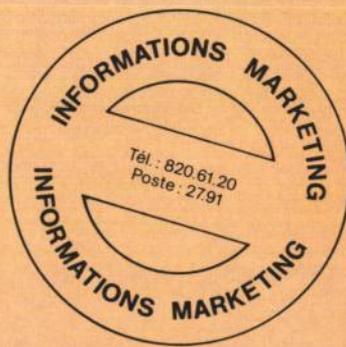


électronique de **PUISSANCE**

3





La clé d'un meilleur rendement

R_{DSon}

30mΩ

En électronique, il est difficile de supprimer les pertes, on peut les réduire, les minimiser. Par exemple, en utilisant des **transistors SIPMOS** avec leur faible résistance, série R_{DSon} et qui ne requièrent qu'une faible puissance de commande et de commutation.

Avec une valeur R_{DSon} de seulement 30 mΩ, le BUZ 15 est actuellement le mieux placé pour les applications suivantes:

- commutateur de puissance pour alimentations sur batterie; par ex.: moteur de véhicules électriques
- commutateur rapide pour transistors bipolaires de puissance
- régulateurs de puissance dans des alimentations solaires photovoltaïques
- convertisseur d'énergie électrique

et dans toute application qui nécessite un rendement élevé.



Les transistors SIPMOS (Siemens Power MOS) ont une vitesse de commutation élevée et fonctionnent jusque dans la plage des kilowatts. Ils présentent une stabilité thermique inaccoutumée et ne connaissent pas de second claquage.

Le programme de fabrication comprend actuellement plus de 60 types avec des tensions inverses allant de 50 à 1000 V.

Pour tout renseignement, veuillez écrire ou téléphoner à:
Siemens S.A. Div. Composants
BP 109 - 93203 Saint-Denis
Cedex 01 (1) 820-61-20
Mot-clef «SIPMOS»





En couverture

Les fabricants de condensateurs ont développé des produits spécifiques pour l'électronique de puissance ; quelques-uns d'entre eux aimablement prêtés par WEC, Radiotechnique et Thomson LCC ont servi de thème à Michel Mathieu pour illustrer la couverture d'Electronique de Puissance.

Affaires à suivre 3

Vie professionnelle

- **TEXET FRANCE : début de production** 5
- **Fairchild s'intéresse à nouveau au marché de la puissance** 6
- **SGS a investi 40 M\$ en 3 ans en puissance** 7
- **GE croit beaucoup en son « IGT »** 9
- **GE échantillonne ses premiers MOS de puissance** 11

Produits nouveaux

- **Motorola prépare sa 4^e génération de transistors** 13
- **10 modules Semipack à base de Darlington** 14
- **RTC développe des MOS compatibles IR** 14
- **Sélections des produits** 16
- **Des GTO 2 500 V/500 A chez IR d'ici septembre 1984** ... 21

Techniques d'aujourd'hui

- **Les diodes rapides : comment en optimiser le choix**, par J. M. Peters, *Thomson-CSF* 23
- **Pour se rapprocher du commutateur idéal : naissance du concept MOS-BIP-MOS**, par J.L. Berry, *LAAS Toulouse* 29
- **Quelques principes d'utilisation du GTO**, par A. Dolbachtian et A. Papoular, *RTC La Radiotechnique-Compelec* 34
- **Variateurs à transistors pour moteurs auto-synchrones**, par M. Binet et P. Thibaud, *Auxilec* 43
- **Conception d'une alimentation à découpage pour fonctionnement à ultra-basse température**, par Dr. R. Blanchard, *Siliconix Inc* et R. Severns *Lockeed Corp.* adapté par C. Alemany, *Siliconix Sarl* .. 48

Applications

- **Savoir choisir son fusible** par M. R. Deshayes, *L. Ferraz et Cie* 57

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 Goerke - Glenferness Av. 4 - Bournemouth, Dorset - Tél. (0202) 763.719.

Prix de vente au numéro : 60 F

ABONNEMENTS

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

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-LEVAULT - Nancy
Le directeur de la Publication
Pierre SCHAEFFER

Dépôt légal Février 1984 - Editeur n° 909
Commission paritaire n° 6556.

CELDIS

actualités

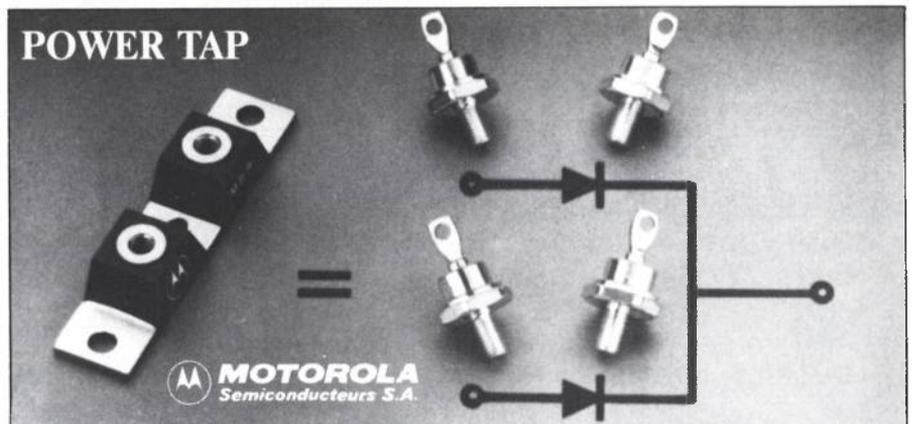
MOTOROLA VOTRE ALLIÉ EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

MOTOROLA
premier fabricant mondial de transistors de puissance
possède une gamme complète de composants
pour vous aider à réaliser
votre électronique de puissance

SWITCHMODE III : Ic 5 A à
30 A - BVCES 850 V à 1500 V -
TFI 50 ns à 80 ns - Boîtiers TO3 -
TO220 - TO218 (TO3P)
*MJ16020/22 série TO3
Ic 30 A - BVCES 850 V -
TFI 50 ns
*MJH16012 - TO218
Ic 10 A - BVCES 1500 V -
TFI 50 ns

TMOS (MOS de puissance)
200 produits sont disponibles
Canal N ou P
BVDSS 50 V à 1000 V
Courant 0,35 A à 50 A
Boîtiers TO3 - TO220 - TO218
*MTH8N35 - Canal N TO218
Ic 8 A - BVDSS 350 V

Diodes Schottky - diodes
ULTRA FAST RECOVERY
(UFR)



* Nouveau boîtier POWER TAP
Io 100 A à 300 A
Voltage 30 V à 45 V (Schottky)
400 V (UFR)

Linéaires : circuits de contrôle et
protection pour alimentations à
découpage
TL494 - 78S40 - MC3424 -
MC3426 - MC34060 à 34063

Régulateur de tension TL431

SMART POWER - nouvelle
technologie alliant CMOS +
bipolaire

* Régulateur de tension MPC100
série Ic 8 A à 10 A - Vout 5 V à
15 V - Boîtier TO3 - TO218

* Nouveau

Nom
Fonction
Société
Adresse
Tél. :
désire recevoir une documentation détaillée.
MEP



Immeuble Kennedy
15, av. Foch - 54000 Nancy
Tél. : (8) 341.26.01 - Téléc : 850 676

AU SERVICE DE VOTRE SUCCÈS

53, rue Charles-Frérôt
94257 Gentilly Cedex
Tél. : (1) 546.13.13 - Téléc : 200 485

Unitrode Corporation a conclu un accord pour l'acquisition de Power General Corporation. Cet agrément est soumis à l'accord des possesseurs d'actions de Power General et à celui des autorités. Cette transaction est présentée comme un groupement d'intérêts — Les ventes de P.G. se sont élevées à 12,7 M \$ l'année dernière sur un marché dont la croissance est d'environ 30 % an — Pour la première moitié de l'année fiscale les bénéfices d'Unitrode ont été de 7,1 M\$ pour un CA de 65,6 M\$.

L'ensemble des activités industrielles et commerciales pour les alimentations de Thomson CSF est désormais regroupé dans sa filiale AEA qui continue la gamme des produits anciennement Saphymo et AEA, et développe des produits nouveaux.

Avec le désir de devenir le leader européen de GTO très grande puissance (jusqu'à 4 500 V/2 000 A), dont elle estime le marché à 2 millions de £ en 1987, MEDL investit 2 millions de £ dans un programme de développement couvrant une période de trois ans. Aux dires de la société, une première gamme de produits devrait être proposée dans le premier trimestre 84 et trois autres au cours de l'année.

Tokyo Sanyo Electric aurait introduit au Japon 33 diodes Schottky dont certaines capables de supporter 220V. Nous ne disposons pour l'instant d'aucune de leurs caractéristiques. Ces diodes feraient appel à une structure planar et à une technologie similaire à celle employée par la société pour ses transistors 1500V, avec anneau de garde et utilisation d'un film de protection déposé en LPCVD. La production devrait atteindre un million de pièces par mois à partir de mai pour passer à 3 millions d'ici la fin de l'année.

L'Agence française pour la maîtrise de l'énergie fait un appel d'offre dans le cadre d'applications nouvelles des générateurs photovoltaïques. Parmi les domaines d'application mentionnés figure l'électronique de puissance, à l'exclusion des chargeurs de batterie.

Des subventions éventuellement remboursables ne dépassant pas 50 % du coût total pourrait être accordées aux projets retenus. Les demandes de dossier doivent être adressées à M. Michel Barlaud, Agence française pour l'énergie, route des Lucioles 06565 Valbonne Cedex et les propositions doivent lui parvenir avant le 15 mars.

Le LETI a mis au point un capteur d'intensité basé sur la rotation de la polarisation de la lumière parcourant une fibre optique soumise à l'influence d'un champ magnétique induit par un courant. Parmi les avantages de ce capteur, l'insensibilité aux parasites électromagnétiques, la large bande passante, les très fortes intensités admissibles et l'isolation galvanique.

CALENDRIER

Février 1984

● 22-24 International Solid-State Circuit Conference (ISSCC 84)

San Francisco Hotel, San Francisco, CA (Lewis Winner, 301 Almeria Ave, Coral Gables, FL 33134, 305/446-8193)

● 23 Basic IC Technology

Boston, MA (Pat Furscello, ICE, 15022 N. 75th St., Scottsdale AZ 85260, 602/998-9780)

Mars 1984

● 27-2 mars Electrex 84. Centre des expositions, Birmingham. Angleterre.

Desmond Cavanagh, Cavanagh Associates, 10, Vaughan Road, Harpenden, Herts AL5 4ED. Téléphone : Harpenden (05827) 68219. Téléfax : Harpenden (05827) 68210.

● 1 Journée Interconnexion France-Angleterre, organisée par la SEE à l'Ecole Supérieure d'Electricité à Gif-sur-Yvette.

Renseignements complémentaires auprès de : M. Maury (Président de la Section 15) : tél. : 764.79.51 et M. Lacoste (Président de la Section 12) : tél. : 765.38.38.

● 19-21 1984 Control of Power Systems Conference and Exposition

Mayriad Convention Center, Okla-

homa City, OK (E.R. Lamb, P.O. Box 321, Oklahoma City, OK 73101, 405/272-3497)

Avril 1984

● 4-11 Foire de Hanovre. RFA

Rens. : Compagnie Commerciale Continentale, 16 rue Vezelay 75008 Paris. Tél. (1) 563.68.81

● 9-12 POWERCON 84

Loew's Anatole Hotel, Dallas, TX (Ronald Birdsall, Power Concepts, Inc., P.O. Box 5226, Ventura, CA 93003, 805/656-1890)

● 17-18 Séminaire Compatibilité électromagnétique.

Organise par Eaton-Alltech. Renseignements : Melle Zaragaza. Tél. : (3) 915.26.27.

● 24-26 National Engineering Electromagnetic Compatibility Symposium.

Hyatt Regency, San Antonio, TX (Melvin J. Johnson, Southwest Research Institute, P.O. Drawer 28510, San Antonio, TX 78284, 512/684-5111)

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)

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)

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

Novembre 1984

● 13-17 ELECTRONICA

Munich Messegelände.

Décembre 1984/1984

● 10-12 IEEE International Electron Devices Meeting

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

BIBLIOGRAPHIE

Actes du colloque sur la Compatibilité Electromagnétique

Le CNET vient d'éditer les actes de la demi-journée ISM du 2^e Colloque National sur la Compatibilité Electromagnétique qui s'est tenu à Trégastel le 3 juin dernier. (ISM signifie appareils conçus pour produire et utiliser de l'énergie radio-électrique à des fins industrielles, scientifiques, médicales, domestiques ou analogues, à l'exclusion de tout usage de télécommunication). Renseignements : (1) 638.44.42.

Power supply design séminar Unitrode

Ce manuel édité à l'occasion du séminaire organisé par Unitrode, dans une première partie traite : des circuits dits de base utilisés dans les alimentations à découpage, des boucles de contre-réaction des filtres, des dispositifs, de compensation.

La deuxième partie est consacrée aux produits spécifiques proposés par Unitrode.

Enfin l'ouvrage aborde de façon pratique les effets des inductances de fuite, la conception des alimentations à résonance série, l'influence des effets thermiques sur la fiabilité, les circuits de commande, la conception des alimentations flyback.

Compatibilité électromagnétique

Presses polytechniques romandes.
Mircea Ianovici - Jean-Jacques Morf
600 pages

Ce recueil rassemble les notes des cours donnés par les enseignants des cours supérieurs sur la compatibilité électromagnétique à l'Ecole Polytechnique de Lausanne en 1983.

Une particularité de cette bible de la CEM, les textes ont été conservés dans la langue d'origine et 40 des 600 pages sont en allemand.

Catalogue Sipmos

Siemens France SA
BP 109 93209 Saint-Denis Cedex 1

Le catalogue Sipmos publié par Siemens couvre les transistors faibles signaux et les transistors de puissance de cette technologie, soit environ 75 produits. 25 pages sur les 380 que comporte ce catalogue sont consacrées aux définitions des symboles, et informations techniques générales.

Manuel « Ferrites doux » de la RTC

RTC vient de publier l'édition 1983 de son manuel « ferrites doux » qui compte cette année 323 pages. En dehors des caractéristiques détaillées des ferrites produites par la société, cet ouvrage fournit des conseils sur le choix des convertisseurs et des ferrites qui doivent leur être associées.

TEXET FRANCE : début de production



Vue de l'usine Texet.

La société Texet, créée en 1982 à l'initiative d'investisseurs français, commence à produire ses premiers semiconducteurs de puissance. Pour l'instant, il s'agit de produits MOS et bipolaires discrets classiques. Mais des MOS de hautes performances devraient bientôt être introduits de même que des circuits intégrés de puissance multitechnologies.

L'usine de *Texet S.A.* à St-Michel-sur-Meurthe a commencé ses fabrications de transistors en boîtiers TO 220 et TO 3.

Rappelons que la Société franco-américaine *Texet* a pour vocation la fabrication en France de semiconducteurs de puissance qu'ils soient discrets, intégrés, bipolaires, MOS, ou multitechnologies.

La société mère *Texet Corp.* dont le président est M. Oschner ancien président de *Texas Instruments* et détenue au niveau de 65 % par un groupe d'investisseurs français animés par *Paribas*, les 35 % restant appartenant à un groupe de technicien américain transfuges de grandes sociétés d'électronique US.

La société *Texet S.A.* société française est filiale à 100 % de *Texet Corp* sa direction est assurée par M. de la Brunière qui est également administrateur de *Texet Corp.*

Texet Corp. dispose d'une usine à Allen au Texas pour laquelle le conseil municipal de la

ville de Allen a consenti un prêt bonnifié de 7,5 M\$.

Texet S.A. pour sa part a construit dans les Vosges une usine à St-Michel-sur-Meurthe représentant un investissement de 23 MF, auquel les pouvoirs publics ont participé par le biais notamment du CIALA (Comité International des Aides et Localisations d'Activités). L'investissement sur 5 ans serait de 100 MF. Les effectifs, 22 personnes aujourd'hui devraient atteindre 300 personnes en 1986.

Dans un premier temps les plaquettes sont réalisées par *Texet Corp.* aux USA ; leur production en France devrait être effective dans deux ans.

Les MOSFET de *Texet* appelés TRIMOS (le nom est identique et la structure voisine de celle des dispositifs de RTC) seront réalisés sur des tranches de silicium de 6 pouces en technologie verticale, les puces de géométrie triangulaire permettant, selon la société et pour des tensions de l'ordre de 50 V une augmentation de densité de plus de 13 % par

rapport aux cellules carrées ou hexagonales ; la densité resterait encore supérieure à 5 % pour des tensions de 500 V. La puce sera active même sous les thermocompressions, technique qu'emploie déjà Siemens par exemple pour ses produits avancés. Selon *Texet*, ses procédés originaux de fabrication permettraient de réduire capacité et résistance ON tout en atteignant des tensions de 1 000 V.

Texet dont le réseau commercial et le réseau de distribution en Europe se mettent en place propose d'ores et déjà 32 N MOS (jusqu'à 75 W) et 32 bipolaires (jusqu'à 70 W), seconde source de *Siemens*, *IR*, *Motorola*, *RCA*, *Siliconix* et *TI*, auxquels s'ajouteront courant 84 une famille de régulateurs 10,5 et 3 A, à très faible chute de tension (de l'ordre de 0,5 V).

Fairchild s'intéresse à nouveau au marché de la puissance

Après l'abandon de la fabrication des discrets de puissance lors des années 1970, Fairchild/Schlumberger décidait, en 1980, de « refaire quelque chose en puissance ». Aujourd'hui, les premiers produits apparaissent sur le marché. Il s'agit de diodes rapides, de MOS et de transistors discrets. Mais Fairchild prépare aussi des innovations.

En 1981, une équipe, mise sur pied à San Rafael (Californie) se voit attribuer la responsabilité du plan puissance-Fairchild.

Dans un premier temps, une étude approfondie du marché de la conversion d'énergie aux Etats-Unis montre que les efforts de recherche et de développement doivent porter sur des composants de commutation. Le marché vise alors celui des alimentations à découpage, des convertisseurs continu/continu et des alimentations de secours. Ce marché croît à un rythme d'environ 28 % par an pour atteindre 8,5 M\$ en 1990, la part « non captif » devant devenir supérieure à la part « captif ».

Une étude technique, plus spécialement axée sur les applications, a montré que, d'une part, la fréquence de fonctionnement de ce type d'alimentation, d'environ 20 à 40 KHz aujourd'hui, atteindra 200 KHz et plus dans les années 1985/1990 et que, d'autre part, les normes d'environnement deviendront au moins aussi sévères que les VDE allemandes. Sur un autre plan, les montages « transistor » de type Flyback et Forward prendront le pas sur les montages actuels à plusieurs transistors, d'où la nécessité de composants haute tension.

Les laboratoires de recherche et développement de Palo Alto et San Rafael en Californie, et de Montrouge en France, sont donc amenés à développer des interrupteurs très performants, permettant des fréquences de fonctionnement « effectives » comprises dans la gamme de 20 KHz à 300 KHz. Un accent particulier est mis sur la robustesse (second claquage et tenue en régime de court-circuits) et la fiabilité, ces caractéristiques venant au tout premier plan des desiderata des utilisateurs potentiels.

En 1982/83, le plan puissance s'étend à l'Europe et c'est alors une étude du marché euro-

péen de la commutation de puissance qui débute. Le but est, d'une part, d'évaluer le marché et, d'autre part, d'orienter les efforts des ingénieurs de développements vers des composants « européens » (caractéristiques quelque peu différentes des composants dits « américains »).

Sur le plan technique, une unité de production, complètement dédiée aux produits de puissance, devient opérationnelle à San Rafael. Occupant environ 600 m², elle profite des tous derniers perfectionnements de la technique et fait appel à une automatisation très poussée. Un laboratoire d'applications et caractérisation est créé. Une ligne d'assemblage en boîtier TO 3 permet de monter les premiers échantillons sortant des laboratoires de Palo Alto et de Montrouge. Ils servent aux premières caractérisations électriques et « rodages ».

Un catalogue classique

Le catalogue de Fairchild sera dans un premier temps classique.

— Les transistors à effet de champ en technologie MOS occupent une place privilégiée. Les cellules carrées ont 50 μ m de côté et la pastille mesure 4,65 x 3,30 mm pour un composant 400 V/5 A. Des dispositifs 500 V/1,5 Ω , 500 V/0,8 Ω et 400 V/1,5 Ω sont échantillonnés.

— Viennent ensuite les transistors de commutation bipolaires PLANAR de première génération, à structure dite « à peigne » (doigts d'émetteur). Le meilleur compromis « Vitesse - Pertes - Robustesse - Tenue en tension » résulte d'une optimisation mise au point par ordinateur. Des transistors 500 V/100 ns seront proposés en versions 5 A et 10 A dans les semaines qui viennent.

— Les diodes rapides, composants complémentaires de tout interrupteur commandé, sont disponibles dès aujourd'hui dans la version « F.R.E.D. » où, là encore, le meilleur compromis « Vitesse - Pertes - Tenue en tension » a été recherché. Le caractère « SOFT » de ces diodes a fait l'objet d'un développement technologique tout spécial. Ces diodes 50 V à 200 V sont proposées en versions 8 A, 16 A, 2 x 8 A et 2 x 16 A.

En 1984/85, Fairchild introduira sur le marché :

- 6 familles de MOS (dont un 30 A/200 V)
- 5 familles de transistors bipolaires (dont un 20 A/1 000 V/100 μ s)
- 4 familles de diodes rapides (dont une 10 A/1 000 V/100 μ s)
- 6 familles de diodes Schottky (dont une 50 A/60 V).

Les applications visées demeurent, bien entendu, les alimentations à découpage et les convertisseurs, mais nous verrons apparaître des composants plus spécialement adaptés aux commandes de moteurs.

Si les composants sont développés suivant un cahier des charges « électrique », il n'en demeure pas moins que les fonctions mécaniques et thermiques ne sont pas oubliées. D'où les introductions successives :

- du boîtier plastique TO 218.
- d'un boîtier plastique isolé, fonctionnel et facile à mettre en œuvre.
- d'une généralisation de l'isolement pour les applications où les rayonnements et parasites (capacitifs ou électro-magnétiques) doivent être réduits au strict minimum.

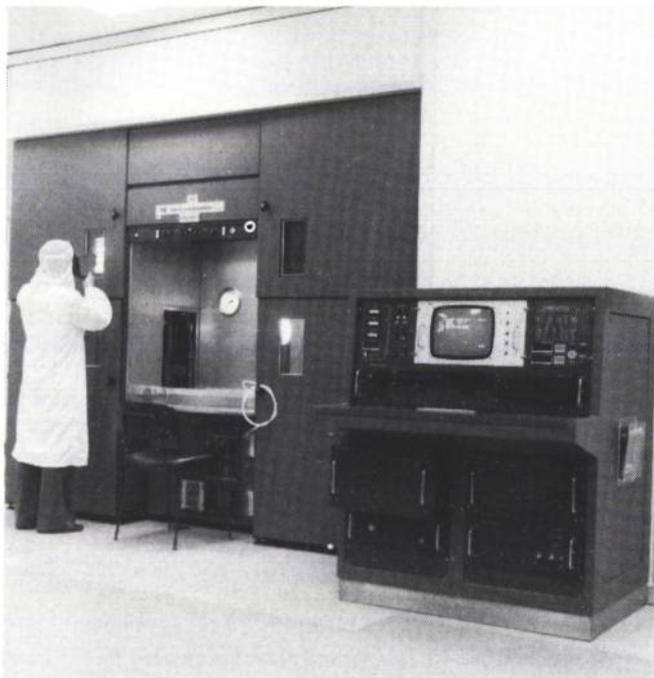
De nouvelles structures permettront de repousser les limites technologiques actuelles. Ainsi, une structure multicellulaire et multicouche, actuellement en développement à Montrouge, permettra d'annoncer une nouvelle génération de transistors bipolaires haute tension très rapides et très robustes. Une nouvelle conception de base des diodes rapides garantira un minimum de pertes (Commutations + Etat passant) sur des dispositifs haute tension (1 000 V et plus).

SGS a investi 40 M\$ en 3 ans en puissance

Après avoir décidé de miser sans demi-mesure sur les semiconducteurs de moyenne puissance en 1980 et suite à un incendie qui a ravagé l'usine de Catane, en Sicile, en 1981, SGS a investi 40 M\$ dans cette usine, l'essentiel de cet investissement étant consacré aux semi-conducteurs de moyenne puissance.

Les résultats concrets apparaissent aujourd'hui, à la fois dans les installations de l'usine, dans l'augmentation de son CA, et pour la première fois depuis six mois dans l'annulation de ses pertes.

Selon Dataquest, SGS couvrait, en puissance, 3,5 % du marché mondial en 1982, les prévisions portant sur 4,3 % en 1983. SGS n'hésite pas à planifier 5,6 % pour 1984 et 7,2 % pour 1985, le but, à terme, étant de devenir le n° 1 mondial du secteur. Sur un chiffre d'affaires de 227 milliards



Le réacteur d'épitaxie de l'usine de Catane.

de lires en 1982 (+ 32 % prévus en 1983 avec un taux d'inflation de 15 % environ), l'activité discrets de SGS entre aujourd'hui pour 28 %, soit 63,6 milliards de lires ou 320 MF. 60 % de ce chiffre est réalisé grâce aux transistors de puissance, 34 % grâce aux transistors petits

Vie professionnelle

signaux et enfin 6 % grâce à une activité TTL-LS et C-MOS grille métallique qui est, chez SGS, sous la responsabilité de l'usine de Catane (division discrets et logiques standard).

Une ligne de montage TO3 automatique

Au niveau des investissements, les aspects les plus spectaculaires de cette usine actuellement sont une unité 5 pouces qui sert de ligne pilote pour les nouveaux produits, les installations d'épitaxie rapide qui constituent l'un des points forts de SGS et une ligne de montage en boîtier TO3 dont toutes les étapes sont automatisées, de la mise en place de la puce sur les socles des boîtiers jusqu'au marquage laser automatique après tri, en passant bien entendu par la couture (bonding). A notre connaissance, Catane est la seule unité en Europe sinon en Occident à disposer d'une ligne de montage automatique TO3. Quand elle fonctionnera à pleine capacité, elle produira 15 millions de TO3 par an à elle seule.

83 % à l'export

La division discrets, qui emploie 1 650 personnes et dont le CA devrait augmenter de 20 % cette année, réalise maintenant 83 % de son CA à l'export, et couvre, selon elle, 9 % du marché européen des transistors de puissance de commutation et 1,7 % du marché américain ; elle investit par ailleurs 7 % de ses facturations en recherches et développements. Les diffusions se font à Catane et à Rennes, l'assemblage et le test se faisant à Malte, Muar, Singapour et, ponctuellement à Catane et Rennes.

Selon la SIA, SGS couvrait en 1981 4,5 % du marché mondial hors Japon des transistors de puissance (y compris les RF). Cette proportion passait à 5,3 % fin 83 puis à 6,1 % au 2^e trimestre de 1983. Selon SGS, cette proportion va dépasser les 6,5 % prévus fin 83 et elle pourrait atteindre 9 % fin 1984.

En tenant compte des Japonais, SGS prévoit de couvrir 5,6 % du marché mondial en 1984 (10,5 % de l'Europe ; 5 % aux USA ; 3,4 % ailleurs) et 7,2 % du marché mondial en 1985 (12 % du marché européen ; 7 % aux USA ; 3,4 % ailleurs).

Actuellement, la répartition du CA par secteur pour les discrets de puissance est la suivante : industriel 30 %, informatique 20 %, automobile 20 %, grand public 20 % et télécom 10 %.

Pour rester dans les chiffres et montrer l'accroissement de sa compétitivité, SGS souligne que ses coûts en discrets de puissance sont passés progressivement, en partant d'une base 100 en 1981, à 55 en 1983 ; ils devraient passer à 50 en 1984 puis décroître progressivement jusqu'à 35 en 1987. Pour les quantités produites, la



Unité centrale de commande du four de diffusion 4".

croissance est spectaculaire : en partant d'une base de 100 en 1980, ces quantités sont passées à 171 en 1982 et 244 en 1983. Les chiffres de 400 sont prévus pour 1984, 533 pour 1985 et 600 pour 1986.

Au niveau de la qualité, même évolution spectaculaire, le but étant « de rattraper la qualité japonaise » : le taux de défauts cumulés des discrets de puissance passerait de 2 000 ppm en 1982 à 900 ppm en 1983, 400 ppm en 1984, 200 ppm en 1985 et 100 ppm en 1986 (le taux de défauts catastrophiques atteignant 15 ppm à cette époque).

Vers des Darlington à commande intégrée

Pour réussir, SGS ne s'appuie pas, toutefois, seulement sur un dynamisme commercial, sur des investissements assurant bas prix de revient et fortes capacités de production, et sur un programme qualité. La société mise sur une gamme de produits originale, l'aspect le plus visible de cette originalité étant l'une des plus vastes gammes de boîtiers existant au monde, y compris les récents SOT 82 et TO 240 (ces derniers résultent d'un récent accord avec Semikron).

SGS ne fait ni thyristors ni diodes de puissance (pour l'instant), la société consacrant toutes ses ressources aux transistors et Darlington en tous genres. Sa gamme de Darlington, en particulier, couvre depuis peu de nombreuses variations de configurations, dont des Darlington et « Trilinton » (triple Darlington) à protection Zener intégrée (pour l'allumage et la commande de petits moteurs). SGS est l'une des rares sociétés au monde à exploiter au maximum les

performances de la technologie multi-épitaxiée qui permet non seulement la réalisation aisée de NPN et PNP complémentaires ainsi que de transistors à aire de sécurité améliorée, mais qui autorise des fabrications sur tranches de plus de 3 pouces (ce qui est un avantage seulement pour le fabricant).

SGS a fait passer sa gamme de MOS de puissance de 28 modèles à 100 modèles fin 1983, développe sa famille de produits en boîtier miniature SOT-83, introduit de nouveaux transistors d'usage général y compris dans sa gamme de boîtiers TO240, met au point des Darlington sans diode parasite et enfin développe de nouveaux bipolaires haute tension très rapides.

A moyen terme, aucune étude n'est prévue sur des dispositifs du type GTO, IGT ou Comfet. SGS étudie, par contre, à Catane, la possibilité d'intégrer sur une puce de puissance la partie commande de cette puce. (Rappelons qu'à l'inverse l'usine d'Agrate développe des circuits intégrés faisant appel à une partie puissance sur la puce pour répondre à des applications bien typées). Catane ne développe pas, actuellement, de boîtiers plus complexes que les TO240.

100 MOS fin 83

Le but de SGS en MOS de puissance est de se placer sur ce marché et de profiter de sa croissance sans vouloir se distinguer particulièrement, sauf, peut-être, au niveau des boîtiers (5 modèles différents). Les estimations de parts de marchés des MOS dans le domaine de la moyenne puissance sont plus réalistes chez SGS que chez ses concurrents : 4,8 % en 1981 ; 6,1 % en 1982 ; 7,5 % en 1983. La technologie de SGS semble aussi en avance que celle des derniers produits de ses concurrents (IR, Motorola, Siemens). SGS fait actuellement appel à trois tailles de puce et à deux technologies suivant la tension (100 V et 400 V plus une variante 60 V). Dans un premier temps, la société fait des secondes sources. A moyen terme, elle introduira des modèles 200 V pour les télécom et 500 V pour la majorité des applications industrielles. Une famille à surface de puce de 31 mm² est également prévue. Mais la fabrication de P-MOS n'est pas dans les plans de SGS car ces produits seraient cinq fois plus coûteux que les N-MOS.

JPDM

GE croit beaucoup en son « IGT »

Suite à notre article « Naissance du premier « BIPMOS à réaction » paru dans « Electronique de Puissance » n° 2, General Electric vient d'apporter de nombreux compléments d'informations concernant son dispositif IGT, compléments qui montrent que ce composant pourrait trouver des débouchés à court terme dans certains types d'applications, en particulier la commande à vitesse variable de moteurs synchrones (avec ou sans balais) et asynchrones, dans un premier temps jusqu'à 25 A pour les applications 220 V. GE est tellement convaincu de l'économie que peuvent apporter les IGT dans les circuits de commande qu'il n'a pas hésité à investir dans une usine de moteurs synchrones à commutation électronique (à rotor à aimant permanent) capable de produire chaque année, dans un premier temps et rien que pour les besoins du groupe 1 à 2 millions de tels moteurs destinés aux machines à laver.

Un problème de prix

Lors de la naissance d'un nouveau composant, la première réaction des utilisateurs, après l'examen des caractéristiques, est de regarder son prix potentiel au niveau du composant puis d'évaluer une économie possible au niveau système. Le gain, dans ce dernier cas, doit être appréciable pour que les utilisateurs acceptent de redécouvrir tout un savoir-faire pour la mise en œuvre du nouveau composant. Au

moment de la rédaction de l'article précité, nous ne disposons d'aucun schéma d'utilisation. D'où notre première réaction relativement sceptique quant à l'intérêt de l'IGT que nous avons qualifié d'« assez coûteux » au niveau composant (par rapport aux Darlington) : nous ajoutions, cependant : « si une économie doit être recherchée, c'est plus, à notre avis, au niveau système car ces BIP MOS à réaction sont simples à commander, du moins a priori ».

En fait, un montage complet utilisant l'IGT a été mis au point pour le dernier Salon des Composants.

Vie professionnelle

Il s'agissait d'un circuit de commande de moteur à vitesse variable (pour ventilateur dans l'exemple du Salon). Non seulement sa mise au point n'a, apparemment, pas posé plus de problèmes que s'il s'agissait d'un montage à MOS, mais il s'avère très simple. Le grand avantage de la solution IGT se retrouve au niveau du prix du système : le circuit de commande peut en effet s'alimenter directement à partir de la haute tension redressée (à travers une résistance de 2 W) du fait de la très faible consommation des grilles des IGT. La commande de Darlington par exemple, à l'inverse, aurait exigé un petit transformateur d'alimentation pour éviter des pertes trop importantes.

Or il se trouve que rien que l'application commandes à vitesses variables dans le domaine domestique, par l'importance des séries qui sont derrière, justifie pour GE une industrialisation des IGT, industrialisation qui devrait entraîner des chutes de prix. On retrouve là un phénomène bien connu dans le monde des semi-conducteurs, qui veut qu'un nouveau dispositif puisse prétendre à un succès global s'il existe ne serait-ce qu'une application tirant un développement industriel.

A l'opposé, les GTO entre 25 A et 200 A/1 000 V par exemple auront mis 20 ans pour s'imposer car aucun marché précis n'aura trouvé en lui le composant indispensable au prix proposé.

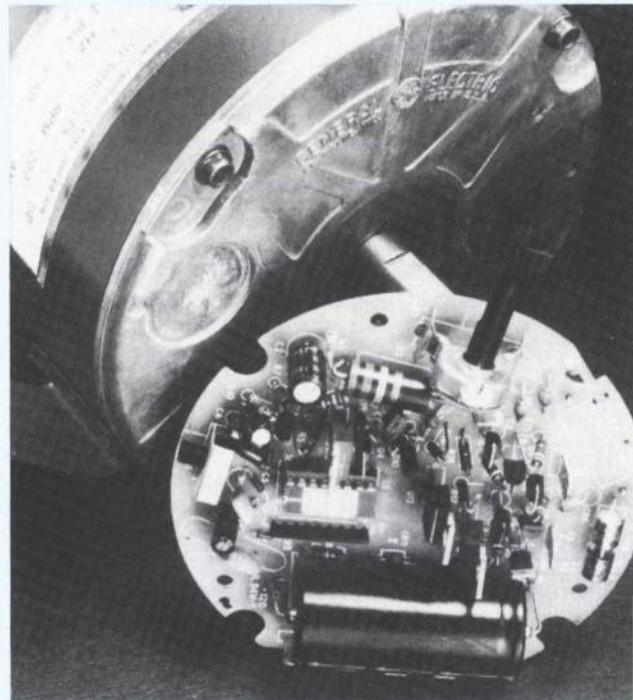
Jusqu'où ira la chute de prix des IGT ? Sur ce point également, GE apporte des précisions intéressantes depuis la parution de notre précédent article.

Actuellement, en petites quantités, l'IGT 10 A/500 V échantillonné est proposé à 7 \$ (deux fois, environ, le prix d'un HEX 3-3 A/500 V de même surface). A terme, toutefois, son prix devrait être le même que celui d'un MOS à surface de puce identique. La technologie de l'IGT est en effet très voisine de celle d'un MOS : elle consiste à superposer l'une sur l'autre, en gros, une structure bipolaire et une structure MOS. Comme c'est cette dernière qui détermine pratiquement les rendements de fabrication, le coût de l'IGT sera pratiquement le même que celui d'un MOS de puissance de même surface (les structures bipolaires ne posent pas de problèmes de rendement de fabrication pour de telles surfaces de puce). Mais les performances, elles, sont différentes : l'effet thyristor de la partie bipolaire permet une densité de courant qui, à 500 V, est « commercialement » 3,5 fois celle d'un MOS. (Nous précisons « commercialement » car un MOS 10 A/500 V de $6,6 \times 6,6 \text{ mm}^2$ présente en fait à 10 A une chute de tension série supérieure à celle d'un IGT 10 A/500 V de surface de puce de 10 mm^2).

A moyen terme, donc, le prix de l'IGT 10 A/500 V de GE devrait rejoindre celui d'un MOS d'une surface de 10 mm^2 .

Pas plus de 50 A sous 500 V

Au-delà de 10 A, le prix sera malheureusement, comme celui des MOS, plus que proportionnel à l'intensité. Et comme pour les MOS, il sera en pratique économiquement impensable à moyen terme selon nous d'introduire des dispositifs d'une surface supérieure à 45 mm^2 . GE devrait introduire en France son IGT 25 A/500 V $5 \times 5 \text{ mm}^2$ début 84. Aucune date n'est fixée officiellement pour un dispositif 50 A/500 V $6,6 \times 6,6 \text{ mm}^2$ actuellement à l'étude. (La densité de courant de ce dernier dispositif étant



Convaincu que le prix de l'électronique de commande de moteurs synchrones sans balais va pouvoir baisser considérablement dans les années à venir, General Electric vient d'investir massivement dans une usine de fabrication de ce type de moteur dont le premier client sera General Electric lui-même, entre autres pour les 1 à 2 millions de machines à laver qu'elle fabrique chaque année. La société espère vendre quelque 15 millions de moteurs de ce type par an avant 10 ans, ce qui correspond à un marché de l'ordre de 700 M\$/an.

La percée du synchrone

Les moteurs synchrones à commutation électronique (rotor à aimants permanents, donc sans balais) sont très avantageux par rapport aux moteurs asynchrones et à courant continu, non seulement parce qu'ils sont très simples, faciles à fabriquer, et très fiables, mais aussi parce que leur couple au démarrage est aussi bon que celui des moteurs à courant continu. Malheureusement, ces moteurs ne peuvent fonctionner qu'à l'aide d'un circuit électronique de commande. Et ce circuit, à ce jour, coûte de l'ordre de 5 fois le prix du moteur !

La naissance des MOS et du composant IGT a tout remis en question pour General Electric. La société espère en particulier pouvoir produire ses IGT à un coût tellement bas que l'ensemble du circuit de commande, avec un circuit prédiffusé, devrait passer, selon GE, en dessous de celui des moteurs, par ailleurs moins coûteux qu'un moteur asynchrone pour des puissances supérieures au

supérieure à celle des deux premiers, il faut s'attendre à ce qu'il soit plus lent ; cf *Electronique de Puissance* n° 2).

Il faut dire que 25 A est déjà une belle intensité pour les applications 220 V. Pour les applications 380 V, GE étudie des dispositifs 800 V (des échantillons fonctionnent déjà en laboratoire) et espère atteindre les 1000 V en 1984. Aucune intensité n'est annoncée mais des extrapolations peuvent être proposées à partir des surfaces de puce déjà à l'étude

General Electric investit dans les moteurs synchrones pour l'électroménager

kW. Certes, l'ensemble, avec sa commande, restera plus coûteux qu'un moteur asynchrone ; mais l'utilisateur pourra bénéficier de la souplesse apportée par l'électronique et en particulier la variation de vitesse : rappelons que, pour alimenter ces moteurs, le courant alternatif est redressé puis découpé par l'électronique avant de commander, à la fréquence souhaitée, le moteur synchrone.

C'est ainsi que GE utilisera ce qu'il a baptisé moteur programmable (moteur + électronique) pour entraîner directement le brasseur et la rotation du cylindre de la cuve des machines à laver, éliminant ainsi totalement le mécanisme de transmission coûteux des machines actuelles et améliorant le lavage grâce à des cycles de lavage et d'essorage variables adaptés à la nature et au poids du linge.

GE songe également à utiliser ses « moteurs programmables » dans des pompes à chaleur, des systèmes de climatisation, puis ultérieurement, dans des machines-outil à bois pour le grand public. Mais des applications industrielles importantes devraient aussi être intéressées comme le remplacement des vannes de débits et atténuateur des pompes et des ventilateurs.

GE voit également dans le moteur programmable la possibilité d'un autodiagnostic (dépassement de température, de charge, etc...) et de l'établissement automatique d'un calendrier de révision.

Parmi les autres qualités du concept, notons la possibilité de commande directe par microprocesseur, d'inversion du sens de rotation, un fonctionnement silencieux, et un meilleur rendement, surtout à basse vitesse.

GE a déjà commencé la production de moteurs programmables 115 V/40 W pour des ventilateurs de plafond à vitesse variable. (Pour cette application, des MOS de puissance suffisent pour la commande). La société s'attaque maintenant aux moteurs pour les unités de disques d'ordinateurs, pour les appareils électroménagers et les climatiseurs (115 V/230 V/250 W) ; pour ces applications, GE fera appel à des MOS ou à des Darlington. Il est prévu de remplacer ces composants à partir de 1985, par des IGT et des circuits intégrés haute tension câblés sur un circuit imprimé commun.

et des lois fondamentales de ces semiconducteurs : selon GE, alors que la surface de la puce est en gros proportionnelle à la tension supportée puissance 2,1 pour les transistors bipolaires, puissance 1,9 pour les Darlington, puissance 1,1 pour les thyristors mais puissance 2,5 pour les MOS, celle des IGT est proportionnelle à la tension puissance 1,4. Ces chiffres montrent d'ailleurs l'un des grands avantages des IGT en haute tension par rapport aux Darlington et aux MOS. Pour les applications 380 V au-delà de 25 A,

nous pensons toutefois que le GTO (qui est fondamentalement un thyristor) aura de bien meilleures chances de pouvoir s'imposer que ce que nous avons appelé les BIP MOS à réaction car ces derniers seront limités pendant encore 3 ou 4 ans à des surfaces de puce économiquement réalisables de l'ordre de 45 mm².

Pas de verrouillage en deçà de 40 A

Dans notre précédente édition, nous avons enfin émis des craintes en ce qui concerne la stabilité des BIP MOS à réaction vis-à-vis de dV/dt importants. Selon GE, pour l'IGT 10 A/500 V, aucun verrouillage ne se produit en deçà de 40 A, ce qui constitue une marge de sécurité au moins aussi bonne que celle des Darlington. En outre, si un verrouillage se produit, le dispositif redevient linéaire tout seul, dès que la cause de perturbation a disparu. En tout état de causes, en pratique, les seuls problèmes ne peuvent venir que d'un manque de précautions vis-à-vis des dV/dt entre la grille et l'émetteur.

JP Della Mussia

GE échantillonne ses premiers MOS de puissance

General Electric a commencé l'échantillonnage, en France, de ses premiers MOS de puissance. Ces transistors font appel à la technologie D-MOS classique. Actuellement, trois séries principales sont proposées, chacune recevant plusieurs sous-familles de puces.

La série D 86 D est une série conditionnée en boîtier TO3 classique. Elle comporte le D 86 DR 1/2 - 450 V/500 V à résistance de 1,5 Ω max à 25 °C, les D 86 DQ 1/2 et D 86 D 3/4 - 350 V/400 V à résistance respectivement de 1 Ω à 1,5 Ω , le D 86 DN 1/2 - 180 V/200 V à résistance de 0,4 Ω , le D 86 DM 4/N4 - 150 V/200 V à résistance de 0,55 Ω , le D 86 DL 1/2 - 80/100 V à résistance de 0,18 Ω , le D 86 DK 4/L4 - 60/100 V à résistance de 0,25 Ω et enfin le D 86 DK 1/2 - 50/60 V à résistance de 0,18 Ω .

La deuxième série dite D 84 fait appel au boîtier TO 220 AB. Elle comprend le D 84 DR 1/2 - 450 V/500 V à résistance de 1,5 Ω , le D 84 DQ 3/4 - 350/400 V à résistance de 1,5 Ω , le D 84 DQ 1/2 - 350/400 V à résistance de 1 Ω , le D 84 DN 1/2 - 180/200 V à la résistance de 0,4 Ω , le D 84 DM 4/N4 - 150 V/200 V à résistance de 0,55 Ω , le D 84 DM 1/2 - 120 V/150 V à résistance de 0,4 Ω , le D 84 DL 1/2 - 80 V/100 V à résistance de 0,18 Ω , le D 84 DK/L4 - 60 V/100 V à résistance de 0,25 Ω et enfin le D 84 DK 1/2 - 50 V/60 V à résistance de 0,18 Ω .

La dernière série fait appel au petit boîtier TO 237. Elle comprend pour l'instant le D 80 AN 1/2 - 180 V/200 V à résistance de 25 Ω , le D 80 AM 1/2 - 120 V/150 V à résistance de 25 Ω , le D 80 AL 1/2 - 80 V/160 V à résistance de 7,5 Ω et le D 80 AK 1/2 - 50 V/60 V à résistance de 7,5 Ω .

FERRITES THOMSON

NOYAUX ETD* EN FERRINOX B50

5 points forts
pour mes transformateurs et inductances
destinés aux alimentations à découpage.

- Jambe centrale ronde.
- Optimisation du poids et forme du circuit.
- Carcasses conformes aux normes UL et aux exigences d'isolement de la CEI 435.
- Carcasses spécialement conçues pour bobinages sur machines automatiques.
- Montage réduit, fiable et économique.



Gamme dimensionnelle : ETD 34 - 39 - 44 - 49 mm.
Puissance transmissible maximale (100 à 600 W) suivant les applications et dans une Gamme de 20 à 150 kHz.

* Economic Transformer Design

LE SENS DE LA QUALITÉ

 **THOMSON**
COMPOSANTS

THOMSON-CSF - LCC-CICE Compagnie Européenne de Composants Électroniques
Département COFELEC - Services Commerciaux
63, rue Beaumarchais 93100 Montreuil - Tél. : (1) 859.41.00 - Tlx : TCSF 204780F

THOMSON-CSF Composants Distribution (TCC-DIS)
30, av. de la République - B.P. 1. - 94800 Villejuif
Tél. (1) 677.81.71 - Tlx : 260 743 F

COREL ELECTRONIQUE
67/69, rue de la Colonie - 75013 Paris
Tél. (1) 580.45.00 - Tlx : Corel 200 493

Motorola prépare sa 4^e génération de transistors

Au cours d'un séminaire, concernant l'électronique de puissance, organisé par Motorola le 26 octobre dernier, cette société a annoncé d'importants développements qui risquent de remettre en cause les conceptions de schéma actuelles, du moins pour les plus sophistiqués d'entre eux, car ces composants ne seront sûrement pas très économiques dans un premier temps. Le composant le plus important est une combinaison d'un discret et d'un circuit intégré sur une même puce, combinaison appelée Smart Power par Motorola et qui éliminera les querelles MOS/bipolaires puisque la commande se retrouvera alors sur la puce. Mais l'annonce de transistors Switchmode IV, à aire de sécurité carrée, encore plus rapides que la série Switchmode III, retient également l'attention.

C-MOS + bipolaire

Le premier circuit de Motorola intégrant un circuit de commande et la partie puissance est maintenant en production. Il s'agit, rappelons-le, d'un régulateur série 10 A de référence MPC100 annoncé il y a un an, qui fait appel à un circuit C-MOS intégré à la surface du circuit et à un transistor bipolaire de puissance intégré verticalement. Ce circuit a été créé essentiellement pour tester les solutions aux problèmes thermiques posés par cette technologie. Motorola s'attaque maintenant à des produits haute tension sur lesquels la société va tester les problèmes de dV/dt posés par la proximité des composants de commande intégrés. Ultérieurement, toutes les combinaisons de technologies sur une même puce seront étudiées (MOS de puissance, bipolaires, PMOS, ECL... cf. Electronique de Puissance n° 2).

Pour l'instant, Motorola se concentre surtout sur une combinaison C-MOS + bipolaire pour des questions de rendements de fabrication qui, on l'imagine, sont moins bons que pour des discrets simples (moitié moindre environ pour une puce de 30 mm² typique). Mais le C-MOS a aussi été choisi pour sa souplesse dans des schémas de commande du type décodeurs série ou parallèle, circuits d'anti-saturation, circuit de protection, commande d'alimentation à découpage. En 1984, Motorola a l'intention de développer un circuit 150 V/8 A (la société n'a pas précisé lequel), mais aussi

des circuits 450 V/3 A et 40 V/10 A qui feront appel à une combinaison de C-MOS pour la commande et de N-MOS pour la puissance. De nouveaux boîtiers à dissipation adaptée seront parallèlement développés.

Un bipolaire sans commande négative

L'autre grande nouveauté annoncée par Motorola lors de son séminaire a été une technologie bipolaire dite Switchmode IV ou, si l'on préfère, une technologie bipolaire de 4^e génération. Aucune caractéristique, aucune date d'introduction n'ont été annoncées. Mais le peu qui a été révélé est alléchant : transistors encore plus rapides que les Switchmode III ; tension de commande négative inutile ; aire de sécurité carrée ou presque. On sait seulement que Motorola fait appel à des géométries de lithographie très fines pour parvenir au but. Rien n'a toutefois été dit sur le prix des composants qui seront développés autour de cette technologie.

Déjà, pour les transistors Switchmode III, les pertes de rendement de fabrication par rapport aux Switchmode I sont de l'ordre de 20 % pour les petites puces et de 40 à 50 % pour les grosses. (C'est d'ailleurs la raison pour laquelle Motorola avait introduit son Switchmode II, plus économique, parallèlement au Switchmode III). Il n'empêche que l'utilisateur gagne, en général, au niveau système et pour les montages sophistiqués, à adopter les

modèles III. Un Darlington III devrait d'ailleurs être bientôt commercialisé, les Darlington l'emportant progressivement sur les transistors dans la majorité des schémas. Mais aucun Darlington PNP ne sera proposé : des problèmes de fiabilité se posent et la surface des puces est très importante.

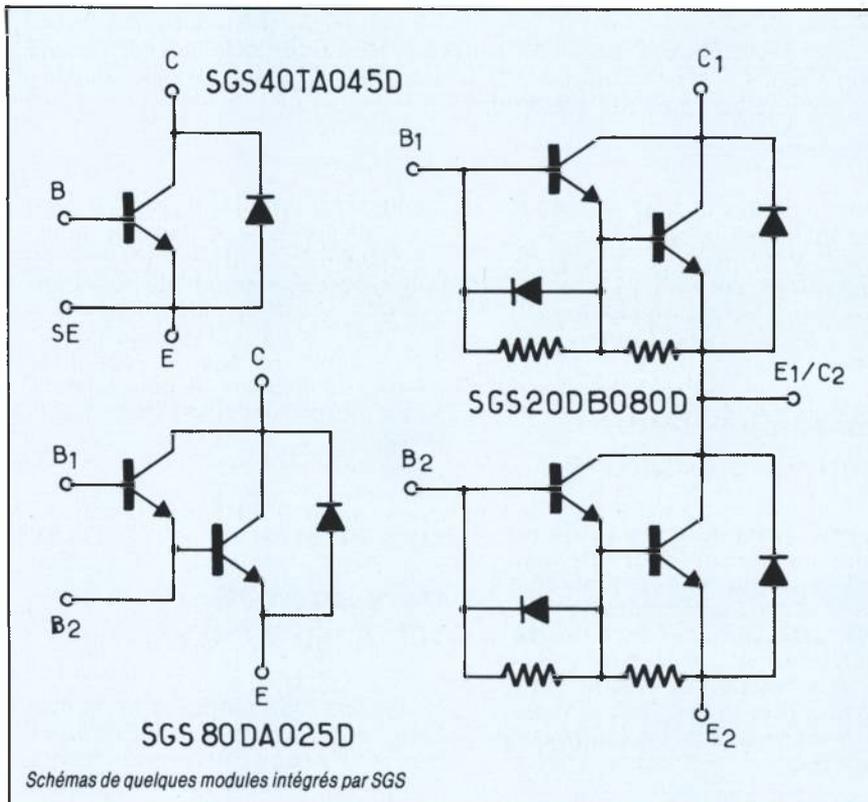
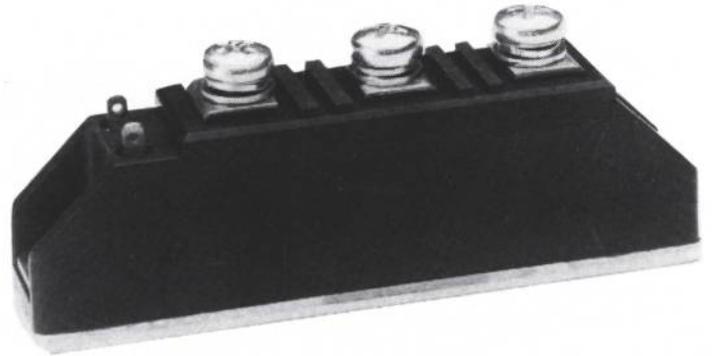
Signalons par ailleurs que Motorola espère commercialiser son premier BIP MOS à réaction (GEMFET) mi-84.

Vers un MOS 200 A/60 V/10 mΩ

Lors de son séminaire, la société américaine a annoncé de très nombreux développements pour 1984, en particulier en MOS. Fin 83, rappelons-le, ont été commercialisés des modèles tripuces en boîtier 25 kVA, 100 A/50 V/20 mΩ et 60 A/200 V/50 mΩ. Un modèle 60 A/200 V/50 mΩ. Un modèle 600 V devrait suivre début 84 puis un modèle 200 A/60 V/10 mΩ mi 84. Des versions canal P seront aussi introduites. En ce qui concerne les bipolaires Switchmode III, Motorola introduit actuellement un modèle 30 A et une série 1000 V. L'an prochain devraient suivre des versions à VCEV de 1500 V et 2000 V.

Le boîtier 25 kVA devrait incessamment être proposé en version isolée (avec résistance thermique garantie identique à celle de la version non isolée). Les diodes FRED seront enfin bientôt proposées jusqu'à 1 000 V.

10 modules Semipack à base de Darlington



SGS, dans le cadre de son accord avec Semikron lui donnant le savoir-faire du boîtier « Semipack » (TO 240), a introduit 10 modules de puissance à base de Darlington ou de transistors dans des configurations 1/4 de pont ou 1/2 pont. Ces modules intègrent une diode de roue libre discrète et supportent 200 V, 450 V ou 700 V. Les temps de coupure vont de 1,5 à 3 μ s et les intensités s'étagent de 20 A à 80 A.

A l'avenir, SGS envisage d'incorporer à ces modules des Darlington rapides et des couples PNP-NPN ; l'intensité montera jusqu'à 120 A ; des Darlington avec Zener pourraient également faire appel à ces boîtiers. Selon SGS, un TO 240, une fois monté revient, tout compris, environ 40 F moins cher que quatre TO3 montés en parallèle.

RTC développe des MOS compatibles IR

En juin dernier, RTC commençait l'échantillonnage des premiers MOS de puissance à structure triangulaire développés à Caen. Aujourd'hui, une gamme complète 60 V et 150 V est disponible en seconde source d'International Rectifier. Les premiers échantillons de modèles 200 V (RTC 620) devraient maintenant

être disponibles. Mais, en principe, Caen ne développera pas de MOS haute tension dans le futur.

La politique de Philips/RTC en MOS de puissance s'est concrétisée par trois décisions :

- commercialiser la gamme Sipmos en revendant des produits Siemens pour combler le retard ;
- développer (chez Mullard

pour l'instant) une gamme BUZ équivalente à celle de Siemens ;

- produire une gamme seconde source d'International Rectifier à partir de la technologie TRIMOS de Caen.

Les premiers échantillons de la gamme BUZ d'origine Philips sont proposés depuis décembre 1983. Il s'agit des BUZ 20/21. Toute la

gamme va être proposée en 1984, de 50 V à 1 000 V, surtout en TO 220. Les SIPMOS II seront également développés.

L'unité *RTC* de Caen, de son côté, a mis au point avec le soutien des administrations une technologie dite TRIMOS, annoncée lors du *Salon des Composants Electronique de 1982*. Cette technologie qui exploite bien le silicium (capacité d'entrée de 500 pF pour une puce de 9 mm² à résistance série de 0,18 Ω) sert au développement d'une famille basse tension qui comprend aujourd'hui huit modèles.

En 60 V et 100 V existent des versions à 0,4 Ω, 0,25 Ω et 0,18 Ω ; en 150 V existent en outre des versions 0,4 Ω et 0,18 Ω. Le MOS 200 V qui devrait maintenant être échantillonné présente une résistance série de 0,4 Ω mais *RTC* espère pouvoir ramener cette valeur à 0,18 Ω d'ici mars prochain.

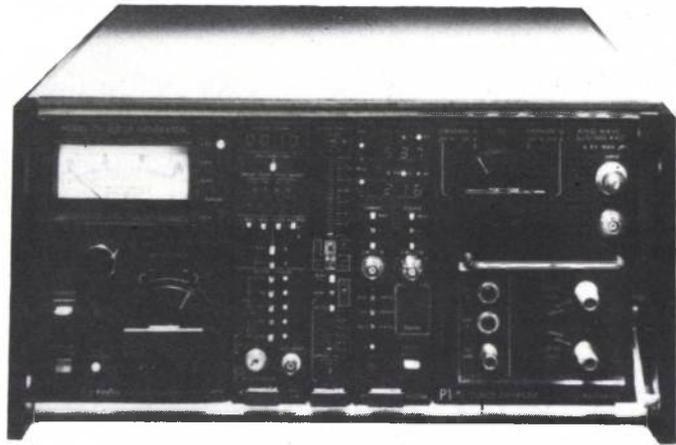


Géométrie des transistors TRIMOS

Un modèle 300 V/1 A vient par ailleurs tout juste d'être échantillonné.

En ce qui concerne l'avenir, *RTC* a à l'étude des dispositifs intégrés sur puce de 3,9 mm x 3,9 mm, mais la société ne devrait pas s'attaquer aux très grosses puces car les marchés visés sont ceux de la téléphonie (moteurs pas à pas d'imprimantes et convertisseurs continu-continu).

SIMULATEURS D'IMPULSIONS CALIBRÉES Foudre, EMP, ESD, normes.



Perspectives - Paris

KeyTek



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

VOTRE NOUVELLE SOURCE DE VARISTORS (MOV)



Perspectives - Paris

EUROPEENS,
FIABLES,
COMPETITIFS

CONOX®



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

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

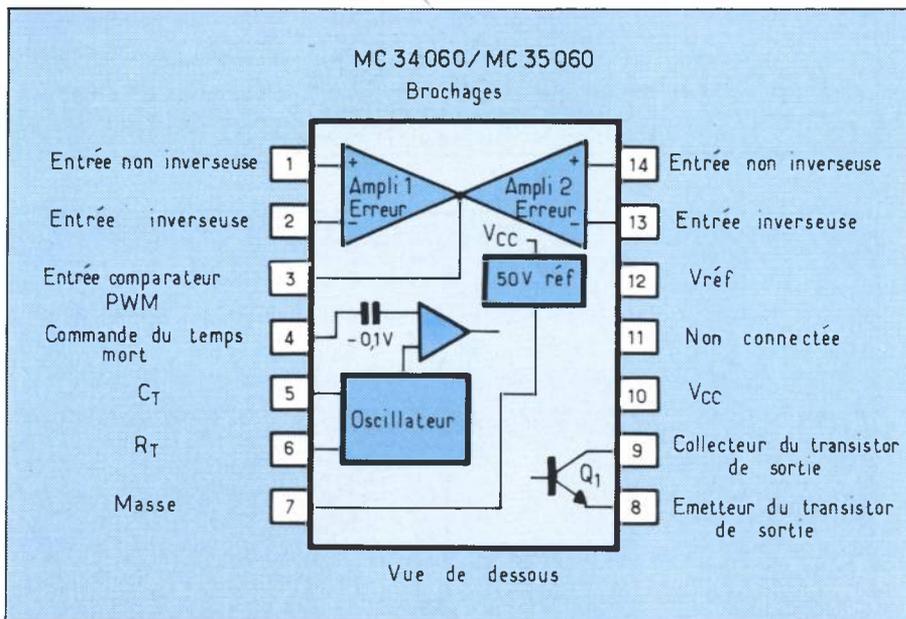
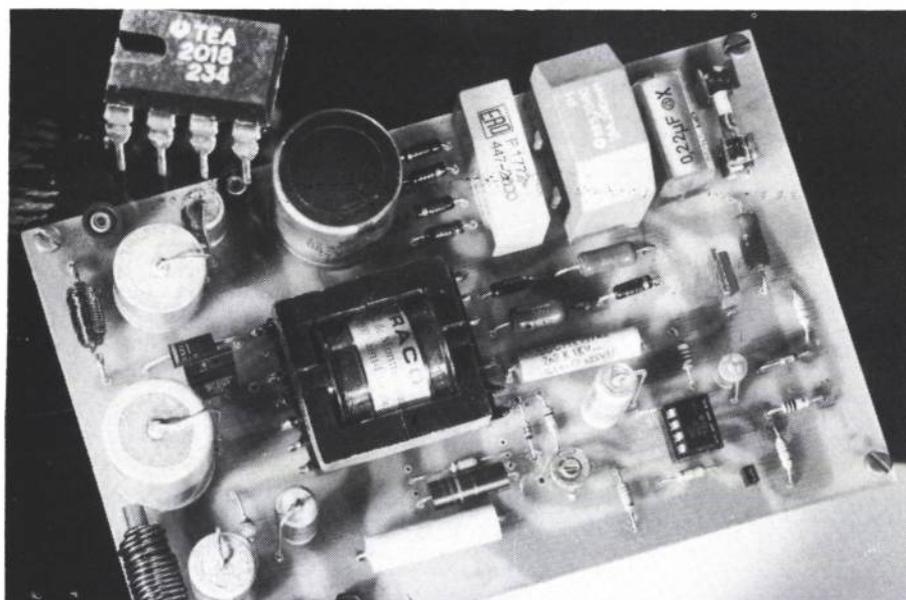
COMPOSANTS ACTIFS

CI de commande pour alimentation à découpage

Thomson Semiconducteurs introduit un circuit de commande pour alimentation à découpage de type fly-back de puissance inférieure à 100 W.

Le circuit TEA2018 commande directement le transistor de puissance, en positif et négatif (max. 0,5 A). Il dispose d'une protection contre les surcharges et les courts circuits ainsi que d'une limitation de courant ; le courant de sortie est programmable. Son prix est de 8,50 F par 100 pièces.

(fig. 1)

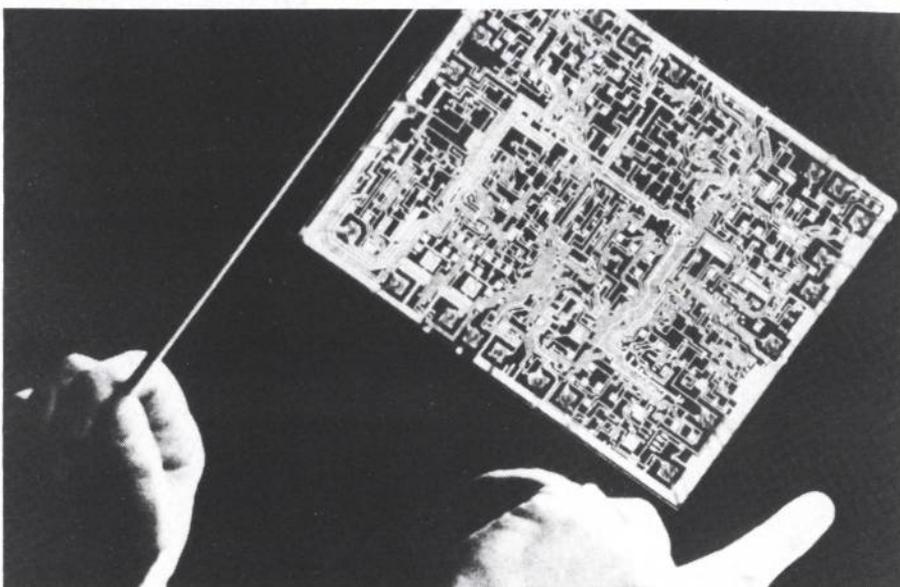


Une diode 500 V/25 ns

Unitrode devrait introduire en février 84 deux familles de diodes rapides 1 à 20 A : l'une supportera 500 V et offrira un temps de recouvrement inverse aux normes américaines de 25 ns ; l'autre supportera 1 000 V avec un temps de 100 ns. La première devrait présenter une chute de tension série de 0,9 ou 1 V ; celle de la seconde devrait être de l'ordre de 1,5 V. Ces diodes feront appel à un dopage platine.

Une diode 5A/200 V/5 ns en laboratoire

Le Centre de Recherches et Développement de *General Electric* vient de mettre au point une diode Schottky à l'arsémiure de gallium capable de commuter 5A/200 V en 5 ns. La chute de tension est toutefois de 1 V à 5 A bien que GE ait annoncé à la récente manifestation IEDM que la résistance série de cette diode représente le dixième de celle d'une résistance silicium.



1
2
3

Modules thyristors demi pont jusqu'à 100 kW

Dans le domaine de la grande puissance, les fabricants de composants ont de plus en plus tendance à proposer des modules de commutation complets... En général, ces modules sont développés à la demande d'un client ; puis un second client se montre intéressé à une solution voisine. Le fabricant de composant en arrive vite alors à la définition d'une formule standard qui puisse répondre à une tendance dans les besoins. Dans un premier temps, seuls les semiconducteurs et les radiateurs à eau ou à air ont été associés. S'y ajoutent maintenant parfois un circuit de commande de gâchette pour les montages à thyristors et les composants de protection. Demain, non seulement le refroidissement sera intégré aux modules mais la commande se fera certainement par moyens optiques, par l'intermédiaire de fibres. *BBC* a ainsi récemment développé sous la référence *SHER-A* une famille de modules demi-pont (H) à thyristors à conduction inverse montés en pile. Les modules d'une puissance allant jusqu'à 100 kW, refroidis à l'eau, sont prévus pour des circuits oscillants série jusqu'à 50 kHz. Les composants de protection et d'allumage sont pour l'instant ajoutés à la demande.

PWM mon transistor

D'un coût inférieur au TL 494, les MC 34060 et 35060 de *Motorola* sont particulièrement destinés aux montages inverseurs, élévateurs ou abaisseurs de tension n'utilisant qu'un seul transistor ou pour les convertisseurs fly-back ; démarrage progressif, limitation de tension ou de puissance sont faciles à mettre en œuvre. Ces circuits disposent d'une commande de largeur d'impulsion du temps mort (réglable) ; ils comportent un oscillateur 100 kHz pouvant fonctionner en maître/esclave, deux amplificateurs d'erreur et une source de tension de référence (5 V) et sont proposés, selon la gamme de température, en boîtier 14 broches plastique ou céramique.

(fig. 2)

CI pour alimentation à découpage

Siemens complète sa gamme de circuits de commande pour alimentations à découpage en introduisant les TDA 4700 - 4716 - 4718.

Ces trois circuits bénéficient d'une limitation dynamique du courant, d'une protection des surtensions, d'une mise en route progressive et d'un dispositif de suppression des impulsions parasites.

Le TDA 4700 (qui dispose d'entrées symétriques) et le TDA 471 sont dotés d'une synchronisation PLL, d'un circuit de contrôle des sous-tensions et possèdent tous les deux un interrupteur marche/arrêt.

Le TDA 4700 et le TDA 4716 comportent un amplificateur de régulation supplémentaire.

(fig. 3)

Darlington grande puissance

PTC, représenté par *ISC France*, propose un module darlington de forte puissance, le 8080.

Ce module est composé de 4 puces NPN mesa triple diffusées passivées en verre.

La résistance thermique est de 0,5 °C/W et la puissance dissipée 250 W.

Selon la version, le V_{ce} (sus) peut atteindre 450 V pour un I_c de 100 A en régime continu et de 120 A pic.

Ce module est livré en boîtier de 6,35 x 3,17 x 1,59 cm.

Diodes THT

Marconi MEDL Powerdivision représenté par *GEC Composants SA* propose une gamme d'assemblages de diodes à avalanche pour des tensions pouvant atteindre 100 kV et des courants de 0,7 A à 4,1 A.

Les produits de cette gamme HTZ peuvent être livrés nus pour immersion dans l'huile ou encapsulés dans des blocs munis d'inserts de connexions.

Toutes précautions ont été prises dans la conception de ces assemblages pour minimiser l'effet Corona.

Ampli op de puissance

Apex représenté par *Microel* commercialise une série d'ampli op de puissance destinés plus particulièrement aux applications basse tension, fort courant de sortie.

Ces amplis, référencés PA02 et PA02A, sont caractérisés par une faible tension de déchet : 3 V à partir d'une alimentation ± 6 à ± 18 V et un courant de sortie de 5 A et une vitesse de balayage de 20 V/ μ s.

Ces amplificateurs sont équipés à l'entrée d'un FET et leur étage de sortie travaille en classe A/B ce qui assure une faible distorsion ; ils comportent un dispositif de protection thermique.

Le PA02 est disponible au prix de 200 F par 100 pièces.

Modules drivers MOS mono et triphasés

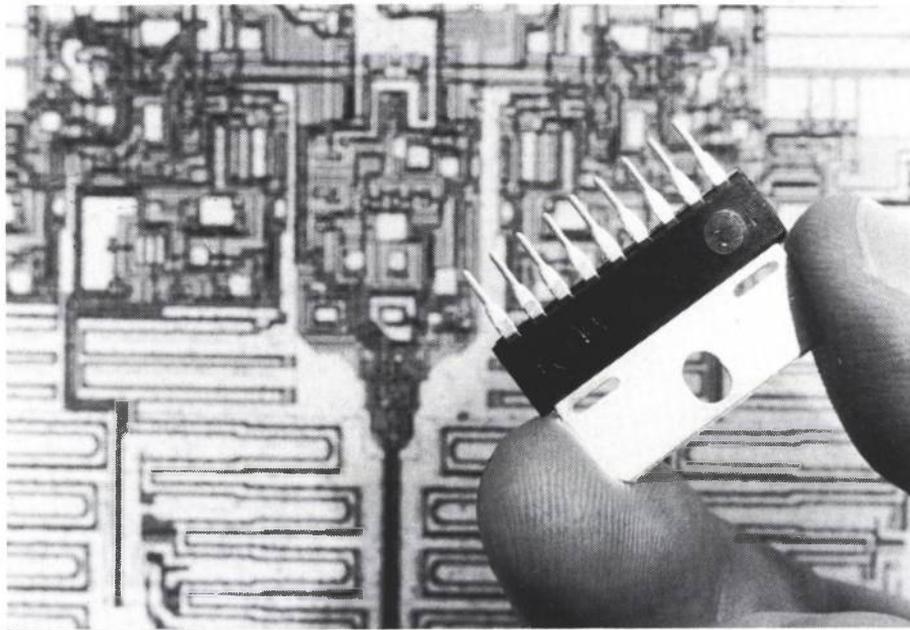
Toshiba vient de développer deux modules MOS de commande de moteurs mono et triphasés capables, dans un premier temps, de commuter 15 A sous 250 V. La production vient de commencer au rythme de 5 000 pièces par mois. La version 450 V est prévue pour ce printemps.

Les modules ont été étudiés pour les besoins des moteurs des compresseurs de climatiseurs. Ces modules comportent respectivement 4 et 6 branches. Leur temps de recouvrement est annoncé à 250 ns soit, selon *Toshiba*, la moitié de celui des dispositifs bipolaires.

Module redresseur basse tension

Le MH 25 de *Marconi* représenté par *GEC Composants SA*, est un pont onde entière à thyristor capable de délivrer 25 A à 200 V. L'isolement entre cosse et boîtier est de 2 kV RMS. Les puces des diodes et des transistors sont montées directement sur un substrat d'alumine assurant à la fois un bon isolement et un bon transfert thermiques.

Le MH 25 200 est particulièrement adapté à la charge de batteries et à la galvanoplastie.



Double ampli op de puissance

Siemens a regroupé dans un même boîtier SIP à 9 connexions sous l'appellation TCA 2365, deux amplificateurs opérationnels pouvant atteindre chacun 2,5 A de courant de sortie. La vitesse de montée de la tension de sortie de ces amplificateurs est de $4 \text{ V}/\mu\text{s}$; des protections intégrées les préservent des élévations anormales de température et des courts-circuits entre sorties et tensions d'alimentation.

(fig. 1)

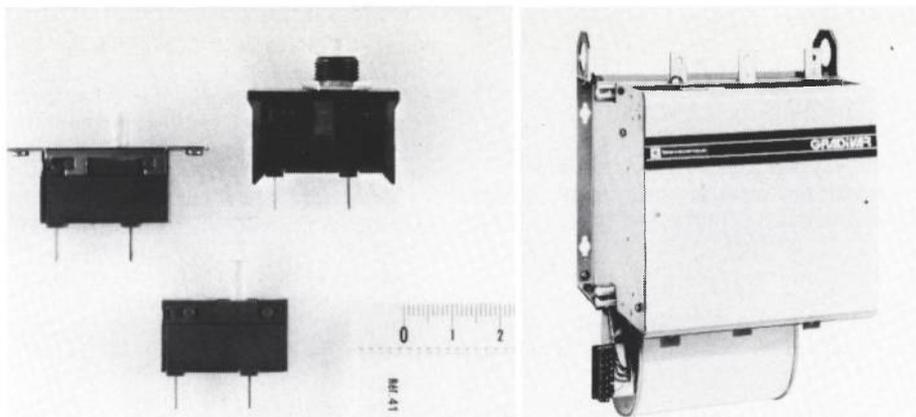
Pont redresseur fort courant

EDI représenté par ISC France annonce un pont redresseur fort courant réalisé en circuit hybride assurant un transfert thermique important. La résistance thermique est de $0,4 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ et l'isolement de 2 000 V RMS est obtenu à l'aide d'un revêtement céramique.

La tension inverse de crête peut atteindre 1 400 V et le courant crête 1 000 A pendant 8,3 ms.

La chute de tension directe n'est que de 1,3 V à 100 A.

Ce pont est livré en boîtier de $57 \times 44 \times 27 \text{ mm}$.

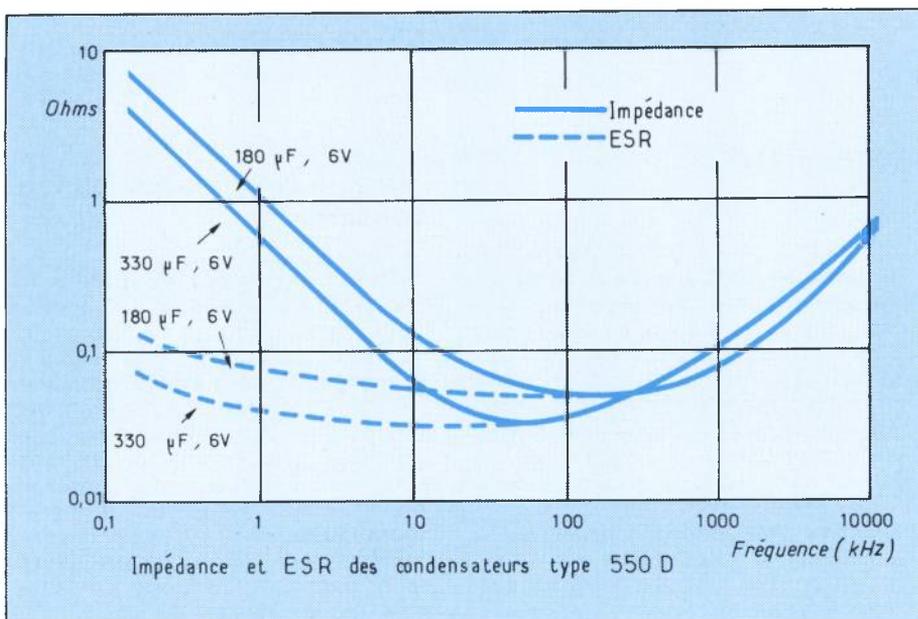


COMPOSANTS PASSIFS

Varistances de protection

La société Conrady Nuremberg a confié à Composants et Produits Electroniques SA, la représentation pour la France de ses varistances à oxyde métallique (MOV) nommées Conox.

Ces varistances sont disponibles en disques 7, 9, 15, 18 et 25 mm. Correspondants respectivement à des courants (onde de choc 8/20 ms) de 200 - 500 - 1 000 - 2 000 et 4 000 A. (Energies de 4,3 à 235 Joules).



1	
2	3
4	

Selon la tension d'utilisation — de 35 à 540 V les disques ont une épaisseur comprise entre 3 et 8 mm.

Ces varistances sont en version standard enrobées d'une gaine de résine époxy ; elles peuvent être également fournies en revêtement « Durez » ininflammable.

Condensateur électrolytiques de puissance

Utilisant de nouvelles technologies de gravure des électrodes les condensateurs, séries 051/053 proposés par *RTC*, outre une importante réduction de taille à produit CV constant ont une faible résistance série (ESR) et une faible inductance.

La gamme de capacité va de 68 à 150 000 μF pour des tensions comprises entre 10 et 385 V.

A titre indicatif un boîtier de 25 mm de diamètre et de 36 mm de long peut contenir un condensateur de 68 μF 385 V ou 10 000 μF 10 V.

Varistors haute énergie supportant des pointes de 40 000 A

General Electric commercialise, sous la référence GE-MOV II des varistors haute énergie capables de supporter des pointes de courant jusqu'à 40 000 A. Ces varistors qui sont disponibles pour onze tensions différentes dans la gamme 130 à 750 V alternatifs ou 175 à 970 V continus, sont destinés à la protection des moteurs et systèmes de contrôle industriels contre les dommages créés par des hautes énergies transitoires.

Ils fonctionnent dans la gamme de températures — 55 à + 75 °C et sont présentés en boîtier époxy trapézoïdal. Plusieurs de ces dispositifs peuvent être connectés en série ou en parallèle s'ils sont appariés électriquement.

Tantale pour alimentation à découpage

Sprague propose pour les alimentations à découpage le type

550 D de la série Tantalex, condensateurs tantale à électrolyte solide particulièrement adapté au fonctionnement à fréquence élevée (voir courbes).

La résistance série (ESR) de ces condensateurs est particulièrement faible comparée à celle des condensateurs classiques au tantale dont ils possèdent par ailleurs les caractéristiques : excellente stabilité (typiquement — 10 à + 12 % entre — 55 et + 125 °C), grand rapport capacité/volume, large gamme de température d'utilisation.

Les valeurs proposées sont comprises entre 5,5 et 330 μF pour des tensions d'utilisation allant de 6 à 50 V (à 85 °C).

Sprague étudie également des modules de capacité au tantale présentant des impédances encore plus faibles : 5 m Ω entre 100 et 500 kHz pour un 1 200 μF 15 V.

(fig. 4)

COMPOSANTS
ELECTRO
MECANIQUES

Démarrage électronique de moteurs à cage

Télemécanique a mis au point pour résoudre le problème du démarrage progressif des moteurs à cage asynchrones, le gradivar gradateur triphasé à 6 thyristors, qui délivre une tension variable à fréquence fixe.

La gamme couvre un domaine de 10 à 2 500 A ; des réglages permettent d'ajuster la durée et le courant de démarrage.

En outre ce dispositif permet une nette réduction du courant lors de la mise sous tension minimisant les coûts d'installation, (câbles plus petits) et la puissance à souscrire auprès des sociétés distributrices d'énergie.

(fig. 3)

Disjoncteurs thermiques agréés VDE

Les petits disjoncteurs thermiques *Hosiden* disponibles chez *RDI* sont maintenant agréés VDE (Norme VDE 0631/9.77) : il s'agit des MINI-LIRM (Réf. BC 62) sous

le N° 1584 et LIRM (Réf. BC 52) sous le N° 1583 dans les versions en saillie, à encastrer et encliquetable.

Leurs principales caractéristiques sont les suivantes :

— faible encombrement :

MINILIRM 27 × 16 × 8 mm

31 × 20 × 9 mm

— calibres de 0,5 A à 20 A

— temps de déclenchement rapide : 4 à 5'' à 1 In

0,1'' à 10 In

— faible chute de tension (résistance interne de 0,16 Ω pour le calibre 0,63 A)

— peu sensibles à la température ambiante entre 10 °C et 60 °C

— tenue aux chocs de 30 g.

Leurs prix seraient équivalents à ceux des porte-fusibles professionnels.

(fig. 2)

ACCESSOIRES DE
FABRICATION

Une gamme d'aérosols

3 M propose une gamme d'aérosols destinés à l'électricité et l'électronique notamment :

Un vernis noir de protection contre la corrosion et l'humidité.

Quatre vernis isolants de protection pour les circuits imprimés.

Un produit hydrofuge qui permet de dégraisser et lubrifier les ensembles métalliques.

Un produit dégraissant traitement des surfaces avant application d'un revêtement de protection.

Un nettoyant antioxydant pour le nettoyage et la lubrification des contacts.

Un vernis silicone pour la lubrification et la protection de toutes surfaces.

La présentation en aérosols de ces produits assure une bonne conservation et permet une réparation uniforme même dans les zones difficilement accessibles, sans risque de contraintes mécaniques.

Détecteur de câbles

La firme *S.P.I. Kager* propose un détecteur électronique de faible encombrement permettant la localisation de câbles encastrés.

Produits nouveaux



D'après le fabricant ce détecteur appelé Multi-combi permet de différencier un conduit métallique d'une ligne sous tension jusqu'à des distances respectives de 20 et 10 cm.

L'appareil peut également être utilisé en détecteur de présence de tension.

Présenté dans un boîtier en matière plastique portant une semelle articulée contenant le capteur et commandant sa mise en route le détecteur est alimenté par une pile de 9 V.

(fig. 1)



Adhésifs conducteurs

Emerson et Cuming France commercialise sous l'appellation Eccoshield une gamme très complète d'adhésifs conducteurs.

Se présentant sous forme d'adhésifs, d'enduit, de mastic, de calfat, de joint, de ruban adhésif ou de graisse, ces produits utilisent des charges à base d'argent, de nickel ou de carbone. Selon les types, la plage de température d'utilisation est comprise entre -52 et $+230$ °C.

Les applications vont du collage de matériaux isolants ou conducteurs et de la soudure à froid à la fermeture et l'étanchéité de blindages EMI.

A noter un vernis conducteur pelable et réutilisable permettant la réalisation de pistes conductrices.

Relais statiques

Opto représenté par *Teleéquipement* propose sous l'appellation Opto 22, deux séries de relais statiques pour usages industriels, l'une pour courant alternatif pouvant contrôler jusqu'à 45 A 380 V, l'autre pour courant continu contrôle 5 A 60 V.

L'isolement galvanique du circuit de commande est assuré par photo coupleur, la rigidité diélectrique atteint 4 000 V et l'isolement $10^{10} \Omega$.

Le dV/dt est de 200 V/ μs . Les températures d'utilisation sont comprises entre -40 et $+80$ °C.

A titre d'exemple les caractéristiques du modèle 380D45 pour alternatif :

1
2
3



— courant nominal 45 A - surcharge pendant 1 cycle de 20 ms 650 A.

— Tension nominale 380 V - domaine d'emploi 24 à 420 V.

— Tension de commande de 3 à 32 V - tension d'enclenchement 3 Vcc tension de relâchement 1 Vcc.

INSTRUMENTATION

Simulateur d'interférences

Schaffner vient de développer un simulateur d'interférences NS431 permettant des décharges, unitaires ou répétitives (fréquence de répétition de l'ordre de 10 Hz) jusqu'à 20 kV.

Ce générateur en forme de pistolet est très maniable et permet d'effectuer des tests reproductibles simulant bien les conditions de décharges statiques rencontrées dans la pratique.

Le générateur, son alimentation et ses accessoires sont présentés dans un coffret de transport compact.

(fig. 2)

OEM

Transformateur ferro résonnant

Ces transformateurs sont proposés par *Myrra* sous la marque *Ferrostab* dans une plage de puissance de 125 VA à 3 KVA, et assurent une régulation de tension de sortie de $\pm 3\%$ pour $\pm 15\%$ de variation de la tension d'alimentation, pour toutes conditions de charge, de 0 à 100 %.

En outre, d'après le fabricant, le *Ferrostab* remet à la forme sinusoïdale les ondes distordues, atténue considérablement les parasites et transitoires et supprime les microcoupures.

Alimentation sans coupure

Disponibles dans une gamme de puissance comprise entre 150 VA et 2 500 VA, les alimentations sans coupure. ROVA. T de SAFT comprennent dans un même coffret, un redresseur, un onduleur et une batterie au plomb étanche, et sans maintenance.

La stabilité en fréquence est donnée pour $\pm 0,5\%$ à 50 Hz, l'onduleur étant synchronisé au secteur tant que celui-ci est présent et dans les tolérances.

La distorsion harmonique est de 6 % dans toutes les configurations ; le rendement, selon la puissance est compris entre 60 et 65 %.

Lors d'incident sur le secteur la tension de sortie est rétablie à $\pm 10\%$ près en moins de 20 ms.

(Fig. 3)

Protection secteur

Soulé électromécanique propose un ensemble de protection secteur pour matériels électroniques, de consommation inférieure à 5 kVA en monophasé, et 8 kVA en triphasé. La protection, étagée, est assurée par : parafoudres, inductances et protections modulaires.

Le dispositif supporte des décharges de 10 kA de durée inférieure à 20 μ s.

Des GTO 2 500 V/500 A chez IR d'ici septembre 1984

International Rectifier va proposer en 1984 une très importante gamme de GTO de forte puissance dont nous sommes en mesure de donner le planning d'introduction.

Pour des tenues en tension de 1 200 V tout d'abord, les modèles 350 A crêtes contrôlables (125 A efficaces) 81/84 RDT 120M ont commencé à être échantillonnés en boîtier à vis. Simultanément est introduit le modèle press-pack 1 200 A (350 A eff.) de référence 1201 PGT 120.

Pour des tenues en tension de 1 600 V, 4 modèles sont prévus cette année : en boîtier press-pack sont introduits actuellement des versions 600 A crêtes contrôlables (160 PFT 160) et 1 200 A (X 265-16). Un modèle 350 A en boîtier à vis est prévu pour échantillonnage en octobre 1984 (réf. X 264-16). Des échantillons à fiabilité non garantie d'un GTO 250 A (X 274) présenté sous forme de module devrait pouvoir être obtenus dès mai 85, la fiabilité de ces échantillons devant être garantie à partir d'octobre 85.

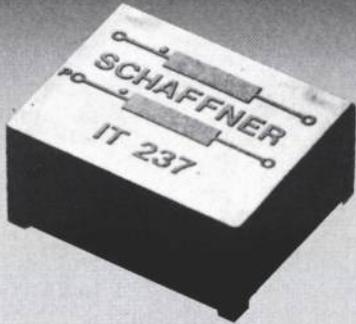
Pour des tenues en tension de 2 500 V enfin, seuls des GTO en boîtier press-pack sont actuellement à l'étude. Il s'agit d'un modèle 500 A crêtes contrôlables de référence X 269 qui sera disponible sous forme d'échantillons à fiabilité non garantie en mai 84 et sous sa forme garantie en septembre de la même année. Suivra un modèle 800 A de référence X 266 dont la version garantie sera proposée en décembre 84 (échantillons non testés en fiabilité dès août de cette année).

Pour décembre 1985 est enfin prévue l'introduction officielle d'un dispositif 2 000 A de référence X 267.

Rappelons que tous ces GTO sont étudiés et fabriqués au Japon par une société dont *IR* a 10 % des parts ; mais *IR* a l'exclusivité des ventes dans le monde hors Japon. Cette usine produit actuellement 600 GTO par mois la capacité de production étant en cours de triplement. Une autre usine est par ailleurs en cours de montage par *IR* en Californie. Selon les responsables des programmes GTO de l'usine japonaise que nous avons rencontrés, les rendements de fabrication de leurs GTO seraient maintenant les mêmes que ceux constatés pour les thyristors (ce qui semble vraiment étonnant...).

Transformateurs d'impulsions

Excellente qualité garantie
par production robotisée



Bernard Bouvard
- votre interlocuteur

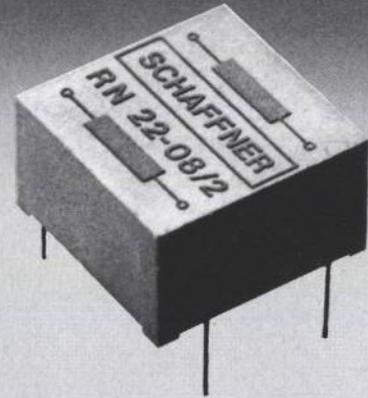
- Applications standards
- Avec temps de montée rapide
- Avec haute tension d'isolement
- Pour thyristors de forte puissance

SCHAFFNER

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

Série RN

Selfs d'antiparasitage pour
alimentations à découpage



Jean-Luc Dudouet
- votre interlocuteur

- 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

ChipSwitcher avec ChipSwitch™

prouesse de prononciation...

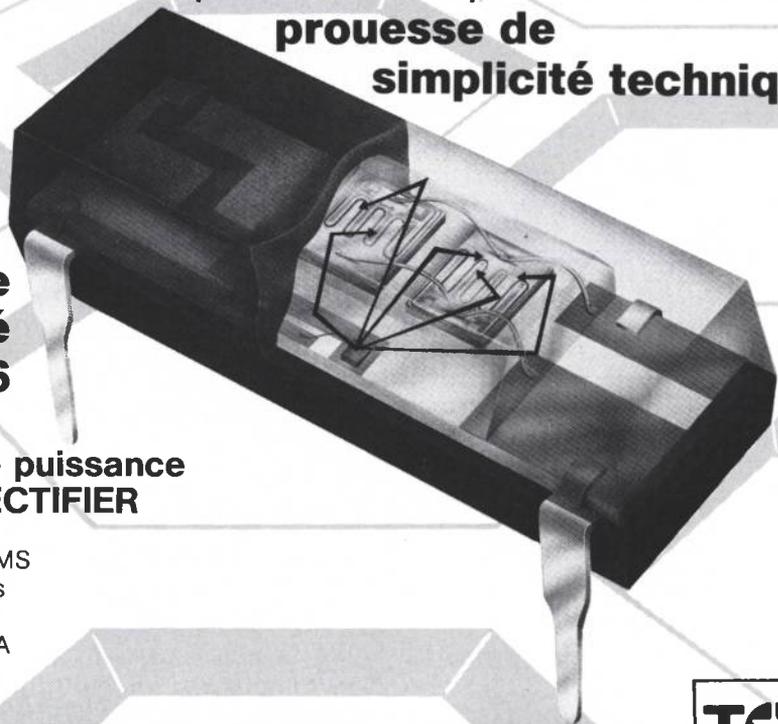
prouesse de
simplicité technique

**Le relais statique
entièrement intégré
1 A - 220 V - TO 116**

**La technologie des c.i. de puissance
S³X d'INTERNATIONAL RECTIFIER**

des performances exceptionnelles :

- isolement E/S 3750 V RMS
- dv/dt à l'état bloqué 600 V/μs
- courant de fuite max. 10 μA
- courant de charge min. 0.5 mA
- commutation au "0" :
IEM < VDE limite "A" et "B"



EB birépub. 603

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE



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

Les diodes rapides : comment en optimiser le choix

Les diodes rapides sont déterminantes dans le bon fonctionnement des commutateurs de puissance travaillant à fréquence élevées. La première partie de cette étude parue dans le numéro 2 d'Electronique de puissance, exposait les éléments qui régissent la commutation des diodes rapides de puissance. Nos lecteurs trouveront dans la suite de cet article les éléments nécessaires pour en optimiser le choix.

Les diodes de roue libre

Dans ce type de fonctionnement (fig. 1) la vitesse de décroissance du courant dans la diode est fixée par un commutateur qui absorbe de l'énergie et ne la relibère pas dans la diode.

Le point le plus important

à considérer est la pointe de courant dans le transistor qui dissipe pendant ce temps beaucoup d'énergie. La figure 2 montre l'influence sur un tel circuit de plusieurs diodes de rapidités différentes.

Pour réduire les pertes dans le transistor, il faut choisir la diode la plus rapide. Les pertes dans la diode restent toujours faibles devant celles du transistor.

Un deuxième point

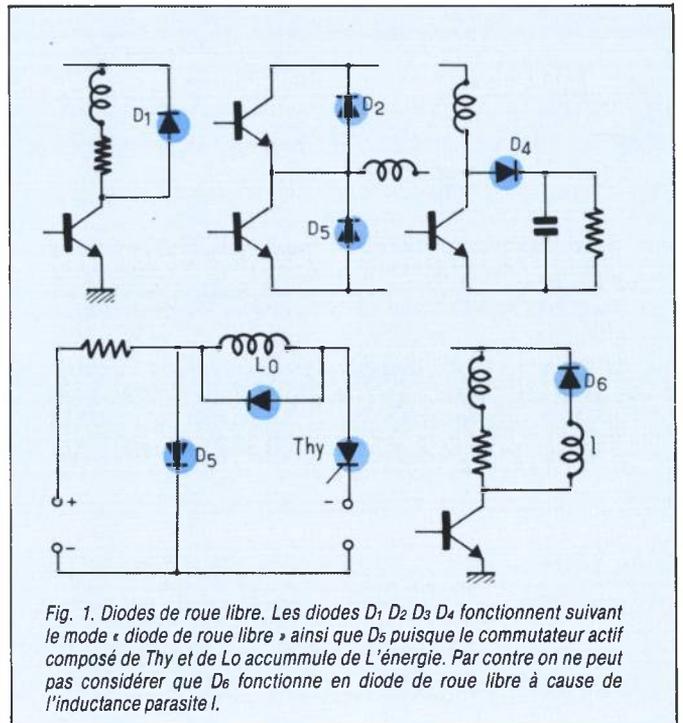
à considérer est l'établissement du courant dans la diode.

Au moment où le transistor se bloque, il est soumis à une surtension due aux inductances parasites et à l'établissement du courant (fig. 3) dans la diode.

Lorsque le circuit fonctionne en basse tension, un mauvais choix de diode conduit à des surtensions non négligeables. L'utilisation de diodes bien adaptées, c'est-à-dire fonctionnant à une densité de courant raisonnable et de technologie moderne (FRED ou Superswitch 2) permet de rendre ces surtensions négligeables.

Les diodes d'écrêtage

On utilise souvent des condensateurs associés à des diodes pour écrêter les surtensions produites, soit par les inductances parasites, soit par des accidents extérieurs. L'exemple de la figure 4



Diodes rapides

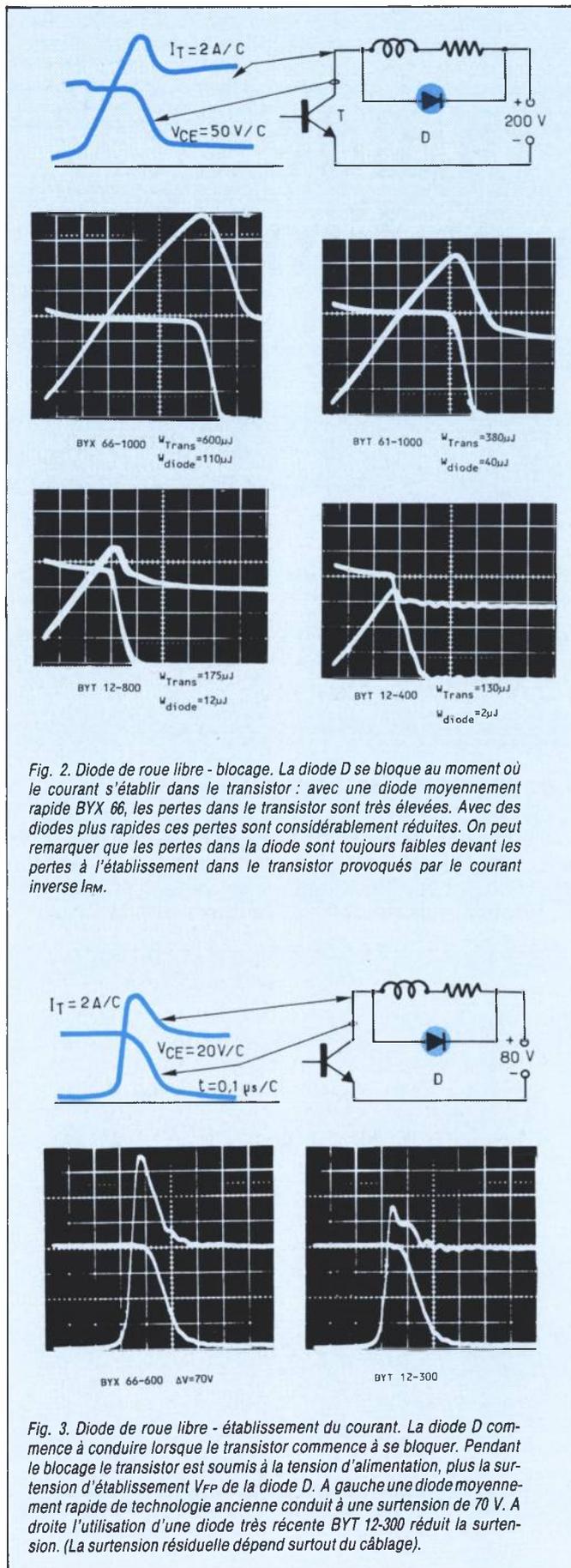


Fig. 2. Diode de roue libre - blocage. La diode D se bloque au moment où le courant s'établit dans le transistor : avec une diode moyennement rapide BYX 66, les pertes dans le transistor sont très élevées. Avec des diodes plus rapides ces pertes sont considérablement réduites. On peut remarquer que les pertes dans la diode sont toujours faibles devant les pertes à l'établissement dans le transistor provoqués par le courant inverse I_{RM} .

Fig. 3. Diode de roue libre - établissement du courant. La diode D commence à conduire lorsque le transistor commence à se bloquer. Pendant le blocage le transistor est soumis à la tension d'alimentation, plus la surtension d'établissement V_{RP} de la diode D. A gauche une diode moyennement rapide de technologie ancienne conduit à une surtension de 70 V. A droite l'utilisation d'une diode très récente BYT 12-300 réduit la surtension. (La surtension résiduelle dépend surtout du câblage).

montre qu'une diode basse tension (FRED) fonctionnant à une densité de courant raisonnable permet d'écrêter sans avoir de surtension. La surtension observée pendant l'écrêtage (fig. 4 à gauche) aurait été beaucoup plus importante si, au lieu de protéger un transistor, le réseau condensateur diode était utilisé pour faire une protection contre une onde de choc. Dans ce type de circuit utilisé en protection contre les surtensions d'origine externe, il faut toujours :

- prendre la diode dont la tension nominale (résistivité) soit la plus faible possible, compatible avec les exigences du circuit.
- choisir la diode pour avoir au moment où elle est parcourue par le courant de choc une densité de courant raisonnable.

Diodes de base

On utilise souvent des diodes en série dans les commandes de base (diode antisaturation). Ces circuits étant alimentés en basse tension, si on utilise des diodes rapides dont la surtension d'établissement est plus élevée que la tension d'alimentation, le courant dans les circuits de base est considérablement ralenti pendant les régimes transitoires. L'étude menée dans les références bibliographiques (1) et (2) en a montré les conséquences et la figure 5 en donne un exemple.

Dans ces circuits, il est obligatoire de n'utiliser que des diodes réalisées pour une basse tension, (comme les technologies FRED) si l'on veut éviter pendant les régimes transitoires les trainages de courant.

Diodes associées à un thyristor dual

Les circuits définis dans la référence (3) utilisent un transistor interrupteur associé à une diode et fonctionnant suivant le mode « thyristor dual ». Dans ce type de circuit, aucune tension n'est appliquée à la diode après qu'elle se soit bloquée. L'expérience a montré qu'il était néanmoins nécessaire d'utiliser des diodes rapides ne serait-ce que pour minimiser les surtensions aux bornes des transistors au moment où ils se bloquaient.

Diodes de redressement

Dans ce type de fonctionnement la vitesse de décroissance du courant dans la diode est fixée par une inductance L qui libère l'énergie $1/2 L(I_{RM})^2$ sous forme de surtension V_{RM} au moment où la diode se bloque.

$$V_{RM} = C VR$$

Le coefficient C varie suivant les technologies entre 1,5 et 3 (à 25°) pour les diodes modernes, et il augmente à chaud.

Dans la pratique des équipements, on rencontre un fonctionnement du type « redresseur » :

- chaque fois qu'un transformateur d'isolement introduit une inductance de fuite entre la diode et le commutateur,

- dans quelques circuits particuliers (voir fig. 8 et 11),
- dans toutes les diodes de roue libre des équipements de forte puissance car dans ce cas on ne peut jamais négliger l'influence des inductances parasites du câblage.

Le point à considérer

en priorité dans le fonctionnement « redresseur » est la surtension de commutation. Il est indispensable de vérifier que dans le cas le plus défavorable (température max. - limites max. - pour la tension et la charge) la surtension ne dépasse pas la valeur maximale V_{RSM} fixée pour la diode (un fonctionnement en régime d'avalanche réduit la fiabilité et entraîne un bruit plus élevé).

Dans la pratique des équipements des phénomènes tels que les capacités parasites des bobinages, les pertes, les temps de commutations des interrupteurs limitent les surtensions à des valeurs bien inférieures à celles qui ont été calculées dans la première partie.

Le concepteur aura souvent intérêt à utiliser un réseau amortisseur pour réduire la surtension et éviter ainsi de surdimensionner la diode en tension.

Remarque : le fait de remplacer une diode par une diode plus rapide ne réduit généralement pas la surtension (fig. 6) mais permet d'utiliser un réseau d'amortissement de plus faible puissance, donc de réduire les pertes.

Le deuxième point à considérer

concerne les pertes de commutations.

Celles-ci sont liées dans ce type de fonctionnement au carré du courant inverse IRM.

Les pertes les plus importantes ont lieu au blocage de la diode, et en utilisant les diodes rapides modernes on peut les réduire considérablement (fig. 7).

Le fonctionnement en très basse tension constitue un cas particulier : en effet, il est indispensable dans ce cas d'utiliser des diodes de technologie FRED pour éviter les traînages de courant qui peuvent entraîner sous basse tension des pertes considérables (voir fig. 10 première partie).

Réseaux d'amortissement

Dans beaucoup d'applications du type « redresseur » le concepteur a intérêt à utiliser un réseau d'amortissement :

- Pour écrêter ou réduire la surtension de façon à éviter de surdimensionner les diodes,
- Pour amortir les oscillations éventuelles

Ces deux buts sont bien distincts et conduisent à des choix différents.

Réduction de la surtension (fig.9)

- L'utilisation de diode à avalanche (Transil) (4) est la solution la plus simple, et surtout celle qui pour un niveau de protection donné introduit le moins de pertes.
- Le réseau RC remplit un rôle analogue. Les per-

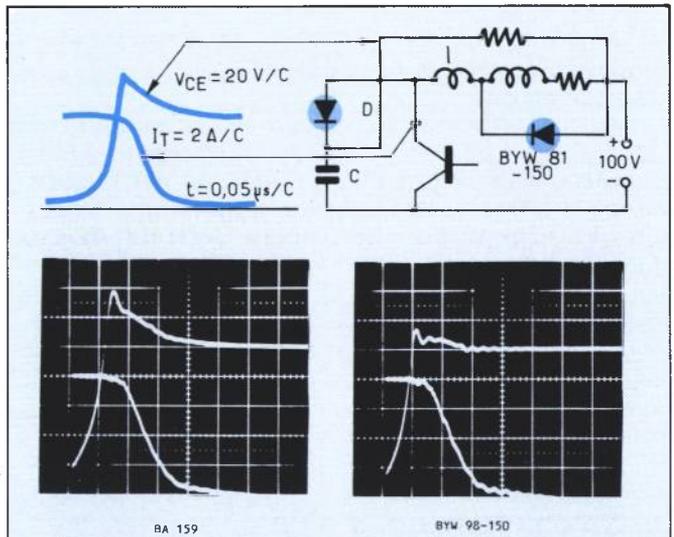


Fig. 4. Diode d'écrêtage. Le circuit D-C écrète la surtension due à l'inductance parasite l . A gauche, la surtension d'établissement est environ 40 volts. A droite une diode bien adaptée BYW 98 (FRED) limite cette surtension à une dizaine de volts.

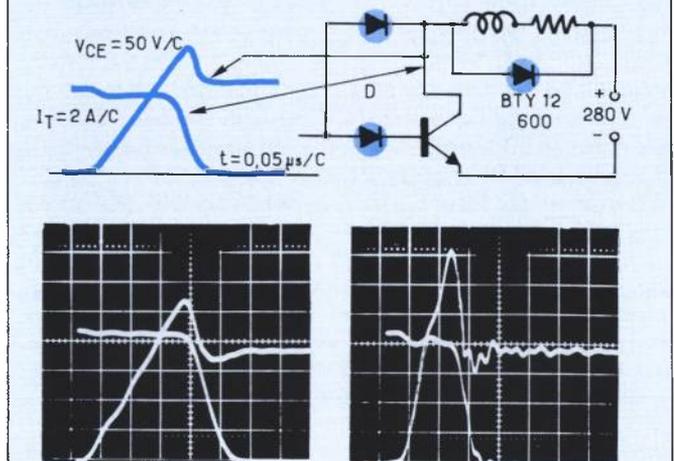


Fig. 5. Diode de base. La diode D en série dans la commande de base est utilisée pour une fonction « antisaturation ». Le circuit de base est alimenté sous 8 V. A gauche la diode D moyennement rapide limite la vitesse de montée du courant de base $\frac{di_B}{dt}$, et le courant dans le transistor ne s'établit pas très vite. A droite la diode D très rapide basse tension BYW 100-50 (FRED) ne limite pas $\frac{di_B}{dt}$, le courant monte beaucoup plus vite dans le transistor qui a des pertes plus faibles.

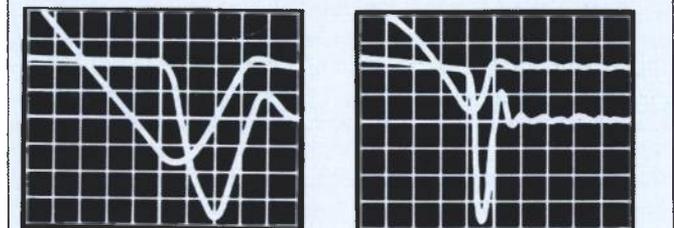


Fig. 6. Dans un montage « redresseur » (où il n'y a pas amortissement) le fait de remplacer une diode rapide par une diode ultra rapide ne diminue pas l'amplitude de la surtension mais réduit l'énergie perdue. La surtension de la diode ultra rapide de gauche pourra être amortie avec un condensateur ou une diode Transil de puissance beaucoup plus faible que celle de la diode de droite.

Diodes rapides

tes supplémentaires ($1/2CV^2$) ne sont pas toujours négligeables mais le bruit est réduit.

Amortissement

Le rôle principal du circuit RC n'est plus de réduire l'amplitude de la surtension, mais d'amortir le circuit oscillant constitué par la capacité de la diode et l'inductance L du circuit. Un circuit de ce genre peut se calculer (voir fig. 9). Les éléments du circuits (impédance interne, impédance de la charge) sont souvent mal connus et la vérification expérimentale après le calcul reste indispensable. Pour dégrossir le calcul la règle empirique suivante donne des résultats dans de nombreuses applications :

Prendre $C = 10 C_0$, C_0 capacité de la diode à $V = 0$ et $RC = t_{IRM}$.

Diode des réseaux d'aide à la commutation

L'étude faite dans les références bibliographique (1) et (2) a montré que l'utilisation de diodes à recouvrement brutal dans ce type de circuit produisait des oscillations parasites susceptibles de détruire le transistor. Les phénomènes peuvent aussi se produire avec des diodes à recouvrement progressif basse tension (fig. 11) qui entrent en oscillations après que le courant se soit annulé dans le circuit condensateur-diode. Cet exemple montre que le recouvrement progressif (caractérisé par le facteur C lié à la vitesse de remontée dI/dt du courant imposée par la diode) n'est pas suffisant pour définir le fonctionnement de la diode dans tous les circuits. Dans le cas des réseaux d'aide à la commutation, il est indispensable d'utiliser des diodes à recouvrement progressif amorties (BYT 11 et 12 - BYT 61 - 65 - 67) chaque fois qu'il y a un risque d'oscillation.

Rapidité et tension

Les lois de la physique obligent le concepteur de diode rapide à faire un choix entre les trois paramètres tenue en tension inverse VR, chute de tension VF, et courant inverse IRM.

Les performances des équipements augmentent et les concepteurs sont à la recherche de diodes de plus en plus rapides : où les trouver ?

a) La technologie a fait des progrès en 1984 ; apparaissent ainsi de nouvelles familles diodes « haute tension » plus rapides (fig. 12).

b) Le concepteur a des possibilités :

— d'abord il a intérêt à éviter l'échauffement de la diode (choix du type et des conditions de refroidissement),

— ensuite lorsqu'il a besoin de diodes très rapides en haute tension, il peut toujours utiliser un montage en série (fig. 13).

Résumé

On peut tirer quelques règles générales, issues de l'analyse des différentes applications ;

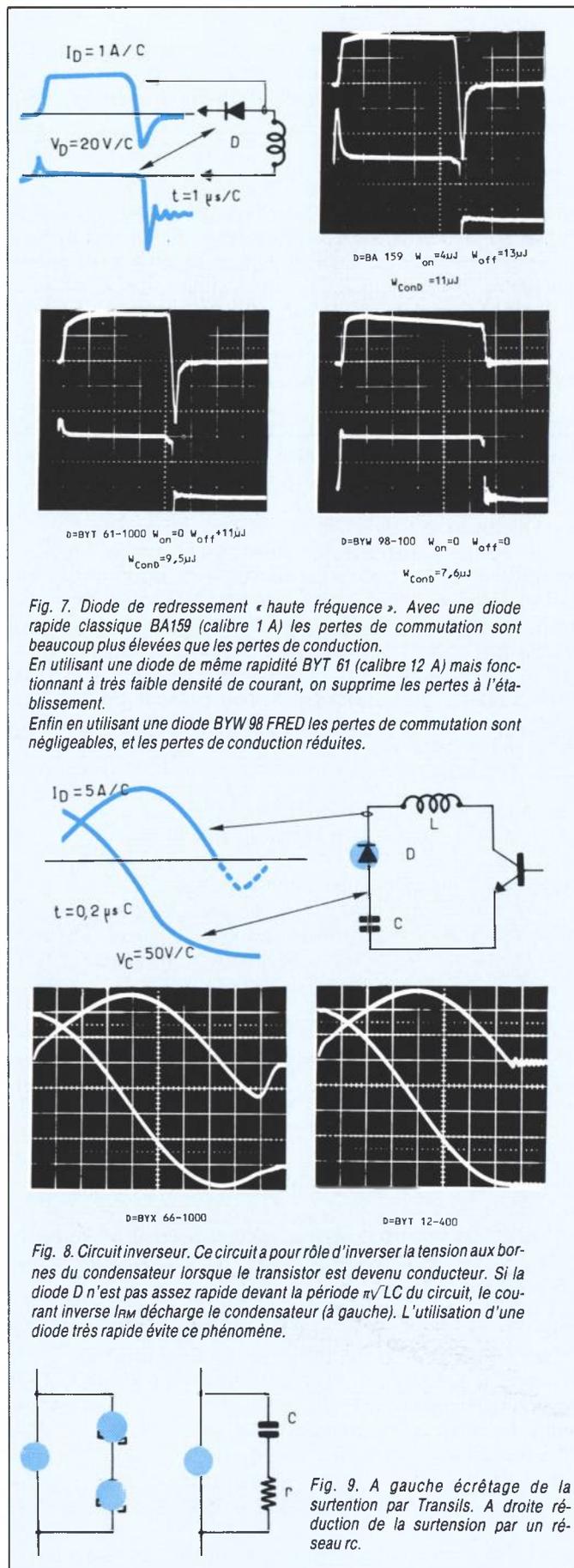


Fig. 7. Diode de redressement « haute fréquence ». Avec une diode rapide classique BA159 (calibre 1 A) les pertes de commutation sont beaucoup plus élevées que les pertes de conduction.

En utilisant une diode de même rapidité BYT 61 (calibre 12 A) mais fonctionnant à très faible densité de courant, on supprime les pertes à l'établissement.

Enfin en utilisant une diode BYW 98 FRED les pertes de commutation sont négligeables, et les pertes de conduction réduites.

Fig. 8. Circuit inverseur. Ce circuit a pour rôle d'inverser la tension aux bornes du condensateur lorsque le transistor est devenu conducteur. Si la diode D n'est pas assez rapide devant la période $\pi\sqrt{LC}$ du circuit, le courant inverse I_{RM} décharge le condensateur (à gauche). L'utilisation d'une diode très rapide évite ce phénomène.

Fig. 9. A gauche écrêtage de la surtension par Transils. A droite réduction de la surtension par un réseau rc.

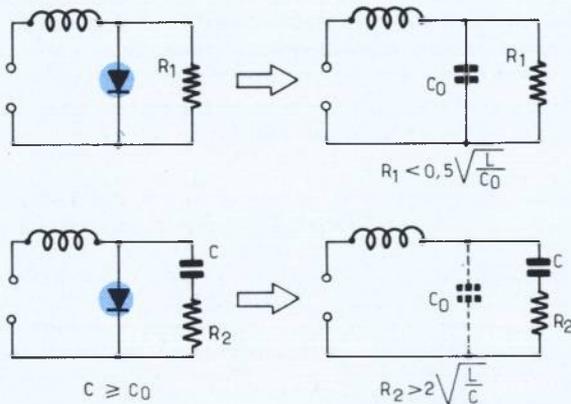


Fig. 10. Amortissement. En haut par une résistance. En bas par un réseau R2C. La capacité C est en général grande devant la capacité Co de la diode.

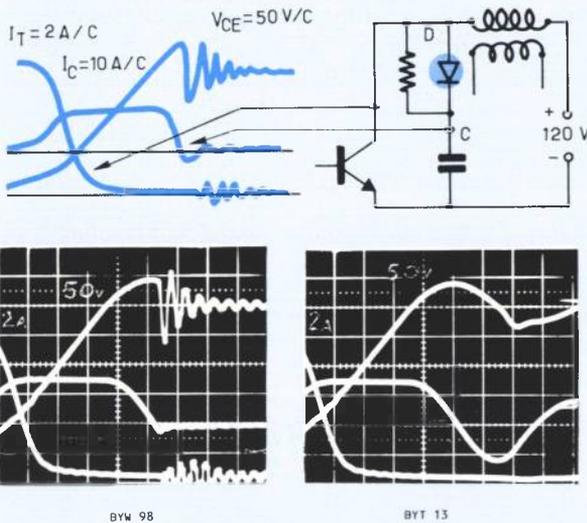


Fig. 11. Diode du réseau d'aide à la commutation. Lorsque le condensateur C est complètement chargé, tout le courant qui passait dans la branche D.C. est transféré dans la charge. La vitesse de commutation, c'est-à-dire la vitesse de décroissance du courant dans la diode n'est limitée que par les inductances parasites du circuit, inductances à air donc sans pertes. La diode D peut osciller. A gauche une diode « basse tension » provoque des oscillations qui peuvent, par l'intermédiaire des capacités parasites entraîner la remise en conduction c'est-à-dire la destruction du transistor. A droite l'utilisation d'une diode rapide haute tension bien amortie assure une commutation propre.

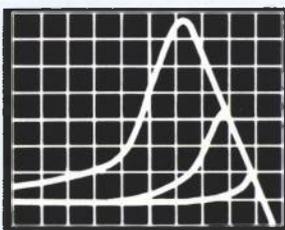


Fig. 12. Progrès dans les diodes rapides « haute tension » 2 A/C 50 nS/C T-25 °.
 — 1972 BYX66-1000I_{RM}13 A
 — 1973 BYT61-1000I_{RM}7 A
 — 1984 BYT12- 800I_{RM}2,5 A

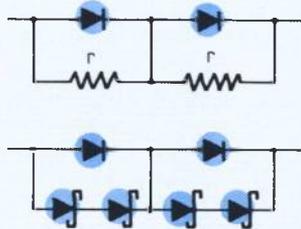


Fig. 13. Montage en série de diodes rapides. Il faut prévoir un équilibrage statique, soit avec des résistances r (le courant dans r doit être bien supérieur au courant de fuite de la diode) soit avec des diodes Transils.

Résumé de la première partie.

Il y a deux façons très différentes de bloquer une diode.

Dans le fonctionnement « diode de roue libre » la vitesse de décroissance du courant dans la diode est fixée par un commutateur actif (transistor) qui absorbe de l'énergie. Dans ce type de circuit, il n'y a ni oscillation, ni surtension. La diode dissipe peu d'énergie mais les pertes dans le commutateur actif (transistor) sont importantes.

Dans le fonctionnement « diode de redressement » la vitesse de décroissance du courant dans la diode est fixée par une inductance L qui emmagasine une énergie $1/2LI^2$. Ceci se manifeste toujours au moment du blocage sous la forme d'une surtension de commutation VRM.

$$VRM = C \cdot VR \text{ (VR : tension d'alimentation).}$$

Le paramètre C, caractéristique de la diode, en définit la progressivité (il est proportionnel à la pente dI/dt du courant imposée par la diode au blocage). Dans ce type de fonctionnement, le circuit composé de l'inductance L et de la capacité de la diode peut entrer en oscillation.

Ce phénomène d'oscillation, gênant pour quelques applications, ne doit pas être confondu avec le phénomène de recouvrement brutal (snap off) qui génère des surtensions très élevées et du bruit.

Au moment de l'établissement du courant, la diode est soumise à une surtension VFP dont la durée est environ $0,5 \mu\text{s}$. L'amplitude de cette surtension dépend de la densité de courant et du type de diode. C'est avec les diodes rapides que ces surtensions sont les plus faibles. Les diodes rapides réalisées pour les tensions les plus basses (faible résistivité) sont celles qui ont les surtensions d'établissement les plus faibles.

Les anciennes méthodes de caractérisation définissant le paramètre trr qui donnent des résultats difficilement exploitables et variables suivant les conditions de mesure ont été remplacées par des méthodes modernes, définissant le courant inverse I_{RM} et le facteur de progressivité C. Ces deux paramètres sont spécifiés à chaud et à fort niveau de courant.

1/ Le concepteur aura toujours intérêt à choisir la diode la plus rapide (c'est à dire les séries « basse tension ») dont la tension maximale VR est compatible avec les exigences du circuit.

Dans le cas où la diode est en fonctionnement « redresseur » (c'est à dire avec une inductance série qui peut être très faible) il est intéressant de limiter la surtension avec des diodes écrêteuses « Transil » ou un réseau RC pour éviter d'utiliser une diode très haute tension.

2/ Lorsque le concepteur, limité par la tension de fonctionnement, ne trouve pas de diode assez rapide, il peut toujours monter en série des diodes de plus basse tension nominale.

3/ Dans le cas où le circuit fonctionne en très basse tension (<30 V), il est indispensable d'utiliser des diodes FRED (<200 V) si on veut éviter des phénomènes de trainage à l'établissement du courant.

4/ Les diodes modernes ne présentent plus le phé-

Diodes rapides

nomène de recouvrement brutal (snap off), mais dans certains cas des diodes (dont le courant remonte progressivement au moment du blocage) peuvent osciller, en présence de faibles inductances. Pour éviter ce phénomène le concepteur peut :

- soit choisir des diodes rapides haute tension qui amortissent le circuit pendant le régime transitoire (la famille BYT 11 - 13 - 61 - 65 - 67 est très bien adaptée),
- soit utiliser un réseau RC qu'il déterminera en fonction des éléments du circuit pour l'amortir.

Conclusion

On a pu dire que les diodes rapides étaient le « talon d'Achille » de l'électronique de puissance. En 1984, la situation a bien changé.

- On connaît bien le fonctionnement des diodes à l'établissement du courant,
- le fonctionnement des diodes au moment du blocage a été mieux analysé en fonction des différents types de circuit.

— le progrès technologique a permis de réaliser de nouvelles familles de diodes plus rapides et dont les paramètres électriques sont caractérisés en fonction des conditions d'utilisation.

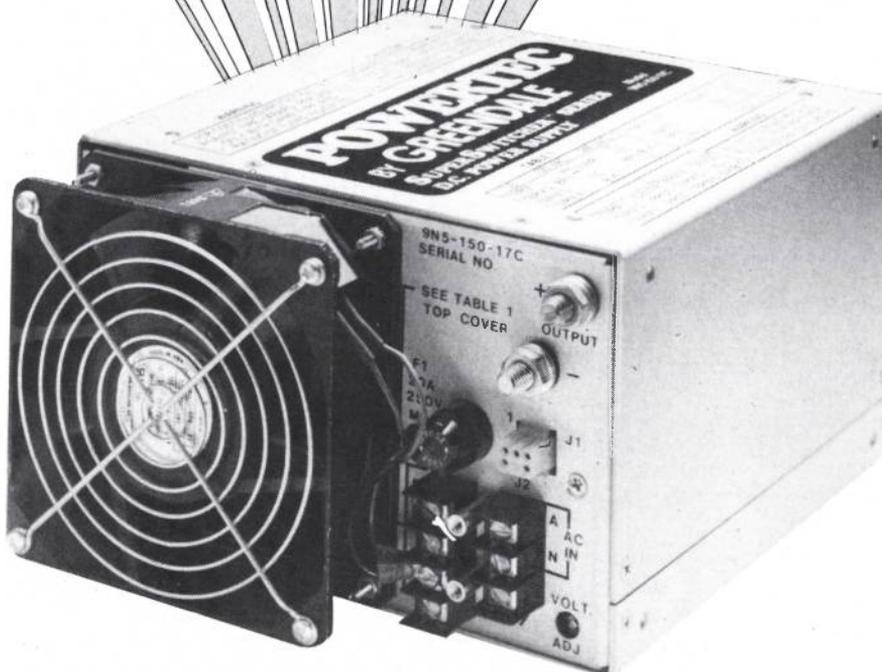
L'ensemble de ces facteurs « le software plus le hardware » pourrait-on dire, doit permettre d'améliorer considérablement les équipements.

J.M. PETER
Thomson-Semiconducteurs

BIBLIOGRAPHIE

- (1) *J. Barret* - Retard, bruit, remise en conduction - « Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie » Thomson CSF - Division Semiconducteurs 1983.
- (2) *J. Barret* - Trouble shooting in fast recovery diodes - Power Conversion Proceeding - Genève 1983.
- (3) *H. Foch - P. Marty - J. Roux* - Use of duality rules in the conception of transistorized converters - Power Conversion Proceedings - Munich 1980.
- (4) Comment choisir une Transil - Thomson CSF - Division Semiconducteurs - IT 24.

La PUISSANCE du découpage



Jusqu'à

1500 W

commutable

115/220 V

- 1 voie
ou
- 4 voies

Rendement : 80 %
2 alimentations possibles dans un rack 4 U

- nombreuses protections sur modèles standards et en option
 - cycle de déverminage.
- Fabrication Européenne
Normes UL, CSA, VDE, IEC, FCC.

 **Multisources**
Electronique

9 avenue des Trois peuples ZI
78180 MONTIGNY LE BRETONNEUX
Tél (3) 044.02.44 Télex 697071

Pour se rapprocher du commutateur idéal : naissance du concept MOS-BIP-MOS

Pour améliorer les commutateurs MOS et bipolaires actuels deux voies sont possibles : travailler les technologies des semiconducteurs, ou combiner plusieurs composants dont l'ensemble forme un nouveau commutateur plus performant. Il est ainsi possible aujourd'hui, en laboratoire, grâce à la technologie, de réaliser des transistors à aire de sécurité quasi carrée et ne nécessitant plus de courant négatif pour commuter très rapidement. Il est aussi possible de réunir sur une même puce ou sur un même substrat d'alumine miniature plusieurs composants pour former un commutateur de haute performance : c'est le cas du BIPMOS. Parfois technologie originale et circuit peuvent se combiner comme dans ce que nous avons appelé les BIPMOS à réaction : (IGT ou COMFET)

J.P. Berry, du Laas, à Toulouse, a tenté de réaliser un composant de commutation de hautes performances en poussant au maximum les possibilités de combinaisons de composants. Il a abouti à un concept MOS-BIPMOS qui pourrait être intégrable.

En commutation électronique de puissance d'une charge généralement inductive associée à une diode de roue libre, fig. 1, il est nécessaire de contrôler les vitesses de variation du courant di/dt et de la tension dV/dt au niveau du dispositif interrupteur actif à la fermeture et à l'ouverture :

- à la mise en conduction pour limiter le courant crête dans K durant le temps de recouvrement des charges stockées dans la diode de roue libre,
- à l'ouverture pour limiter l'énergie dissipée dans K au claquage durant le temps de mise en conduction de la diode de roue libre.

Avec le transistor bipolaire ces paramètres sont naturellement fixés par les CALC, circuits d'aide à la commutation passifs placés dans le circuit du collecteur, Fig. 2.

- dV/dt à l'ouverture est limité par γ , $d2$
- di/dt à la fermeture est limité par λ

La fonction principale de ces CALC est de maintenir le point de fonctionnement (I_c , V_c) dans une aire de sécurité fournie par le constructeur du transistor.

Ces CALC à composants passifs placés dans le circuit principal de puissance doivent être dimensionnés pour de forts niveaux de courant et de tension ; ils sont dissipatifs, accroissent la complexité des montages et sont coûteux.

Le transistor MOS de puissance présente une aire de sécurité plus étendue que son homologue bipolaire et l'on peut envisager une réduction des dimensions des CALC que l'on placerait dans le circuit de drain.

Dans une première partie, nous décrivons ainsi des circuits de commande de porte permettant d'éliminer ces CALC passifs du circuit de drain ; ces circuits déterminent les régimes de charge et de décharge de la porte, tout en réduisant automatiquement le délai dû à l'effet Miller quand il apparaît au moment de la varia-

MOS-BIP MOS

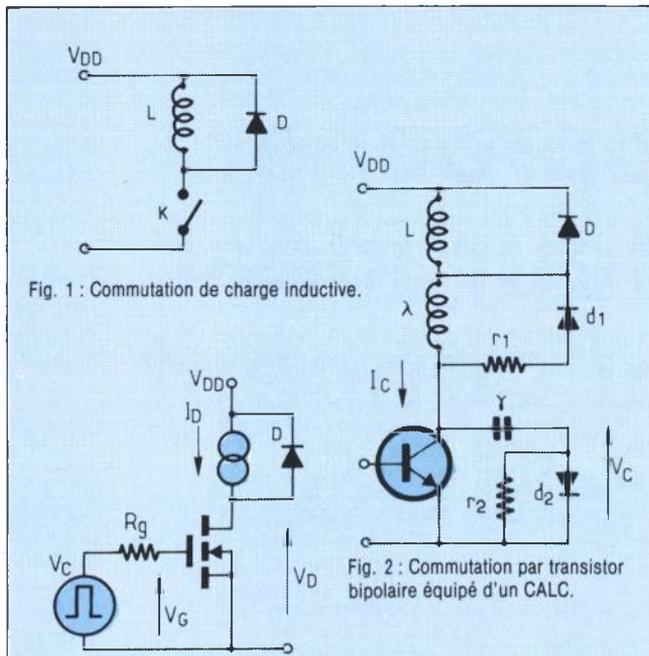


Fig. 1 : Commutation de charge inductive.

Fig. 2 : Commutation par transistor bipolaire équipé d'un CALC.

Fig. 3 : Circuit de base équivalent à la commutation de charge inductive à la mise en conduction de Mosfet.

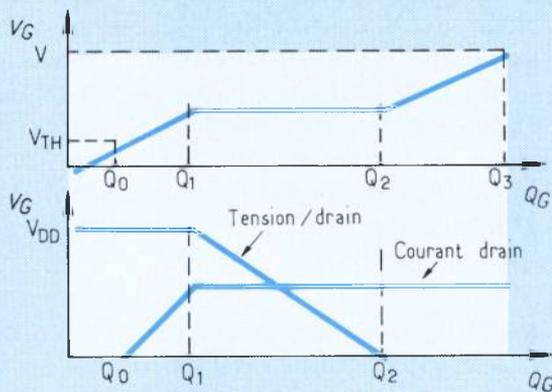


Fig. 4 : Formes d'onde de la charge de porte.

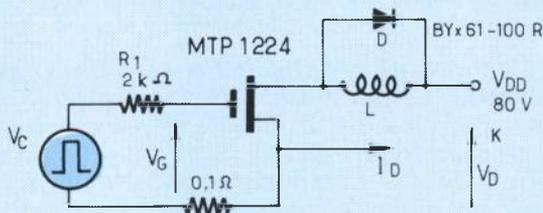
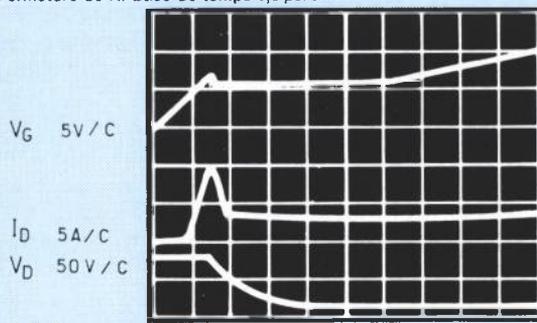


Fig. 5a : R_1 détermine le dI/dt de Q_2 à Q_1 .

Fig. 5b : Fermeture de K. Base de temps $0,5 \mu s/cm$.



tion de tension de drain. Ils permettent de régler à bas niveau — en amont de l'interrupteur — les 2 paramètres dI/dt et dV/dt indépendamment l'un de l'autre.

Dans une deuxième partie nous proposons d'associer transistors bipolaires et MOS.

Rappelons les avantages essentiels des transistors MOS sur les transistors bipolaires de puissance :

- simplicité de commande,
- rapidité,
- aire de sécurité plus étendue,
- grande capacité de surcharge en courant,
- plus faible tension de déchet à faible niveau de courant.

Par contre à fort niveau de courant le transistor bipolaire présente des tensions de déchet plus faibles que son homologue MOS.

D'autres considérations déclassent le MOS de puissance par rapport au bipolaire en conduction permanente à fort niveau de courant :

- plus grande surface de silicium,
- accroissement de la résistance drain-source, avec la température.

Les associations MOS-Bipolaire permettent de bénéficier des avantages complémentaires de ces deux types de transistors.

Nous présentons ainsi le montage Darlington BIPMOS, avec commande de base du bipolaire par un MOS et nous lui ajoutons en parallèle un autre MOS à forte capacité de surcharge en courant pour l'aide à la commutation « active », lui-même piloté par les circuits présentés dans la première partie de la présente note.

Deux circuits de commande et d'aide à la commutation

La fig. 3 représente le circuit de base qui nous intéresse.

La fig. 4 représente les formes d'onde de la charge de porte.

Notons que lors de la mise en conduction, le courant de drain s'établit de Q_0 à Q_1 , à tension fixée V_{DD} et que la tension de drain décroît après, de Q_1 à Q_2 à courant de drain établi I_D ; il y a alors effet MILLER.

Nous en déduisons qu'à la mise en conduction du MOSFET, le dI/dt dépend du temps d'apport de charge Q_1-Q_0 ; le dV/dt dépend du temps d'apport de charge Q_2-Q_1 .

En fig. 5 une résistance en série avec le générateur de tension de commande V_C détermine le temps d'acquisition de Q_1 , nous donnant en première approximation le dI/dt .

En fig. 6 un deuxième circuit détecte l'apparition d'une variation négative de la tension drain et modifie le circuit de charge de porte ; il agit tant qu'il y a un dV/dt négatif sur le drain en reliant directement la porte à V_{aux} à travers $R'2$.

Si $R'2 \ll R_1$ il y a réduction importante du délai dû à l'effet MILLER ce que l'on voit en

comparant les oscillogrammes des fig. 5.b et fig. 6.b.

En fig. 7 un troisième circuit décharge la porte pour l'ouverture de l'interrupteur.

En fig. 8 schéma complet du dispositif ; on notera que lorsque $V_C = 0$, T2 inhibe le deuxième circuit de détection et charge sur $dV/dt > 0$, ce qui assure la sûreté de fonctionnement vis-à-vis de parasites transitoires générés par la charge.

Premier pas : le BIPMOS

Le montage cascade ou darlington est présenté en fig. 9. Ses avantages sont les suivants :

- une haute impédance d'entrée ;
- temps de mise en conduction faible ; le driver MOS se comporte comme une source de courant ce qui est très favorable à la mise en conduction du bipolaire ;
- délais et temps de commutation à l'ouverture relativement faibles, le bipolaire n'étant pas complètement saturé ;
- faible tension de déchet :

$$V_{CEon} = V_{BE} + I_C \frac{R_{ON}}{\beta}$$

R_{ON} résistance à l'état passant du MOS
 β gain du bipolaire

Avec R_{ON} de $0,2 \Omega$, β de 10, à fort courant I_C de l'ordre de 50 A, la tension de déchet V_{CEon} ne dépasse pas 2 V ;

- les courants base et collecteur du transistor bipolaire proviennent en totalité du circuit principal de charge.

Le montage comporte aussi, malheureusement, des désavantages :

- le transistor bipolaire ne peut être profondément saturé, il reste en régime de quasi-saturation ;
- à l'ouverture, il faut éviter le phénomène de second claquage, respecter l'aire de sécurité réduite caractéristique du transistor bipolaire ;
- la tension de saturation augmente lorsque l'on réduit le temps de déstockage à l'ouverture en agissant sur R_{dSon} et R_{BE} .

Si $\frac{R_{dSon}}{R_{BE}}$ augmente, la tension de saturation

augmente et le temps de stockage diminue ; un compromis doit donc être trouvé en fonction des applications.

Vers un MOS-BIPMOS

Pour s'affranchir de certains défauts des bipolaires, il est possible de leur adjoindre un MOS en parallèle (fig. 10). On a alors, en conduction :

$$I = I_1 + I_2$$

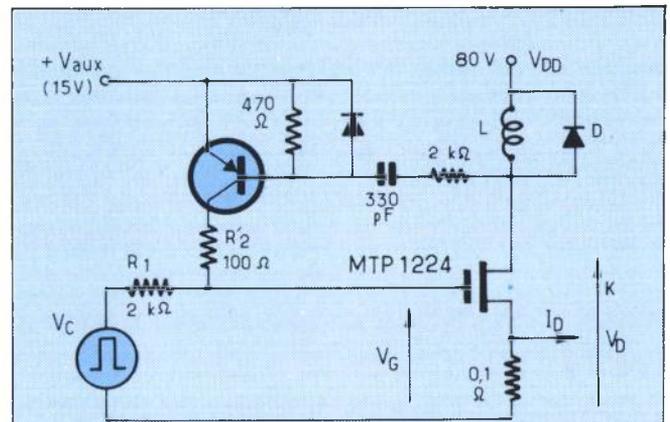


Fig. 6a : R'2 détermine $dv/dt < 0$ de Q_1 à Q_2 .

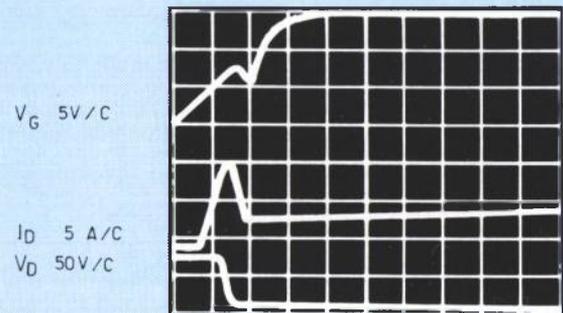


Fig. 6b : Fermeture de K. Base de temps $0,5 \mu s/c$.

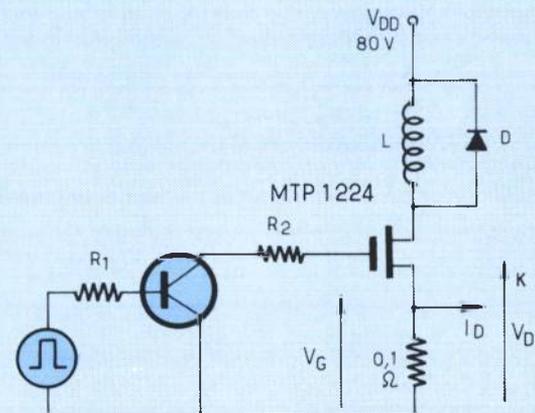


Fig. 7a : R2 détermine $dv/dt > 0$

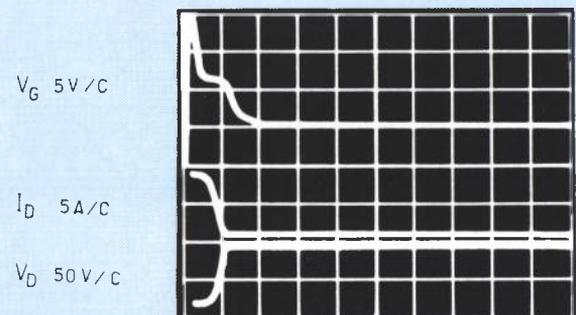


Fig. 7b : Ouverture de K. Base de temps $0,5 \mu s/c$.

MOS-BIP MOS

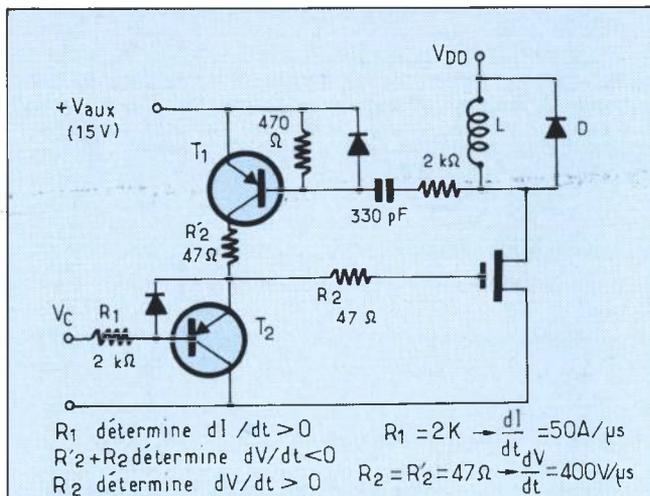


Fig. 8 : Circuit de commande et d'aide à la commutation du transistor MOSfet de puissance.

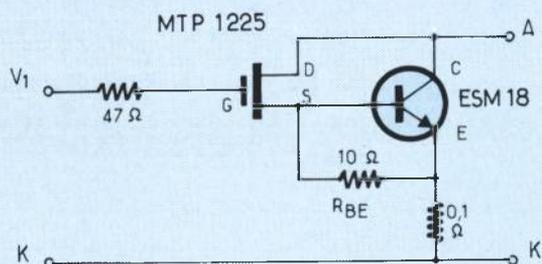


Fig. 9 : Darlington BIP MOS.

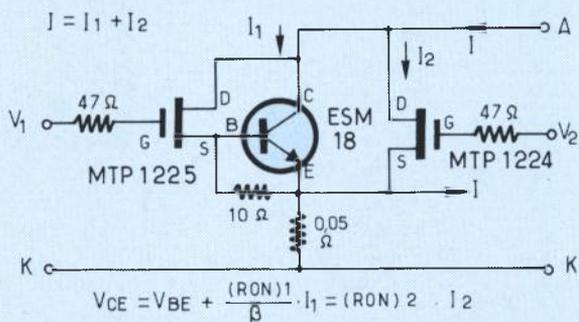


Fig. 10 : Montage cascade parallèle MOS-BIP/MOS.

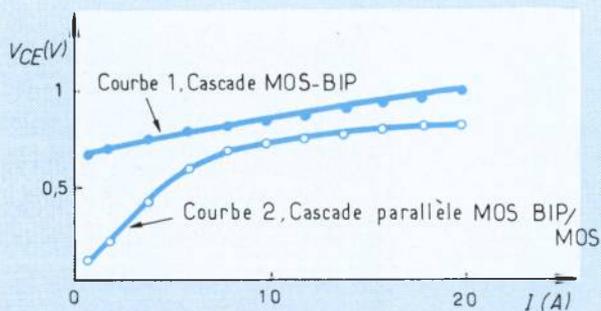


Fig. 11 : Tension de déchet en fonction du courant de montage BIP/MOS.

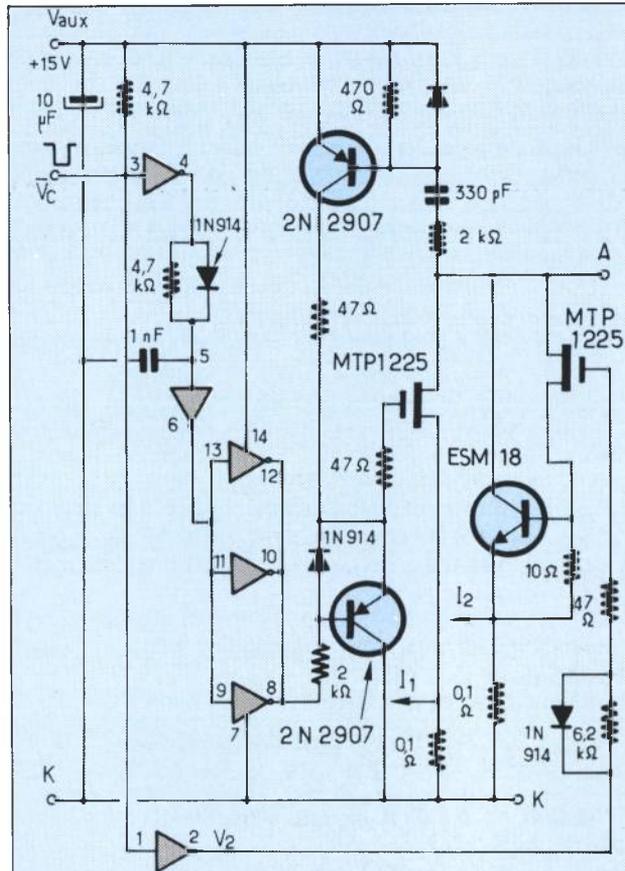


Fig. 12 : Interrupteur hybride MOS-Bipolaire/MOS et circuits de commande.

V_C 20 V / c

V_{AK} 50 V / c

I 10 A / c

Le bipolaire ne commence à conduire que lorsque le courant dans le MOS parallèle atteint 3 à 4 A, ce qui donne avec $RON \approx 0,2 \Omega$, 0,7 V de tension de déchet.

V_1 20 V / c

V_2 20 V / c

I_1 5 A / c

I_2 5 A / c

En fin de cycle de charge de l'inductance, le courant du bipolaire est reporté sur le MOS parallèle pendant 4 μs avant ouverture complète.

Fig. 13 : Interrupteur hybride MOS-BIP MOS commutant une charge inductive.

$$V_{CE} = V_{BE} + \frac{(R_{ON})_1}{\beta} \cdot I_1 = (R_{ON})_2 \cdot I_2$$

Tant que $(R_{ON})_2 < V_{BE}$ ($\sim 0,7$ V) le MOS parallèle assure une tension de déchet nettement plus faible que celle que présenterait le bipolaire seul (chute de tension obligatoire de jonction)

Par contre, à fort niveau de courant le bipolaire en quasi-saturation (forte injection de porteurs dans la base) pour une surface de silicium égale à celle d'un MOS, présente une tension de déchet plus faible que celle que présenterait le MOS seul.

Fig. 11 la courbe 1 représente la tension de déchet du montage darlington (fig. 9) en fonction du courant à 30 °C de température boîtier.

La courbe 2 représente la tension de déchet du montage cascade parallèle (fig. 10) en fonction du courant à 30 °C de température boîtier.

En première partie, nous avons vu la possibilité de régler, en amont d'un MOS, par les circuits de commande de porte, les 2 paramètres dI/dt et dV/dt à la fermeture et à l'ouverture en fonctionnement interrupteur. D'autre part le MOS présente une aire de sécurité étendue par rapport au bipolaire, en particulier à l'ouverture.

Dans l'interrupteur hybride MOS-BIP/MOS de la fig. 10 nous allons donc confier la fonction de commutation au MOS parallèle.

Il sera mis en conduction avant le bipolaire et bloqué après le blocage du bipolaire.

Transitoirement, durant quelques microsecondes, le MOS parallèle supportera la totalité du courant, mais ce dispositif a naturellement une grande capacité de surcharge en courant.

La fig. 12 représente le montage MOS-BIP/MOS et sa circuiterie de commande.

La fig. 13 représente les oscillogrammes de ce montage commutant une charge inductive.

Avec des circuits de commande adaptés aux caractéristiques d'entrée du MOSFET en commutation, et une association de celui-ci au transistor bipolaire, nous obtenons ainsi un interrupteur rapide, à faible chute de tension en conduction et à grande capacité de surcharge.

Réalisé en composants discrets dans la présente étude, ce dispositif est intégrable car il y a de grandes similitudes entre la structure d'un transistor bipolaire et celle d'un transistor MOS-FET.

L'intégration sur un même substrat du montage cascade parallèle MOS-BIP/MOS et de sa circuiterie de commande nous donnerait un composant de puissance assez proche de l'interrupteur idéal opérant sa commutation de façon « intelligente ».

J.P. Berry
LAAS Toulouse

Welwyn Electronique

Vitreseal® résistances bobinées vitrifiées

Série
V-700-2

RP 150

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

Type	739E	740E	771E	759F	722E	751E	761E	723E	752E	772E	757E	760F	773E	758E	
Puissance nominale	25 °C	1,5	2,3	4,0	4,5	5,0	5,0	6,5	7,0	7,0	7,2	8,0	10,0	11,0	16,0
	70 °C	1,3	2,0	3,5	3,9	4,3	4,3	5,6	8,0	6,0	6,5	6,9	8,6	9,5	13,8
Valeur ohmique	RB59, 0, 10-1K6			RB61, 0, 22-3K3			RB57, 0, 33-4K7			RB60, 0, 47-6K8		RB58, 0, 82-15K			

Fabrication française

17, rue de Sapaille - B.P. 2231 - 37022 Tours Cedex
Tél. : (47) 51.76.22 - Télex : 751 427

Welwyn Electronique

Radiaseal® résistances bobinées

Série
W-900-2

RP 150

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

Type	CCTU 04-10	MIL-R 18546	MIL-R 39009
WH10	RE1	RE6	RE65
WH25	RE2	RE70	RE70
WH50	RE3	RE75	RE75

Fabrication française

17, rue de Sapaille - B.P. 2231 - 37022 Tours Cedex
Tél. : (47) 51.76.22 - Télex : 751 427

Quelques principes d'utilisation du GTO

Pour chaque application particulière, la bonne connaissance des spécifications, l'estimation de la tension et du courant crête, le calcul des pertes totales notamment sont indispensables pour déterminer le GTO le mieux adapté.

Le thyristor G.T.O. (Gate Turn, Off), représenté avec sa symbolisation (figure 1), est un semi-conducteur bistable, trijonction, destiné au contrôle de courant unidirectionnel. Comme le thyristor, le G.T.O. supporte, à l'état bloqué, des tensions directes importantes (1 500 V chez RTC) et des pointes de courant, à l'état passant, bien supérieures à la valeur moyenne admissible.

Il admet des fréquences de commutation élevées (supérieures à 25 KHz) et sa commande est réalisée par un faible courant de gachette, positif pour la mise en conduction et négatif pour le blocage.

Le G.T.O. réalise une très bonne combinaison des avantages des thyristors classiques et des transistors.

Le but de cet article est de familiariser le concepteur de circuits de puissance avec les spécifications et le fonctionnement de ce composant.

Un chapitre décrit les quatre phases nécessaires à la réalisation de système :

- estimation de la tension crête ;
- évaluation du courant crête (grandeur à relier à la fréquence de commutation) ;
- calcul approché des pertes totales ;
- choix des composants du circuit de gachette.

La connaissance des paramètres ci-dessus permet, pour chaque application donnée, le

choix du composant G.T.O. et de son environnement.

Caractéristiques directes du G.T.O.

Le réseau de courbes I_F/V_{AK} (figure 2) montre deux comportements du G.T.O. à l'amorçage, en fonction du niveau de courant d'anode. Lorsque celui-ci est inférieur au courant d'accrochage I_L , le G.T.O. réagit comme un transistor haute tension ayant un facteur d'amplification de courant I_A/I_G croissant avec le courant d'anode. Si le courant de gachette est insuffisant pour provoquer le déclenchement, le G.T.O. est en blocage direct avec un faible courant de fuite entre anode et cathode. Au contraire, si le courant de gachette est supérieur au niveau I_{GT} nécessaire pour l'amorçage, le G.T.O. est rendu passant et il apparaît une faible chute de tension résiduelle entre anode et cathode. Tant que le courant d'anode est inférieur au courant I_L , le G.T.O. peut revenir à l'état de blocage direct si le courant de gachette devient inférieur au courant I_{GT} .

Si le courant d'anode est supérieur au courant d'accrochage I_L , le G.T.O. reste à l'état passant, se comportant comme un thyristor classique, même en cas de suppression de courant de gachette ; mais à l'inverse du thyristor conventionnel, le G.T.O. peut être bloqué par inversion de la tension de gachette.

Caractéristiques inverses du thyristor G.T.O.

En polarisation inverse, le G.T.O. est équivalent à une résistance, ne pouvant bloquer aucune tension et ne permettant pas le passage d'un courant significatif.

Dans le cas où une tenue en tension inverse est nécessaire pour le système, il suffit de connecter une diode en série avec le G.T.O. De même, pour un courant inverse élevé, une diode doit être montée en anti-parallèle (figure 3). Les diodes compatibles avec ces applications sont disponibles ; par exemple, la BY 329 pour les BTW 58 ou 59 (jusqu'à 1 000 V) et la BY 359 pour les BTW 58 ou 59 (jusqu'à 1 500 V).

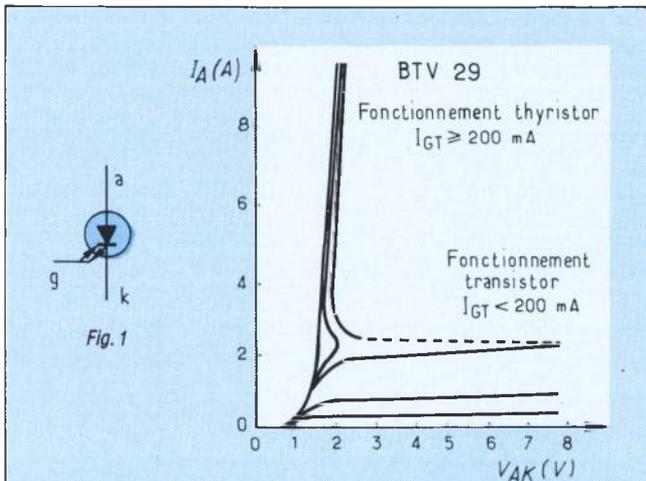


Fig. 2. Caractéristique $I_A = f(V_{AK})$ suivant le courant de gâchette.

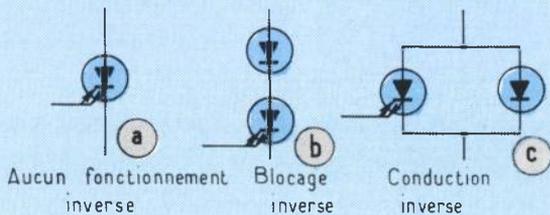


Fig. 3. Comment changer le comportement en inverse du G.T.O. avec des diodes additionnelles.

Courant d'anode maximum contrôlable

Bien que les cristaux utilisés soient relativement petits, le G.T.O. supporte des pointes de courant d'anode, en conduction ou au blocage nettement supérieures au courant moyen nominal spécifié. Par exemple, le BTW 59, pour une valeur moyenne de 15 A, permet de bloquer des courants crête de 50 A. La seule contrainte est, dans la phase de blocage, de s'assurer que le taux de croissance de la tension anode-cathode, pour des charges inductives, est limité.

Les courbes (figures 4 et 5) explicitent la relation entre le courant crête contrôlable, I_{TCRM} , et le d_v/d_t appliqué au circuit anode-cathode. Plus le courant à contrôler est élevé, plus le d_v/d_t admissible sera faible. De plus, les courbes ci-dessous montrent que, à d_v/d_t fixé, le courant I_{TCRM} augmente avec la tension négative de gâchette. Ceci est important et indique que l'impédance du circuit de commande, lors de l'extinction du G.T.O. doit être aussi faible que possible.

La figure 6 donne un exemple typique de circuit à utiliser. En particulier, l'impédance de la boucle de blocage (trait épais figure 6) doit être minimisée. Dans le cas de l'utilisation d'une capacité de découplage, celle-ci doit être placée très près du condensateur électrolytique.

Afin de contrôler la montée de tension anode-cathode au blocage, il peut être nécessaire d'utiliser l'un des schémas de la figure 7. Le circuit 7a est destiné aux systèmes ne comportant qu'un seul G.T.O., ou dans les montages en pont, lorsqu'il est nécessaire de se prémunir contre les inductances parasites de la ligne.

Le circuit 7b convient aux montages en pont. Le circuit RC, employé pour les thyristors classiques où ASCR, n'est pas très utilisable pour le G.T.O. En effet, lors du blocage d'un thyristor conventionnel, par commutation forcée, le taux de croissance de tension, d_v/d_t , peut être maîtrisé par le circuit extérieur d'extinction. Dans

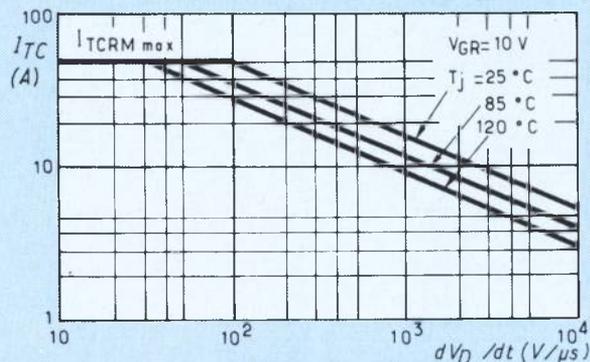


Fig. 4. Courant d'anode contrôlable, fonction du d_v/d_t , réappliqué avec charge inductive et $V_{GR} = 10$ V pour les BTW 59 et BTW 59.

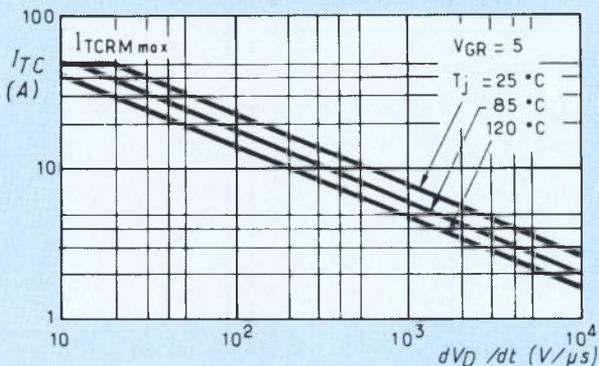


Fig. 5. Courant d'anode contrôlable, fonction du d_v/d_t , réappliqué avec charge inductive et $V_{GR} = 5$ V pour les BTW 59 et BTW 59.

Utilisation du GTO

le cas du G.T.O., le courant est interrompu par le cristal de silicium et le contrôle du d_v/d_i doit être effectué différemment. Le circuit RCD, (figure 7a), est utilisé dans les montages en pont lorsqu'il est nécessaire de se prémunir contre les inductances parasites de la ligne. Pour tout circuit « Snubber », l'efficacité est dépendante de la minimisation des inductances série, y compris celles provoquées par le câblage (figure 7c).

Aire de sécurité du thyristor G.T.O.

Le G.T.O. est un semiconducteur à deux états stables, il ne peut rester dans un état quasi-saturé, durant les phases de blocage ou d'amorçage. Il n'y a donc pas de limitation de l'aire de sécurité tant que la polarisation de la gachette est positive. Dans le cas d'une polarisation négative de celle-ci, l'aire de sécurité est un rectangle. Un exemple est donné (figure 8).

Mise en conduction

a) Précaution durant l'impulsion ou la décharge capacitive de commande

Pendant la phase d'amorçage, il faut être sûr que le circuit de gachette fournit un courant suffisant, lorsque le courant d'anode risque d'être inférieur au courant d'accrochage I_L . Dans le cas d'un amorçage réalisé par une décharge capacitive dans le circuit de gachette d'un G.T.O. connecté à une charge inductive (figure 9), une constante de temps trop faible peut provoquer un déclenchement incertain si le courant de gachette devient inférieur au niveau I_{GT} avant que le courant d'anode n'ait dépassé la valeur I_L . Un amorçage incertain peut aussi être dû à des variations importantes de la charge.

D'autre part, si le courant d'anode est très peu supérieur à la valeur I_L du courant d'accrochage, une décroissance trop rapide du courant de gachette provoque une mise en conduction incertaine (figure 10). Le temps de descente de l'impulsion de commande devra donc être augmenté.

b) Réduction des pertes en commutation

Pour réduire les pertes pendant les commutations, il est essentiel de minimiser le temps de mise en conduction t_{on} du G.T.O. Les deux composantes de t_{on} , le temps de retard t_d et le temps de montée t_r , diminuent lorsque le courant positif de gachette augmente (figure 11).

On trouve (figure 12) une croissance rapide jusqu'à l'obtention d'un niveau 2 à 5 fois supérieur à la valeur minimale I_{GT} assurant le déclenchement, puis une diminution jusqu'à I_{GT} après que le courant d'anode ait atteint une valeur bien supérieure au courant de déclenchement I_L . Ceci peut être réalisé par l'utilisation d'un circuit RC

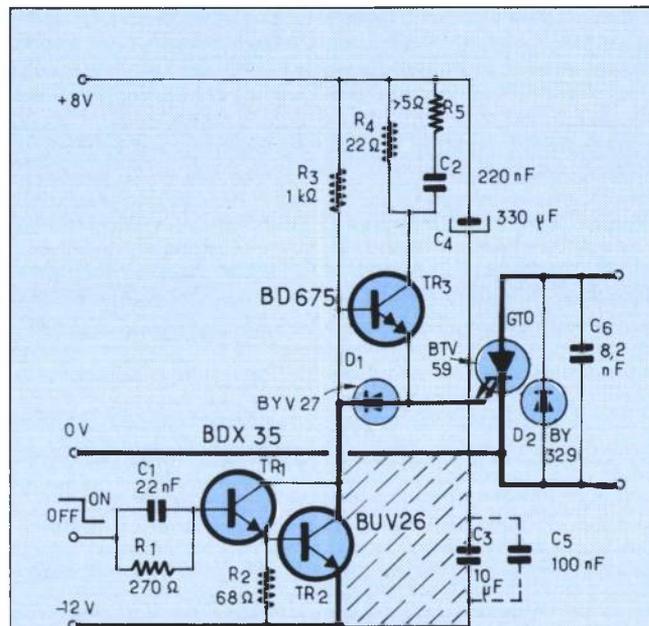


Fig. 6. Schéma pratique de commande possible pour le BTV 59. La surface hachurée doit être réduite autant que possible afin de minimiser l'inductance parasite.

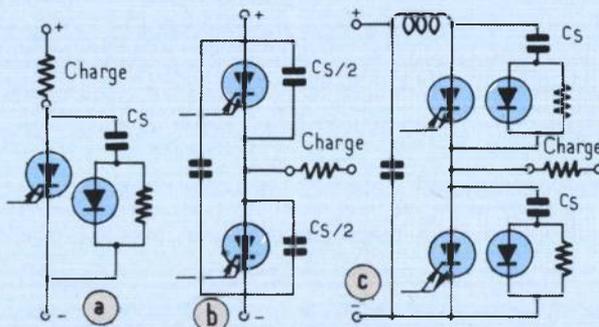


Fig. 7. On a la relation suivante : $C_s = I_{TC} (d_i/d_v)$ avec C_s en μF , I_{TC} en A et d_i/d_v en $V/\mu s$.

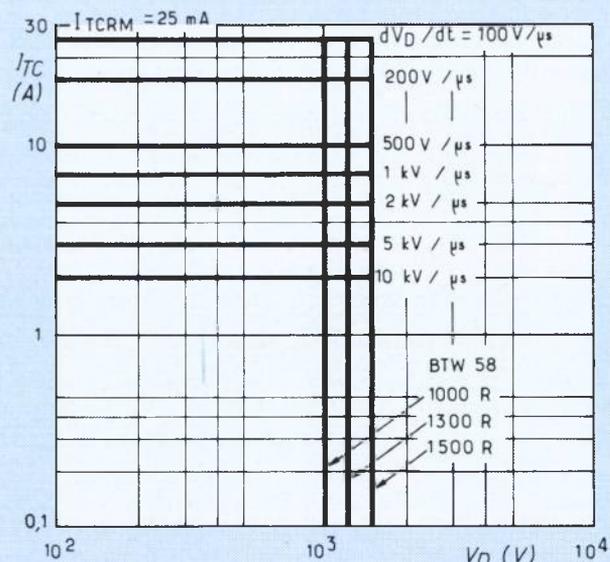


Fig. 8. Aire de sécurité du BTW 58 avec une commande négative de gachette.

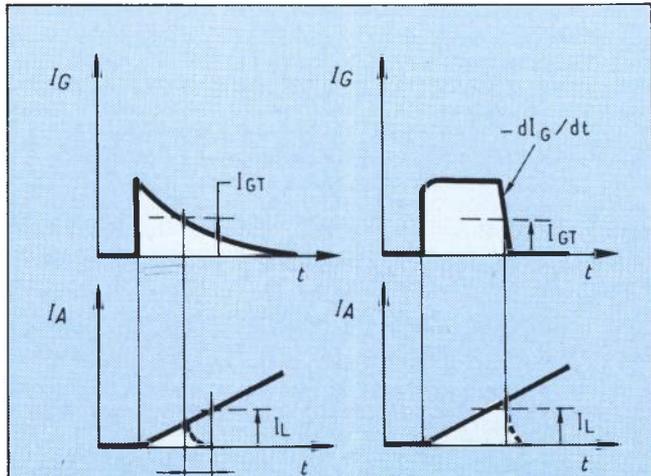


Fig. 9. Risque d'amorçage incertain lorsque $I_G < I_{GT}$ et $I_A < I_L$

Fig. 10. Possibilité de non déclenchement si I_A , I_L et $-dI_G/dt$, trop grand.

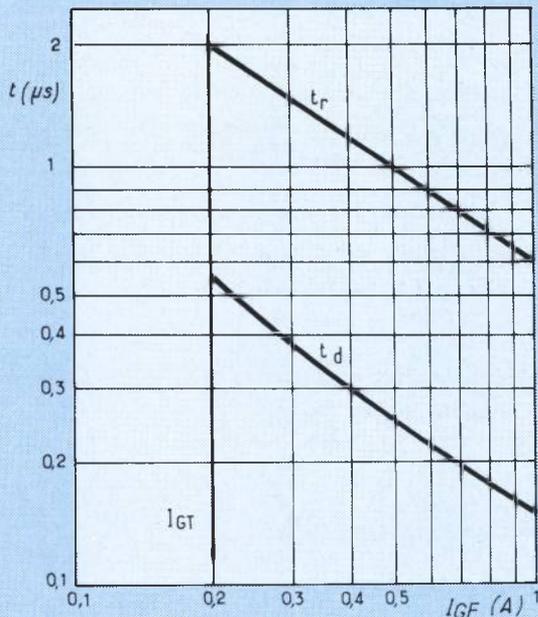


Fig. 11. Variation de t_r et t_d en fonction de I_{GF}

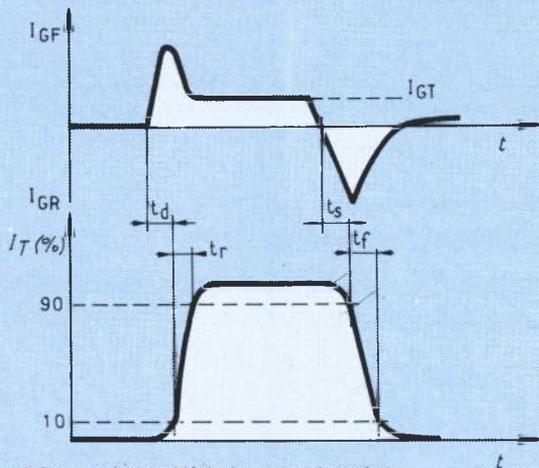


Fig. 12. Forme théorique idéale du courant de gachette.

dans la commande positive de gachette (cf. $R_5 C_2$ figure 6). Dans le cas de thyristors classiques, une montée trop rapide du courant d'anode provoque des effets importants de dissipation localisée dans le cristal durant la phase de mise en conduction. La structure interdigitée du composant G.T.O. accroît très sensiblement la capacité à supporter les contraintes d'un amorçage rapide. Pour les circuits sans réseau RCD de protection, la dissipation lors de l'enclenchement est relativement faible. Dans le cas où le réseau RCD est nécessaire, la décharge capacitive doit être prise en compte, surtout lorsqu'une capacité seule est utilisée. Dans ce cas, toute l'énergie stockée doit être dissipée sous forme de pertes d'amorçage du G.T.O. à chaque cycle.

c) Avantages d'une commande continue de gachette

Comme le transistor, le G.T.O. peut être amorcé et laissé en conduction par simple application d'un courant continu de gachette supérieur à I_{GT} . Les graphes (figures 13 et 14) montrent ce mode de fonctionnement qui se traduit par une chute de tension anode-cathode plus faible en conduction, même si le courant d'anode est très supérieur au niveau I_L .

Analyse de la phase de blocage

a) Principes

Pour comprendre cette phase de blocage, il peut être utile de se rappeler quelques principes de la conduction dans le cristal du thyristor G.T.O.

La figure 15 représente la coupe d'un cristal en conduction. Pendant l'état passant, la région centrale est remplie d'un plasma électron-trou autorisant le passage d'un courant important avec une faible chute de tension anode-cathode.

Pour bloquer le G.T.O., le plasma doit être interrompu, ce qui peut être réalisé par application d'une polarisation négative de base. Cette tension négative provoque « l'écrasement » du plasma en un fin canal (figure 16). La durée nécessaire à la disparition du plasma est le temps de stockage t_s . Pour réduire ce temps t_s , un champ relativement important de $-5 V$ à $-10 V$, doit être créé entre la gachette et la cathode du composant. La structure de la gachette est réalisée de façon à pouvoir supporter, pendant de courtes périodes, (de l'ordre de $20 \mu s$), un fonctionnement en régime d'avalanche inverse. Il est à noter qu'une tension négative supérieure à la tension de claquage ne favorisera pas le phénomène de blocage.

Lorsque le plasma est interrompu, le courant d'anode décroît et la tension d'anode augmente avec une pente liée à la charge. La relation entre la tension négative de gachette appliquée et les deux composantes du temps de blocage, t_s et t_r , est explicitée figure 17.

Utilisation du GTO

Le temps de décroissance du courant d'anode est aussi fonction du courant extrait par la gachette (figure 18).

Par exemple, si le courant d'anode d'un BTW 58 est de 5 A et que l'on souhaite bloquer le G.T.O. par un courant de gachette de 1 A, les temps de stockage et de décroissance seront respectivement de 2 μ s et de 1,5 μ s.

La capacité à supporter des valeurs crête élevées de courant de gachette inverse, nécessaires à un blocage rapide, est favorisée par une fine structure d'anode et une région p+ de basse impédance sous la cathode. Ceci est rendu possible par un contrôle précis de la diffusion. Des points chauds localisés, pendant la phase de blocage, sont évités grâce à l'utilisation d'une structure interdigitée avec de longs et fins « doigts » de cathode.

La dernière phase du blocage consiste en une légère trainée de courant due aux charges résiduelles stockées dans le cristal (figure 19). Chez RTC un dopage à l'or assure une recombinaison rapide de celles-ci et minimise les effets de ce courant résiduel sur le bilan total des pertes au blocage.

b) Pertes au blocage

A basse fréquence (< 2 KHz) les pertes dues au blocage du G.T.O. sont négligeables. Par contre, aux fréquences élevées et particulièrement si le taux de croissance de la tension anode-cathode est élevé, les pertes au blocage doivent être estimées et prises en compte dans la conception des systèmes. Le nomogramme (figure 20) montre les pertes du BTW 58 par cycle. La dissipation totale peut être évaluée en multipliant le terme E_t obtenu par la fréquence de commutation. La diminution du dV/dt réappliqué réduit sensiblement les pertes au blocage mais demande une capacité de plus grande valeur pour le circuit RCD. Une telle capacité présente aussi l'avantage de permettre des valeurs plus élevées du courant I_{TCM} . Il faut toutefois noter que les pertes à l'amorçage augmentent. Lors de la conception du circuit, il faudra donc trouver le meilleur compromis suivant l'application voulue.

Check-list pour la conception des circuits utilisant le G.T.O.

Ce chapitre résume les paramètres les plus importants, nécessaires à la conception de circuits fiables. Ces principes sont valables pour toutes les applications à G.T.O. ; pour illustrer la méthode, un exemple pratique est décrit.

a) Tensions prises en compte

La tension continue anode-cathode et la tension crête répétitive sont déduites du circuit. Des marges de sécurité doivent être prises, par exemple concernant les variations possibles de la tension d'entrée ou les phénomènes transitoires.

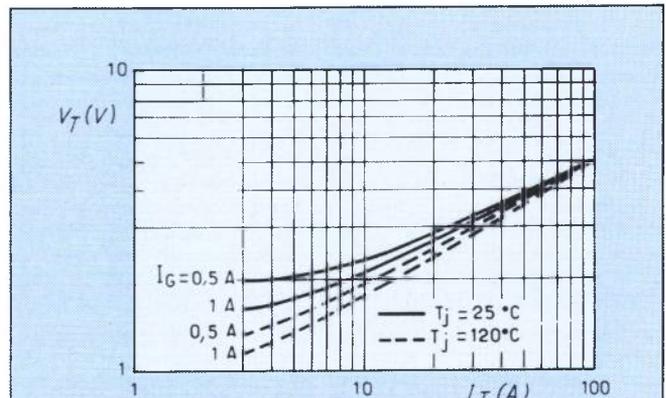


Fig. 13. Chute de tension aux bornes du G.T.O., BTW 59, fonction du courant d'anode, à courant continu de gachette fixé.

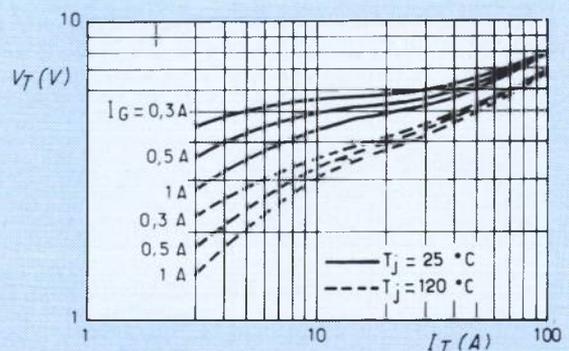


Fig. 14. Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTW 59 fonction du courant d'anode, à courant continu de gachette fixé.

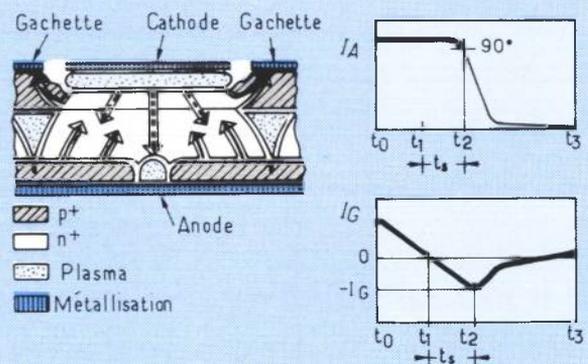


Fig. 15. Section d'un cristal de G.T.O. au début du blocage (temps de stockage t_s) lorsque commence l'extraction du courant de gachette.

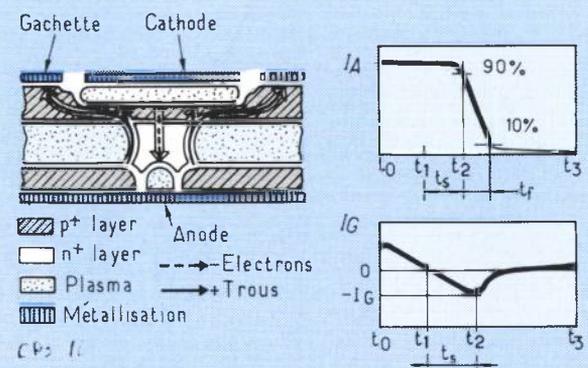


Fig. 16. Coupe d'un G.T.O. au début de la seconde phase du blocage, le temps de décroissance t_r .

Utilisation du GTO

Les quatre valeurs spécifiées pour chaque composant dans la feuille de caractéristiques sont (figure 22) :

V_{DC} : Tension continue anode-cathode à l'état bloqué.

V_{DSM} : Tension de crête non répétitive à l'état bloqué.

V_{DRM} : Tension de crête répétitive à l'état bloqué (rapport cyclique 5 %).

V_{DWM} : Tension maximum d'utilisation à l'état bloqué (rapport cyclique 5 %).

b) Courant crête d'anode, taux de montée de la tension réappliquée au blocage, circuit d'aide à la commutation.

Ces paramètres sont liés entre eux par les courbes caractéristiques I_{TCM} fonction du d_v/d_t (courant d'anode crête contrôlable fonction du taux de croissance de tension réappliquée au blocage entre anode et cathode). Pour un fonctionnement fiable, la phase de blocage ne doit pas se produire en dehors de ces courbes, à température de jonction et tension négative de gachette fixées.

La plupart des applications demandent des limitations minimum ou maximum de d_v/d_t , à moins que le d_v/d_t soit déterminé par le circuit extérieur. De même, dans la plupart des applications, la valeur crête du courant d'anode devant être interrompue, peut être déterminée. Si le système n'impose aucune contrainte concernant le d_v/d_t , les pertes du circuit « snubber » peuvent être réduites en choisissant la valeur maximum du d_v/d_t compatible avec le courant crête à bloquer.

Le phénomène de blocage est de plus optimisé, si l'on choisit la tension négative de gachette la plus élevée possible, limitée par la tension de claquage inverse de la jonction gachette-cathode.

La valeur de la capacité de protection nécessaire, permettant d'obtenir le d_v/d_t désiré est donnée par :

$$C_s = I_{T \text{ crête}} \times \frac{1}{d_v/d_t}$$

On prendra une marge de sécurité pour la valeur de C_s . Si celle-ci est relativement petite, le condensateur peut être placé directement en parallèle sur le G.T.O. Dans le cas de montage en pont, une capacité de valeur $C_s/2$ est suffisante pour chaque G.T.O. On placera de plus une capacité de découplage (figure 7b).

La valeur la plus élevée du condensateur est limitée par l'énergie dissipée dans le G.T.O. et le courant crête d'anode provoqué par sa décharge.

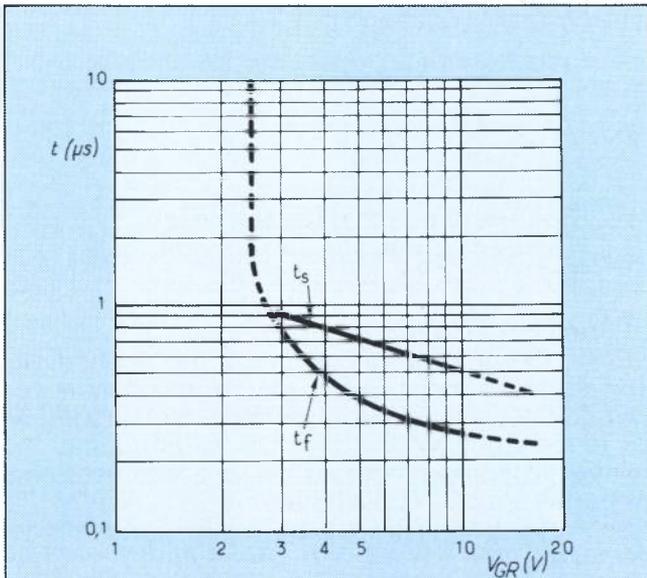


Fig. 17. Influence de la tension négative de gachette sur les valeurs de t_s et t_f .

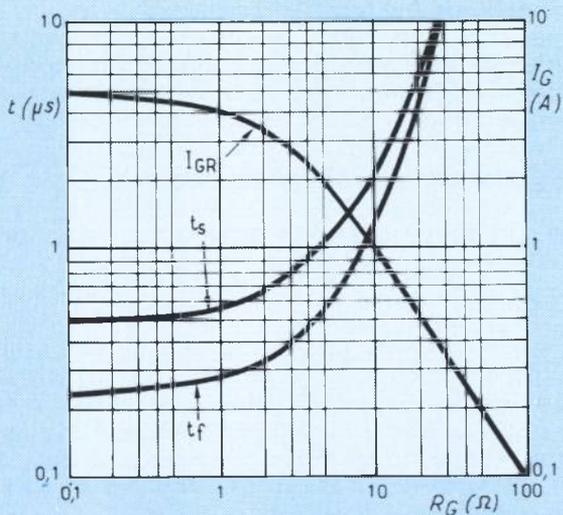


Fig. 18. Courant inverse de gachette, fonction de la résistance série extérieure et relations donnant les temps t_s et t_f .

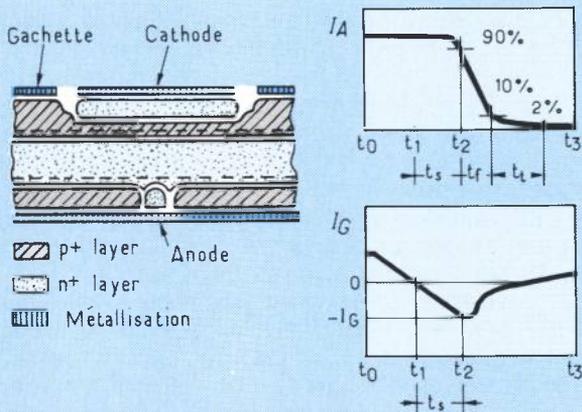


Fig. 19. Coupe d'un cristal de G.T.O. pendant la phase finale du blocage (traînée de courant) durant laquelle se produit la recombinaison des charges de la zone n.

Utilisation du GTO

Une orientation des valeurs maximum, dans le cas de réseau triphasé d'entrée est donnée ci-dessous :

BT 157	25 nF
BTV 58	50 nF
BTW 58	50 nF
BTV 59	100 nF
BTW 59	100 nF

Si la contrainte en d_v/d_t impose une valeur plus élevée, l'utilisation d'un circuit RCD (cf figure 7) est nécessaire.

Si deux G.T.O. sont utilisés dans un circuit en pont, une faible inductance et une diode de roue libre sont nécessaires dans le circuit d'alimentation continue (cf figure 7c).

c) Dissipation totale du G.T.O.

La dissipation totale du G.T.O. doit être évaluée afin de calculer le radiateur nécessaire.

Les pertes se décomposent en quatre groupes principaux :

- Pertes à l'état passant.
- Pertes à l'état bloqué.
- Pertes à la mise en conduction.
- Pertes au blocage.

Ces pertes peuvent être estimées indépendamment, de la façon suivante :

Pertes à l'état passant

Celles-ci peuvent être obtenues par le nomogramme donné dans les spécifications, liant la dissipation au courant moyen et au facteur de forme a . Celui-ci est défini comme le rapport entre le courant efficace $I_{T(RMS)}$ et le courant moyen $I_{T(AV)}$.

Pertes à l'état bloqué

Elles sont données par le produit du courant de fuite, I_D , par la tension à l'état bloqué.

La valeur I_D spécifiée permet de déterminer le cas le plus défavorable à tension d'anode et température de jonction maximales.

Pertes à la mise en conduction

Celles-ci dépendent principalement du courant d'anode et de la forme d'onde de tension au moment de l'amorçage.

Si un circuit RCD de protection est utilisé (figure 7a) et la fréquence de commutation faible, les pertes de mise en conduction sont négligeables. Si une simple capacité est employée, l'énergie stockée dans celle-ci est dissipée dans le G.T.O. à chaque période. Par conséquent, les pertes peuvent être calculées en multipliant l'énergie stockée dans le condensateur par le nombre de décharges par seconde. Dans les montages n'utilisant pas de circuit « snubber »,

les pertes à la mise en conduction peuvent être estimées par la relation suivante :

$$P_{SW(ON)} = \frac{1}{6} \times V_{DS} \times I_T \times t_r \times f_s$$

avec

V_{DS} : Tension d'anode avant conduction.

I_T : Courant d'anode après amorçage.

t_r : Temps de croissance du courant.

f_s : Fréquence de commutation.

Pertes au blocage

Elles dépendent grandement des conditions initiales avant blocage et des formes d'onde des courants et tensions qui peuvent être modifiées par le circuit « snubber » utilisé. Généralement la traînée de courant, durant cette phase, entraîne les pertes les plus importantes.

Les courbes (figures 20 et 21) permettent d'évaluer ces pertes, en fonction du courant crête, du d_v/d_t et de la température de jonction. Il est à noter qu'une faible diminution de la température de jonction en fonctionnement réduit sensiblement ces pertes.

Une fois connues, la dissipation totale du G.T.O., la température ambiante et celle de jonction en fonctionnement, le radiateur peut être déterminé.

d) Conception du circuit de gachette

Ce circuit doit être réalisé pour répondre à deux impératifs : une mise en conduction et un blocage optimaux. La jonction gachette-cathode du G.T.O. se comporte exactement comme une diode. Le courant direct (servant à l'amorçage) doit être limité afin d'éviter une dissipation excessive. La tension inverse doit être déterminée pour empêcher un phénomène d'avalanche de trop longue durée qui provoquerait de même une trop forte dissipation. Les feuilles de spécification donnent, pour chaque G.T.O., la puissance maximum admissible dans le circuit de gachette.

Le circuit théorique de commande est représenté figure 23.

Les circuits spécifiques au blocage et à la mise en conduction sont décrits ci-dessous :

Circuit de mise en conduction

Le courant direct minimum assurant le déclenchement du G.T.O. est donné par la valeur I_{GT} des caractéristiques. Il est à noter que le paramètre I_{GT} est fonction de la température et que le premier amorçage se fait à plus basse température que celle du fonctionnement nominal.

Si le courant utilisé est juste au niveau I_{GT} , le G.T.O. sera amorcé mais le taux de croissance de courant d_i/d_t sera faible. Dans certaines applications telles que les onduleurs autonomes de type résonnant, cela ne présente aucun inconvénient, à l'inverse des circuits hacheurs (cas des systèmes de commande de moteur asynchrone) ou le d_i/d_t peut être très important.

Pour réduire la dissipation, il peut être nécessaire d'augmenter le courant de gachette $I_{GR(PK)}$ de quelques fois la valeur I_{GT} . De plus, l'accroissement courant I_{GT} réduit le temps de la phase d'amorçage.

Dans tous les cas, il est utile de maintenir un courant positif de gachette de valeur au moins égale à I_{GT} , pendant toute la durée de conduction du G.T.O. Ceci réduit en effet la chute de tension à l'état passant et diminue donc les pertes en conduction. Dans les systèmes où le courant d'anode est susceptible de prendre une valeur inférieure au courant de maintien I_H , la présence d'un courant de gachette permet de s'assurer que le composant reste bien amorcé. Le cas théorique idéal est d'obtenir une valeur d'amorçage de l'ordre de $5 I_{GT}$ puis un niveau continu de valeur I_{GT} .

Circuit de blocage

Pour obtenir un blocage fiable, une source de tension négative de basse impédance doit être placée entre gachette et cathode. Le courant crête négatif de gachette est alors déterminé par la résistance interne gachette-cathode du G.T.O. et le courant d'anode à bloquer. La valeur maximum de cette tension négative, V_{GR} , est limitée par la tension d'avalanche inverse de la jonction gachette-cathode. Pour les BT 157, BTV 58, BTW 58, BTV 59, BTW 59, V_{GR} est supérieure à 10 V. L'influence, sur la phase de blocage, d'une tension plus faible est montrée dans les spécifications particulières par la courbe I_{TCM} fonction du d_v/d_t , à V_{GR} fixée.

Une réduction de la valeur V_{GR} jusqu'à 5 V entraîne une diminution de moitié du courant crête contrôlable au blocage.

Dans le cas où la source de tension disponible n'est pas limitée par d'autres considérations de circuit, 10 V est la valeur conseillée.

Pour ne pas limiter la pointe négative de courant de gachette, $I_{GR(PK)}$, le circuit de blocage doit présenter une faible impédance. Les valeurs maximum de crête I_{TC} sont obtenues avec les valeurs négatives I_{GR} maximum, c'est-à-dire au gain minimum en courant pendant la phase de blocage. L'élément qu'il faut absolument minimiser dans le circuit de blocage est l'inductance série. En effet, le temps de stockage du G.T.O. peut être inférieur à $0,5 \mu s$ et toute l'impulsion négative de courant $I_{GR(PK)}$ doit pouvoir circuler pendant ce temps. Si la tension disponible est de 10 V, l'inductance série maximum peut être évaluée comme suit :

Pour un courant d'anode crête, $I_{T(PK)}$ fixé, si l'on impose un gain en courant au blocage de 2, la valeur crête négative du courant de gachette est donc : $I_{GR(PK)} = I_{T(PK)}/2$.

Le temps de stockage maximum à température ambiante est donné par les spécifications. En pratique, le temps de stockage t_s peut être inférieur mais une marge de sécurité (un facteur 2 par exemple) assure une bonne fiabilité.

Des valeurs I_{GR} , t_s et V_{GR} , on déduit :

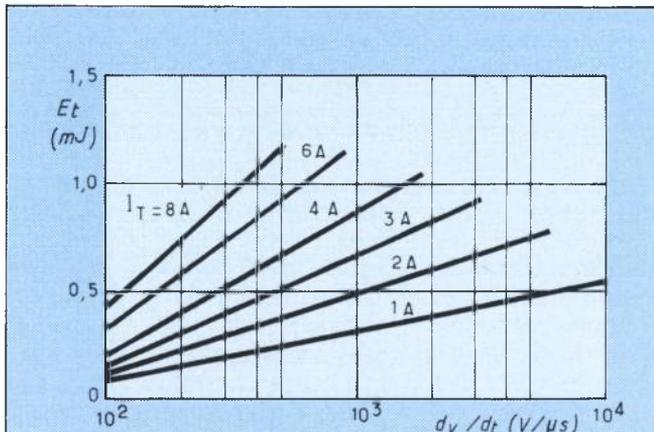


Fig. 20. Pertes maximum dues au blocage, E_t , fonction du d_v/d_t , réappliqué, la valeur crête du courant au blocage étant fixée, pour le BTV 58 et $120^\circ C$ avec une tension sinusoïdale réappliquée jusqu'à 1 200 V.

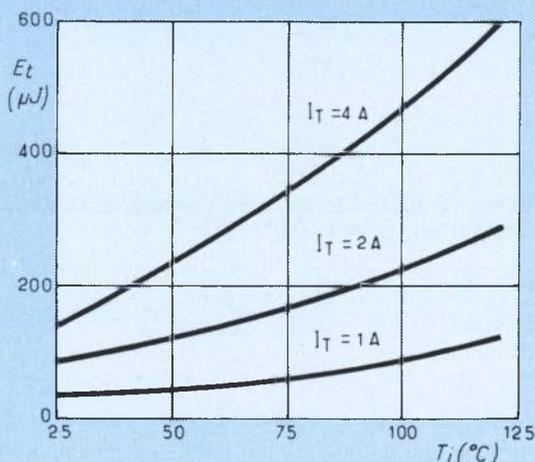


Fig. 21. Variations des pertes dues au blocage, E_t , fonction de la température, la valeur crête du courant au blocage étant fixée, pour le BTV 58 ; avec une tension sinusoïdale réappliquée jusqu'à 1 300 V et un d_v/d_t initial de $400 V/\mu s$.

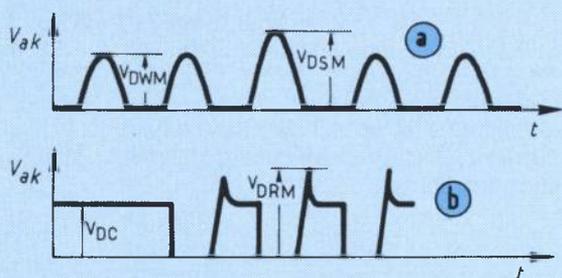


Fig. 22. Caractérisation de différentes tensions : a) Circuit résonnant, b) Circuit à ondes quasi-rectangulaires.

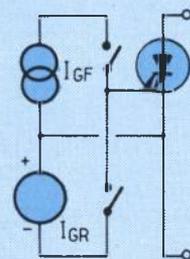


Fig. 23. Principe de commande.

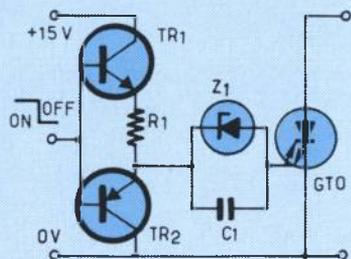


Fig. 24. Exemple de circuit de commande pour de faibles rapports cycliques.

Utilisation du GTO

$$L_g < (V_{GR} \times t_s) / (2 \times I_{GR(PK)})$$

soit

$$L_g < V_{GR} \times t_s / I_{T(PK)}$$

Il faut remarquer qu'à la fin du temps de stockage, lorsque la décroissance rapide du courant d'anode se produit, le courant de gachette atteint sa valeur crête et commence à diminuer. Du fait que ce courant circule dans l'inductance série L_g , la jonction gachette cathode est en avalanche inverse pendant la courte durée nécessaire à la dissipation de l'énergie stockée dans la self L_g . Une faible valeur de L_g n'entraîne aucune détérioration du G.T.O.

La source de tension permettant la polarisation inverse de gachette dépend de l'application et du rapport cyclique de fonctionnement. Par exemple, dans le cas d'une alimentation de type série résonnant ou de quelques circuits hacheurs, une capacité peut être montée en série avec la gachette.

Cette capacité se charge, pendant la conduction du G.T.O., par le courant de gachette et peut être utilisée comme source négative pour l'extinction du composant.

La valeur du condensateur doit être assez élevée pour que l'impulsion négative ne provoque pas une décharge de plus d'un Volt et assez faible pour que la capacité puisse être suffisamment chargée durant la conduction du G.T.O.

La tension de charge crête doit être inférieure à la tension de claquage de la jonction gachette-cathode pour éviter une dissipation trop importante de gachette.

La figure 24 représente un tel circuit de commande. Le transistor Tr1 provoque la mise en conduction du G.T.O. et la charge du condensateur C1. R1 limite la valeur du courant crête. La diode zener Z1 limite la tension maximale de charge de C1 à 12 V et permet le passage du courant au delà de cette valeur de tension.

Le transistor Tr2 est un « Darlington » réalisant le blocage. Une combinaison de la chute de tension directe du Darlington et de la tension négative V_{C1} permet d'obtenir une commande de gachette d'environ -10 V, les charges extraites par la gachette peuvent être déterminées par I_{GR} et t_s . Une hypothèse de calcul est de considérer le courant de gachette comme triangulaire, d'amplitude crête $I_{GR(PK)}$ et de durée $2 \times t_s$. Les charges extraites sont alors :

$$Q_C = I_{GR(PK)} \times t_s$$

Dans le cas où le rapport cyclique de fonctionnement est grand, par exemple, pour la commande de moteur asynchrone où la plage de variations est de $\approx 0\%$ à $\approx 100\%$, une source de tension indépendante est nécessaire.

Un découplage de cette tension par un condensateur à faible coefficient de self est

nécessaire pour assurer une faible inductance série du circuit de gachette.

Une configuration simple à transistor ou Darlington peut être employé (cf figure 10).

e) Choix de la diode montée en antiparallèle

Afin d'éviter une polarisation inverse du G.T.O. supérieure à quelques volts et permettre le passage de courant inverse indispensable à certaines applications, il peut être nécessaire de placer en anti-parallèle sur le G.T.O. une diode. Le choix de celle-ci est fixé par le courant moyen direct, $I_{F(AV)}$, et le courant crête répétitif, $I_{F(RM)}$, de même que par la tension crête répétitive V_{RRM} . La valeur de V_{RRM} est la même que la tension V_{DRM} considérée pour le G.T.O.

Pour les onduleurs de commande de moteurs alternatifs, les deux relations suivantes doivent être vérifiées :

$$I_{FRM}(\text{diode}) = I_{TRM}(\text{GTO})$$
$$I_{F(AV)}(\text{diode}) = I_{F(AV)}(\text{GTO})$$

Une famille de diodes a été spécialement développée pour répondre à la haute tenue en tension des G.T.O. Le tableau ci-dessous montre la concordance Diode-G.T.O.

G.T.O.	DIODE
BTV 58	BY 329
BTV 59	BY 329
BTW 58	BY 359
BTW 59	BY 359

f) Conclusion

Les étapes principales nécessaires à la conception fiable de systèmes utilisant des thyristors G.T.O. sont :

- Déterminer les caractéristiques de tension.
- Choisir le G.T.O. permettant les I_{TC} et d_v/d_t désirés.
- Calculer le radiateur.
- Concevoir le circuit de commande.
- Choisir la diode de protection en antiparallèle, si nécessaire.

**A. DOLBACHIAN
ET
A. PAPOULAR**

RTC
**La Radiotechnique
Compelec**

Variateurs à transistors pour moteurs autosynchrones

L'association des semi-conducteurs de puissance et des machines tournantes a attisé l'imagination des chercheurs et des ingénieurs.

Le nombre des structures possibles s'est trouvé multiplié par la conjonction de deux domaines variés :

— richesse de modèles de machines tournantes (asynchrones ou synchrones de toute nature)

— et richesse de structures électroniques à thyristors ou à transistors à commutation naturelle ou forcée.

Dans ce champ de structure, nous avons étudié et réalisé des commandes électroniques associées à des machines synchrones à aimants permanents.

Un des objectifs a été la réalisation de machines continûment contrôlables en couple de la vitesse nulle jusqu'à la vitesse maximale dans les 4 quadrants pour les asservissements de vitesse et de position de commandes d'axe.

Principe de la commande

L'analyse de la méthode de calcul de la machine tournante met en évidence que l'ensemble du système est représenté par un système de diagrammes vectoriels : en courant, en flux et en tension. (figure 1)

Le flux servant d'intermédiaire :

$$\begin{aligned} \vec{T} &= \vec{T}_d + \vec{T}_q \\ \vec{\Phi}_u &= \vec{\Phi}_d + \vec{\Phi}_q = K_{rd} \vec{I}_d + \vec{\Phi}_{d0} + K_{rq} \vec{I}_q \\ E &= \vec{U} + Z \vec{I} \end{aligned}$$

Comme la force électromotrice E dérive du flux utile nous pouvons éliminer $\vec{\Phi}_u$; il reste donc :

$$\begin{aligned} \vec{T} &= \vec{T}_d + \vec{T}_q \\ \varphi(I_d, I_q, N) &= \vec{U} + Z \vec{I} \end{aligned}$$

Nous avons également les expressions du couple :

$$C = K \cdot (\vec{\Phi}_u \wedge \vec{I}) = K \Phi_u I \sin(\vec{\Phi}_u, \vec{I})$$

et

$$C = J \frac{dN}{dT} + g(N)$$

Les deux premières relations vectorielles sont

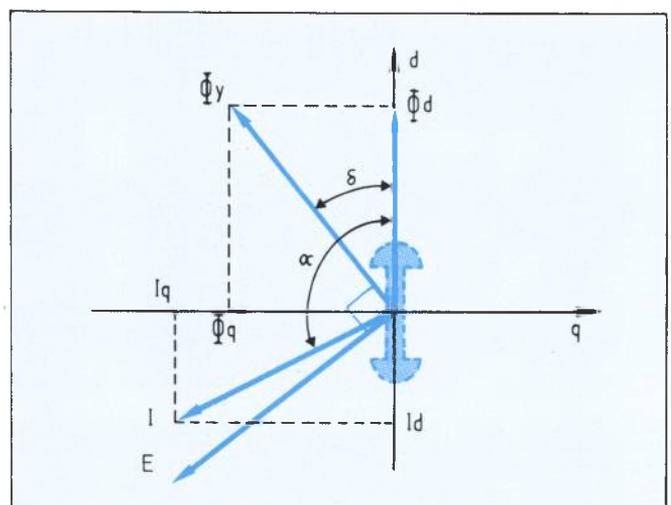
en fait deux équations l'une en module, l'autre en phase.

Nous avons donc six équations.

Comme la force électromotrice est déphasée de $\frac{\pi}{2}$ par rapport au flux utile :

$$\alpha = (\vec{\Phi}_d, \vec{I}) \text{ et } \delta = (\vec{\Phi}_u, \vec{\Phi}_d)$$

Fig. 1 : Diagramme vectoriel en fonctionnement moteur.



Variateurs à transistor

définissent parfaitement ces diagrammes vectoriels les uns par rapport aux autres, lorsque Φ_d sert de référence de phase.

Nous avons donc 8 variables :

$U, I, I_d, I_q, C, N, \alpha, \delta$

Le système sera régulé en choisissant comme variables contrôlables I_d et I_q

Le point de fonctionnement de la machine synchrone est donc complètement défini lorsque I_d et I_q sont déterminés en amplitude et en phase (ou I et son déphasage par rapport à l'axe de Φ_d (α)).

Structure du variateur à transistors

La structure de la commande électronique permet l'autopilotage de la machine par contrôle en amplitude et en phase du courant moteur en le synchronisant sur la position du rotor de la machine synchrone.

Ainsi les semi-conducteurs qui assurent la fonction « commutation » assurent en même temps la fonction « contrôle de courant » donc du couple.

Pour des puissances mécaniques allant jusqu'à 10 KW les circuits de puissance sont réalisés à l'aide de transistors dont la fréquence maximale de commutation est voisine de 10 KHZ.

Les premières réalisations ont été faites avec un moteur diphasé contrôlé par deux ponts complets à transistors de façon à favoriser la relation avec l'étude théorique.

Actuellement le même principe a été appliqué à la commande de machines triphasées dont le schéma synoptique figure 2 décrit l'ensemble du système.

Circuits de puissance

1. Onduleur à modulation de largeur d'impulsion régulé en courant (MLI)

Pour les applications industrielles allant jusqu'à 10 KW nous avons choisi une tension continue de 160 V (190 V max.) obtenue par redressement et filtrage.

Les modèles 300 V sont en cours de développement pour des puissances supérieures.

Trois modèles en courant crête 30,60 et 90 A couvrent la gamme, seul le modèle 90 A fait l'objet du présent article.

Le système étant réversible (moteur 4 quadrants) un freinage résistif est obtenu à l'aide d'un régulateur parallèle à transistor.

L'onduleur MLI qui constitue l'essentiel de l'amplificateur de puissance de la commande électronique est réalisé avec 3 demi-ponts à transistors Darlington : 100 A (MJ 10201 ou ESM 10045).

Le module commutateur (1/2 pont) 100 A de la figure 2 est actuellement réalisé avec diode série CR12/CR13 et diode rapide « soft » anti-parallèle CR14/CR15.

Les fréquences maximales de commutation dépendent des réactances de commutation des machines utilisées ; elles sont actuellement dans cette gamme de puissance fixées à des valeurs < 10 KHZ.

Dans ces conditions et à ce niveau de courant les caractéristiques des diodes intégrées dans les « pack » transistors Darlington ont été jugées inadaptées (commutation rapide et soft) et il a été préférable d'utiliser des diodes rapides Soft — ESM 243.

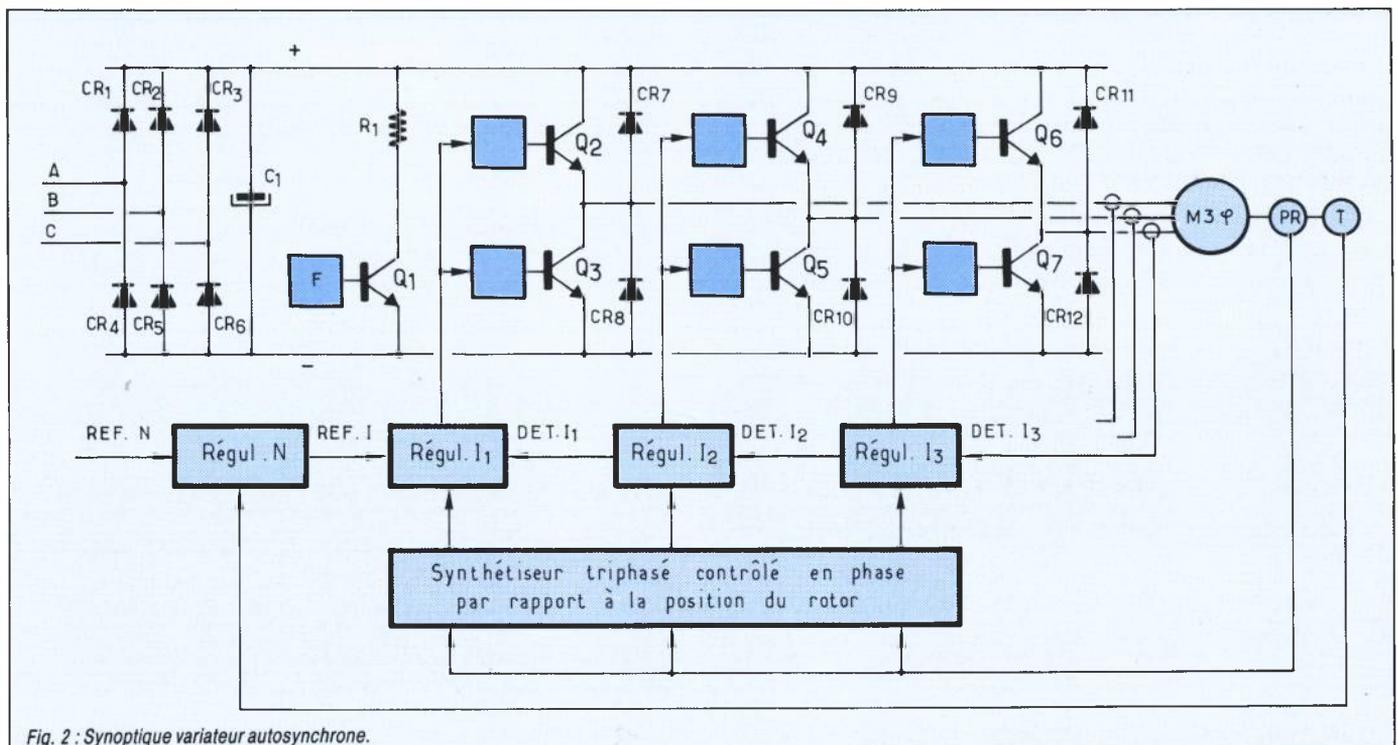


Fig. 2 : Synoptique variateur autosynchrone.

Variateurs à transistor

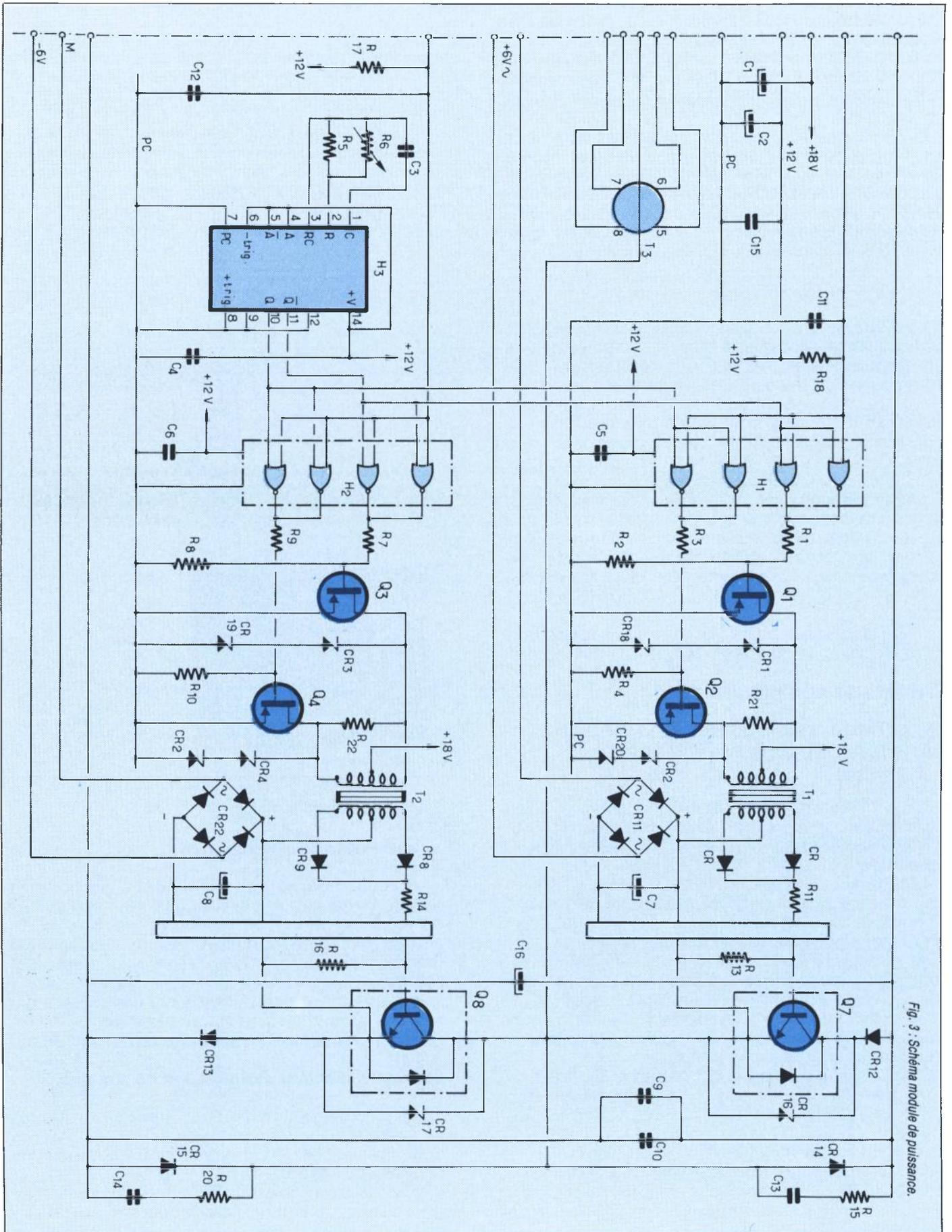


Fig. 3 : Schéma module de puissance.

Variateurs à transistor

Les commandes de moteurs à courant alternatif requièrent des « switches » capables de commuter dans toutes les conditions relatives de courant et de tension. De ce fait les diodes antiparallèles sont sollicitées en courant crête et en rapidité.

L'utilisation de la diode série permet de limiter les pertes de commutation en sollicitant moins les réseaux d'aide à la commutation. Ainsi bien que théoriquement l'utilisation d'un Darlington devrait permettre son élimination, notre compromis industriel actuel l'a maintenue en présence d'une commande de base simplifiée.

2. Commande de base

Les transistors de puissances présentent des gains relativement bas si bien que même utilisés en montage Darlington, ils nécessitent des commandes de base assez puissantes.

Nos réalisations actuelles s'orientent vers des compromis coût-performances des modules de puissance, celui de la figure 3 permet des caractéristiques de commutation raisonnables sans multiplier les alimentations auxiliaires.

Les impulsions de commande du MLI transitent à travers des transformateurs à fréquence élevée (100 KHz) aux dimensions réduites pour fournir le courant de base du Darlington de puissance, de la fréquence nulle à la fréquence maximale d'alimentation du moteur (200 Hz à 3 000 t/min.).

Une alimentation négative reste cependant nécessaire pour réduire les temps de stockage.

Circuits de commande

1) Synthétiseur triphasé synchronisé par rapport au rotor de la machine synchrone.

La commande électronique d'un moteur auto-synchrone est un synthétiseur triphasé de courant « sinusoïdal » asservi en phase et en amplitude.

L'onduleur MLI décrit au paragraphe précédent constitue l'amplificateur de puissance ; les circuits de commande fournissent à celui-ci les impulsions nécessaires à l'autopilotage.

Ainsi à partir du codeur absolu de position du rotor du moteur qui peut être optoélectronique ou électromagnétique (synchrodétecteur ou roue phonique), les circuits de commande fournissent les références de courant triphasé à fréquence variable.

Pour cela les sorties du capteur de position sont codées (binaire pur) pour adresser des mémoires PROM dont le contenu permet de restituer 3 sinusoïdes déphasées de 120° à travers un convertisseur digital-analogique.

Ces 3 sinusoïdes contrôlables en amplitude et en phase pour l'asservissement de couple servent de référence de courant à l'amplificateur de puissance (à MLI).

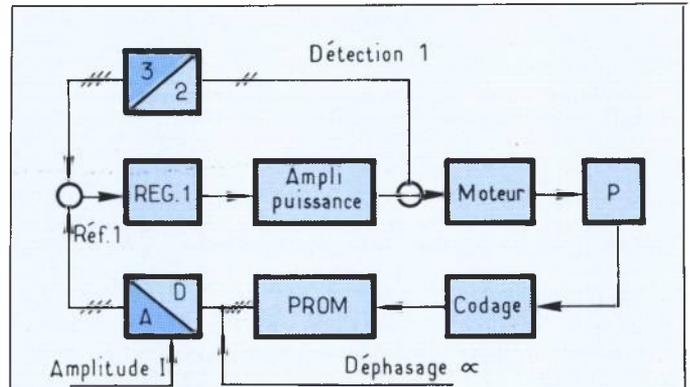


Fig. 4 : Schéma bloc autopilotage.

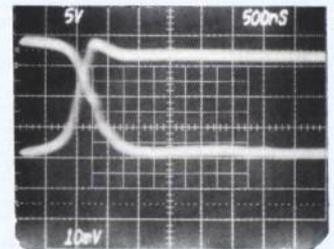


Fig. 5 : Caractéristique de blocage d'un switch à une surcharge. Courant I_c : 20 A/C. V_{Ce} : 50 V/C. 500 ns/c

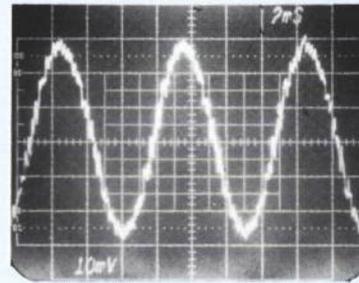


Fig. 6 : Courant réel dans une phase du moteur auto-synchrone. 20 A/C. 2 ns/c.

2) Asservissements

a) asservissement de courant

La régulation du courant obtenue par modulation de largeur d'impulsion dans les trois phases du moteur permet le contrôle du couple du moteur de façon continue : de la vitesse nulle (courant continu) à la vitesse maximale ($f = 200$ Hz).

Le générateur de courant ainsi constitué a une grande bande passante supérieure à la fréquence du fondamental du moteur ($f_c > 600$ Hz)

b) asservissement de vitesse et de position

L'ensemble ci-dessus équivalent à une boucle de moteur à courant continu piloté en courant peut être imbriqué dans une boucle d'asservissement de vitesse.

L'erreur de régulation de vitesse devient alors la référence d'amplitude du courant de chaque phase du moteur.

Lorsqu'un asservissement de position est nécessaire l'erreur de régulation de position sert de référence à l'asservissement de vitesse.

La constante de temps électrique est très faible par essence, ainsi les performances dynamiques de l'asservissement de vitesse sont surtout fonction des caractéristiques mécaniques de la chaîne et des détections de vitesse et de position.

Avec un moteur à aimants aux terres rares capable de 45 mN à 2 300 tr/mn en surcharge, ce qui correspond à un courant crête de 90 A, la bande passante de l'asservissement de vitesse est supérieure à 200 Hz. La commande d'axe ainsi obtenue peut être insérée dans toute machine à commande numérique.

Conclusion

De réputation les commandes électroniques de moteurs à courant alternatifs de cette gamme de puissance nécessitaient des armoires de contrôle dont le volume et la masse étaient sans rapport avec ceux du moteur.

Les options retenues nous permettent de définir les conditions les meilleures de volume et de rendement en fonction des applications.

Des « pack » à transistors en réduisent encore les dimensions.

L'utilisation des moteurs synchrones à aimants aux terres rares est actuellement possible avec des performances compatibles avec celles des asservissements de position de machines à commande numérique (machine-outil, robots...), sans que les fonctionnements à l'arrêt à couple maxi ne posent de problèmes thermiques à des moteurs de faibles dimensions (inerties).

M. BINET - P. THIBAUD
(Auxilec - Colombes)

BIBLIOGRAPHIE

(1) LAJOIE MAZENC (M), TRANNOY (B) quelques aspects de l'étude du remplacement du collecteur par un commutateur statique (RGE Sept. 1972) LEEI Toulouse

(2) M. GRANDPIERRE, M. LAJOIE MAZENC, Fully Digital device for synchronous speed drive control. (IEEE 1979) LEEI Toulouse

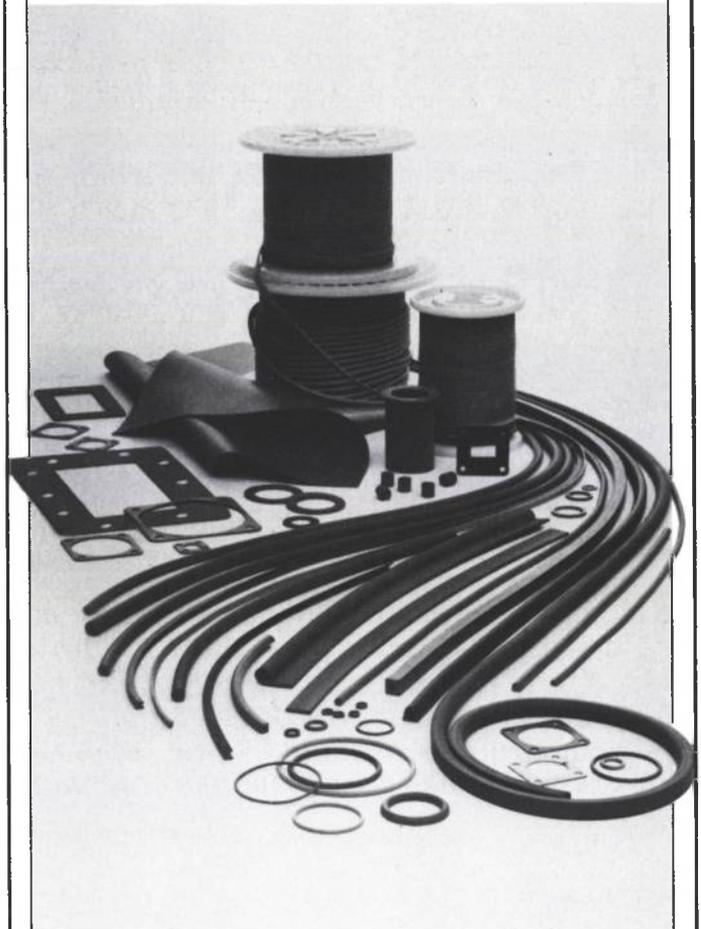
(3) M. BINET commande électronique de moteurs autosynchrones. Journée électrotechnique avancée (DRET Mai 1981)

(4) KARL HEINZ BAYER
The transvektor control system. A method of controlling three phase drives glasers Annalen vol. 104 N° 8/9 Aout Sept 1980 (SIEMENS)

(5) C.M. ONG et T.A. LIPO
Stability behaviour of a synchronous reluctance machine supplied from a current source inverter. (I.E.E.E. ICA 75)

(6) N.V. HURLEY et H.R. BOLTON
A novel current-source inverter for the supply of a brushless D.C. machine (Imperial College of Science and Technology London). (IEE 78).

NOUVEAUX ÉLASTOMÈRES CONDUCTEURS de - 55 °C à 200 °C



- Très bonne tenue aux EMP et à la corrosion
- Faible poids
- Jusqu'à 50 % moins chers

CHO-SEAL 1285 :

atténuation 14 kHz > 70 dB
1 MHz > 120 dB
1 GHz > 100 dB

CHO-SIL 1485 :

atténuation 14 kHz > 50 dB
1 MHz > 100 dB
1 GHz > 70 dB

Pour vos problèmes spécifiques, séminaires techniques en français, organisés sur demande.

CHOMERICS

CHOMERICS S.A.

B.P. 47 - 95612 Cergy-Pontoise

Tél. : (3) 037.63.30 Télex : 698 255

Conception d'une alimentation à découpage pour fonctionnement à ultra-basse température

De plus en plus d'applications requièrent des alimentations à découpage fonctionnant à des températures bien au-dessous des minima des gammes commerciales ou militaires.

L'étude de tels dispositifs nécessitent une compréhension des comportements électriques et physiques des divers composants.

Cet article présente des données sur ces points, focalisant plus particulièrement leur impact sur le calcul même du système.

A partir de ces résultats, une alimentation à découpage utilisant des MOSPOWER a été conçue et ses performances comparées à celles prévues par le calcul.

Introduction

La conception de la plupart des alimentations se fait généralement pour des fonctionnements en gamme commerciale (0 °C à + 85 °C) ou militaire (- 55 °C à + 150 °C).

Les comportements des composants électroniques sur ces plages de température représentent déjà un défi pour l'ingénieur.

La compréhension des phénomènes dont les composants sont le siège à ultra-basse température peut a priori sembler inutile.

Mais les applications commerciales, militaires et spatiales, nécessitant des températures très basses apparaissent chaque jour davantage.

Les ordinateurs utilisant l'effet Josephson et la transmission de puissance sur des lignes supraconductrices sont des exemples d'applications.

Les sondes spatiales lointaines, avec leurs capteurs en milieu cryogènes, sont d'autres champs d'applications de telles alimentations à basses températures.

Le but de cet article est, tout d'abord, d'examiner le comportement de chaque composant, puis de lier celui-ci aux phénomènes physiques auxquels il est soumis.

Se basant sur ces études, une alimentation 5 V-100 Watts a été conçue. Elle utilise des

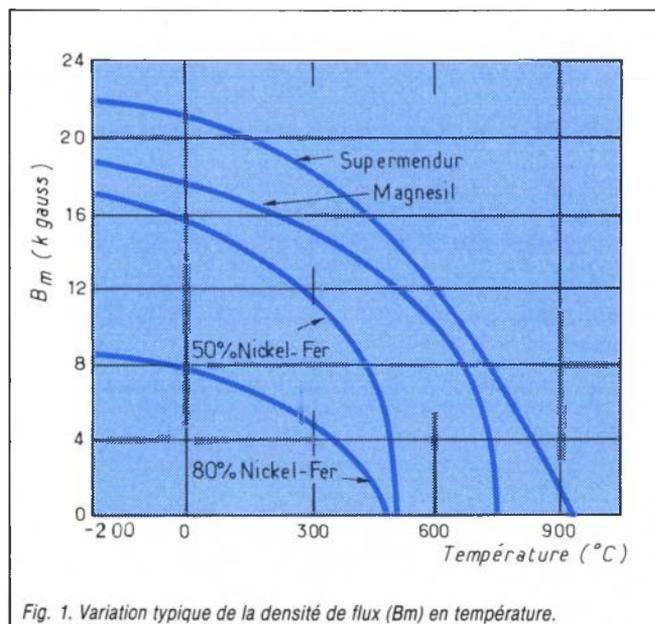


Fig. 1. Variation typique de la densité de flux (B_m) en température.

MOSPOWER comme éléments commutant et comme redresseurs synchronisés.

Enfin les intérêts moins évidents du fonctionnement à ultra-basse température telle la dissipation de chaleur et les améliorations de fiabilité, sont abordés.

Comportement des éléments passifs à très basse température

Les performances de chaque type de composant passif évoluent différemment lorsque la température décroît.

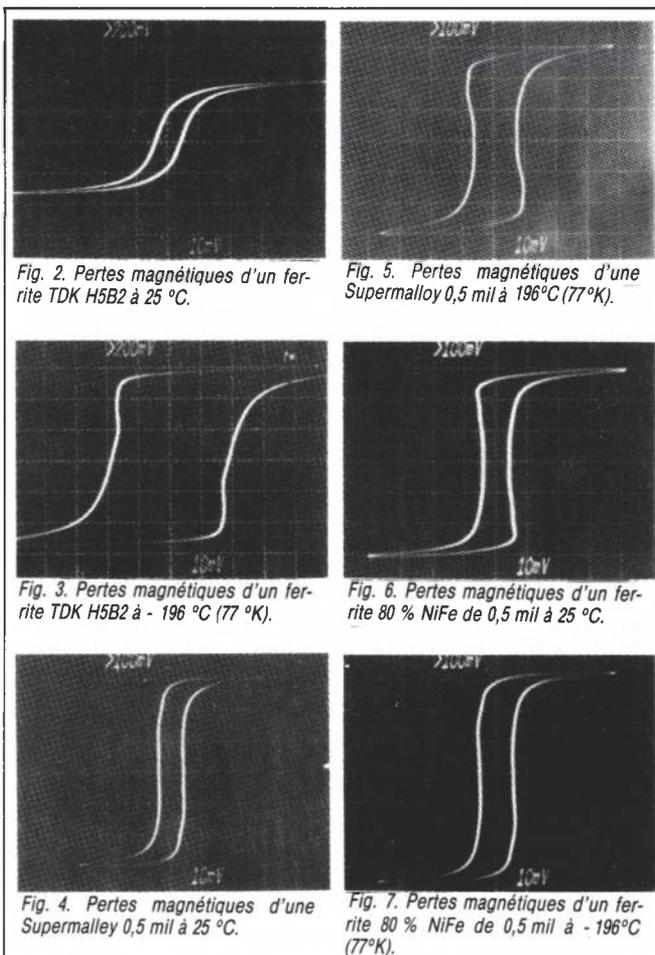
Ce paragraphe présente les comportements de chaque composant, et les lie à des mécanismes physiques.

Composants magnétiques

Un convertisseur de puissance classique utilise des éléments magnétiques tels des inductances et des transformateurs. Pour concevoir, avec succès, un convertisseur travaillant à basse température, l'ingénieur doit connaître les caractéristiques du ferrite, des enroulements et du matériau de structure. La théorie prédit qu'un matériau ferromagnétique voit croître son B_{max} au fur et à mesure que la température décroît. C'est effectivement ce qui se passe dans la réalité. Comme on peut le voir figure 1, B_{max} augmente si la température baisse ; rapidement tout d'abord, puis très faiblement lorsqu'on approche du 0°K. Par exemple la réduction de + 100 °C à - 200 °C de la température d'un ferrite à 50 % Ni-Fe, provoque une augmentation d'environ 18 % de son B_{max} . La théorie prédit en outre une augmentation des pertes du noyau lorsque T diminue. Cela est principalement dû à une amélioration de la conductivité et à un accroissement des pertes d'hystérésis. Ici encore, théorie et pratique s'accordent. Cependant l'accroissement des pertes varie beaucoup d'un matériau à l'autre comme le montrent les figures 2 à 7. Les pertes d'un ferrite TDK H5B2 par exemple (figure 2 et 3) augmentent considérablement. D'un autre côté, dans un matériau 80 % Ni-Fe (figures 6 et 7), l'accroissement des pertes est à peine discernable.

Les enroulements sont généralement en cuivre ou en aluminium. Comme le montre la figure 8, ces matériaux ont un fort coefficient de température résultant en une réduction importante de leur résistance à basse température. Celle du cuivre par exemple, varie dans un rapport 13 entre + 100 °C et - 200 °C. Cette meilleure conductivité peut être utilisée pour réduire la résistance des enroulements et les pertes afférentes. Il faut cependant garder à l'esprit que l'effet de peau des courants alternatifs varie comme la racine carrée de la résistivité. Ainsi dans un convertisseur haute fréquence la part de matériau participant à la conduction diminue-t-elle lorsque la résistivité décroît. C'est aussi la raison de la chute moins rapide de la résistance effective des enroulements par rapport à la résistivité des matériaux.

Les propriétés du matériau d'isolation deviennent critiques dans les applications haute tension. Une température basse a pour effet d'améliorer l'isolation électrique au détriment des propriétés mécaniques. Un tel effet est visible



sur un film diélectrique de 25/1000 mm de type KAPTON (figure 9). Nous voyons en effet qu'en réduisant la température de + 100 °C à - 200 °C, le pouvoir isolant double presque ; résultat des plus désirables. D'un point de vue pratique, nous pouvons dire que la tension de service possible dépend plus de la dégradation par corrosion que du pouvoir diélectrique. Une indication de la corrélation parfaite existant entre la vie d'un film isolant et la température est montrée figure 10.

Alors que les données disponibles sont certainement incomplètes, il apparaît qu'en réduisant la température de + 100 °C à - 200 °C la tension d'isolation peut être accrue dans un rapport 2 à 5 pour la même durée de vie de beaucoup de films isolants. Le problème principal des composants magnétiques soumis à de très basses températures reste la fragilité des matériaux, en particulier des carcasses plastiques et des films isolants. Une aussi large variation de température peut aussi introduire des problèmes liés aux coefficients de dilatation différents des multiples matériaux d'une structure magnétique. Ces problèmes peuvent cependant être résolus par des conceptions, manipulations et montages soignés. Le matériau magnétique étant bien adapté à l'application, le fonctionnement à basse température est donc plus avantageux en raison de ses pertes plus faibles et des tailles plus réduites qu'il permet d'atteindre.

Alimentation à découpage

Condensateurs

Nombre de condensateurs de types divers sont utilisés dans les convertisseurs de puissance. Certains sont adaptés à un fonctionnement à basse température, d'autres peu ou pas du tout. Les caractéristiques de plusieurs types sont présentés tableau 1. Les condensateurs film et mica sont très bons en température car ils présentent une faible perte de capacité. Plus surprenant est le bon comportement des condensateurs au tantale solide dont certains se comportent bien jusqu'à 4,2 °K ! Par contre, ceux au tantale liquide ne sont pas utilisables à basse température de par leur grande variation de capacité et E.S.R. Peu d'informations sont disponibles concernant les E.S.R. des condensateurs film à basse température, mais nous savons que le facteur de dissipation augmente à un moment donné et que les résistivités des feuilles et des métallisations baissent. Le fonctionnement à basse température devrait conduire à une E.S.R. plus faible surtout dans les applications de filtrage à fort courant, qui dépend principalement des résistances de métallisation. Cette valeur plus faible ajoutée à une augmentation de la conductivité thermique du boîtier des capacités, signifie qu'un condensateur à film peut supporter un courant plus important à basse température. Un autre avantage de ce type de condensateur à basse température est l'amélioration de la tenue en tension du film isolant. Du point de vue stockage de l'énergie, une basse température représente un « plus » important puisque $U = CV^2$. Une multiplication de V par 5 se traduit alors par un facteur 25 en ce qui concerne U . C'est donc un avantage non négligeable dans les applications telles que les charges pulsées avec stockage de très grandes quantités d'énergie.

Résistances

Bien que les résistances ne soient pas utilisées pour la conversion de puissance, nous les trouvons cependant dans les fonctions de contrôle. De nombreux types de résistances existent. Le plus répandu, à couche de carbone,

Variation de capacité en température

TYPE	Valeur (μ F)			% Variation/300 °K	
	300 °K	77 °K	4,2 °K	77 °K	4,2 °K
Céramique	1.038	0.457	0.387	-55.9	-63.5
	1.001	0.451	0.374	-54.9	-62.5
Mica	1.002	0.997	0.990	-0.5	-1.2
	0.997	0.993	0.990	-0.4	-0.7
Film (polysulfone)	9.923	9.452	0.309	-4.8	-6.2
	9.955	9.552	9.444	-4.1	-5.1
Film (polysulfone)	1.195	1.126	1.115	-5.5	-6.7
	1.245	1.176	1.161	-5.5	-6.8
Film (polysulfone)	1.017	1.012	1.009	-0.5	-0.8
	1.099	1.035	1.027	-5.8	-6.5
Film (polycarbonate)	1.221	1.166	1.155	-4.5	-5.4
	1.233	1.170	1.158	-5.1	-6.1
Tantale	1.045	0.973	0.936	-6.9	-10.4
	0.998	0.909	0.854	-8.9	-14.4

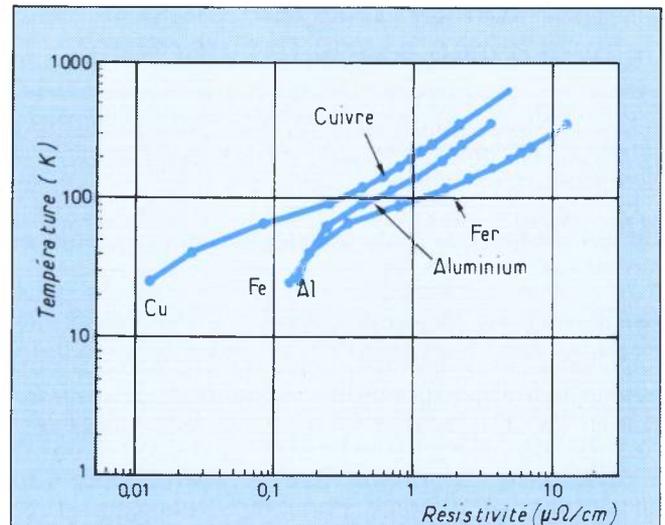


Fig. 8. Résistivité du cuivre, de l'aluminium et du fer en fonction de la température.

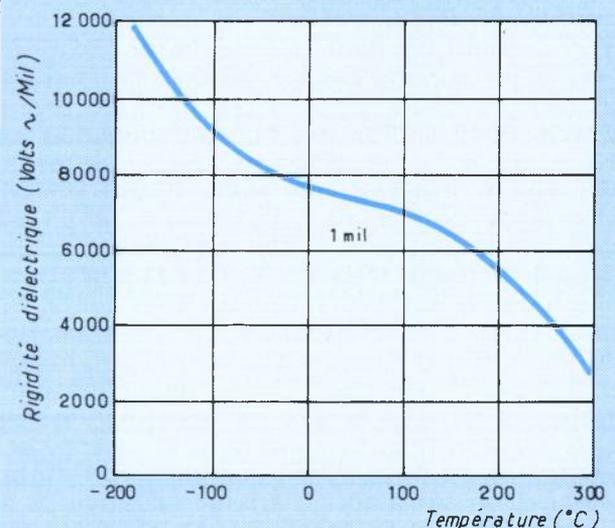


Fig. 9. Effet de la température sur la rigidité diélectrique en alternatif d'un film Kapton H

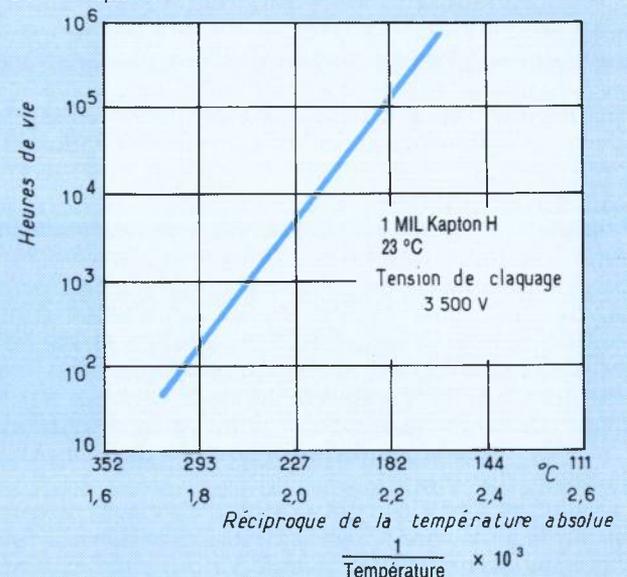


Fig. 10. Effet de la température sur la durée de vie d'un film Kapton type H de 1 mil.

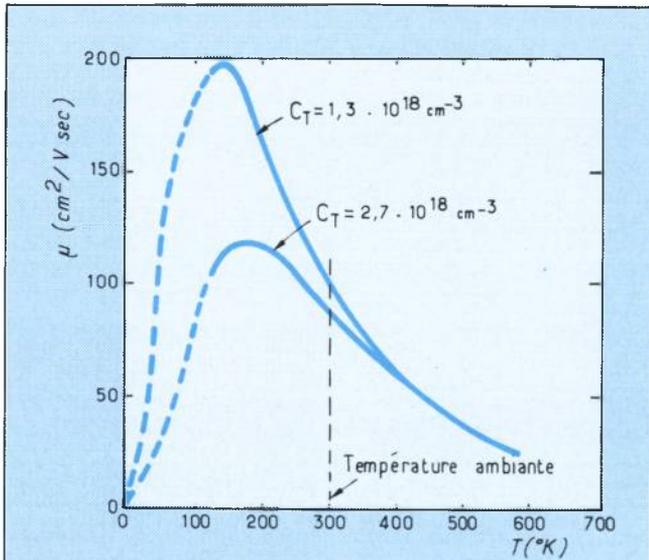


Fig. 11. Effets de la température sur la mobilité des trous du Silicium [6].

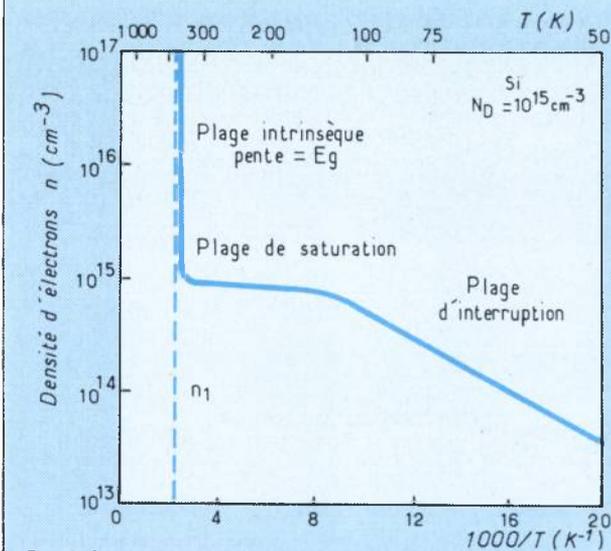


Fig. 12. Concentration des électrons de conduction dans un substrat de silicium dopé avec 10^{15} d'atomes donneurs par cm^3 .

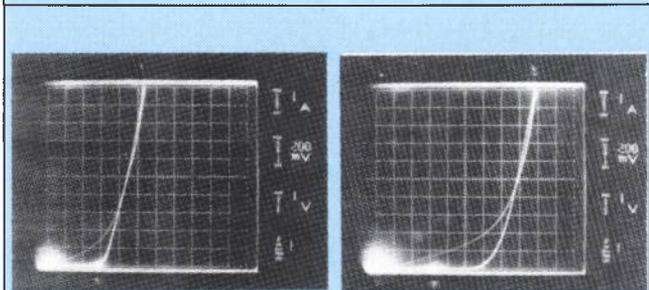


Fig. 13. Caractéristique courant-tension d'une diode substrat-drain d'un MOS POWER VNE 004 A à 25 °C (Voffset = 0,66 V R bulk = 43,5 mΩ.

Fig. 14. Caractéristique courant-tension de la diode substrat-drain d'un MOS POWER VNE 003 A à -196 °C (77 °K) (Voffset = 1,33 V R bulk = 45,5 mΩ).

Variation de résistance en température.

TYPE	Valeur (Ohm)			% Variation/300 °C	
	300 °K	77 °K	4.2 °K	77 °K	4.2 °K
Epaisseur film	0.9995	1.0231	1.295	+ 2.3	+ 29.6
	1.004	1.0459	1.713	+ 4.6	+ 71.2
	0.999	1.0403	1.927	+ 4.0	+ 92.7
Métal massif	9.996	9.974	9.972	- 0.2	- 0.2
	9.9987	9.9768	9.9871	- 0.2	- 0.1
Film métal	1.0007	1.0008	1.0248	+ 0.1	+ 2.4
	1.0015	1.0131	1.0361	+ 1.1	+ 3.5
	1.0003	1.0098	1.0283	+ 1.0	+ 2.8
Métal métal	0.9973	1.0031	1.0161	+ 0.6	- 1.9
	2.6077	2.6173	2.6489	+ 0.4	+ 1.6
	0.9989	1.0039	1.0217	+ 0.5	+ 2.3

est le seul ne convenant pas pour les applications à basse température. En plus de leur grand coefficient de température les valeurs présentent un très large cycle d'hystérésis. Le tableau 2 résume les propriétés mesurées de plusieurs types. Les résistances à couche métallique sont plus que bonnes pour la plupart des applications (spécialement à LN_2). Pour les diviseurs résistifs de précision, les résistances à barreau métallique sont remarquablement bonnes et devraient le rester même à la température LN_2 .

Comportement électrique des composants semiconducteurs à très basse température

Le comportement des éléments semiconducteurs tels les diodes, transistors et autres circuits intégrés monolithiques, varie beaucoup en température. La compréhension des effets de cette dernière sur ce genre de composants est subordonnée à l'examen des variations des trois paramètres clés que sont :

1) La mobilité des porteurs :

La facilité avec laquelle les électrons et les trous se meuvent à travers le cristal semiconducteur varie de beaucoup en température. La mobilité dépend du nombre total d'impuretés et de l'effet des vibrations des éléments du cristal sur le mouvement des porteurs. Au fur et à mesure que la température décroît par rapport à l'ambiante, la mobilité des porteurs s'accroît, comme le montre la figure 11. Cette mobilité est maximum entre 100 °K et 200 °K, dépendant de la concentration des dopants, mais est en typique un facteur 2 ou 3 au-dessus de la valeur à l'ambiante.

2) Le nombre d'atomes ionisés :

A mesure que la température baisse, le pourcentage d'atomes dopants restant (et qui donc contribuent à la conduction) commence à décroître quand KT approche l'énergie d'ionisation des atomes dopants. Dans le cas des dopants usuels du silicium, la température à partir de laquelle les dopants commencent à « geler » est environ 125 °K, comme on peut le voir figure 12.

3) La durée de vie des porteurs minoritaires :

La position relative du niveau de Fermi et des noyaux qui contrôlent le taux de recombinaison des porteurs varie de façon significative avec la

Alimentation à découpage

température. Plus cette dernière décroît, plus la probabilité qu'un noyau capture un trou et un électron de conduction s'accroît, entraînant une diminution de la durée de vie des porteurs minoritaires.

Effets de la température sur les performances des semiconducteurs

Diodes à jonction PN

La réduction de la température accroît la chute de tension directe d'une jonction PN, comme on le voit figures 13 et 14. La figure 13 présente cette chute de tension pour la diode source-drain d'un MOSPOWER VNE003A à 25 °C, alors que la figure 14 montre la valeur de la chute de cette même diode à -196 °C. Les photographies permettent en outre de déterminer que la résistance du barreau (R_{bulk}) est pratiquement sans changement alors que la valeur de l'offset a doublé, passant ainsi de 0,66 volt à 1,33 volt.

Ce comportement résulte dans le gel des atomes donneurs et des atomes receveurs. A mesure que la température baisse, l'offset s'accroît, jusqu'à l'arrêt total du fonctionnement de la diode.

Diodes à barrière Schottky

La réduction de la température d'une diode à barrière Schottky de 25 °C à -195 °C accroît sa chute de tension directe (figures 16 et 16).

On constate à partir de ces photographies, que la tension d'offset s'accroît dans un rapport deux alors que la résistance du barreau diminue. Cette décroissance est le résultat d'un accroissement de mobilité des porteurs à basse température.

Cependant, la chute de tension directe à tous les niveaux de courant augmente lorsque la température diminue.

Transistors bipolaires

Les transistors bipolaires travaillent par injection de porteurs minoritaires de la région émetteur à travers la base, jusqu'à la région collecteur.

Le gain en courant d'un transistor bipolaire dépend à la fois de l'efficacité de l'injection de la jonction base-émetteur, et de la durée de vie des porteurs ainsi que de leur flot à travers la base. Ces deux phénomènes perdant de l'efficacité à mesure que la température baisse, les performances d'un transistor bipolaire devraient baisser lorsqu'il est refroidi. Ces prévisions sont confirmées par les figures 17 et 18. Ces dernières présentent en effet les performances d'un transistor bipolaire 2N 6579 à 25 °C et -196 °C. La réduction significative de H_{FE} et l'accroissement de $V_{CE(SAT)}$ sont évidents.

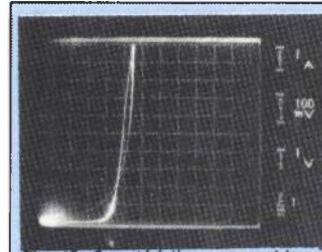


Fig. 15. Caractéristique courant-tension d'une diode schottky 6045 à -25 °C (Voffset = 0,34 V R_{bulk} = 10 m Ω).

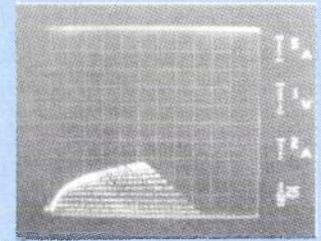


Fig. 18. Caractéristique courant-tension d'un bipolaire 2N 6597 à -196 °C (77 °K) (Voffset = 0,61 V R_{bulk} = 7 m Ω).

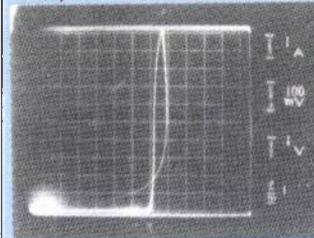


Fig. 16. Caractéristique courant-tension d'une diode schottky 6045 à -196 °C (77 °K) (Voffset = 0,61 V R_{bulk} = 7 m Ω).

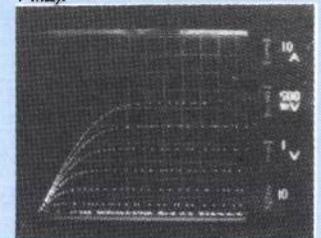


Fig. 19. Caractéristique d'un MOS POWER VNE003A à 25 °C (g_m = 6,5S R_{dson} = 56 m Ω).

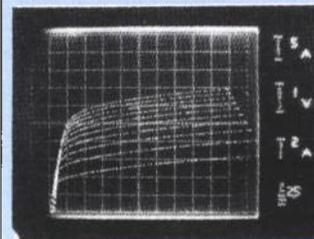


Fig. 17. Caractéristique courant-tension d'un bipolaire 2N 6597 à 25 °C (h_{fe} = 7).

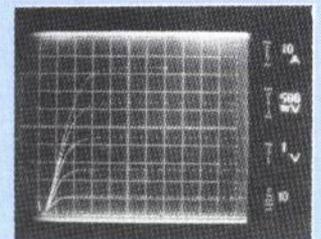


Fig. 20. Caractéristique d'un MOS POWER VNE 003 A à -196 °C (77°K) (g_m = 12S, R_{dson} = 31 m Ω).

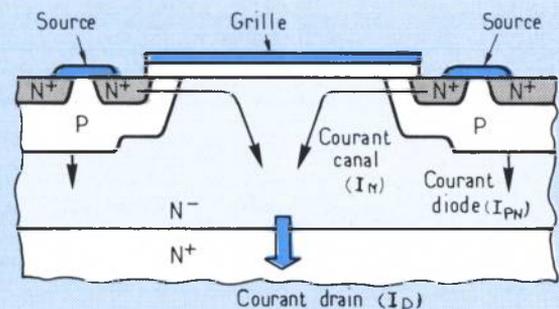


Fig. 21. Trajet du courant dans un MOS POWER utilisé en redresseur synchronisé.

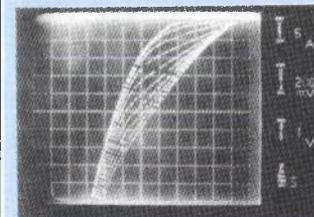


Fig. 22. Caractéristiques d'un MOS POWER VNE 003 A dans le 3^e cadran à 25 °C (Voffset = 180 mV, R_{bulk} = 29 m Ω).

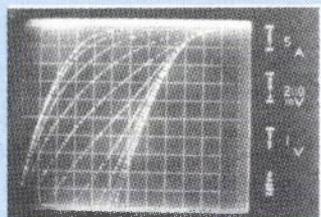


Fig. 23. Caractéristique d'un MOS POWER VNE 003 A dans le 3^e cadran à -196 °C (77°K) (Voffset = 460 mV R_{bulk} = 18,8 m Ω).

Transistors Mospower

Le fonctionnement d'un transistor MOSPOWER ne dépend pas de l'injection de porteurs à travers une jonction, pas plus que la durée de vie des porteurs minoritaires n'est un paramètre. Tant qu'un nombre suffisant de porteurs majoritaires est présent dans la source, le courant de drain s'écoulera à condition que des polarisations de drain et de gate existent.

Le « gel » des régions de drain et de source n'influe pas sur les performances du produit tant que la concentration en électrons (ou trous) n'est pas réduite à un faible pourcentage de sa valeur originelle.

Le facteur principal affectant le fonctionnement des transistors MOSPOWER est la mobilité des porteurs à travers les régions de drain et substrat. Cette mobilité augmente, aussi la résistance ON devrait-elle décroître. Le courant de drain d'un transistor DMOS vertical est donné par l'équation ;

$$I_{DS} = Co Z V_{SAT} (V_{GS} - V_{GS} (TH))$$

alors que sa résistance ON est

$$R_{dson} = \frac{1}{B[(V_{GS} - V_{GS} (TH))]} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\text{ou } B = \frac{Z \cdot \mu e \cdot Co}{L}$$

Dans ces relations

L = La longueur du canal

I_{DS} = Le courant drain-source

Co = La capacité par unité d'aire de l'oxyde de gate

Z = Le périmètre de source active

V_{sat} = La vélocité de saturation des électrons dans le silicium

V_{gs} = La tension de polarisation gate-source

$V_{gs} (TH)$ = La tension de seuil du MOSPOWER

Gm = La transconductance du MOSPOWER

μe = Mobilité des porteurs

Les équations prédisent un accroissement des performances du produit proportionnel à l'accroissement de mobilité des porteurs. En se référant à la figure 11, cet accroissement est d'un ordre 2 ou 3.

Les figures 19 et 20 montrent une amélioration des caractéristiques d'un transistor MOSPOWER VNE003A lorsque la température de fonctionnement est réduite de + 25 °C à - 196 °C. Ces courbes montrent une amélioration du Gm dans un rapport 2 alors que la résistance ON décroît dans les mêmes proportions.

Les transistors MOSPOWER commencent aussi à être utilisés dans leur troisième cadran. Les porteurs circulent alors du drain à la source en opposition au flux normal de courant. La diode substrat drain intrinsèque est en parallèle avec le transistor MOSPOWER utilisé dans cette direc-

tion, comme on peut le voir figure 21. Un transistor MOSPOWER travaillant de cette façon a alors une très forte capacité en courant avec une faible chute de tension directe dans une direction, et la tension normale de claquage dans l'autre direction. Cette caractéristique rend les MOSFETS très intéressants pour une utilisation en redresseurs synchronisés.

Les performances du transistor MOSPOWER VNE003A dans le troisième cadran sont montrées figures 20, 22 et 23. Ces photographies sont d'un intérêt particulier, en raison de la tension d'offset présente lorsque le transistor MOSPOWER travaille à - 196°C.

Les transistors MOSPOWER ont été étudiés en détails dans cet article, mais les performances des produits petits signaux canal N et canal P, tels ceux des circuits CMOS ont aussi été examinées. Les effets de la température sur le bêta et la tension de seuil de transistors MOS variés sont indiqués tableau 3.

Autres caractéristiques électriques

Deux paramètres, fuites et tension de claquage, varient de façon similaire pour tous les produits précédemment considérés.

Les fuites diminuent à mesure que la température est réduite, puisque ce courant est généré thermiquement. Ce courant est une fonction exponentielle de la température. La tension de claquage décroît aussi lorsque la température baisse, mais pas aussi rapidement. La tension de claquage baisse seulement de quelques pourcents pour 100 °C.

Circuits intégrés

Les circuits intégrés monolithiques MOS ou bipolaires sont élaborés à l'aide de transistors, diodes, résistances, capacités, fabriqués dans le substrat silicium.

Le comportement des diodes et des transistors en température a été examiné, mais pas celui des résistances et capacités diffusées.

Les résistances diffusées décroissent en valeur absolue avec la température, encore que le coefficient de température varie avec la concentration des dopants.

Les changements de caractéristiques des diodes, transistors et résistances, ne sont pas identiques en température. Les circuits intégrés spécifiés pour les plages de température commerciale ou militaire travaillent médiocrement lorsque la température décroît, pour finalement ne plus assurer la fonction pour laquelle ils ont été conçus.

La température à laquelle un CI cesse de fonctionner, que le défaut soit irrémédiable ou temporaire pour peu qu'on le réchauffe, dépend du circuit. La conception de circuits intégrés pour fonctionnement à très basses températures est possible, cependant les performances des transistors bipolaires à température réduite rend

Alimentation à découpage

TYPE β	TK		Vth (Volts)
SD1011	293	3408	3.18
Latéral	77	7776	4.33
DMOS canal N	4.2	—	—
2N6661	293	3362	1.15
Sillon V	77	7442	2.54
DMOS canal N	4.2	2783	1.82
IRD1101	293	3678	2.65
Vertical	77	7938	3.91
DMOS canal N	4.2	8712	4.17
IRD9120	293	3698	- 3.16
Vertical	77	6498	- 3.83
DMOS canal P	4.2	5408	- 4.1
MO405	293	42	1.1
Grille métal	77	128	1.7
NMOS	4.2	149	1.4
MO405	293	35	- 0.7
Grille métal	77	169	- 1.1
PMOS	4.2	149	- 1.8
CD4007	293	752	2.2
CMOS	77	576	2.7
Grille métal canal N	4.2	171	2.2
CD4007	298	907	- 1.3
CMOS	77	1290	- 1.4
Grille métal Canal P	4.2	984	- 2.0
VN30A	293	1048	0.4
Sillon en V	77	8712	2.4
canal N	4.2	9248	1.3

Caractéristiques de transistors MOS variés en température

ceux-ci moins séduisants que les transistors MOS.

Le tableau 3 montre que les MOSFETS canaux N et P travaillent à la température de l'hélium liquide (4,2 °K). La relative stabilité de leur tension de seuil et leur accroissement prévisible en gain (Gm) permet une optimisation des géométries pour fonctionner à basse température.

Caractéristiques thermiques et aire de sécurité des composants

La dissipation de puissance des composants électroniques est considérablement améliorée aux basses températures. Elle est déterminée par les caractéristiques du produit, multipliées par la différence de température entre la région du composant dissipant et sa température ambiante. Le fonctionnement des circuits ou des systèmes aux températures de l'azote ou de l'hélium liquide, multiplie la capacité en puissance dissipée d'un produit typique par un facteur 3 à 6. Un effet améliorant considérablement la dissipation des composants silicium est l'accroissement significatif de conductivité thermique à basse température. Comme on l'a vu figure 24, la conductivité thermique du silicium augmente d'un facteur 10 entre la température ambiante et celle de l'azote liquide. Les autres matériels incluant du cuivre présentent aux aussi une augmentation de la conductivité thermique dans cette plage de température.

L'aire de sécurité d'un transistor bipolaire ou MOSPOWER doit être modifiée par un fonctionnement à très basse température. La figure 25 est une comparaison des SOA d'un transistor bipolaire et d'un MOSPOWER. La caractéristique de second claquage du bipolaire ne permet pas une utilisation à plein courant et pleine tension en négligeant la capacité en puissance du boîtier. Un MOSPOWER, en raison de l'absence de second claquage, peut travailler à plein courant et pleine tension avec une dissipation de puissance adéquate. La limite fixée par la tension de claquage est toujours présente mais, comme nous l'avons vu plus haut, décroît avec la température.

La limite en courant fixée par le fil de connexion augmente, car la conductivité de l'aluminium — matériau le plus souvent rencontré — croît comme on peut le voir figure 8.

Fiabilité du composant

Les mécanismes conduisant au défaut des produits semi-conducteurs sont connus pour avoir un taux de variation déterminé par l'équation de Arrhenius

$$R = Ae^{-Ea/KT}$$

où :

R = le taux spécifique de variation

A = la constante déterminée par le composant

Ea = l'énergie d'activation (ev)

K = la constante de Boltzmann

T = la température en degrés Kelvin.

Les énergies déclenchant les mécanismes de défaut des semi-conducteurs ont été trouvées dans la plage 0,3 à 1,1 eV. La réduction de la température de fonctionnement aux niveaux de l'azote et de l'hélium liquide améliore sensiblement la durée de vie du produit lorsque celle-ci est limitée par des mécanismes thermiques. Cependant la baisse de la température de fonctionnement entraîne un accroissement des contraintes mécaniques causées par des différences de coefficients de dilatation en température, causant ainsi un nouveau type de défauts.

Fonctionnement d'une alimentation à découpage à la température de l'azote liquide

L'alimentation 5 V - 100 W dont le schéma est présenté figure 26 a été réalisée.

Afin de faciliter les tests, seuls les transistors MOSPOWER ont été refroidis à la température de l'azote liquide. Tous les autres éléments restant à l'ambiante, juste au-dessus du container d'azote (le PWM 25 a été utilisé comme circuit de commande et régulation mais nous devons noter un arrêt de la fonction nominale à la température

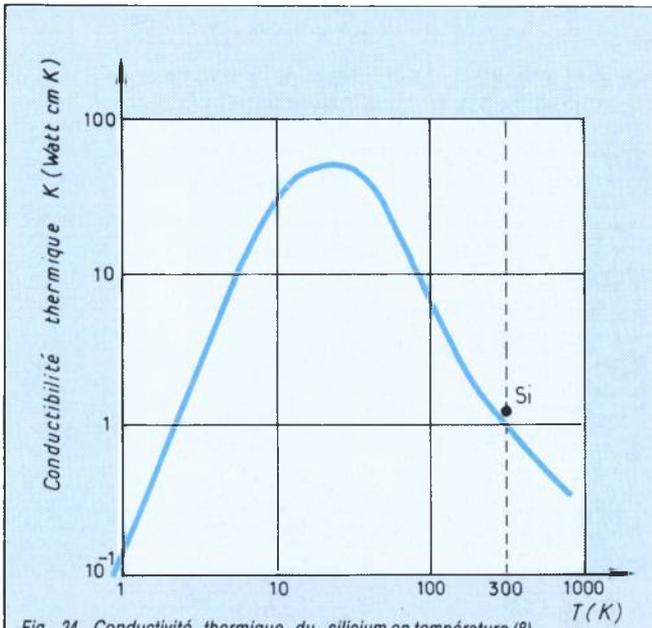


Fig. 24. Conductivité thermique du silicium en température (8).

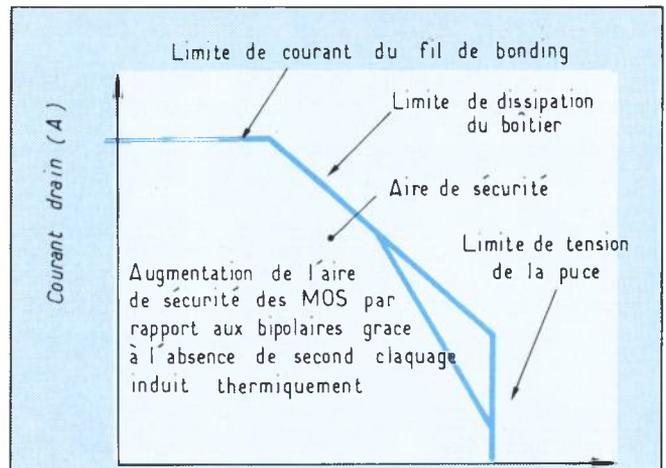


Fig. 25. SOA de bipolaire et MOS POWER typiques.

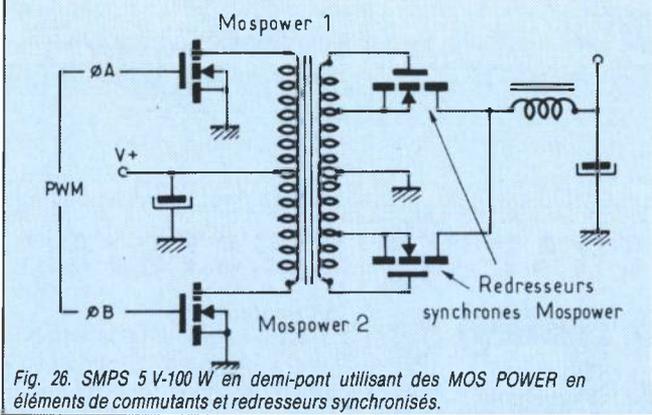
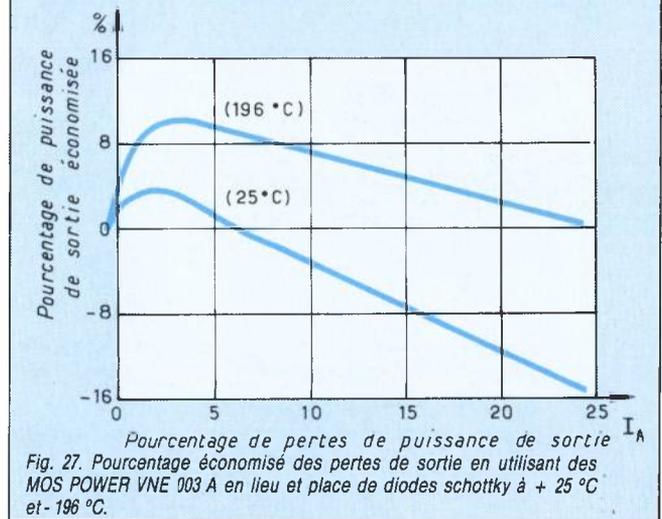


Fig. 26. SMPS 5 V-100 W en demi-pont utilisant des MOS POWER en éléments de commutants et redresseurs synchronisés.



Pourcentage de pertes de puissance de sortie
Fig. 27. Pourcentage économisé des pertes de sortie en utilisant des MOS POWER VNE 003 A en lieu et place de diodes schottky à + 25 °C et - 196 °C.

de l'azote liquide). Leur fonctionnement a été celui espéré.

L'accroissement de rendement peut-être estimé selon l'étude de Kagen, Chi et Hu. En assumant que la majeure partie de la dissipation de puissance se produit dans les redresseurs, la puissance économisée en utilisant des MOSFETS en lieu et place de produits à jonction est donnée par la relation :

$$P \text{ économisée} = I_{\text{charge}}^2 (R_{\text{barreau}} - R_{\text{dson}}) + I_{\text{load}} V_{\text{offset}}$$

Pour la diode Schottky 6045 et le VNE003A, le pourcentage de puissance économisée en fonction de I_L a été calculée à 25 °C et à - 196 °C. Les résultats sont indiquées figure 27.

Cette courbe montre qu'à la température ambiante, un MOSPOWER est un redresseur un peu plus efficace à faible courant mais l'est moins à fort courant. Cependant, à la température de l'azote liquide, le transistor MOSPOWER est plus efficace pour des courants inférieurs à 25 A.

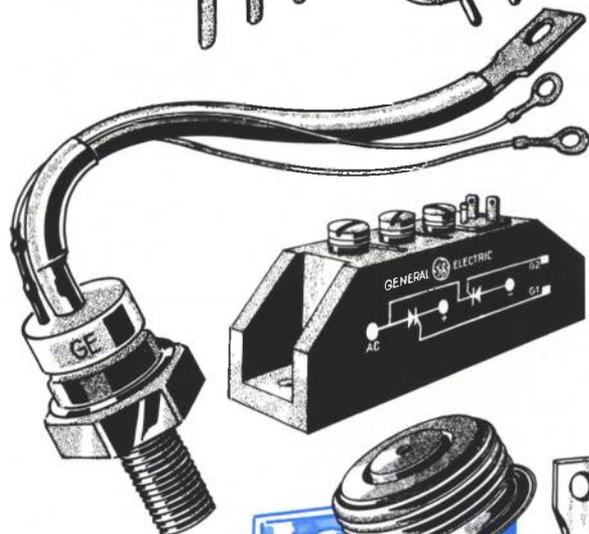
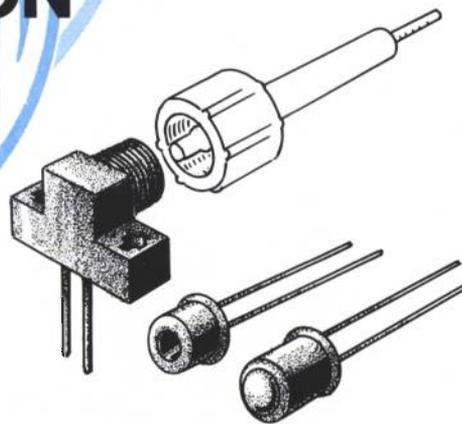
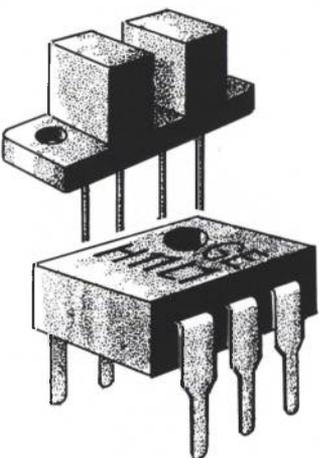
Lorsque des MOSPOWER spécialement conçus pour travailler à ces températures seront

disponibles, le pourcentage de puissance économisée s'accroîtra de façon significative. Pour des alimentations à découpage dont la tension de sortie est inférieure à 5 V ou supérieure à 100 V, les MOSPOWER apportent donc un « plus » particulièrement intéressant. En effet sous 5 V l'offset introduit par une diode schottky à très basse température produit une perte significative. De même pour les tensions de sortie exédant 100 V, les diodes PN rapides ont une grande tension d'offset et une résistance du barreau élevées.

par Dr. RICHARD BLANCHARD
(Siliconix inc) et RUDY SEVERNS
(Lockheed corp)

adapté par Claude Alemany (Siliconix Sarl)

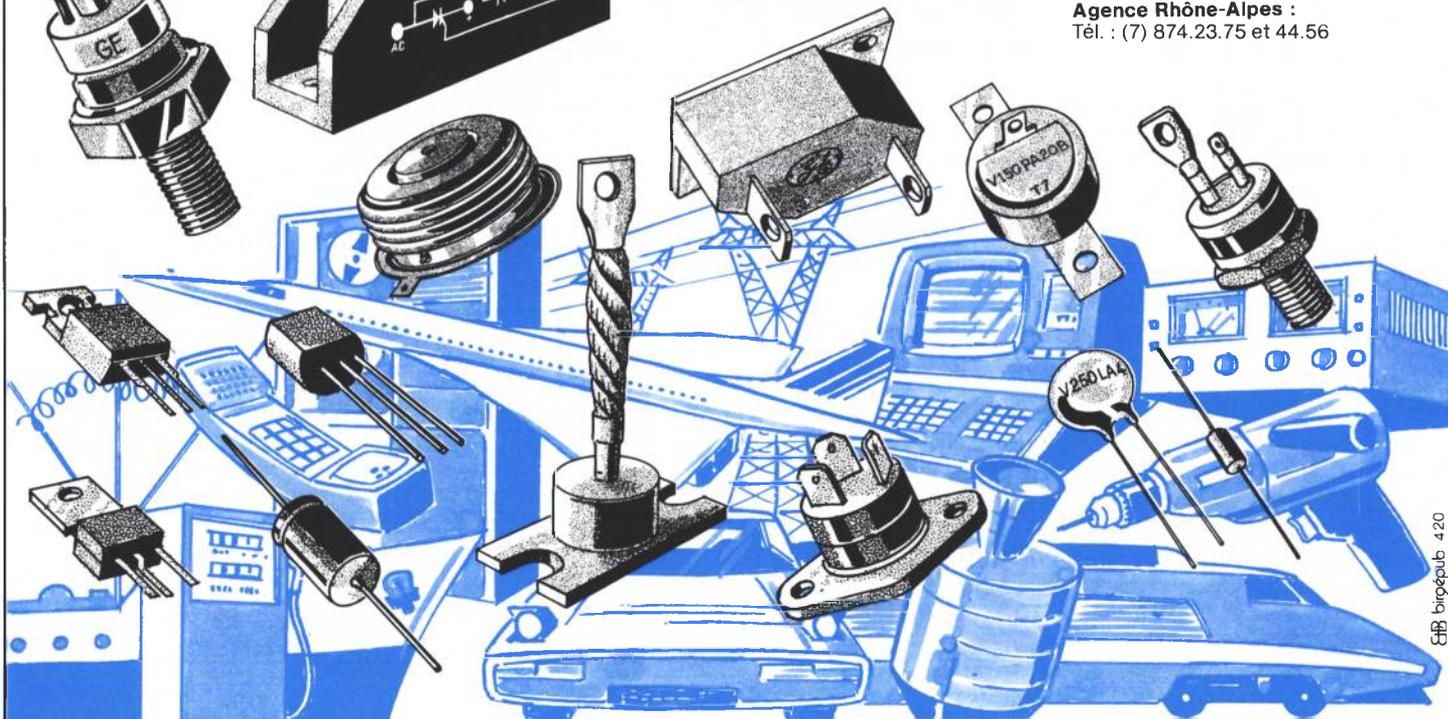
GEMOV II®. OPTO ÉLECTRONIQUE DIODES • THYRISTORS • TRIACS TRANSISTORS MOS FET • IGT TUBES ÉLECTRONIQUES INSTRUMENTATION



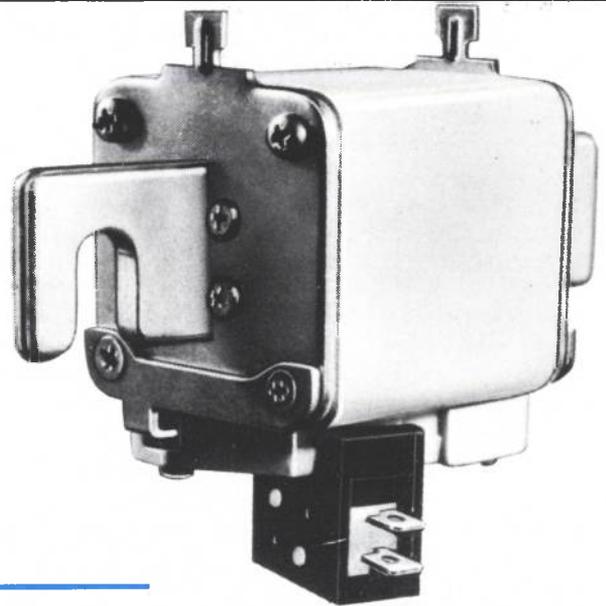
GENERAL  **ELECTRIC**
CCI

Distributeur officiel :
Z.I. 5, rue Marcelin-Berthelot
B.P. 92 - 92164 ANTONY CEDEX
Tél. : (1) 666.21.82
Télex : Loresol 203881

Agence Rhône-Alpes :
Tél. : (7) 874.23.75 et 44.56



Savoir choisir son fusible



Après une présentation succincte du fonctionnement du fusible durant les périodes de préarc et d'arc et des principales caractéristiques obtenues, on abordera les différents aspects de la protection des semiconducteurs — protection totale ou interne — pour introduire le chapitre concernant le choix du fusible en fonction de l'application. L'accent sera mis sur cette dernière partie qui conditionne la fiabilité et le coût de la protection.

Les semiconducteurs de puissance, dont la capacité thermique est faible vis à vis de leur courant nominal, doivent nécessairement être protégés par des dispositifs de coupure ultra-rapides. On remarque d'ailleurs, que leur vulnérabilité aux surcharges a tendance à croître lorsque la puissance nominale augmente. De même, ils sont d'autant plus sensibles que les courants de court-circuit sont plus élevés.

Les fusibles ultra-rapides modernes permettent d'assurer cette fonction, à condition cependant d'être convenablement choisis. Ce document a pour but, à partir de l'étude succincte du fonctionnement du fusible, de donner les éléments permettant le meilleur choix.

Fonctionnement du fusible ultra-rapide

Il est constitué d'un ou plusieurs éléments fusibles, enfermés dans un corps isolant rempli de sable, et soudés en parallèle aux bornes de connexion au circuit extérieur.

Lorsqu'il est soumis à une surcharge capable de provoquer sa fusion, il interrompt le circuit en deux phases distinctes (voir figure n° 1).

La période de préarc qui dure depuis l'instant « t_0 » auquel on applique la surcharge jusqu'à l'instant « t_p » d'apparition de l'arc.

La période d'arc qui débute au moment où apparaissent un ou plusieurs arcs en série. Elle dure jusqu'à l'extinction de l'arc « t_f » qui correspond également à l'annulation du courant.

Période de préarc

La durée de la période de préarc (temps de préarc) dépend de l'importance du courant de défaut, de la section de l'élément fusible et des caractéristiques du matériau utilisé.

On démontre que, pour un matériau déterminé « l'intégrale de joule $\int_{t_0}^{t_p} i^2 dt$ » durant cette pé-

riode est proportionnelle au carré de la section de l'élément fusible, si l'on considère que le phénomène est adiabatique. Cette condition est vérifiée pour les grands courants de défaut entraînant la fusion en un temps très court, sans échange thermique avec le milieu environnant.

Pour l'argent, très souvent utilisé pour réaliser l'élément fusible, l'intégrale de joule est voisine de $80\,000 \text{ A}^2\text{s}/\text{mm}^2$. Cette valeur, multipliée par la section de l'élément fusible élevée au carré, définit le « I^2t » ou intégrale de joule de préarc adiabatique du fusible.

On réalise souvent des sections réduites dans l'élément fusible (voir figure n° 2) dans le but évident de réduire le « I^2t » de préarc tout en conservant une résistance électrique totale minimale du fusible.

Période d'arc

Durant le régime d'arc, le fusible modifie l'équation d'établissement du courant. Il se produit une tension d'arc, dépendant de la configuration de l'élément fusible, qui limite puis annule le courant. La valeur de cette tension est

Choisir son fusible

généralement contrôlée en agissant sur la forme et sur le nombre de section réduites en série (voir figure n° 3).

A chacune de ces sections rétrécies correspond l'initiation d'un arc électrique qui s'allonge ensuite le long de la lame fusible. La somme de ces arcs élémentaires produit la tension d'arc du fusible qui s'oppose à la tension de la source en limitant le courant de défaut (voir figure n° 4, 5 et 6).

Durant ce processus, l'énergie $\int_{t_p}^{t_t} U_{arc} i dt$ est absorbée par la transformation de la matière de remplissage environnante qui permet également d'assurer l'isolement du fusible après coupure.

Rapidité d'intervention. Notion de I^2t de fonctionnement

Comme on l'a déjà fait pour la période de préarc, on définit une grandeur $\int_{t_p}^{t_t} i^2 dt$ ou « I^2t » d'arc du fusible.

La somme du « I^2t » de préarc et de « I^2t » d'arc du fusible mesure la rapidité d'intervention du fusible dans les conditions de défaut déterminées. C'est cette grandeur, appelée « I^2t de fonctionnement » qui permet de vérifier la protection des semiconducteurs (voir figure 7).

Cette notion de « I^2t » est utilisée uniquement lorsque le courant de court-circuit est suffisant pour que le fusible limite la première onde de défaut en dessous de sa valeur crête naturelle. Pour les courants inférieurs qui entraînent la fusion du fusible dans des durées supérieures à 10 ms, on parle de durée de fonctionnement.

Comportement du fusible sous le courant nominal de charge

La rapidité d'intervention du fusible (I^2t de fonctionnement) est évidemment une notion essentielle pour la protection des semiconducteurs. Son comportement sous la charge qu'il doit supporter dans les conditions réelles d'utilisation est néanmoins très importante. Elle peut en effet conditionner la durée de vie de l'installation.

Le choix du fusible à utiliser pour supporter une charge déterminée, doit tenir compte principalement de deux groupes de paramètres qui influencent son comportement : les conditions environnantes (température ambiante, ventilation, raccords) d'une part, les éventuelles variations de charge ou les surcharges d'autre part.

Le fusible, de par son principe même, est évidemment sensible aux facteurs qui influencent la température (figure 8). Toutefois, l'évacuation des calories du fusible s'effectuant par plusieurs voies (corps et raccords), l'incidence de chacun des facteurs est difficilement mesurable. Elle dépend en effet beaucoup de la longueur du fusible. On est donc conduit à utiliser des coefficients correcteurs empiriques, parfois même à réaliser un essai de simulation

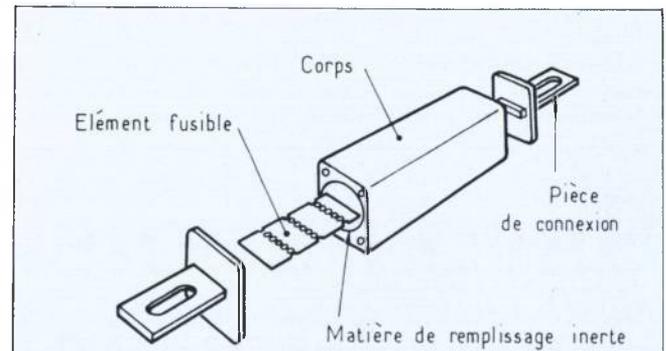
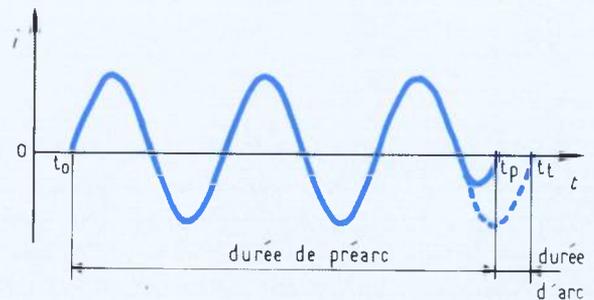
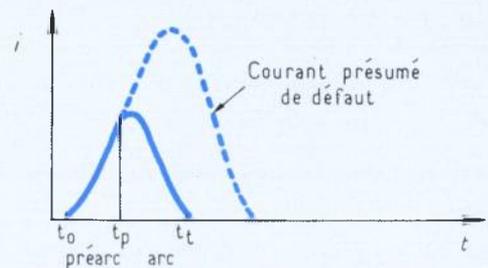


Fig. 1



1 - faible courant de défaut.



2 - fort courant de défaut.

Fig. 2. Fonctionnement de fusible sous un courant alternatif.

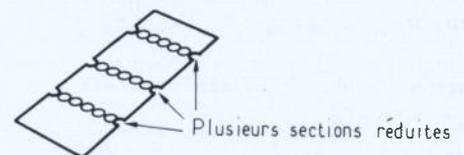


Fig. 3. Exemples de sections réduites.

des conditions réelles de fonctionnement, pour en obtenir une évaluation précise.

Les variations éventuelles du courant de charge conditionnent également la durée de vie du fusible. On sait en effet, qu'elles engendrent des contractions et extensions successives de l'élément fusible, dues aux échauffements et refroidissements, qui créent un vieillissement thermo-mécanique du métal pouvant aller, dans les cas limites, jusqu'à la rupture.

Nous nous sommes donc donnés les moyens de prendre en compte l'amplitude et la fréquence du cycle de charge ou des surcharges éventuelles qui traversent le fusible à partir de coefficients de sécurité appliqués aux caractéristiques usuelles du fusible.

La protection des semiconducteurs de puissance et les différents types de fusibles utilisés

Le comportement du fusible sous sa charge normale, comparé à son fonctionnement lorsqu'il intervient sous un courant de défaut pour protéger l'installation, font apparaître des exigences contradictoires.

Il s'agit toujours de réaliser un compromis entre la rapidité d'intervention (I^2t ou courant limité) d'une part et la puissance dissipée, le vieillissement sous le courant permanent, sa capacité à supporter les surcharges, la tension de coupure, l'encombrement d'autre part.

On conçoit la nécessité d'un choix judicieux du fusible à utiliser en fonction des caractéristiques à obtenir. Il faut bien savoir que le fusible le plus rapide n'est pas forcément le meilleur.

Différents modes de protection des semiconducteurs de puissance

On peut définir grossièrement deux types de fusibles en fonction du mode de protection utilisé :

— le fusible pour « protection totale » dont le but est d'éviter la détérioration du semiconducteur auquel il est associé, lors d'un courant de défaut.

Ce mode de protection est souvent limité aux installations de faible ou moyenne puissance ne comportant pas plus de deux semiconducteurs en parallèle.

Ce fusible doit généralement être très rapide. Nous verrons plus loin comment il est choisi en fonction des caractéristiques du semiconducteur à protéger.

— Dans les ensembles de forte puissance utilisant un grand nombre de semiconducteurs en parallèle, on assure habituellement la protection contre les défauts avuls dus à l'utilisation (défauts externes) à l'aide de disjoncteurs. Le fusible est alors utilisé pour éliminer le semiconducteur en défaut (claquage inverse par exemple) auquel il est associé.

C'est ce que l'on peut appeler la « protection interne ».

Les schémas des figures n° 5 et 6 illustrent ces deux modes de protection des redresseurs.

Chaque fusible « F » (figure 9) protège le semi-conducteur « S » avec lequel il est placé en série. La rapidité d'intervention doit être suffisante pour éviter la détérioration de la jonction dans le sens direct.

Le fusible « F₁ » (figure 10) élimine le semi-conducteur S₁ en défaut (claquage). Il doit protéger les semiconducteurs « S » et les fusibles « F » du bras de retour du courant de défaut. Il doit également éviter l'explosion du boîtier du semiconducteur « S₁ » en défaut.

Tant que l'on utilisait des jonctions de dimensions relativement faibles avec des fusibles calibrés en conséquence (400 à 800 A), il était relativement aisé d'éviter l'explosion du boîtier. Avec la dimension des boîtiers actuels, qui imposent l'utilisation de fusibles de très gros calibres (plusieurs milliers d'ampères), on doit augmenter leur rapidité d'intervention pour limiter l'énergie dissipée dans le boîtier lors du défaut. La différence de rapidité entre le fusible de « protection totale » et le fusible de « protection interne » s'en trouve réduite.

Protection du semiconducteur dans le sens direct

Le comportement d'une jonction semiconductrice sous une onde de courant de défaut (surcharge) est conditionné essentiellement par les phénomènes thermiques qui s'y développent.

En première approximation, on peut dire qu'une jonction perd ses caractéristiques lorsqu'elle dépasse une certaine température limite (on avance parfois la valeur de 300 °C).

Il s'agit donc pour nous de définir l'évolution dans le temps de la température de la jonction soumise à l'onde de courant que laisse passer le fusible.

Sur ce sujet, plusieurs théories s'affrontent, qui divergent essentiellement dans leurs hypothèses de départ.

L'ancienne pratique consistait à considérer la jonction sur le plan thermique comme une capacité thermique de valeur constante quelle que soit la forme et la durée du défaut.

Si, de plus, on assimile la caractéristique directe de la jonction $u = u_0 + k_i$ à sa partie proportionnelle $u = k_i$ pour des valeurs élevées de « i », ce qui est le cas lors d'un défaut, on montre que la diode est capable de supporter une onde de courant dont la grandeur $\int_{(t)} i^2 dt$ a une valeur constante quelles que soient la durée (t) et la forme de l'onde :

$$I^2t = \text{constante}$$

Le constructeur du semiconducteur indiquait donc une valeur de « I²t » à ne pas dépasser pour que la jonction conserve ses propriétés. Une simple comparaison avec le « I²t » de fonctionnement total du fusible permettait de vérifier la protection.

Choisir son fusible

Cette méthode est évidemment un peu simpliste et elle risque d'entraîner des erreurs, en particulier lorsque l'on est en présence d'un courant de défaut très élevé pour lequel la durée d'intervention du fusible est faible. On conçoit en effet, que la jonction supporte une contrainte de « I^2t » plus faible sur une durée plus courte.

Cette observation a entraîné les constructeurs vers deux nouvelles théories :

— la première considère la jonction non plus comme une capacité thermique constante mais comme une impédance thermique transitoire variable en fonction du temps suivant la loi :

$$Z(t) = K (t)^{1/2}$$

Pour la caractéristique directe du semiconducteur, on conserve l'hypothèse $u = ki$.

Ces deux expressions combinées donnent :

$$I^2(t)^{1/2} = \text{constante}$$

quel que soit « t » pour une onde de forme déterminée.

La deuxième théorie consiste à conserver le modèle d'impédance thermique de la jonction $Z(t) = K (t)^{1/2}$ et à considérer que la caractéristique directe du semiconducteur a la forme $u = k (i)^{1/2}$.

Pour une forme d'onde déterminée, on en déduit :

$$I^2 (t)^{2/3} = \text{constante}$$

Les hypothèses de la dernière solution nous paraissent les plus plausibles. La caractéristique directe $u = k (i)^{1/2}$ semble en effet la mieux adaptée pour représenter l'évolution de la chute de tension dans le semiconducteur pour les valeurs des courants limités obtenus avec un fusible.

Le développement complet du calcul à partir de ces hypothèses montre que la température maximale atteinte dans la jonction est évidemment variable en fonction de la forme de l'onde de courant pour un « I^2t » et une durée déterminée.

Toutefois, en considération des formes d'ondes obtenues lors du fonctionnement du fusible, on montre que l'erreur commise sur le « I^2t » que peut supporter le semiconducteur déterminé à partir des règles suivantes est généralement très acceptable :

— lorsque le fusible intervient sur un courant de défaut entraînant son fonctionnement en une durée totale voisine de 10 ms, on compare son « I^2t » de fonctionnement total à celui du semiconducteur indiqué par le constructeur pour une onde sinusoïdale de 10 ms.

Le constructeur donne parfois la valeur crête (I_{FSM} ou I_{TSM}) de l'onde sinusoïdale 10 ms.

On en déduit :

$$I^2t (10 \text{ ms}) = I_{FSM}^2 / 2 \times 10^{-2}$$

— si le fusible doit intervenir sur un courant de court-circuit plus élevé pour lequel sa durée d'intervention (t) est plus faible, on peut déterminer le « I^2t » de tenue du semiconducteur pour cette durée (t) à partir de la valeur ci-dessus, par la relation :

$$I^2t (t) = I^2t_{(10 \text{ ms})} (t/10)^{1/3}$$

La plupart des catalogues donnent maintenant l'évolution du I_{FSM} en fonction de la durée de la

demi-onde sinusoïdale (t). On en déduit évidemment le « I^2t » par la relation :

$$I^2t (t) = I_{FSM}^2 / 2 \times t$$

Il faut insister sur le fait que la comparaison des « I^2t » du fusible et du semiconducteur est une condition nécessaire et suffisante à la vérification de la protection. Certains considèrent également le courant coupé limité (ou courant crête de l'onde que laisse passer le fusible sous les conditions de défaut spécifiés) par rapport à « I_{FSM} ou I_{TSM} » du semiconducteur. Cette comparaison directe est inexacte. En effet, les formes d'ondes comparées étant différentes, un coefficient correcteur devrait être appliqué pour en corriger l'effet thermique sur le semiconducteur. Elle n'est pas non plus nécessaire car, une fois la valeur « I_{FSM} » corrigée, cette méthode donne des résultats similaires à la méthode du « I^2t ».

Remarque : Le semiconducteur doit parfois être protégé pour des durées de fonctionnement supérieures à 10 ms (par exemple 100 à 200 ms). Il faut alors vérifier, sur la courbe du « I_{FSM} » en fonction du nombre de périodes, que le semiconducteur supporte la surcharge durant le temps d'intervention du fusible. Cette vérification doit être effectuée en comparant les valeurs efficaces des courants.

Protection des semiconducteurs dans le sens inverse.

Le fusible doit éviter l'explosion du boîtier du semiconducteur dont la jonction a perdu son pouvoir bloquant dans le sens inverse.

Les catalogues ne donnent généralement pas beaucoup d'informations à ce sujet. Le constructeur doit être consulté. Certains donnent un « I^2t », d'autres un courant crête à ne pas dépasser.

En tout état de cause, le fusible approprié peut être aisément défini à partir du « I^2t » ou du « I crête » et des conditions du défaut.

Protection des transistors de puissance

Il n'est évidemment pas question de protéger un transistor contre les surcharges à l'aide d'un fusible. Cependant, le développement du transistor de puissance a mis en évidence les difficultés rencontrées pour éviter l'explosion des boîtiers de transistors, plus particulièrement lorsque ceux-ci sont utilisés sur des réseaux de forte puissance de court-circuit. Il existe de plus, un problème aigu de sécurité lorsque ces transistors utilisent de l'oxyde de béryllium, extrêmement toxique pour l'organisme humain.

Il y a donc lieu d'employer des fusibles qui limitent le courant de court-circuit afin d'éviter des dommages qui peuvent être considérables.

Les valeurs de « I^2t » ou de courant coupé à ne pas dépasser, doivent être fournies par le constructeur.

Du point de vue du fusible, le problème est alors ramené au cas de la protection de diodes et thyristors dans le sens inverse.

Choix du fusible de protection

Le fusible est l'un des moyens de protection le plus fiable. Il ne met en œuvre aucun agent mécanique qui pourrait s'enrayer et sa fusion est absolument certaine. C'est donc un élément de sécurité particulièrement intéressant à condition toutefois d'être choisi judicieusement en fonction du service à obtenir. Contrairement à une idée trop répandue, la meilleure protection n'est pas toujours assurée par le fusible le plus rapide.

Nous vous proposons de donner, ci-après, les éléments à considérer et les principales règles à appliquer pour obtenir le meilleur compromis.

Tension nominale.

Elle est déterminée en fonction de la valeur de la tension appliquée au fusible durant le régime d'arc et rétablie aux bornes du fusible après coupure.

S'il s'agit du cas le plus simple d'une tension alternative sinusoïdale dont la fréquence est voisine de 50 ou 60 Hz, il suffit que la tension nominale soit égale ou supérieure à sa valeur efficace. Dans le cas d'une fréquence différente, le constructeur doit être consulté car un coefficient de déclassement peut être nécessaire.

Lors d'une coupure sous tension continue, le comportement du fusible dépend très largement de l'inductance du circuit de défaut. Il faut alors connaître la courbe de la tension continue maximale d'utilisation du fusible en fonction de la constante de temps et la comparer aux valeurs spécifiées.

Dans certaines installations, c'est le cas en particulier des redresseurs réversibles pour commande de moteurs, la tension alternative de la source d'alimentation peut s'ajouter à la force électromotrice du moteur. On choisit alors un fusible dont la tension nominale « U_n » alternative a une valeur crête « $U_n \sqrt{2}$ » égale ou supérieure à la tension rétablie (voir figure n° 11).

Cette règle est généralement applicable, si la constante de temps du circuit de défaut est très élevée. Il faut cependant vérifier que le fusible fond durant la première demi-onde de la tension appliquée. Sinon, il pourrait être soumis à une contrainte (énergie d'arc) trop élevée entraînant une non-coupure. Dans ce cas, un essai spécifique est parfois nécessaire.

Attention ! On peut être tenté de placer des fusibles en série ou de tenir compte du fait que, dans certaines installations, deux fusibles coupent en série pour définir la tension nominale à utiliser, en considérant qu'ils se partagent la tension appliquée. Cette pratique est dangereuse pour les raisons suivantes :

- l'un des fusibles a pu être partiellement endommagé sans toutefois être fondu par un défaut précédent. Il devra alors couper seul la tension totale ;

- les deux fusibles ne se situent pas forcément dans les mêmes conditions thermiques dans l'instant qui précède le défaut ;

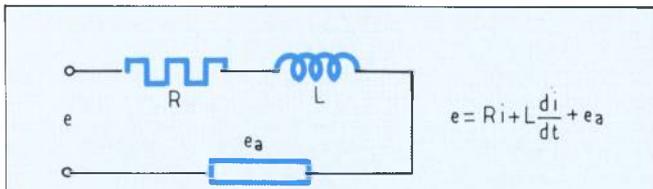


Fig. 4. Circuit de fonctionnement d'arc du fusible.

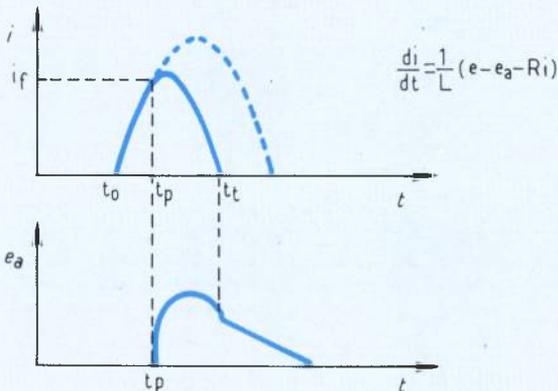


Fig. 5. Oscillogramme de coupure.

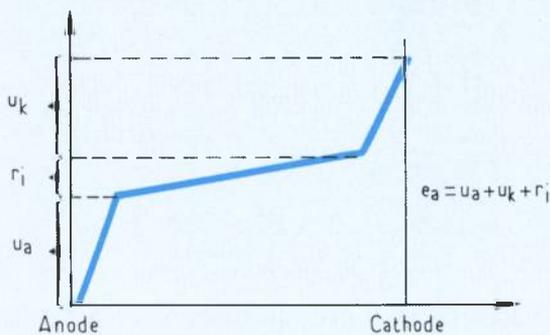


Fig. 6. Répartition du potentiel le long de la colonne d'arc.

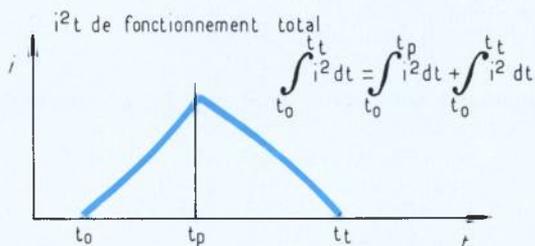


Fig. 7. I^2t de fonctionnement total.

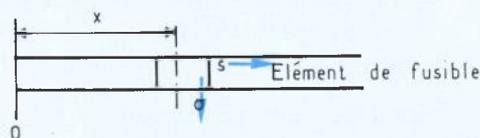


Fig. 8. Echange thermique de l'élément fusible avec les milieux environnants.

Choisir son fusible

— le courant de défaut peut être insuffisant pour faire fondre les deux fusibles simultanément. Le premier fusible fondu risque alors de limiter le courant de court-circuit à une valeur trop faible pour permettre la fusion du deuxième.

Pouvoir de coupure.

Par définition, c'est la gamme des courants de court-circuit que le fusible est capable d'interrompre depuis son courant minimum de coupure jusqu'à son pouvoir de coupure nominal (valeur maximale du courant sous la tension nominale). Il faut bien remarquer que les fusibles pour protection de semiconducteurs possèdent généralement un courant minimum de coupure (2 à 3 I nominal suivant les types) en-dessous duquel ils ne peuvent pas intervenir (voir figure n° 12). Dans cette zone de surcharges, ils doivent donc être associés à un autre dispositif de protection s'il y a lieu.

Lorsqu'un fusible à courant alternatif doit intervenir sous tension continue, son courant minimum de coupure est généralement plus élevé (6 à 10 I nominal par exemple). Il faut alors s'assurer que le fusible n'aura pas à éliminer des courants inférieurs. Si par contre, il doit le faire, il faudra choisir un fusible spécialement conçu pour fonctionner sous tension continue. Certaines applications nécessitent de tels fusibles.

Nous n'insisterons pas sur la valeur du pouvoir de coupure nominal. Elle doit être égale ou supérieure au courant présumé maximal de l'installation.

Choix du type de fusible — Sélectivité

La rapidité de la gamme de fusibles à utiliser dépend du type de protection à assurer.

Pour une protection « totale », on aura probablement besoin d'un fusible très rapide (I^2t de fonctionnement plus faible que $(I \text{ nominal})^2$ par exemple).

Par contre, pour assurer la protection contre les seuls défauts internes, il faut employer un fusible plutôt lent (I^2t de fonctionnement autour de $10 (I \text{ nominal})^2$ par exemple). En effet, il devra être capable de supporter sans altération les défauts externes éliminés par le disjoncteur.

Courant nominal ou calibre du fusible

Tout d'abord, il est nécessaire d'évaluer l'influence des conditions environnantes sur le fonctionnement du fusible en corrigeant le calibre « I_N » défini suivant les normes par les facteurs suivants :

— température ambiante

« Θ_A » différentes de 30 °C. Le nouveau calibre devient :

$$I_{N1} = I_N \sqrt{a - \Theta_A / a - 30}$$

« a » dépend de la gamme de fusibles considérée.

— Ventilation

Le fusible est normalement calibré en ventila-

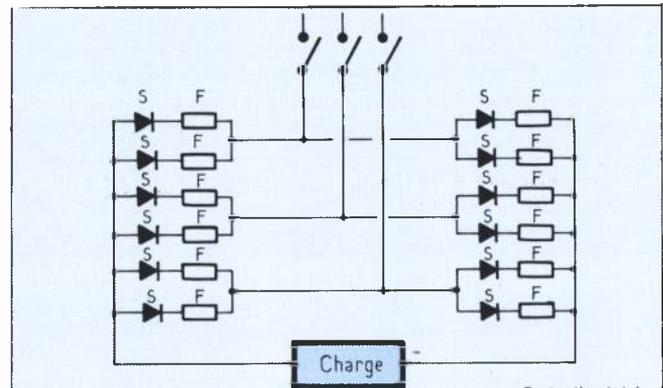


Fig. 9

Protection totale.

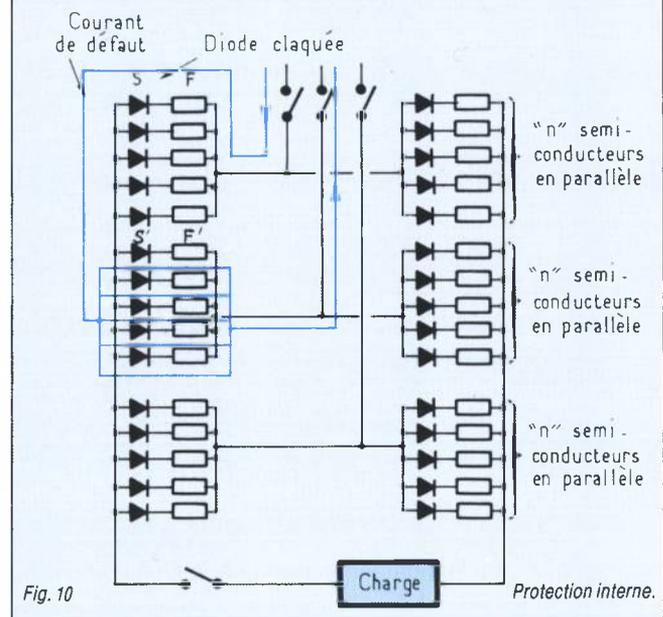


Fig. 10

Protection interne.

tion naturelle. S'il profite d'une ventilation forcée de vitesse « v m/s » son calibre devient :

$$I_{N1} = I_N \left[1 + \frac{(B_1 - 1) v}{5} \right]$$

pour « v » compris en 0 et 5 m/s.

Au-delà $I_{N1} = B_1 I_N$

B_1 dépend du type de fusible. Il est généralement compris entre 1,25 et 1,3.

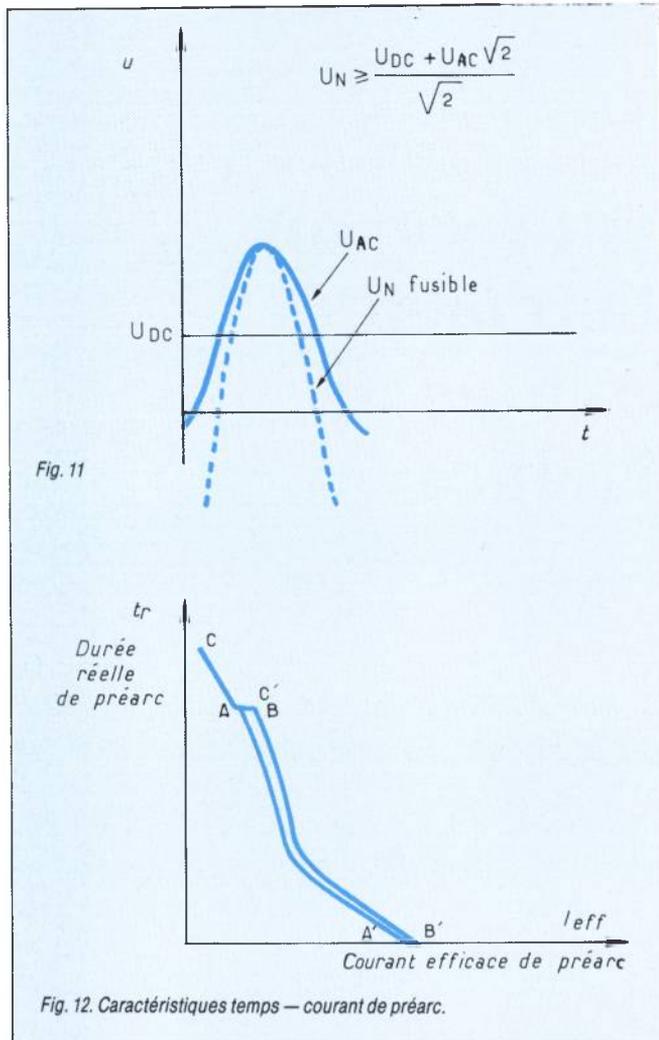
Conditions de raccordement. Effet de proximité d'un corps chaud

Seul un essai de simulation réel sous le courant de charge permet de mesurer avec précision l'effet des raccordements sur la température de l'élément fusible.

On peut cependant en obtenir une approximation souvent suffisante à partir des valeurs des résistances thermiques des connexions du fusible au circuit extérieur, des températures imposées à ces connexions et de la température ambiante autour du corps du fusible.

Le produit des trois coefficients ci-dessus (température — ventilation — raccordements) constitue le facteur de correction du calibre du fusible dû aux conditions environnantes.

On doit ensuite prendre en considération le cycle de charge du fusible.



S'il s'agit d'un courant parfaitement constant (sans coupure ni variation), il suffit de choisir un calibre, corrigé à l'aide du facteur ci-dessus, égal ou supérieur à sa valeur efficace. S'il est variable, un nouveau facteur de correction doit être appliqué à sa valeur efficace pour éviter les effets de vieillissements dus au cycle de charge. De plus, on devra s'assurer que le courant de charge durant les périodes de conduction du cycle n'est pas tel que l'on puisse craindre d'atteindre périodiquement une température d'élément fusible prohibitive. Ceci est réalisé en vérifiant que le couple temps-courant de conduction (voir figure n° 9) se situe à gauche de la courbe minimale de préarc du fusible, le coefficient « $1/I$ » dépendant du type de fusible utilisé, de la durée et de la fréquence des périodes de conduction.

Remarque : On peut être amené à utiliser deux ou plusieurs fusibles en parallèle pour obtenir le calibre désiré. Ceci est généralement admissible si l'on prend soin d'en apparier les résistances. Il est néanmoins préférable de consulter le constructeur car certains fusibles ainsi accouplés ne conservent pas toutes leurs caractéristiques (tension nominale, pouvoir de coupure par exemple).

Vérification de la protection et de la sélectivité.

Lorsque l'on doit assurer une protection « totale », il suffit de vérifier que le « I^2t » du semi-conducteur est supérieur à celui du fusible dans les conditions de défaut présumé (tension appliquée, courant présumé).

Il faut prendre soin de comparer les « I^2t » pour la même durée (durée de fonctionnement du fusible dans les conditions de défaut) et de considérer éventuellement tous les cas possibles. La tension appliquée à prendre en considération est celle qui a servi à choisir la tension nominale. Lorsque le même défaut traverse deux fusibles en série on peut néanmoins, pour l'évaluation du I^2t de fonctionnement, considérer qu'ils se partagent la tension totale avec un coefficient de répartition de 1,3 ($U \times 1,3$)/2 pour chaque fusible.

Si le fusible est destiné à la protection contre les seuls défauts internes, il faut (voir figure n° 10) :

- d'une part vérifier qu'il protège convenablement le boîtier du semi-conducteur « S_1 » en défaut, ainsi que les semi-conducteurs « S » et les fusibles « F » du bras concerné (I^2t de fonctionnement $\leq C.n^2.I^2t$ de préarc minimal. « C » = coefficient de sécurité à appliquer en cas de surcharge exceptionnelle).

- d'autre part, s'assurer qu'il supporte sans dommage le défaut externe coupé par le disjoncteur avec le même coefficient de sécurité.

Puissance dissipée

Elle se traduit toujours par un coût supplémentaire lors de la construction comme en exploitation. Elle doit donc être réduite au minimum. C'est une raison pour utiliser le fusible le plus lent possible ou le calibre le plus élevé qui permet encore la protection.

Tension de coupure

Elle varie avec la tension d'utilisation, mais il faut remarquer que le coefficient de surtension est d'autant plus réduit que l'on utilise le fusible sous une tension proche de sa tension nominale. Il est souvent voisin de 2 à 2,2, ce qui est généralement accepté par les semi-conducteurs.

Nous savons réaliser des fusibles capables de protéger les plus gros semi-conducteurs du marché et nous avons les moyens de prévoir leur comportement en exploitation, aussi bien en cas d'intervention sur un défaut que sous la charge normale. Même s'il demande un minimum de soin, le choix du fusible approprié à une application est donc relativement aisé. Il faut cependant le considérer comme un élément important du circuit au même titre que les autres composants de puissance.

M. R. DESHAYES
L. Ferraz & Cie

**électronique de
PUISSANCE**

Comment recevoir régulièrement Electronique de Puissance

■ Vous êtes abonné à Electronique Actualités

A ce titre, et tout à fait exceptionnellement, jusqu'à expiration de votre abonnement en cours vous recevrez gracieusement Electronique de Puissance, et ce, sans avoir à faire la moindre démarche. Ceci est valable pour les abonnements pris avant le mois de septembre 1983.

■ Vous n'êtes pas abonné à Electronique Actualités

Electronique de Puissance approfondit, sous l'angle technique, les informations données toutes les semaines par Electronique Actualités. Pour le lecteur intéressé par Electronique de Puissance, Electronique Actualités permet de disposer d'informations données très rapidement dans le secteur de la puissance, tout en facilitant la surveillance des principaux événements de l'industrie électronique. Pour un tarif d'abonnement unique, d'un montant préférentiel, vous recevrez donc tous les deux mois Electronique de Puissance, et chaque semaine Electronique Actualités.

France : 480 F TVA 4 % incluse.

Etranger : 630 F

électronique de PUISSANCE

Une autre revue du groupe SPS

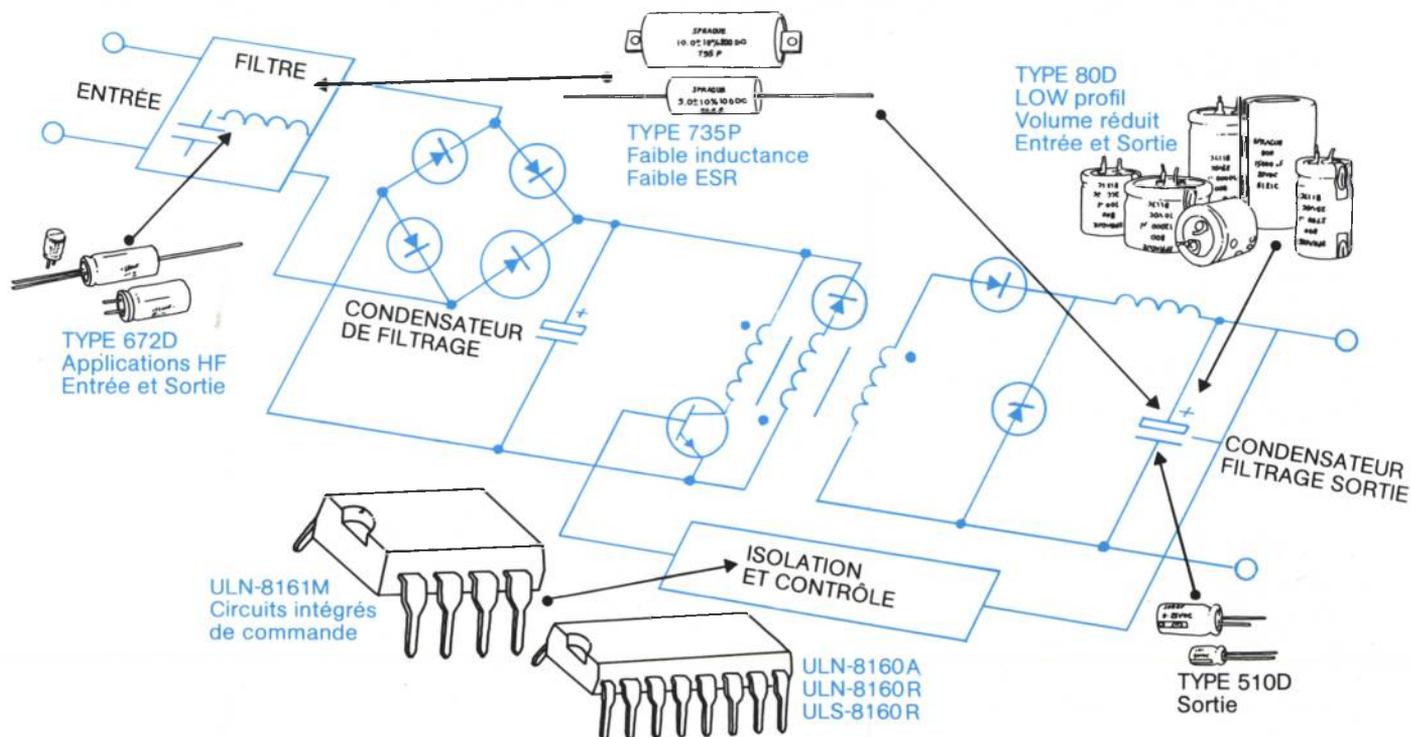
SPS

Société de Presse et de Services

49 rue de l'Université 75007 Paris

Tél. (1) 548.52.06.

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 Cèpière, 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'HÈRES DIMACEL Alpes T. (76) 44.40.24 - SIX-FOURS-LES-PLAGES DIMACEL Méditerranée T. (94) 25.74.13.



LE REGIME SILICONIX UNE BONNÈ 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.

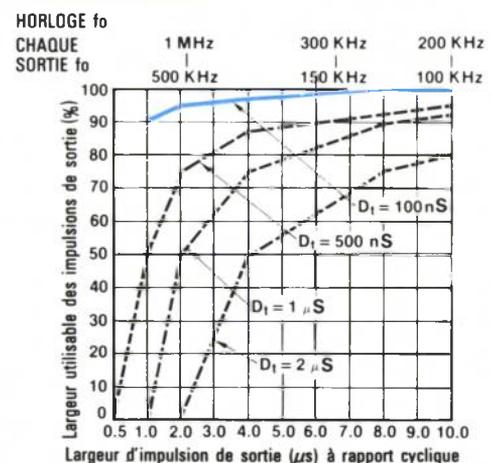
Un circuit complet mais flexible.

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.