides, sans recourir à des circuits à hacheur et des transformateurs onéreux. En utilisant une isolation au niveau de la logique, il est plus facile d'obtenir des fronts de montée rapides ainsi que des impulsions quasi-continues. Toutefois, les transformateurs d'alimentation de la source doivent être bien isolés et munis d'écrans électrostatiques pour réduire les courants capacitifs entre primaire et secondaire.

Un schéma de base synoptique est donné en fig. 27.

Le circuit est composé de deux sources de tension : une pour la « marche », l'autre pour « l'arrêt ». La marche remplit deux fonctions : l'amorçage et le maintien en conduction.

L'arrêt a également deux rôles : l'extinction et la polarisation négative de la gâchette pendant la période de blocage.

Transmission de commande

Le choix d'un optocoupleur pour la transmission des signaux de commande est délicat et se fait sur deux paramètres en particulier : le temps de réponse et la tenue en dV/dt .

La tenue en dV/dt est généralement le point faible des optocoupleurs car, pour obtenir un bon rapport de transfert, un bon couplage optique est nécessaire ; or cela peut entraîner des courants capacitifs importants entre émetteur et détecteur. Ces courants capacitifs peuvent avoir le même effet sur le détecteur ou son circuit de sortie, qu'un « courant optique ». Le résultat peut être l'amorçage simultané de deux bras complémentaires de l'onduleur (fig. 1) entraînant ainsi la destruction des GTO.

Aujourd'hui, il existe des coupleurs munis de grille ou d'écran d'antiparasitage (tel que, par exemple, le

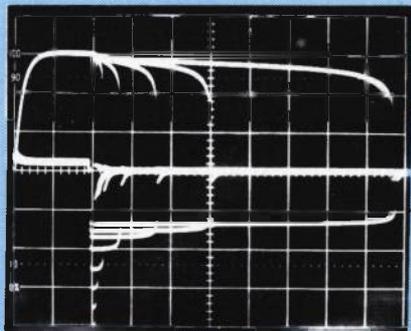


Fig. 19 : Variation du temps de réponse à l'extinction en fonction du gain d'extinction.

i_A : 50 A/div.
 i_G : 10 A/div.
 Horizontal: 50 μ s/div.

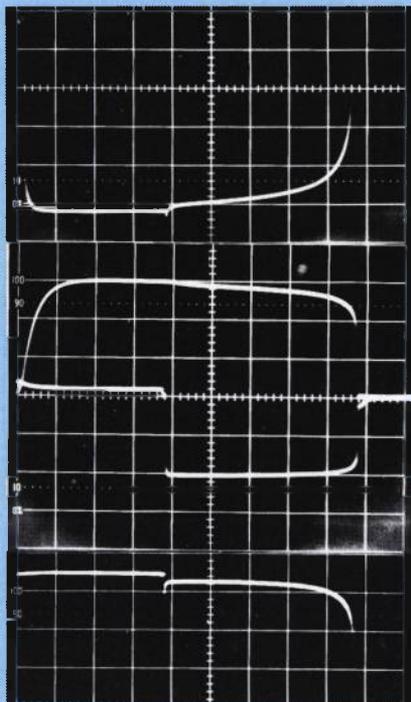


Fig. 21 : Formes d'ondes à l'extinction pour le 160 PFT avec G_{ao} de 15.

i_A : 100 A/div.
 v_A : 2 V/div.
 i_G : 10 A/div.
 v_G : 2 V/div.
 Horizontal: 25 μ s/div.
 T_J : 25 $^{\circ}$ C

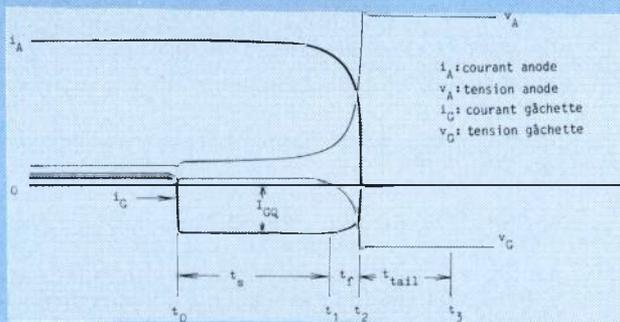
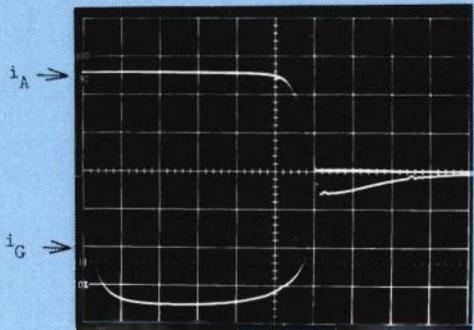


Fig. 22 : Extinction du 160 PFT (sans avalanche d'gâchette).

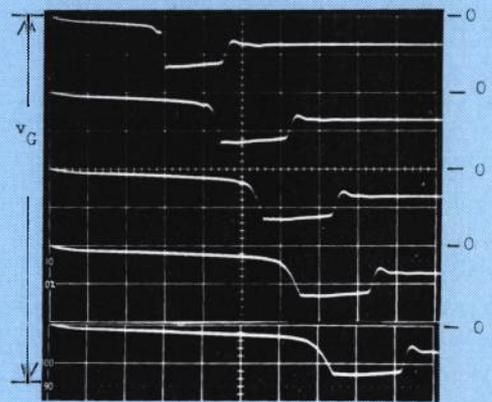
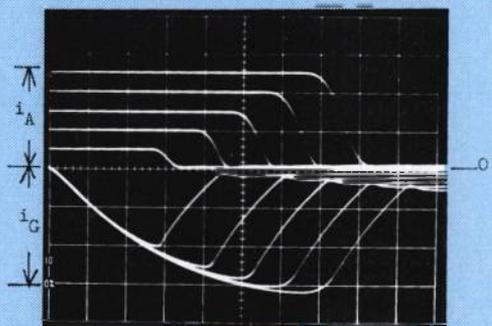
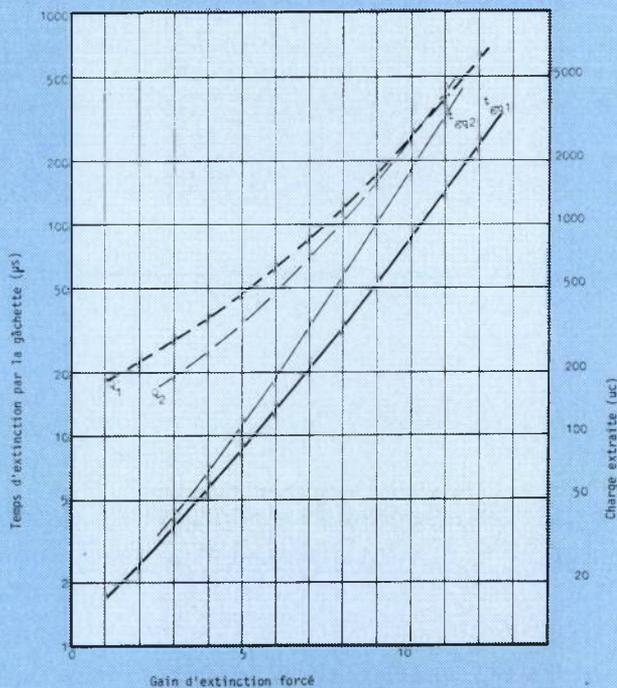


i_A : 100 A/div.
 i_G : 10 A/div.
 Horizontal: 2 μ s/div.

Fig. 20 : Temps d'extinction par la gâchette, et charges extraites, en fonction du gain d'extinction pour le 160 PFT.

T_J : 125 $^{\circ}$ C
 $\frac{di_{GQ}}{dt}$: 50 A/ μ s
 v_G : 20 V

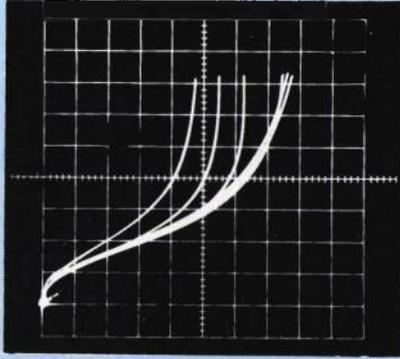
t_{eq} I_T : 150 A
 q_{GQ}
 t_{eq} I_T : 500 A
 q_{GQ}



i_A : 200A/div. Horizontal: 0.5 μ s/div.
 i_G : 50A/div. T_J : 125 $^{\circ}$ C
 v_G : 20V/div.

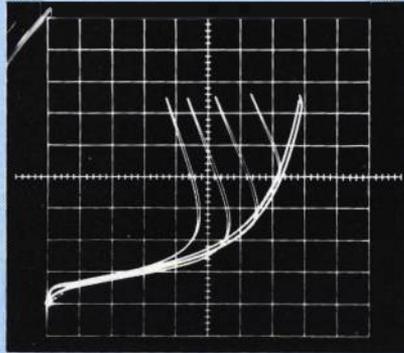
Fig. 23 : Avalanche G-K pour différentes valeurs de i_A .

Commande de GTO



Conditions de test
 $T_j : 125^\circ\text{C}$
 R_G : ouvert, 20, 10, 5, 3, 2 Ω
 Horizontal: 200 V/div.
 Vertical: 10 mA/div.

Fig. 24 : Variation de la tenue en tension directe V_{DRM} en fonction de la résistance de shunt G-K (160 PFT).



Conditions :
 $T_j : 125^\circ\text{C}$
 $V_G : -12\text{ V}$
 R_G : 2000, 1000, 500, 300, 200, 100 Ω
 Horizontal: 200 V/div.
 Vertical: 10 mA/div.

Fig. 25 : Influence de la résistance de source négative sur la tenue en tension du 160 PFT.

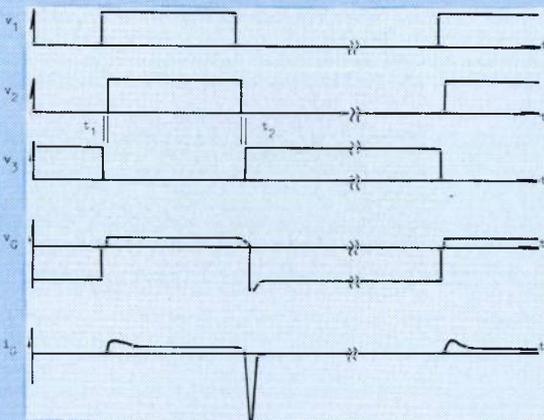


Fig. 29 : Synchronisation du circuit de commande.

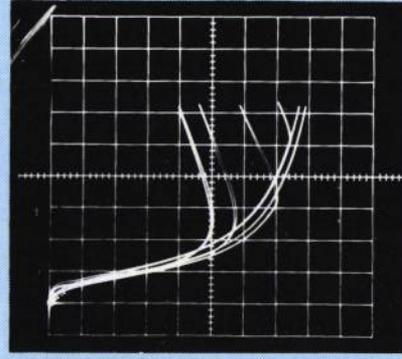


Fig. 26 : Influence de la résistance de source négative sur la tenue en tension du 160 PFT.

Conditions :
 $T_j : 125^\circ\text{C}$
 $V_G : -15\text{ V}$
 R_G : 2000, 1000, 500, 300, 200, 100 Ω
 Horizontal: 200 V/div.
 Vertical: 10 mA/div.

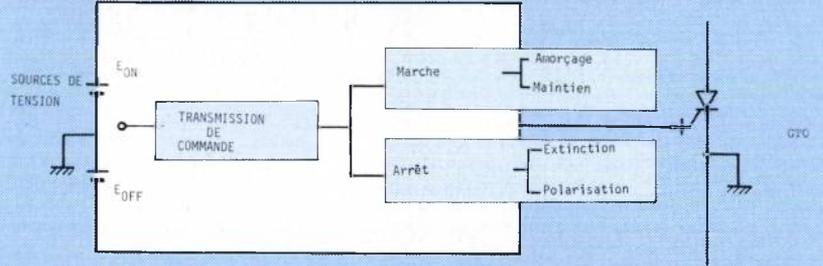


Fig. 27 : Diagramme synoptique d'un circuit de commande GTO.

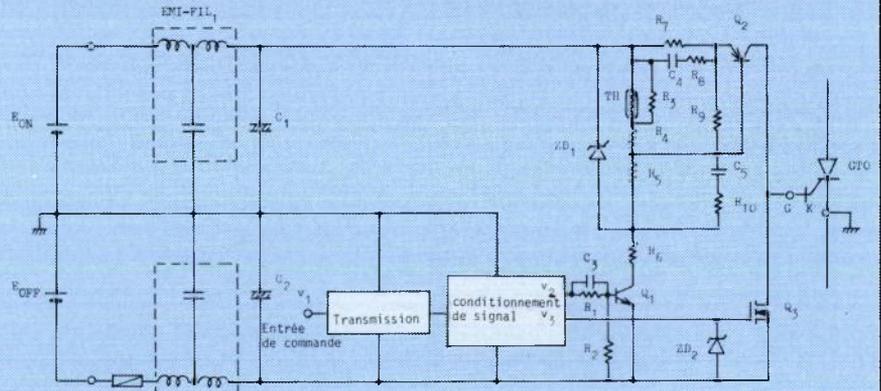


Fig. 28 : Commande avec allumeur à impulsions longues.

HCPL-2200) qui sont garantis jusqu'à 1 000 V/ μs en mode commun.

Commande avec allumeur à impulsions longues

La fig. 28 montre un schéma de commande de marche à impulsions longues avec circuit d'arrêt à MOS (Q3).

Selon le diagramme de synchronisation, fig. 30, on voit que Q3 est conducteur pendant toute la période d'arrêt, polarisant ainsi la gâchette entre -12 et -15 V.

Commande avec allumeur à impulsions courtes

La fig. 30 représente une commande avec allumeur à impulsions courtes, dont le circuit d'arrêt est identique à celui de la fig. 28.

Circuit de traitement du signal

La fonction de ce circuit est la mise en forme des signaux V_2 et V_3 à partir du signal capté par le coupleur optique.

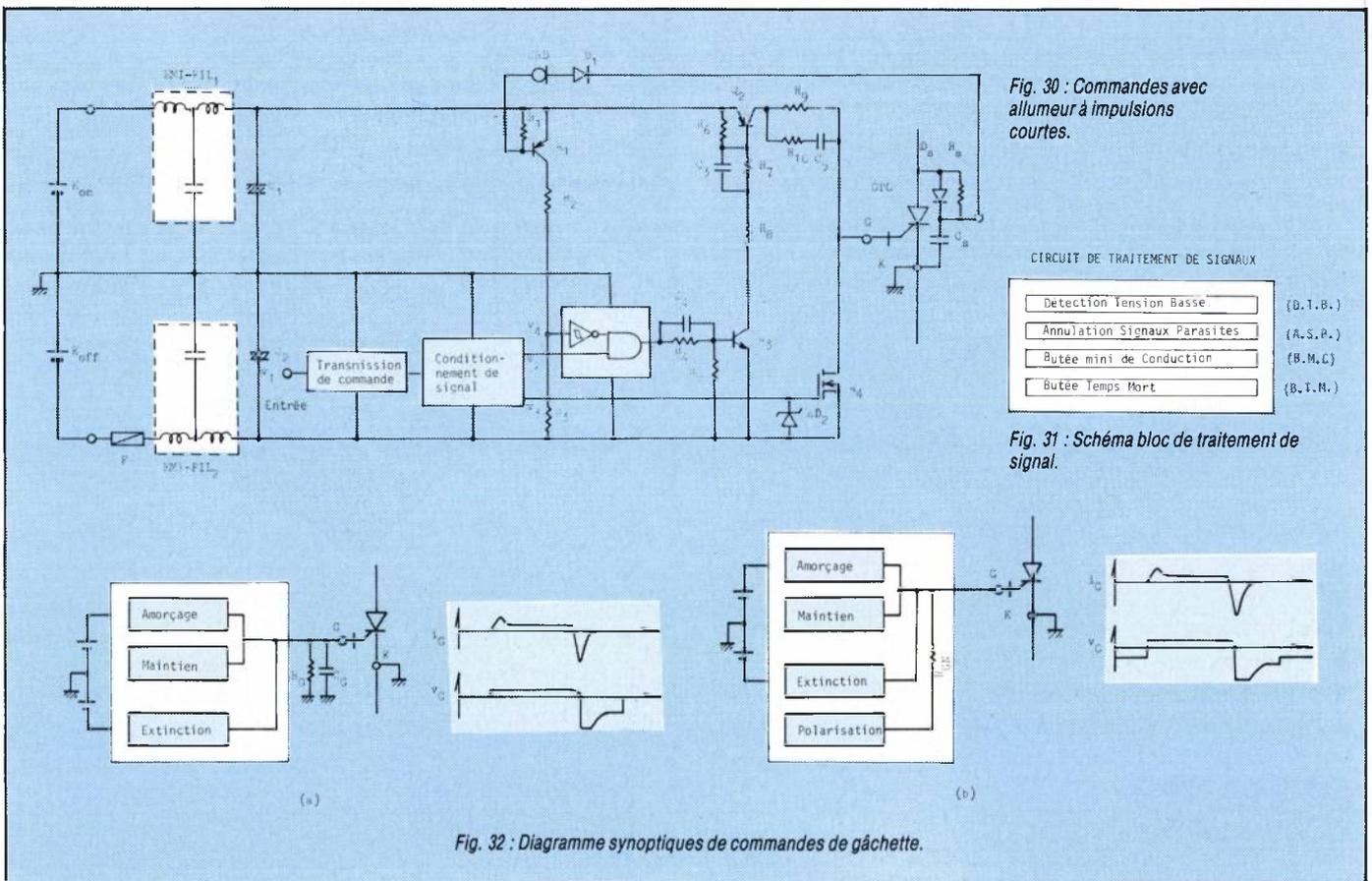


Fig. 30 : Commandes avec allumeur à impulsions courtes.

Fig. 31 : Schéma bloc de traitement de signal.

Fig. 32 : Diagramme synoptiques de commandes de gâchette.

En plus, certaines fonctions de sécurité peuvent être ajoutées telles que :

Détection tension basse

Si les valeurs de E_{ON} ou E_{OFF} sont insuffisantes le GTO sera dégradé soit à l'amorçage, soit à l'extinction.

La « DTB » inhibe l'amorçage et maintient la polarisation négative de la gâchette.

Annulation signaux parasites

Pour éviter les amorçages intempestifs, tout signal provenant du circuit de transmission doit avoir une durée minimale pour être pris en compte par le circuit de traitement de signaux ; les autres sont éliminés par la A.S.P.

Butée mini de conduction

Le temps de conduction du GTO doit être suffisamment long pour assurer la décharge du condensateur de protection, sinon le GTO verra un saut de tension à l'extinction, dont le dV/dt sera supérieur à la valeur admissible. La « B.M.C. » assure la décharge complète du condensateur.

Butée temps mort

Pour éviter un chevauchement entre les impulsions d'amorçage et d'extinction un temps mort entre V_2 et V_3 doit être respecté. La BTM remplit ce rôle en décomptant le temps t_1 selon la fig. 29.

Autres configuration de gâchette

La fig. 32a montre un schéma synoptique de commande sans polarisation négative de gâchette. Dans ce cas, R_G peut être déterminée par l'équation (7). Le condensateur C_G entre gâchette et cathode améliore l'immunité au bruit.

La fig. 32 b, montre un schéma avec polarisation négative découplée par une résistance R_{GN} dont la valeur est donnée par l'équation (8). Il est également utile de brancher un condensateur en parallèle avec R_{GN} .

Conclusions

Cet article a considéré les différents aspects de la commande du GTO.

Toutes les caractéristiques principales du GTO sont fortement dépendantes des performances du circuit de commande de gâchette dont la conception est donc déterminante du bon fonctionnement d'un circuit à GTO.

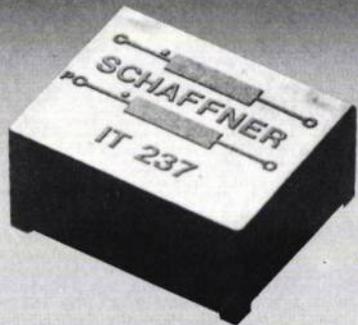
Les pertes de commande de gâchette du GTO sont inférieures à celles du transistor bipolaire de puissance égale, même en utilisant la commande à impulsions longues. Avec la commande à impulsions courtes, les pertes sont encore plus faibles, jusqu'à 2 kHz approximativement. Des circuits de commandes pour les deux types d'impulsions ont été développés par I.R. : le module à impulsions longues est déjà disponible et le module à impulsions courtes est en cours d'évaluation, Toutefois, avant d'implanter ou de concevoir une commande à impulsions courtes, tous les cas de fonctionnement et de défaut doivent être envisagés pour éviter un cas de figure tel que :

- baisse abrupte du courant de charge
- décrochage
- court-circuit de charge (avec fort di/dt dans un temps inférieur au temps de réponse des circuits de détection et d'amorçage).

par Akira Honda, *International Rectifier Japon*
adaptation en français :
par E.I. Carroll et J.M. Berland, *International Rectifier France*

Transformateurs d'impulsions

Excellente qualité garantie
par production robotisée



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

SCHAFFNER

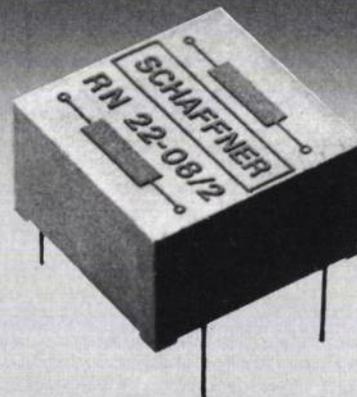
Schaffner S.A.
5, rue Michel Carré
F-95100 Argenteuil
Tél. 947.86.36, Télex 698 723



Bernard Bouvard
- votre interlocuteur

Série RN

Selfs d'antiparasitage pour
alimentations à découpage



- Haute atténuation
- Gamme de fréquence 10 kHz - 30 MHz
- Courant de 1 à 8 A

SCHAFFNER

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



Jean-Luc Dudouet
- votre interlocuteur



HITACHI[®]
A WORLD LEADER IN TECHNOLOGY



Nissei Sangyo[®]
SA FILIALE COMMERCIALE

VOUS PROPOSENT EN EXCLUSIVITE POUR L'EUROPE

SES **GTO**

Pour tous renseignements concernant
les circuits intégrés, transistors, GTO
contacter :

Nissei Sangyo

Tour Neptune cedex 20
92086 Paris La Défense
Tél. : (1) 776.41.05

Type Items	GFT 20B12	GFT 50B12	GFF 90B12	GFF 200E12	GFF 300E12	GFP 450B12	GFP 600B12	GFP 600C16	GFP 1000B25	GFP * 2000B25
Repetitive Peak Off state Voltage (V-DRXM)	1 200 V	1 200 V	1 200 V	1 200 V	1 200 V	1 200 V	1 200 V	1 600 V	2 500 V	2 500 V
Repetitive Controllable On state Current (ITCM)	20 A	50 A	90 A	200 A	300 A	450 A	600 A	600 A	1 000 A	2 000 A
RMS On state Current (IT (RMS))	7 A	18 A	30 A	70 A	100 A	220 A	220 A	270 A	400 A	800 A
Peak On state voltage (VTM) (max.)	3.0V	3.1V	2.8V	3.8V	2.8V	2.0V	2.1V	2.3V	2.3V	2.5 V
Gate turn on time (tgt) (Typical)	3 μs	3 μs	3 μs	3 μs	4 μs	4 μs	4 μs	5 μs	5 μs	5 μs
Gate turn off time (tgt) (Typical)	4.5 μs	4.5 μs	4.5 μs	4.5 μs	6 μs	11 μs	15 μs	15 μs	21 μs	35 μs
Package	TO-66	TO-3	TO-3 flat base	flat base	flat base	press pack	press pack	press pack	press pack	press pack

* new product

Onduleurs à transistors pour alimentation de secours

Les onduleurs à transistors 50, 60 ou 400 Hz intégrés dans des groupes de secours sont actuellement réalisables pour des puissances allant jusqu'à 20 kVA en monophasé et plus en triphasé.

La frontière entre l'utilisation des transistors de puissance et celle des thyristors de puissance se déplace vers les puissances élevées au fur et à mesure de l'apparition de nouveaux composants.

L'utilisation des transistors permet en effet de mettre à profit des techniques de suppression d'harmoniques jusqu'à des rangs très élevés dans les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion.

Auxilec présente ici le principe et les résultats obtenus pour des appareils monophasés allant jusqu'à 20 kVA.

Principe

Les onduleurs 50, 60, 400 Hz de cette gamme de puissance sont constitués de ponts complets en H à transistors-diode associés à un transformateur et à un filtre.

Méthode d'élimination des harmoniques :

Il est préférable d'éliminer les harmoniques de rang faible pour construire des filtres de petites dimensions.

Plusieurs méthodes ont été utilisées : la première du type synthétiseur à paliers fixes déphasables (ou encore appelés onduleurs polygonaux déphasables) supprime les harmoniques de rang faible par calcul de l'amplitude des paliers.

La seconde méthode du type PWM constitue une onde par addition d'impulsions de largeurs calculées de façon à supprimer le plus grand nombre d'harmoniques de rang faible (fig. 1).

Cette dernière permet la constitution d'une onde facile à filtrer avec des dimensions réduites.

Calcul des harmoniques en fonction du choix des angles.

Nous avons choisi un onduleur monophasé à trois niveaux créé par un pont complet dont la forme d'onde (fig. 1) est définie par n angles de commutation : $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n$.

Du fait de la symétrie de la forme d'onde, la tension de sortie ne possède pas d'harmonique de rang pair. L'expression des harmoniques résiduels est :

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \sin(n \omega t) d(\omega t)$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n \theta d \theta + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin n \theta d \theta + \dots + \int_{\theta_m}^{\pi/2} \sin n \theta d \theta \right]$$

$$a_n = \frac{4}{n \pi} \sum_{k=1}^m (-1)^{(k+1)} \cos n \theta_k$$

où $0 < \theta_1 < \theta_2 \dots \theta_m < \pi/2$.

Onduleurs à transistors

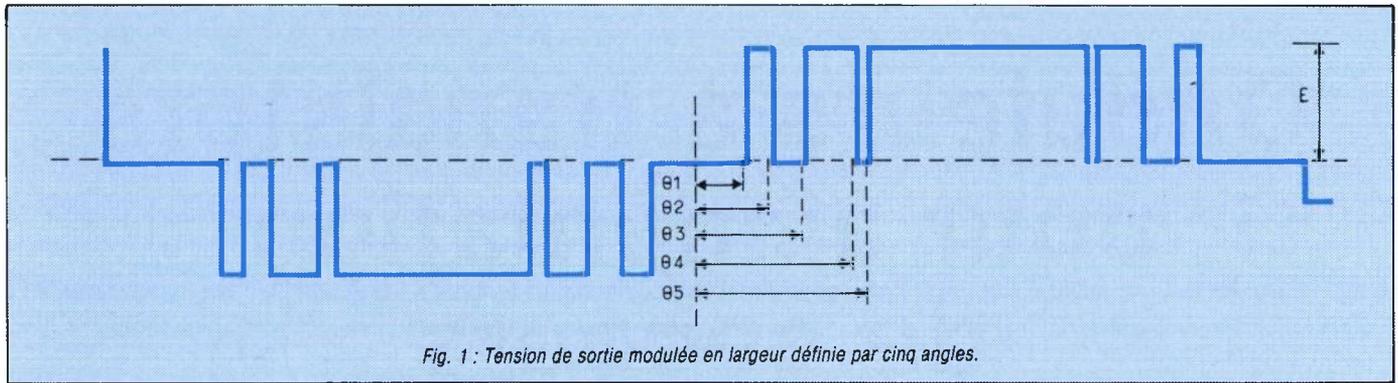


Fig. 1 : Tension de sortie modulée en largeur définie par cinq angles.

Les expressions du fondamental et ses harmoniques sont les suivantes :

$$H_1 = \frac{4E}{\pi} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 + \dots)$$

$$H_3 = \frac{4E}{3\pi} (\cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 + \cos 3\theta_3 - \dots)$$

$$H_5 = \frac{4E}{5\pi} (\cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3 + \dots)$$

$$H_n = \frac{4E}{n\pi} (\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2 + \cos n\theta_3 + \dots)$$

Résolution du système :

Nous avons en fait un système non linéaire de n équations à n inconnues (θ_1 à θ_n).

La nature transcendante de ces équations peut fournir des solutions multiples.

Nous avons résolu ce système avec une technique numérique de linéarisation.

La convergence des résultats a été facilitée en choisissant des valeurs initiales d'itération correspondant à une modulation linéaire des largeurs (tableau 1).

Le choix du type de modulation, donc le rang du 1^{er} harmonique à filtrer dépend de la rapidité des semi-conducteurs de puissance utilisés et de la fréquence du fondamental.

V_{AB}	$\theta_1 = 30^\circ$ Onde 2/3 - 1/3	$\theta_1 = 22^\circ 72$ $\theta_2 = 37^\circ 85$ $\theta_3 = 46^\circ 82$	Angles	
			exacts	approché
			$\theta_1 = 18^\circ 17$ $\theta_2 = 26^\circ 64$ $\theta_3 = 36^\circ 87$ $\theta_4 = 52^\circ 90$ $\theta_5 = 56^\circ 69$	$\theta_1 = 18^\circ$ $\theta_2 = 26^\circ$ $\theta_3 = 36^\circ$ $\theta_4 = 52^\circ$ $\theta_5 = 56^\circ$
H_3	—	—	—	0,3
H_5	20	—	—	0,2
H_7	14,3	—	—	0,8
H_9	—	18,7	—	0,7
H_{11}	9,1	20,1	—	2,1
H_{13}	7,7	6,9	18,3	14,8
H_{15}	—	22,7	21,9	23,7
H_{17}	5,9	6,5	8,6	3,5
H_{19}	5,3	10,8	22,8	22,6
H_{21}	—	4,9	7,4	9,9
H_{23}	4,3	4,9	1,2	2,0
H_{eff}/E	0,780	0,736	0,719	0,725
T_1	31,1	44,4	48,2	47,7
T_2	29,7	40,6	43,4	43,0

Tableau 1. — Valeurs des premiers harmoniques. (Angles exacts - Angles approchés).

Circuits de puissance

L'onduleur est constitué d'un pont en H à transistors diodes associés à un transformateur et un filtre de sortie de façon à fournir en sortie une onde sinusoïdale la plus pure possible isolée de la tension continue d'entrée (batterie-redresseur d'entrée).

Modules de puissance

Le pont en H est constitué de 4 modules de puissance : 2 hauts de pont et 2 bas de pont réalisés en associant les transistors Darlingtons ESM 1004D ou MJ 10101 à des diodes ESM 675 600.

L'appareil de 8 kVA de la figure 2 comporte deux transistors en parallèle soit une capacité de commutation de 200 A crête sous 300 V en contrainte maximale.

Pour simplifier les alimentations auxiliaires et l'interface avec les circuits de commande nous avons adopté une association transistors bipolaires - transistors MOS de puissance dont les commutations sont compatibles avec les largeurs minimales à commuter.

Les MOS de puissance (BUZ45) donnent au module de puissance un gain et une immunité difficile à obtenir uniquement avec des transistors bipolaires lorsqu'on commute au voisinage de centaines d'ampères.

Chaque module de puissance a été réalisé de façon à diminuer autant que possible les impédances de connexion avec des condensateurs C_1, C_2, C_3, C_4 . La photo n° 1 montre le coefficient de surtension ainsi

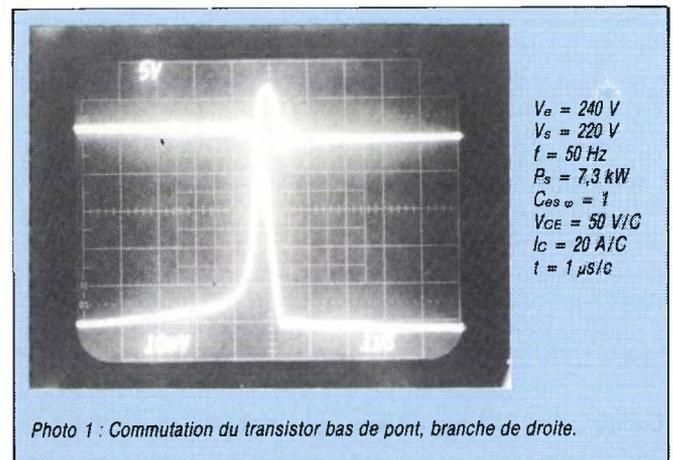


Photo 1 : Commutation du transistor bas de pont, branche de droite.

Onduleurs à transistors

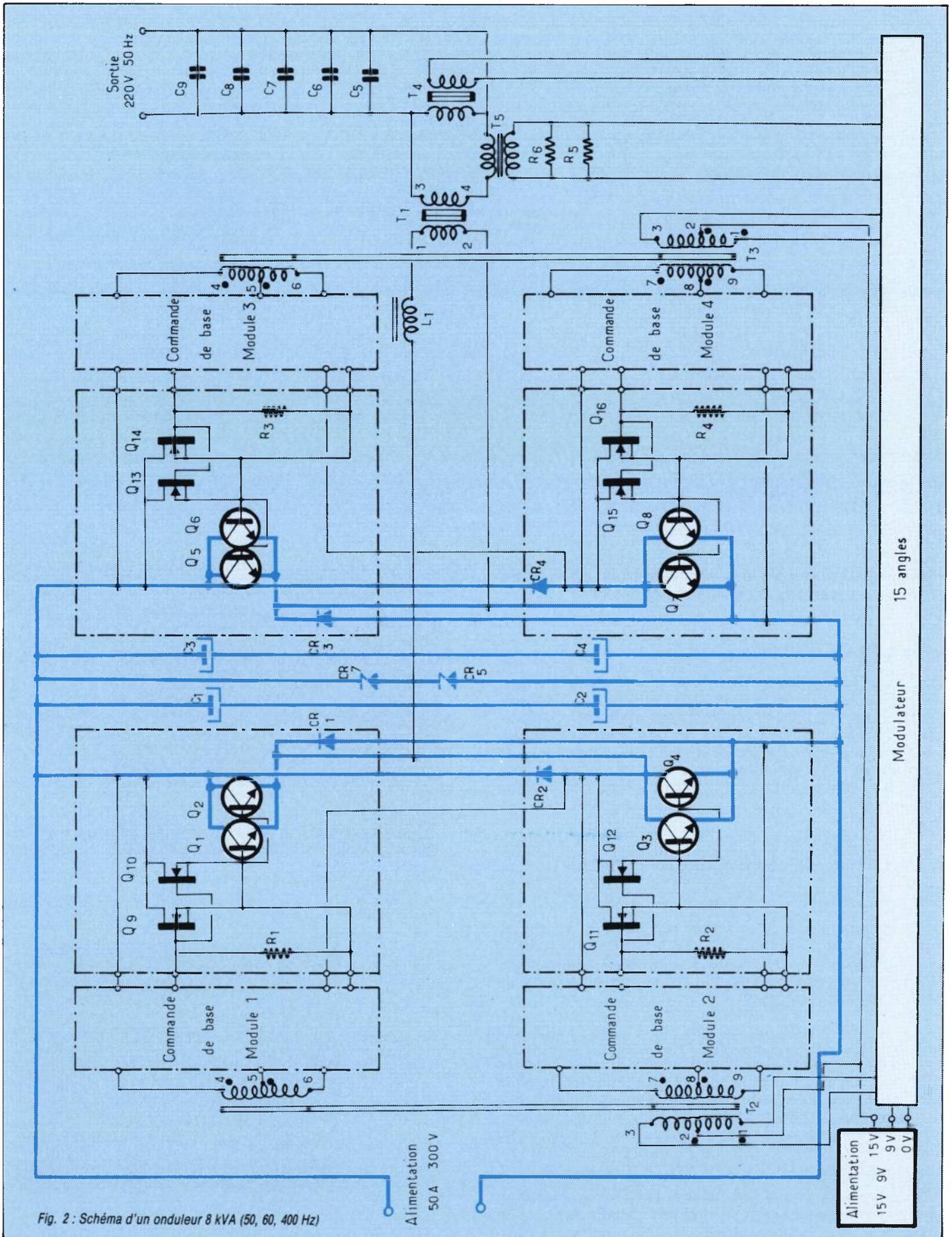
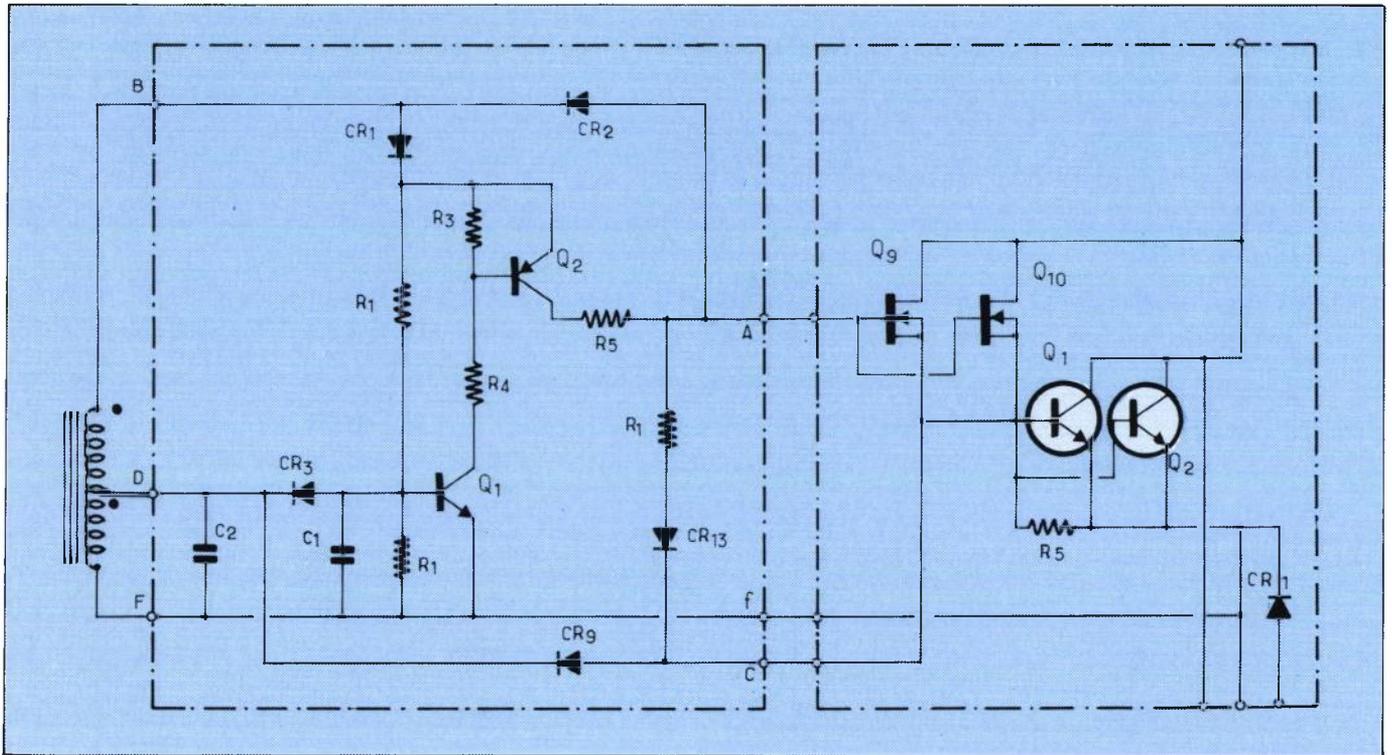


Fig. 2 : Schéma d'un onduleur 8 kVA (50, 60, 400 Hz)

Onduleurs à transistors



obtenu. Cela met en évidence l'intérêt de pouvoir disposer de modules de puissance intégrés.

Circuit de commande de base

Les impulsions de commande positive et négative de l'onduleur sont transmises aux modules de puissance de haut de pont et bas de pont par un transformateur d'impulsions à travers un circuit de commande de grille et base pour fournir la tension drain source au « on » des modules et extraire le courant I_{b2} au « off ». (figure 3)

Circuits de commandes de l'onduleur

La commande de l'onduleur est du type « modulation de largeur d'impulsions » (MLI). L'onde de tension avant filtrage est une onde à 3 niveaux comprenant 15 impulsions positives et 15 impulsions négatives de largeur variable (photo 2).

La régulation de la tension de sortie se fait par variation des largeurs de ces impulsions. Les rapports des largeurs des trente impulsions d'une alternance sont tels que les 13 premiers harmoniques impairs sont éliminés. Les harmoniques pairs sont éliminés par raison de symétrie de l'onde avant filtrage. Le premier harmonique non nul de l'onde avant filtrage est donc l'harmonique 29. Cet harmonique sera fortement atténué par le filtre L.C. (filtre du 2^e ordre).

Le circuit de commande est réalisé en numérique. Ce type de commande permet de définir les impulsions avec une grande précision. L'erreur sur les lar-

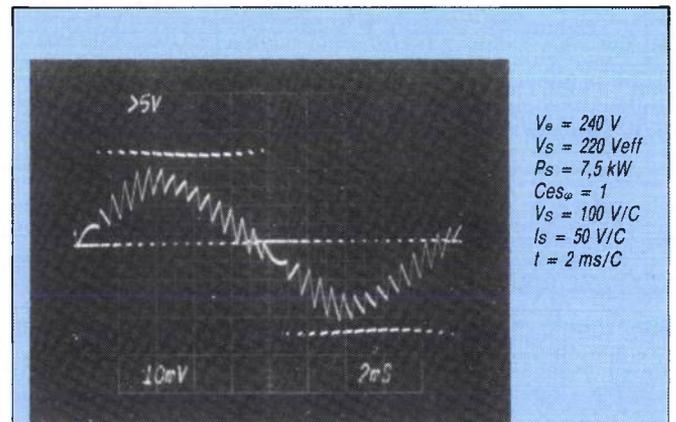


Photo 2 : Tension et courant avant filtrage.

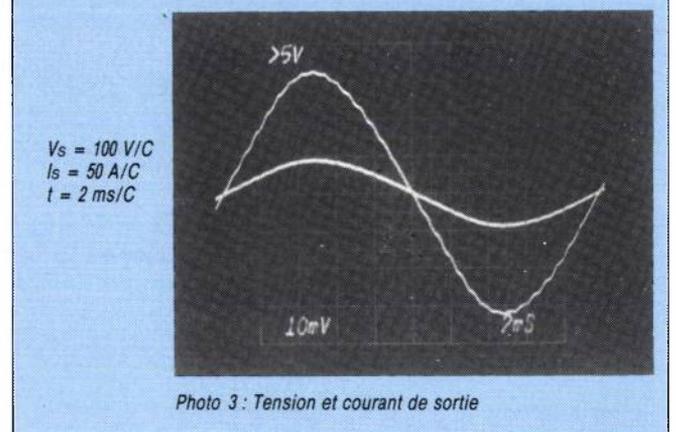


Photo 3 : Tension et courant de sortie

geurs des impulsions est essentiellement due au temps de commutation des transistors de puissance.

La logique de commande a été étudiée de telle façon que les quatre commutateurs de puissance commutent un même nombre de fois dans une période. Cette stratégie de commande a l'avantage de répartir les pertes par commutation sur les quatre commutateurs du pont de puissance.

Caractéristiques de sortie

Les appareils ainsi construits ont un rendement compris entre 90 % et 93 % selon le $\cos \varphi$ de la charge et la tension d'entrée (typ. = 92 % pour In et $\cos \varphi = 0,8$ à la tension d'entrée 240 V).

Le taux de distorsion après filtrage est inférieur à 5 % quelle que soit la tension d'entrée et la valeur de la charge (linéaire). La photo n° 2 montre la tension modulée en largeur à 15 angles et le courant correspondant dans la bobine du filtre de sortie à la charge nominale du groupe de 8 kVA 50 Hz.

La photo n° 3 montre l'onde de sortie après filtrage.

Conclusion :

Ainsi, un onduleur de 8 KVA à modulation de largeur à transistors est 3 fois plus petit qu'un onduleur à paliers fixes déphasables aux mêmes spécifications.

L'utilisation de transistors de puissance et des techniques numériques de contrôle permet la réalisation d'onduleurs (continu → 50, 60 ou 400 Hz) dont les encombrements sont du même ordre de grandeur que ceux des transformateurs redresseurs auxquels ils sont associés.

M. BINET - A. GALY
AUXILEC

Bibliographie

• **Patel et Hoft**

Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters Part. I - Part. II
IEEE IA Sep/Oct. 1974.

• **Nayak et Hoft**

Optimizing the PWM waveform of a thyristor inverter
IEEE IA Sep/Oct. 1975.

• **I.B. Huang et W.S. Lin**

Harmonic reducer in inverters by use of sinusoidal pulse width modulator
IEEE IE CI (Aug. 1980).

• **M. Binet**

Convertisseur 400 Hz à forte puissance massive
RGE Avr. 1978.



ELECTRONIQUE

NOUVEAU



série **DMM 17 watts**
moulée pour CI

- Encombrement : 83 x 69 x 31,5 mm
- Mono, double, tri sources
- Tension entrée : 187 V à 264 V eff. - 93 V à 132 V eff.
- Tension sortie : 5 V 2 A ± 12 V 0,3 A



série **ADMS 30 watts**

- Encombrement : 162 x 102 x 40 mm
- Mono, double, tri sources
- Tension entrée : 187 V à 264 V eff. - 93 V à 132 V eff.
- Tension sortie : 5 V 6 A ± 12 V 0,6 A



série **ADMS 50 watts**

- Encombrement : 200 x 107 x 55 mm
- Mono, double, multi sources
- Tension entrée : 187 V à 255 V eff. - 90 V à 127 V eff.
- Tension sortie : 5 V 6 A ± 12 V 0,6 A - 5 V 0,5 A



série **ADFE 30 watts**

- Encombrement : 160 x 100 x 40,3 mm
- Mono, double, tri sources
- Tension entrée : 187 V à 264 V eff. - 93 V à 132 V eff.
- Tension sortie : 5 V 6 A ± 12 V 0,5 A

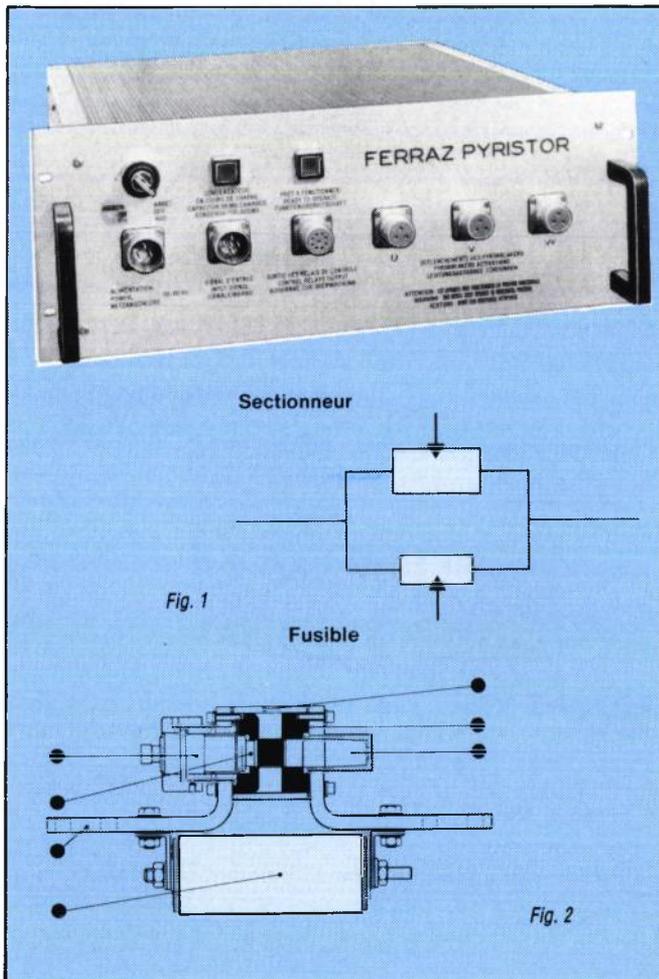
Pour tous renseignements : Direction Commerciale
M. BENCHETRIT - Tour Gamma B. - 193-197, rue de Bercy
75582 Paris cédex 12 - Télex : AGDELEC 212 242 F
Tél. : (1) 341.50.22

RAPPY - 575.37.52

Ferraz introduit la notion de protection pyrotechnique

La protection des équipements électroniques de forte puissance oblige à des choix délicats entre les dispositifs électroniques coûteux et les fusibles dont le temps de coupure limite l'efficacité.

Un dispositif pyrotechnique mis au point par Ferraz apporte une solution nouvelle.



Le besoin d'un nouvel appareil limiteur de courant, ultra-rapide, est apparu il y a quelques années aussi bien dans le domaine de la protection des convertisseurs statiques que dans celui de la distribution.

C'est le cas notamment de la protection des variateurs de vitesse à fréquence variable en moyenne tension où l'on utilise de nombreux thyristors en série et en parallèle. C'est également le cas de la protection des équipements où le pouvoir de court-circuit a dépassé le pouvoir de coupure des appareils de protection déjà installés.

Pour de tels problèmes de protection, il n'est guère réaliste, voire impossible, de concevoir une protection par fusible qui, avec plusieurs corps en parallèle, soit capable de supporter le courant permanent tout en assurant au I²t et au courant crête limité des valeurs suffisamment basses pour garantir la protection. Les disjoncteurs, par ailleurs, ne sont pas assez rapides.

Définition et description du Pyrobreaker et du système Pyristor

Définition

Composant du « système Pyristor » le Pyrobreaker ouvre le circuit à protéger avec une très grande vitesse.

Le système Pyristor est décrit dans le paragraphe 3.

Le Pyrobreaker est composé de 2 éléments (figure 1).

— un sectionneur à ouverture ultra-rapide utilisant un élément pyrotechnique.

— un fusible limiteur monté en parallèle avec le sectionneur.

Ces 2 éléments ne peuvent en aucun cas être séparés.

Rôle du sectionneur et du fusible

Le rôle du sectionneur est d'assurer le passage du courant permanent avec une très faible consommation de watts. N'étant toutefois, pas capable d'éteindre l'arc associé à l'interruption d'un courant, c'est le fusible qui contrôlera l'arc et absorbera toute l'énergie de coupure. Il fournira, en outre, une durée de préarc suffisante pour que le sectionneur construise une distance d'isolement afin d'éviter l'amorçage d'un arc.

Description (figure 2)

— moteur (1) = ce moteur contient la charge explosive et un détonateur.

Le détonateur est activé par une décharge électrique fournie par les autres composants du système Pyristor.

— Piston (2) = c'est une des pièces du moteur. Cette pièce est violemment propulsée par l'explosion à l'intérieur du moteur.

— pièce massive en cuivre (3) : C'est elle qui permet le passage du courant permanent. C'est une pièce monobloc obtenue par l'usinage d'une barre de cuivre.

Il n'y a donc pas, contrairement aux appareils traditionnels, de contacts sous pression ou par soudure.

— chambre de réception (4) = quand le piston cisaille le centre de la pièce en cuivre, un rondin est découpé et propulsé. Ce rondin pénètre et reste bloqué dans la chambre de réception dont la forme est conique.

— raccords en cuivre (5)

— une enveloppe (6)

— un fusible (7) : C'est un fusible ultra-rapide à très haut pouvoir de coupure. Ce fusible utilise la qualité et les techniques avancées des fusibles Protistor de la Sté Ferraz.

Description du système Pyristor (figure 3)

La figure 3 montre les 4 éléments du système Pyristor et leurs liaisons principales. Ces 4 éléments sont :

— **Pyrobreaker (1) :**

C'est l'élément qui va effectivement ouvrir le circuit à protéger. Sa mise en action nécessite la fourniture d'une décharge électrique.

— **Déclencheur (2) :**

C'est l'appareil qui fournit la décharge électrique au Pyrobreaker. C'est aussi cet appareil qui analyse en permanence le signal fourni par un appareil de mesure (le détecteur).

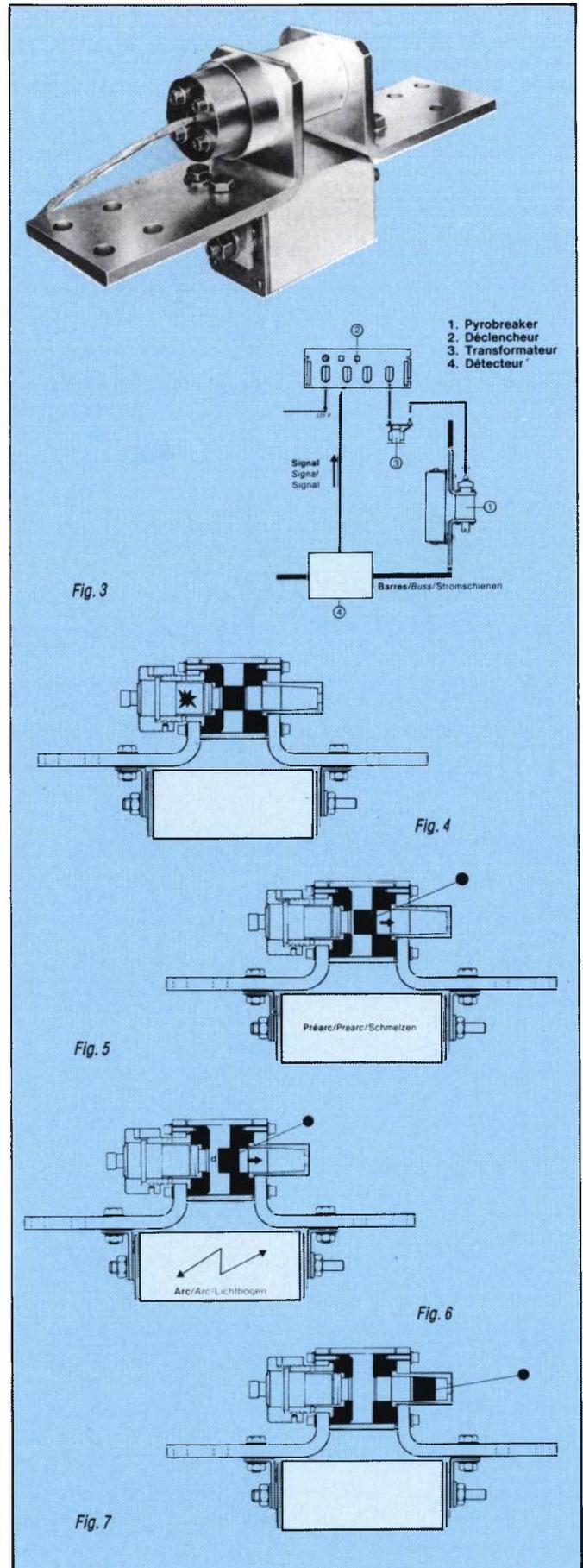
— **Transformateur d'impulsion (3) :**

C'est un transformateur dont le but est d'assurer l'isolement entre le Déclencheur et le Pyrobreaker, car le connecteur de ce dernier se trouve au potentiel du circuit à protéger.

— **Détecteur (4)**

C'est un appareil de mesure dont le résultat de la mesure est envoyé au Déclencheur.

Le Détecteur et le Déclencheur contrôlent ainsi en permanence au moins un paramètre du circuit ; il s'agit le plus souvent du courant et du di/dt .



Fonctionnement du système Pyristor et du Pyrobreaker

Le détecteur mesure en permanence la valeur d'un paramètre du circuit (par exemple le courant). Le déclencheur analyse en permanence le signal de mesure de ce détecteur et vérifie que la valeur du paramètre mesuré ne dépasse pas une grandeur choisie préalablement (signal de déclenchement).

Dès que le signal de déclenchement est atteint, le déclencheur envoie la décharge électrique qui provoquera la mise à feu du détonateur. Le Pyrobreaker entre alors en action pour ouvrir le circuit.

Les figures 4, 5, 6 et 7 montrent les principales étapes du fonctionnement du Pyrobreaker.

Explosion dans le moteur et cisaillement du rondin de cuivre (figure 4)

L'explosion se produit 5 μ s après le début de la décharge électrique fournie par le déclencheur. A ce moment, le piston commence son mouvement et cisaille le rondin de cuivre (8).

Les figures 5, 6 et 7 montrent le déplacement du rondin de cuivre jusque dans la chambre de réception où il restera bloqué.

Fin du déplacement du piston et préarc du fusible (figure 5)

Le déplacement du piston n'est que de 5 mm. Son rôle est uniquement de cisiller le rondin (8) et de le propulser.

Au moment où le piston cesse la propulsion, la vitesse du rondin est de 45 m/s.

A ce moment, le courant ne passe plus dans le sectionneur, mais dans le fusible. A la fin de la période de préarc du fusible, le courant est limité à la valeur I_C (courant crête) (voir figure 8).

Régime d'arc (figure 6)

Le rondin de cuivre à déjà parcouru une distance « d » au moment où l'arc commence dans le fusible. Cette distance « d » dépend de la durée du préarc puisque'elle doit être atteinte pour éviter l'amorçage d'un arc dans le sectionneur.

Fin du régime d'arc, ouverture totale du circuit (figure 7)

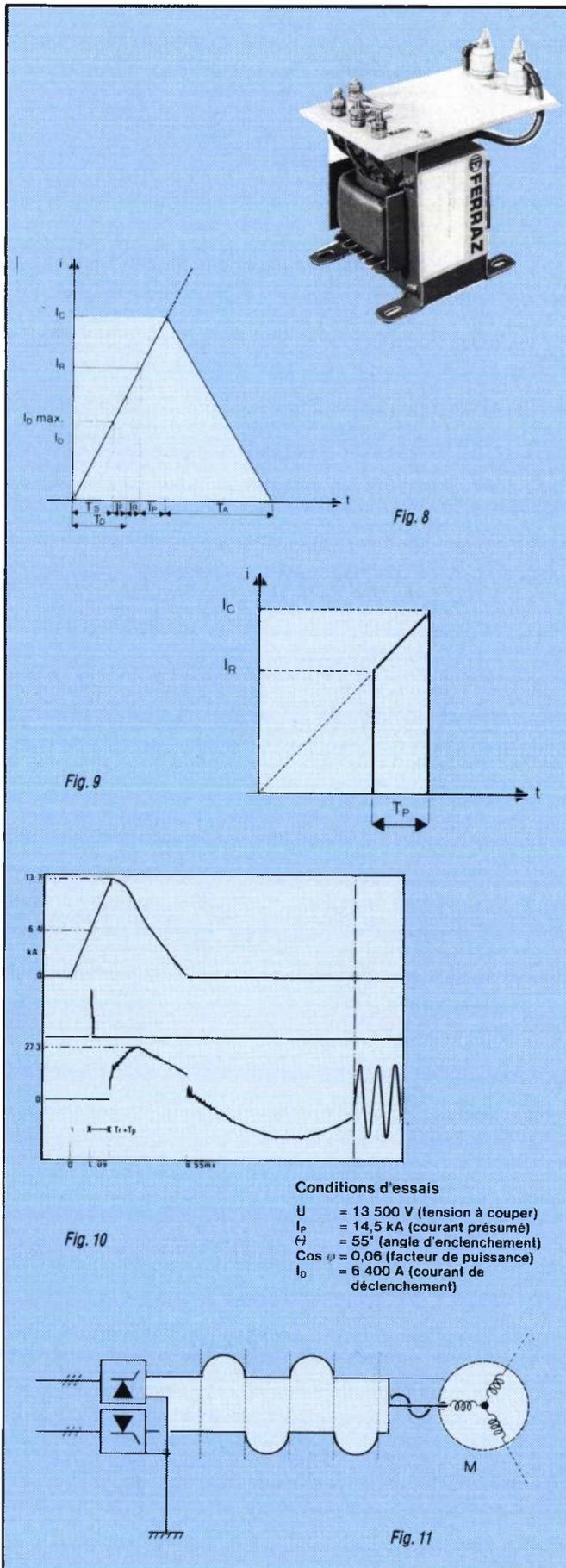
L'arc s'est développé dans le fusible qui a assuré seul l'extinction. A ce moment, le courant est descendu à la valeur zéro et le Pyrobreaker reste définitivement ouvert. On constate que le rondin de cuivre a terminé son déplacement et se trouve bloqué dans la chambre de réception.

Description détaillée de la limitation du courant (figure 8)

La figure 8 montre que l'interruption du courant s'effectue selon les 5 étapes suivantes :

T_s : durée nécessaire pour atteindre la valeur de déclenchement maximum, $I_d \max$, tolérance de mesure comprise. $I_d \max = 1,1 I_d$ si I_d est une valeur minimum.

T_f : durée nécessaire au déclencheur soit environ 50 microsecondes.



T_r : temps de réponse mécanique du Pyrobreaker.
 Cette durée provient de l'inertie du moteur et du temps nécessaire pour cisailer le rondin de cuivre, soit environ 100 μ s.

T_p : durée de préarc du fusible, soit quelques centaines de microsecondes.

T_a : durée d'arc du fusible, soit environ 5 ms ou moins.

Importance du fusible

Le fusible est prévu pour fournir :
 — une durée de préarc suffisante pour permettre au rondin de cuivre d'établir une distance d'isolement suffisante qui empêchera l'amorçage d'un arc dans le sectionneur.

— une chambre de coupure dont le volume et la longueur permettront l'absorption de toute l'énergie de coupure et l'extinction de l'arc.

La durée de préarc :

Le courant est dérivé dans le fusible dès la fin du cisailage dans le sectionneur. A ce moment, le courant atteint la valeur suivante (voir figure 8) :

$$T_r = 1.1 I_d + (T_f + T_r) \cdot di/dt$$

La figure 9 montre clairement que :

$$I_c - I_r = T_p \cdot di/dt$$

Ceci signifie que le I^2t de préarc (adiabatique puisque T_p aura une valeur de quelques centaines de microsecondes) doit avoir une valeur minimum K telle que :

$$K = \frac{T_p \cdot I_c^2 + I_n^2 + I_r I_c}{3}$$

$$3K$$

$$\text{soit : } T_p = \frac{3K}{I_c^2 + I_r^2 + I_r I_c}$$

Le fusible sera donc choisi à partir des valeurs de T_d , di/dt et la tension pour que T_p ait bien la valeur prédéterminée.

On constate alors que :

— si au cours de l'exploitation, le défaut à couper est conforme aux prévisions, le temps de préarc du fusible sera bien T_p .

— si le courant T_d est plus faible ou si le di/dt maximum du défaut est un peu plus faible que prévu, on aura une augmentation du temps de préarc. Ceci signifie que la distance d'isolement « d » dans le sectionneur sera plus grande que prévue, écartant ainsi tout danger de réamorçage.

— dans le cas contraire, si I_d ou di/dt sont plus élevés que prévu, il y aura diminution de la durée T_p et par conséquent, mauvais fonctionnement du Pyrobreaker.

Absorption de l'énergie de coupure :

Puisque le régime d'arc est totalement assuré par le fusible, l'énergie correspondante W_a devra être totalement absorbée dans la chambre du fusible. La valeur de W_a et la valeur de la tension d'utilisation sont prises en compte pour déterminer les dimensions du fusible.

$$W_a = \frac{1}{2} L I_c^2 + \int_{T_A} e(t) i(t) dt - \int_{T_A} R i^2(t) dt$$

avec L = inductance du circuit
 R = résistance du circuit
 $e(t)$ = tension de la source
 $i(t)$ = courant

I_c = valeur crête du courant limitée par le Pyrobreaker

T_A = durée de l'arc.

On obtient couramment pour W_a des valeurs de 10^6 joules et plus.

Quelques caractéristiques des Pyrobreakers

Les Pyrobreakers sont disponibles pour des tensions et courants variés. Il y a 6 modèles comme le montre le tableau 1. La très haute vitesse de limitation de ces appareils est mise en évidence par la durée ΔT qui s'écoule entre l'apparition du signal de déclenchement et le moment où le courant est limité à la valeur I_c .

A partir de la figure 8, on voit que

$$\Delta T = T_f + T_r + T_p$$

ΔT varie avec la tension d'utilisation. Le tableau 1 indique pour chaque modèle, la valeur de ΔT correspondante à la tension nominale et la valeur minimum de ΔT avec la tension d'utilisation correspondante.

Pour des tensions d'utilisation plus petites, la valeur de ΔT reste égale à cette valeur minimum.

TABLEAU 1

Tension nominale CA ou CC (Kv)	Courant nominal (kA)	ΔT μ s	Pertes en Watts au courant nominal (W)
2,5	2,6	260 μ s à 1,2 kV 400 μ s à 2,5 kV	120
2,5	4,5	300 μ s à 1,2 kV 440 μ s à 2,5 kV	220
2,5	8 en CA 10 en CC	330 μ s à 1,2 kV 560 μ s à 2,5 kV	320
7,2	4	480 μ s à 2,5 kV 1050 μ s à 7,2 kV	230
11	4	900 μ s à 6 kV 1500 μ s à 11 kV	230
20	3	530 μ s à 4,6 kV 1400 μ s à 20 kV	320

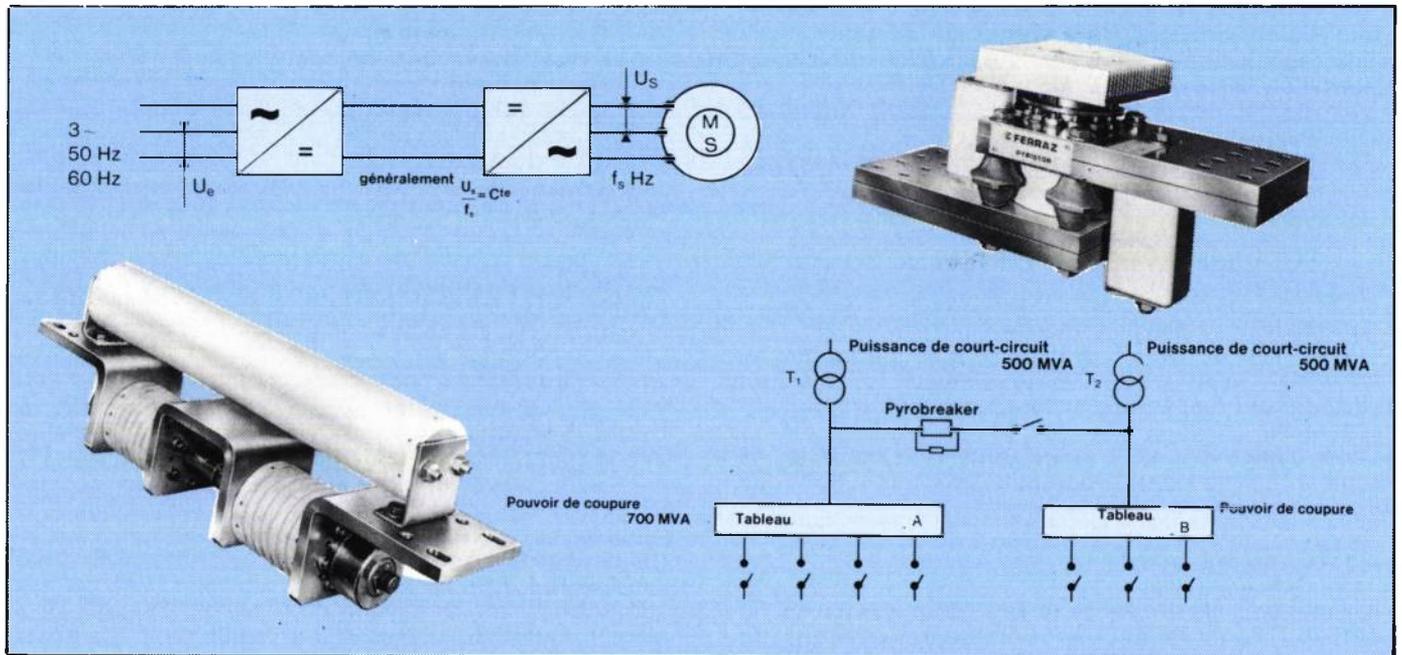
Pouvoir de coupure : (figure 10)

Le pouvoir de coupure est fonction de :

— en alternatif : F = la fréquence
 U = la valeur de la tension
 I_d = la valeur du courant de déclenchement ou la valeur du courant dans le circuit quand la valeur d'un autre paramètre de déclenchement est atteinte.

— en continu : L/R = Constante de temps
 I_d = La valeur du courant de déclenchement ou la valeur du courant dans le circuit quand la valeur d'un autre paramètre

Protection pyrotechnique



de déclenchement est atteinte.

Par exemple : le pouvoir de coupure du modèle 7200 V 4000 A est :
 220 kA à 50 Hz ou 180 kA à 60 Hz si $U = 7200$ V et $ID = 18\ 000$ A
 100 kA à 50 Hz ou 80 kA à 60 Hz si $U = 7200$ V et $ID = 27\ 000$ A

Oscillogramme (voir figure 10)

Applications et avantages offerts par les Pyrobreakers

Le Pyrobreaker est idéal pour la protection des équipements basse ou moyenne tension où circulent des courants permanents importants et où une très grande vitesse d'interruption est nécessaire en cas de défaut.

Applications :

On utilise les Pyrobreakers dans les convertisseurs statiques de courant de puissance et dans les systèmes de distribution électrique de puissance.

On trouve notamment des Pyrobreakers dans les équipements suivants :

— Electronique de puissance :

- Protection d'un redresseur simple : 1500 V - 3500 A
- Protection de redresseurs d'appoint : 300 V 23 000 A, 1000 V 10 000 A, etc.
- Protection de cycloconvertisseurs (figure 11) avec par exemple : 1500 V 2500 A dans les phases d'entrée.
- Protection de variateurs de vitesse à fréquence variable (fig. 12). Avec par exemple : 1500 V 3500 A, 10 000 V 2000 A, 16 000 V 15 000 A etc dans les phases d'entrée et de sortie.

— distribution électrique :

- Protection de tableaux de distribution alimentés par 2 sources couplées en parallèle. (figure 13).

- Protection d'installations où le pouvoir de coupure des disjoncteurs est devenu insuffisant.

Avantages techniques et financiers

- Le système Pyristor offre les avantages suivants :
- courant de déclenchement (ou autre paramètre) ajustable (en usine)
 - courants crêtes limités à des valeurs très basses
 - I^2t très faibles
 - faibles consommations de watts
 - pouvoir de coupure jusqu'à plusieurs centaines de kilo-ampères.
 - les dimensions des équipements et des composants sont diminuées puisque les contraintes provoquées par les courants crêtes et I^2t ont été réduites par le Pyrobreaker.
 - le Pyrobreaker évite le remplacement coûteux de disjoncteurs associés.
 - le Pyrobreaker évite l'utilisation de self de limitation
 - la consommation en watts de bobine de limitation déjà installées peut être considérablement réduite par des Pyrobreakers montés en parallèle.
 - dans un équipement neuf où il peut être nécessaire d'avoir des selfs de limitation, le Pyrobreaker permet de diminuer les dimensions de ces bobines et leur coût tout en diminuant la consommation en watts.

Conclusions

Le système Pyristor est une solution économique pour la protection des équipements de puissance. Il arrive quelquefois que ce soit la seule solution pour protéger les semiconducteurs dans des équipements utilisés dans le domaine de la moyenne tension.

C. MULERTT
 Ferraz

Réseau d'aide à la commutation d'ouverture avec peu de pertes

Afin de réduire les pertes d'un réseau d'aide à la commutation d'ouverture d'un transistor ou Darlington, Thomson Semiconducteurs propose un principe de récupération de l'énergie par réinjection à l'alimentation et échange à l'intérieur même du réseau.

Les réseaux d'aide à la commutation à l'ouverture ont 2 objectifs :

- Maintenir le transistor dans son aire de sécurité,
- Diminuer, pour le transistor, les pertes d'ouverture.

Pour réaliser cela, on place aux bornes (C - E) du transistor (ou darlington) un circuit qui est capable de stocker momentanément de l'énergie. Ce circuit permet de limiter la vitesse de remontée de la tension aux bornes du transistor.

Différents circuits permettent de réaliser cette fonction.

Le réseau d'aide à l'ouverture type RCD

Ce type de réseau, qui est le plus utilisé, est simple à mettre en œuvre. (Réf. c).

Il comprend un condensateur en série avec une diode aux bornes de laquelle une résistance est connectée en parallèle (figure 1).

Principe

A l'ouverture du transistor, le courant de la charge continue à travers la diode D_{ac} et charge le condensateur C.

La tension aux bornes du condensateur et donc aux bornes du transistor (à un seuil de diode près), s'élève progressivement. La valeur de la tension collecteur-émetteur (V_{CEoff}) au moment où le courant collecteur est voisin de zéro est donnée par la relation :

$$V_{CEoff} = \frac{I_{Cmax} \cdot t_f}{2C} \quad (1)$$

Lorsque le condensateur est chargé à la tension d'alimentation V_A , la diode de roue libre D_R devient conductrice et donc le courant s'arrête de circuler dans la diode D_{ac} du réseau d'aide à l'ouverture.

Cette interruption du courant dans la diode D_{ac} du

réseau d'aide est très rapide car le circuit $V_A - D_R - D_{ac} - C$ présente peu d'inductance.

Le condensateur reste chargé ; la décharge du condensateur s'effectue à la conduction suivante du transistor à travers la résistance R.

L'énergie perdue par cycle est donnée par la relation :

$$W = \frac{1}{2} C V_{max}^2 \quad (2)$$

La résistance R doit décharger complètement le condensateur C à la conduction suivante du transistor.

Le temps de décharge du condensateur doit être inférieur à la durée minimale de conduction du transistor fixée par le circuit électronique.

En règle générale, on calcule la valeur de R avec la relation suivante :

$$R = \frac{t_{on\ min}}{3 \text{ ou } 4 \times C} \quad (3)$$

Choix des composants

Le choix de la diode du réseau d'aide à l'ouverture est très important (figure 2).

Si la diode a un recouvrement brutal (diode appelée « snapp off »), des oscillations en tension peuvent apparaître aux bornes du transistor. Ces oscillations engendrent un courant capacitif à travers la capacité c - b

du transistor. (Réf. b).

Si ce courant est trop important, le circuit de blocage du transistor ne peut plus le dériver totalement de la jonction base émetteur et par suite il y a remise en conduction du transistor ce qui peut provoquer sa destruction.

Il faut donc utiliser des diodes qui ne présentent pas un comportement brutal au blocage (diodes « soft recovery »).

Le condensateur du réseau doit pouvoir supporter un courant efficace élevé et un fort gradient de potentiel. Ajoutons que le courant de charge est très élevé (le même que celui du transistor).

Aide à la Commutation

On choisit généralement des condensateurs à film polypropylène métallisé à armatures.
(Exemple : type PS de LCC)

Avantages et Inconvénients

Ce réseau est très simple à mettre en œuvre.

Son petit nombre de composants permet de placer la diode et le condensateur près du transistor à protéger, la résistance pouvant se situer un peu plus loin.

Le défaut spécifique de ce réseau se situe principalement dans la dissipation. Les pertes sont proportionnelles au carré de la tension et à la fréquence de fonctionnement, d'où une diminution notable du rendement électrique de l'équipement et des calories à évacuer, notamment à faibles charges.

C'est pourquoi on recherche de plus en plus à réaliser des réseaux d'aide à la commutation sans pertes.

Le réseau d'aide à la commutation d'ouverture sans pertes

Le principe du réseau sans pertes consiste à éviter que l'énergie emmagasinée dans le (ou les) condensateur limiteur de dV/dt soit perdue.

Plusieurs systèmes sont utilisés :

- Récupération de l'énergie pour réaliser des petites alimentations auxiliaires.
- Récupération de l'énergie par réinjection à l'alimentation.
- Echange d'énergie à l'intérieur même du réseau.

Le système que nous traiterons cumule l'échange d'énergie et la réinjection du réseau. (Réf. a).

Principe

— A la fermeture, l'énergie emmagasinée dans C_1 va charger C_2 à travers L , D_{ac2} et T .

— A l'ouverture, le courant I_C charge C_1 à travers D_{ac1} et décharge C_2 .

A l'ouverture, le courant I_L se divise en deux : une partie recharge C_1 à travers D_1 et l'autre partie « décharge » C_2 à travers D_{ac3} ; il y a donc réinjection dans l'alimentation (figure 4).

La valeur du V_{CEoff} est donnée par la relation :

$$V_{CEoff} = \frac{I_{Cmax} \cdot t_f}{2(C_1 + C_2)} \quad (4)$$

L'échange d'énergie entre C_1 et C_2 s'effectue avec un courant sinusoïdal.

La durée de l'échange est :

$$t = \pi \sqrt{L \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}} \quad (5)$$

Ce temps doit être inférieur à la durée minimale de conduction du transistor.

Le courant maximum de remise à zéro du réseau (courant d'échange) est donné par la relation suivante (en négligeant les seuils des composants ainsi que les résistances en série) :

$$I_m = \frac{0,785 (C_1 + C_2) V_{max}}{t} \quad (6)$$

Pour le transistor, à ce courant s'ajoute bien sûr celui de la charge.

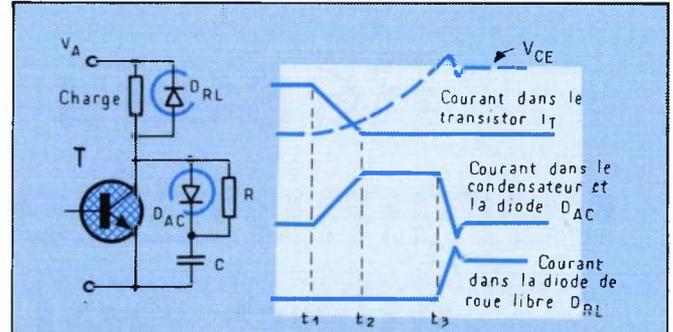


Figure 1 : Réseau d'aide à la commutation RCD. Pendant que le courant dans le transistor I_T décroît le courant dans la diode D_{ac} (et le condensateur C) croît. Le condensateur se charge jusqu'au temps t_2 . A cet instant, le courant de la charge passe dans la diode de roue libre D_{RL} et la diode du réseau d'aide à la commutation D_{ac} se bloque rapidement.

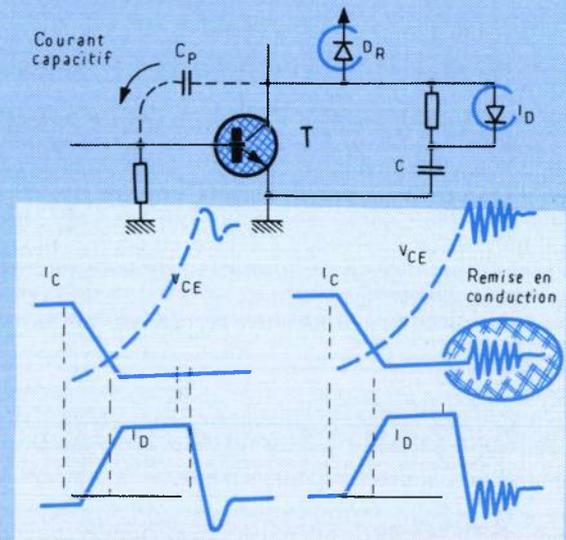


Figure 2 : Les dangers de remise en conduction des transistors. L'utilisation d'une diode à recouvrement brutal (à droite) peut engendrer des oscillations rapides au moment du blocage de la diode. Ces fronts de tension très raides ainsi provoqués peuvent entraîner une remise en conduction du transistor par l'intermédiaire de la capacité parasite collecteur-base. Ces remises en conduction entraînent souvent des destructions des transistors. L'utilisation de diodes à recouvrement progressif évite ces remises en conduction. (A gauche).

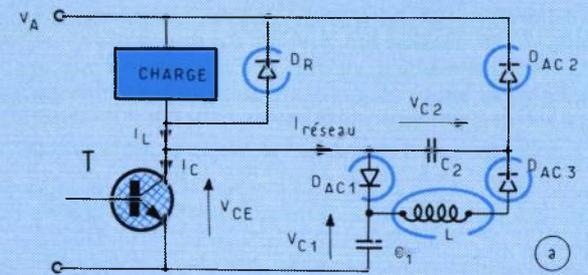


Figure 3 : Réseau d'aide à la commutation d'ouverture sans pertes.

Choix des composants

Les composants ne sont pas parfaits. La diode D_{ac3} (figure 3) qui assure l'échange d'énergie entre C_1 et C_2 laisse passer du courant inverse avant de se bloquer.

La durée de passage du courant inverse est fonction de la technologie de la diode et des conditions de commutation.

Pour une diode donnée, le courant inverse maximal (I_{RM}) sera très élevé si la vitesse de décroissance du courant dans la diode est importante, donc si la durée de l'échange d'énergie est faible (relation 5).

Ce courant inverse a plusieurs conséquences :

- A faible charge, il produit un courant inverse dans le transistor à protéger, d'où l'utilité de placer une diode en antiparallèle aux bornes de ce dernier (figure 4).

- Il recharge partiellement le condensateur C_1 (et décharge partiellement C_2).

- Il emmagasine de l'énergie dans l'inductance L . Cette énergie doit être évacuée sinon elle va provoquer des surtensions. Nous devons donc placer une diode (D_{ac4}) afin de vider l'inductance. Hélas, le courant traversant cette diode va encore contribuer à la recharge de C_1 (figure 4).

Avec la recharge partielle de C_1 , le réseau perd de son efficacité ; donc dans ce circuit, il est important de bien choisir la diode d'échange (D_{ac3}) qui doit être très rapide afin de réduire les phénomènes parasites cités plus haut. (Voir oscillogramme n° 5).

La valeur de l'inductance (L) doit être la plus grande possible (en tenant compte bien sûr des impératifs du circuit afin de diminuer la vitesse de décroissance du courant ($-di/dt$) dans la diode D_{ac3}).

Nous placerons une résistance (R) en parallèle sur la diode D_{ac1} afin de vider complètement le condensateur C_1 au moment de la mise en conduction du transistor (figure 4). Ceci augmentera les pertes du réseau mais elles seront petites devant celles du réseau RCD cité plus haut.

Les modifications du réseau sans perte se justifient quand la fréquence découpage est grande (ex. : 20 kHz) et que le temps minimal de conduction est petit, c'est-à-dire, que le réseau doit se remettre à zéro très rapidement et que les phénomènes parasites dus aux composants ne sont plus négligeables.

Les autres composants seront choisis de la même façon que ceux du réseau d'aide à l'ouverture RCD.

Avantages et inconvénients

Ce réseau est plus compliqué à mettre en œuvre que le type RCD mais il assure une amélioration notable du rendement, ce qui compense l'augmentation du nombre de composants.

Jean Barret

Thomson-Semiconducteurs

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Andreas BOEHRINGER und Helmut KNÖLL
Transistorschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen
RTZBd 100 (1979).
- [2] Jean BARRET
Retard, bruit, remise en conduction. Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie
THOMSON CSF - DSD - 1983
- [1] Jean-Marie PETER
Les réseaux d'aide à la commutation. Le transistor de puissance dans son environnement
THOMSON CSF - DSD - 1978.

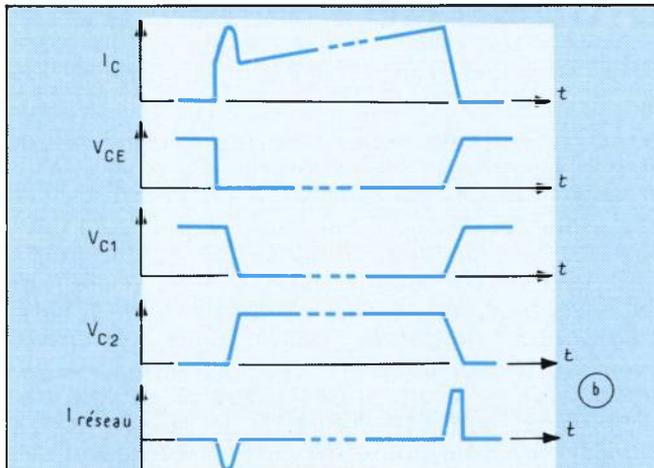


Figure 4 : Schéma complet d'un réseau d'aide avec faibles pertes.

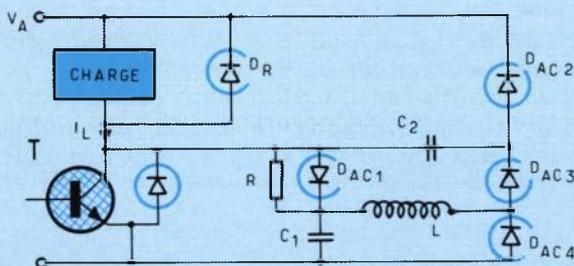
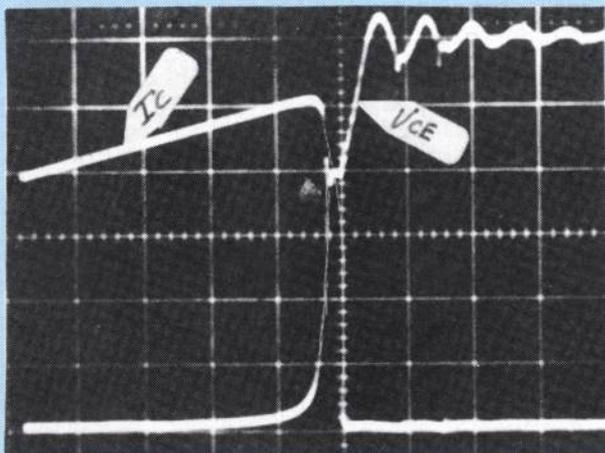
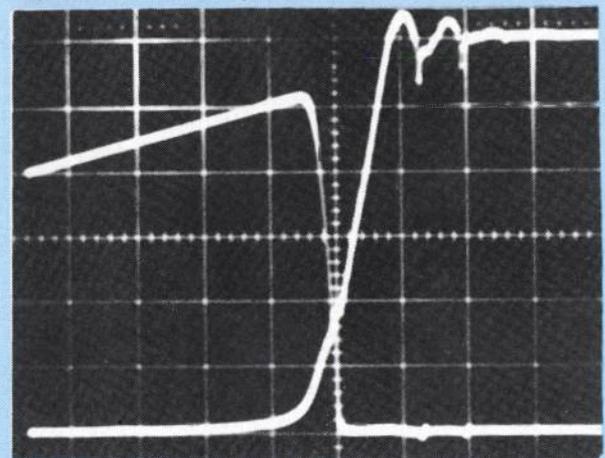


Figure 5 : Influence de la diode D_{ac3} .



5 a) : Réseau avec diode un peu lente.



5 b) : Réseau avec diode très rapide SS II Thomson.

LES FUSIBLES

SERIE ELECTRONIQUE

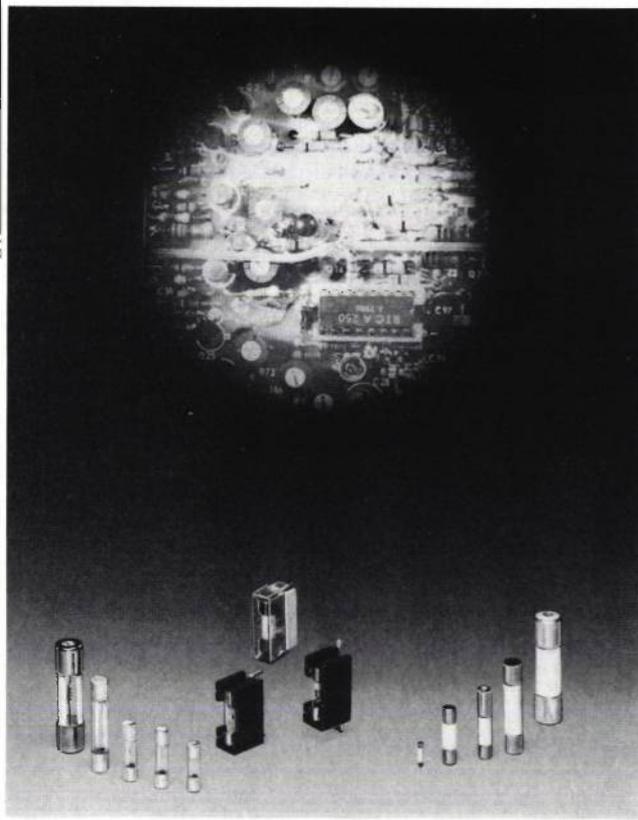
FERRAZ

Protection de :

- semi-conducteurs
- circuits imprimés
- lignes et moteurs
- électroménager
- instrumentation et appareils de mesure

De 10 mA à 30 A
et de 125 V à 10 kV

Demandez notre documentation en rappelant la Réf. 192



FERRAZ

BP. 3025-69391 LYON CEDEX 03
Tél. (7) 853.00.39 Télex 300 534

Diodes de Protection:

Le rôle d'une diode de protection est de limiter la tension aux bornes du dispositif à protéger, en cas de surcharge accidentelle. Les accidents (surtension atmosphérique, commutation sur les réseaux, défauts des équipements) sont définis par des normes; mais le fait de dimensionner une diode de protection à partir d'une norme ne garantit pas toujours une bonne sécurité. Dans certains cas, des surcharges accidentelles bien supérieures à celles des normes peuvent détruire la diode de protection. L'utilisateur peut admettre cette destruction due à un accident exceptionnel, mais il cherche alors une « sécurité absolue », c'est-à-dire, que l'équipement peut s'arrêter, mais en aucun cas il ne doit être détruit. La diode de protection doit donc rester en court circuit après la surcharge.

Pour ses diodes de protection dites « Transil » Thomson Semiconducteurs a ainsi été amené à définir deux paramètres en I^2t et intensité de court-circuit qui garantissent cette sécurité absolue.

Comportement en surcharge

Si une surcharge en courant dépasse la limite I_{pp} spécifiée pour la diode de protection, celle-ci peut être détruite.

— La destruction commence *toujours* par un court-circuit anode-cathode.

— Si la diode est traversée ensuite par un courant très important, les connexions peuvent fondre et se volatiliser; la diode devient un circuit ouvert.

De nombreux essais ont été effectués au Laboratoire de Caractérisation de Thomson Semiconducteurs avec des générateurs de courant (entre 3 et 1 800 A) pour déterminer les limites au-dessous desquelles l'utilisateur serait sûr que la diode resterait en court-circuit après la destruction de la pastille de silicium. Le résultat de ces essais est donné figures 1 et 2.

La figure 1 donne la grandeur I^2t pour des durées d'impulsions inférieures à la seconde.

La figure 2 donne le courant de court-circuit permanent I_{CP} .

On constate que les diodes testées supportent de très fortes surcharges transitoires. A titre d'exemple, une diode en boîtier plastique (DO 27, CB 429) supporte un « I^2t » de 16000 A² sec, c'est-à-dire, plus que la pastille d'un thyristor 150 A ! Ceci est dû à la technologie particulière utilisée avec pastille de silicium montée entre deux pistons de très forte capacité thermique. En régime permanent par contre les possibilités sont voisines de celles des diodes ayant le même boîtier.

Conséquences pratiques

Surcharges impulsives non répétitives

En régime impulsif (durée < 1 seconde) la tenue électromécanique du boîtier est nettement supérieure à celle de la pastille de silicium (figure 1).

Comment assurer la « sécurité absolue »

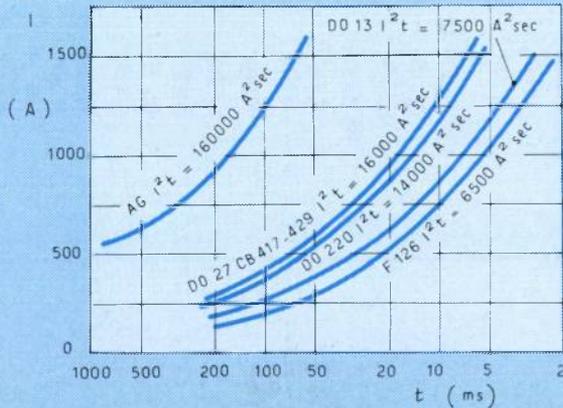


Figure 1. Limite de courant qui n'entraîne pas la mise en circuit ouvert d'une diode de protection. Par analogie avec les fusibles, ces limites peuvent être caractérisées dans l'intervalle 10 μ s et 1 s par la grandeur I^2t (A^2sec).

Si on prend, à titre d'exemple, les diodes en boîtier DO 27, CB 429 de la série « 1,5 kW », les spécifications des valeurs limites V_{CC} et I_{pp} définissent un « I^2t » pour la pastille de silicium compris entre 0,1 (haute tension) et 15 A^2sec . (basse tension). Pour le boîtier cette grandeur « I^2t » est de 16 000 A^2sec soit *mille fois* plus élevée.

Le risque de voir une diode Transil se mettre en circuit ouvert après une surcharge impulsionnelle est donc dans la pratique négligeable. Les données de la figure 1 permettent au concepteur de vérifier qu'il est dans le cas de la « sécurité absolue. »

Diodes de protection derrière une source de tension

Après la surcharge dépassant la limite I_{pp} la diode dont la pastille de silicium a été détruite est soumise à un courant.

$$I_{CP} = \frac{V}{Z}$$

Dans beaucoup de cas ce courant peut conduire à la destruction des contacts de la diode c'est-à-dire à un circuit ouvert qui peut avoir des conséquences catastrophiques.

Pour éviter ceci il faut rajouter un interrupteur K qui coupe le circuit après le défaut. Cet interrupteur peut être un fusible ou un contacteur et les éléments donnés dans la figure 1 et 2 permettent au concepteur de déterminer le fusible (ou le contacteur) qui coupera le circuit avant que la diode ne se mette en circuit ouvert (figure 3).

Boîtiers	F 126	DO 13	DO 27 CB 417 CB 429	DO 220	AG
I_{CP} (A)	3	3,5	4,5	6,5	5

Figure 2 : Limite du courant efficace permanent I_{CP} ne conduisant pas à l'ouverture d'une diode de protection préalablement détruite par une surcharge excédant la limite I_{pp} .

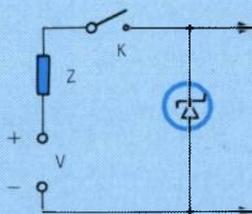


Figure 3 : L'interrupteur K coupe le circuit en cas de défaut évitant ainsi la destruction des contacts de la diode et sa mise en circuit ouvert.

M. RAULT
Thomson Semiconducteurs

Avec Electronique Actualités

Partez à la découverte de l'électronique japonaise

Du 28 septembre
au 7 octobre 1984

10 JOURS AU JAPON

21 575 F *

* par personne en chambre double

comprenant
• Aller/retour
• Hôtel
• Visites
• Interprète



Comment les japonais fabriquent-ils les composants électroniques d'aujourd'hui et préparent-ils les composants de demain ? Deux questions fondamentales auxquelles bon nombre d'utilisateurs, de concepteurs et d'acheteurs de composants électroniques ou de systèmes souhaiteraient pouvoir apporter une réponse.

AEROVOYAGES, organisateur de voyages professionnels, organise avec la collaboration du TTI (Technology Transfert Institute) et le concours d'ELECTRONIQUE ACTUALITES, un voyage d'étude au Japon du 28 septembre au 7 octobre 1984.

Au cours de ce voyage et à travers les thèmes abordés, un grand nombre de réponses sera apporté dans le domaine des circuits intégrés, hybrides, afficheurs, condensateurs.

Après les visites d'entreprises japonaises fabriquant ces catégories de produits (visites projetées : NEC, HITACHI, TOSHIBA, MITSUBISHI, SHARP, SANYO, NIPPON CHEMICAL CONDENSER et d'autres), la visite d'une unité de montage de composants (notamment une usine d'assemblage de magnétoscopes), d'un institut de recherche, la rencontre avec des personnalités de l'électronique et la visite de la plus importante manifestation (JAPAN ELECTRONIC SHOW) permettront aux participants d'apprécier au plus juste la technologie japonaise et ses applications industrielles et commerciales.

L'Ile de KYUSHU, surnommée à juste titre « Silicon Island » et TOKYO constitueront les deux pôles d'où rayonneront les voyageurs à la découverte de l'électronique japonaise.

PRIX

- 21 575 F TTC par personne en chambre double
- 23 355 F TTC par personne en chambre individuelle
- 18 000 F TTC pour les accompagnants

Ces prix comprennent les transports aériens, les breakfasts, les transferts aéroport-gare, les hôtels, les interprètes, les visites et les taxes.

Transport aérien assuré par

AIR FRANCE

Pour obtenir le programme détaillé de ce voyage, retournez le bon ci-dessous à :

AEROVOYAGES
INTERNATIONAL

12, rue Vignon - 75009 PARIS Tél. (1) 742:42.33

NOM Prénom.....
Adresse
Tél. souhaite obtenir
de plus amples informations concernant le voyage
« Partez à la découverte de l'électronique japonaise »

Numérique contre analogique: la guerre est finie.

La nouvelle Série Fluke 70.

Incorporant un affichage à la fois numérique et analogique, ces appareils représentent une association imbattable.

Les utilisateurs d'appareils numériques peuvent à présent obtenir la résolution supplémentaire d'un affichage à cristaux liquides de 3200 points.

Alors que ceux des multimètres analogiques ont à leur disposition un affichage analogique leur permettant de procéder rapidement à des vérifications visuelles de continuité, de maxima, de minima et de variations.

Avec, en plus, une simplicité d'emploi sans pareille, la sélection automatique et instantanée de gamme, une durée de vie de plus de 2000 heures pour la pile et une garantie de 3 ans.

Le tout dans un même multimètre.

Vous avez le choix entre trois modèles. Le Fluke 73, le plus simple. Le Fluke 75 offrant des caractéristiques intéressantes. Ou le Fluke 77, modèle de luxe accompagné de son étui protecteur à usages multiples et doté de la fonction exclusive Touch Hold (brevetée) qui lui permet de mesurer et de conserver les mesures, puis d'émettre un signal sonore pour vous en informer.

Fabriqués aux Etats-Unis et de construction robuste signée Fluke ces modèles résistent aux conditions d'utilisation les plus difficiles, à des prix défiant véritablement toute concurrence.

Demandez donc l'adresse du distributeur le plus proche de votre localité.

PRÉSENTÉ PAR LE CHAMPION DU
MONDE DES MULTIMÈTRES
NUMÉRIQUES.



Fluke 73

Fluke 75

Fluke 77

Affichage analogique-numérique	Affichage analogique-numérique	Affichage analogique-numérique
Volts, ohms, 10 A, essai de diode	Volts, ohms, 10 A, mA, test de diode	Volts, ohms, 10 A, mA, test de diode
Sélection automatique de gamme	Continuité indiquée par signal sonore	Continuité indiquée par signal sonore
Précision nominale des tensions continue: 0,7%	Sélection automatique de gamme avec verrouillage	Fonction Touch Hold
Durée de vie de la pile: plus de 2000 heures	Précision nominale des tensions continues: 0,5%	Sélection automatique de gamme avec verrouillage
Garantie 3 ans	Durée de vie de la pile: plus de 2000 heures	Précision nominale des tensions continues: 0,3%
	Garantie de 3 ans	Durée de vie de la pile: plus de 2000 heures
		Garantie de 3 ans
		Étui à usages multiples

FLUKE

MB ELECTRONIQUE

606, r. Fourny, ZI Centre, BP 31, 78530 Buc
Tél.: (3) 956 81 31 - Télex: MB 695414



Aix-en-Provence (42) 51 90 30
Lyon (78) 76 04 74

Rennes (99) 53 72 72
Toulouse (61) 63 89 38

Appariement des MOS pour leur mise en parallèle Match power MOSFET parameters for optimum parallel operation

Certaines propriétés des MOS permettent leur utilisation en association parallèle sans ballast ni détecteur de courant ou circuit de commande. Cependant pour obtenir des performances optimisées, il est important de comprendre comment apparier les FET.

Les MOS de puissance ne nécessitent pas de « derating » de second claquage. Le coefficient de température positif de la résistance passante contribue naturellement à la bonne répartition du courant dans les transistors associés en parallèle ; il ne faut cependant pas surestimer cette propriété. La répartition de courant s'effectue uniquement en fonction de la différence de température de jonction entre les transistors à haute et basse résistance passante. Il faut s'efforcer d'obtenir la plus faible température de jonction pour le transistor le plus chaud en réalisant un couplage thermique serré des transistors montés en parallèle (T_j max. influe directement sur la fiabilité du système).

L'étude de la répartition de courant en fonctionnement dynamique ne doit pas être limitée aux courants d'ouverture et fermeture mais doit également porter sur le courant crête provoqué par les impulsions étroites et sur le fonctionnement à cycle de travail court.

Des circuits de commande efficaces contribuent également à la bonne répartition du courant.

La répartition du courant est liée aux réponses aux questions suivantes :

Quels sont les paramètres du système qui influent sur la répartition dynamique du courant ?

— Dans quelle mesure ces paramètres doivent-ils être appariés pour obtenir une répartition de courant correcte ?

— Comment intervient la vitesse de commutation sur la répartition dynamique du courant ?

— Quelle est l'importance de la topologie du circuit ?

La transconductance, le seuil de tension grille-source, la capacité d'entrée et la résistance passante sont des paramètres déterminants de la répartition du courant.

Les courbes de transconductance (relation entre courant drain et tension grille-source) permettent de prévoir avec précision la répartition du courant. En pratique la comparaison des courants de drain max. à $V_{gs(th)}$ est suffisante.

Un circuit de test dynamique est proposé, et l'attention est portée sur la nécessité d'éviter toute inductance parasite dans le circuit de drain et dans la résistance de charge, inductances qui risqueraient de limiter le temps de montée du courant et de masquer ainsi le temps de commutation réel du transistor.

Dans les cas de commutation sur charge résistive à vitesse faible, l'appariage influe peu sur la sécurité de fonctionnement.

Le fonctionnement aux vitesses de commutation élevées améliore la répartition dynamique du courant .

Dans ce mode de fonctionnement, les inductances parasites jouent également un rôle prépondérant. Le déséquilibre de courant en fonctionnement sur charge

inductive ne nécessite qu'un faible « derating » et, là encore, la symétrie des inductances de câblage est de prime importance .

Aux vitesses de commutation élevées, de faibles différences de longueur des fils peuvent influencer sur les performances de commutation des transistors.

Un déséquilibre de ces inductances dans le circuit de source est particulièrement préjudiciable.

Un autre point important est l'appariage des impédances des circuits de commande de grille, car un déséquilibre de ces impédances peut être la cause de charges synchrones et de charges non synchrones des capacités d'entrée, amenant les transistors à amorcer leur commutation à des temps différents.

Aux vitesses de commutation élevées, si les impédances de source sont égales, elles tendent à égaliser les temps de montée et de descente du courant dans chacun des drains.

A cause de leur impédance d'entrée élevée, et de leur bon comportement en haute fréquence, les MOS peuvent osciller (cf EP2) à des fréquences supérieures à 100 MHz. En l'absence de résistance de grille individuelle, un circuit à Q élevé est constitué permettant l'entrée en oscillation de l'ensemble ; cependant pour un fonctionnement à vitesse élevée la valeur des résistances de découplage de grille doit être aussi faible que possible. Dans la pratique une valeur comprise entre 20 et 50 Ω est satisfaisante.

EDN Février

Alimentations (Power supply)

La croissance du marché Européen de l'électronique entraîne une demande également croissante pour des alimentations satisfaisant aux normes internationales de sécurité et de rayonnement.

L'article répond aux questions suivantes : A quelles normes : VDE, IEC, BSI, les alimentations doivent-elles satisfaire ? avec quel degré de sévérité doivent-elles être homologuées ? quelle en est l'incidence sur les performances et les coûts ?

EDN Avril

Régulation de moteur asynchrone

Ce papier, basé sur les formules théoriques données dans un précédent article du même auteur « convertisseur à tension d'entrée constante (ME avril), présente l'étude et la réalisation pratique d'un convertisseur à tension d'entrée constante, assurant l'alimentation et la régulation de vitesse d'un moteur de petite puissance.

Les résultats expérimentaux sont conformes aux prévisions de l'analyse théorique.

Mondo Electronico
Juin 1984

Nouvelles tendances dans la conception des alimentations à découpage

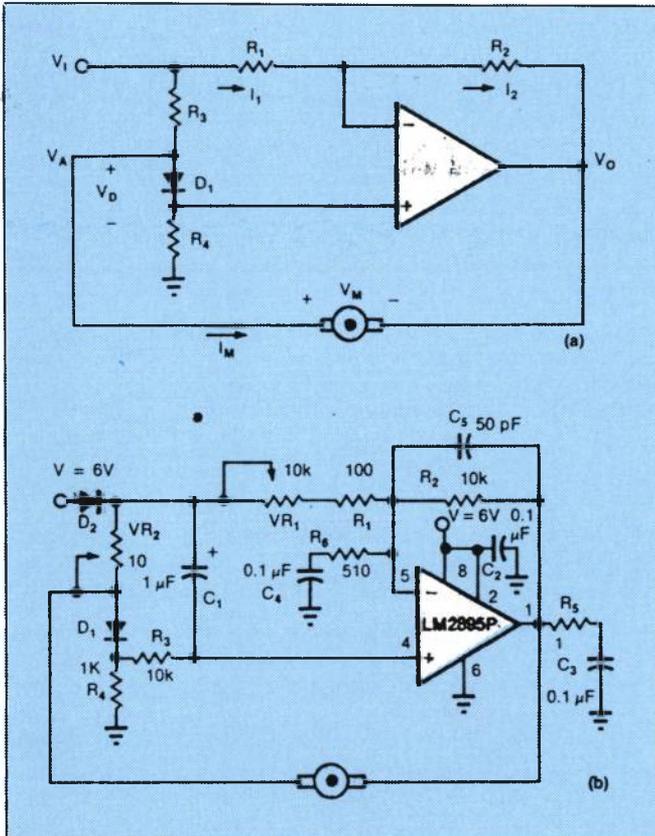
L'apparition de nouveaux dispositifs semiconducteurs de puissance (MOS - GTO etc.) et la nécessité d'obtenir de plus grande puissance d'alimentation à faible bruit ont conduit, non seulement au développement de nouvelles configurations de convertisseurs continu/continu, mais également à l'utilisation de topologies dont l'usage était autrefois restreint aux fréquences basses par les limites propres des composants de commutation de puissance.

Après avoir comparé les performances des convertisseurs sinusoïdaux et à résonance, l'auteur analyse le convertisseur de Cuk.

Mondo Electronico
Juin 1984

Contrôle de vitesse sans capteur

Un circuit original (figure 1a) permet d'effectuer une régulation de vitesse sans faire appel à un capteur. Sa force contre-électromotrice (E_c) et le courant du moteur (I_M) étant respectivement proportionnels à la vitesse et au couple ; si on maintient E_c constante aux bornes du moteur, la vitesse de ce dernier est également constante.



La tension E_c est maintenue constante malgré les variations de charge par une compensation de la tension d'alimentation du moteur. La tension de jonction V_D de la diode D_1 qui est polarisée à un niveau relativement constant par R_4 , sert de source de référence. L'utilisation d'une diode de référence de précision améliore la stabilité en température. Le rapport R_2/R_1 détermine la vitesse du moteur et la résistance R_3 est choisie en fonction de la résistance du moteur pour optimiser les performances de l'asservissement.

La diode en série avec la ligne d'alimentation (figure 1b) est nécessitée par les caractéristiques d'entrée en mode commun du LM 2895 P, inférieures de 1 V à la tension d'alimentations. R_3 et C_1 assurent le filtrage nécessaire à la diode de référence D_1 . Afin de maintenir la stabilité du circuit la boucle de réaction, R_2 , R_6 , C_4 , C_5 fixe à 20 environ le gain en alternatif. Les réglages optimaux de VR_1 et VR_2 varient en fonction des paramètres du moteur. Dans le processus de mise au point, VR_1 est réglé de telle sorte que la vitesse du moteur soit légèrement inférieure à la valeur désirée. Ensuite VR_2 est réglé pour qu'une augmentation sensible du couple de charge n'entraîne qu'une faible réduction de la vitesse du moteur. En raison de leur interaction, les réglages de VR_1 et VR_2 doivent être repris successivement.

Extrait de *Audio-Amp-based driver circuits simplify motor-speed-control tasks*

Optimiser les performances des hacheurs en choisissant bien les condensateurs. Careful capacitor selection optimizes switcher performance.

L'utilisation de fréquences dépassant 100 kHz dans les hacheurs nécessite une attention accrue dans le choix des condensateurs des filtres d'entrée et de sortie. L'accent est mis sur les imperfections des condensateurs électrolytiques tant sur le plan de leurs possibilités en forts courants que sur celui de leur relativement forte résistance-équivalente série — ainsi que sur leur inaptitude à accepter de forts courants d'ondulation.

Pour les condensateurs à film plastique, le choix du diélectrique doit être fait en considérant essentiellement le facteur de dissipation. Bien que les facteurs de dissipation du polypropylène et du polycarbonate soient dans un rapport de 1 à 6, la différence de résistance équivalente série de deux condensateurs de 20 μF réalisés chacun avec l'un de ces films est inférieure à 0,3 m Ω . Les condensateurs au polycarbonate grâce à leur constante diélectrique 30 % supérieure à celle du polypropylène permettant une réduction de volume.

D'autres critères interviennent tels que température d'utilisation et coût.

EDN 19 avril

NOUVEAU

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

Il est effectivement possible, maintenant, de s'abonner à
Electronique de Puissance seule.

Dans ce but, remplissez le formulaire ci-dessous et renvoyez-le
avec votre règlement à :

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

Veuillez enregistrer mon abonnement à
Electronique de Puissance
pour une durée de un an soit, 5 numéros, au prix de :
France : 250 F TVA 4 % incluse
Etranger : 290 FF.

Nom :

Société :

Adresse :

.....

Code Postal

Ville

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 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

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

KRP = PUISSANCE

**ALIMENTATIONS STABILISEES
ET CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU**

KRP.France
3, av. Maréchal Devaux
91150 PARAY-VIEILLE-POSTE

Tél. (1) 687.23.23
Télex 201718

DE 0 à 2500 W



JCB

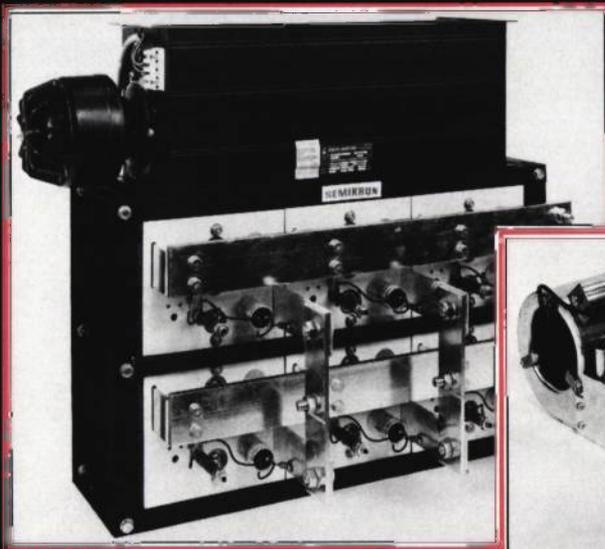
DIODES



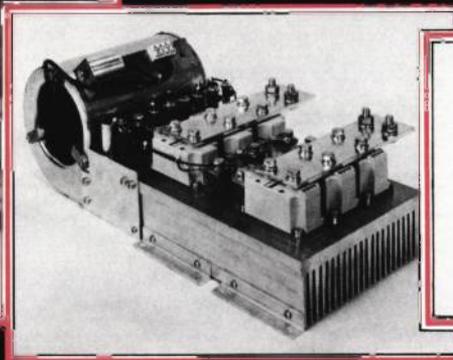
SEMIKRON

Fabrications Électroniques et Mécaniques

THYRISTORS



**Montages redresseurs
de puissance de 10 à 10.000 A
standard ou à la demande**



**Une équipe d'ingénieurs à votre service
Étude - devis - fabrication - livraison très rapides**

130, route de Cormeilles - 78501 Sartrouville - Tél. (3) 915.10.09 + - Télex semikro 698 054 F

LE REGIME SILICONIX UNE BONNE ALIMENTATION



Siliconix
l'innovation technologique

Le modulateur de largeur d'impulsion à dead time réduit qui fait de l'alimentation à 400 KHz une réalité.

Des alimentations à découpage plus rapides, plus compactes et plus performantes.

En abaissant le «dead time» de notre nouveau PWM 125 à seulement 100ns, (valeur inégalée par aucun produit similaire), nous vous offrons une plus large plage de régulation du courant de sortie. Mais cela signifie aussi une meilleure efficacité. L'utilisation de notre PWM 125 en conjonction avec nos transistors MOSPOWER permet d'atteindre une fréquence de découpage de 400 KHz ou plus. C'est donc une réduction drastique en dimensions poids et coûts des éléments magnétiques et capacitifs.

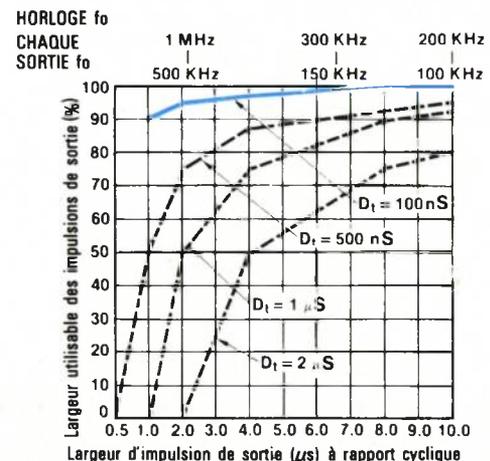
Un circuit complet mais flexible.

Parce que le PWM 125 contient toute la circuiterie logique nécessaire, il ne vous faut ajouter que nos transistors MOSPOWER, les redresseurs et le filtre de sortie. Cependant, il vous procure une grande flexibilité en acceptant des fonctions de contrôle externes, telles que la variation de la fréquence, l'asservissement de plusieurs circuits ensemble ou la synchronisation sur une horloge. Et bien d'autres possibilités sont offertes par notre PWM 125, dont le démarrage progressif moyennant l'adjonction d'une capacité externe.

Pour plus d'information, contactez-nous.

SILICONIX - Centre commercial de l'Echat Place de l'Europe 94019 Créteil Cédex
Tél. : (1) 377 07 87 - Télex : 230 389

EFFET DU DEADTIME SUR LA GAMME D'IMPULSION DE SORTIE



Comparé aux circuits PWM typiques qui offrent des deadtimes minimums de 500 ns, le PWM 125 SILICONIX procure un deadtime de 100 ns. Ce deadtime plus bas accroît la plage de régulation à des vitesses plus élevées.