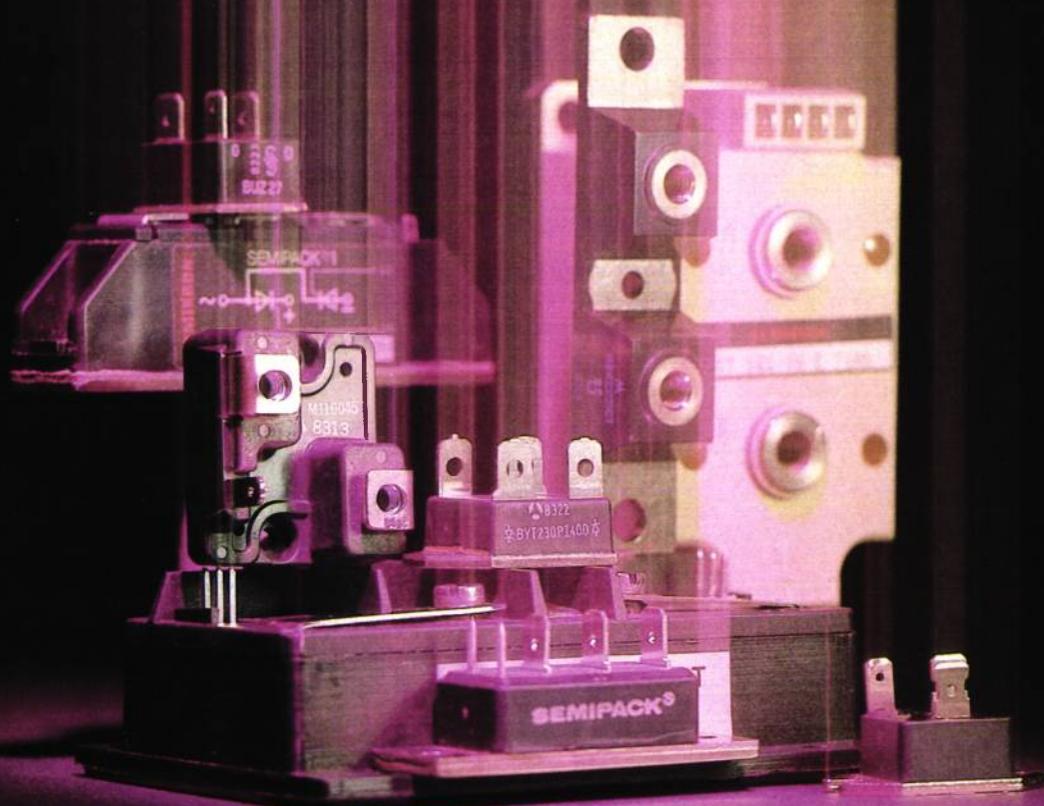


électronique de **PUISSANCE**

2



RCA, un des leaders mondiaux en MOS/FETs de puissance

Dès le premier trimestre 1983, RCA sera présent sur le marché avec une famille complète de 46 MOS/FETs de puissance. La technologie utilisée est du MOS/FET canal N permettant des courants de 1 à 20 ampères et des tensions de 100 à 500 V.

La conception hautement sophistiquée offre les avantages suivants : forte impédance d'entrée, gain élevé, grande vitesse de commutation et permet une interface très simple avec les technologies CMOS, TTL, PMOS et NMOS.

La structure par diffusion verticale RCA permet d'intégrer plus de

85.000 éléments hexagonaux par cm^2 .

Notre longue expérience dans la fabrication des transistors de puissance ainsi que l'automatisation à l'extrême de nos lignes de production nous permet de garantir des délais de livraison très courts même pour des quantités importantes et ce à des prix très concurrentiels.

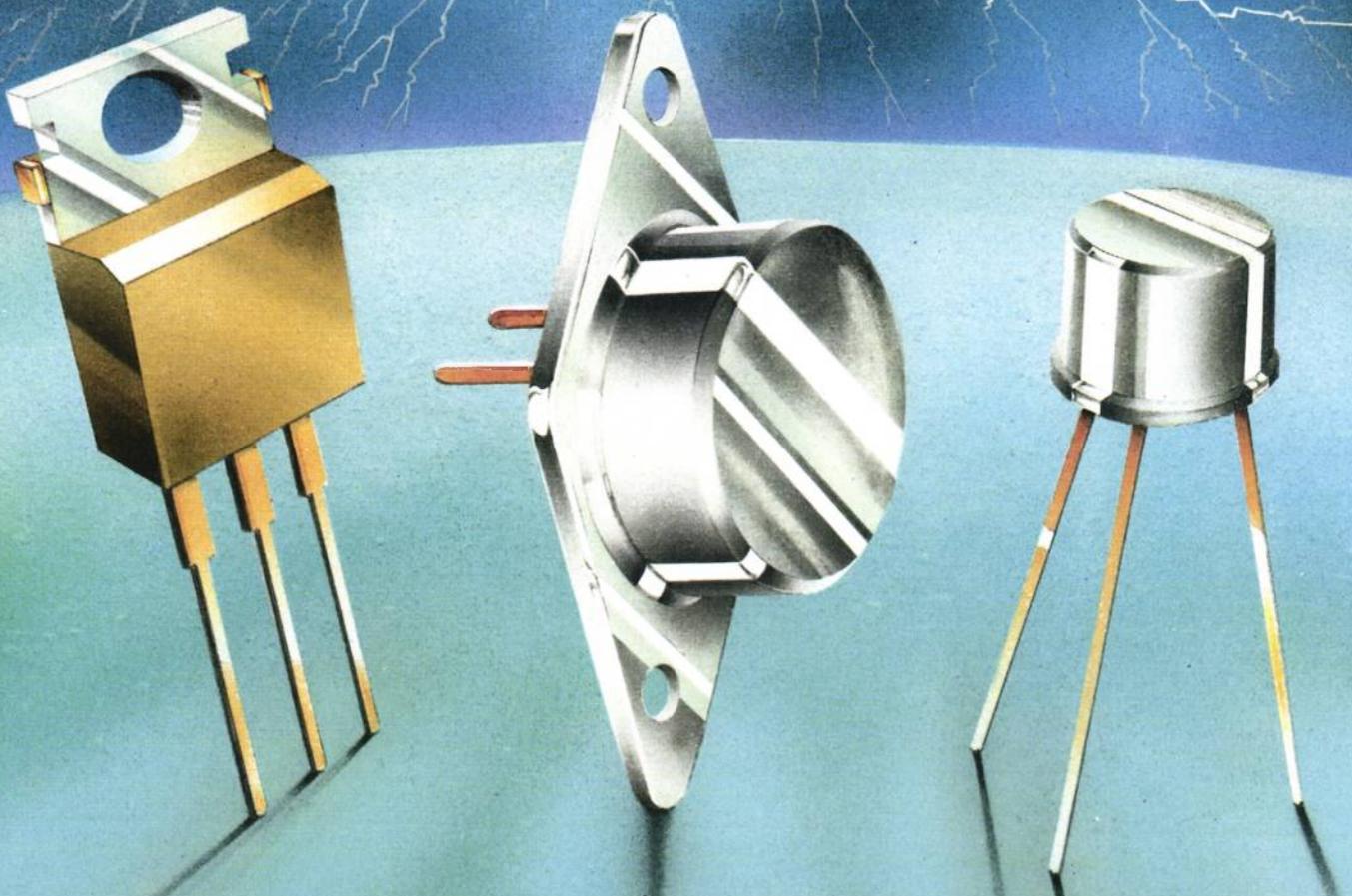
Les MOS/FETs RCA se caractérisent par des courants de fuite minimum, une résistance thermique remarquable, des niveaux R_{DS} particulièrement bas et la réputation RCA de qualité et de fiabilité est ici encore un gage de sécurité pour les utilisateurs.

Ces transistors MOS/FETs de puissance sont parfaitement adaptés pour les applications de commutation analogique, l'amplification audio, contrôle de vitesse moteur, driver haute vitesse pour LED, alimentation à découpage, convertisseur c/c.

Pour plus d'informations, nous vous invitons à contacter un de nos distributeurs officiels ou RCA Semiconducteurs, 2-4 Avenue de l'Europe, 78140 Vélizy.
Tél. : (3) 946.56.56,
Télex : 697060.

8691

RCA Solid State



LAMBDA

le 1^{er} constructeur mondial
d'alimentations stabilisées



INFORMATIQUE - AUTOMATISMES - ROBOTIQUE
CONTROLE ET MESURES - ETC.



LAMBDA
ELECTRONIQUE

PARIS : B.P. 77 - 91943 LES ULIS CEDEX - Tél. : (6) 012.14.87
LYON : NORLY 42, rue du Moulin Carron - 69130 ECULLY -
Tél. : (7) 833.33.18
TOULOUSE : 281, route d'Espagne - 31076 TOULOUSE CEDEX -
Tél. : (61) 41.11.81

RESEAU DE DISTRIBUTION DENSE EN FRANCE ET SUR
L'ENSEMBLE DE L'EUROPE

80% des commandes disponibles en stock

opp 1453

SIEMENS



La puissance



Les alimentations sont soumises à des contraintes de plus en plus sévères. On leur demande d'être simultanément plus puissantes et plus fiables. En réponse à ce besoin, Siemens propose son nouveau condensateur électrolytique AL SIKOREL.

Les caractéristiques suivantes mettent en évidence les performances des condensateurs électrolytiques AL de la gamme SIKOREL 125:

- durée de vie élevée, par ex.:
30.000 heures à + 85°C
ou 500.000 heures à + 40°C
- plage de température étendue
-55°C à +125°C
- chargeabilité en courant élevée
- durée de stockage presque illimitée.

Ces excellentes propriétés signifient pour l'utilisateur des condensateurs électrolytiques AL, de larges possibilités d'applications, une meilleure fiabilité et surtout une réduction de l'encombrement et du coût.

La chargeabilité en courant élevée permet de n'utiliser qu'un dixième de la capacité actuelle dans beaucoup d'applications, tout en respectant les mêmes valeurs de tension et de température.

La série SIKOREL 125 comprend des capacités allant de 1000 uF à 150.000 uF et des tensions nominales de 16 V à 100 V.

D'autre part, la gamme SIKOREL SNT avec des valeurs de résistance série équivalentes extrêmement faibles, a été spécialement conçue pour les alimentations à découpage.

Pour tout renseignement, veuillez écrire ou téléphoner à: Siemens S.A. Div. Composants BP109 - 93203 Saint-Denis Cédex 01, Tél. (1) 820-61-20 Mot-clef SIKOREL

SIKOREL 125: un nouveau condensateur électrolytique AL Siemens.



En couverture

Les applications chaque jour plus nombreuses des semiconducteurs à l'électrotechnique ont conduit les fabricants de semiconducteurs à développer de nombreux types de boîtiers. — Notre composition photographique, due à Jacques Pierre, a été réalisée à partir de composants de Motorola, Powercontact, RTC, Siemens, Siliconix et Thomson.

Affaires à suivre 5

Vie professionnelle

- Le Salon des Composants 9
- Les moteurs sur mesures BBC..... 10
- Les modules Powercontact 12
- Les produits en vedette à Powercon 14
- Un GIS « électronique de puissance au silicium » 16

Produits nouveaux

- Un BIP MOS à réaction 17
- Un régulateur intégré 5A 19
- Le COMFET de RCA 21
- Un GTO de deuxième génération 25
- Le premier circuit intégré 10 A 27
- Un MOS à diode parasite rapide 31
- Sélection de produits nouveaux en bref 34

Techniques d'aujourd'hui

- Alimentation de puissance à résonance, par J. Cheron et H. Foch, *ENSEEIH Toulouse* 47
- Interférences et alimentations à découpage, par J.L. de Francesco, *Schaffner* 51
- Optimiser le choix des diodes rapides, par J.M. Peter et C. Fraire, *Thomson-DSD* 57
- Mise en parallèle des MOS de puissance, par E. Oxner, adapté par C. Alemany, *Siliconix* 65

Applications

- Une alimentation à découpage 500 W 72

Revue de Presse 76

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
Secrétaire générale de rédaction :
Cl. Scheitienne

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 Gørke - 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 - 523.89.26 -
Imp. BERGER-LEVRULT - Nancy
Le directeur de la Publication
Pierre SCHAEFFER
Dépôt légal novembre 1983 - Editeur n° 904 - Commission paritaire en cours



SEMIKRON

Fabrications Électroniques et Mécaniques

**INVENTEUR ET PREMIER PRODUCTEUR MONDIAL
DU SEMIPACK®**

Module surmoulé de puissance à embase isolée

Une nouvelle gamme élargie de modules de puissance

Usage général ou commutation rapide



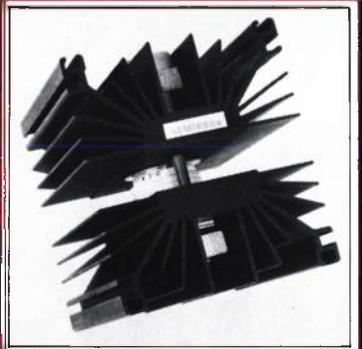
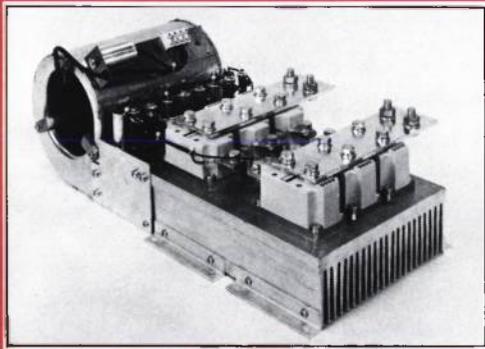
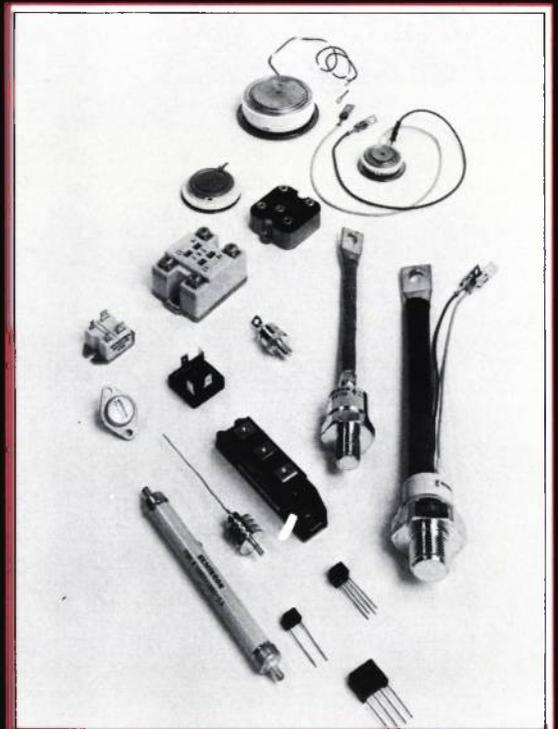
≤ 145 A RMS - 1600 V
rapides ≤ 120 A RMS 15 μs



≤ 28 A RMS - 1600 V
rapides ≤ 25 A RMS 15 μs



≤ 315 A RMS - 1600 V
rapides ≤ 250 A RMS 15 μs



montages redresseurs de puissance à la demande

**Une équipe d'ingénieurs à votre service
Fabrication et livraison rapides — Stock très important**

130, route de Corneilles - 78501 Sartrouville - Tél. (3) 915.10.09 + - Télex semikro 698 054 F

RTC sera en mesure d'échantillonner dans les semaines qui viennent une diode ultra-rapide de référence BYV 29 supportant 9 A sous 500 V en boîtier TO 220. A la fin de l'année, une version 800 V/9 A devrait être disponible sous la référence BYR 29. Cette diode présentera un trr inférieur à 65 ns, la définition du trr chez RTC conduisant à augmenter les valeurs aux normes US d'environ 30 %.

Le groupe Richardson, représenté par I.S.C. FRANCE, vient de prendre le contrôle de deux fabricants américains : CETRON et NATIONAL, fabricants de tubes redresseurs, thyratrons, triodes de puissance, phototubes, tubes d'émission, tubes d'affichage, et redresseurs monolythiques de puissance.

Unitrode annonce une nouvelle gamme de transistors haute tension en boîtiers T03. D'après Unitrode, ces dispositifs ont un temps de descente garanti à haute température 50 % plus court que les produits standard disponibles. Les prix par 1 000 pièces s'échelonnent entre 1,80 \$ pour le UMT 1006 (5 A) et 7,85 \$ pour le UMT 2003 (30 A).

General Electric (USA) annonce une série de moteurs « Programmable Motor » qui associent un circuit hybride prédiffusé et un IGT, à un moteur à commutation électronique et rotor à aimant permanent. La commande peut en être assurée par micro-processeur.

Ces moteurs plus particulièrement destinés aux applications grand public telles que laves linge, pompes à chaleur et conditionneurs d'air trouveront également des débouchés dans le domaine industriel. Notamment pour les unités de disque d'ordinateurs et la robotique.

General Electric pense vendre 15 millions d'unités par an dans les 10 années à venir, soit un marché de 700 millions de dollars par an.

Des MOS de puissance directement commandés par logique 5 V sont annoncées par RCA sous le nom de L²Fet. C'est en réduisant à 500 Angström l'épaisseur de la couche d'oxyde isolant la grille, par un rigoureux contrôle de process, que RCA obtient des dispositifs dont la tension de seuil grille source est divisée par deux, permettant la commutation directe par des circuits logiques 5 V, et supportant néanmoins les tensions élevées. Bien que la capacité drain-source soit plus élevée que celle des MOS conventionnels, RCA annonce pour un produit 10 V, un temps de montée de 60 ns.

Affaires à suivre

Le Centre de recherche et de développement de General Electric a développé une puce thyristor à commande optique supportant 4 500 V et commutant 30 A, destinée à remplacer les transformateurs d'impulsion à haut isolement pour commander des thyristors de très haute puissance dans les réseaux de transport d'énergie.

Lors d'une conférence de presse donnée à la veille du Salon des Composants, M. Bouyer, directeur général de RTC, a annoncé une offensive majeure de sa société dans le domaine des composants montables en surface (puces) sur les circuits imprimés.

En effet tous les types de composants : résistances (mi-84) ; condensateurs : céramiques et électrolytiques ; semi-conducteurs discrets et intégrés ainsi que les machines de report sont désormais proposés par RTC.

L'industrie des variateurs de vitesse allemande a enregistré, en 1982, une hausse réelle de son CA de 5 % à 2,5 milliards de francs ; mais les ventes sur le marché national ont stagnées. Pour 1983 est prévue une hausse des commandes de 6 %.

Sprague mise sur le développement du marché des condensateurs tantale « pavés ». Les moyens de production automatisés de son usine de Tours permettront à terme une production de plusieurs millions d'unités par mois pour répondre à la demande du marché européen.

Le groupe Rhône-Poulenc et la société américaine Siltec annoncent la signature d'un accord pour réaliser en commun une unité de fabrication de « wafers » pour l'industrie des semiconducteurs.

■ Les transistors MJH 16 002/4/6/8 de la série Schwitmode III de Motorola viennent d'être introduits en boîtier TO3P.

■ MEDL a amélioré l'aire de sécurité de sa série de transistors 850 V/120 A de référence DT47. Pour le meilleur transistor de la série, le DT47/1050,

cette aire passe par les points 850 V/150 A et 1 000 V/50 A. En crête, on peut aussi passer par le point 50 V/175 A.

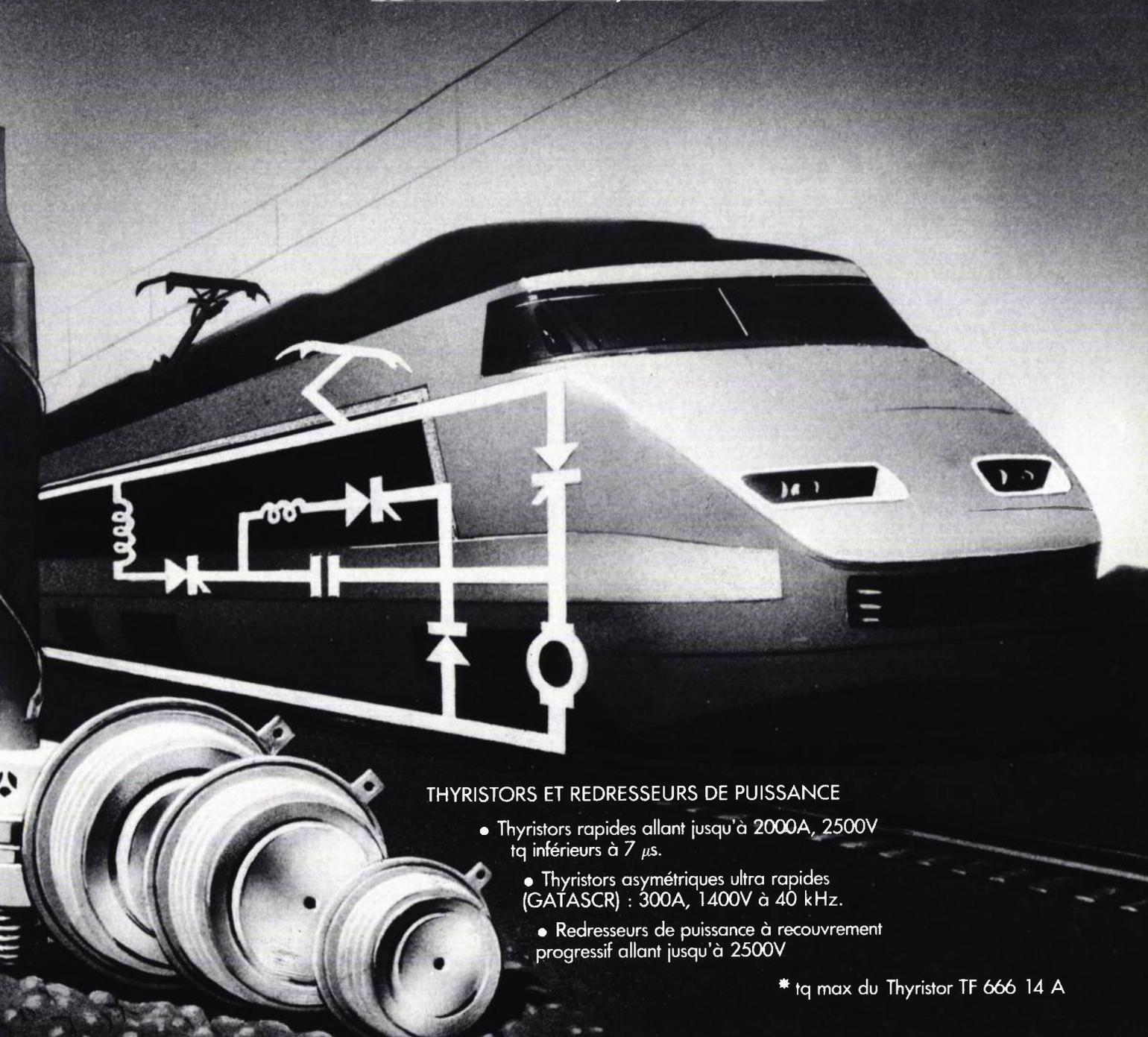
■ Motorola propose désormais en 2^e source de GE les paires complémentaires planar 100-1 5 0 n s D 4 4 H / 4 5 A , 44 VH/45 VH.

■ Depuis juillet dernier, les MOS de puissance de Ferranti ne sont plus faits sous licence Supertex mais avec une technologie propre.

■ Sprague devrait commercialiser en novembre un quadruple Darlington capable de commuter 80 V/4 A par canal.

PARIS/LYON

... EN 20 μ S*



THYRISTORS ET REDRESSEURS DE PUISSANCE

- Thyristors rapides allant jusqu'à 2000A, 2500V t_q inférieurs à 7 μ s.
- Thyristors asymétriques ultra rapides (GATASCR) : 300A, 1400V à 40 kHz.
- Redresseurs de puissance à recouvrement progressif allant jusqu'à 2500V

* t_q max du Thyristor TF 666 14 A



THOMSON
COMPOSANTS

THOMSON-CSF DIVISION SEMICONDUCTEURS
50, RUE JEAN-PIERRE TIMBAUD - B.P. 5 - 92403 COURBEVOIE CEDEX FRANCE - TEL. : 33 (1) 788.50.01 - TELEX 610560

AEG

une gamme complète
du TO 48 au press-pack de 4"

THYRISTORS-DIODES DE PUISSANCE

jusqu'à 8 000 A (RMS) et 4 400 V

Pour applications secteur et rapides
Boîtiers à vis, press-pack, power block



PUISSANCE

AEG - TELEFUNKEN FRANCE

6, boulevard du Général Leclerc - 92115 Clichy - Tél. : (1) 739.33.10 - Télex : 620827

Le Salon des Composants : l'occasion de mieux choisir ses composants

Le Salon International des Composants Electroniques sera cette année, plus que jamais, la grande occasion pour ses visiteurs de prendre du recul par rapport à leurs problèmes quotidiens et de se reposer la question de savoir si les études de systèmes de puissance actuellement en cours répondent vraiment à tous les problèmes qui leur sont posés. Les exposants de

composants de puissance, en particulier étrangers, seront en effet très nombreux cette année sur le site de Paris Nord ; ce Salon reste, avec Electronica à Munich, le grand rendez-vous de la puissance au niveau composant, la manifestation Powercon, à Genève, ne restant un rendez-vous que pour les problèmes de schémas en raison de la récente faiblesse de l'exposition associée.

RAREMENT se sera posé avec autant d'acuité, pour les utilisateurs, le problème du choix des composants, en particulier actifs, en fonction du contexte imposé par la société fabricant des systèmes. Des composants nouveaux ont en effet été annoncés ces derniers mois, composants qui, pour des techniciens, sont très attirants, mais qu'il faut savoir refuser si les moyens d'études de la société sont insuffisants ou si les délais de conception de systèmes sont très courts.

Le plus bel exemple de problème est aujourd'hui celui de la commande de moteurs d'une puissance de quelques kilowatts. Suivant les moyens et les exigences de la société, quatre solutions sont possibles.

Dans un premier cas, la société n'est que peu spécialisée en électronique ; la commande de moteur électronique est quasi un mal nécessaire pour moderniser du matériel ; il faut faire le plus vite possible et adopter une solution sans risques. Cette solution, si l'on ne veut pas adopter du matériel tout fait, est unique : seul, à notre connaissance, Power Compact près de Bordeaux (cf article dans ce numéro) est en mesure de proposer un choix de 14 modèles, avec leur commande, capables de piloter la plupart des moteurs de moyenne puissance continus, monophasés ou triphasés. Il ne restera, à l'utilisateur, qu'à fournir des signaux logiques à ces modules.

Mais, bien sûr, une foule de cas particuliers peut se présenter ; ces modules peuvent ainsi se révéler mal adaptés. Par ailleurs, pour des séries de fabrication dépassent le millier de pièces, il peut être plus économique, si le problème du temps et de place n'est pas trop critique, de concevoir soi-même son système.

Si son laboratoire d'électronique n'est pas très étoffé, il est alors sage, dans ce cas d'adopter une commande classique à Darlington avec l'un

des nombreux circuits intégrés, de commande du commerce. Ces montages ont fait l'objet de nombreuses publications et ne devraient pas réserver de surprises. Il se pose tout de même un problème de conception générale du système, avec ses interconnexions et ses radiateurs. Et ce problème n'est pas si facile à résoudre qu'on veut bien le dire.

La question du choix du boîtier devient primordiale. A notre avis, la solution idéale, dans la plupart des cas, est un boîtier plastique réalisant une fonction de commande complexe et totale, avec de deux à six branches. Mais ce type de boîtier ne se rencontre que chez les fabricants japonais (Fuji...). Une solution intermédiaire est proposé par Semickron/SGS avec des boîtiers plastiques TO 240 à deux branches. Motorola et Thomson-CSF, enfin, proposent également des boîtiers plastiques intéressants, mais à une seule branche. Il faut donc, la plupart du temps, en associer plusieurs.

Troisième niveau de décision en composants : la société utilisatrice est très engagée en électronique ; elle doit innover et penser à moyen terme pour le développement de ses systèmes. Dans ce cas, une commande par GTO peut se révéler être la meilleure solution. A ce jour, Mullard/RTC et AEG proposent des GTO européens (de même, à court terme, qu'Ansaldo et MEDL). IR, Hitachi et Toshiba ont par ailleurs acquis une bonne réputation dans ce domaine.

Mais, pour l'instant, le choix de boîtier plastique est limité (style Isotop, et style double branche chez AEG). En outre, la commande des GTO, encore mal connue, ne s'improvise pas. Il faudra subir quelques échecs avant de réussir totalement. En France, le laboratoire d'applications de RTC a toutefois déjà passé l'étape découverte et est en mesure, maintenant de conseiller...

Vie professionnelle

Quatrième et dernier niveau de décision pour le choix des composants : la société utilisatrice cherche l'innovation à tout prix pour être prête lors des mutations technologiques industrielles. Dans ce cas, pas d'hésitation : GE disposera sur son stand du mouton à cinq pattes du jour : un « BIPMOS à réaction » appelé IGT, composant qui réunit tous les avantages des MOS, bipolaires et thyristors mais aussi, on le dit moins, de bon nombre de leurs inconvénients avec, en prime, des possibilités de déclenchements accidentels variés. Ce composant, intéressant aujourd'hui sur le papier, demande encore à « mûrir » avant d'entrer dans des systèmes. Mais ce n'est pas pour cela qu'il faut s'en désintéresser. Il pourrait même, dans des cas simples, et ponctuels, trouver des applications à moyen terme. Nous lui consacrons d'ailleurs, dans ce numéro, deux articles afin que nos lecteurs le connaissent mieux. Pour l'instant, il n'est pas question de seconde source entre GE et RCA qui va également bientôt échantillonner un tel dispositif. Mais, de toutes façons, l'innovation doit savoir prendre le risque d'une monosource. En principe, une maquette fonctionnelle faisant appel à un BIPMOS à réaction devrait être présentée au Salon sur le stand de G.E.

Fréquences : toujours plus

Pour les alimentations, le problème ne se pose pas de la même façon que pour la commande des moteurs car les notions de coût et de volume doivent ici conduire à adopter une fréquence de fonctionnement, la plus élevée possible, afin d'économiser sur les composants passifs.

Mais le problème doit être honnêtement posé : qui va payer ? Le fabricant de système qui soignera son alimentation afin d'augmenter son rendement, ou l'utilisateur de ce système qui

réglera des factures importantes d'électricité et qui ne se rendra même pas compte, bien souvent, que son alimentation aurait pu consommer moins.

Il faut toutefois être conscient que c'est dans le premier cas que le problème sera le plus difficile : La fréquence de travail sera plus élevée ; les problèmes de blindages et de dissipations devront être pensés dès le début de la conception. Pas facile de trouver le bon compromis !

En ce qui concerne le composant actif, le roi dans cette application devrait être le MOS, pour toutes les applications ou presque en deçà de 100 V et jusqu'à 5A à 500V. Mais des Darlington rapides devraient encore avoir leur place, pour les puissances élevées. Le choix des MOS se fera en fonction des boîtiers et des prix : actuellement, les technologies avancées des leaders sont toutes à peu près équivalentes. Par contre, tous les fabricants ne produisent pas encore tous leurs MOS dans une technologie avancée. Un truc pour mesurer un degré d'avancement technologique : tenue en tension et résistance passante données (à 25°C), comparez les capacités d'entrée des MOS ; le MOS le plus avancé sera celui dont la capacité est la plus faible. Il ne faut pas oublier non plus, lors de comparaisons, de prendre en considération les résistances passantes à 100°C (souvent plus réalistes mais plus difficiles à découvrir que les résistances à 25°C). Enfin, pour les montages simples, se rappeler que les caractéristiques de la diode inverse des MOS ont une influence considérable sur les pertes dynamiques.

Nous ne feront aucun commentaire sur les composants de grande puissance car aucun semiconducteur n'a été annoncé dans ce domaine depuis des mois, sauf en GTO. Est-ce une discrétion ou un ralentissement de l'innovation ?

JP Della Mussia

Des moteurs sur mesure

Constatant que plus de 60 % des moteurs électriques utilisés dans l'industrie doivent répondre à des spécifications particulières, BBC Brown Boveri France a spécialisé son usine de

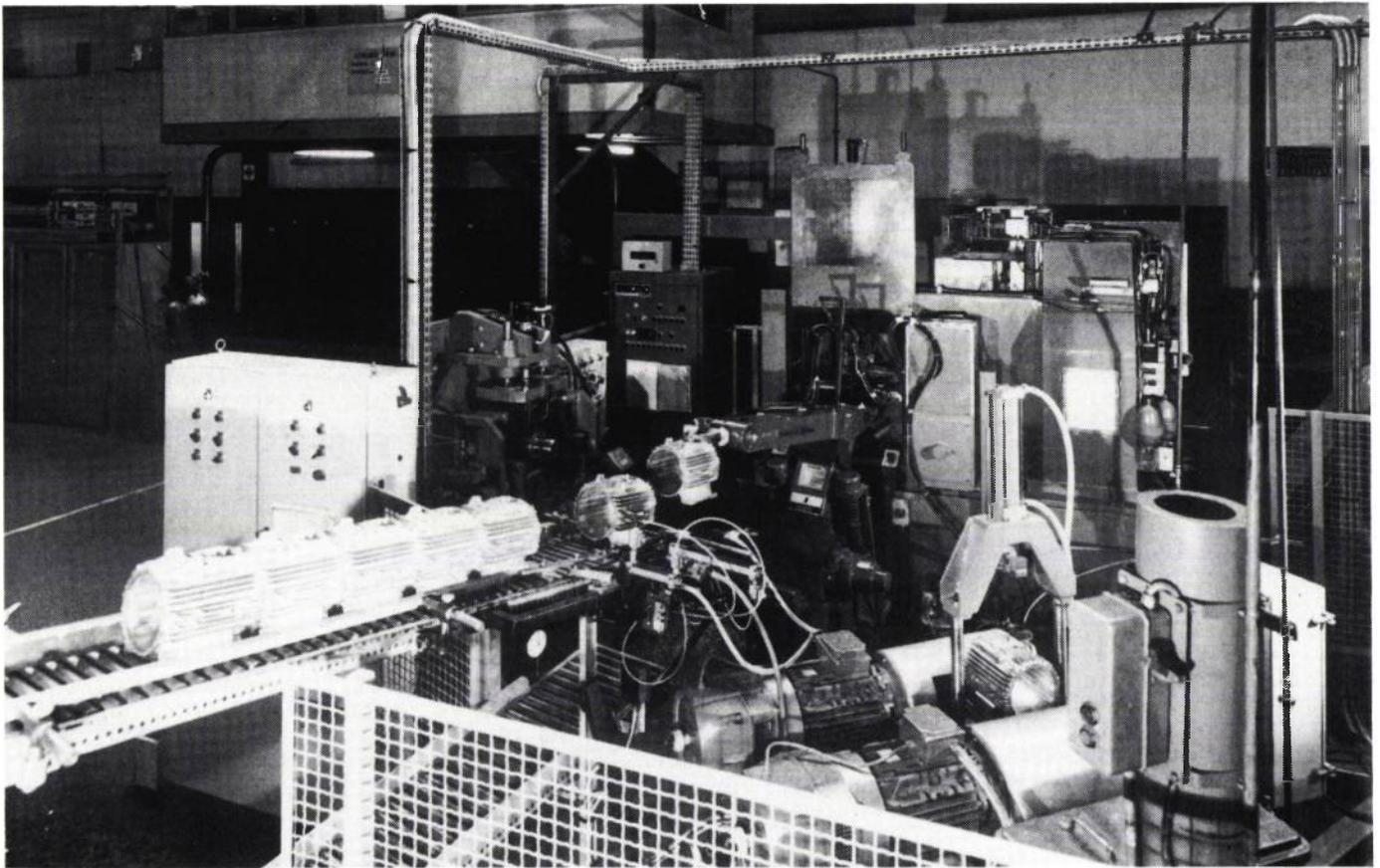
Decines dans ce type de fabrication.

Ces moteurs, de type, asynchrones ont une puissance de 0,1 à 15 KW pour des hauteurs d'axes comprises entre 56 et 160 mm.

LA gestion informatisée des commandes, l'utilisation de cellules flexibles d'usinage et de coulée et un magasin automatique permettent, d'ores et déjà la fabrication de moteurs spécifiques dans un délai de 12 jours avec une inci-

dence sur les coûts de l'ordre de + 25 % par rapport à des moteurs de série de même taille.

Afin de réduire les délais et les coûts, une chaîne complète de traitement informatique des commandes a été mise en place.



POSTE AUTOMATIQUE DE FINITION DE LA CARCASSE. — Un robot, alimentant trois machines, constitue une cellule flexible gérée par un automote programmable BBC. Les opérations suivantes sont effectuées : débouchage des trous, usinage carcasse, ébavurage complet.

La saisie des commandes est faite par microordinateurs dans les agences de vente ; en fin de journée l'ordinateur central interroge par liaison téléphonique les différentes agences. Après traitement par le service technico-commercial, les commandes sont prêtes pour le traitement technique et administratif, qui définit pour chacune les pièces élémentaires à utiliser, établit l'accusé de réception, édite les documents de fabrication, et documente un fichier de jalonnement qui permet lors de la réalisation du moteur de saisir son passage à certains points-clés de l'usine. Le moteur terminé, les étiquettes d'expéditions sont automatiquement établies de même que la facturation.

La flexibilité commence dans l'atelier de tôlerie : où la réunion de presses travaillant en tandem permet la découpe individuelle, des tôles de rotors et de stators en combinant plusieurs outils de découpe de rotor avec le même outil de découpe de stator.

La fonderie fait appel à des postes de coulée automatique assurant la mise en place et l'éjection des noyaux, le calibrage du métal liquide, tôles des rotors, la manipulation du métal liquide, la lubrification et le transport sur transstockeur des pièces terminées.

Les postes rotor ont une cadence de 90 pièces à l'heure et la masse du métal injecté (alpac ou

aluminium) peut atteindre 4 kg. Pour les carcasses la masse maximale est de 7,5 kg alors que la cadence est de 50 pièces à l'heure.

Après coulée, les carcasses sont dirigées vers un poste assurant automatiquement ébavurage, fraisage, brossage à la même cadence.

L'usinage des arbres de rotor fait également appel à une cellule flexible constituée d'un tour à commande numérique et d'un centre d'usinage (dont les programmes sont générés automatiquement par ordinateur), d'un banc de contrôle des pièces qui mesure l'usure des plaquettes de coupe et transmet des signaux de correction de cote à la machine et d'un banc de pré réglage des outils, avec calculateur permettant un réglage parfait des portes outils sur les tourelles. La finition de l'usinage est telle que la rectification est inutile.

Les pièces terminées sont acheminées vers le magasin mécanisé qui assure tant au montage qu'à l'usinage la livraison des pièces, par lots entiers ou par prélèvement et leur transport vers la zone de préparation.

Les diverses unités flexibles étant bien au point l'étape suivante qui aura lieu en 1984 sera de les relier par un réseau de convoyeurs automatiques au sol et de coordonner l'ensemble par informatique ce qui permettrait de réduire à 6 jours le temps de fabrication.

Des modules pour contrôle moteur

Une société française, Power Compact, dont le but est d'industrialiser une famille de modules pour le contrôle moteur de 1 à 10 kW, vient de se créer à Mérignac, près de Bordeaux. Pour tous les fabricants de systèmes devant électroniser de façon classique (au niveau du schéma) leur commande moteur, ces modules constituent une solution idéale, du moins a priori.

Double événement dans le domaine de la puissance. Pour la première fois en effet en France une société commercialise des modules standard capable de commander, à partir de signaux logiques, des moteurs continus jusqu'à 200 V, des moteurs 220/240 V alternatifs ou continus et enfin des moteurs 380/415 V. Le second événement est technologique. Pour la première fois, une société française croit en effet à la technologie hybride pour la réalisation de fonctions de puissance standard.

De ces deux événements, c'est bien entendu le premier qui est important pour l'utilisateur. Mais le second ne l'est pas moins dans un contexte général qui veut que seuls les semiconducteurs soient en principe les moteurs de l'innovation.

On peut en effet s'attendre maintenant à ce que preuve soit faite que la technologie hybride constitue le bon compromis performances/prix pour faire avancer l'électronique de puissance « clef en main », du moins pour des séries d'importance moyenne. Le prix des modules proposés n'est en effet pas excessif : 425 F par mille pièces pour un module à 6 commutateurs 5 A/600 V par exemple ou 802 F par cent pièces pour un demi H (2 commutateurs) 200 V/60 A.

La naissance de la société Power Compact, crée par deux anciens de TRW/Bordeaux, est venue de l'observation que les utilisateurs n'aimaient pas assembler de nombreux boîtiers de semiconducteurs discrets en parallèle ou autres. Cela s'explique d'ailleurs : il suffit d'observer le cheminement des courants avec les solutions actuelles pour comprendre qu'il y a mieux à faire. Les Japonais ont

d'ailleurs fait cette observation depuis longtemps et proposent des boîtiers avec plusieurs puces réunies par un ou plusieurs substrats qui réduisent les chemine-ments au minimum compatible avec la dissipation thermique des composants actifs. Mais les responsables de Power Compact ont voulu aller plus loin, à savoir réunir sous un même boîtier non seulement l'ensemble de la partie puissance nécessaire à la commande d'un moteur mais aussi la commande avec toutes les protections souhaitables pour le circuit électronique. L'opération était jouable a priori à condition de proposer des prix suffisamment attractifs, donc de fabriquer en série, ce qui suppose la définition de modules suffisamment universels. De ce point de vue Power Compact semble sur la bonne voie.

14 modules sont proposés à ce jour. Pour les moteurs 200 V continu existe des 1/2 H 30 A, 45 A et 60 A, un H 15 A et un module 6 commutateurs 15 A, tous à V_{CEO} (sus) de 350 V ; pour les moteurs 220/240 V continus/alternatifs, les mêmes valeurs d'intensité sont proposés mais le V_{CEO} (sus) supportable est de 450 V ; pour les moteurs 380/415 V alternatifs, enfin, les intensités sont de 10 A, 15 A et 20 A pour les 1/2 H et 5 A pour le module à 6 commutateurs, le V_{CEO} (sus) étant de 800 V. Des modules spéciaux peuvent par ailleurs être réalisés sur demande pour des commandes à partir de 10 000 pièces.

Dans tous ces modules, les entrées sont isolées et connectables directement à une carte logique TTL. Les sorties à diode roue libre associée se branchent directement sur les moteurs, sans circuit d'aide à la commutation ; les

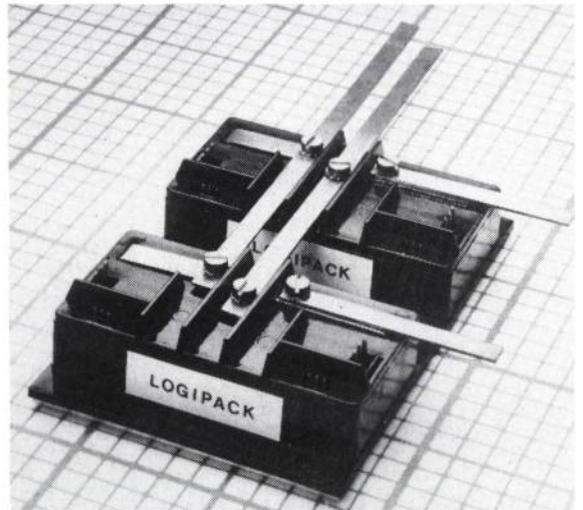
modules sont par ailleurs protégés contre les court-circuits. Certains, par contre, nécessitent une bobine de limitation de courant, d'autres pas. Pour chaque commutateur doit être prévu une alimentation 8 V séparée. Suivant les modèles, les pertes s'étagent de 1,5 W/kHz à 9 W/kHz.

Jusqu'à 0,45 °C/W/puce

Actuellement, Power Compact sous-traite ses substrats hybrides au Japon mais leur montage est fait en France. Les substrats hybrides cuivrés permettent des résistances thermiques pouvant descendre à 0,45 °C/W par puce. Les circuits de commande, en technologie hybride épaisse classique, sont réalisés à Bordeaux et supportent 27 composants qui réalisent les fonctions protection, commande de base et coordination. Les modules à 2 interrupteurs réunissent deux circuits drivers et deux circuits de puissance, chaque circuit de puissance faisant appel à plusieurs puces (dont 3 Darlington pour le modèle 45 A et même 4 Darlington pour le 60 A, afin d'éviter les problèmes de décollement des puces trop grosses). Mais les substrats des modèles de faible puissance peuvent supporter jusqu'à 4 interrupteurs. Rien n'empêche, bien entendu, d'assembler plusieurs modules entre eux.

La société, qui emploie aujourd'hui 6 personnes, espère produire 10 000 modules dès 1984 et réaliser un CA de 4 MF dont 60 % à l'export. Elle envisage également de créer des modules pour alimentations à découpage.

JPDM



Redresseurs rapides RTC

il y a des TO 220

qui ont de la détente...



La Chesnay Associés Communications Réf 580

**...dans toutes
les technologies**

**doubles diffusées
épitaxiées et Schottky**

580

Je désire recevoir

la visite d'un ingénieur

votre catalogue

M. _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

_____ Ville _____

Tél. : _____

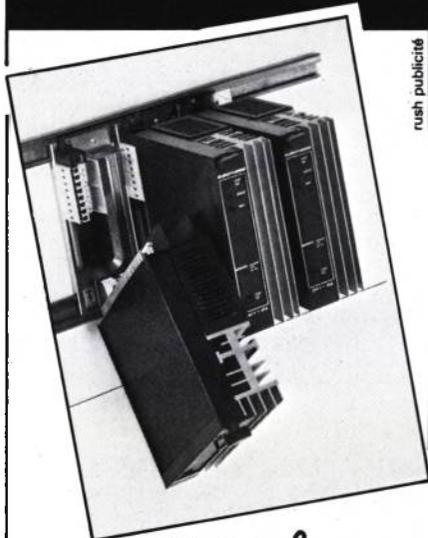


Une assurance de qualité.



130, AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 855.44.99 - TELEX : 680.495 F

LA PUISSANCE DES SOLUTIONS



*de 8 à plus
de 4000 A!*

Un exemple de solution adaptée aux applications industrielles :

UNITÉS MODULAIRES A THYRISTORS

Pour commande de puissance électrique de 8A à 125A.

Débrochage et embrochage instantanés sous tension en toute sécurité.

Montage sur rails DIN.

Exposez vos applications particulières à nos spécialistes.

EI
EUROTHERM
automation

Région Parisienne :

185, av. du Général Leclerc
94700 MAISONS-ALFORT
Tél. : (1) 376.63.28

Rhône-Alpes :

78, route de Paris - B.P. 12
69751 CHARBONNIÈRES/BAINS CEDEX
Tél. : (78) 34.43.68

Télex : 380 038 EURTERM F.

Sud-Est :

Z.E.D.A., la Pioline 9 - 13290 LES MILLES
Tél. : (42) 59.15.88 - Télex : 440 160

Nantes : (40) 29.12.36

Grenoble : (76) 54.33.61

Vie professionnelle

Vedettes à Powercon :

La manifestation Powercon consacrée à l'électronique de puissance et qui s'est tenue cette année du 13 au 15 septembre à Genève aura été marquée par une réduction très importante du nombre des exposants et, lors des conférences, par une primauté très nette accordée à l'emploi des composants plutôt qu'à la description de nouveaux modèles. Parmi les tendances techniques de la manifestation, on retiendra la découverte du rôle joué par les caractéristiques des diodes rapides dans les pertes des montages de puissance, la reconnaissance du fait qu'il est difficile d'utiliser les GTO, bien que les connaissances les concernant s'enrichissent, enfin le rôle de plus en plus important joué par le boîtier dans le choix d'un semiconducteur.

Une surprise devait attendre les visiteurs de l'exposition : une toute nouvelle société française, « Power Compact », exposait une série de modules à base d'hybrides de puissance capables d'assurer, seuls, des commandes de moteurs. Nous avons jusqu'ici suffisamment regretté, qu'une telle société n'existe pas pour ne pas saluer, aujourd'hui, l'événement.

La désertion

General Electric, International Rectifier, RCA, Philips, Unitrode, Semikron, BBC, Sprague, Ansaldo et bien d'autres, n'ont pas exposé cette année à Powercon, ce qui a terni l'intérêt de la manifestation. En outre, si la conférence Powercon a réuni encore une fois cette année de l'ordre de 500 personnes, la salle de conférences qui accueillait la manifestation sœur Motorcon n'a jamais réuni plus d'une cinquantaine de personnes, soit quatre ou cinq fois moins que l'an passé.

Quelles sont les raisons de cette chute d'intérêt ? Côté exposant, on évoque l'ambiance (l'exposition est perdue au milieu d'un immense halle), la raréfaction des clients et le coût aussi bien de la surface que de la vie en Suisse. Beaucoup de sociétés ont eu à faire des économies ; certaines ont eu à choisir entre le Salon

des Composants de Paris et Powercon. En fait, nous pensons que lorsqu'une société se déplace à une telle manifestation, elle souhaite non seulement retrouver ses clients importants qui voyagent mais aussi les clients locaux qu'elle n'a pas l'occasion de rencontrer fréquemment ou qu'elle doit découvrir. Du temps où Powercon se tenait à Munich, les « locaux » méritaient le voyage ; depuis que la manifestation se tient à Genève, les « locaux » ne méritent plus le déplacement du moins une fois par an (l'électronique de puissance suisse mériterait tout de même une visite, peut-être tous les quatre ans). Une réorganisation de la manifestation Powercon est ainsi à attendre pour les années à venir.

Priorité aux diodes rapides

Cette année encore, les caractéristiques des diodes rapides auront été l'un des sujets majeurs abordés lors des conférences. En la matière, le leader mondial au niveau commercial est Philips suivi d'Unitrode, Thomson-CSF et Motorola, mais c'est incontestablement Thomson-CSF qui déploie le plus d'efforts, d'une part pour expliquer à ses clients l'importance des caractéristiques des diodes rapides dans les pertes des montages et d'autre part pour mieux caractériser ces diodes. La division semiconducteurs discrets de Thomson-CSF investit beaucoup actuellement dans le domaine des diodes, de même que Motorola. A Powercon, Thomson-CSF a montré que la notion de « trr » devait être abandonnée car elle ne permettait pas de calculer les pertes dans les conditions réelles d'emploi. La société a proposé à la place la définition d'un tIRM se mesurant au courant nominal, à chaud, et dans des conditions d'emploi correspondant à des cas pratiques.

Certaines conférences de Powercon ont également montré que, lors des courts-circuits, les problèmes de surtension étaient finalement plus importants que les problèmes de courant.

diodes, GTO, boîtiers

GTO : faut-il attendre ?

Le GTO (thyristor qui non seulement se débloque mais se bloque également par la gâchette) a fait l'objet de très nombreuses présentations à Powercon et toutes ont été très écoutées. Mais elles n'ont pas exactement reflété la réalité car si les conférenciers ont fait part de progrès dans leur technologie ou dans leur utilisation, aucun n'a souligné les déboires qu'il a pu rencontrer.

A l'heure actuelle, la situation se présente de notre point de vue de la façon suivante : le GTO est un dispositif étudié depuis 16 ans environ par les fabricants de semi-conducteurs mais les rendements de fabrication et les difficultés de fabrication ont empêché jusqu'ici que le marché s'ouvre assez vite au prix demandé pour que les fabricants puissent espérer amortir leur investissement dans ce domaine. Il y a 4 ans environ, Hitachi et Toshiba, faisant des calculs de coût au niveau systèmes et non plus au niveau composant, ont décidé de miser coûte que coûte sur le GTO. Toute la communauté de la puissance a admiré les performances des matériels réalisés, mais sans connaître les difficultés rencontrées aux niveaux mises en œuvre et rendement de fabrication (qui ont été et sont encore, semble-t-il, particulièrement mauvais pour les hautes puissances). Certaines sociétés occidentales, devant le phénomène japonais, ont alors décidé de revendre, prendre des licences, ou développer des GTO. Mais elles l'ont fait parce qu'elles étaient forcées, parce qu'il fallait être prêt au cas où le GTO deviendrait un composant important. En fait, il n'y a pas eu de brusque progrès et les utilisateurs anglais et allemands en particulier se montrent aujourd'hui en général déçus de leur expérience : « s'il existait des Darlington 1 200 V, nous ne nous embêterions pas avec des GTO » avouons nous entendu à Powercon. Ces premiers utilisateurs « essuient les plâtres » mais le mouvement vers le GTO est en marche, les progrès

sont constants et nous ne pensons pas qu'il y aura un retour en arrière. Par contre, dans quelques mois, des Darlington 1 200 V arriveront sur le marché ; si bien qu'à moyen terme, le marché des GTO se cantonnera aux machines de tractin urbaines (métro, trolleybus), à certains variateurs de vitesses de haute puissance et, peut-être, aux alimentations de secours de forte puissance. (Pour la traction longue distance, il semble que les thyristors conventionnels répondent aux besoins).

Lors d'une conférence, AEG a fait une estimation de part de marché potentiel pour les GTO, estimation qui a été jugée optimiste mais qui peut servir de base de discussion.

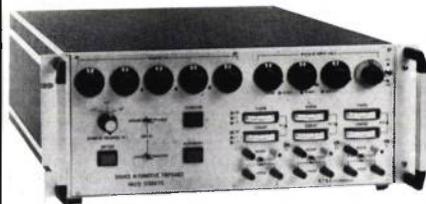
AEG estime que parmi les applications européennes 380 V entre 10 et 100 kW, les systèmes de commande de moteurs à courant continu représentent actuellement 70 % du marché et font appel à des thyristors ; à l'avenir, la croissance du marché serait de 5 % par an et le GTO serait le composant idéal ; les systèmes de commande de moteurs triphasés représentent actuellement 15 % du marché et font appel à des thyristors, des thyristors asymétriques, et des RCT ; à l'avenir la croissance de ce marché serait de 15 % par an et le GTO entrerait en concurrence avec les thyristors asymétriques et les RCT ; les alimentations de secours, enfin, représentent actuellement 10 % du marché et font appel aux composants précités plus les transistors ; à l'avenir, la croissance de ce marché serait de 5 % par an ; toutes les technologies seraient ici en concurrence.

Les boîtiers de semiconducteurs de puissance ont été très à l'honneur à Powercon et ont fait l'objet de présentations de la part de Semikron, SGS et BBC. Dans ce domaine, malheureusement, les fabricants européens n'ont pas encore compris (ou voulu comprendre) que les utilisateurs attendaient des boîtiers plastiques plus complexes comme ceux qui sont proposés par les Japonais. Des progrès existent donc, en particulier pour les secondes sources, mais il se font à petits pas.

JPDM



SOURCE DE PUISSANCE ALTERNATIVE



Puissance 50 VA à 3 kVA
Fréquence variable 45 Hz à 20 kHz
Tension de sortie variable 0-260 volts
Sortie mono-di ou triphasé
Programmable IEEE 488



ALIMENTATION HAUTE TENSION A DÉCOUPAGE

Tension 6 kV - 12 kV - 24 kV
Puissance 100 W - 200 W - 400 W
Alimentation batterie/secteur
Très faible encombrement



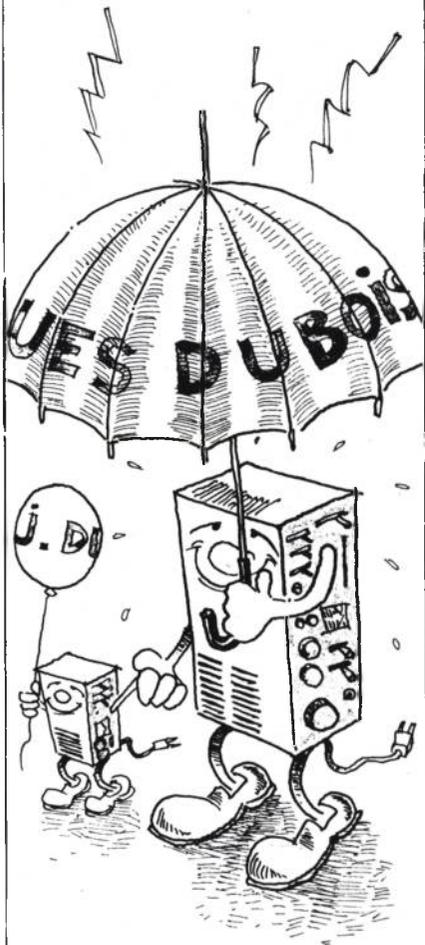
CB Broqué 532

Études et réalisations françaises

ATNE
Application des Techniques Nouvelles en Électronique

Avenue de l'Atlantique
Z.A. Courtabœuf - B.P. 78
91943 Les Ulis Cedex
Tél. : (6) 928.76.72

LA PROTECTION ÉLECTRO- MAGNÉTIQUE



Tous Éléments pour
Enceintes - Visualisation
Ventilation - Câblage

ÉTABLISSEMENTS
**JACQUES
DUBOIS** 

BP 11 - 76360 BARENTIN
(France)
Tél. (35) 92.32.21
Télex : F 770 902

Vie professionnelle

Création d'un G.I.S. « Electronique du Silicium de Puissance »

La première réunion du Groupe-ment d'Intérêt Scientifique « Electronique du Silicium de Puissance » s'est tenue le 30 septembre 1983 à l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille.

Ce G.I.S. dont la vocation est l'étude et la pédagogie des composants de puissance au silicium et de leur environnement immédiat rassemble industriels, chercheurs, Grandes Ecoles et Universitaires.

La Présidence en est assurée par Monsieur Esteve, Directeur du L.A.A.S. et la Vice-Présidence par Monsieur Collumeau, Chef du Service Etudes et Développement à Thomson-DSD.

Toute correspondance concernant le G.I.S. doit être adressée à Monsieur Redoutey - Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille - B.P. 64 - 13375 Marseille Cedex 12.

Machines électriques et techniques de pointe

Le Congrès « machines électriques et techniques de pointe » organisé par la SEE a réuni à Nancy les 21 et 22 septembre 120 industriels, chercheurs et universitaires.

Trois thèmes principaux ont été traités.

Conception générale des machines.

Plusieurs orateurs ont présenté les structures existantes et notamment une étude sur les performances électriques des moteurs à rotor massifs, techniques permettant d'atteindre de grandes vitesses et de fortes puissances (GREE Nancy).

La réalisation des machines.

Parmi les nombreux exposés nous citerons ; la présentation de machine à 2 ou 3 degrés de liberté mécanique caractérisées en outre par un fort couple, une faible vitesse et une petite puissance (UTC Compiègne). L'utilisation des paliers magnétiques permettant aux machines qui les utilisent d'atteindre de grandes vitesses, sans vibration et de tolérer quelques imperfections d'équilibrage dynamique, grâce à leur autoalignement (SMM Vernon) — hors programme — la protection industrielle et les brevets.

Les applications industrielles.

Notamment l'utilisation des

machines synchrones autopilotées, à vitesse variable permettant la commutation naturelle des thyristors, et pouvant se substituer avantageusement aux turbines, (Elf-Aquitane).

Une machine homopolaire à enroulements continus sur le stator (pour avancer le $\cos \Phi$) permettant également la commutation naturelle, alimentée par onduleur, d'une puissance de 1 MW à 10 000 tm a été présentée (par Jeumont Schneider). Les besoins en machines spécifiques pour la robotique-caractérisées par une faible inertie et une forte capacité de surcharge instantanée ont été mis en évidence (par AFMA et EDF.)

Le Seminaire AIM à Liège

Du 10 au 13 octobre a eu lieu à Liège, un séminaire organisé par l'AIM (Association des ingénieurs électriciens sortis de l'institut Montefiore), ayant pour thème : « l'utilisation des semiconducteurs de puissance en électrotechnique », qui a réuni près de 90 participants.

Etant donnée l'étendue du thème de ce séminaire, il est normal d'une part des sujets traités l'ait également été à Powercon, ou, plus récemment, au séminaire de la SEE.

Cependant des idées originales ont été présentées et, des confirmations de tendances sont apparues.

Citons notamment de nouvelles applications des cycloconvertisseurs pour alimentation de moteurs à faible vitesse variable utilisés pour le brassage électromagnétique, les pompes à sodium liquide, la propulsion des navires, ou pour l'utilisation de l'énergie provenant d'éolienne ou de turbines à gaz ; citons aussi l'usage de semiconducteurs comme auxiliaires de commutations dans les disjoncteurs et les contacts, et, enfin, l'évolution des thyristors de puissance grâce à des nouveaux boîtiers, et à la possibilité de commande optoélectroniques.

Le Séminaire sur les alimentations à découpage (Unitrode)

Organisé par Unitrode, un séminaire sur les alimentations à découpage a réuni le 12 octobre plus de 150 participants.

Nous reviendrons dans notre prochaine parution sur ce séminaire.

Naissance du premier « BIP MOS à réaction »

General Electric échantillonne actuellement en France sous le nom d'IGT, un nouveau type de composant de puissance à trois broches qui fait appel à la fois à la technologie bipolaire pour la commutation du courant et à la technologie MOS pour la commande mais qui n'est pas un vrai BIPMOS, la structure de la partie bipolaire se rapprochant plus de celle d'un thyristor que de celle d'un transistor. RCA, pour sa part, s'apprête à commercialiser un dispositif semblable sous le nom de COMFET (cf article de RCA sur ce sujet dans ce numéro). Motorola devrait suivre peu de temps après avec un dispo-

sitif dit GEMFET (Gain Enhanced MOSFET). Tous ces composants que nous appelons BIP MOS à réaction (nous verrons pourquoi dans cet article) en attendant qu'une appellation normalisée se dégage, sont séduisants du fait qu'ils réussissent, sur une même puce, une commande par MOS et une forte capacité de commutation de courant. Mais ils sont lents, assez coûteux et peuvent dans certains cas se révéler instables. A priori, leur marché sera donc restreint à celui de la commande de certains moteurs et autres composants bobinés de moyenne puissance.

bénéficier d'une commande par MOS et d'une commutation économique par bipolaire. Malheureusement, en pratique, deux problèmes se posent : celui d'une commande très malaisée pour une coupure rapide de la partie bipolaire et celui d'un coût de l'ampère commuté relativement élevé : à intensité donnée, la puce d'un BIP MOS a une surface double environ de celle d'un transistor bipolaire simple du fait de la place occupée par le MOS ; en outre, la partie MOS, difficile à « intégrer », conduit à des déchets importants en fabrication (de l'ordre de 70 % pour un BIP MOS 10 A/450 V).

Ces raisons expliquent que les fabricants de semiconducteurs ne fassent pas figurer les BIP MOS parmi leurs priorités de développement aujourd'hui. (La situation pourrait toutefois évoluer : avec les

Associer un MOS et un transistor bipolaire en configuration Darlington sur une même puce (associa-

tion appelée BIP MOS) est une idée séduisante du point de vue de l'utilisateur : elle revient en effet à

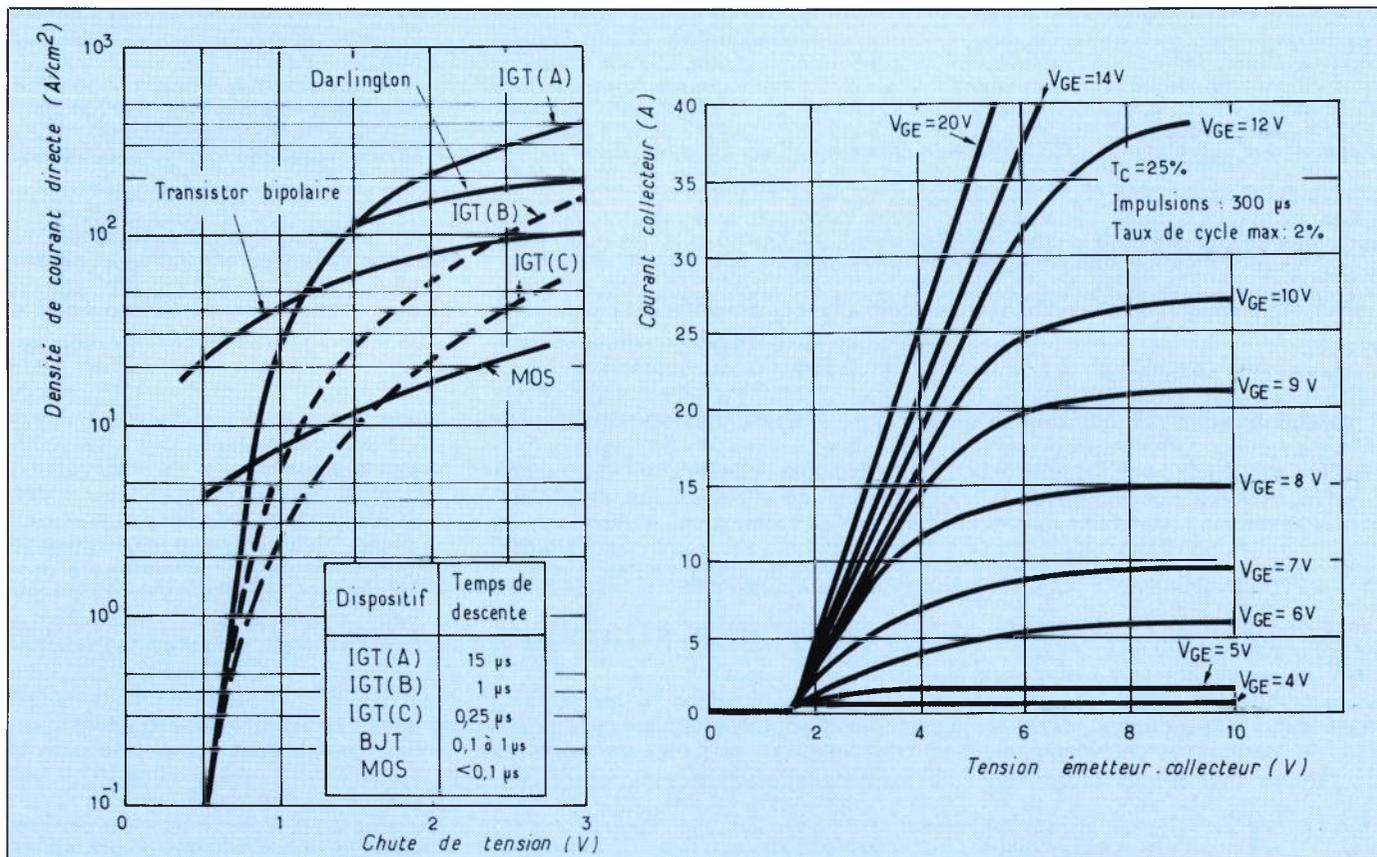


Fig. 1 à gauche. — Densités de courant par cm² des « IGT » de General Electric comparées à celles de MOS et de bipolaires classiques 600 V (source : « Puissance », à partir de données GE pour les IGT et Motorola pour les bipolaires et MOS ; dans sa documentation préliminaire, GE fait une comparaison semblable, mais avec des transistors bipolaires et MOS d'ancienne génération).

Fig. 2 à droite. — Caractéristiques émetteur-collecteur.

Produits nouveaux

nouvelles technologies MOS, il devrait être possible que la partie MOS n'occupe plus que le 1/4 de la surface totale de la puce et que les taux de déchets passent à moins de 50 % ; on peut par ailleurs songer à un composant plus complexe que le simple Darlington).

Le premier, Motorola eut l'idée d'associer un MOS à un thyristor pour diminuer la surface de la puce (cf. « Puissance » n° 1) : le thyristor exige en effet un courant de commande bien inférieur à celui d'un transistor ; le MOS peut ainsi n'occuper qu'une petite surface sur la puce. Il n'en est pas moins vrai que le coût de fabrication est augmenté pour un avantage sur la commande qui n'est pas décisif, sauf cas particuliers. En outre, les thyristors ne se bloquent pas par la grille.

En décembre 1982 B. Jayant Baliga, de General Electric, révéla à la manifestation « IEDM » aux USA une idée qui excita et qui excite encore tout le monde des semiconducteurs de la puissance américaine (du moins est-ce vrai, à notre connaissance pour les trois sociétés que nous avons citées) : partant d'un thyristor à commande MOS, pourquoi ne pas rendre le thyristor tellement mauvais qu'il ne puisse fonctionner qu'en mode quasi-linéaire, sans effet de verrouillage ? La surface de la puce est certes, dans ce cas, moins exploitée que pour un thyristor, mais elle l'est tout de même beaucoup mieux que dans un simple BIP MOS et, en outre, ce dispositif, l'IGT (Insulated gate transistor), devient commandable non pas par impulsion mais linéairement par le MOS. Le coup d'envoi des recherches était alors donné.

General Electric étudie trois compromis de densité de courant/rapidité et échantillonne aux USA dès juillet dernier son premier dispositif, avec la technologie disponible. RCA, plus conscient du fait que la lenteur du dispositif risquait de lui fermer de nombreux débouchés préféra aller plus avant dans les améliorations technologiques avant de commencer un échantillonnage officiel.

Pour notre part, et bien que nous accordions une large place aux « BIP MOS à réaction » dans ce numéro, nous nous rangerions plutôt dans le clan de ceux qui préfèrent attendre de voir, en détail, quelles seront leurs propriétés réelles. Les « BIP MOS à réaction », dérivés de thyristors, sont en effet fondamentalement des dispositifs « à traînage » difficiles, donc, de les faire travailler sans pertes au-delà

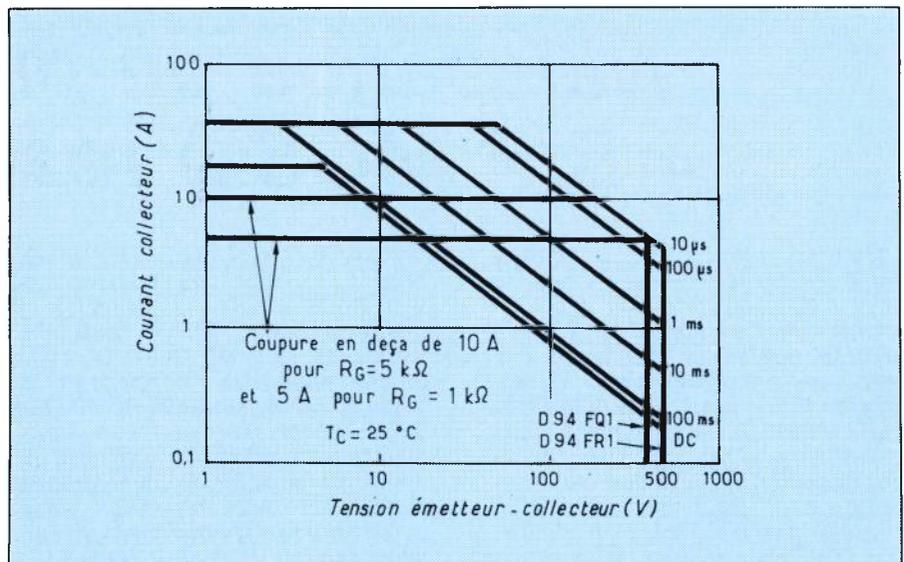


Fig. 3. — Aire de sécurité des « IGT » D94FQ4/R4 proposés par G.E.

de quelques kHz. En ce qui concerne l'intensité par surface de silicium, il serait honnête de comparer celle des IGT non pas à celle de vieux thyristors mais à celle de futurs Darlington de hautes performances. Et puisque, de toutes façons, nous parlons du futur, pourquoi ne pas les comparer à un composant qui réunirait sur une même puce un Darlington et un circuit d'interface logique (C-MOS ou bipolaire) ? Il est évident, lorsque l'on prend du recul, que cette solution est préférable à tous points de vue. Elle est peut être plus difficile technologiquement à court terme mais elle va dans le sens de l'histoire qui voit l'intégration et la logique pénétrer partout. Nous sommes convaincus, pour notre part, que, dans dix ans, nous considérerons les BIP MOS à réaction comme l'on considère, aujourd'hui, les récepteurs à réaction d'autrefois. Mais pour l'heure, laissons-leur leur chance car nous ne savons pas quand nos « Darlington logiques » seront industrialisables et le succès d'un composant ne dépend que du marché qu'il trouve pour un état de l'art technologique donné.

Un thyristor affaibli

Pour comprendre le fonctionnement d'un BIP MOS à réaction (R-BIP MOS ?), revenons au schéma de simulation d'un thyristor (cf. article sur le COMFET de RCA).

Ce dernier est équivalent à deux transistors NPN et PNP connectés tête bêche, à savoir la base de l'un est reliée au collecteur de l'autre et réciproquement. Lorsqu'une tension est appliquée entre

les émetteurs des deux transistors, aucun courant ne passe. Par contre, si une impulsion est appliquée sur l'une des bases, un transistor se sature, ce qui provoque le changement d'état de l'autre : l'ensemble bascule, devient conducteur, et le reste tant que le courant principal n'est pas coupé (thyristor) ou tant qu'une forte impulsion négative de blocage n'est pas appliquée sur une base (GTO).

Imaginons maintenant que l'un des deux transistors ait un gain inférieur à un : l'ensemble peut encore basculer, mais seulement si l'on injecte un petit courant supplémentaire entre les deux branches de la bascule pour compenser le manque de gain ; si ce petit courant supplémentaire est apporté par un MOS, on obtient un dispositif non pas déclenchable par une impulsion mais commandable en continu : il s'agit d'un BIP MOS à réaction.

C'est cette explication qui conduit à penser que ces dispositifs pourront être instables face à des dV/dt importants, d'autant plus instables, d'ailleurs, que le manque de gain du transistor affaibli sera proche de 1 (ou que la densité du courant commandé sera forte puisque l'on se rapproche d'un vrai thyristor).

General Electric a réalisé trois versions expérimentales d'un IGT 600 V, avec trois compromis surface de puce/rapidité. (Le temps de coupure est en effet d'autant plus long que la densité de courant est forte). Pour une chute de tension de 1,5 V, la densité de courant obtenue a été de 100 A/cm² avec la version A (temps de coupure de 15 µs), 20 A/cm² avec la ver-

Un régulateur à découpage 5 A en C.I.

sion B (temps de coupure de $1 \mu\text{s}$), et 10 A/cm^2 avec la version C (temps de coupure de $0,25 \mu\text{s}$). A titre de comparaison, pour la même tension de saturation et la même tenue en tension, un transistor bipolaire permet, selon GE, 20 A/cm^2 (mais avec un temps de coupure faible) et un MOS 8 A/cm^2 (avec un temps de coupure encore plus faible). Notre propre enquête nous fait toutefois avancer le chiffre de 60 A/cm^2 pour un transistor classique moderne et plus de 10 A/cm^2 pour un MOS. Mais le plus réaliste est de comparer l'IGT à un Darlington pour une tension de saturation de $2,5 \text{ V}$: 300 A/cm^2 pour l'IGT ; 140 A/cm^2 pour le Darlington. Le dispositif commercialisé par GE et qui porte la référence D94FQ4/R4 est un compromis entre la version A et la version B puisque son temps de descente est de $4,4 \mu\text{s}$ sur charge inductive. Son pouvoir de commutation par mm^2 de silicium est donc de l'ordre de deux fois celui d'un transistor bipolaire (l'écart serait même plus faible avec un Darlington), pour un temps de coupure dix fois supérieur. Mais toute extrapolation à des réductions de coût pour des surfaces de puce importantes serait très hasardeuse : il ne faut pas oublier que les nouveaux dispositifs intègrent un MOS et que les rendements de fabrication de ces derniers chutent fortement quand la surface de puce augmente, surtout en haute tension. 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.

1 200 V ou 50A en 1984

Le D94FQ4/R4 est un dispositif $400 \text{ V}/500 \text{ V}/10\text{A}$ qui a été proposé à $10 \$$ lors de son introduction aux USA. Son temps de montée est de 120 ns et son temps de descente typique de $4,4 \mu\text{s}$ à 150°C sur charge inductive. Il est possible d'améliorer ce temps de descente à $1,7 \mu\text{s}$. Mais alors une résistance de $1 \text{ k}\Omega$ seulement doit être placée entre grille et émetteur et l'intensité maximale admissible passe à 5A .

On notera également une capacité d'entrée du MOS de 630 pF et une tension de saturation typique à 150°C et 10A de $2,8 \text{ V}$.

Un modèle $25\text{A}/600 \text{ V}$ devrait par ailleurs être disponible au Salon. Il a été introduit aux USA au prix de $25,5 \$$. Des versions $1 200 \text{ V}$ ou 50A devraient être proposées en 1984.

JP Della Mussia

Lambda vient de commercialiser, sous la référence LAS 6300, un régulateur à découpage intégré qui présente de petites améliorations (qui peuvent être importantes pour certaines applications) par rapport au régulateur concurrent L296 de SGS mais qui est aussi plus coûteux (88 F par cent pièces). Parmi les différences les plus notables, citons un courant maximal de 5 A (4 A pour le L296), une tension de sortie minimale de 2 V ($5,1 \text{ V}$ pour le L296) un fonctionnement possible non seulement en abaisseur de tension mais aussi en élévateur de tension et enfin un coefficient de température de la référence de $0,005 \text{ \%}/^\circ\text{C}$ (contre $0,02 \text{ \%}/^\circ\text{C}$). Parmi ses inconvénients relatifs, citons sa tension d'entrée limitée à 35 V (contre 50 V pour le L296) et sa tension de sortie limitée à 30 V .

Jusqu'à 200 kHz

Comme le circuit de SGS, le LAS 6300 a été conçu, en fait, pour concurrencer certains régulateurs à découpage en technologie hybride dont, en particulier, le SH 1605 de Fairchild et le LH 1605C de NS. Les avantages du LAS 6300 sont nombreux par rapport à ces circuits : il est en particulier deux fois plus stable, possède la fonction élévateur, dispose d'une pro-

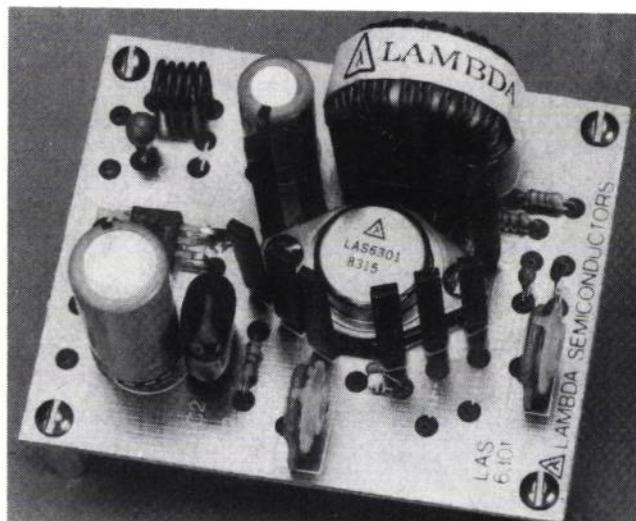
tection contre les courts-circuits et thermique (comme le L296), fonctionne de -25°C à $+125^\circ\text{C}$ et à 200 kHz (contre 100 kHz pour les hybrides concurrents).

Parmi tous ces régulateurs, seul le L 296 est proposé en boîtier plastique 15 broches ; tous les autres sont conditionnés en boîtier TO 3/8 broches.

Trois versions

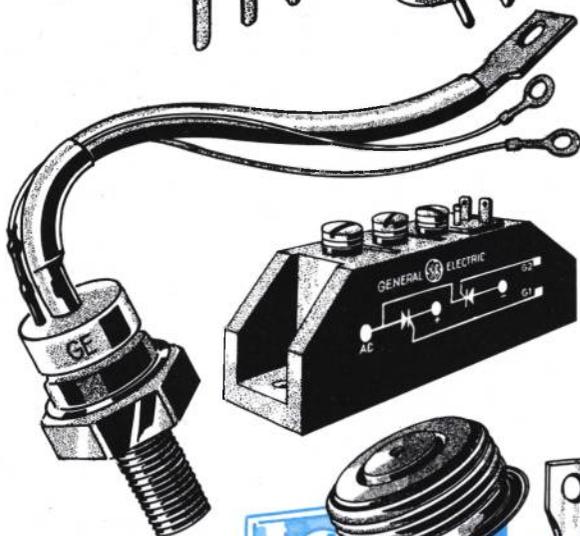
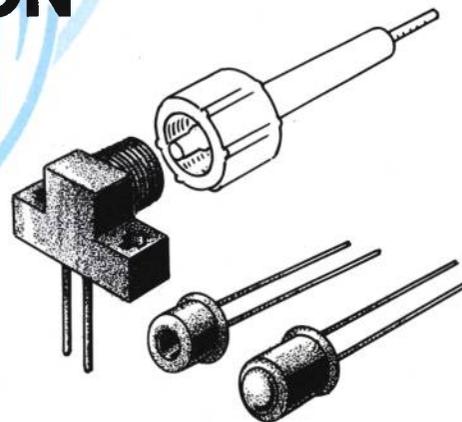
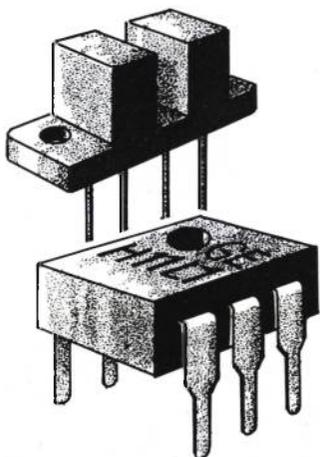
Le LAS 6300 permet de réaliser des circuits abaisseurs ou élévateurs de tension avec limitation de courant interne fixe mais il existe deux versions avec limitation de courant réglable : le LAS 6301 est du type abaisseur de tension et le LAS 6302 du type élévateur. Tous ces dispositifs possèdent un circuit de démarrage progressif évitant les appels de courant à la mise sous tension.

L'oscillateur fonctionne à fréquence fixe du continu à 200 kHz avec circuit de décalage pour les surintensités. Le rendement d'un montage régulateur peut être supérieur à 75 \% . Il existe une version, de référence LAS 6300L, en boîtier TO 96, capable de délivrer 300 mA ; cette version est destinée à commander des transistors de puissance. Un kit d'évaluation $22\text{-}27 \text{ V}/5 \text{ V}/5 \text{ A}$ est également disponible.



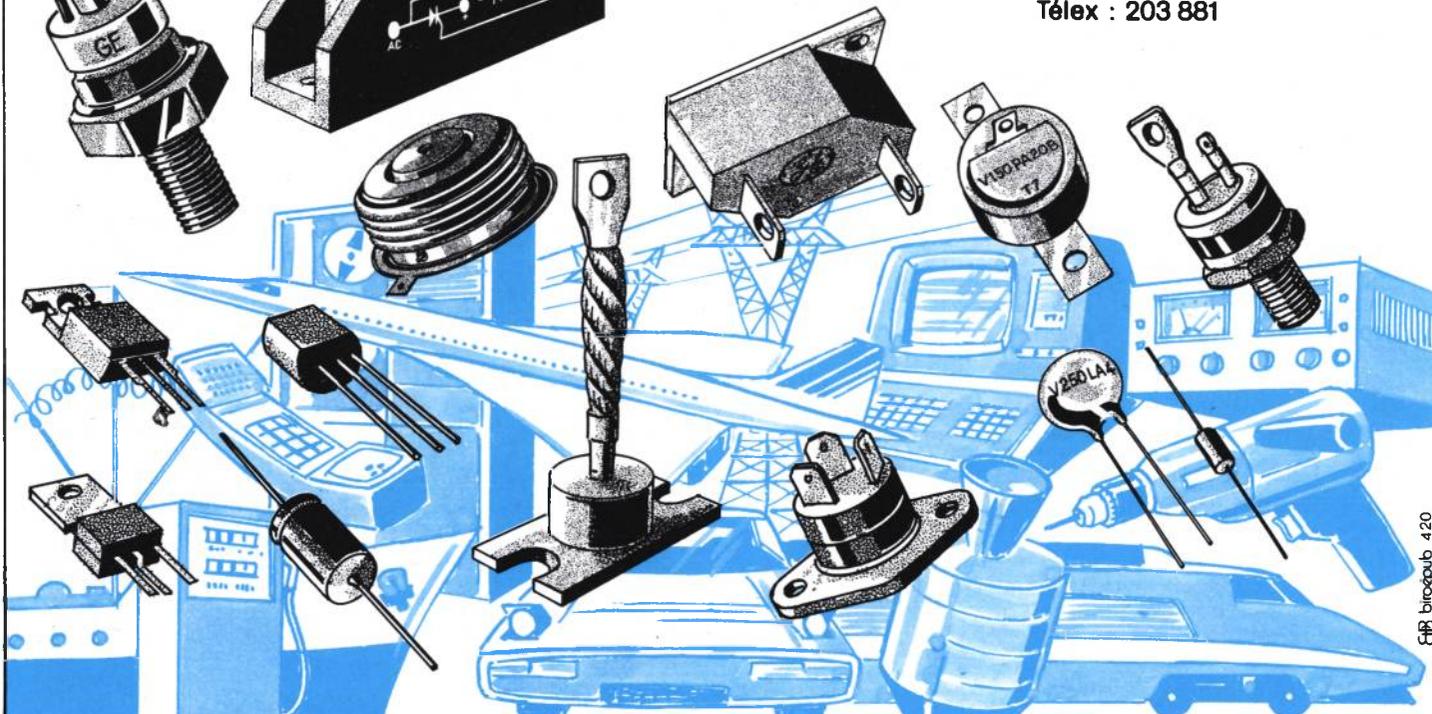
L'aspect du régulateur Lambda.

GEMOV II®. OPTO ÉLECTRONIQUE DIODES • THYRISTORS • TRIACS TRANSISTORS • CONDENSATEURS TUBES ÉLECTRONIQUES INSTRUMENTATION



GENERAL  **ELECTRIC**
CCI

Distributeur officiel
Z.I.- 5, rue Marcelin-Berthelot
BP 92 - 92164 ANTONY CEDEX
Tél. : (1) 666.21.82
Télex : 203 881



EBB birépub 420

La structure FET de puissance à faible résistance (COMFET)

Nous avons annoncé, dans le n° 1 de « Puissance », la naissance, chez RCA, d'un nouveau dispositif combinant les technologies bipolaires et MOS sur une même puce, dispositif appelé COMFET par la société. Ces COMFET sont destinés à prendre le relais des MOS de puissance dans les applications HT, entre 400 V et 1 000 V en particulier, là où les MOS de puissance présentent une résistance série trop élevée. RCA n'a, à ce jour, pas encore défini le compromis temps de descente/résistance série qu'il va adopter pour ses premiers dispositifs commerciaux, mais les premiers échantillons sont d'ores et déjà prévus pour début 84.

LES Laboratoires RCA à Princeton-USA ainsi que la RCA Solid State ont développé un nouveau type de transistor de puissance MOS-FET réunissant les caractéristiques du transistor MOS, du transistor bipolaire et celles du thyristor en un seul composant. Ce nouvel élément appelé COMFET (FET à conductivité modulée) possède une résistance en mode direct un ordre de grandeur plus petit que celle du transistor MOSFET de taille comparable : à 20 A, on a mesuré par exemple moins de 0,1 ohm de R_{ds} (on) pour une puce de 3 mm de côté capable de bloquer 600 V en mode direct et 100 V en mode inverse. Ses caractéristiques font du COMFET le composant idéal pour les applications à haute tension et grande puissance pour lesquelles les transistors MOS, de par leur relativement grande résistance série, se révèlent d'un emploi difficile.

Les caractéristiques des COMFET, tout en étant similaires à celles d'un transistor bipolaire, présentent la même haute impédance d'entrée que celle d'un MOS conventionnel. Ceci leur permet d'être pilotés par des composants de petite puissance, petite tension, éliminant étages pilotes et circuits de commande complexes inhérents à l'emploi de transistors bipolaires.

Bien que les vitesses de commutation des COMFET soient plus faibles que celles des MOS conventionnels, elles sont du même ordre de grandeur que celles des transistors bipolaires traditionnels. Leur temps typique d'enclenchement est de l'ordre de 100 ns et leur temps de coupure peut être inférieur à la microseconde. Leurs caractéristiques combinées de vitesse et de résistance série leur permettent donc de rivaliser avec les bipolaires dans de nombreuses applications à moyennes fréquences ; à elle

seule, leur simplicité de contrôle présente déjà un sérieux avantage.

Les caractéristiques de ces composants sont obtenues par l'emploi d'un substrat de type P côté drain. Lorsqu'une tension positive est appliquée entre porte et drain, des électrons pénètrent dans la région du drain de type N+. Ils y provoquent une injection de trous en provenance du substrat de type P+. Ces porteurs « modulés » la conductivité du drain qui est à haute résistivité, réduisant de manière appréciable la résistance totale (fig. 1 et 2) du composant.

La fabrication du COMFET repose sur les implants P+ côté cathode, assurant un bon contrôle des valeurs des résistances shunt dans le transistor NPN, prévenant tout fonctionnement classique en thyristor. Maintenant bas le gain en courant du transistor NPN (α NPN) on réalise l'inéquation.

$$\alpha \text{ NPN} + \alpha \text{ PNP} < 1,$$

et tout risque d'enclenchement par courant hypostatique (au-delà du seuil entraînant un fonctionnement en thyristor ; en anglais, latching courant) est éliminé. Le COMFET garde le contrôle de la gâchette sur la quasi-totalité de la plage courant/tension considérée. (1)

Ce contrôle élimine toute chute de tension importante à grand courant.

Maitriser les paramètres

Le COMFET est une structure à 4 couches (NPNP) qui possède un canal contrôlé par une gâchette MOS couvrant les deux régions N. Dans le mode normal de fonctionnement, une tension positive par rapport à la cathode (K) est

Produits nouveaux

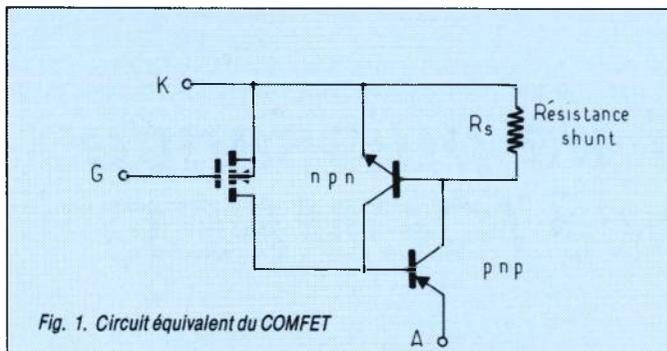


Fig. 1. Circuit équivalent du COMFET

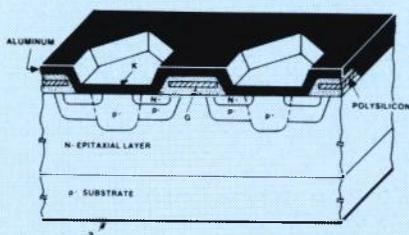


Fig. 2. Vue en coupe dans une structure COMFET

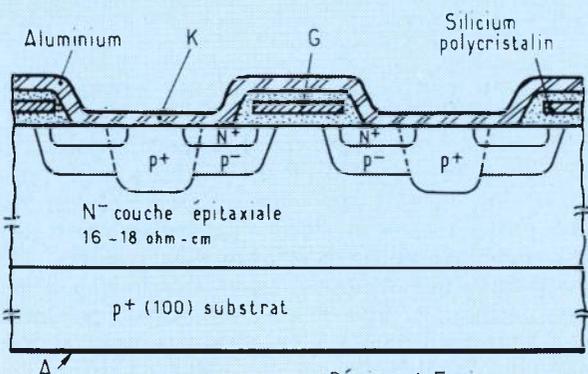


Fig. 3. Coupe dans les différentes couches d'un COMFET

Région	Epaisseur (μm)
EPI	60 - 62
N ⁺	1,0 - 1,5
p ⁻	3,5 - 4,0
p ⁺	5,0 - 5,5

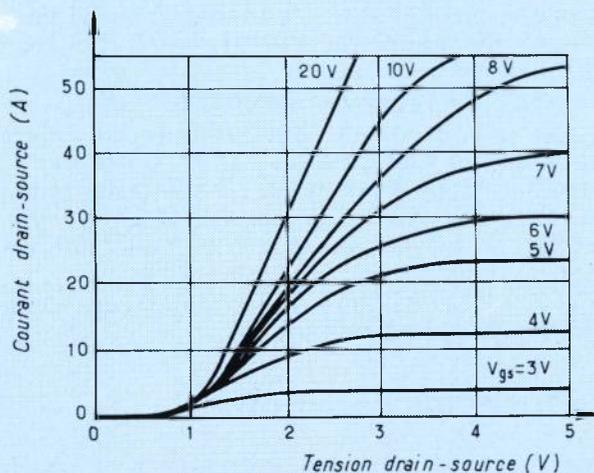


Fig. 4. — Caractéristique tension/courant d'un COMFET 600 V/mm² faisant appel à deux puces 600 V/9 mm² en parallèle.

appliquée à l'anode (A) (fig. 3). Lorsque la grille (G) est au potentiel zéro par rapport à la cathode (K), aucun courant d'anode (i_A) ne circulera pour une tension d'anode inférieure à la tension drain source V_{BF} . Pour $V_A < V_{BF}$ et pour une tension de grille supérieure à la tension de seuil V_{gt} , il y a injection d'électrons dans la région N-(base du transistor PNP).

Ces électrons font baisser le potentiel de la région N-, polarisant la jonction P+N- positivement (substrat-couche épi), entraînant ainsi une injection de trous du substrat P+ dans la région épitaxiale N-. Cet excès de trous et d'électrons module la conductivité de la région à haute résistivité N-, ce qui réduit de manière spectaculaire la résistance offerte au passage du courant.

En fonctionnement normal, la résistance shunt (R_s) maintient le courant d'émetteur du transistor NPN à un niveau très bas ; le gain α_{NPN} est ainsi très petit. Cependant, pour des courants i_A suffisamment grands, une injection d'émetteur suffisante peut se produire dans le transistor NPN, provoquant l'augmentation du gain α_{NPN} ; sous de telles conditions, la structure quatre couches peut « s'enclencher », tout contrôle échappant alors à la grille. La pièce ne peut plus être ramenée dans son état de non-conduction qu'en diminuant le courant i_A sous son « niveau de maintien », comme dans tout fonctionnement thyristor.

Jusqu'à 600 V

Les COMFET actuels sont bâtis sur une structure épi-résistive d'une épaisseur pouvant tenir les 600 V. Les puces de 9 mm² présentent une résistance directe légèrement inférieure à 0,1 Ω (pour une polarisation de la gâchette de 15 à 20 V plus une tension de déchet légèrement supérieure au volt). Une puce MOS de taille comparable présente une résistance de 1 à 3 ohms. Les COMFET sont fabriqués en utilisant une géométrie HEXFET (2) avec une électrode de grille en silicium polycristallin déposée sur un diélectrique de silice.

En l'absence de toute polarisation de grille, la caractéristique directe du COMFET présente un très faible courant de fuite (< 1 nanoampère) et un coude de claquage net conduisant à des niveaux de courants beaucoup plus élevés pour un léger accroissement de la tension de polarisation.

On pourrait obtenir une caractéristique de tension de blocage inverse similaire en passivant les extrémités de la jonction interne entre le substrat P+ et la couche épitaxiée N-. N'ayant pas recours pour le moment à cette technique, nos produits n'atteignent que la centaine de volts en tension de blocage inverse.

La figure 4 montre que les caractéristiques de transfert d'un COMFET sont semblables à celles présentées par un MOS ; soulignons la tension de seuil de 0,7 V- et la pente raide des caractéristiques I (V). La tension requise pour la polarisa-

tion directe de la jonction P+ /N- (substrat-couche épitaxie), introduit, par rapport au MOS, une tension de déchet qui fait partie intégrante de la caractéristique du COMFET.

La figure 5 donne les caractéristiques I (V) d'un COMFET et d'un MOS classique à canal N pour une tension de polarisation de porte de 20 V. Les deux composants ont été fabriqués dans le même lot, ont des structures épi identiques et une même taille (9 mm²). On notera que la présence du substrat de type P+ confère au COMFET un seuil de tension de 0,7 V ou une tension « de déchet » de l'ordre de 1,4 V. En fonctionnement, la jonction P-N créée par le substrat de type P+ est polarisée positivement et injecte des trous dans la couche épi, entraînant une réduction spectaculaire de la résistance directe.

La valeur de la résistance de tous les COMFET 9 mm² fabriqués à ce jour est inférieure à 0,1 ohm à 20 A. Un MOS classique soutient, de ce point de vue, difficilement la comparaison ainsi que le montre la figure 6. Il s'agit d'un diagramme donnant la « résistance spécifique » ou produit de la résistance directe par la taille de la puce en fonction des caractéristiques de tension de blocage pour des MOS à canaux N conventionnels de fabrication récente et un COMFET de RCA. Les MOS haute tension (> 200 volts) ont leur résistance directe dominée par la résistance de leur couche épi. Cette composante est éliminée de la résistance directe d'un COMFET par le principe de modulation de la conductivité. La figure 6 illustre clairement le net avantage du COMFET sur tout MOS de caractéristique supérieure à 200 V. A l'avenir, lorsque des COMFET à tension de blocage supérieur à 600 V seront mis au point, cet avantage sera renforcé.

Un temps de coupure à améliorer

Pour caractériser le mode de fonctionnement transitoire du composant, on a mesuré les paramètres de commutation, la gâchette étant soumise à des échelons de tension. La réponse du courant d'anode à une impulsion d'onde

La figure 6 fait référence à l'article de M Baliga (GE) « Switching Lots of Watts at High Speed », IEEE Spectrum 18, 42 (Dec 1981) (3). On y trouvera les détails concernant la ligne droite partageant la figure ainsi que les points associés à son nom dans la légende. Les points blancs (situés au-dessus de la ligne droite) proviennent des feuilles de caractéristiques de MOS que l'on trouve sur le marché (RCA et autres fabricants). Les points noirs (situés sur et sous la ligne droite) sont ceux de monsieur Baliga qu'il appelle « state-of-the-art » complétés des meilleurs transistors RCA commercialisés ou en développement, car la résistance de la région modulée est fixée par la concentration des porteurs mobiles en excès (à l'image d'une diode PIN) et non par la centralisation en éléments dopants du réseau cristallin.

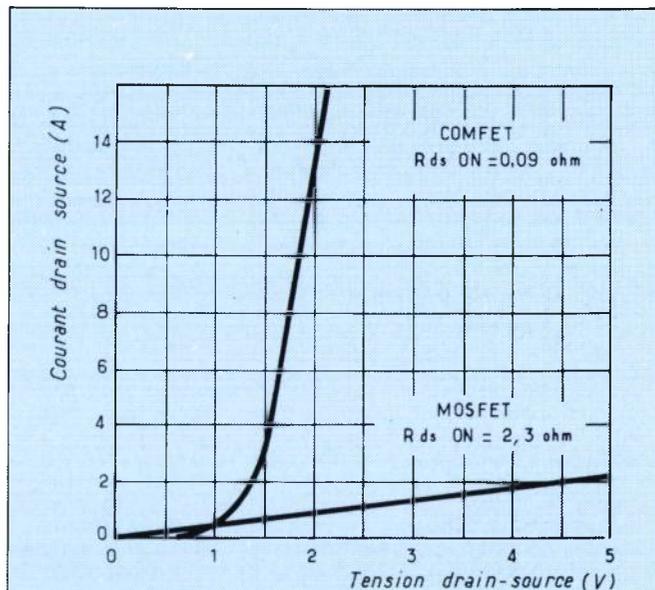


Fig. 5 — Caractéristiques I (V) comparées d'un COMFET et d'un MOS de surface de puce et d'une tenue en tension équivalente.

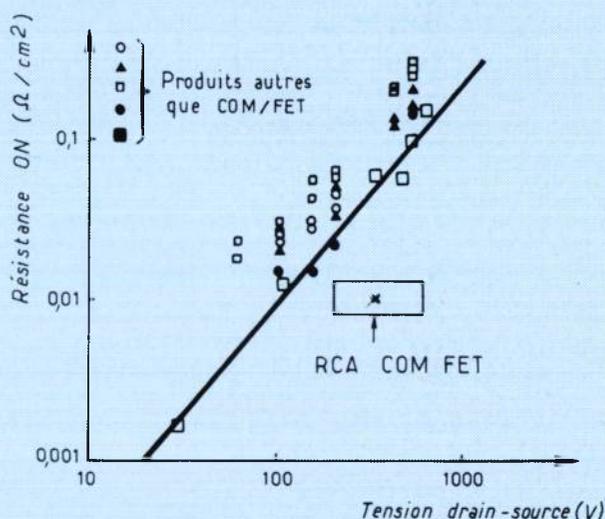


Fig. 6. Résistance directe spécifique en fonction de la tension de blocage drain source de divers MOS et du COMFET.

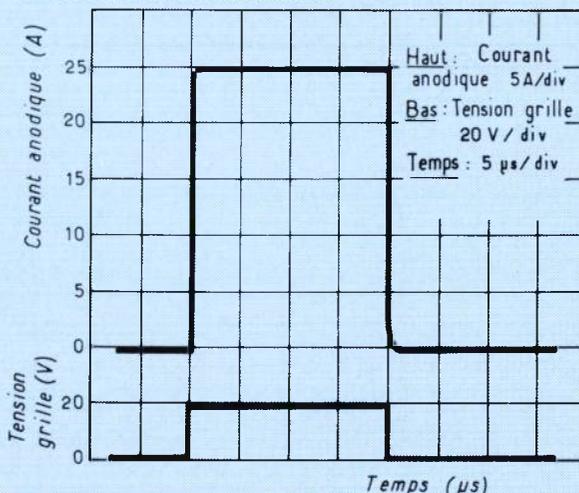


Fig. 7. Courant drain/source chutant de 20 A en quelque 350 ns (COMFET irradié).

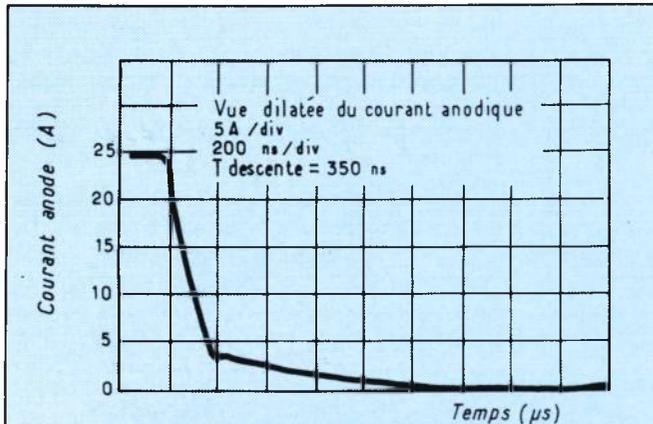


Fig. 8. Courant drain/source en échelle dilatée montrant les 350 ns de décroissance (COMFET irradié).

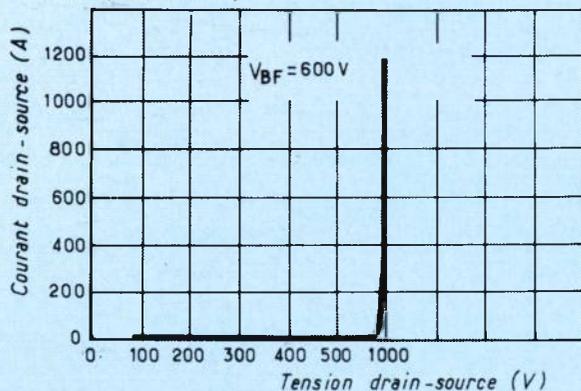


Fig. 9. Tension de blocage en mode direct.

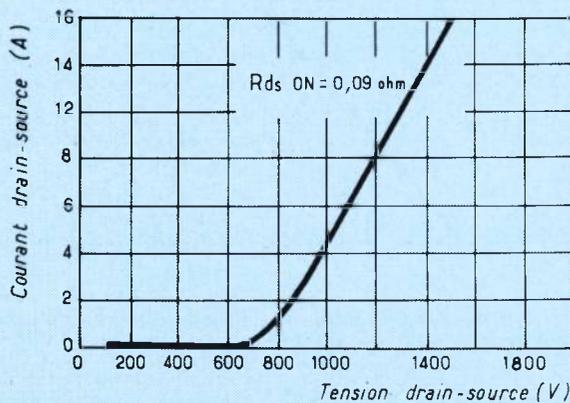


Fig. 10. Résistance directe de 0,09 ohm pour une puce de 9 mm² en boîtier TO3-
 $I_D = 20\ A$ $V_C = 20\ V$.

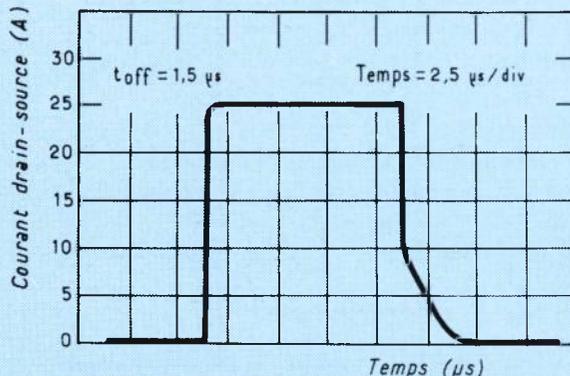


Fig. 11. Réponse en courant de drain à un échelon de tension grille. Temps de coupure réduit à 1,5 μs .

carrée de tension comprend un temps d'enclenchement très rapide (valeur typique inférieure à 100 ns) et un temps de coupure beaucoup plus long. On observe que le temps de coupure se compose d'une décroissance initiale « rapide », suivie d'une « queue » plus lente comme illustré par les figures 7 et 8.

Nous croyons que cette décroissance rapide est due à la coupure de la partie MOS du circuit équivalent, et que la « queue » du temps de coupure est due au temps nécessaire aux porteurs excédentaires dans la région épitaxiale du drain pour se recombiner.

Sans précautions spéciales pour raccourcir la durée de vie des porteurs minoritaires dans le COMFET, les temps de coupure observés sont de l'ordre de 10 à 40 microsecondes. Il s'agit de la lente recombinaison des trous injectés dans la couche épi (en provenance du substrat de type P). Nous avons pu réduire le temps de coupure à moins de 1 microseconde en ayant recours à différentes techniques :

- Introduction de défauts par irradiation (irradiation par électrons à haute énergie, irradiation gamma, ou irradiation par neutrons) ;

- Introduction de métaux lourds comme centres de recombinaison (or, platine, ou palladium).

Chacune des six techniques de contrôle de la durée de vie des porteurs excédentaires proposées altère plus ou moins la résistance directe et la caractéristique en courant hypostatique. Nous tenons jusqu'à présent pour secret les détails se rapportant à ces six techniques, chacune n'ayant encore été explorée que jusqu'à un certain point.

Aucune des techniques de raccourcissement de la durée de vie n'augmente de manière appréciable la résistance directe du COMFET. Elle passe en moyenne de 0,09 ohm à 0,13 ohm (par contrôle de la durée de vie des porteurs). Cet accroissement est négligeable devant les 1 à 3 Ω que présente un MOS standard (figures 9, 10, 11).

Le COMFET peut s'enclencher par courant hypostatique tout comme un thyristor conventionnel à des courants suffisamment grands. Les courants hypostatiques à température ambiante se situent aujourd'hui entre 20 et 50 A, mais diminuent aux températures élevées. Notre but est de porter ce courant (par des modifications de conception et de fabrication) à une valeur suffisamment élevée pour ne plus être dans la gamme des courants de travail dans aucune des conditions de fonctionnement du circuit.

D'un autre côté, dans certaines applications, un enclenchement hypostatique à très haut courant ferait un fusible électronique rêvé. Ajoutons que cette caractéristique hypostatique est également fortement influencée par le temps de coupure du signal de grille. Un temps de coupure long (10 microsecondes environ) permet des courants d'anode jusqu'à 30 A sans enclenchement thyristor. Au contraire, un temps de coupure rapide (de l'ordre de la microseconde) conduit pour la même pièce à un enclenchement thyristor pour un beaucoup plus faible niveau de courant d'anode (environ 10 A).

Nous pensons que l'enclenchement thyristor qui se produit lors d'une coupure rapide du signal de grille est due au courant forcé dans le transistor NPN, provoquant l'augmentation du gain α_{NPN} réalisant les conditions nécessaires à un enclenchement par effet thyristor, $\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} = 1$.

Un long temps de coupure du signal de grille prévient cet effet, le canal induit ne se fermant que lentement, court-circuitant partiellement le transistor NPN ; le petit courant qui circule dans ce transistor maintient le gain α_{NPN} suffisamment faible pour empêcher tout effet thyristor.

Pour la commande de moteurs

Nous prévoyons l'usage des COMFET dans des applications telles que commandes de moteurs pas à pas, circuits automobiles, régulateurs à commutation basse fréquence. Ce composant est idéal pour les applications grand public ; des modules de contrôle de moteurs de 40 à 600 volts ont par exemple été réalisés. Cette technologie à conductivité modulée permet de rêver à des tensions de l'ordre de 1 000 V. Des expériences en allumage automobile ont été menées avec succès en remplaçant le transistor Darlington de 400 V. Un circuit de protection contre les courants de surintensité peut être

réalisé tirant profit de l'effet d'enclenchement thyristor que présente ce produit.

Les applications qui tolèrent un temps de coupure de 5 à 20 microsecondes peuvent tirer parti d'une résistance directe extrêmement faible.

Lucien Maréchal
(RCA Solid State, Bruxelles)

REFERENCES

1. H.W. BECKE and C.F. WHEATLEY, « Power MOSFET with an Anode Region », U.S. Patent n° 4364073, déc. 1982.
2. H.W. COLLINS and B. PELLY, « HEXFET », A New Power Technology Cuts On-resistance, Boost Ratings », Electron. déc. 12, 36, 1979.
3. B. JAYANT BALIGA, « Switching Lots of Watts at High Speeds », IEEE Spectrum 18, p. 42, déc. 1981.
4. S.M. SZE, Physics of Semiconductor Devices, 2nd ed., (J. WILEY, NEW YORK, 1981), p. 120.
5. The COMFET - A New High Conductance MOS-Gated Device. J.P. RUSSELL, A.M. GOODMAN and L.A. GOODMAN - J. NEILSON - RCA Corporation MOUNTAINTOP, Pa. 18707.
6. M.L. TARNG, « On-resistance Characterization of VDMOS Power Transistors », Tech. Digest 1981 International Electron Devices Meeting, New York : IEEE, PP. 429-433, 1981.
7. C. HU, « Optimum Doping Profile for Minimum Ohmic Resistance and High Breakdown Voltage », IEEE trans. Electron Devices ED-26, p. 243, 1979.
8. J. TIHANYI, « Functional Integration of Power MOS and Bipolar Devices ». Tech. Digest 1980 International Electron Devices Meeting, New York : IEEE, p. 75-78, 1980.
9. L. LEIPOLD et AL, « A FET Controlled Thyristor in Sipmos Technology ». Tech. Digest 1980 International Electron Devices Meeting, New York : IEEE, p. 79-82, 1980.

Un GTO 25 A/1 200 V de deuxième génération

La société britannique Mullard, du groupe Philips, vient de commencer l'échantillonnage en France par l'intermédiaire de la RTC de son premier GTO de seconde génération, à savoir un modèle 25A moyen/120A blocables, capable de supporter 850 - 1000 ou 1200V suivant les versions. Les améliorations apportées à la technologie par rapport aux précédents modèles ont conduit entre autres à une surface de puce réduite qui permet de proposer ce dispositif de référence BTV60 à 100 F par 1000 pièces en boîtier isolé TO238. Il trouvera l'essentiel de ses applications dans la commande de moteurs entre 1 et 12 kW et dans certaines alimentations de secours.

Mullard a introduit ses premiers GTO en avril 1982 mais ce n'est que début 1983 qu'a été disponible le premier modèle BTV59 admettant 15A moyens sous 1000V, donc adapté à la commande des moteurs d'une puissance de quelques kW. Aujourd'hui, l'amélioration se situe au niveau non seulement de l'intensité et de la tension, mais aussi du confort d'utilisation.

Ainsi, le courant maximal que peut couper un GTO sous certaines conditions de commande de grille est fonction du dV/dt appliqué. Avec le BTV59, l'intensité blocable est de 50A jusqu'à 30V/ μs mais elle chute à 20 A à 200 V/ μs , à 10 A à 1 000 V/ μs et à 3 A à 10 000V/ μs . Avec le BTV60, l'amélioration est nette : 120A jusqu'à 200V/ μs , 50A à 1000V/ μs et encore 15A à 10 000V/ μs . On notera toute-

fois la chute de tension directe de 4V à 20A et à 25°C qui pénalise fortement ce dispositif en deçà de 500V.

RTC, pour sa part, souligne que la commande de moteurs 380V triphasés devient maintenant très fiable avec les GTO qui, du point de vue physique, se rapprochent beaucoup des thyristors. RTC estime ainsi qu'il n'est guère possible de dépasser en surcharge,

Produits nouveaux

3 fois l'intensité nominale avec un Darlington haute tension alors que le BTV60 est encore blocable à 120A et qu'il admet 150A crête. Les GTO se mettent par ailleurs très facilement en série : les auxiliaires de commande 2000V de la SNCF, par exemple pourraient fort bien fonctionner avec 2 BTV 60 en série.

RTC estime en outre que les GTO ne sont pas plus difficiles à commander que les Darlington et que les problèmes rencontrés par certains utilisateurs ne proviennent que d'un manque d'expérience.

Mullard, estime que les bipolaires conventionnels sont mieux adaptés aux alimentations à découpage et aux choppers ultrasoniques. Mullard recommande par contre son GTO pour toutes les commandes moteurs et les alimentations de secours où une tension crête de 1000 V peut être rencontrée. La société estime également que le GTO est adapté aux alimentations résonantes du fait que, bien que la fréquence soit élevée ($f \geq 20$ kHz), le dV/dt est faible. Une alimentation de chauffage par induction de 5 kW peut ainsi être réalisée avec un seul BTV60.

Bien que Mullard/RTC soit prêt à produire un modèle 50A, les réactions du marché au BTV60 seront tout d'abord attendues avant d'introduire une nouvelle version.

Fig. 1.— Technologie planar à anneaux de garde des GTO de 2^e génération.

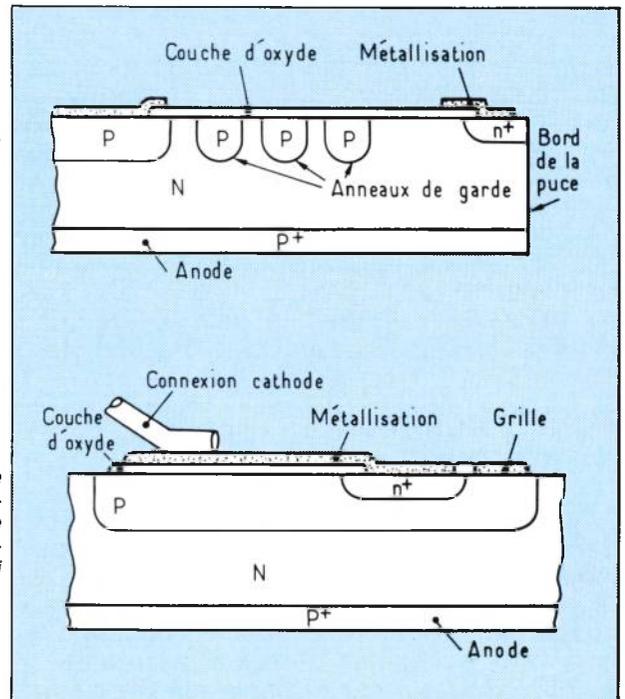


Fig. 2.— Dans les GTO de 2^e génération, la connexion et isolation de la puce par une couche de silice afin d'exploiter « activement » la surface de silicium qui se trouve en regard.

Comment améliorer les GTO ?

La mise au point du BTV60 a suivi un examen très logique par Mullard de tous les paramètres améliorables d'un GTO.

Pour augmenter l'intensité blocable d'un tel dispositif, il faut en

effet extraire des courants de gâchette plus importants. Or, ce courant de gâchette I_g (max) est égal à $V_{br}/d_{sc} \times S$ où S est la largeur des doigts de la cathode, V_{br} est la tension de claquage gâchette cathode et d_{sc} est la résistivité moyenne de la base P non modulée.

— Il n'est pas possible d'augmenter la tension d'extraction au-delà des 13 V actuels sous peine de mécontenter tous les clients.

— Il n'est pas possible non plus de réduire d_{sc} car, en dopant fortement la base P, on réduit le gain de la zone NPN. Dans ces conditions, la chute de tension directe comme le courant de déclenchement de gâchette (actuellement de 500 mA) devraient augmenter, ce qui n'est pas souhaitable.

— Reste la possibilité de réduire la largeur des doigts. C'est sur cette voie que s'est engagé Mullard, qui a finalement réussi à la réduire d'un facteur 3 à 4.

Caractéristiques du BTV 60

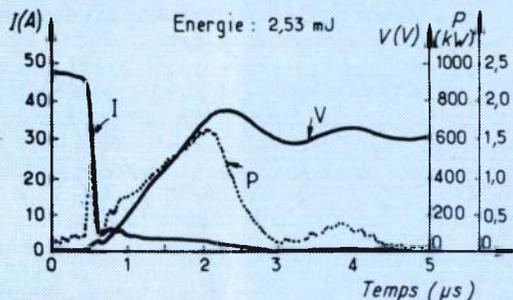
	BTV60/850R	1 000 R	1 200 R
Tension maximale transitoire (V)	1 000	1 100	1 400
Tension maximale répétitive (V)	850	1 000	1 200
Tension de travail maximale (V)	600	800	1 000

Courant moyen jusqu'à 50 °C (I_r)	25 A max
Courant d'anode contrôlable	120 A max
Courant crête non répétitif à 120 °C	150 A max
Courant de gâchette inverse sur 20 μ s	50 A max
Dissipation à 25 °C boîtier	120 W max
Chute de tension directe à 20 A ($I_g = 0,5$ A ; 25 °C)	< 4 V
Taux de croissance de la tension au repos sans enclenchement parasite ($I_r = 40$ A ; 120 °C)	< 1,5 kV/ μ s
Courant de fuite direct (120 °C)	< 8 mA
Courant de maintien (en deçà duquel le GTO se comporte comme un transistor)	5 A typ.
Tension de déclenchement (25 °C)	> 1,5 V
Courant de déclenchement (25 °C)	> 500 mA
Courant de fuite inverse	> 1 mA
Temps de coupure (conditions non spécifiées à ce jour)	> 0,3 μ s

Une technologie planar

Les premiers problèmes rencontrés pour réduire les dimensions sont des problèmes de lithographie et les lithographies fines imposent de travailler sur des surfaces planes. Dans un premier temps, Mullard a donc été amené à revoir sa technologie

Avantages et inconvénients



Comme tous les dispositifs nouveaux, les GTO apportent leur lot d'avantages et d'inconvénients. Parmi ces derniers, on retiendra une chute de tension directe de 4 V par exemple pour le BT 60, une sensibilité au dV/dt qui peut provoquer un réenclenchement mais qui ne pose pas de problèmes si l'on suit les spécifications, et enfin des pertes dynamiques dues à un certain traînage à l'ouverture.

Le graphe ci-dessus montre l'évolution instantanée des pertes lors de la coupure du BTV 60. On constate en effet, que bien que les temps de stockage et de coupure

soient faibles, la queue de courant résiduel à la coupure provoque des pertes importantes. Elle est inévitable car elle constitue une des caractéristiques de tous les dispositifs semiconducteurs à porteurs minoritaires. Il est clair que si la montée de la tension est rapide (dV/dt élevé) la surface engendrée par la courbe Puissance (P), donc les pertes, seront importantes.

Il faut donc se rappeler que le GTO présente des pertes importantes lorsque, *simultanément*, la fréquence et le dV/dt sont élevés (source : Mullard).

mesa/passivation verre utilisée pour ses GTO de 1^{ère} génération et qui n'a rien de planar.

Elle s'est ainsi orientée vers la technologie à anneaux de garde (anneaux dits Kao), bien connue pour les MOS haute tension (fig. 1). Ces anneaux concentriques sont séparés de la jonction principale de telle façon que, lorsque la polarisation de blocage augmente, la zone d'appauvrissement atteigne le premier cercle avant que la tension de claquage ne soit atteinte. Si la polarisation augmente à nouveau, un second anneau peut être atteint, mais les étapes sont bien marquées ; il ne peut pas y avoir de fuite ponctuelle soudaine de l'intérieur vers l'extérieur des anneaux. De larges rayons de courbure des anneaux ont par ailleurs permis de réduire les inhomogénéités d'intensités de champs.

Le deuxième grand problème à résoudre a été celui de la surface et de la forme occupée par les connexions. Avec une intensité de

25A, il est certes encore possible d'utiliser des techniques de couture (bonding), soit en utilisant plusieurs coutures en parallèle, soit en faisant appel à un fil très large. La première solution est assez délicate et coûteuse à mettre en œuvre ; la seconde introduit en pratique à la surface de la puce un doigt métallique d'une largeur inacceptable dans le cadre des réductions de géométries à obtenir.

Mullard a ainsi été amené à introduire une couche isolante de silice entre la puce et la surface métallique recevant les interconnexions. La métallisation d'interconnexions atteint ainsi la zone active N^+ avec les formes de doigts désirées et la zone active P peut même être étendue sous la surface d'interconnexion isolée (fig 2).

JP Della Mussia

Bibliographie

Second Generation GTO' - Arthur Woodworth - Mullard Powercon 1983.

Le premier circuit intégré 10 A

Il y a un an, Motorola annonçait son premier circuit intégrant simultanément une partie puissance dans la masse de la puce et une partie circuit de commande à sa surface. Ce circuit, un régulateur série 10 A/5 V/80 W, est aujourd'hui disponible. Sa naissance industrielle est encore plus importante pour les perspectives d'intégrations simultanées de puissance et de circuits petits signaux qu'il ouvre que pour le produit lui-même qui peut déjà être obtenu en technologie hybride. Dans le n° 1 de « Puissance », nous avons vu comment SGS a atteint pratiquement une limite en intégrant un circuit de puissance en surface. Motorola expose ici les perspectives de sa technologie dite « smart power ».

Le commutateur de puissance idéal n'existe pas ; aussi, les concepteurs d'ensembles de puissance essaient depuis une décennie de pallier toutes les imperfections des commutateurs électroniques à semiconducteurs :

- commande base sophistiquée,
- protection diverses : en surtension, en surcourant, thermique.

Ces circuits annexes grèvent lourdement le coût global de l'ensemble :

- par l'étude qu'ils nécessitent,
- le montage et le coût des composants,
- les compromis sur la fiabilité de l'ensemble.

Le vieux rêve du commutateur de puissance auto-protégé et de commande directe par de la logique bas niveau n'est toujours pas abandonné : il passe par l'intégration au niveau du silicium de toutes ces fonctions. De tels commutateurs existent d'ailleurs déjà en faisant appel à une intégration horizontale au niveau du silicium (voir Electronique de Puissance n° 1). Mais le passage à la grande

Produits nouveaux

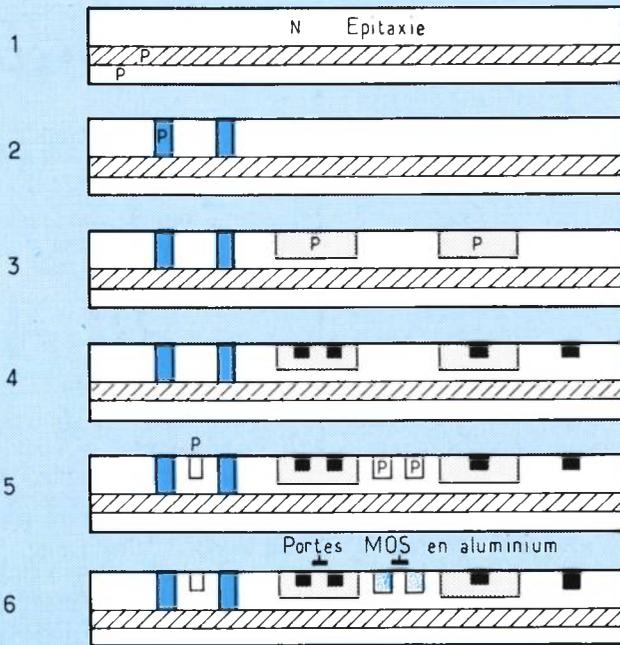


Fig. 1. — Etapes de diffusion du Smart Power

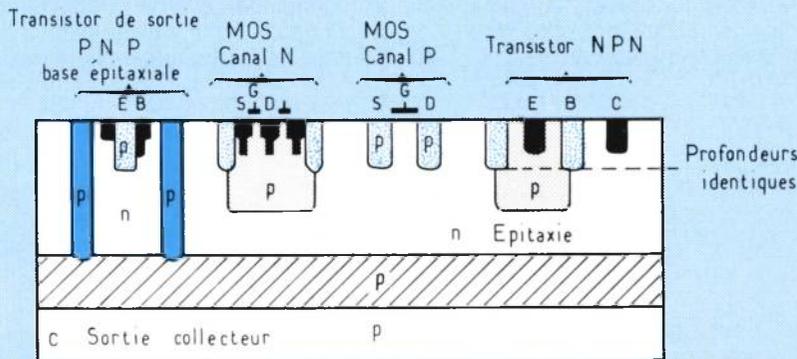


Fig. 2. — Smart Power I avec transistor de puissance bipolaire PNP

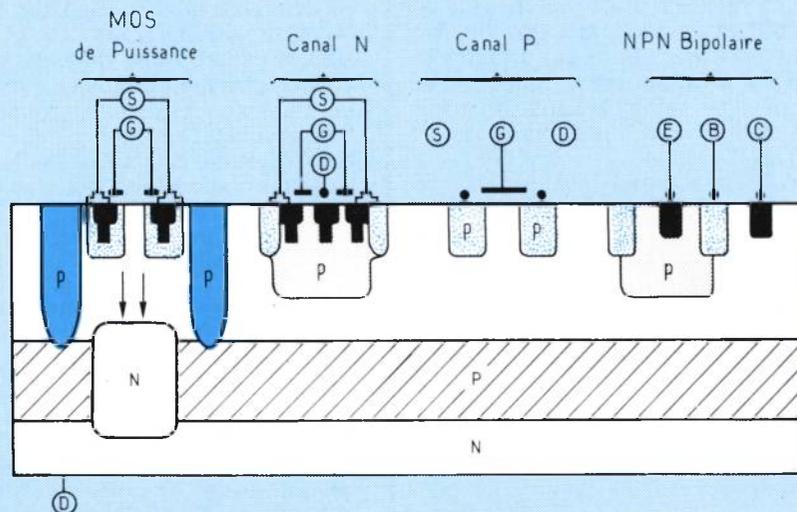


Fig. 3. — Smart Power II avec sortie TMOS

puissance pour les circuits intégrés suppose l'utilisation verticale du silicium. Cette nouvelle conception de semiconducteur oblige les fabricants à créer des équipes de recherche plutôt orientées vers la puissance tout en utilisant les acquis des technologies circuits intégrés. C'est la raison pour laquelle chez *Motorola* l'équipe « smart power » est placée sous la responsabilité de la division « produits de puissance » ; mais leurs ordinateurs d'aide à la conception sont reliés à tous les ordinateurs *Motorola* de conception des circuits intégrés.

Tout d'abord la signification du mot « smart power » ou circuit de puissance intelligent nous donne déjà une bonne idée du but poursuivi.

Cette technologie permet dès à présent d'intégrer sur un même substrat des produits bipolaires épitaxiaux ou triple diffusés, des MOS de puissance et une logique : bipolaire, CMOS, ECL, Schottky avec une intégration de plus de 100 éléments sur une même puce.

Sur la figure 1, on peut remarquer les différentes étapes de diffusion pour les parties communes, logique ou puissance (cinq masques). Par exemple, la partie diffusion P+ de l'émetteur du bipolaire PNP de puissance est diffusée en même temps que les parties source et drain du transistor CMOS canal P. Ce qui indique un procédé économique de diffusion.

Les figures 3 et 4 nous donnent 2 possibilités parmi d'autres pour le produit de puissance de sortie : soit un PNP-bipolaire, soit un MOS de puissance Canal N.

La géométrie utilisée pour le produit bipolaire de puissance ou le MOS de puissance est une technologie très fine identique pour les deux types de technologie : des cellules de dimensions inférieures à 20 microns avec des métallisations de largeur inférieure à 10 microns et des longueurs de canal inférieures au micron.

En général, on utilise la logique CMOS car c'est une technologie fiable et très connue permettant de bons rendements de fabrication et la possibilité de construction de nombreux circuits logiques tels que :

- codeurs série en parallèle,
- circuit d'antisaturation,
- circuit de protection,
- interface de commande.

Elle est également compatible bipolaire ou MOS de puissance.

Le premier problème à résoudre dans ce type de technologie où

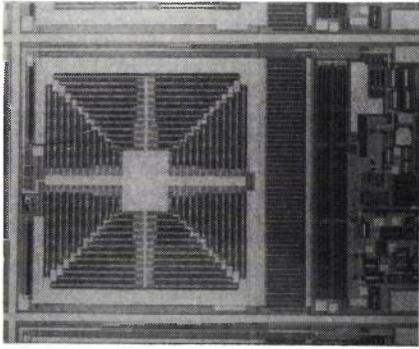


Fig. 4.— La structure du circuit

l'on intègre de la puissance avec de la logique est la dissipation thermique et sa variation sur la surface de la puce. De façon à démontrer la maîtrise de ce problème, *Motorola* a construit un circuit régulateur de tension série 5V, 10A, 80 W : le MPC100 en boîtier T03 dont on peut voir la puce figure 4.

La logique du système est indiquée figure 5 où l'on peut voir les fonctions classiques :

- tension de référence
- amplificateur d'erreur
- les différentes protections : thermique, maximum de courant, aire de sécurité.

Sur la figure 6, on donne un exemple où l'économie amenée par ce produit est nettement démontrée.

Le premier boîtier est un T03 métallique ; il pourrait être un T03 plastique mais la complexité croissante des fonctions réalisées par cette technologie nécessite un boîtier multi sorties.

Les futurs produits « smart power » seront par contre proposés dans des boîtiers plastiques similaires à ceux développés par SGS.

Pour sa technologie, *Motorola* a déjà défini 3 niveaux de réalisations, illustrés dans la figure 7.

La puissance que peut contrôler ces différents niveaux technologiques est montrée sur la figure 8. On voit sur cette figure que si nous voulons un commutateur idéal d'intensité 50 A fonctionnant sur le 380 V redressé (540 V continu), il faudra le construire en « smart power III ».

Dans peu de temps la gamme des régulateurs série va croître de 5 V/10 A dès à présent à 15 V/10 A dans un trimestre. Ensuite apparaîtront des zeners programmables de courant maximum 300 A avec des tensions Zener de 6,2 V à 17,2 V. Simultanément apparaîtront les premiers produits destinés à l'automobile (relais, alimentations à découpage, etc.).

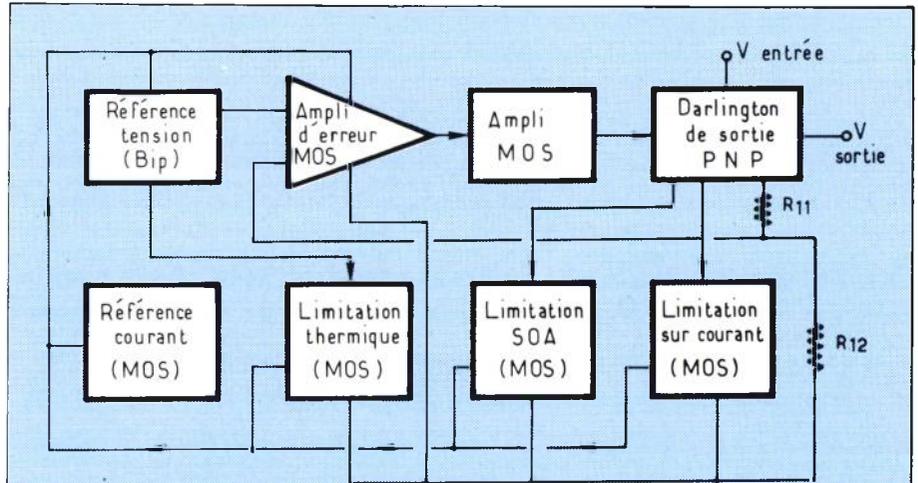


Fig. 5.— Le bloc logique

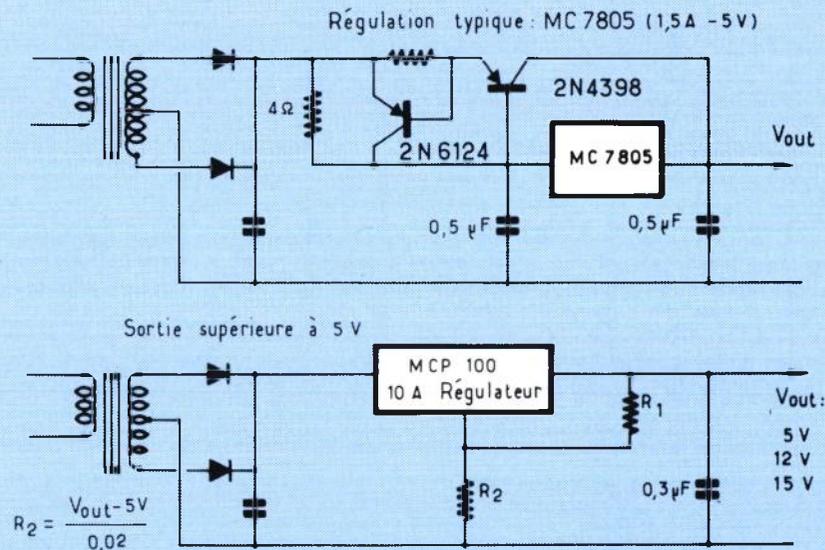


Fig. 6.— L'utilisation

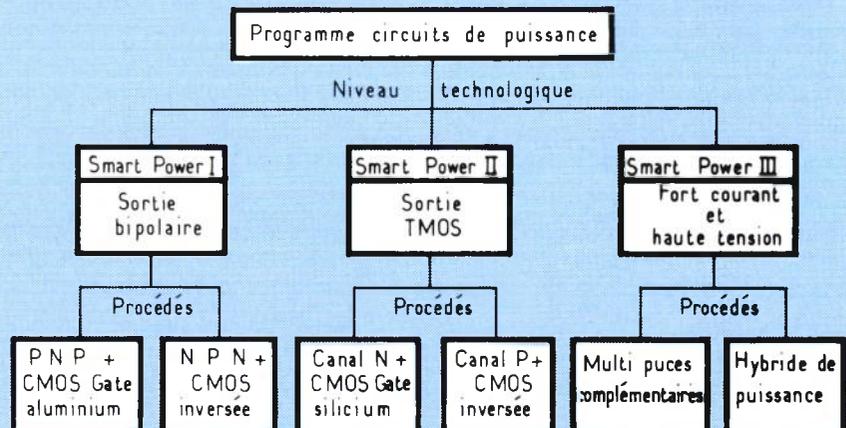


Fig. 7.— Les différentes technologies

Produits nouveaux

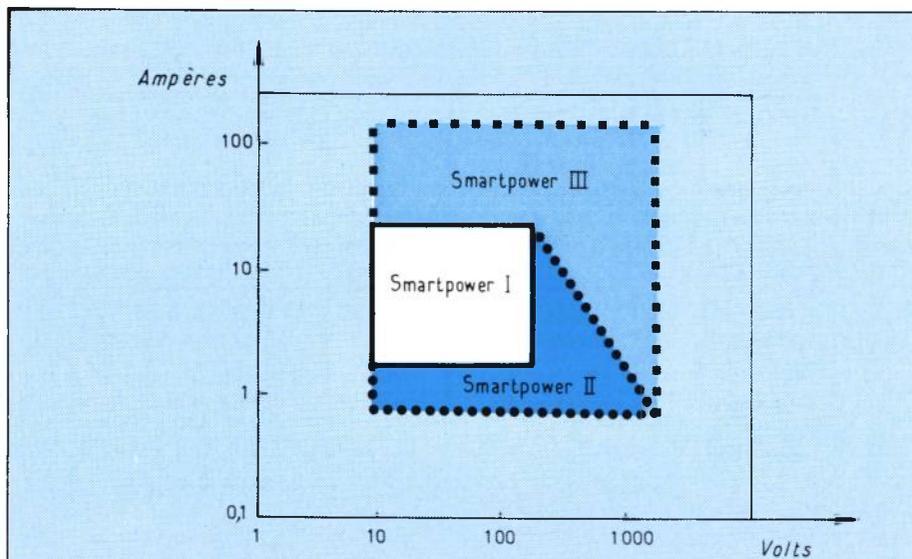


Fig. 8. — Les possibilités en puissance des différentes technologies

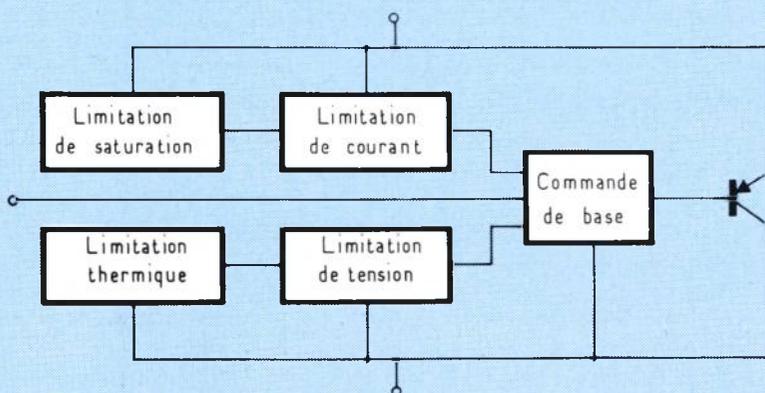


Fig. 9. — Transistor de puissance autoprotégé

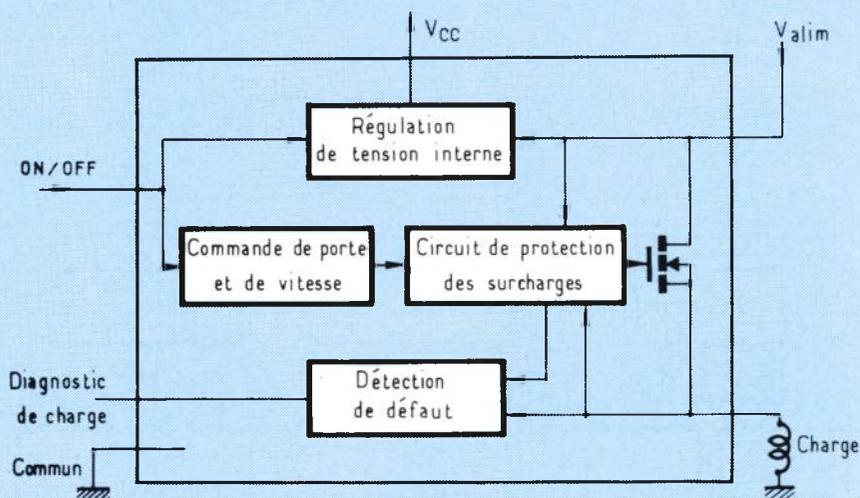


Fig. 10. — Relais de puissance

Les problèmes thermiques étant résolus, Motorola s'attache, maintenant, à augmenter la tension de fonctionnement pour démontrer la possibilité d'obtenir des produits haute tension dans cette technologie.

A court terme (1 an) Motorola espère ainsi parvenir à des tensions de 100 à 200 V pour les régulateurs séries. Pour des circuits de suppression de transitoires et les références de puissance, Motorola développe parallèlement des références programmables (fig. 10). Des générateurs d'impulsion de puissance sont également à l'étude pour des circuits de protection (« crow bar »), des générateurs de flash, stroboscope, etc. avec un courant maximum d'environ 250 A. La réalisation de transistors universels auto-protégés pour toutes les applications de puissance. (Fig. 9) est également envisagée.

Parmi les autres circuits possibles, citons les contrôles de petits moteurs (moteur courant continu, moteur pas à pas, moteur polyphasé), les commutateurs commandés par de la logique pour les commandes de solénoïdes, les commandes de caractères d'imprimantes, le multiplexage dans l'automobile, enfin tous les commutateurs en général.

Sur la figure 10, on voit que l'on a ajouté une fonction supplémentaire sur ce commutateur : la détection de défaut de charge (diagnostic) pour l'élément de commande (microprocesseur).

Nous pouvons imaginer que, par suite de défaut de charge, non seulement le commutateur soit protégé mais, ce qui est beaucoup plus intéressant pour l'avenir du système, que celui-ci puisse prendre une décision pour la charge elle-même (par exemple annuler la commande, diagnostiquer la panne, remplacer la charge par une charge de recharge, ou une autre charge identique). Par exemple, si le feu de stop d'un automobiliste mourrait, le système pourrait décider d'allumer à la place un feu rouge arrière.

Il est évident que, dans cette liste, les produits pour l'automobile seront les premiers candidats à la technologie « smart power » car ils n'ont pas à supporter de tensions élevées et ils offrent un marché potentiel énorme dès l'introduction de nouveaux produits (commande de charge, diagnostic, système multiplex).

P. Aloisi
(Motorola, Toulouse)

Un MOS à diode inverse parasite rapide

Siemens échantillonne actuellement sous la référence BUZ 211 le premier MOS de puissance dont la diode inverse parasite est relativement rapide puisque son retard au blocage est spécifié à 180 ns par la société. A titre de comparaison, le BUZ 45A, qui est l'équivalent du BUZ 211 dans le catalogue actuel de la société, a

une diode parasite à temps de recouvrement de 1 200 ns, ce qui conduit, à des pertes de commutation importantes dans de nombreux montages si l'on ne prend pas de précautions.

Cette étape importante dans l'évolution des caractéristiques des MOS n'est pas la seule franchie par Siemens ces derniers temps.

Cette société vient en particulier d'introduire neuf MOS dans sa nouvelle technologie SIP MOS II, technologie destinée à remplacer à terme une technologie SIP MOS I qui a été à l'origine de la naissance des MOS de puissance mais qui est considérée aujourd'hui par les spécialistes comme une technologie coûteuse en surface de silicium.

Siemens étudie par ailleurs actuellement des combinaisons de MOS de puissance et de circuits de commande sur une même puce. Un MOS avec trigger de Schmitt de commande pour réduire la capacité d'entrée a été réalisé expérimentalement (le MOS se comporte alors comme un circuit intégré) mais ne devrait pas être industrialisé à priori. Siemens envisage par ailleurs la réalisation de régulateurs à découpage avec puissance intégrée. D'autres circuits spécifiques sont à l'étude, en particulier pour l'industrie automobile ; ils intègrent commande, drivers et régulation en température. Ces circuits devraient se trouver en production d'ici fin 85. En ce qui concerne les MOS de puissance sous leur forme simple, Siemens pense pouvoir encore réduire les résistances passantes de 10 % à 20 % à surface de puce égale dans les années qui viennent, et cela quelle que soit la gamme de tenue en tension.

Une diode extérieure en moins

Les transistors MOS sont tous dotés d'une diode inverse lente qui oblige la plupart du temps les concepteurs d'alimentations à placer une diode inverse rapide en antiparallèle sur leur MOS.

Des chiffres de temps de retard

au blocage ou de recouvrement ne signifiait malheureusement pas grand chose dans les notices des fabricants tellement ils varient (dans un ordre de grandeur allant jusqu'à 5) suivant les conditions de mesure. Mais il est sûr que ce problème est gênant.

Le BUZ 211 500 V/0,8 Ω de Siemens peut permettre d'économiser une diode extérieure : Siemens annonce en effet un temps de retard au blocage de 180 ns typique à 25 ns pour la diode 9A parasite (250 ns max à 25 °C ; 300 ns max. à 150 °C) avec un courant direct égal au courant inverse et un di/dt de 100 A/ μ s (charge de 2,5 μ C max. à 150 °C ; IRRM typique de 15 A). Il s'agit là d'une performance incontestable compte-tenu de la tension de 500 V du transistor mais qui n'est toutefois pas totalement gratuite.

Ce MOS a nécessité en effet entre autre un dopage au platine et une modification de la forme de canal qui ont une influence sur la résistance passante du MOS : dans un document interne, Siemens, à 25 °C, le BUZ 211 présente une résistance de 0,8 Ω ; son équivalent en technologie classique, le BUZ 45 A, présente une résistance de 0,5 Ω . Et à 150 °C, les deux transistors ont la même résistance passante : 1,2 Ω . Dans les feuilles de caractéristiques, toutefois, les deux dispositifs sont identiques, 0,8 Ω max. à 25 °C ; 1,5 Ω max. à 120 °C.

Le BUZ 211, dont la production de série démarrera au premier trimestre de 1984, est le premier type d'une série 500 V et 800 V à surface de puce de 36 mm². Il est conditionné en boîtier T03 et présente une capacité d'entrée typique de 3 800 pF (3 500 pF pour le BUZ 45A). Son prix devrait être 20 % supérieur à celui du BUZ 45A.

Un optotriac 600 V/0,3 A

Siemens devrait être en mesure d'échantillonner en novembre prochain un optotriac 600 V/0,3A sous un simple boîtier. Cet optotriac isolé 7,5 kV fera appel à deux puces, l'une émettrice de lumière se commandant à l'aide d'un courant de 1 mA, l'autre intégrant deux optothystors en antiparallèle. Inutile de préciser qu'il s'agira là d'un composant idéal pour la commande d'appareils alimentés sur la tension secteur, y compris les tubes fluo-rescents.

La production de volume est prévue pour mai 1984. Mais, d'ici là, d'autres optotriacs seront peut-être annoncés, en particulier un modèle 1 000 V.

Résistance divisée par deux

Nous avons déjà fait état, dans nos colonnes, de la commercialisation par Siemens d'une nouvelle famille de MOS de puissance, à surface de puce deux fois plus petite que précédemment pour des performances statiques semblables en deça de 2 000 V, et qui fait appel à une technologie dite SIPMOS II. Cette technologie permet en particulier à Siemens, pour des gros contrats (il semble que cela soit moins vrai dans le monde au niveau de la distribution) de proposer des prix défiant toute concurrence.

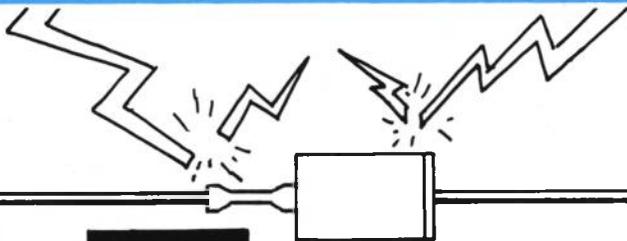
Depuis octobre 9 types de MOS sont en production.

Ces transistors, à surface de 2,5 x 3,5 mm² sont proposés en boîtier TO 220. A titre de comparaison, le BUZ 20/100 V, par exemple, en technologie SIPMOS I, présente la même résistance passante de 0,2 Ω que le BUZ 72 mais sa capacité d'entrée est de 1 900 pF max. et son temps de coupure est de 70 ns. Le temps de recouvrement inverse de la diode parasite a aussi été nettement amélioré avec la nouvelle technologie.

Siemens espère que les nouveaux prix proposés vont ouvrir aux MOS de puissance des marchés de grandes séries tels que ballasts de fluos, alimentations grand-public, amplis Hi Fi, électronique automobile, électroménager, etc...

La technologie SIP MOS II fait appel à une structure auto-alignée, ce qui a permis de réduire le nombre de masques en fabrica-

DES FRANÇAIS FABRIQUENT VOS PROTECTIONS



TransZorb™

FABRIQUÉ SOUS LICENCE INTÉGRALE DE
GENERAL SEMICONDUCTOR INDUSTRIES PAR

Perspectives - Paris



composants
semi-conducteurs
de protection

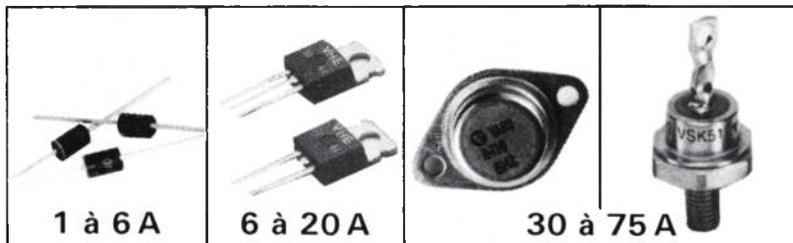
86200 Verdun sur Garonne



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

DIODES VARO

TRES RAPIDES



1 à 6 A

6 à 20 A

30 à 75 A

NOUVEAU !

SERIE TG : 1 à 30A 400 à 1000V 100 nSEC
SERIE VHE : 2 et 6A 400 à 600V 30 nSEC

AUTRES :

SERIE VHE : 1 à 70A — 50 à 200V — 25 à 50 nSEC
SERIE VSK SCHOTTKY : 1 à 75A — 20 à 60V — <10 nSEC

Haute température T_j = 175° C



VARO

U.S.A.



B.P. N° 1
78420 Carrières-S/Seine
Tél. (3) 947.41.40

Nouveautés

tion. La distance inter-grille est par ailleurs passée de 40 μm à 20 μm, la couche N⁺ se fait simultanément avec l'isolation de silice. La qualité de la silice a par ailleurs été particulièrement soignée au niveau de la résistance mécanique. Ainsi, la structure active MOS existe même sous les contacts qui peuvent désormais subir l'étape de couture (bonding) sans qu'il y ait détérioration des cellules MOS sous-jacentes.

Une capacité de 30 millions de transistors par an

Pour assurer la production de ses MOS de puissance, rappelons que Siemens a mis en place à Munich une ligne de fabrication d'une capacité de 3 500 tranches 4 pouces par semaine (qui fournit actuellement 1 000 tranches par semaine) ou, si l'on préfère, de 30 millions de transistors modernes par an.

Siemens reconnaît que la croissance du marché des MOS n'a pas été aussi rapide que prévue mais la société estime que, sur un marché des transistors 1982 de 820 M\$, en croissance de 7 %/an entre 1982 et 1987, la part du bipolaire (800 M\$) croîtra de plus de 4 %/an et celle des MOS (20 M\$) de plus de 40 %/an. Ainsi, en 1990, sur un marché transistor de 1 409 M\$, les bipolaires devraient emporter 1 095 M\$ et les MOS 391 M\$ (28 %).

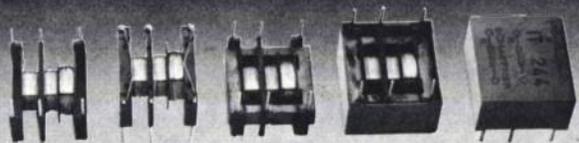
Les Etats-Unis ont été les plus innovateurs en 1982 : sur un marché MOS mondial de 20 M\$ ils ont représenté 13 M\$, l'Europe se contentant de 4 M\$. D'ici à 1987, selon Siemens, l'Europe redresserait la barre : sur un marché mondial de 210 M\$, les USA entretiendraient pour 100 M\$ et l'Europe pour 60 M\$ (dont 1/3 pour l'Allemagne).

Selon une étude rapportée par Siemens, le marché des MOS en 1983 serait de 35 M\$ dont 27 M\$ en puissance et 8 M\$ en petits signaux. Le n° 1 mondial dans ce domaine resterait IR (12 M\$ dont 11 M\$ en puissance) suivi de Siemens (6,5 M\$ dont 5,5 M\$ en puissance), le spécialiste des petits signaux étant Siliconix (4,5 M\$ dont 3,5 M\$ en petits signaux). Motorola serait le n° 4 (3 M\$) suivi de Supertex (2,5 M\$ dont 2 M\$ en puissance), d'Hitachi (2 M\$) et d'ITT (1 M\$).

J-P Della Mussia

Transformateurs d'impulsions

pour commande de thyristors, triacs et transistors



- Elimination des allumages intempestifs dus aux parasites secteurs
- Durée de vie illimitée
- Production automatique
- Plus de 5 Millions de pièces installées dans le monde

SCHAFFNER

SCHAFFNER FRANCE SA
5, rue Michel Carré
F-95100 Argenteuil
Tél. 947.86.36 - Télex 698 723

Transformateurs pour circuit imprimés



- hauteur 24 mm
- puissance 14 VA
- tension prim. 2x110 V/sec. 2x6-24 V
- tension d'isolation 4 KV eff

Demandez la documentation complète!

SCHAFFNER

SCHAFFNER FRANCE S.A.
5, rue Michel Carré, 95100 Argenteuil
Tél. (3) 947.86.36 - Télex 698 723 F

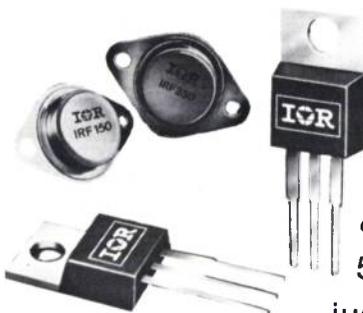
DIODE

666.98.01



VOTRE SAUVEGARDE !

HEXFET® : la plus large gamme de transistors MOS de puissance.



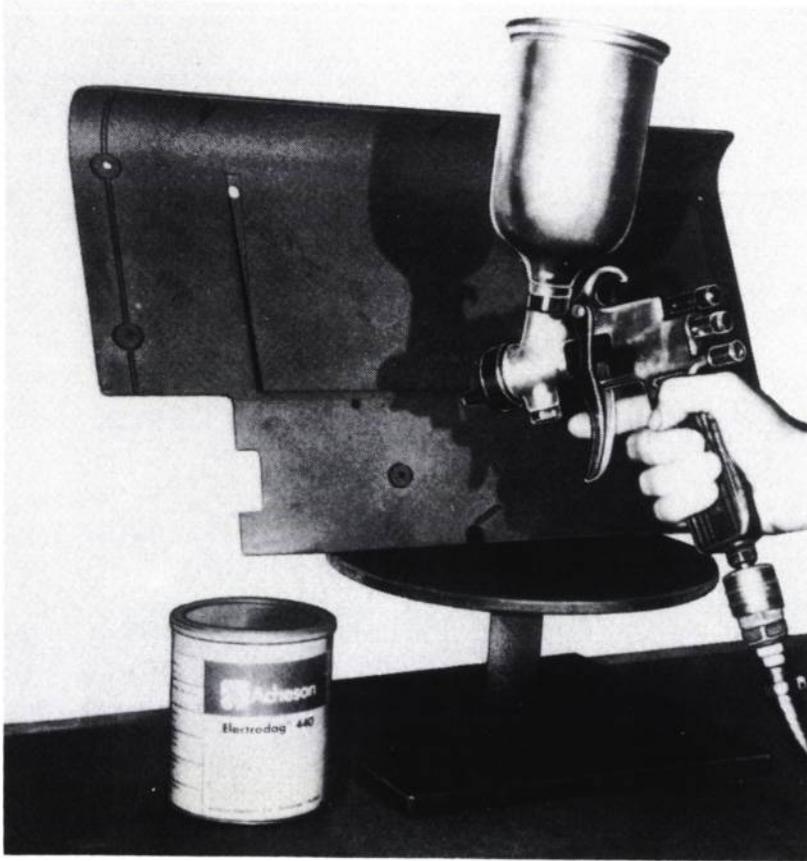
- Jusqu'à 40A
55 mOhms
- Boîtiers Hexdip
TO39-TO220-TO3
- Canal N jusqu'à
500V, canal P
jusqu'à 200V

IOR INTERNATIONAL RECTIFIER

Distribué par Diode France :

1, allée des Platanes - Sofilic 419
94263 Fresnes-Cédex
Tél. 666.98.01 - Télex 200743 F

G. N. CONSEILS



1

2

ACCESSOIRES DE FABRICATION

Marqueurs de fils thermorétractables

C'est d'abord au niveau du marquage qu'apparaît l'un des points de supériorité de ce marqueur de fils thermorétractable **Brady** sur les systèmes comparables existants : sa présentation en feuilles enroulées formant bobine avec perforations « Carrol » lui permet de s'imprimer indifféremment à l'unité ou en continu, soit sur machines à écrire conventionnelles ou programmées, soit sur tous types d'imprimantes ordinateur à grande vitesse.

Un matériau thermorétractable, le Polyoléfine, lui confère un maximum de qualités opérationnelles. Chaque marqueur prédécoupé peut être facilement isolé après marquage, puis enfilé sur le câble ou l'embout à identifier. Une exposition de quelques secondes à la chaleur provoque sa rétraction et son positionnement définitif.

Un revêtement spécial de surface assure un marquage très clair et permanent sans traitement

complémentaire après impression, et une excellente résistance aux moisissures, à l'ozone, aux UV, aux acides, bases, huiles et solvants, ainsi qu'aux températures extrêmes.

Huit dimensions standard sont prévues : pour fils de $\varnothing 0,9$ à $1,9$ mm - de $\varnothing 1,9$ à $3,3$ mm - de $\varnothing 3,3$ à 4 mm - de $\varnothing 4$ à 6 mm.

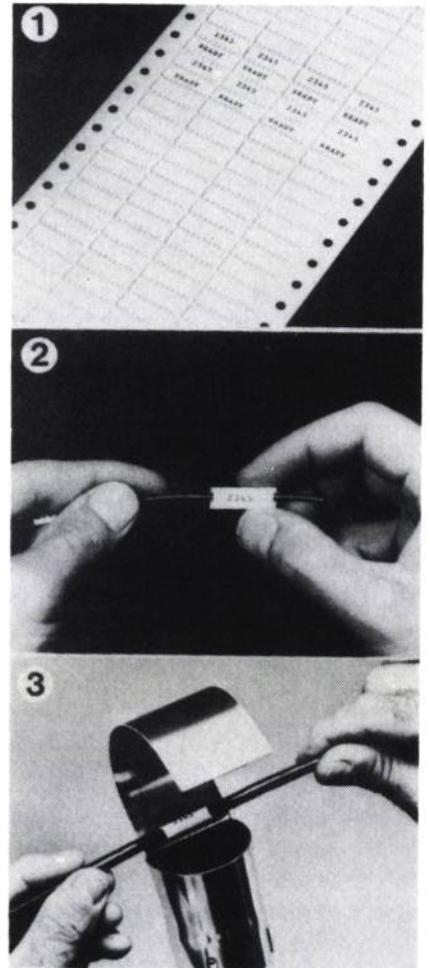
Dix coloris sont disponibles conformes à la norme MIL spec 104 B.

(Photo 1)

Revêtements de blindage économique

Acheson a mis au point une gamme de revêtements conducteurs pouvant s'appliquer sur les boîtiers en matière plastique par les méthodes habituelles de pulvérisation de peinture, assurant de façon économique le blindage des équipements électroniques qui y sont contenus.

Les revêtements Electrodag ont déjà été utilisés avec succès pour la prévention des parasites électromagnétiques (EMI) et la protection contre les décharges électrostatiques (ESD), conformément aux exigences légales aux Etats-Unis (F.C.C. Docket n° 20 780) et en RFA (VDE 871, 875). Ils pourront



également satisfaire aux réglementations CEE prochaines.

Une gamme de différents pigments conducteurs permet d'obtenir tout degré d'atténuation désiré.

Le revêtement à base de nickel Electrodag 440 s'est avéré particulièrement utile aux industries des télécommunications et des ordinateurs, grâce à sa résistance à l'abrasion et son insensibilité aux conditions d'environnement défavorables comme la chaleur, le froid et l'humidité.

En outre, ce produit a un pouvoir couvrant élevé et peut être mis en œuvre par du personnel relativement inexpérimenté, sans nécessiter de matériel compliqué.

Ces facteurs rendent l'Electrodag 440 particulièrement économique par rapport à d'autres méthodes comme la projection de zinc à l'arc ou le dépôt d'aluminium sous vide. Les utilisateurs peuvent revêtir les prototypes ainsi que les séries de production dans leur propre atelier, ce qui permet une productivité accrue au moindre coût.

(Photo 2)

COMPOSANTS ACTIFS

Darlington 300 ns/400 V/12 et 24 A

Thomson-CSF commercialise sous les références BUV 54 et BUV 74 deux Darlington très rapides qui ont leur diode de déstockage intégrée mais sans pour cela présenter de diode parasite antiparallèle entre collecteur et émetteur. Ces Darlington, qui supportent 400 V en V_{CEW} et 600 V en V_{CEV} , admettent respectivement 12 A et 24 A. Leur temps de descente est inférieur à 300 ns à 100 °C et leur gain est supérieur à 20 à intensité nominale.

Ces Darlington peuvent par ailleurs commuter les intensités précitées sans réseau d'aide à la commutation. Ils ont la jonction collecteur-base protégée par une double passivation minérale.

Ces dispositifs ont été conçus avant tout pour servir de commutateur dans les circuits en pont des commandes de moteurs à courant continu fonctionnant à partir du 220 V redressé. Des versions à 450 V de V_{CEW} et 1 000 de V_{CEV} devraient être disponibles début 84.

En haute tension (800 V) Thomson-CSF présente un modèle 12 A en boîtier D04 (BYT 12) ou DO220 (BYT 12P) ainsi qu'un modèle 30 A en boîtier DOP 3 (BYT 30P).

Schottky 2 × 150 A en boîtier « Powertape »

Motorola a commencé l'échantillonnage de doubles diodes Schottky en boîtier dit « Powertape », boîtier initialement proposé par Siemens et qui a le même entraxe que les « Semipach » de Semikron, mais avec une forme différente (pentes et hauteur plus faibles afin d'abaisser les coûts). Ces diodes admettent 2 × 150 A ou 2 × 100 A.

Dans le domaine des diodes Schottky, Motorola vient également d'introduire des modèles 500 mA économiques pour applications téléphoniques et la société introduira en octobre ses premières Schottky en boîtier MELF.

GTO européens jusqu'à 600A/2 500 V

La société britannique MEDL développe actuellement une série de GTO de très forte puissance qui, tous, devraient être introduits d'ici mai 84. Ces GTO sont intégrés sur des pastilles de silicium rondes l'intensité admissible étant directement liée au diamètre de ces pastilles.

Le premier de la série (réf. EG220) dont l'échantillonnage est prévu pour décembre 1983 fait appel à des pastilles de 22 mm, permet le contrôle de 200 A et supporte une tension de 2 500 V. L'EG 300, dont l'échantillonnage est prévu pour février 1984, sera intégré sur des pastilles de 29 mm de diamètre et admettra 350 A sous la même tension. L'EG 380, enfin, sur une pastille de 38 mm, admettra 600 A toujours sous la même tension.

Ultérieurement, MEDL envisage d'introduire un modèle EG 500 1 600 A/3 000 V sur pastille et 56 mm puis un modèle EG 750 3 000 A/3 000 V sur pastille de 75 mm.

IGT 25 A 500 V

General Electric (USA) annonce la commercialisation de semi-conducteurs alliant les principaux avantages des transistors MOS et des transistors bipolaires : hautes impédance d'entrée et faibles pertes de conduction, appelés IGT (Insulated Gate Transistor).

Les premiers transistors de ce type commercialisés cette année couvrent deux gammes de courant : 10 A 50 V en boîtier TO 220 actuellement disponibles, et 25 A 500 V en boîtier TO 218 annoncés pour fin 1983.

Les temps de commutation seraient de l'ordre de 2 à 4 μ s.

Pour les applications à fréquence plus élevée de nouveaux produits caractérisés pour un temps de commutation de 1 μ s devrait être lancés sur le marché avant la fin de l'année.

Doubles diodes 2 × 15 A/50 à 200 V

RTC a commencé l'échantillonnage d'une série de diodes monolithiques en technologie épi supportant de 50 à 200 V. Ces diodes BYV 42 admettent 2 × 15 A et sont conditionnées en boîtier TO 220.

Diodes 50 A 100 °C

Power Transistor Corporation annonce une série de diodes de forte puissance à temps de recouvrement rapide.

Ces diodes, série 900, peuvent redresser 50 Ampères à 100 °C. Il existe quatre modèles dans la série dont la tension redressée est de 900, 1 000, 1 100 et 1 200 V. Ces diodes supportent des pointes d'intensité allant jusqu'à 600 A sur 1/2 cycle non répétitif.

La chute de tension directe, n'est que de 1,3 V à 50 A. Le courant inverse est limité à 0,1 mA à 25 °C et 1,0 mA à 100 °C à la tension nominale. Le temps de recouvrement typique est de 350 nanosecondes avec un IF de 40 A et un di/dt de 25 A/microseconde.

Présentées en boîtier à vis, les diodes PTC 900/901/902/903 existent avec l'anode ou la cathode au boîtier.

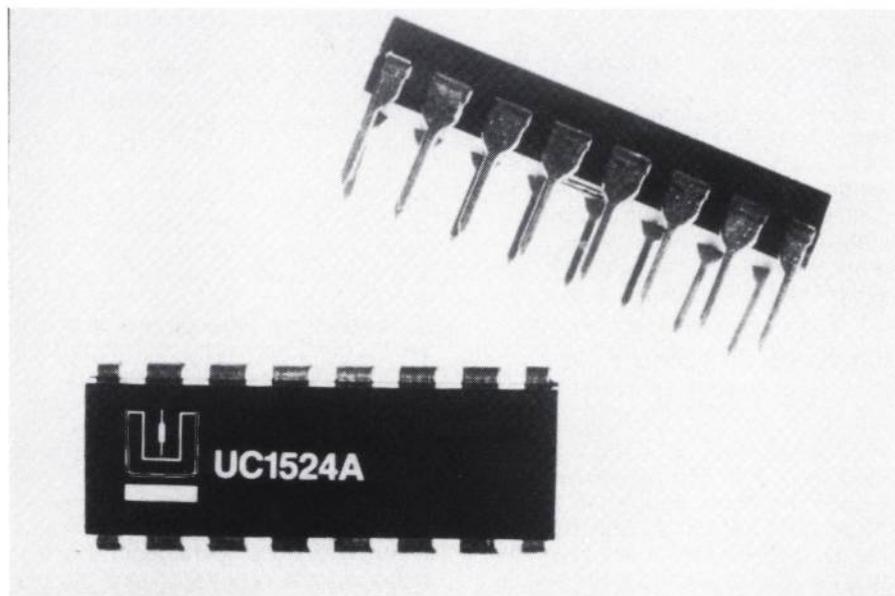
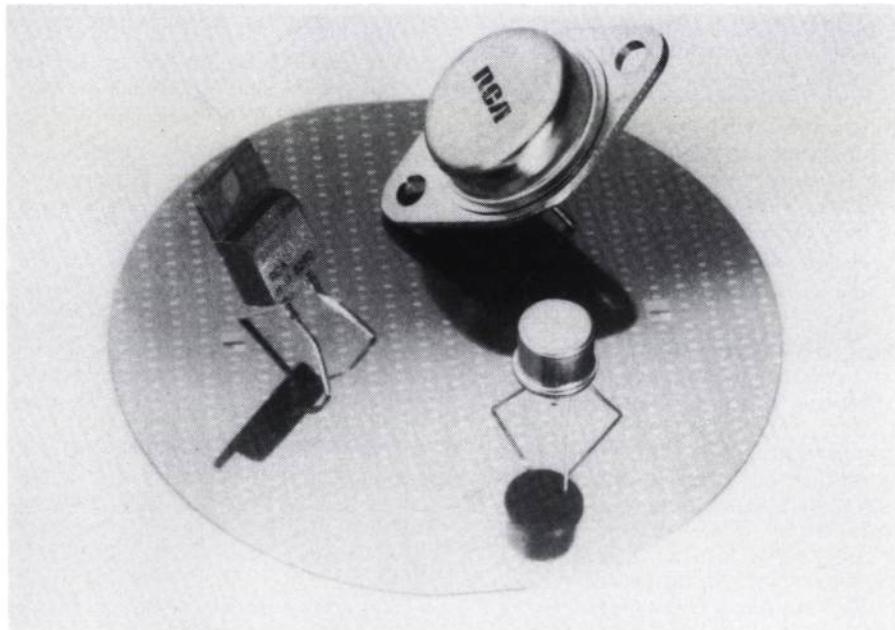
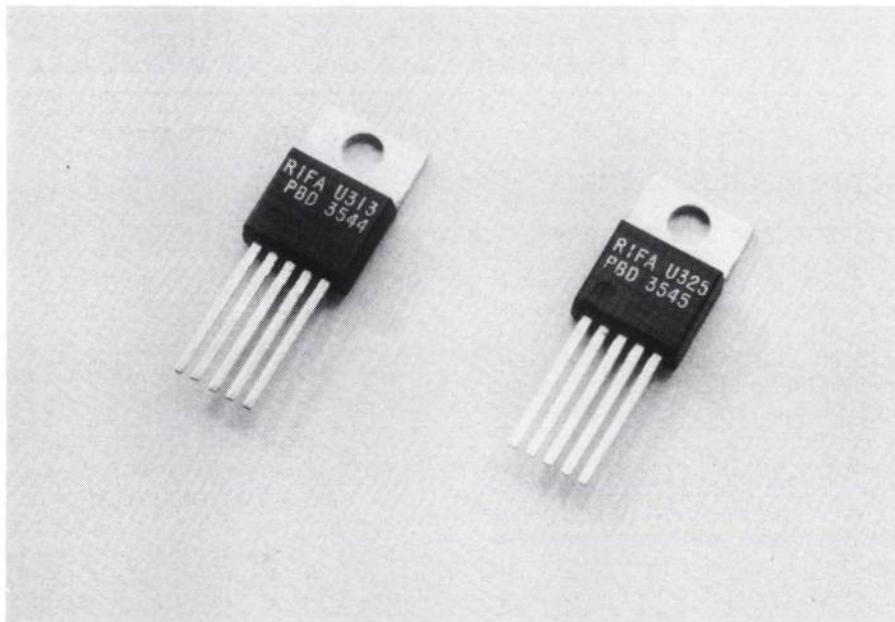
Doubles diodes Schottky monolithiques

RTC échantillonne actuellement sous la référence BYV 33 une double diode Schottky 2 × 10 A monolithique en boîtier TO 220 fonctionnant jusqu'à 45 V. Au Salon des Composants sera disponible un modèle BYV 43 admettant 2 × 15 A.

Une série de redresseurs ultrarapides fort courant

RCA annonce une série de redresseurs ultra rapides (35 ns aux normes américaines) à fort courant (16 A) faisant appel aux techniques d'implantation ionique. La construction planar épitaxiée permet à la fois un temps de recouvrement très court et une faible chute tension directe (0,95 V à 25 °C ; 0,83 V à 125 °C).

Cette série RUR-D 1610 (100 V), RUR D 1615 (150 V), et RUR D 1620 (200 V), est constituée de redresseurs doubles puces et est spécialement indiquée pour les alimentations à découpage, comme diode de sortie ou diodes de circuits compensateurs. En raison de leurs charges stockées minimum et du temps de recouvrement très court qui en résultent, ces diodes minimisent les bruits électriques.



Circuits de commande universels 2 A/45 V

Deux circuits complémentaires sont maintenant disponibles chez **RIFA**. Ils délivrent en régime permanent un courant de 2 A sous 45 V d'alimentation.

Les PBD 3544 et PBD 3545 sont conçus pour commander des charges résistives et inductives, telles que solénoïdes et relais.

Les deux circuits présentent une fonction détection d'erreur. Un signal d'erreur apparaît pour tout fonctionnement anormal de la charge et permet ainsi de faire un diagnostic rapide de l'équipement.

Les PBD 3544/45 contiennent un circuit de protection élaboré qui les rend pratiquement indestructibles.

Les principales caractéristiques sont : les diodes de protection intégrées, la protection contre les surcharges thermiques, la protection contre les court-circuits, la détection de circuit ouvert.

Les entrées sont compatibles TTL-LS et CMOS. L'encapsulation est en boîtier TO-220, 5 broches.

Un PWM amélioré

Unitrode a introduit depuis le mois de juin une série d'améliorations sur ses modulateurs de largeur d'impulsion UC 1524 A.

Une logique additionnelle de traitement des impulsions a été ajoutée pour éviter les impulsions successives sur une simple sortie.

Les améliorations portent également sur la protection thermique qui déconnecte le circuit si la température de jonction atteint 160 °C.

La tension collecteur émetteur a été portée à 60 V.

Ces produits sont disponibles en boîtier plastique ou céramique et sont caractérisés selon le cas pour une gamme de température de - 55 à + 125 °C (UC 1524 A), de - 25 à + 85 °C (UC 2524 A), ou 0 à 70 °C (UC 3524 A).

(Photo 3)

1
2
3

Quadruple circuit de commande D 469 pour MOS de puissance

Siliconix annonce un quadruple circuit CMOS interface entre les bas niveaux de sortie des circuits logiques et les transistors MOS haute tension fort courant. Cette interface est caractérisée par une faible puissance consommée et une vitesse de commutation élevée; en outre, la circuiterie requise est moins complexe et moins coûteuse que celle nécessitée par les circuits bipolaires.

Les 4 jeux d'entrées complémentaires TTL peuvent être commandées par la plupart des microprocesseurs actuels. Chacune des sorties peut contrôler une charge de 500 pF avec des transitions inférieurs à 25 ns.

La logique interne élimine toute possibilité de court-circuit des alimentations par deux MOS en série. Cette caractéristique intéressante dans les montages en pont l'est également lorsque le D 469 est utilisé seul, ce qui est possible grâce à sa capacité en courant de 250 mA.

MOS canal P

Parmi les douze modèles de MOS annoncés par **RCA** pour le second semestre 83, on note des MOS canal P références RFP 5 P 12 et RFP 5 P 15, caractérisés à 5 A, avec des tensions de 120 et 150 V respectivement et une RDS_{ON} inférieure à 1 ohm. Ces mêmes produits seront proposés en boîtier TO3 sous les références RFM 5 P 12 et RFM 5 P 15.

Et outre à la suite de tests de fiabilité **RCA** annonce pour ses MOS de puissance une espérance de durée de vie de 9 500 ans, avec un taux de défaut de 0,000 12 % pour 1 000 heures.

(Photo 2)

Un redresseur supporte des pointes de 12 000 A

Germanium Power Devices annonce un redresseur au germanium type 6500 R2 en boîtier DO 200 AB dont le courant de surcharge V_{fm} atteint 12000 A, le coefficient de température est de seulement 0,1 °C par W. La chute de tension V_f n'est que de 0,5 V à 500 A à 25 °C et de 0,4 V à 100 °C.

Des MOS en boîtier 25 kVA

Motorola devrait proposer en France dans les semaines qui viennent ses premiers MOS dans les boîtiers plats 25 kVA d'ores et déjà utilisés pour certains Darlingtons de forte puissance.

Les premiers modèles admettront 100 A/60 V et 75 A/100 V et feront appel à 3 puces. D'ici à six mois, seules deux puces seront utilisées, grâce en particulier à un abaissement des résistances séries par puce; cet abaissement proviendra de l'adoption d'une lithographie 3 à 4 μ m, d'une meilleure exploitation de la surface en regard des grilles, et de l'adoption de pas de cellule de 15 μ m contre 25 μ m actuellement.

A la fin de l'année, la famille 25 kVA devrait également comporter des modèles 100 V et 200 V puis, trois mois plus tard, des modèles 400 V à 600 V.

Diodes ultra-rapides à I_{RM} amélioré

Thomson-CSF a pu réduire le courant de recouvrement de ses diodes ultra-rapides et complète sa gamme dite « Superswitch 2 ». Ces diodes sont ultra rapides pour les tensions inférieures à 400 V; pour une tension de 800 V leur temps de recouvrement est meilleur que 60 ns aux normes US. Toutes ces diodes sont adaptées à la fonction roue libre dans les circuits hacheurs et les circuits en pont ou elles contribuent à réduire les pertes générées dans le transistor associé.

A l'heure actuelle, jusqu'à 400 V, la gamme en courant va de 1 A (BYT 01) à 60 A (BYT 60 P) en boîtiers DO27, DO4, DO5, DO220, DOP3 ou ISOTOP. Thomson CSF introduit par ailleurs, pour la première fois au monde, des diodes en boîtier isolé, DO220 (BYT 08PI/8 A), DOP (BYT 30PI/30 A) et ISOTOP (BYT 230PI/2 x 30 A).

Transistors planar jusqu'à 250 V/40 A

Motorola vient d'introduire sous les références BUS 50/51/52 trois transistors planar fort courant conditionnés en boîtier T03. Ces transistors admettant respectivement 125/80 A, 200 V/50 A (modèle qui ressemble au BUR 50 de SGS) et 250 V/40 A.

Première apparition de prédifusés à Powercon

Pour la première fois, deux sociétés ont présenté leurs services de circuits prédifusés à Powercon: **MCE** (représenté par Futur IDS) et **Telefunken Electronic**.

Les circuits présentés n'étaient pas des nouveautés à proprement parler mais, jusqu'ici, la communauté de la puissance, habituée à modifier souvent ses schémas, ne s'était guère intéressée à ce service. C'est dommage car il s'agit là d'un bon intermédiaire entre les hybrides et les purs circuits intégrés à la demande, compromis qui permet de gagner en place en coût et en fiabilité dès que les séries dépassent quelques centaines de pièces.

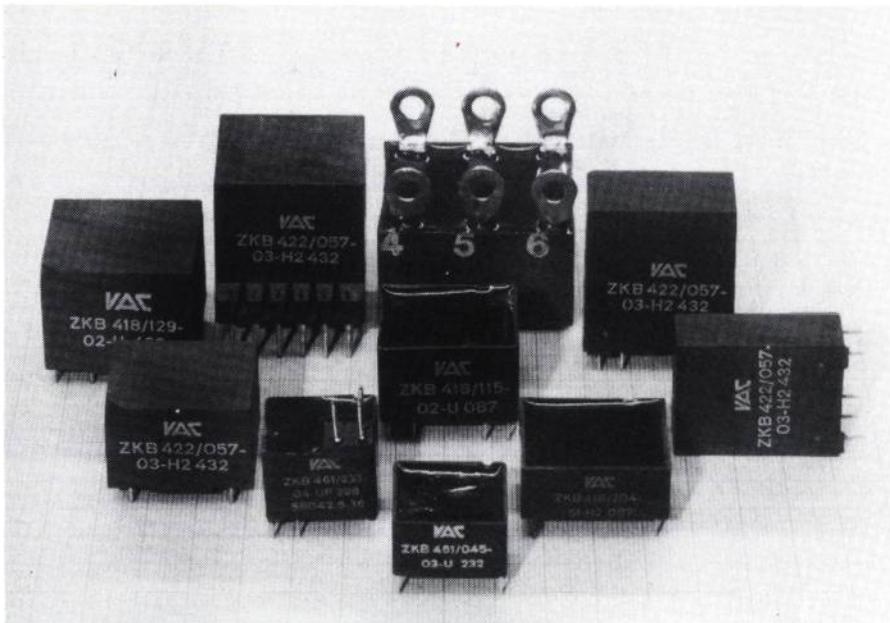
MCE présentait ses circuits P20A et P40A, supportant respectivement 20 V et 40 V, et permettant d'intégrer une électronique de commande et des drivers. Le P40A, par exemple, intègre en effet 4 transistors NPN 4A, 2 NPN 50 mA, 21 NPN 10 mA, 4 PNP 30 mA, 8 PNP 1 mA plus 14 Zener. A cela s'ajoutent des fonctions telles que amplificateurs opérationnels (5), protection en courant (2), en surtension (2) et thermique (2), ainsi que des résistances et 3 condensateurs. L'ensemble peut dissiper jusqu'à 30 W et peut être conditionné en double boîtier TO 220.

Telefunken, pour sa part, a présenté des prédifusés plus conventionnels et qui ne comportent pas de parties spécialement adaptées à la puissance. Ces prédifusés sont du type bipolaire standard (90 à 480 NPN entre autres), BIFET (112 NPN et 14 FET entre autres) ou UHF (380 NPN 5 GHz entre autres).

Un transistor 350 V/400 A

Le transistor (en boîtier Press-Pack) DT 400 de **MEDL** est maintenant caractérisé. Sa tension de saturation ne dépasse pas 1 V à 400 A avec un courant de base de 60 A et son temps de descente est de 1,6 μ s à 125 °C (dans des conditions qui sont encore mal précisées par la notice).

Ce transistor se destine essentiellement aux véhicules électriques et à certains véhicules utilitaires.



**COMPOSANTS
ELECTRO
MECANIQUES**

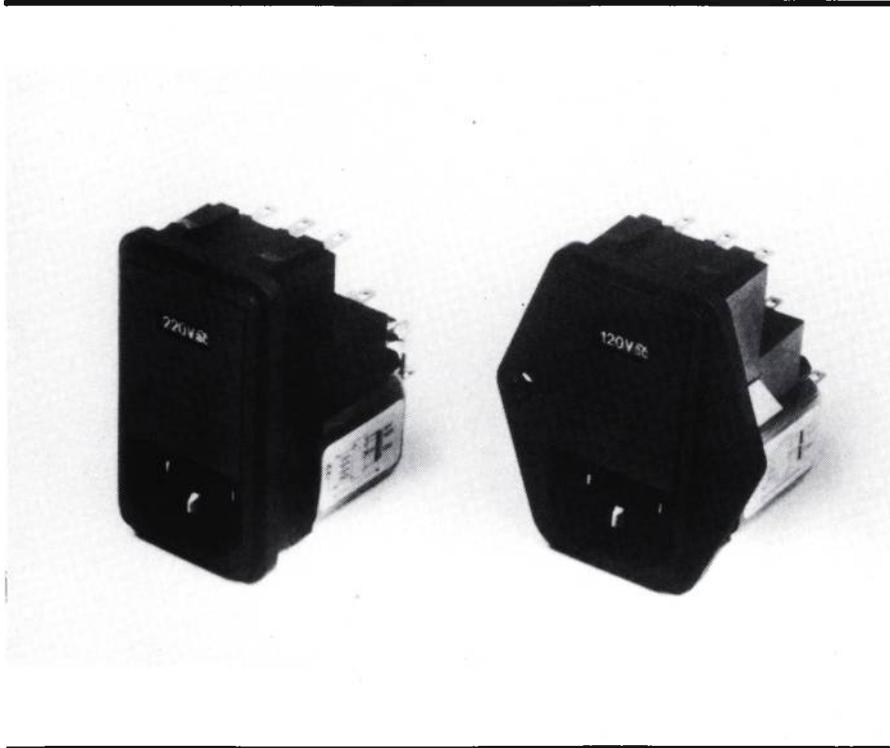
**Servomoteur a
entrefer radial**

A l'occasion d'EMO 83, Honeywell a présenté sa gamme de servomoteurs à profil étroit (galette) et entrefer radial, sans balais, à couple élevé.

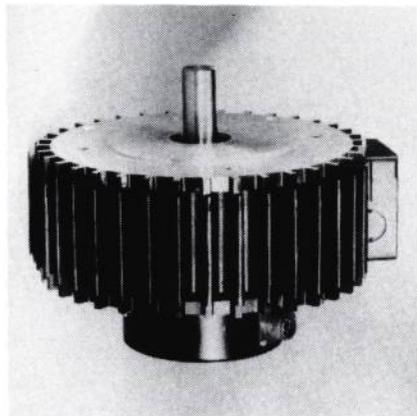
Ces nouveaux moteurs d'un diamètre de 235 mm possèdent des aimants en samarium cobalt, un rapport couple/inertie élevé, une très faible ondulation du couple, et une grande longévité. Leur faible inertie permet un temps de réponse très court requis en robotique, pour entraînement d'arbres, de machines outil, de chariots en lignes de transfert et de nombreux autres entraînements et transmissions à vitesses ajustables.

Dans ces moteurs, les bobinages sont stationnaires et une commutation électronique, élimine le commutateur mécanique et les balais. Une caractéristique clé de la régulation électronique de la version à courant continu est la présence de capteurs à effet Hall qui donnent au commutateur électronique l'indication précise de la position de l'axe.

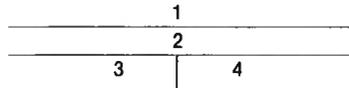
Ces moteurs peuvent recevoir en option : tachymètres analogiques, encodeurs, et freins.



	Couple permanent 0,5 kg/m	rotor bloqué 1,2 kg/m
Crête du couple	3,35 kg/m	8,95 kg/m
Induction phase-à-phase	68,5 mh	6 mh
Résistance phase-à-phase	4,02 ohm	0,62 ohm
Constante de temps mécanique	10,5 ms	4,7 ms
Constante de temps électrique	17 ms	9,7 ms
Résistance thermique	0,7 °C/W	0,53 °C/W
Inertie	12,24 g/cm/s ²	37,65 g/cm/s ²
Poids (avec tachymètre)	9,7 kg	18,14 kg
Largeur	94 mm	140 mm



(Photo 3)



Petit disjoncteur de protection

Les appareils **Weber** de la série T 12, diffusés par Canetti sont des disjoncteurs (16 A/240 V), à déclenchement par surintensité avec ou sans mécanisme à pression. L'étendue d'utilisation selon les types est comprise entre 300 mA et 25 A.

Ils sont destinés à la protection de moteurs, transformateurs et autres appareils électriques (non pour la protection des lignes). Ils sont unipolaires et possèdent un système à déclenchement libre.

Deux types de fixations sont proposés : Fixation centrale ou par flasque. Leur durée de vie est supérieure à 10 000 enclenchements.

Un fusible est à prévoir en amont en cas de court-circuit provoqué par un courant supérieur au pouvoir de coupure.

COMPOSANTS PASSIFS

Electrolytique haute fiabilité

Rifa commercialise un nouveau condensateur électrolytique PEH 165, destiné à l'insertion directe sur circuit imprimé. Ce condensateur a été conçu pour une longue durée de vie, la technologie employée lui assurant d'après RIFA une haute fiabilité.

L'enroulement de ce condensateur est encapsulé dans un boîtier aluminium cylindrique avec un couvercle de résine phénolique renforcé. Le système de fermeture a été conçu pour éviter toute fuite d'électrolyte. Grâce à un choix judicieux des matériaux, un très faible taux de diffusion gazeuse de l'électrolyte est assuré, retardant considérablement le « séchage du condensateur ».

Un montage spécial assure un très bon contact mécanique entre l'enroulement et le boîtier d'où un excellent transfert de l'élévation interne de température se traduisant par une faible résistance thermique.

La faible résistance série équivalente est le résultat de l'emploi d'un ensemble électrolyte/papier spécifique.

Le PEH 165 est destiné aux équipements industriels en infor-

matique et en bureautique, et dans certains équipements de télécommunication ou radiocommunication, dans les fonctions suivantes : alimentations à découpage, convertisseurs de puissance, commande de moteur, etc.

Les caractéristiques principales de ce nouveau produit sont : produit C.V. maximal par unité de volume, très faible impédance même à fréquences élevées, faible coût d'implantation mécanique, forte admissibilité en courant ondulé.

Normes applicables : CEI 384-4, DIN 41-238, DIN 41-240 type IA.

Gamme de capacités : 33 μ F à 68000 μ F

Tension nominale : 10 VCC à 400 VCC

Gamme de température : - 40 °C à + 85 °C

Dimension : 8 boîtiers ($\varnothing \times L$) de 25 x 37 mm à 40 x 107 mm

(Photo 4)

Transformateurs d'amorçage pour GTO

VAC, représenté par Balloffet, a annoncé à Powercon et exposera au prochain Salon des Composants ses premiers transformateurs spécialement adaptés à la commande de GTO. Rappelons que si l'amorçage des GTO ne pose pas de problème particulier par rapport à celui des thyristors, la mise hors circuit, elle, exige une impulsion de forte intensité avec une grande vitesse de croissance de courant. Des courants de 200 A pendant 10 μ s ont été demandés par certains utilisateurs. Des modèles de plus faible puissance ont d'ores et déjà été réalisés. Certains ont déjà été livrés chez des utilisateurs. Des produits standards seront proposés si des besoins universels se font sentir.

(Photo 1)

Timer à électrolyte

Les différents modèles de « timer », proposés par la société **Canetti** répondent à tous les besoins pour des durées d'utilisation de 100 à 10 000 heures.

Ces composants donnent une information précise sur les temps d'utilisation et de fonctionnement d'installations, équipements, machines, organes ou composants.

Le principe est très simple. Un tube de verre renferme du mercure et un électrolyte ; lorsque le

contrôleur est traversé par un courant continu, l'électrolyte se déplace ; l'avance de l'électrolyte est proportionnelle à l'intensité du courant qui le traverse. Avec une alimentation régulière et constante, la visualisation de l'avance de l'électrolyte le long d'une échelle graduée, donne avec précision le temps d'utilisation de l'appareil ou de l'installation sur lequel est adapté le contrôleur.

En cas d'alimentation en courant alternatif, ils sont fournis avec redresseur et stabilisateur.

Parmi les autres caractéristiques et particularités on peut noter :

- robustesse ;
- température d'utilisation de - 30 °C à + 75 °C ;
- utilisation en toute position (horizontale ou verticale) ;
- consommation très faible : 60 micro-ampères.

Ces timer apportent une solution particulièrement économique par rapport aux systèmes de mesure et contrôle traditionnels effectués par compteurs électromécaniques.

Filtres secteur

Schaffner propose deux modèles de filtres : la série FN 370 avec fusible et sélecteur de tension incorporé, livrables en 2, 4, 6 A, et la série FN 326 à sorties verticales aux performances identiques.

Ces filtres assurent la protection des équipements auxquels ils sont associés dans la plage de fréquence comprise entre 150 kHz et 300 MHz.

Fréquence MHz	Atténuation asymétrique (dB)	Atténuation symétrique (dB)
0,15	30	10
1	50	25
10	55	48
100	40	58
300	45	60

Les bonnes performances d'atténuation sont obtenues par l'utilisation de condensateurs au papier métallisé.

La version FN 370 peut être munie d'un ou de deux fusibles (au choix USA 6,3 x 32 mm ou IEC 5 x 20 mm), le boîtier ne peut être ouvert que lorsque la fiche réseau est déconnectée, des cosses additionnelles permettent le raccordement d'un interrupteur marche-arrêt.

(Photo 2)

Produits nouveaux

Condensateurs Tantale - 60 + 200°C

Sprague, dont l'usine de Tours est spécialisée dans la fabrication de condensateurs au tantale à anode frittée, y produit maintenant des condensateurs dits tout tantale type CT 79 pouvant fonctionner à plus de 200°C.

Ces condensateurs à électrolyte gélifié ont une durée de vie supérieure à 10 millions d'heures. Ils peuvent en outre supporter une tension inverse de 3 V et tolèrent des courants ondulés plus élevés que ceux admis par les condensateurs tantale argent.

L'anode est constituée classiquement de poudre de tantale frittée et présente sous un faible volume une grande surface apparente : sensiblement 1 m² pour 1 cm³. Sur cette anode est formé par traitement électrochimique un mince film de pentoxyde de tantale dont l'épaisseur, fonction de la tension de service, est déterminée par les paramètres du traitement.

L'anode ainsi préparée est introduite dans son boîtier en tantale matricé dans lequel ont été déposés l'électrolyte à base d'acide sulfurique immobilisé par de la silice colloïdale et une rondelle antivibratoire.

La fermeture est assurée par un couvercle métallique soudé au boîtier par bombardement ionique et portant une perle de verre pour le passage de la connexion d'anode. Un tampon de caoutchouc fortement comprimé contre ce couvercle par une gorge du boîtier assure l'étanchéité.

La gamme de capacité est comprise entre 1,5 et 2 200 μ F — la tension de service peut atteindre 150 V — Dans la plage de température d'utilisation de - 60° à 150 °C la capacité ne varie que de - 30 à + 20 %.

Les performances élevées de stabilité en fonction de la température et la grande durée de vie de ces condensateurs les destinent tout naturellement aux équipements civils et militaires de haute fiabilité ; ils sont notamment utilisés dans le projet Ariane. La seule ombre au tableau est leur coût dû pour une grande part au coût élevé du tantale et à un processus de fabrication se prêtant mal à l'automatisation.

tion des perturbations de réseau NSG 200 E, génère de rapides impulsions perturbatrices semblables à celles produites par les interrupteurs relais etc.

Ces impulsions ont un temps de réponse très court et donc un large spectre de perturbation. Malgré leur énergie relativement restreinte, ces impulsions occasionnent les défauts de fonctionnement les plus couramment rencontrés dans les circuits numériques.

Multimètres automatiques

Fluke, représenté par M.B. Electronique, introduit la série 70 de multimètres à changement de gamme automatique, qui grâce à un indicateur de type baregraph à temps de réponse rapide combinent les avantages des appareils numériques et analogiques.

Avec 3 200 points, ces appareils 3 1/2 digits offrent pour les mesures dépassant 2 000 points une résolution aussi bonne que celle des appareils 4 1/2 digits.

Un circuit d'autotest vérifie à la mise sous tension les principales fonctions de l'appareil et l'état de la pile.

Après une heure de non utilisation, le multimètre se met automatiquement en position veille afin d'économiser la pile.

La série 70 bénéficie d'une garantie de 3 ans.

Selon les modèles, la précision est de 0,7-0,5 ou 0,3 %.

La continuité est ou non indiquée par signal sonore.

Le modèle 77 (haut de la gamme) dispose en outre d'un dispositif de mémorisation de mesure.



Système de simulation

Le module enfichable Schaffner NSF 222 A, du système de simula-



A gauche, un des multimètres automatiques de Fluke.

A droite, le système de simulation de Schaffner

GAMMES MILITAIRES HOMOLOGATIONS JAN, CECC et GAM

MOSFETs de puissance en technologie HEXFET®

Réduction de la taille et du poids
des équipements embarqués

Haute fiabilité

A Q L 0,04 %

Boîtier TO 3

Tailles de puces : HEX - 3, HEX - 5
déjà référencées de IRF 130 à 430
et de IRF 150 à 450

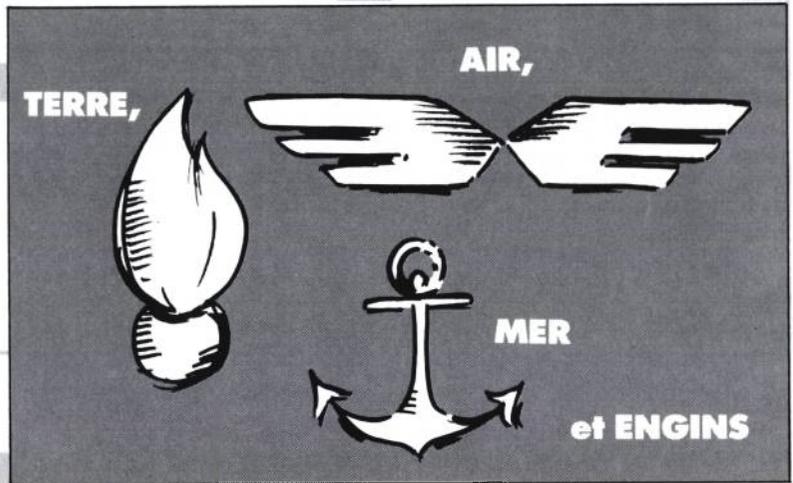
FABRICATION CEE

Demandez liste détaillée
des 90 produits actuellement disponibles

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE

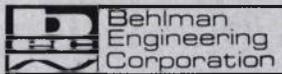


17, boulevard Arago - Z.I. de VILLEMILAN - 91320 WISSOUS - Tél. : (6) 920.70.50 - Télex : 600 943



SALON DES COMPOSANTS HALL 3 — ALLEE 33 — STAND 149

ALIMENTATIONS ALTERNATIVES DE PUISSANCE



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

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



en avance
d'une
technologie

Applications :
électrotechnique,
aéronautique, marine.

TECHNITRON
MEMBRE DU GROUPE **Dyneer**

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

SALON DES COMPOSANTS - HALL 1 - ALLEE 13 - STAND 8

Actuateurs haute puissance,

une exclusivité du véritable leader
mondial en technologie linéaire

L'équipe d'ingénieurs linéaires de SGS a rendu possible l'introduction de quatorze nouveaux produits de puissance, disponibles aujourd'hui pour chaque sorte d'application industrielle.

Ces dispositifs originaux viennent en complément de la gamme déjà variée des CI linéaires de SGS. Beaucoup d'entre eux incorporent des techniques de commutation pour une meilleure efficacité avec un minimum de perte d'énergie.

SGS est reconnu comme le véritable leader mondial en technologie linéaire. Des travaux poussés de recherche, de mise au point et de conception en Italie, Allemagne, France et aux U.S.A., ont abouti à de nombreuses premières dans l'industrie. Quelle que soit l'importance des produits

de puissance SGS dans le passé, ce sont ces nouveaux produits et ces nouvelles technologies qui continuent à souligner l'avance de SGS en technologie linéaire.

C'est grâce à la facilité de diffusion en France et en Italie, et à une production entièrement automatisée à Malte, Singapour et en Malaisie, que SGS peut assurer une livraison rapide de ses produits linéaires.

Pour les applications spécialisées telles que les télécommunications, l'automobile et le grand public, SGS offre des CI linéaires particuliers, à hautes performances. De plus, SGS coopère avec les sociétés d'avant-garde pour l'étude de CI spécifiques, en utilisant le système précaractérisé Zodiac.

Quel que soit votre besoin linéaire, SGS peut le satisfaire.

SGS-ATES France S.A. 75643 Paris Cédex 13. Résidence "Le Palatino" 17, Avenue de Choisy Tél: (1) 584.27.30 Tlx: 250938

DISTRIBUTEURS Région Parisienne CELDIS, Gentilly. 546 13.13/581.00.20 • GRANICO, Nanterre. 773.69.52 • R.E.A., Levallois-Perret. 758.11.11 • R.T.F., Gentilly. 664.11.01 • TEKELEC, Sèvres. 534.75.35 (Epinay S/Seine et Evry) Province CELDIS, Nancy. 8/341.26.01 • MAXENCE ISNARD, Seyssinet. 76/49.14.49 • HOHL & DANNER, Mundolsheim, 88/20.90.11 (Mulhouse et Nancy) • GRANICO, Aix-en-Provence, 42/20.19.23 • MALBEC, Tours. 47/54.43.96 • RADIO SELL COMPOSANTS, Brest. 98/44.32.79 • R.T.F., Nantes. 40/48.09.44 • R.T.F., Sud-Ouest. 61/62.80.99 • SERIME, Seclin 20/95.92.72 • FEUTRIER SUD-OUEST, (Anciennement Spelco), Toulouse. 61/62.34.72 (et Bordeaux) • TEKELEC, Aix-en-Provence. 42/27.66.45 (Bordeaux, Lille, Lyon, Rennes, Strasbourg, Toulouse et Grenoble)

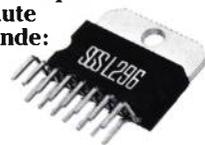
SUISSE: SGS-ATES Componenti Elettronici SpA
6340 Baar Oberneuhofstrasse, 2 Tel: 042-315955 Tlx: 864915
1218 Grand-Saconnex (Genève). Chemin François-Lehmann, 22 Tél: 022-986462/3 Tlx: 28895

Régulateur à découpage de puissance

SGS
VOUS
DONNE
L'AVANTAGE

4A, 5 à 40V

SGS annonce le L296, premier régulateur monolithique à découpage de haute puissance au monde: 160W



Contrôle de moteur pas à pas

SGS
VOUS
DONNE
L'AVANTAGE



200W

SGS intègre le circuit de commande de moteur bidirectionnel le plus puissant du monde:

L298: 2A/50V par pont

L293: 1A/36V par pont



APPLICATION COMPLETE

Le L297 contrôle le L298, résolvant complètement vos problèmes de commande de moteurs pas à pas.



Technologie et Service

Commande de solénoïdes à découpage

SGS VOUS DONNE L'AVANTAGE

4A à 50V

SGS intègre le circuit de commande à découpage le plus puissant avec diagnostic: le L294



Contrôle de moteurs DC

SGS VOUS DONNE L'AVANTAGE

2A à 36V

SGS intègre le premier amplificateur de transconductance à découpage: le L292.



"Eclateur à gaz" en silicium

SGS VOUS DONNE L'AVANTAGE

500A



SGS introduit la série LS5000 – premiers circuits bidirectionnels supprimeurs de surcharge. Tensions d'amorçage: 18V,60V,120V.

2,5A/50V x 2

SGS intègre le plus puissant double circuit de commande de solénoïde: L295.



Vitesse & position

SGS réalise un système de contrôle de position et de vitesse à 3 CI, piloté par μP avec le convertisseur compte-tours L290, et le convertisseur D/A L291, CI commandant le L292.



Régulateurs à faible chute compatibles μP

SGS VOUS DONNE L'AVANTAGE

0,4V à 0,4A

SGS introduit la première série de régulateurs de tension 5V avec fonction de remise à zéro pour microprocesseurs: L387. Avec $\pm 80V$ en protection d'entrée: L487.



>4A

Pour des courants encore plus élevés, SGS propose le L5832, circuit de contrôle à découpage pour des darlington extérieurs.



Veuillez m'envoyer:

1) une documentation détaillée sur les produits suivants: (indiquer le type de produit)

2) plus ample information sur la gamme des CI linéaires de SGS

3) votre brochure sur le système précaractérisé Zodiac.

Nom _____

Fonction _____

Application précise _____

Société _____

Adresse _____

Réseaux de darlington

SGS VOUS DONNE L'AVANTAGE

4 x 2A à 70V

SGS offre une gamme complète de réseaux de darlington couvrant toutes les applications. Pour haute puissance, utilisez le L702.



composants inductifs prêts à l'emploi:

VAC



choisissez sur catalogue

- Transformateurs d'impulsions.
- Transformateurs-convertisseurs (20 kHz à 100 kHz).
- Transformateurs d'alimentation (50 - 60 Hz).
- Transformateurs de courant.
- Selfs d'anti-parasitage.
- Selfs de filtrage.
- Selfs de protection de thyristors.
- Capteurs de courants à effet Hall.

Pour applications particulières, fabrications spéciales sur spécifications client.

P. BALLOFFET S.A.

4, rue Brunel - 75017 PARIS
Tél. 267.69.81 - TX. 660 844 F

M.
Société
Adresse
Tél.
souhaite recevoir une documentation sur :



MOSFETs de puissance

UFN totalement compatible IRF

Une série complète en 5 boîtiers :

TO-220 - de 60 à 500 V - de 1.5 à 27 A

$R_{DS(ON)}$ de 0.085 à 3.6 Ω

TO-3 - de 60 à 500 V - de 2.5 à 40 A

$R_{DS(ON)}$ de 0.055 à 3 Ω

TO-39 - de 60 à 500 V - de 2.2 à 8 A

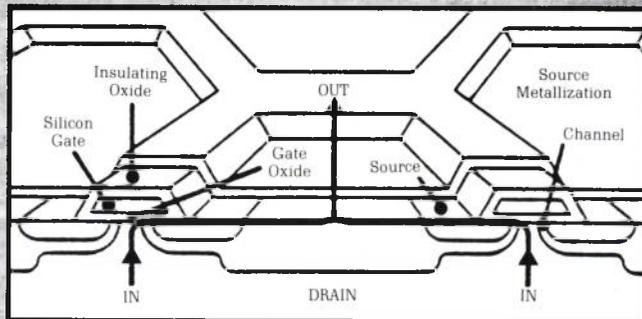
$R_{DS(ON)}$ de 0.18 à 1.5 Ω

TO-92 - 60 à 100 V - 1 A

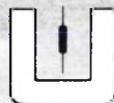
$R_{DS(ON)}$ 1.5 Ω

DIP (4 broches) de 60 à 200 V - de 0.5 à 1.3 A

$R_{DS(ON)}$ de 0.3 à 2.4 Ω



Structure de la technologie canal N



UNITRODE innove

Le DATA BOOK MOSFETs 1983-1984
est paru

EB 530



SPETEELEC: Tour Europa 111 - 94532 Rungis Cedex
Tél. : (1) 686.56.65 - Télex : 250 801

SALON DES COMPOSANTS HALL 4 - ALLEE 46 - STAND 23

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE - 2

Utilisation de la résonance dans les alimentations de puissance

L'amélioration des performances des alimentations de puissance peut conduire à utiliser un étage intermédiaire résonnant haute fréquence. Ces convertisseurs à résonance présentent des caractéristiques nouvelles sans contrôle électronique particulier : fonctionnements à vide et en court-circuit, limitation de la puissance fournie à la charge... Les auteurs présentent ces caractéristiques dans le cas particulier du convertisseur à résonance série, et mettent en évidence les principaux avantages et inconvénients de ce type d'alimentation.

LES convertisseurs statiques « alternatif-continu » sont maintenant bien connus : ils appartiennent à la famille des redresseurs. Ils sont généralement connectés au réseau industriel 50 Hz par l'intermédiaire d'un transformateur. Si le redresseur est contrôlé, le réglage du transfert de puissance est possible. Dans le cas contraire (pont de diodes), on peut avoir recours, par exemple, à un convertisseur continu-continu (hacheur) pour contrôler l'échange d'énergie entre le réseau et la charge.

Dans certaines applications, le transformateur basse fréquence lourd et volumineux est incompatible avec le cahier des charges. L'isolement galvanique et l'adaptation d'impédance doivent alors être effectués au niveau de l'étage continu, l'application des techniques des alimentations à découpage permettant de résoudre le problème.

Les alimentations à découpage peuvent être classées en deux grandes familles, suivant que le transformateur a un fonctionnement symétrique ou non, mais dans tous les cas le transformateur bénéficie de la réduction de taille liée à la haute fréquence (1).

Le fonctionnement asymétrique du transformateur (forward, flyback,...) limite en général le rapport cyclique à 0,5 pour permettre la démagnétisation, et conduit donc à un surdimension-

nement des interrupteurs statiques par rapport à la puissance transmise à la charge. Ces considérations restreignent l'application de ces convertisseurs au domaine des faibles puissances (inférieures au KW).

Les alimentations à découpage de plus forte puissance présentent un fonctionnement symétrique du transformateur (push-pull série, parallèle...) et sont en fait constituées d'un convertisseur continu-alternatif connecté à un redresseur par l'intermédiaire de ce transformateur (figure 1). Le convertisseur continu-alternatif est un onduleur de tension et le contrôle des temps de conduction de chacun des interrupteurs de cet onduleur permet d'assurer le réglage du transfert de puissance. Le redresseur est alimenté par une tension rectangulaire et, en conséquence, les diodes doivent être très rapides.

Du fait de son condensateur de sortie, ce convertisseur se présente comme une source de tension instantanée. En outre, en valeurs moyennes, sa caractéristique naturelle V charge (I charge) est encore celle d'une source de tension. Seul un contrôle électronique permet d'assurer une limitation du courant de sortie et la protection des semi-conducteurs.

La recherche de commutations plus « dou-

Alimentations à résonance

ces », tant au niveau du redresseur qu'au niveau de l'onduleur est nécessaire pour les puissances élevées afin d'améliorer le rendement et de minimiser le rayonnement. En outre, l'obtention de caractéristiques naturelles « autoprotégeantes » est un garant de sécurité de fonctionnement.

Pour ces diverses raisons, depuis quelques années, une nouvelle famille de convertisseurs est apparue (2), (3), (4). Ils utilisent un circuit oscillant dans un étage intermédiaire haute fréquence. Parmi les différentes configurations possibles, nous présentons le cas du circuit oscillant série.

A la sortie du convertisseur, l'inductance de filtrage est supprimée. Le filtre est purement capacitif et le redresseur doit alors être, alimenté par une source de courant. Pour cela, un circuit oscillant série LC est inséré entre le transformateur et le convertisseur continu-alternatif qui est encore un onduleur de tension (figure 2). Ce circuit oscillant confère au convertisseur des performances et des caractéristiques que nous nous proposons de mettre en évidence dans cet article.

Dans tout ce qui suit nous ferons souvent référence au circuit série R, L, C. En effet, pour les termes fondamentaux du courant et de la tension au primaire du transformateur supposé idéal, l'ensemble transformateur-redresseur, condensateur-charge (figure 2) peut être assimilé à une résistance.

Rappels sur le circuit R, L, C

La réponse en fréquence d'un circuit R, L, C est représentée à la figure 3. La fréquence de résonance de ce circuit vaut :

$$f_0 = (2\pi\sqrt{LC})^{-1}$$

et

$$I_{\text{Max}} = V/R$$

La figure 3 amène deux remarques concernant la puissance dissipée dans la résistance et la phase relative de V et de I.

Pour une résistance donnée, la variation de la fréquence entraîne la variation de I et de δ . En conséquence, la puissance dissipée dans la résistance est directement réglable par la fréquence. En ce qui concerne la phase, pour une fréquence inférieure à la fréquence de résonance (f_0), le courant est en avance sur la tension, c'est-à-dire que le circuit présente un caractère capacitif. Pour une fréquence supérieure à la fréquence de résonance, le courant est en retard et le circuit a donc un caractère inductif.

Nature de l'onduleur

Les interrupteurs statiques sont composés d'un semi-conducteur commandé (thyristor, transistor,...) en antiparallèle avec une diode afin de

permettre un échange d'énergie réactive. Cependant, une étude des mécanismes de commutation permet de particulariser les semi-conducteurs commandés (5).

Considérons le convertisseur représenté à la figure 4a. Si la fréquence de fonctionnement de l'onduleur reste inférieure à f_0 (figure 4b), c'est l'amorçage d'un semi-conducteur qui provoque l'extinction d'une diode et la transition de tension, le blocage de ce même semi-conducteur s'effectuant au passage par zéro du courant. Dans ce type de fonctionnement, le thyristor est donc bien adapté. De plus, comme il ne supporte aucune tension inverse supérieure à la chute de tension d'une diode passante, ce thyristor peut être asymétrique (figure 5a).

Si maintenant la fréquence de fonctionnement de l'onduleur reste supérieure à f_0 (figure 4c), c'est le blocage d'un semi-conducteur qui provoque l'amorçage d'une diode et la transition de tension, l'amorçage de ce même semi-conducteur devant s'effectuer spontanément au zéro du courant. Dans ce cas les semi-conducteurs utilisés doivent être blocables (transistor par exemple) (figure 5b) (6).

Dans le cadre de cet article, nous nous intéressons plus particulièrement aux cas $f > f_0$. En supposant la tension d'alimentation parfaitement filtrée et égale à $2E$, la structure du convertisseur continu-continu étudié est celle de la figure 6.

Fonctionnement du convertisseur

Afin de ne pas alourdir cette étude nous faisons les hypothèses suivantes :

- les semi-conducteurs sont idéaux et leurs commutations sont instantanées.
- la tension aux bornes de la charge est parfaitement filtrée et d'amplitude V.
- le transformateur est parfait et le rapport unitaire.

Pour des fréquences voisines de la fréquence de résonance le courant i dans le circuit oscillant est quasiment sinusoïdal de valeur efficace I. La tension V est une tension carrée d'amplitude V en phase avec le courant, et la tension e est une tension carrée d'amplitude E en avance sur v (figure 7). Dans ces conditions, seuls les termes fondamentaux de E, de i et de v interviennent dans les transferts de puissance. Il est donc possible de tracer un diagramme de Fresnel (figure 8) et d'en déduire les caractéristiques $v_f(I)$ qui sont, à des coefficients près, les caractéristiques $V(J)$ de sortie du convertisseur :

$$\left(\frac{V_f}{E_f}\right)^2 + \left(\frac{I}{E_f\sqrt{LC}}\right)^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2 = 1$$

il faut noter ici que cette expression est valable pour $f < f_0$ et pour $f > f_0$ tant que le courant peut être supposé sinusoïdal.

Une analyse plus fine de ce convertisseur, valable pour f différent de f_0 , nous a permis

Alimentations à résonance

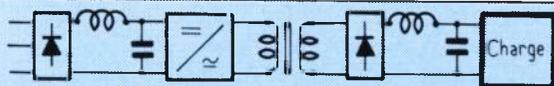


Figure 1 : Schéma de principe d'une alimentation à découpage de puissance. Le transformateur alimenté par un onduleur de tension a un fonctionnement symétrique. Le redresseur est alimenté par une tension rectangulaire.

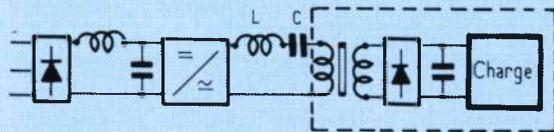


Figure 2 : Schéma de principe d'un convertisseur à résonance. Un circuit oscillant série est inséré entre l'onduleur et le transformateur. Dans ce cas, le filtre est purement capacitif.

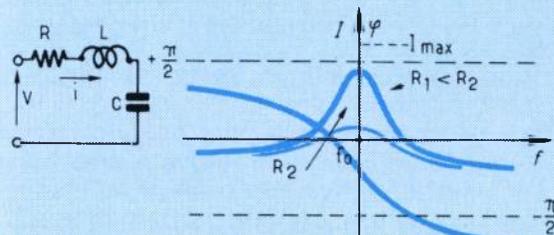


Figure 3 : Réponse en fréquence du circuit R.L.C.

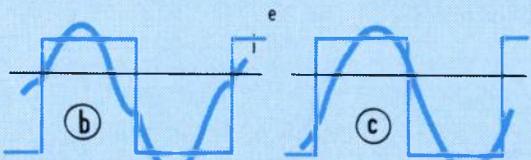
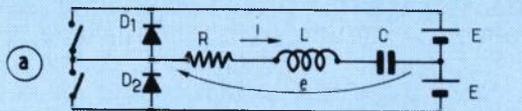


Figure 4 : Alimentation d'un circuit R.L.C. par un onduleur de tension. Structure (a) et formes d'ondes si $f < f_0$ (b) et $f > f_0$ (c).

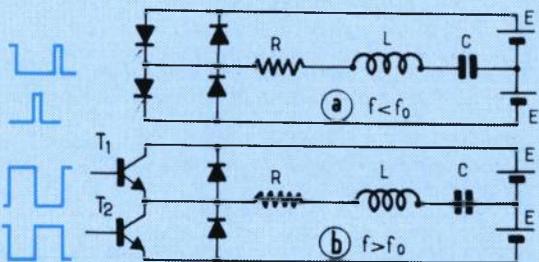


Figure 5 : Nature de l'onduleur quand la charge est d'un type donné, capacitif si $f < f_0$ (a), inductif si $f > f_0$ (b).

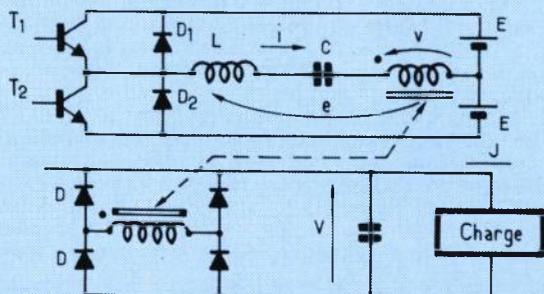


Figure 6 : Schéma simplifié du convertisseur à résonance série. (Le circuit oscillant est supposé parfait).

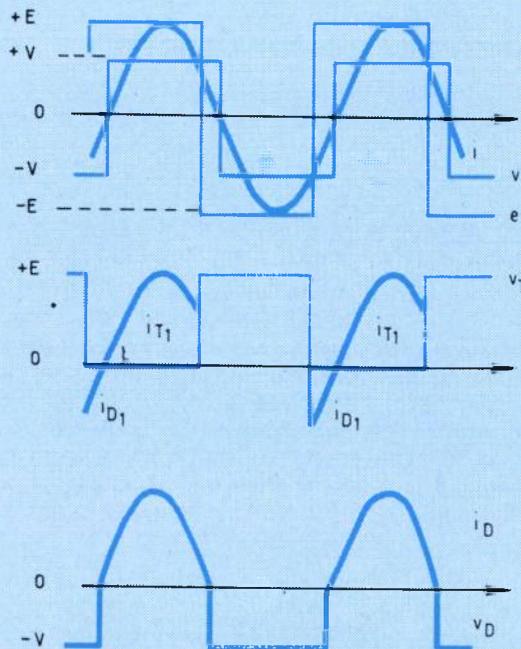


Figure 7 : Formes d'ondes du convertisseur à résonance série. Le courant est supposé sinusoïdal.

$$E_f = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}$$

$$V_f = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi}$$

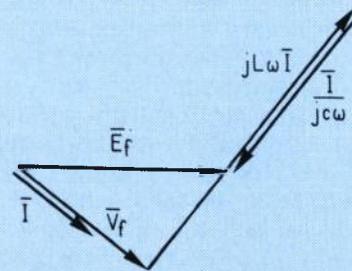


Figure 8 : Diagramme de Fresnel associé au convertisseur à résonance série ($f > f_0$).

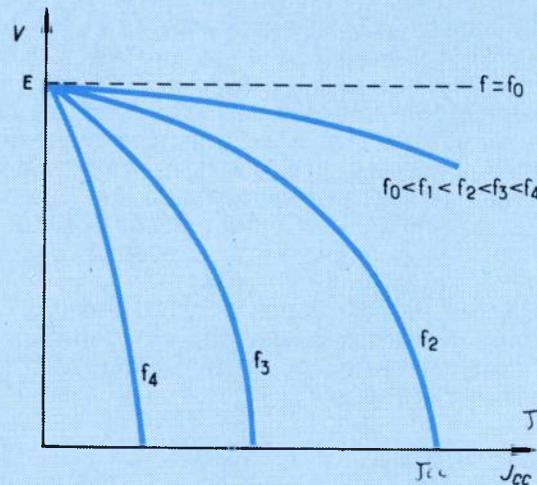


Figure 9 : Caractéristiques de sortie $V(J)$ du convertisseur à résonance série.

Alimentations à résonance

d'obtenir les caractéristiques représentées à la figure 9 (7). Elles ont effectivement l'allure d'arcs d'ellipses.

Analyse des performances

En valeurs instantanées, le convertisseur se présente comme une source de tension (condensateur de filtrage à la sortie). Cependant, en ce qui concerne les valeurs moyennes de la tension et du courant de sortie, suivant la valeur du rapport f/f_0 et la partie du plan $V(J)$ où le point de fonctionnement se déplace, le convertisseur peut-être considéré plutôt comme une source de tension ou plutôt comme une source de courant.

Hormis le cas particulier où f est très proche de f_0 , les marches à vide et en court-circuit sont parfaitement envisageables. La puissance délivrée par le convertisseur est naturellement limitée et, pour une fréquence f , la puissance maximale susceptible d'être fournie à la charge vaut :

$$P_{MAX} = \frac{4 E^2}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{f f_0}{f^2 - f_0^2}$$

Les caractéristiques naturelles $V(J)$ de ce convertisseur permettent d'envisager des applications telles que la soudure électrique, la charge de batteries... A l'aide de boucles de régulation, il est aussi possible d'obtenir les caractéristiques d'une source de tension limitée en courant (ou inversement).

Le transformateur et le redresseur sont parcourus par un courant quasi-sinusoidal. Les diodes commutent au zéro du courant avec un di/dt naturellement limité. De plus, un simple condensateur placé en parallèle sur le transformateur permet de limiter le dV/dt pendant l'application de la tension inverse lors du blocage des diodes. Dans ces conditions, les pertes par commutation peuvent être négligées devant les pertes par conduction dans le redresseur.

En ce qui concerne les semi-conducteurs commandés, nous avons vu que le convertisseur présenté constituait une application privilégiée pour le thyristor asymétrique si $f < f_0$ ou pour le transistor de puissance si $f > f_0$. Dans ce dernier cas, le circuit d'aide à la commutation se résume encore à un simple condensateur placé en parallèle et il est alors possible de fonctionner sous les plus hautes tensions compatibles avec le V_{cex} des transistors de puissance utilisés (8). La mise en conduction s'effectuant à courant nul, les pertes par commutation sont là aussi négligeables devant les pertes par conduction et n'affectent pas l'excellent rendement de ce type de convertisseur.

Conclusion

L'analyse de cette nouvelle structure de convertisseur continu-continu à étage intermé-

diaire résonant nous a permis de définir ses caractéristiques essentielles, mais nous permet aussi d'entrevoir ses limitations.

Tous les semi-conducteurs utilisés, aussi bien dans l'onduleur que dans le redresseur, bénéficient de conditions de commutation optimales leur permettant d'atteindre les plus hautes fréquences. De plus, la commande de l'onduleur est notablement simplifiée puisque ce dernier délivre une tension « carrée ».

Les caractéristiques de sortie sont telles que la puissance transmise à la charge est naturellement limitée. En conséquence, le convertisseur et plus particulièrement les semi-conducteurs sont « autoprotégés » contre les défauts de charge. Cependant, l'allure de ces caractéristiques de sortie laisse entrevoir quelques problèmes pour la régulation de la tension ou du courant de charge.

Les principales limitations de ce convertisseur à résonance semblent être le circuit oscillant LC qui doit faire transiter toute la puissance active, et la fréquence variable (filtrage) qui peut néanmoins consister un moyen de réglage très souple du transfert de puissance dans certaines applications.

Le convertisseur à résonance ne constitue certainement pas une solution universelle. La diversification de ses applications permettra de mieux connaître ses avantages mais aussi ses inconvénients, et de cerner ainsi son domaine d'utilisation.

Y. Chéron, H. Foch
(Enseiht, Toulouse)

BIBLIOGRAPHIE

- (1) J. Redoutey, « Comparaison des principaux convertisseurs à transistors », le transistor de puissance dans son environnement, Thomson-CSF, Division semi-conducteurs, 1978.
- (2) F.C. Schwarz, « An improved method of resonant current pulse modulation for power converters », IEEE Transactions, Vol. IECI 23, mai 1976.
- (3) F.C. Schwarz and J.B. Klaassens, « A 95 percent efficient 1 KW DC converter with an internal frequency of 50 KHz », IEEE Transactions, Vol. IECI 25, n° 4, novembre 1978.
- (4) F.C. Schwarz and J.B. Klaasens, « a controlable 45 KW current source for DC machines », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA 15, juillet, août 1979.
- (5) Y. Mopty, « Méthode de synthèse automatique des convertisseurs statiques — Application à la recherche de nouveaux convertisseurs », Thèse de docteur-ingénieur, juin 1982, Toulouse.
- (6) Y. Cheron, « Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs à transistors de puissance. Synthèse du thyristor-dual. Domaine d'application », Thèse de docteur-ingénieur, avril 1982, Toulouse.
- (7) Y. Cheron, H. Foch, J. Roux, « Etude d'une nouvelle utilisation des transistors de puissance dans les convertisseurs haute tension à fréquence élevée », Revue de physique appliquée, juin 1981, pp. 333.
- (8) H. Foch, J. Roux, « Convertisseurs statique d'énergie électrique à semi-conducteurs », Brevets ANVAR, France n° 7832428, RFA n° P29452457, GB n° 7939217, USA n° 093106, Italie n° 83487A/79.

CELDIS

actualités

MOTOROLA ALLIE PUISSANCE ET SÉCURITÉ

MOTOROLA, premier fabricant mondial de transistors de puissance propose une série complète de 3 A à 200 A dans une grande variété de boîtiers (TO220 - TO3 - TO3P - MCP - HCP).

Cette gamme MOTOROLA comprend :

- des transistors DARLINGTONS
- des transistors de commutation SWITCHMODE II : type BUS 98 A - 30 A - TO3 - VCEV 1000 V
- des Fets de puissance "TMOS" canal P et N de 1 A à 15 A - BVDSS 50 V à 1000 V
- des boîtiers fort courant (HCP) 50 A à 200 A BVCEO (SUS) 250 V à 850 V
- des boîtiers moyen courant (MCP) 25 A à 100 A BVCEO (SUS) 250 V à 750 V.

MOTOROLA dispose également de la dernière famille SWITCHMODE III couvrant des transistors NPN allant de 5 à 20 A - boîtiers TO220 et TO3 - VCEO (SUS) 450 V - VCES 850 V - Tf typique à 10 A sur charge inductive 30 ns. Cette famille représente le meilleur compromis pour



une utilisation haute tension en commutation de 50 à 100 KHz.

Ils offrent à l'utilisateur une grande aire de sécurité par exemple :

- MJ 16012 - 15 A TO3 - VCEV850V
- RBSOA - 20 A - VCE 350 V.

Enfin, MOTOROLA possède aussi une gamme de circuits intégrés qui peuvent vous aider à résoudre vos problèmes d'alimentation à découpage

- circuits de commande et contrôle :
TI 494 - 78S40 - MC 3420 - MC 34060 - SG 3525
 - circuits de protection :
MC 3423 - MC 3424 - MC 3425.
- Ces produits sont en stock chez CELDIS.



AU SERVICE DE VOTRE SUCCÈS

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

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

Pour tous renseignements techniques, appelez Daniel Louvet, responsable composants MOTOROLA

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

TOUT EN UN...

NOYAUX MAGNETIQUES POUR ALIMENTATION A DECOUPAGE



FERRITES

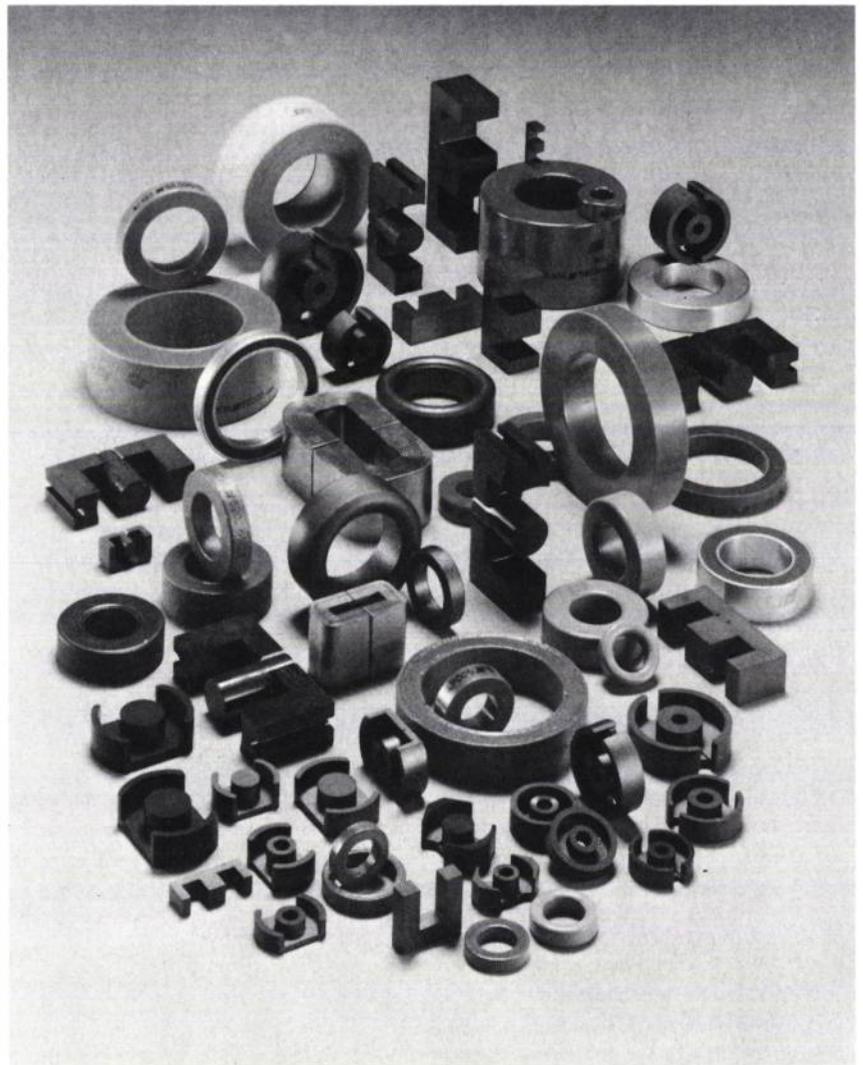
- Transformateurs d'impulsions
- Selfs
- Filtres
- Transformateurs de sortie

TORES A RUBAN ET CIRCUITS COUPES

- Amplificateurs magnétiques
- Drivers
- Convertisseurs
- Selfs saturables

TORES EN POUDRE DE MOLYPERMALLOY

- Selfs de lissage
- Bobines Pupin
- Selfs à coefficient de qualité important
- Transformateurs avec composante continue importante



REPRESENTANT EXCLUSIF

BFI Electronique

9, RUE YVART, 75015 PARIS - 533.01.37 +

ADR. TELEGRAPHIQUE : BEFFI PARIS
TELEX : BEFFI PARIS 204425

Interférences et alimentation à découpage

Les alimentations à découpage produisent sur le réseau d'alimentation des perturbations qui, sans dispositifs de protection, dépasseraient largement les valeurs tolérées.

Une réduction des capacités de couplage ainsi que des impédances réactives disposées dans les circuits parcourus par les courants parasites, permet de réduire efficacement ces derniers.

Les alimentations à découpage n'ont malheureusement pas que des avantages. En effet, afin d'augmenter le rendement, on choisit une fréquence de travail élevée et des temps de commutation aussi courts que possible, ce qui donne lieu, dans le domaine fréquence, à un très large spectre de perturbations de forte amplitude. Ce spectre est provoqué par les flancs rapides de commutation dans l'alimentation.

Afin de mieux comprendre comment se produisent ces tensions perturbatrices, étudions plus en détail les causes de ce phénomène.

Origine des tensions perturbatrices

Dans le régulateur à découpage, la tension redressée du réseau est transformée en un signal rectangulaire à l'aide d'une paire de transistors (système à action simple) ou de deux paires de transistors (système à double action). Voir figure 1 schéma de principe.

Les transistors de commutation sont commandés de telle façon que l'enroulement primaire du transformateur reçoive une tension positive suivie d'une tension négative. Ces transistors ne permettent pas un changement brutal et instantané de la polarité. Un retard intervient à l'enclenchement ($T_r \sim 500$ ns) et à la coupure ($T_f \sim 1\ 000$ ns), de sorte que la tension qui est finalement appliquée au transformateur a une forme trapézoïdale (fig. 2).

Les modifications périodiques de l'amplitude, en fonction du temps, se traduisent dans le spectre de fréquence par une suite de valeurs discrètes que l'on détermine par l'analyse de Fourier. Pour simplifier le calcul, admettons que les temps de montée et de coupure soient égaux ($T_r = T_f = T$) c'est à dire que l'onde trapézoïdale soit régulière. La formule ci-dessous permet, dans ce cas, de déterminer les coefficients de Fourier.

$$C_n = \frac{V}{2} \left[\frac{1}{n^2 \cdot f \cdot \pi^2 \cdot \tau} \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \right] \cdot \sin \left(\frac{n\pi \tau}{T} \right) - \frac{\sin(n\pi)}{n \cdot \pi}$$

$$\text{Pour } n = 0, 1, 2, 3... \text{ avec } f = \frac{1}{T}$$

Ces coefficients de Fourier sont fonction de l'amplitude de la tension V , de la fréquence de l'onde fondamentale f et de ses harmoniques n , ainsi que du temps de montée et de chute τ .

Introduisons dans cette formule des valeurs correspondant à un cas pratique :

$$\begin{aligned} V &= 150 \text{ V} & \tau &= 500 \text{ ns} \\ f &= \frac{1}{T} = 50 \text{ kHz} & n &= 1 \text{ à } 1\ 000 \end{aligned}$$

En portant les résultats dans un diagramme en échelle log-log, on obtient l'image ci-dessous.

Etant donné que l'onde trapézoïdale que nous venons de considérer présente une amplitude symétrique par rapport au temps, le terme relatif au courant continu ($n = 0$) est nul. Seules des lignes apparaissent dans le spectre pour n entier et impair ($n = 1, 3, 5$ etc).

Dans la figure 3, on constate que jusqu'à l'harmonique 13, les valeurs d'amplitude décroissent dans le spectre à raison de -20 db/décade et que au-delà la décroissance est de -40 db/décade. La fréquence critique à laquelle le changement de pente se produit est donnée par

$$n = \frac{1}{\pi \cdot f \cdot \tau}$$

Cette fréquence critique dépend donc de la fréquence f et du temps de montée τ . Si nous introduisons dans cette formule les valeurs de l'exemple ci-dessus, on obtiendra $n = 13$, c'est à dire une fréquence critique de 650 kHz.

En résumé, on constate que les phénomènes de commutation sont à l'origine des tensions parasites produites par une alimentation à découpage. La tension commutée, la fréquence de commutation ainsi que le temps de commutation (raideur des flancs des impulsions) caractérisent les valeurs du spectre de perturbation. Ces

Interférences

valeurs décroissent linéairement lorsque la fréquence augmente (formule) jusqu'à une fré-

$$\frac{1}{n \cdot f} - 20 \text{ dB/décade}$$

quence critique au-delà de laquelle la décroissance est quadratique lorsque la fréquence augmente

$$\frac{1}{n^2 f} - 40 \text{ dB/décade}$$

Plus les temps de commutation seront courts, plus les flancs de montée et de chute seront rapides et plus la fréquence critique dans le spectre sera repoussée vers les fréquences élevées. L'amplitude des parasites augmentera, ce qui aggravera les problèmes liés à leur influence. Par ailleurs, il faut remarquer que les flancs raides conduisent à un rendement élevé de l'alimentation puisque les pertes augmentent avec les temps de commutation.

L'analyse de Fourier permet de décomposer un signal quelconque en une série d'ondes sinusoïdales de fréquences discrètes et d'amplitude définie.

En appliquant cette analyse à l'exemple précité (voir fig. 3) il est possible de transposer l'onde trapézoïdale dans le domaine fréquence. Pour 150 kHz ($n = 3$) on trouve une onde purement sinusoïdale à 150 kHz de 7,885 V d'amplitude (7,885V = 138 db/1 μ V).

Considérons l'exemple suivant :

$$\begin{aligned} f &= 150 \text{ kHz} & \tau &= 500 \text{ ns} \\ n &= 3 & v &= 150 \text{ V} \end{aligned}$$

Dans le schéma équivalent de l'élément de commutation, on peut admettre dans le domaine fréquence, une source de tension sinusoïdale avec $f = n \cdot 50\text{kHz}$ et une amplitude qui correspond au coefficient de Fourier. L'ensemble de toutes ces sources de tension fournit le spectre de tensions parasites. La question est de savoir par quels moyens ces tensions parasites produites par l'élément de commutation se propagent dans le câble réseau et comment on peut les mesurer.

Propagation des tensions parasites

Afin d'expliquer comment les tensions parasites se propagent, examinons le schéma du système de commutation dans une alimentation à découpage (fig. 4).

Les collecteurs des transistors T1 et T2 sont branchés en permanence au potentiel + V. Au cours des phases de la commutation leurs émetteurs passent alternativement des potentiels 0 à + V.

Par contre les émetteurs des transistors T3 et T4 sont toujours raccordés au potentiel ϕ tandis que leurs collecteurs passent alternativement de 0 à + V. Remarquons que les transistors encapsulés en boîtier TO-3 ont toujours leur collecteur relié au boîtier.

C'est la raison pour laquelle ce type de transistors doit être isolé de son radiateur. On utilise à

cet effet des rondelles isolantes en céramique, en plastique ou en mica, c'est à dire des matériaux qui présentent d'une part une bonne conductibilité thermique et d'autre part un pouvoir isolant élevé avec une valeur ϵ_r relativement importante. Cette rondelle isolante peut être considérée comme une capacité dont la valeur est avant tout déterminée par ses dimensions géométriques et par son coefficient diélectrique.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\text{surface (pF)}}{\text{Epaisseur}}$$

$$\text{avec } \epsilon_0 = 8,855 \text{ pF/m}$$

Dans le cas d'un boîtier TO-3, la surface est d'environ 500 mm².

Dans le tableau qui suit, on trouvera les valeurs calculées et mesurées de la capacité constituée par une rondelle isolante, ceci pour différents matériaux.

Rondelle Isol.pr boît. TO3	Epaisseur d/ mm	$\frac{F}{2}$ mm	ϵ_r	C. Val. calcul pF	C. Val. mesurée pF
Mica	0,1	5 000	3,5	155	160
Plastique	0,2	2 500	4,2	93	96
Céramique	2,0	250	9	20	23

Fig. 5 Valeur de capacité de différents matériaux isolants pour les boîtiers TO-3.

Nous avons défini que les collecteurs des transistors T3 et T4 (voir fig. 4) devaient être isolés et présentent les valeurs de capacité précitées, par rapport au radiateur.

Par suite de cette capacité de couplage, chaque saut de tension lors de la commutation donne lieu à un courant de 45 mA valeur de crête dans le domaine temps et à un courant sinusoïdal de 1,1 mA dans le domaine fréquence. La différence entre ces deux domaines est la suivante : dans le domaine temps on considère l'ensemble du spectre, tandis que dans le domaine fréquence, seule une ligne unique du spectre est prise en considération.

Comme nous le verrons plus loin, la mesure des tensions parasites est une évaluation du spectre, c'est-à-dire une caractérisation du domaine fréquence qu'il nous semble utile d'examiner plus en détail.

Dans l'exemple de la figure 6, un courant parasite i_{CK} s'écoule au travers de la capacité de couplage C_K entre le radiateur et le boîtier de l'appareil. Ce dernier est relié à la terre de protection du réseau par borne de masse, ce qui permet au courant parasite de se propager (fig. 7).

Le courant parasite i_{CK} provoque une chute de tension sur les résistances du réseau artificiel qui représente l'impédance du réseau. Cette chute de tension est mesurée par un équipement approprié en db/1 μ V.

La tension perturbatrice enregistrée est dénommée tension en mode commun (fig. 8) car elle est mesurée par rapport au potentiel de la terre (perturbation asymétrique).

La part du courant parasite qui circule exclusivement dans les conducteurs de phase et de neutre provoque dans le réseau artificiel une

Interférences

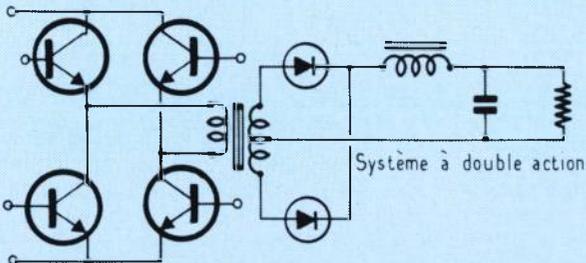
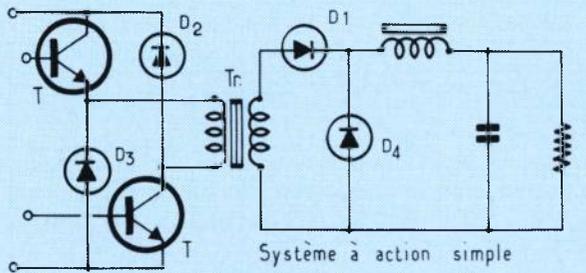


Fig. 1 Schéma de principe.

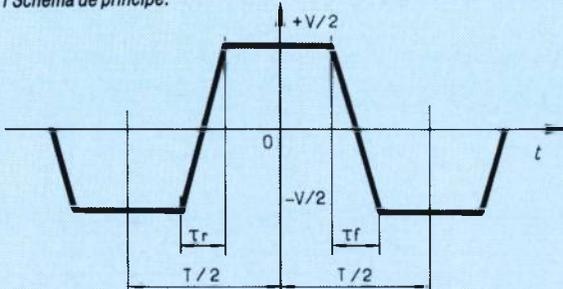


Fig. 2. Onde trapézoïdale dans le domaine temps.

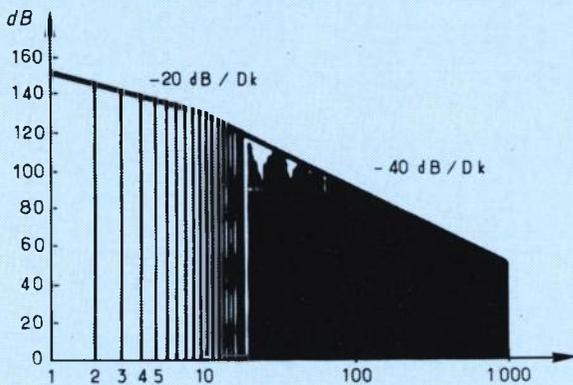


Fig. 3. Spectre d'une onde trapézoïdale régulière
 $V = 150 \text{ v}$, avec $f = 30 \text{ Khz}$, $\tau = 500 \text{ ns}$

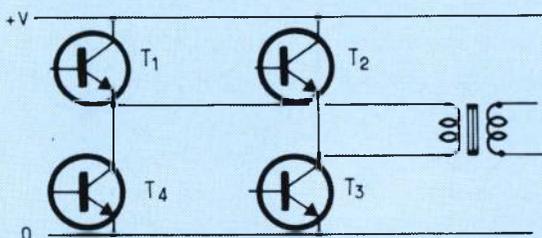
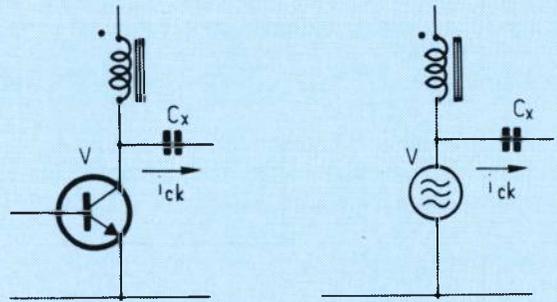


Fig. 4 Etage de commutation d'une alimentation à découpage.



Domaine temps

pour $V = 150 \text{ v}$
 $\tau = 500 \text{ ns}$
 $C_k = 150 \text{ pF}$

$i_{ck} = 45 \text{ mA}$

Domaine fréquence

pour $V = 150 \text{ v}$
 $\tau = 500 \text{ ns}$
 $f = 50 \text{ kHz}$
 $n = 3 (150 \text{ kHz})$
 $C_n = 7,885$
 $C_k = 150 \text{ pF}$

$i_{ck} = 1,1 \text{ mA}$

Fig. 6 Comparaison entre domaine temps et domaine fréquence.

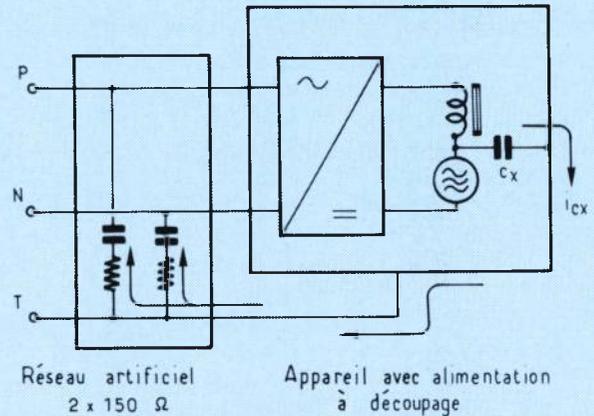


Fig. 7 Cheminement asymétrique du courant parasite.

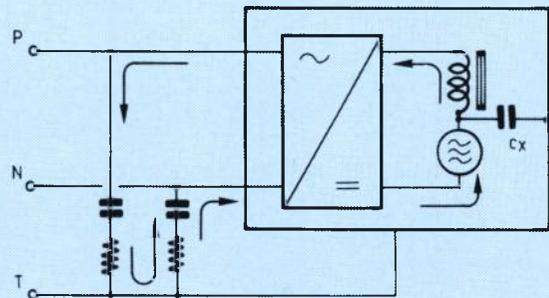


Fig. 8 Cheminement symétrique du courant parasite.

Interférences

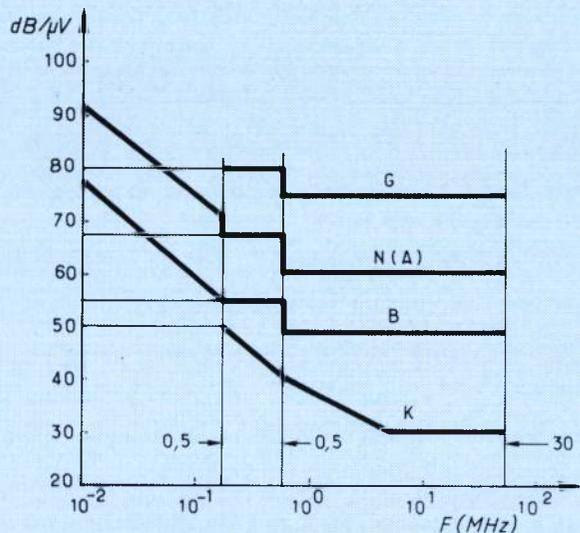


Fig. 9 Valeur maximale admissible des tensions parasites (adb/ μ V)

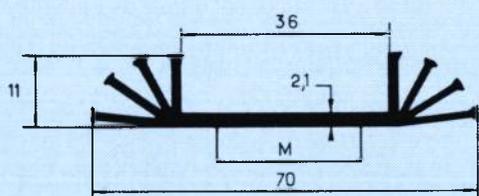


Fig. 10 Dimensions d'un profil de radiateur WA 116.

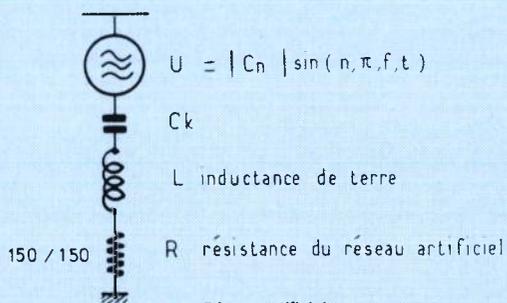


Fig. 11 Réseau artificiel.

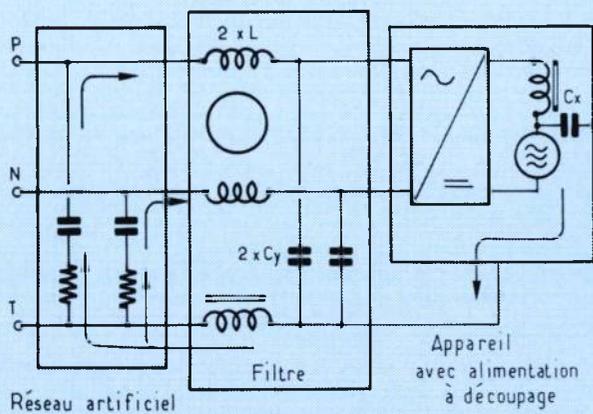


Fig. 12 Filtre agissant contre les courants parasites asymétriques.

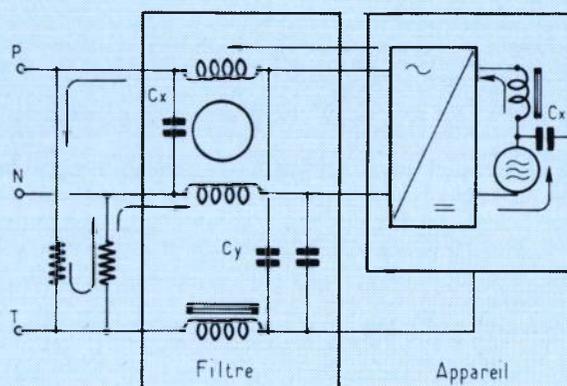


Fig. 13 Cheminement du courant perturbateur symétrique.

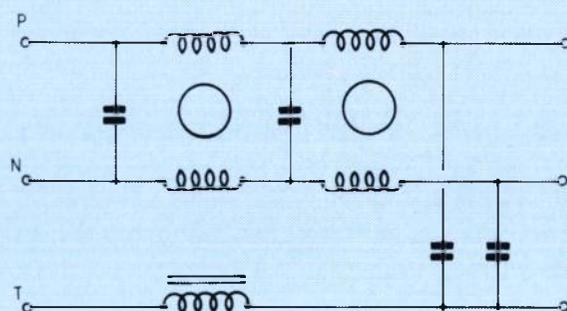


Fig. 14 Filtre à 2 étages.

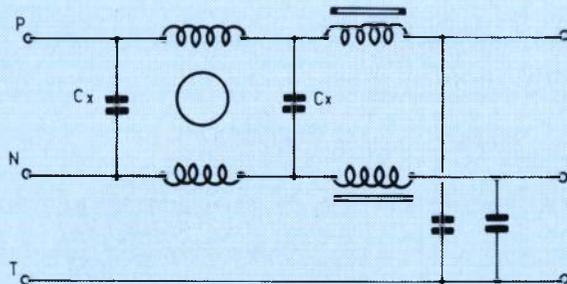


Fig. 15 Filtre à deux étages avec bobines à noyau droit.

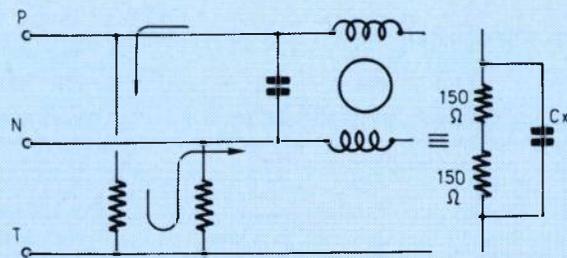


Fig. 16 Effet de shunt du condensateur Cx.

chute de tension dénommée tension en mode différentiel (perturbation symétrique).

Mesure des tensions parasites

Les courants parasites haute fréquence qui s'écoulent au travers du réseau artificiel provoquent une chute de tension aux bornes des résistances de 150Ω . Cette tension est mesurée en $\text{dB}/1\mu\text{V}$ à l'aide d'un voltmètre sélectif.

Un tel voltmètre agit en principe comme un récepteur de radio. La largeur de bande (la fenêtre de fréquence) présente pour le domaine de 150 kHz à 30 MHz une largeur de 9 kHz. On déplace cette fenêtre dans le domaine à mesurer, ce qui permet une lecture de la valeur moyenne de chaque ligne de spectre.

Les mesures effectuées à l'aide d'un voltmètre sélectif sont soumises aux normes établies par le CISPR qui a fixé des valeurs limites à ne pas dépasser (fig. 9).

Etant donné que ces mesures correspondent à une évaluation du spectre, il est avantageux de suivre, dans le domaine fréquence, les phénomènes qui en découlent.

Selon l'exemple de la figure 6, un courant parasite de 1,1 mA à 150 kHz circule en mode asymétrique. Ce courant provoque dans le réseau artificiel une chute de tension de :

$$U = R \cdot i_{ck} = 75 \cdot 1,1 \text{ mA} = 82,5 \text{ mV} = 98 \text{ dB}$$

Ce résultat correspond à la valeur affichée par le récepteur de mesure. Selon le CISPR, prescription I, la valeur tolérée à 150 kHz n'est cependant que de 54 dB (degré de perturbation N-12 dB). Il faut donc rechercher les mesures appropriées qui permettront d'abaisser la valeur de cette tension parasite.

Intervention à la source même des perturbations

La méthode la plus efficace est celle qui consiste à agir sur les perturbations directement à la source.

Comme nous l'avons vu, l'origine des perturbations, dans une alimentation à découpage, est localisée au niveau des transistors qui travaillent avec des temps de commutation très courts et dont les boîtiers (collecteurs) sont soumis cycliquement à de grandes différences de potentiel. Dans le schéma équivalent, l'origine des parasites est constituée par une source de tension qui fournit des tensions sinusoïdales d'amplitude C_n . Ces tensions constituent les harmoniques supérieurs de la fréquence fondamentale.

$$C_n = \frac{V}{2 n^2 \pi f^2 T}$$

Les moyens suivants s'offrent à nous pour agir sur les parasites à la source :

— Réduction de la tension V . Conséquence : diminution de la puissance disponible.

— Allongement des temps de commutation. Conséquence : augmentation des pertes et diminution du rendement.

— Réduction de la fréquence de commutation. Conséquence : transformateur plus volumineux ; rapport Watt/Volume plus défavorable.

L'application des mesures ci-dessus permettrait de réduire les tensions parasites à la source, toutefois, les avantages spécifiques aux alimentations à découpage seraient remis en question.

Il est à constater que les récents développements d'alimentation à découpage, à l'aide de composants MOSFET de puissance, vont dans la direction opposée : des temps de commutation encore plus courts et une fréquence plus élevée.

Il n'est donc pas pensable de réduire les tensions parasites en agissant directement à la source. Il faut même s'attendre à l'avenir à des tensions parasites encore plus élevées.

Réduction de la capacité de couplage

Le pas suivant consiste à réduire la capacité de couplage à une valeur aussi faible que possible. Cette capacité est une fonction de la constante diélectrique et du rapport surface/distance.

$$C_k = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{F \text{ (Farad)}}{d}$$

Pour que la capacité reste faible, il faut choisir un isolant épais avec une faible constante diélectrique ϵ_r et un bon coefficient thermique.

Selon la figure 5, c'est la rondelle en céramique qui présente la plus faible valeur de capacité (20 pF). De telles rondelles sont toutefois très chères. De plus, par suite de la fragilité du matériau de base, elles risquent de se casser soit lors du montage ou ultérieurement en service.

Mesures touchant au radiateur

Une autre méthode efficace consiste à isoler le radiateur par rapport au boîtier (terre de protection) et à le monter à une distance suffisante de ce boîtier. A titre d'exemple, prenons un profil de radiateur WA 116 de 130 mm de long (fig. 10), monté à la distance X de la paroi du boîtier. La capacité de couplage entre le radiateur et le boîtier est de :

$$\begin{aligned} \text{distance } X = 1 \text{ mm} & \quad C_k = 80 \text{ pF} \\ X = 2 \text{ cm} & \quad C_k = 4 \text{ pF} \end{aligned}$$

Entre le collecteur et le boîtier, la capacité de couplage résultante sera de :

$$C_{k \text{ total}} = 150 \text{ pF en série avec } 4 \text{ pF} = 3,98 \text{ F}$$

En reprenant les valeurs de la figure 6, la nouvelle valeur du courant sera :

$$I_{ck} = |C_n| \cdot 2 \pi n f \cdot C_{k \text{ total}} = 29 \mu \text{ A}$$

Ce courant parasite donne lieu à la chute de

Interférences

tension suivante sur les résistances du réseau artificiel :

$$U = R \cdot i_{ck} = 75.29 \mu A = 2,2 \text{ mV} \hat{=} 67 \text{ db/1 } \mu V$$

Cet exemple démontre comment une mesure simple et peu coûteuse (montage du radiateur sur des entretoises isolées) permet de réduire la capacité de couplage et d'abaisser d'env. 30 db le courant parasite.

Montage d'une inductance de terre

Le courant parasite à haute fréquence en mode asymétrique, utilise le conducteur de terre pour se propager dans le réseau. En plaçant dans l'appareil une inductance de terre, immédiatement après l'entrée du réseau (fig. 11), cette réactance inductive s'oppose au courant parasite asymétrique et nous obtenons le diviseur de tension suivant, dans lequel interviennent les résistances du réseau artificiel :

Le rapport de division se calcule selon la formule :

$$A = 2 \cdot n \cdot \pi f \frac{L}{R} + 1$$

Dans le cas des valeurs pratiques suivantes :

$$\begin{array}{ll} L = 250 \mu F & f = 50 \text{ kHz} \\ n = 3 & R = 75 \end{array}$$

$$\text{on obtient } A = \pi + 1 \hat{=} 12 \text{ db}$$

Utilisation d'un filtre réseau

Le fait d'intercaler un filtre entre le réseau et l'appareil permet d'atténuer encore plus efficacement les parasites asymétriques.

Le schéma d'un filtre réseau à un étage comporte, en principe, une inductance toroïdale à compensation de courant à deux enroulements l'un pour la phase et l'autre pour le conducteur du neutre, ainsi que deux condensateurs branchés, l'un entre la phase et la terre, l'autre entre le neutre et la terre (fig. 12).

Selon les besoins, l'inductance de terre peut être intégrée au filtre. L'inductance totale de la bobine à compensation de courant s'oppose aux courants parasites asymétriques. De plus, les condensateurs Y forment un shunt capacitif par rapport aux résistances du réseau artificiel. Rappelons que la valeur de ces condensateurs Y est limitée : selon qu'il s'agit d'un appareil mobile ou monté à demeure, ou encore d'un équipement de traitement de données, les valeurs des courants de défaut ne doivent pas dépasser les valeurs prescrites (0,75 mA pour les appareils mobiles, 3,5 mA pour les appareils montés à demeure ainsi que pour les appareils de traitement de donnée, 40 μA pour les appareils médicaux). Lors du dimensionnement des bobines à compensation de courant, il faut s'assurer que les pointes de courant élevées qui se produisent fréquemment au primaire des alimentations à découpage ne provoquent pas la saturation du noyau magnétique.

Toute saturation conduirait à une perte d'inductance, c'est à dire à une réduction de l'efficacité de la bobine contre les perturbations asymétriques. Deux mesures permettent d'éviter l'apparition d'une saturation précoce : limiter les différences entre les enroulements de la bobine à compensation de courant et réduire le flux de fuite à une valeur minimale.

Les enroulements bifilaires permettent de limiter le flux de fuite à env. 1 % du flux principal. Par comparaison avec un noyau bobiné normalement, un enroulement bifilaire permet d'augmenter le courant de 3 à 4 fois, avant d'atteindre la saturation.

Cas des perturbations symétriques

Le courant perturbateur symétrique ne s'écoule, contrairement au courant asymétrique, que par les conducteurs de phase et de neutre (fig. 13).

Dans le filtre de la figure 15, c'est le condensateur X qui agit principalement contre les parasites symétriques en tant que shunt haute fréquence des deux résistances du réseau artificiel. Etant donné que le courant parasite symétrique ne circule que dans les conducteurs de phase et de neutre, les champs créés dans la bobine toroïdale se compensent et seule l'inductance de fuite de la bobine à compensation de courant atténue ce type de perturbations. Comme nous venons de voir, cette bobine doit être réalisée à l'aide d'un enroulement bifilaire afin d'éviter des effets de saturation. On réduit donc l'inductance de fuite qui aurait eu une influence favorable sur l'atténuation des parasites symétriques.

Pour obtenir malgré tout une atténuation suffisante des courants symétriques, il faut fréquemment connecter une seconde bobine, bobine à compensation de courant, immédiatement après la première. Cette seconde bobine sera réalisée avec des enroulements non bifilaires (fig. 14).

Lorsque les parasites symétriques l'emportent sur les parasites asymétriques, il faut insérer dans les conducteurs de phase et de neutre des bobines à noyau droit qui ne perdent pas leur inductance par suite de saturation ou de compensation (fig. 15).

Le condensateur Cx agit comme shunt pour les résistances du réseau artificiel (fig. 16).

L'impédance résultante Z est donnée par la formule suivante :

$$Z = \frac{2 R}{2 R \omega C_x + 1}$$

Plus la valeur du condensateur Cx sera élevée, plus l'impédance sera faible, ce qui conduira à une réduction des chutes de tension sur les résistances du réseau artificiel.

J. L de Francisco
(Schaffner)

Les diodes rapides

Comment en optimiser le choix

LES fréquences de fonctionnement augmentent, la puissance à commuter croît et le rendement doit être meilleur. Si les commutateurs (transistors — Darlington — MOS) ont beaucoup progressé ces dernières années, les diodes rapides semblent être restées les parents pauvres. Mais récemment, la situation a changé ; de nouvelles technologies ont permis d'améliorer considérablement les diodes rapides et des progrès ont été effectués dans la connaissance du processus de commutation.

Le but de cette étude est :

— D'exposer les éléments maintenant mieux connus qui régissent la commutation des diodes rapides de puissance, c'est l'objet de la première partie.

— De donner au concepteur les éléments nécessaires pour optimiser le choix des diodes, ce sera l'objet de la seconde partie.

Comportement des diodes au blocage

Lorsque l'on fait décroître rapidement le courant dans une diode initialement conductrice, on constate (figure 1) qu'elle ne se bloque pas instantanément, mais que pendant un certain temps t_r elle reste passante. Ce phénomène est dû à la présence d'une certaine quantité de charges stockées dans la diode pendant la conduction :

(Q_s charge stockée

$$Q_s \approx \tau I_F \quad (\tau \text{ durée de vie des porteurs minoritaires} \\ I_F \text{ courant direct.})$$

Pendant la décroissance du courant une partie de ces charges disparaît spontanément, l'autre partie, appelée charge recouverte, Q_r est évacuée par le courant inverse circulant dans la diode pendant le recouvrement. Cette charge recouverte varie beaucoup avec la vitesse de descente du courant dans la diode dI_F/dt .

Or on constate qu'une même diode (figure 2), traversée par un courant identique décroissant à la même vitesse, peut avoir des comportements totalement différents suivant le type de circuit « redresseur » ou « roue libre ». La diode provoque et subit des contraintes différentes.

Les diodes rapides utilisées en « roue libre »

Dans un circuit hacheur (figure 3) en régime de conduction continue, le courant circule dans la charge lorsque le transistor est bloqué. Au temps t_0 , on rend le transistor conducteur, le courant croît avec une vitesse imposée par le transistor. Le courant dans la diode est complémentaire ; il s'inverse au temps t_1 et atteint sa valeur maximale I_{RM} au temps t_2 . A l'instant t_2 , on considère que la charge stockée est évacuée au niveau de la jonction de la diode et que celle-ci retrouve son pouvoir de blocage. Entre t_2 et t_3 le courant dans la diode s'annule, et c'est la diode qui régît la pente dI_R/dt . La vitesse de remontée de la tension négative qui passe de 0 à $-V_R$ dépend surtout du transistor.

Energie dissipée dans la diode

$$W_{DRL} = \int_{t_2}^{t_3} v i dt$$

Cette énergie ne peut pas être déterminée de façon simple à partir des paramètres de la diode.

diodes rapides

Une formule empirique (1) a été mise au point à partir des données de bases (voir encadré).

$$W_{DRL} \approx 0,2 I_{RM} t_{IRM} V_R$$

Energie dissipée dans le transistor

Une énergie importante est perdue dans le transistor, car ce composant limite la vitesse di_F/dt .

$$W_T = \int_0^{t_2} v_{iF} di_F = I_C \int_0^{t_2} di_F/dt = di_C/dt$$

$$W_T = \frac{V_R}{2} \cdot \frac{(I_F + I_{RM})^2}{di_F/dt}$$

Les diodes rapides utilisées en « redresseur »

Le fonctionnement diffère de celui des diodes de « roue libre » (figure 3). On suppose l'interrupteur K infiniment rapide : la vitesse de descente du courant dans la diode di_F/dt est donc fixée par l'inductance L.

$$di_F/dt = V_R/L$$

Cette inductance représente en général la somme des inductances parasites du circuit (câblage - inductance de fuite des transformateurs). Entre les instants t_1 et T_2 , le courant inverse de recouvrement évacue la charge Q_1 : à l'instant T_2 on considère que la charge stockée est évacuée et que la diode retrouve son pouvoir de blocage. Jusque-là le fonctionnement est analogue à celui de la diode de « roue libre ». *Mais une énergie $1/2 L I_{RM}^2$ est stockée dans l'inductance L.*

Au cours des phases ultérieures toute cette énergie E_C sera perdue et dissipée en chaleur.

$$\text{Comme } Q_1 = \int_{t_1}^{t_2} i dt = (t_{IRM} \times I_{RM})^2 \text{ et } di_F/dt = V_R/L$$

$$E_C = Q_1 \cdot V_R = 0,5 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

Au temps t_2 la diode se bloque et on peut considérer en première approximation que le courant qui la traverse est dû au recouvrement des charges restantes et à la capacité parasite. Entre t_2 et T'_2 le courant continue à décroître : à l'instant t'_2 (qui correspond au point N de la figure 3) le courant inverse de recouvrement I'_{RM} est légèrement supérieur à la valeur I_{RM} . (Il faut lui ajouter un courant capacitif). Par la suite, nous supposons

$$I'_{RM} = I_{RM}$$

Le circuit équivalent se compose de l'inductance L, de la capacité équivalente C (2) et de la résistance d'amortissement r introduite par la

diode. Il y aura donc *toujours une surtension*, et un risque d'oscillation, qui dépend de l'amortissement du circuit.

Energie dissipée dans la diode

$$W_{DR} = \int_{t_2}^{t_3} v_{iD} dt$$

Cette énergie est égale à la somme :

— de l'énergie E_C stockée dans l'inductance (nous supposons qu'il n'y a pas de circuit de protection et aucune perte dans le circuit),

— de l'énergie de recouvrement W_{DRL} calculée précédemment :

$$W_{DR} \approx 0,75 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

On remarque que les pertes dans une diode de redressement sont beaucoup plus élevées que dans une diode de roue libre.

Surtension

Dans le fonctionnement « diode de redressement » tel que nous l'avons défini, c'est-à-dire sans réseau de protection et sans perte dans le circuit, il y a toujours une surtension ΔV :

$$\Delta V = V_{RM} - V_R \approx L di_R/dt$$

La valeur crête de la surtension :

$$V_{RM} = V_R \left(1 + \frac{di_F/dt}{di_R/dt} \right)$$

La « progressivité » de la diode peut être caractérisée par le rapport :

$$S = \frac{di_R/dt}{di_F/dt}$$

Nous avons préféré (voir encadré) la caractériser par le facteur de surtension C accessible à la mesure et qui définit la grandeur qui intéresse l'utilisateur, c'est-à-dire la surtension :

$$C = 1 + \frac{di_R/dt}{di_F/dt}$$

$$C = \frac{V_{RM}}{V_R}$$

(1) Valable pour les diodes rapides TH-CSF de technologie postérieure à 1981.

(2) A ne pas confondre avec la capacité parasite.

diodes rapides

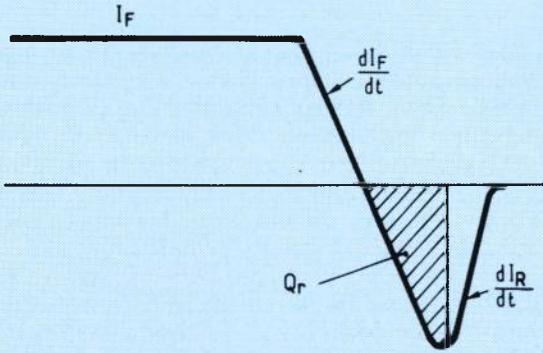


Figure 1. Courant dans la diode pendant le blocage.

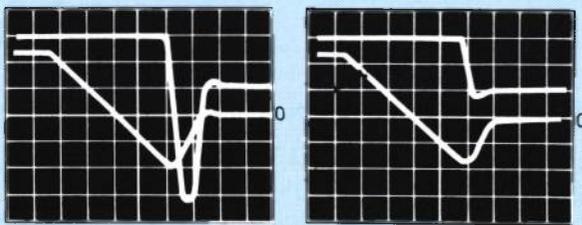


Figure 2. Commutation d'une diode rapide BYT 61.1000. A gauche « redresseur », à droite « roue libre ».

Dans les deux cas, la diode traversée par un courant initial de 12 A est soumise à une rampe de courant $dI_F/dt = 150 \text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_j = 25^\circ$).
En fonctionnement redresseur, il y a une surtension importante.

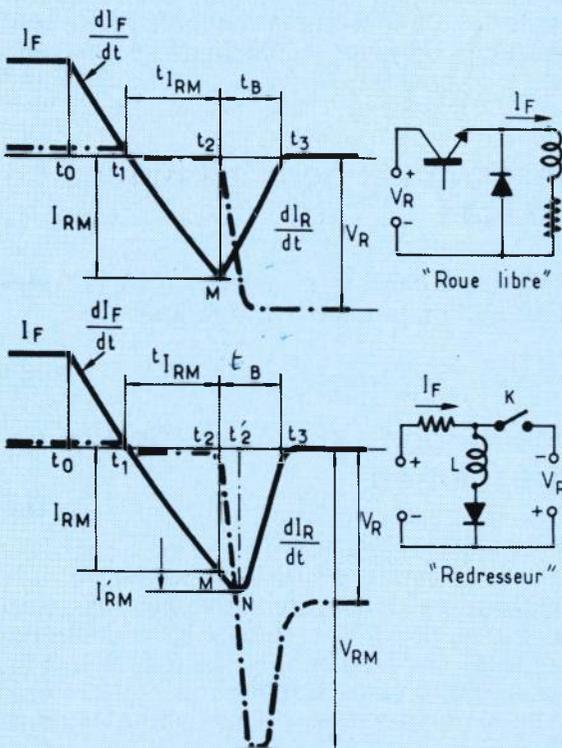


Figure 3. Comparaison du fonctionnement en « redresseur » et en « roue libre ».

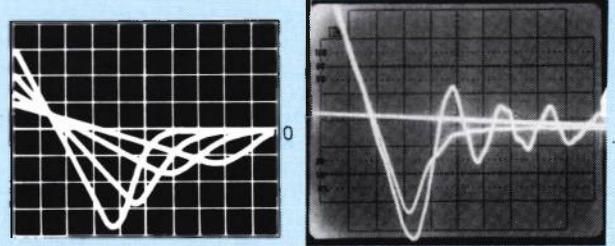


Figure 4 : Variation du recouvrement en fonction de la pente dI_F/dt . On note que :

- 1) Le courant de recouvrement est proportionnel à dI_F/dt ,
- 2) Le rapport des pentes $(dI_R/dt) / (dI_F/dt)$ varie entre 3 et 1,8 lorsque la vitesse dI_F/dt varie entre 100 et 400 $\text{A}/\mu\text{s}$.

Figure 5. Courant pendant le blocage dans une diode BYT 12.400 commutant dans les mêmes conditions ($I_F = 12 \text{ A}$ $dI/dt = -100 \text{ A}/\mu\text{s}$

- En montage roue libre sans oscillation,
 - En montage redresseur avec oscillations.
- 1 A/C - 20 ns/C

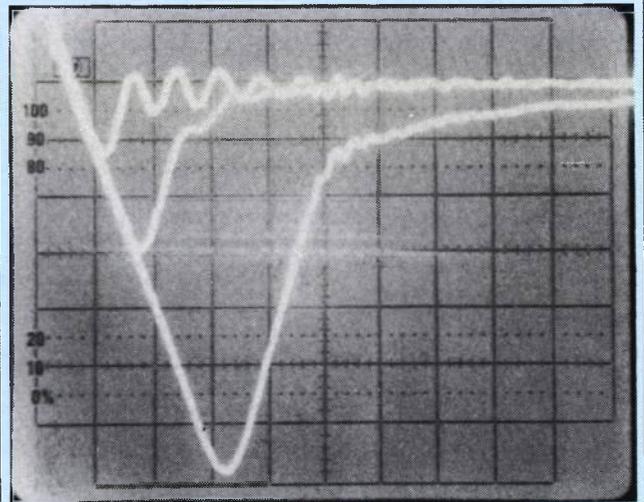


Figure 6. Courant pendant le blocage de 3 diodes ultra rapides modernes. Dans les conditions de mesures : $I = 12 \text{ A}$, $dI/dt = -330 \text{ A}/\mu\text{s}$, $T_j = 25^\circ$

- la diode 200 V à un temps t_{IRM} de 10 ns
- la diode 400 V à un temps t_{IRM} de 15 ns
- la diode 800 V à un temps t_{IRM} de 30 ns

On remarque sur ces oscillogrammes :

- 1) Que ces 3 diodes de tension et de rapidité différentes, ont un recouvrement progressif à peu près identique : le rapport $(dI_R/dt)/(dI_F/dt)$ est le même pour les 3 diodes.
- 2) Que la tendance à l'oscillation est beaucoup plus marqué pour les diodes « basse tension » que pour les diodes « haute tension ».

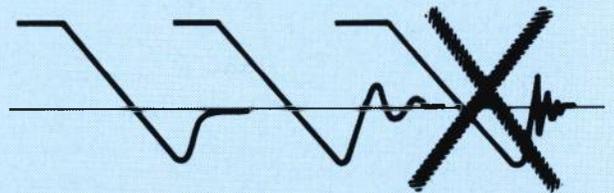


Figure 7. Recouvrement progressif (à gauche).

- Recouvrement progressif suivi d'oscillations provoquées par les capacités parasites et les inductances du circuit (au milieu).
- Recouvrement brutal (à droite). Les diodes rapides modernes ne présentent plus ce phénomène qui introduisait beaucoup de parasites.

diodes rapides

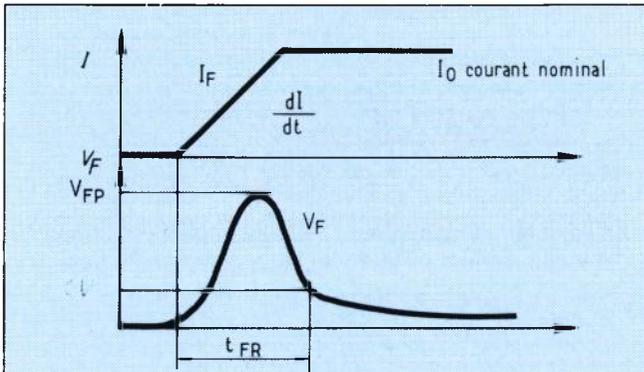


Figure 8. Etablissement du courant dans une diode.

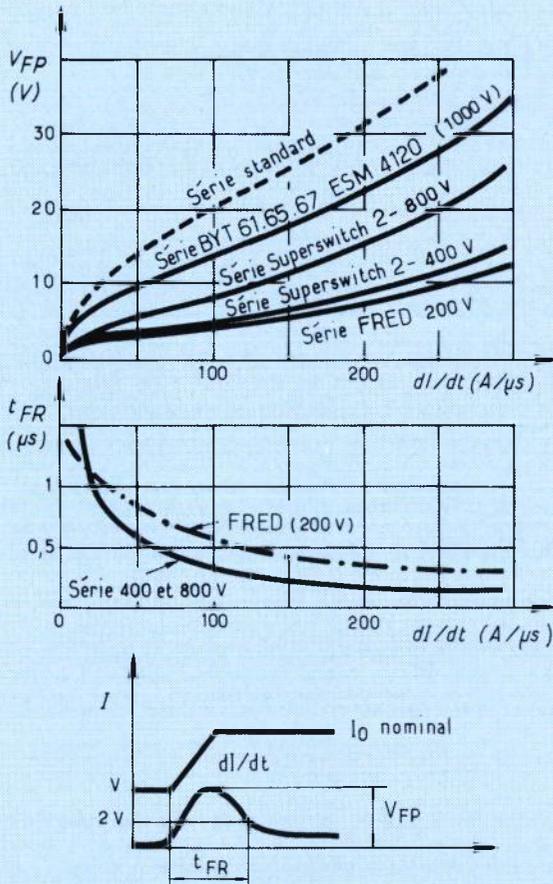


Figure 9. Surtension V_{FP} , temps d'établissement t_{FR} en fonction de la vitesse de montée du courant.

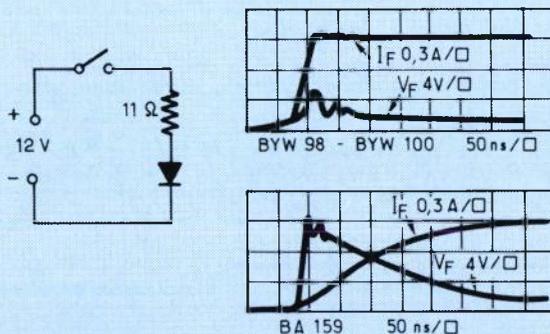


Figure 10. Etablissement du courant à partir d'un générateur de basse tension. La diode rapide FRED ne perturbe pas le circuit. La diode rapide « haute tension » BA 159 retarde considérablement la montée du courant.

Oscillations

La figure 5 superpose et permet de comparer le fonctionnement « roue libre » et « redresseur » pour une diode basse tension. On constate un phénomène d'oscillation dans la fonction redresseur. Ce phénomène d'oscillation ne se rencontre qu'avec les diodes très rapides réalisées pour de faibles tensions de blocage. En effet, les diodes « haute tension » sont construites avec une zone centrale épaisse et de forte résistivité : leur capacité est donc faible, et la résistance d'amortissement r en série avec la diode est relativement élevée. Les diodes « basse tension » réalisées avec une zone centrale mince et de faible résistivité ont des capacités plus élevées et une faible résistance d'amortissement (figure 6).

En aucun cas ce phénomène d'oscillations ne doit être confondu avec le phénomène de recouvrement brutal (snap off) (figure 7).

Le recouvrement brutal n'existe plus dans les diodes de technologie moderne réalisées par Thomson-CSF et la définition du paramètre C en donne une garantie.

Influence de la température

Beaucoup de concepteurs oublient que la charge recouvrée augmente très vite avec la température. Le courant inverse I_{RM} qui est la grandeur caractéristique augmente d'un facteur qui varie de 1,5 à 2 (suivant la technologie) lorsque la température de jonction passe de 25 à 100 °.

Conséquence pour les diodes de roue libre

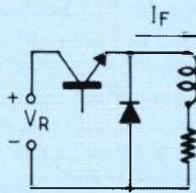
Les pertes dans le transistor associé augmentent proportionnellement à la température.

Conséquence pour les diodes de redressement

La capacité équivalente varie peu avec la température. La pente d' I_R/dt du courant au moment du blocage va donc augmenter avec la température. Le rapport $C = V_{RM}/V_R$ qui caractérise la surtension, varie entre 2,2 et 3,2 à 25 °. A haute température il peut atteindre 5. Autrement dit, lorsque la température de jonction s'élève de 25 à 100 :

- Le rapport V_{RM}/V_R qui caractérise la surtension augmente et peut être multipliée par 1,5,
- L'énergie perdue à chaque commutation est multipliée par un facteur qui varie entre 2 et 3.

RESUME



Roue libre

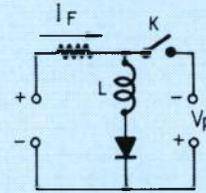
inductance parasite = 0

- di_F/dt fixé par le transistor
- Energie dissipée dans le transistor
- Jamais d'oscillations
- Pas de surtension

$$- W_{DRL} \approx 0,2 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

$$- W_{trans} = \frac{V_R (I_F + I_{RM})^2}{2 \, di_F/dt}$$

— W_{trans} augmente avec T_J



Redressement

Pas de RC ni de pertes dans le circuit

$$- di_F/dt = V_R/L$$

$$- E_C = 1/2 L I_{RM}^2$$

— Risque d'oscillations spécialement avec les diodes « basse tension »

$$- V_{RM} = C V_R$$

C caractérise la progressivité
C augmente avec T_J

$$- W_{DR} \approx 0,75 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

— C et W_{DR} augmentent avec T_J

Conditions de mesure

La rapidité des diodes était autrefois caractérisée par le paramètre t_{rr} . Nous estimons que ce paramètre mesuré à 25 ° et à faible niveau (1 A ou 0,5 A) ne correspond pas aux conditions d'utilisations réelles, il ne donne qu'une indication « commerciale ».

Pour caractériser les diodes rapides modernes nous utiliserons les paramètres

t_{IRM} et I_R (voir annexe)

mesurés à chaud et à fort niveau de courant, c'est-à-dire dans des conditions voisines de celles des circuits.

La mesure systématique du facteur de surtension C sur un circuit qui n'introduit aucun amortissement donne à l'utilisateur une garantie sur la progressivité de la diode.

Le concepteur dispose donc avec les diodes rapides modernes des éléments nécessaires pour calculer et connaître le comportement de la diode.

Comportement des diodes à l'établissement du courant

Quand on applique à une diode initialement bloquée une rampe de courant, on observe un phénomène transitoire caractérisé par :

- une surtension V_{FP} ,
- un temps d'établissement t_{FR} .

Une diode est composée d'une zone dite centrale dans laquelle se développe la charge d'espace à l'état bloqué, et d'une zone fortement

dopée. Une diode « haute tension » est réalisée avec une zone centrale épaisse constituée par du silicium de forte résistivité.

Avant l'établissement du courant, la zone centrale présente une résistance importante. Pendant la durée de l'établissement, l'accroissement de la concentration des porteurs libres injectés dans la zone centrale diminue progressivement la résistance apparente. On tire de ceci plusieurs conclusions.

a) Une diode « haute tension » présentera une surtension à l'établissement V_{FP} beaucoup plus importante qu'une diode « basse tension ».

b) Une diode dite « rapide » est pour une tension V_R donnée, celle qui aura la plus faible surtension d'établissement V_{FP} . En effet, on appelle « diode rapide » une diode qui est rapide au blocage (faible charge recouvrée). Pour la réaliser le constructeur qui doit respecter les compromis de la physique, cherchera à minimiser l'épaisseur de la zone centrale.

Résultat des mesures

1) La diode est alimentée par un générateur de courant (cas général). Le principal paramètre à la mise en conduction est la surtension V_{FP} . Le temps d'établissement est un paramètre secondaire. On constate (figure 9) que les diodes FRED (haut rendement étudiées spécialement pour avoir une très faible chute de tension (0,85 V), donc construites avec une épaisseur minimale de la zone centrale, sont celles qui ont les plus faibles surtensions à l'établissement V_{FP} . Les diodes standard (c'est-à-dire qui ne sont pas

diodes rapides

rapides) ont des surtensions dynamiques élevées et surtout présentent de très fortes dispersions.

2) *La diode est alimentée par un générateur de tension.* Dans le cas particulier où la diode est alimentée par un générateur à basse tension, la tension V_{FP} est limitée par le générateur et l'établissement du courant se fait alors beaucoup plus lentement (figure 10). Ce phénomène peut être très gênant dans certaines applications.

Si on utilise des diodes type FRED (haut rendement) spécialement conçues pour les basses tensions ce retard devient négligeable.

Influence des conditions d'utilisation

Paramètres qui augmentent	I_F	$\frac{dI_F}{dt}$	T_J
V_{FP}	↗	↗	↗ + 0,8 % deg
t_{FR}	↗	↘	↗ + 0,4 % deg

Température

D'une façon générale, une augmentation de la température entraîne une augmentation de la composante résistive dans un semiconducteur.

La surtension V_{FP} augmente rapidement avec la température, elle est presque doublée entre 25 ° et 125 °.

Le temps t_{FR} augmente mais dans des proportions moindres.

Densité de courant

Les mesures de la figure 9 ont été effectuées au courant nominal I_0 de la diode. Si on fait fonctionner la diode à faible courant la surtension diminue légèrement. Par contre lorsque le courant dépasse la valeur nominale I_0 la surtension V_{FP} augmente à peu près linéairement avec la densité de courant.

Conclusion

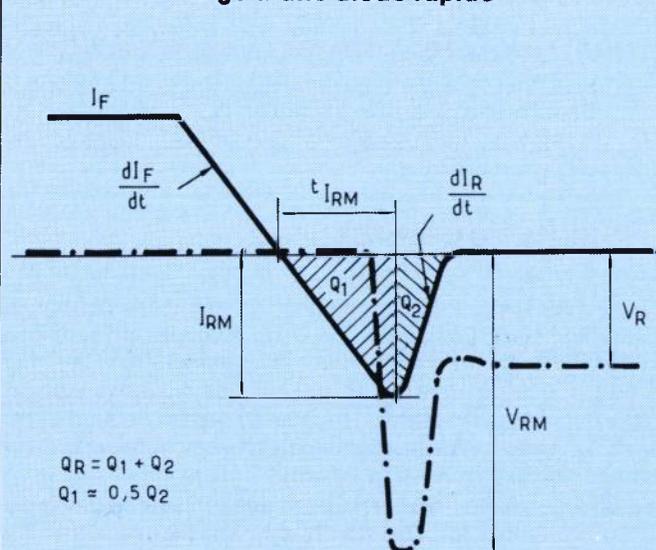
Les analyses et les essais de laboratoire ont permis de mieux connaître le processus de commutation des diodes rapides. On a été amené à redéfinir des conditions de mesure donnant des éléments réalistes, utilisables pour le concepteur. Dans la deuxième partie, nous verrons comment on peut à l'aide de ces éléments optimiser le choix des diodes et profiter des derniers progrès de la technologie.

Jean-Marie Peter - Claude Fraire
THOMSON-CSF - DSD

Références

1. K. Rischmüller
« Have a closer look to switching losses ». PCI Proceeding Sept. 82
2. C. Fraire
« De la compréhension à la réduction des pertes » Chapitre II du livre « Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie ». THOMSON-CSF - DSD - 1983.
3. A. Marques
Les diodes rapides à la mise en conduction - Chapitre X du livre « Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie ». THOMSON-CSF - DSD - 1983.

Blocage d'une diode rapide



Les paramètres modernes

Rapidité	I_{RM}	mesurée	$I_F = I_0$
	t_{IRM}		$dI_F/dt = 4I_0/\mu s$
Progressivité	$C = V_{RM}/V_R$	$T_I = 100^\circ$	

Les anciennes définitions du T_{rr} sont difficiles à utiliser : le t_{rr} est mesuré à 1 A. De plus il y a au moins 3 méthodes de mesure qui donnent des résultats très différents.

Méthode de mesure	Résultat obtenu
Jedec 1A 30 V - 15 A/ μs	200 ns
1A 30 V - 30 A/ μs	150 ns
+ 0,5 A - 1A	95 ns

Ce paramètre sera donc remplacé par les nouvelles définitions (ci-dessus).

UNE BONNE NOUVELLE A COLPORTER !



FITEC est distributeur agréé de TAG.
TAG fabrique des thyristors et triacs miniaturisés, réputés pour leur fiabilité et leurs possibilités : 0,8 à 40 A, 30 à 800 V (IG t 200 μ A à 50 mA).
Spécialiste des composants actifs, FITEC ne se soucie pas uniquement de vos approvisionnements. Il prend votre nomenclature en charge et met à votre disposition un service d'étude et de réalisation de cartes et d'ensembles testés.

Renseignez-vous !

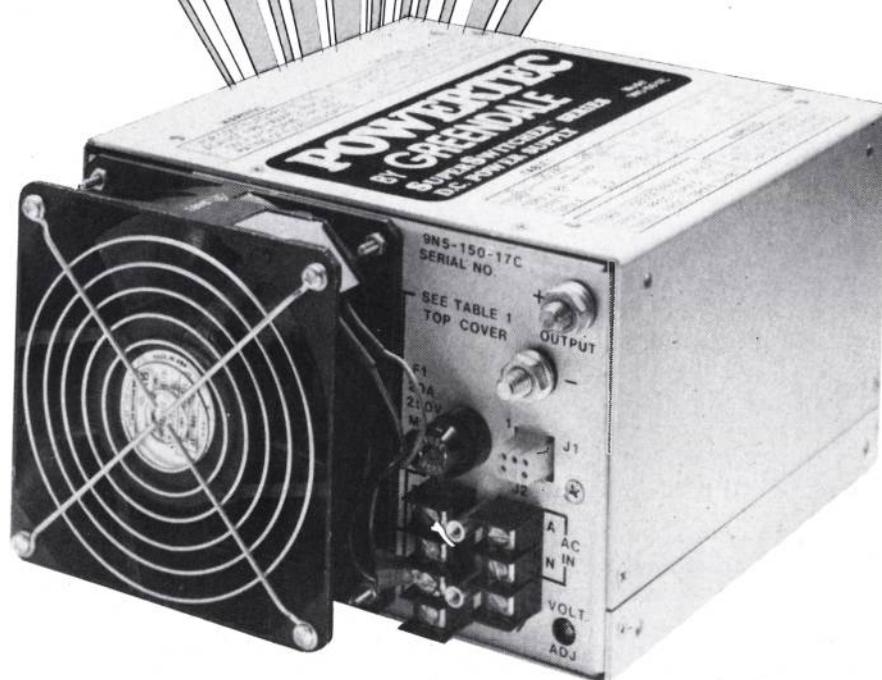


FITEC

156, rue de Verdun
92800 Puteaux
Tél. : (1) 772.68.58
Télex : 630 658 F

G. Nebut Conseils (3) 451.12.50

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.

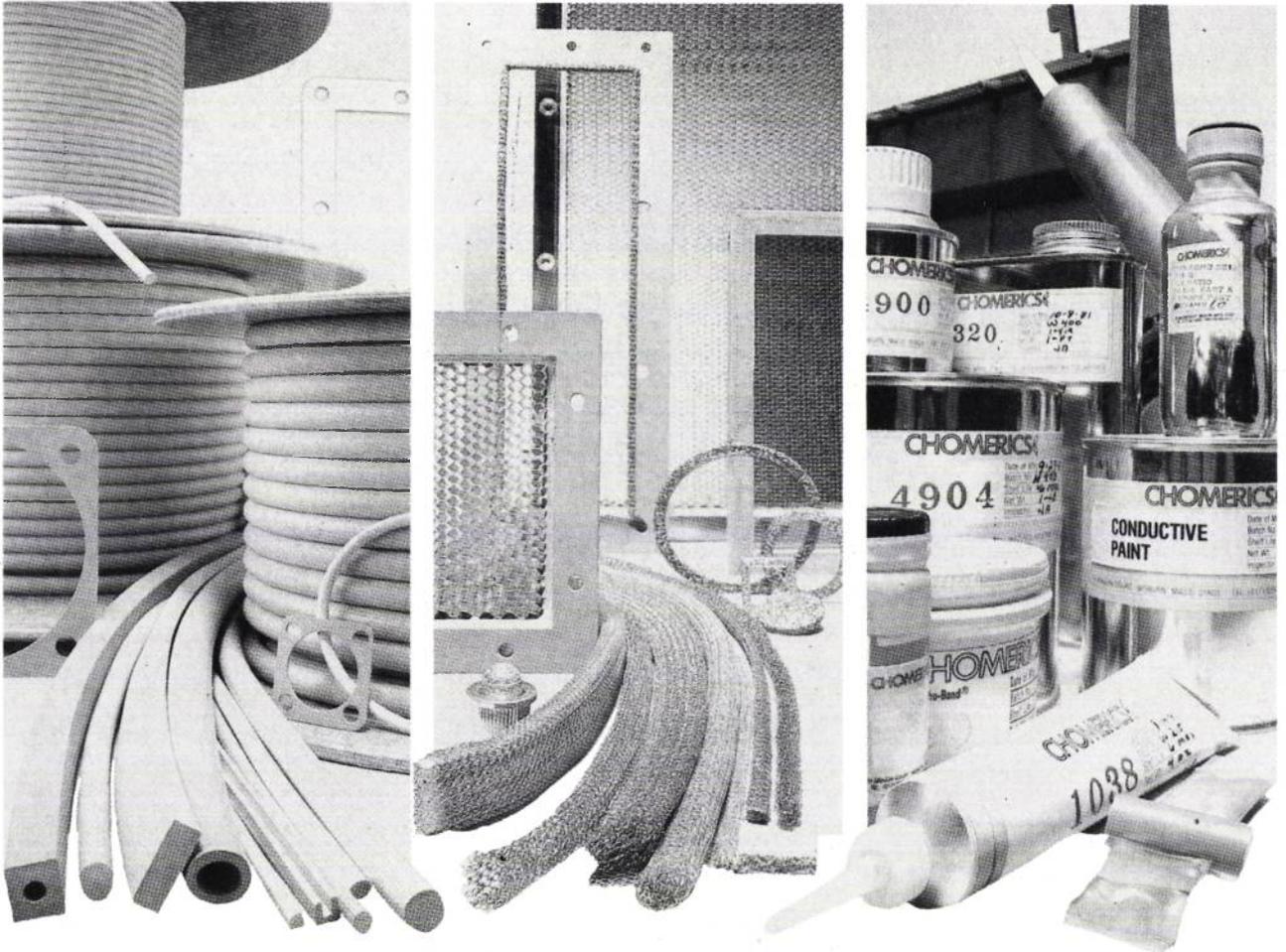
 **Multisources**
Electronique

27 rue de l'Etang
78000 VERSAILLES
Tél (3) 950 70 51 Tlx 697071

SALON DES COMPOSANTS - HALL 1 - ALLEE 18 - STAND 41

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE - 2

CONTRE TOUTES INTERFÉRENCES



CHOMERICS, le spécialiste des matériaux de blindage contre les IEM/EMP, Tempest, éclairs et radiations.

Joints silicone conducteurs électriques.
CHOMERICS a créé le premier joint de ce type

- Blindage efficace
- Excellente étanchéité
- Formes nombreuses : moulées, feuilles, extrusions pleines et creuses, et selon plans

Joints métalliques tricotés, ventilation, filtres et fenêtres blindés

- Gamme étendue de joints tricotés et autres produits métalliques
- Formes et tailles standard
- Filtres et ventilation blindés
- Fenêtres blindées

Adhésifs et peintures conducteurs électriques

- Peintures conductrices électriques répondant aux normes VDE et FCC parmi la vaste gamme CHO-SHIELD
- Adhésifs conducteurs électriques CHO-BOND pour collage de matériaux dissemblables.

AVANT TOUTES CONCEPTIONS, CHOMERICS propose un choix de solutions :

- Guide pour la conception d'un joint IEM (sur demande)
- Site de test de compatibilité électromagnétique
- Assistance technique
- Études, avant projets et prototypes
- Production européenne

EBB bigdub 542

CHOMERICS

CHOMERICS S.A.

B.P. 47 - 95612 CERGY PONTOISE
Tél. : (3) 037.63.30 - Télex : 698 255

Mise en parallèle des MOS de puissance

La mise en parallèle de MOSFETs de puissance nécessite souvent des précautions particulières afin d'éviter toute oscillation parasite indésirable. E. Oxner met en évidence que ces oscillations sont dues à un fonctionnement en multivibrateur

résultant à la fois d'inductances de câblage et de changement rapide de la capacité gate drain (effet Miller), et analyse les procédés permettant de les éviter.

LES insuccès rencontrés par ceux qui ont voulu mettre en parallèle des MOSFETs ont fait naître quelques doutes quant à leur convenance pour de telles applications.

Généralement, la recommandation de la plupart des fabricants pour la prévention de toute oscillation indésirable, est de placer des résistances en série dans chaque porte plutôt que de les connecter ensemble.

Le principal inconvénient d'une telle pratique est la dégradation de la vitesse de commutation, dont la dépendance envers l'impédance du générateur est bien connue.

Le problème

Des cas ont été remarqués où des MOSFETs en parallèle travaillant largement à l'intérieur de leurs limites avaient, pour des raisons mystérieuses, été détruits. Une analyse fine a alors permis de constater que la défaillance découlait d'une rupture de la couche d'oxyde de grille,

suggérant ainsi que des potentiels très supérieurs à ses valeurs avaient été appliqués sur cette dernière.

Le problème devint beaucoup moins mystérieux lors de la mise en évidence que les MOSFETs en parallèle avaient une fâcheuse tendance à osciller à très haute fréquence. Cependant, ce phénomène était d'autant plus étrange que tous les échantillons n'oscillaient pas systématiquement.

Mise en évidence des oscillations

La situation procurant le meilleur contrôle des oscillations est peut-être l'examen des caractéristiques de transfert de charges sur MOSFETs en parallèle, montés selon le schéma de la figure 1. Certaines précautions de mise œuvre ont cependant été rendues nécessaires, en raison de la fréquence relativement élevés des oscillations à étudier. Pour plus de commodité, les deux MOSFETs sont placés côte-à-côte, en

MOS en parallèle

prenant soin de souder les sources directement sur la masse commune.

La figure 2 retrace les caractéristiques de transfert de charges typiques.

Trois régions parfaitement définies apparaissent. Dans la région 1, la tension de grille a chargée la capacité d'entrée du MOSFET jusqu'au seuil de conduction (V_{th}) ; dans la région 2 non seulement le turn-on, est visible, mais aussi les effets de la capacité Miller sur les caractéristiques de charges. La région 3 montre la décroissance de la tension drain-source jusqu'à V_{SAT} , suivie de la fin du cycle de charge de la grille.

Il est intéressant de noter à ce point, que si deux MOSFETs sont connectés en parallèle pour induire des oscillations parasites, seule la jonction entre les régions 2 et 3 peut en être le siège. Cette enveloppe d'oscillations parasites est visible figure 3. Il faut cependant noter la position qu'elle occupe sur la courbe. La tension de grille a dépassé le seuil (V_{th}) et la tension drain-source a décliné jusqu'à un point approchant la complète saturation.

Si les oscillations s'étaient produites avant le passage du seuil, notre problème aurait été reporté sur les inductances parasites du circuit sans mettre en cause les MOSFETs (cas de sources non reliées directement à la masse).

Pour comprendre parfaitement la raison de la présence des oscillations sur le point précis où elles se produisent, il faut tout d'abord comprendre ce qui se passe exactement dans cette région 2. Ceci sera examiné plus en détails ultérieurement.

Au moyen de la base de temps, la fréquence des oscillations peut déjà être déterminée. La mesure selon cette méthode n'est qu'approximative. Le résultat est présenté figure 4. Dans le cas particulier étudié, la fréquence a été déterminée comme étant de 85 MHz.

Cause des oscillations

Nous pouvons être raisonnablement certains que les oscillations résultent d'une forme de résonance induite par des inductances de boucle entre transistors, en conjonction avec le grand gain inhérent aux MOSFETs.

Puisque les capacités interélectrodes d'un MOSFET de puissance sont dépendantes de la tension, (figure 5), les oscillations parasites dépendront de la tension appliquée sur le drain.

Dans un précédent article, la cause d'un effet Miller prolongé sur la charge de grille ainsi que sur le lent établissement de la tension drain-source à V_{sat} , a été identifiée comme étant la variation sur plusieurs décades de la capacité grille-drain (C_{gd}). L'accroissement astronomique de cette capacité, comme on peut le voir figure 6, n'apparaît qu'à l'entrée du MOSFET dans la région de conduction.

L'oscillateur

Les MOSFETs de puissance en parallèle constituent un oscillateur ! Une expérience simple mais non moins convaincante a été réalisée pour mettre le phénomène en évidence.

Le circuit d'étude des transferts de charges a été modifié pour permettre l'injection d'un signal radiofréquence. La différence de phase entre les drains a été mesurée au moyen d'un HP 8405 A (vecteur voltmeter de Hewlett Packard).

Le circuit utilisé est montré figure 7. R_1 et R_2 sont des résistances de 50 ohms au carbone.

C_1 et C_2 font 4 pF.

O_1 et O_2 sont des connecteurs coaxiaux permettant le raccordement aux sondes du HP 8405 A. R_L a été mesuré à 44 ohms.

Comme nous l'avons dit plus haut, il est difficile de déterminer précisément la fréquence d'oscillation. Le circuit modifié (figure 7) permet de verrouiller les oscillations libres sur le signal rf injecté.

Il est alors été aisé de lire la fréquence des oscillations parasites directement sur le générateur rf. La figure 8 présente l'effet d'un tel verrouillage de phase des oscillations.

Si la cause des oscillations est bien l'interaction des capacités et inductances parasites — inductance de boucle entre transistors incluse —, la fréquence devrait croître si on augmente la tension d'alimentation.

A l'aide de notre circuit expérimental (figure 7), nous pouvons alors « pister » l'oscillation en utilisant le générateur externe. Une paire de VN 4000A Siliconix a commencé à osciller à 82 MHz pour $V_{DD} = 60$ V, atteignant 95 MHz pour $V_{DD} = 160$ V.

Pendant le verrouillage des oscillations la différence de phase entre les drains a été mesurée. Bien que ceux-ci aient été reliés par une piste très large, la différence de phase est restée constante et égale à 180° !

Si nos MOSFETs en parallèle ont tendance aux oscillations parasites mais n'oscillent pas à cause de circonstances particulières (sous tension, commande de gate insuffisante etc.) nous constatons que nous pouvons souvent induire des oscillations en injectant une porteuse rf.

Les caractéristiques de transfert de charges présentées figure 9, ne montrent aucun signe d'oscillations parasites alors qu'en figure 10 nous avons la même situation mais avec oscillations induites.

Si les conditions avaient été ajustées pour obtenir des oscillations parasites (mais sans en générer) les MOSFETs en parallèle auraient oscillé exactement à la même place sur la courbe de transfert de charges.

Pourquoi certains MOS n'oscillent-ils pas ?

Certains MOSFETs en parallèle, n'oscillent

MOS en parallèle

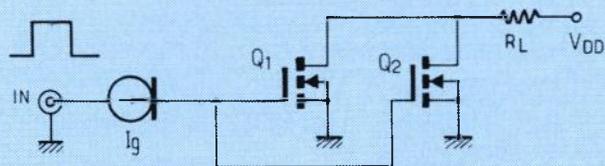


Fig. 1 Circuit de mesure des transferts de charges.

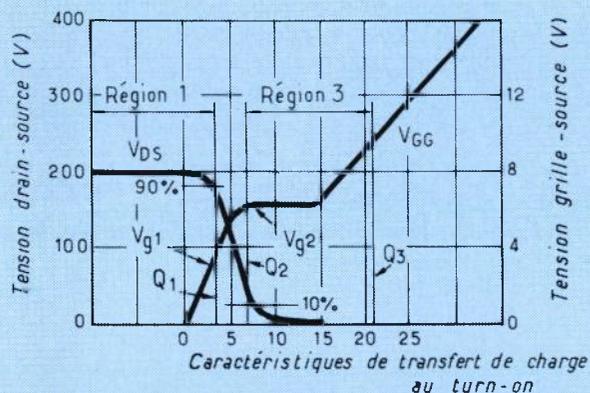


Fig. 2 Caractéristique de transfert de charge typique.

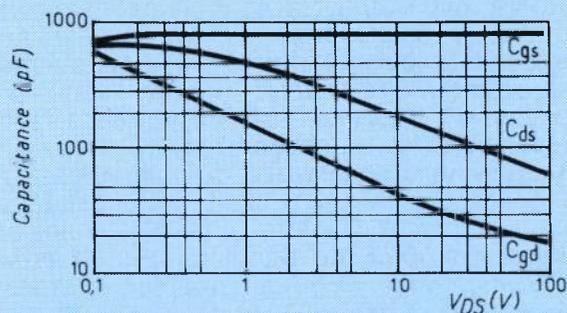


Fig. 5 Capacité grille-drain fonction de la tension drain-grille.

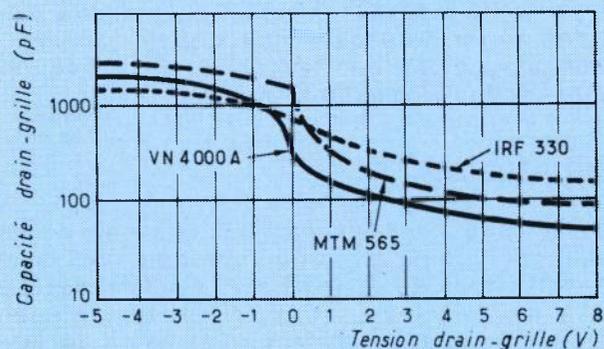


Fig. 6 Effet Miller.

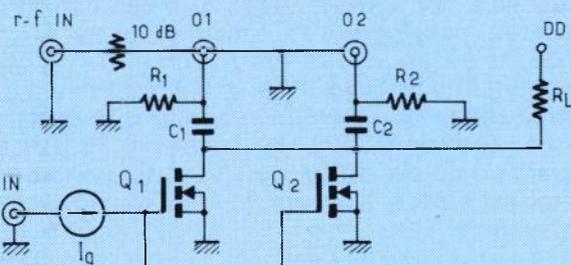


Fig. 7 Circuit modifié.

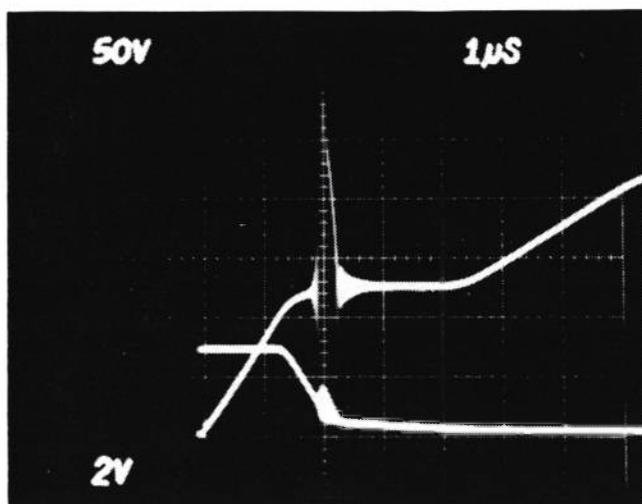


Fig. 3 Enveloppe des oscillations parasites dans la région 2 de la courbe.

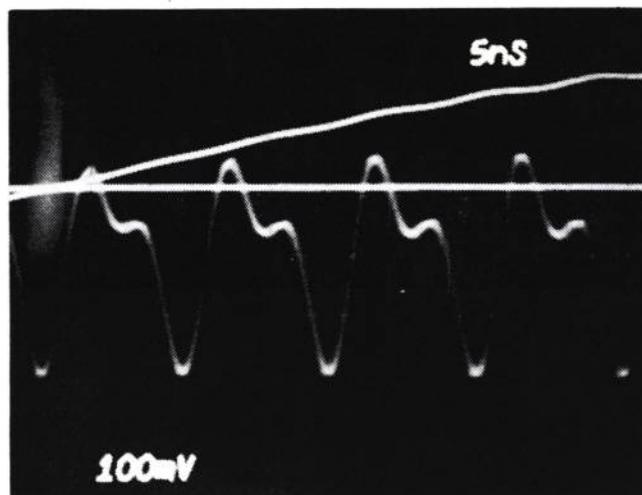


Fig. 4 Extension de la base de temps pour déterminer grossièrement la fréquence des oscillations.

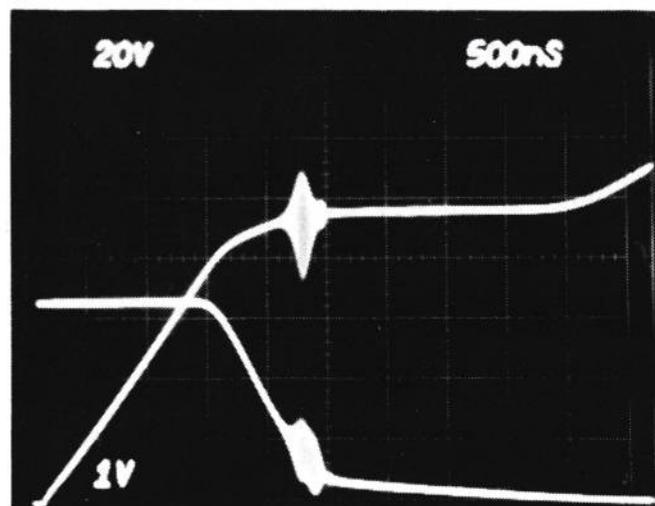


Fig. 8 Oscillations parasites « verrouillées ».

MOS en parallèle

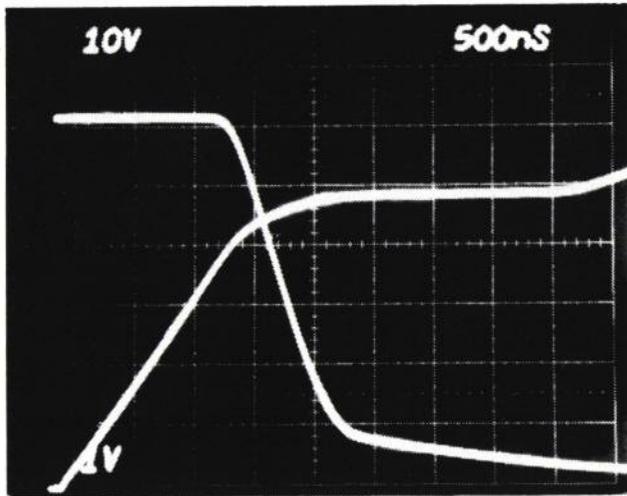


Fig. 9 MOSFETs en parallèle n'oscillant pas.

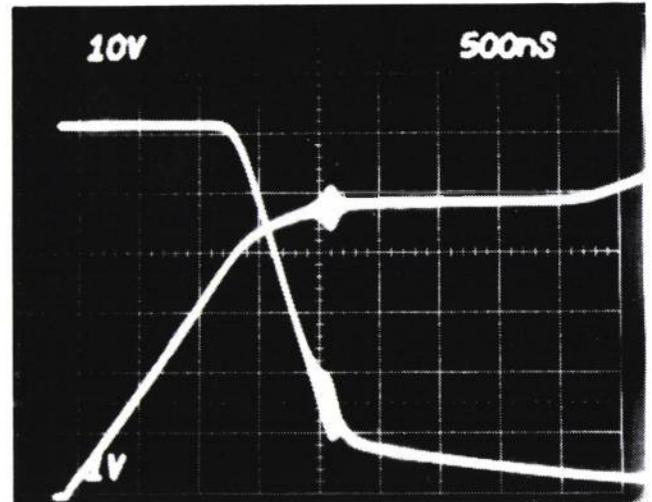


Fig. 10 Oscillations parasites induites.

pas, pas plus qu'il n'est possible d'induire une oscillation par injection d'un signal rf. Ils sont stables.

Ces MOSFETs stables ont simplement des capacités trop grandes pour résonner avec les inductances de boîtier et de circuit. Certaines autres combinaisons parallèles avec une tradition d'instabilité pourront, dans certains circuits, être trouvées stables. D'une part une tension de fonctionnement insuffisante favorise les oscillations induites, d'autre part il se peut que le tracé du circuit imprimé évite les oscillations parasites.

Le tableau 1 illustre un exemple où la longueur de la connexion de grille joue un rôle déterminant dans l'entretien ou l'arrêt des oscillations.

Tableau 1

Longueur de la connexion de grille (cm)	$V_{DD} = 80 V$	$V_{DD} = 160 V$
	V crête à crête	V crête à crête
3	20	100
4	17	86
5	3	44
5,5	0	30
8	0	8
6,5	0	0

Notons que ce tableau identifie la cause principale de rupture de la couche d'oxyde de grille, et la défaillance en résultant. Peu de fabricants proposent des MOSFETs supportant des tensions source de $\pm 40 V$ crête à crête.

Prévention des oscillations parasites

Si nous plaçons une résistance en série dans chaque porte, nous arrêtons les oscillations. Ainsi, dans l'application particulière où nous avons deux MOSFETs en parallèle, une seule résistance de 50 ohms est nécessaire pour stop-

per toute oscillation. Si la commutation ultra-rapide n'est pas indispensable, la résistance série dans la porte est une solution simple à notre problème. Un autre remède consiste à remplacer la résistance par une perle de ferrite. Ici aussi, il suffit d'une seule perle si nous ne connectons que deux MOSFETs en parallèle.

Cependant, lorsqu'on utilise cette solution, il vaut mieux placer la perle entre les drains des transistors couplés en parallèle. En effet dans cette configuration, la perle n'a aucun effet sur le temps de commutation. Toutefois une saturation peut survenir lors de commutation à très forts courants.

De toute façon, l'utilisation de résistances ou perles de ferrite dans les circuits de grille ou de drain stoppe les oscillations quelle que soit la longueur des connexions de grille.

Conclusion

Bien que nous n'ayons pas proposé de nouvelles solutions au problème des oscillations parasites lors de la mise en parallèle de MOSFETs de puissance, nous avons quand même déterminé qu'elles étaient dues à un fonctionnement en pseudo multivibrateur.

De plus nous avons établi que ces oscillations parasites génèrent des tensions crête à crête excédant de beaucoup les tensions de claquage des couches d'oxyde de grille (tableau 1). En conséquence nous avons reconnu que ces oscillations pouvaient être la cause de défauts et dégradations de cette couche d'oxyde (seules quelques portes supportent des tensions excédant $\pm 40 V$).

E. OXNER

(Siliconix Inc)

Adapté par C. ALEMANY

(Siliconix-France)

CONDENSATEURS THOMSON

PUISSANCE, HAUTE TENSION.

Je modèle mon énergie...

Les condensateurs de puissance et de haute tension LCC, par des technologies spécifiques à chaque forme de conversion d'énergie, m'apportent la solution appropriée.

J'utilise pour le stockage, le filtrage (200 joules/litre) et la commutation forcée, les diélectriques papier et film plastique secs ou imprégnés de LCC.

Pour l'émission et le chauffage industriel jusqu'à plus de 100 MHz et 2M Var, les diélectriques céramique LCC mono ou multicouche.

A la pointe des technologies l'équipe de recherche de LCC étudie mes demandes spécifiques et réalise le condensateur répondant à l'exigence de mes circuits.

Une véritable assurance-qualité.

LE SENS DE LA QUALITE



THOMSON
COMPOSANTS

THOMSON-CSF LCC-CICE /CIE EUROPEENNE DE COMPOSANTS ELECTRONIQUES - Département CONDENSATEURS
Services Commerciaux FRANCE : 101, bd Murat - 75016 Paris - Tel. : (1) 743.96.40 - Telex : TCSF 204780 F

RÉGION PARISIENNE

COPEL
BUC
Tel. : (3) 956.10.18

GEDIS
BOULOGNE
Tel. : (1) 604.8170

MONNAIE
Tel. : (47) 52.96.07

THOMSON-CSF COMPOSANTS
DISTRIBUTION (TCC, DIS)
VILLEJUIF
Tel. : (1) 677.81.71

RÉGION EST

SELFCO
STRASBOURG
Tel. : (88) 22.08.88

RÉGION SUD-OUEST

SODIMEP
TOULOUSE
Tel. : (61) 52.01.21

BORDEAUX
Tel. : (56) 39.93.42

RÉGION OUEST

BELLION ELECTRONIQUE
LE RELECO KERHUON
Tel. : (98) 28.03.03

RÉGION SUD-EST

SEDRÉ
LA TRONCHE
Tel. : (76) 90.71.18

SAINT-ETIENNE
Tel. : (77) 32.80.57

VILLEURBANNE
Tel. : (71) 868.30.96

S.R.D.
LES PENNES MIRABEAU
Tel. : (42) 02.91.08

Alimentations d'équipement de 30 à 1000 W



**STANDARD
POWER
INCORPORATED**

- économiques, à châssis ouvert
- stabilisées sorties multiples
- à découpage 150 à 1000 W
- pour μ P et protégées par OVP
- autre source de "Power One" série H
- **charges programmables PS²L pour courant et/ou résistance constants**



Catalogues et notices techniques :

sacasa

société applications composants actifs
et systèmes associés

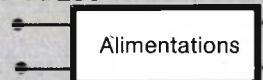
2, rue de l'Avenir
92360 Meudon-La-Forêt
Tél. : (1) 630.68.39 - Télex : 205157

EB bispapub 568

CALEX

ALIMENTATIONS

220 ou 230 V



Alimentations

50 Hz à 400 Hz

- 70 °C sans affaiblissement

- Encapsulés
- Châssis
- Miniatures
- Haut-isolément
- Triple
- 5 V - 100 mA à 2 A
- 9 V - 12 - 15 - 18 - 24 V
- $\pm 12 V \pm 15$
- 10 W

CALEX - GARANTIE 5 ANS

CONVERTISSEURS

LARGE GAMME ENTRÉE



continu

4 à 60 V

- Grandes variations d'entrées
- Protégés contre c/c
- 70 °C sans affaiblissement

- 3 W
- 12 W
- 5 V
- 12 V
- 15 V



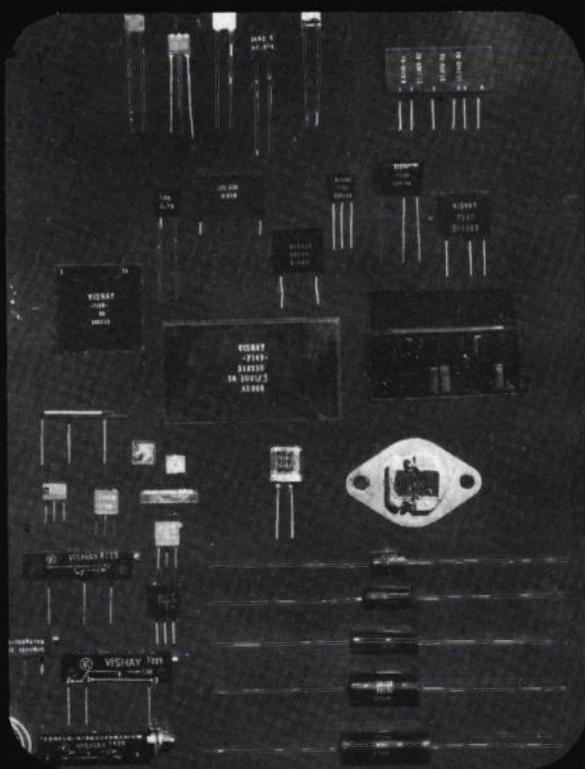
Catalogues et notices techniques :

sacasa

société applications composants actifs
et systèmes associés

2, rue de l'Avenir
92360 Meudon-La-Forêt
Tél. : (1) 630.68.39 - Télex : 205157

EB bispapub 447



VISHAY

Mann Components Ltd.

**2 NOMS DANS LE DOMAINE
DU COMPOSANT RESISTIF
UNE SEULE SOCIETE
POUR MIEUX VOUS SERVIR**

- **RESISTANCES** : Technologie
métal massif et bobiné
- **RESEAUX DE RESISTANCES**
- **POTENTIOMETRES TRIMMERS**

VISHAY-MICROMESURES

98, bd Gabriel-Péri
BP 51-92242 Malakoff Cédex
France - Tél. : (1) 655.98.00

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

BAZAINE

LE SENS DE LA QUALITÉ



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
67169, rue de la Colonie - 75013 Paris
Tél. (1) 580.45.00 - Tlx : Corel 200 493

5214

Une alimentation 500 watts

L'alimentation décrite ci-après utilise un circuit classique et fait appel à deux transistors MOS de puissance commandés par un circuit UC 3525 A. L'utilisation d'une fréquence de découpage élevée (200 kHz) permet de réduire la taille et le coût des composants, mais impose de tenir compte des capacités et des inductances parasites du câblage et des composants.

Caractéristiques :

Tension d'entrée, 115 ou 220 V \pm 15 % 50 ou 60 Hz.

Tension de sortie, 5 V 100 A.

Régulation en fonction de la tension d'alimentation 0,4 % ; en fonction des variations de 10 à 100 % de la charge 0,5 %.

Ondulation résiduelle 100 mV crête-crête.

Fréquence 200 kHz.

Efficacité 75 %.

Description

Le pont redresseur d'entrée peut être connecté au 110 ou au 220 V.

Le commutateur utilise une paire de MOS en configuration demi-pont.

Les grilles des MOS sont commandées directement par la sortie du circuit intégré UC 3525A, à travers un transformateur (abaisseur) d'isolement T₁. Les sorties 11 et 14 du UC 3525A délivrent au primaire de T₁ les impulsions rapides à fort courant nécessaires à la commande de grilles des MOS, et assurent la mise à la masse pendant les temps morts, évitant tout risque de mise en conduction accidentelle d'un des transistors, par des parasites. Noter qu'après la charge ou la décharge de la capacité de grille à la tension désirée, le courant délivré par le UC 3525 A tombe à une faible valeur. Les résistances d'amortissement R3 et R4 et les condensateurs C16 et C17 minimisent la résonance due à la capacité des grilles associée aux inductances de T₁ et des fils de câblage, pendant le temps mort. Le circuit intégré fonctionne à 200 kHz et nécessite un petit radiateur.

Le transformateur de sortie sur circuit ferrite fonctionne à 1 000 Gauss crête afin de réduire les pertes à 200 kHz. Pour réduire l'inductance de fuite, le primaire est bobiné en 2 couches, de part et d'autre du secondaire. Les inductances des enroulements sont minimisées par l'utilisation de 2 fils de forte section mis en parallèle au primaire, et de ruban de cuivre au secondaire.

La résonance de l'enroulement primaire se situe à environ 4 MHz, et est due à l'inductance de fuite associée à la capacité de sortie du MOS, elle est amortie par la résistance R18 et le condensateur C4.

La tension inverse aux bornes des redresseurs Schottky CR1 à CR4 (due à la résonance aux environs de 20 MHz du circuit LC constitué par la capacité des diodes Schottky et l'inductance de fuite du transformateur, (vue par le secondaire comme le carré du rapport de transformation) est amortie par les résistances R7 à R10 et les condensateurs C10 à C13.

Le condensateur de filtrage C5 est constitué de 3 éléments de 5 μ F 100 V au polypropylène mis en parallèle présentant une résistance série de l'ordre de 12 milli ohm.

L'inductance du filtre est réalisée sur ferrite par un enroulement de 4 tours de 5 fils de forte section en parallèle.

La limitation de courant fait appel au transformateur T3 inséré dans le fil de retour du primaire de T2. Le signal est redressé, son niveau ajusté, puis il est transmis à la broche de limitation du circuit UC 3525 A.

La limitation de courant fait appel au transformateur T3 inséré dans le fil de retour du primaire de T2. Le signal est redressé, son niveau est ajusté, puis il est transmis à la broche de limitation du circuit UC 3525A.

Considérations.

En plus des avantages présentés par le fonctionnement à une fréquence élevée, l'utilisation de transistors MOS permet l'emploi d'un circuit intégré de commande.

Les règles de l'art

La commutation de forts courants à fréquence élevée nécessite pour obtenir des résultats satisfaisants d'employer un minimum de précaution.

La technique de câblage sera inspirée de celle utilisée en haute fréquence.

L'utilisation d'un plan de masse est indispensable ; il peut être réalisé par une des faces du circuit imprimé, ou au moyen d'une plaque de cuivre proche du circuit imprimé.

Les connexions seront courtes (se souvenir que 1 cm de fil = 1 nanohenri) réalisées de préférence en ruban de cuivre. Dans le cas de circuit imprimé utiliser des pistes larges et ne pas hésiter à employer des cavaliers si nécessaire pour réduire la longueur de tracé.

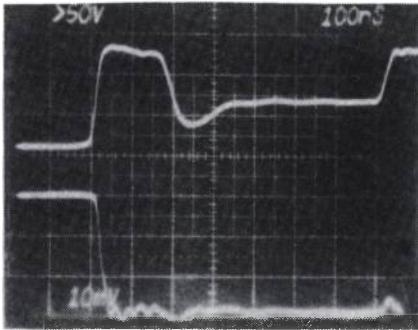
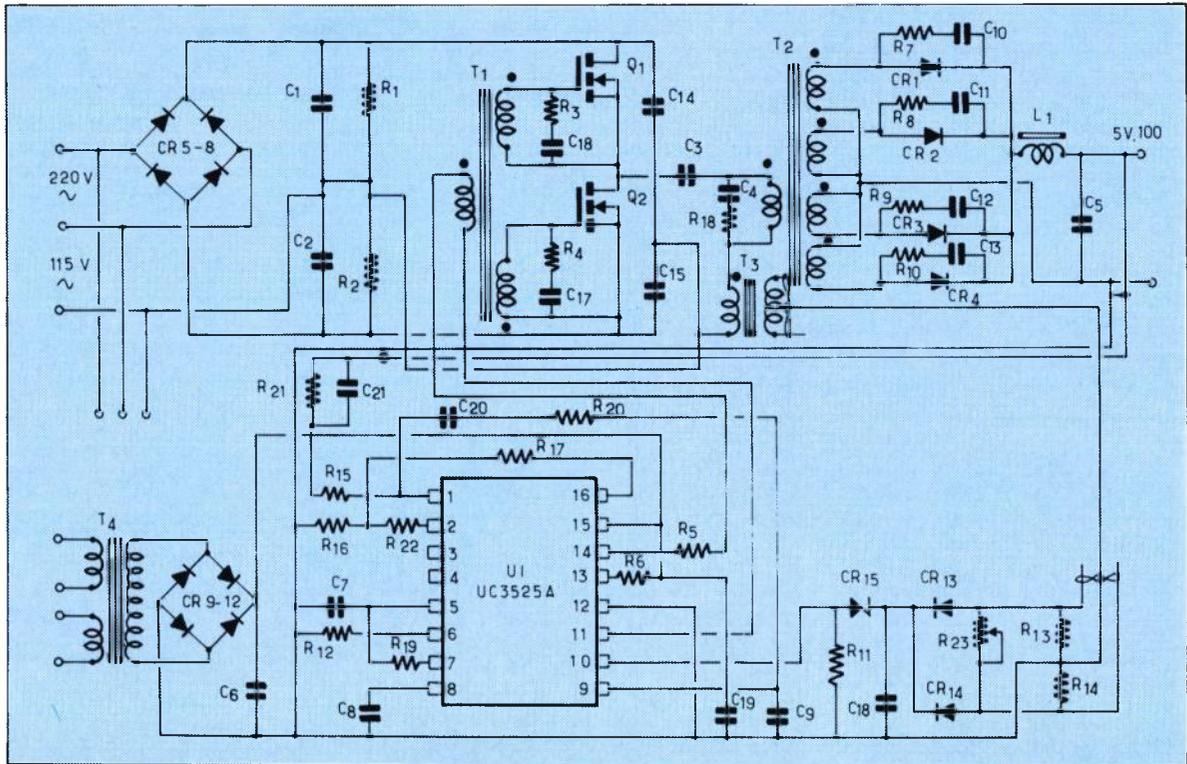
Les condensateurs de stockage seront choisis avec de faible résistance série.

Les transformateurs seront réalisés de façon à limiter les pertes ohmiques (bobinage constitué de plusieurs fils en parallèle ou de ruban) et les inductances de fuite (primaires et secondaires sandwichés).

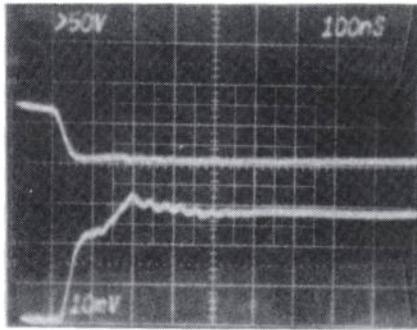
La boucle de réaction de l'amplificateur d'erreurs assure une grande stabilité de fonctionnement à la fréquence de travail. La courbe de rendement indique que celui-ci décroît avec la puissance délivrée. Le phénomène est essentiellement dû aux pertes ohmiques autres que celles introduites par les redresseurs Schottky, telles que R_{ds(on)} des MOS et pertes cuivres des transformateurs de sortie et de l'inductance de filtre.

Les pertes de commutation sont faibles et les temps de montée et de descente sont respectivement de 10 ns et 20 ns. Comparé à un convertisseur à 25 kHz la réponse transitoire de ce circuit est améliorée d'au moins un facteur 8. L'utilisation possible à la fréquence de travail de condensateurs au polypropylène est également un facteur d'amélioration grâce à leur résistance série plus faible que celle des électrochimiques. La réduction de taille des transformateurs d'alimentation, de l'inductance et du condensateur de filtrage est spectaculaire ainsi que celle des circuits de commande.

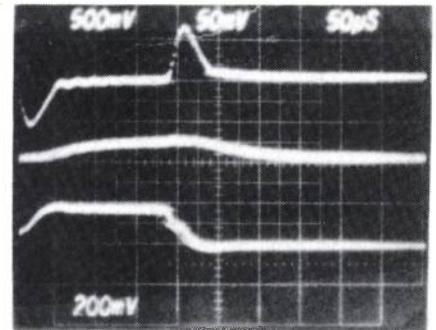
(Adapté d'une note d'application Unitrode)



Temps de montée.— En haut, V_{ds} de Q2 (100 V/div.) ; en bas I_d de Q2 (2 A/div.).



Temps de descentes.— En haut, V_{ds} de Q2 (100 V/div.) ; en bas I_d de Q2 (2 A/div.).

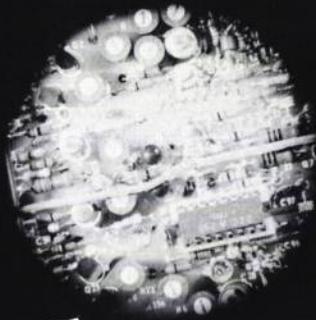


Réponse transitoire, 25 A de variation de charge. En haut, sortie 5 V (500 mV/div.) ; au milieu, sortie de l'amplificateur d'erreur (200 mV/div.) ; en bas, courant de charge (25 A/div.).

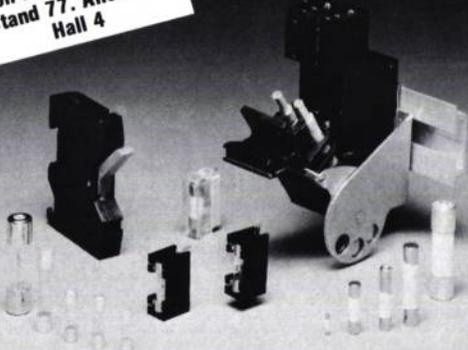
LISTE DE COMPOSANTS

U1	UC3525A	C16, C17	0,002 μ F, 50 V	T1	Noyau FT 25 Ferrinox T 22
Q1, Q2	UFN441	C18	0,2 μ F, 50 V		Primaire 14 tours fil 0,3 mm ²
CR1-CR4	USD545	C19	0,1 μ F, 50 V		Secondaire 2 \times 7 tours fil 0,3mm ²
CR5-CR8	680-4	C20	300 pF, 50 V	T2	Noyau EC 52 Ferrinox B50
	(Unitrode)	C21	220 pF, 50 V		Primaire 14 tours 2 couches - 2 fils
CR9-CR12	673-1	R1, R2	33 k Ω , 2 W		1,3 mm ² en parallèle
	(Unitrode)	R3, R4	47 Ω		Secondaire 2 \times 2 tours - ruban cuivre
CR13, CR14	UES1003	R5	10 Ω		0,25 \times 20 mm
CR15	TVS310	R6	4,7 Ω	T3	Noyau FT 25 Ferrinox T 22
C1, C2	600 μ F, 250 V	R7-R10	3,9 Ω , 1/2 W		Primaire 1 tour 2 fils 1,3 mm ² en
C3	1 μ F, 400 V	R11	10 k Ω		parallèle
C4	500 pF, 1 kV	R12	3,3 k Ω		Secondaire 20 tours prise médiane
C5	3 \times 5 μ F, 100 V	R13, R14	220 Ω		fil 0,3 mm ²
	(polypropy.)	R15	10 k Ω	T4	Primaire 117/220 V
C6	500 μ F, 50 V	R16	10 k Ω		Secondaire 25 V - 0,15 A
C7	100 pF, 50 V	R17	51 Ω		
C8	1 μ F, 50 V	R18	50 Ω , 4 W		
C9	50 pF, 50 V	R19	10 Ω		
C10-C13	0,02 μ F, 50 V	R20	27 k Ω		
C14, C15	1 μ F, 200 V	R21	24 k Ω		
		R22	33 k Ω		
				L1	Noyau GUTV 35 Ferrinox B 30
					4 tours 5 fils de 3,3 mm ² en paral-
					lèle.

FUSIBLES PROTISTOR SÉRIE ÉLECTRONIQUE...



Salon des Composants
Stand 77. Allée 43
Hall 4



... LA PROTECTION ÉLECTRONIQUE NE S'IMPROVISE PAS

Parce que FERRAZ est le spécialiste de la protection électrique et électronique, les fusibles PROTISTOR ont été étudiés pour répondre à toutes les exigences des concepteurs de circuits électroniques : un très haut pouvoir de coupure, une très forte limitation de l'amplitude du courant coupé et une très haute précision des caractéristiques électriques.

Parce que FERRAZ est le spécialiste de la protection électrique et électronique, la gamme des fusibles PROTISTOR a été conçue pour résoudre tous les problèmes de protection des circuits électroniques et des semi-conducteurs de puissance : automates programmables, appareils de mesure, appareils électroménagers, lignes de distribution, moteurs, etc. pour une tension de 125 V à 10 kV, des calibres de 10 mA à 30 A, un pouvoir de coupure jusqu'à 200 kA, un type de fonctionnement rapide, temporisé ou lent. Tailles : 2 x 8 - 5 x 20 - 5 x 25 - 6,3 x 32 - 6,3 x 46 - 10,3 x 38 - 10 x 180.

Vous trouverez sans difficulté un produit PROTISTOR miniaturisé de grande fiabilité pour la protection recherchée.



FERRAZ

B.P. 3025 · 69391 LYON CEDEX 3 · FRANCE · Tél. 7/853.00.39

Bon à découper et à retourner à l'adresse ci-dessus.
Je suis intéressé par les PROTISTOR Série Electronique.
Merci de m'envoyer d'urgence :

la documentation un agent commercial.

Société _____

Nom _____ Fonction _____

Adresse _____

Code postal _____ Tél. _____

DIODE

666.98.01



VOTRE SAUVEGARDE !

Thyristor GTO pour simplification de circuit/commande

- Courant moyen
160A (1000 à
1600V)
- DI/DT illimitée
- Temps maximum
d'extinction : 8µs



INTERNATIONAL
RECTIFIER

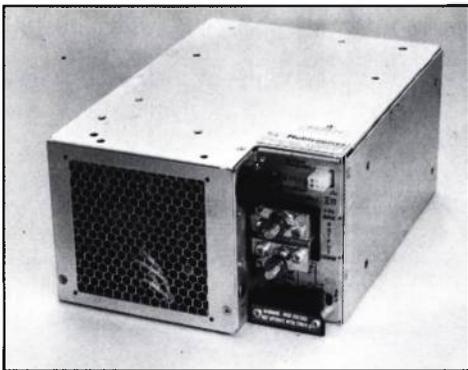
Distribué par Diode France :

1, allée des Platanes - Sofilic 419
94263 Fresnes-Cédex

Tél. 666.98.01 - Télex 200743 F



Pioneer Magnetics : la puissance apprivoisée.



Alimentations et convertisseurs de puissance à découpage Pioneer Magnetics.

Spécialiste incontesté des alimentations continues à forte puissance et haut rendement, Pioneer Magnetics propose une gamme d'alimentations à découpage et convertisseurs mono et multi-sorties couvrant toutes les puissances de **250 à 2500 watts**.

Tous ces produits se distinguent par :

- une très haute fiabilité (mtbf > 75000 h),
- un rapport puissance/volume exceptionnel,
- une haute tenue en température,
- leur conformité aux normes UL, CSA et VDE/871B.

De nombreuses options sont disponibles à la demande : programmation à distance, détection de coupures, inhibition des sorties, etc...

HARD communication

YR&L

Siège Social :
Z.I. rue Fourny
B.P. 40 78530 BUC
Tél. : (3) 956.81.42 - Télex 696379

Agence Rhône-Alpes :
Z.I. de Chesnes-Luzais, 2, rue de Madrid
38290 Saint-Quentin-Fallavier
Tél. : (74) 94.55.99 - Télex : 310655

Régulation 100 V 100 mA avec un CI

L'utilisation aux tensions élevées des régulateurs intégrés ne présente pas de difficulté tant que l'on n'excède pas à leurs bornes la tension $V_{in}-V_{out}$ max. Cependant cette condition n'est plus respectée si un court circuit se produit entre sortie et masse, ce qui entraîne la destruction du régulateur.

Le montage décrit ci-après permet de réguler 100 V, 100 mA et autorise les court-circuits de sortie. Même à 100 V, le régulateur ne reçoit que 1,2 V entre la broche de réglage de tension et la broche de sortie.

Dans ces conditions, la zener 30 V ne conduit pas, alors que Q1 conduit. Si un court circuit apparaît à la sortie, la zener conduit forçant la base de Q1 à 30 V et verrouillant son émetteur à U_Z-2V_{BE} maintenant ainsi le régulateur bien au-dessous de la limite $V_{in}-V_{out}$. Q1 est un transistor de puissance (12 W) qui doit supporter 90 V V_{CE} quelque soit le courant délivré par le transformateur et le régulateur. Le transformateur se sature à 130 mA, ce qui permet à Q1 de rester dans son aire de sécurité. Q1 et le régulateur sont thermiquement couplés. En cas de surcharge, la protection thermique du régulateur coupe celui-ci, et un régime d'oscillation commence. Cette action se poursuit aussi longtemps que le court-circuit subsiste, protégeant le régulateur et la charge. Le condensateur de 500 pF combiné au réseau d'amortissement $10 \Omega/0,02 \mu f$ augmente la réponse aux transitoires, alors que les diodes assurent l'écoulement de la charge des condensateurs.

(Extrait de « Spécial circuit design techniques enhance regulator performance », article dans lequel l'auteur propose également des solutions pour augmenter la puissance de sortie, modifier la tension de sortie, etc. ; EDN, 1^{er} septembre 1983).

De meilleures commandes de moteurs grâce aux MOS de puissance

L'utilisation de transistors MOS dans le circuit de la figure 1 b permet la commande bidirectionnelle de moteurs fractionnaires avec seulement une partie de la puissance requise pour la commande de base de bipolaires. Une surveillance de la force contre électromotrice du moteur introduisant un retard à la tension d'inversion du sens de rotation, réduit les crêtes

de courant qui se produisent à ce moment ; ceci permet d'utiliser des MOS de puissance inférieure à celle requise par la méthode d'inversion instantanée. Une classique commutation en H permet d'inverser la tension d'alimentation du moteur, assurant la commande bidirectionnelle de celui-ci.

Deux paires de MOS canal N assurent la commutation pour les deux sens de rotation ; un convertisseur flyback continu/continu est composé d'un sextuple inverseur CMOS et d'un transistor de signal MOS qui attaque les FET de commutation.

L'oscillateur utilise 3 des inverseurs et fonctionne à 240 kHz, les 3 autres inverseurs attaquent le transistor de signal. La tension de sortie moyenne des inverseurs suit la tension d'entrée de l'alimentation, assurant une polarisation de grille correcte, même pour une tension d'alimentation ne dépassant pas 6 V.

Les transistors Darlington reçoivent la tension contre électromotrice du moteur (à travers la zener snubber de 20 V qui se trouve polarisée dans le sens direct dès l'apparition de la force contre l'électromotrice) et conduisent à la masse le signal de changement de direction jusqu'à disparition de la tension contre électromotrice.

Les grilles des transistors commutateurs sont également bloquées jusqu'à ce que la force contre électromotrice tombe en dessous du seuil de tension base émetteur.

La tension permettant la rotation en sens inverse n'est appliquée qu'après arrêt du moteur.

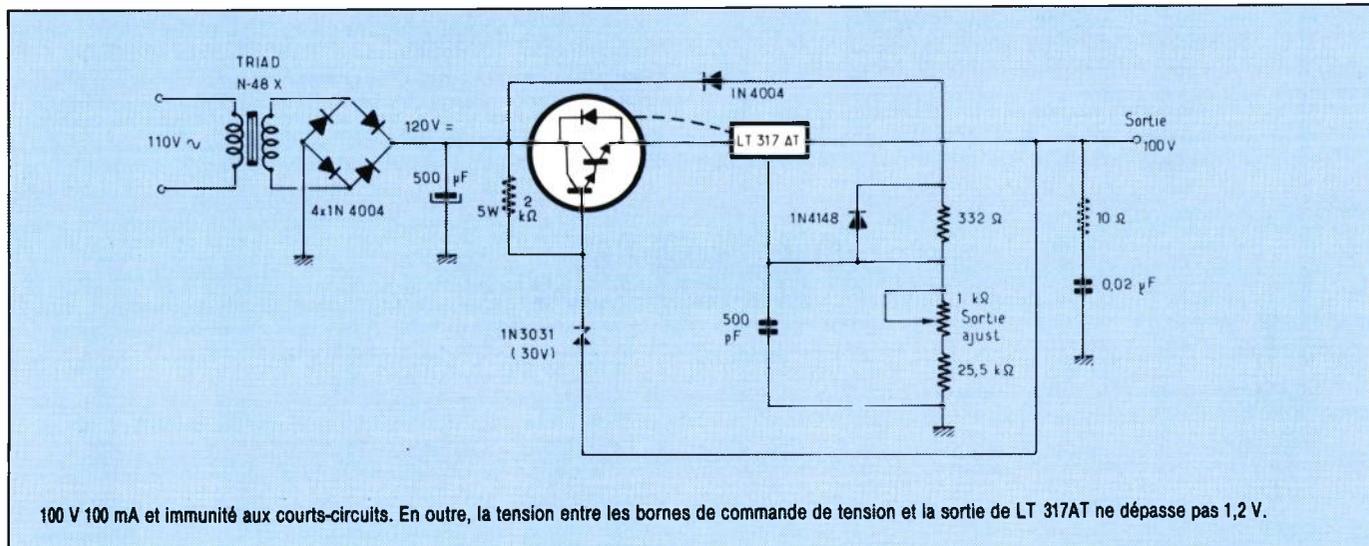
Pour obtenir une réponse plus rapide, il est possible d'éliminer les Darlington ; la résistance de grille de $1 M \Omega$ étant dans ce cas réunie à la masse. Cependant cette modification nécessite l'utilisation de MOS à plus fort courant à cause des pointes d'intensité qui en résultent.

La figure 2 indique de façon significative la différence du courant crête entre les deux montages.

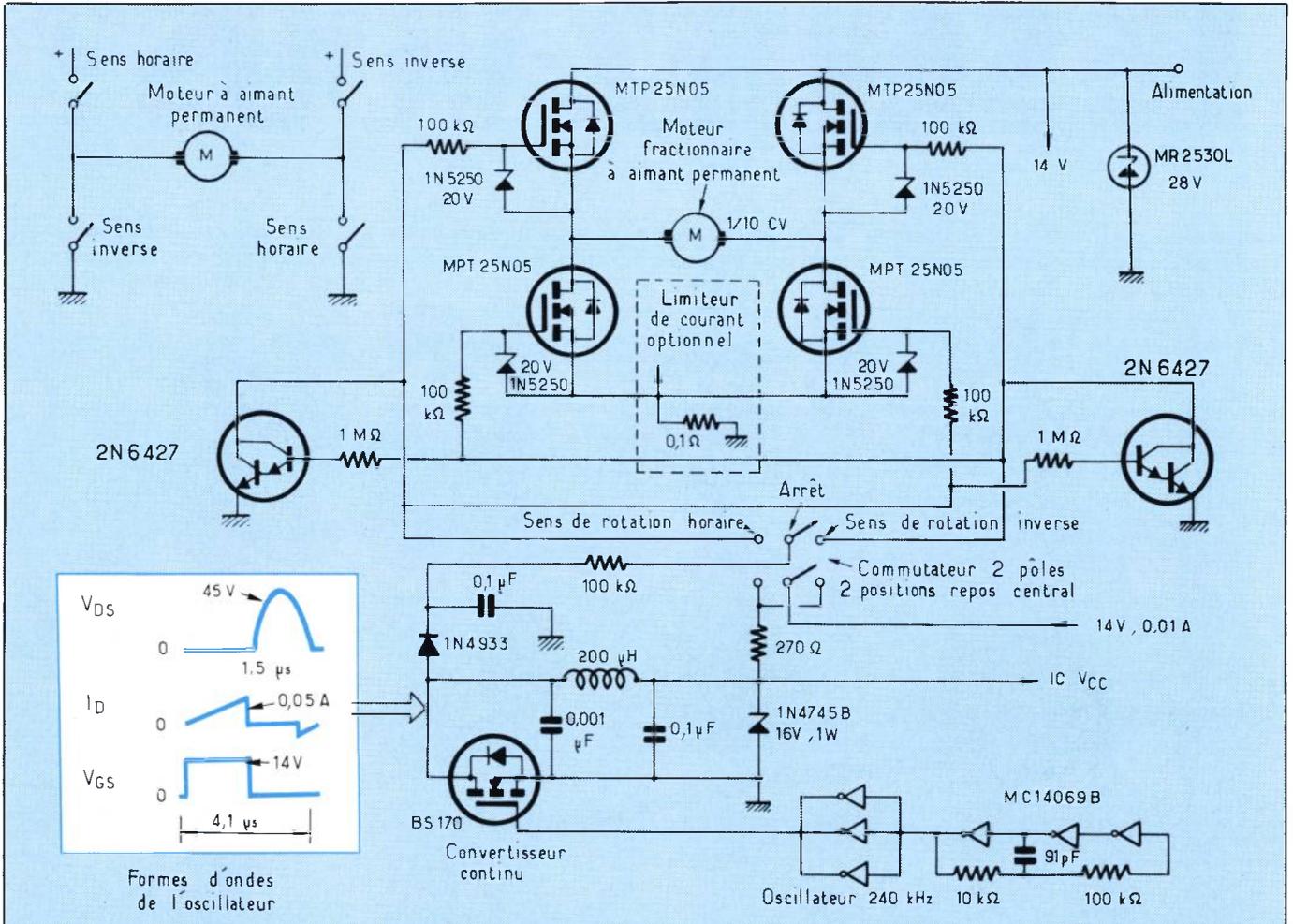
Sans surveillance de la force contre électromotrice les courants dans les MOS atteignent 50 A et la dissipation 140 W, alors qu'avec le dispositif de surveillance le courant est réduit à 30 A et la dissipation à 14 W.

Une diode zener de 16 V limite la tension appliquée au convertisseur et un limiteur de transitoires protège les MOS contre les pointes de tension d'alimentation supérieure à 28 V.

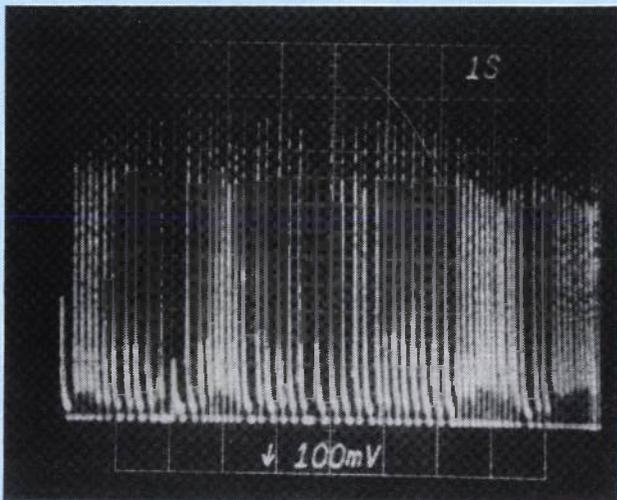
(D'après EDN, 15 septembre 1983)



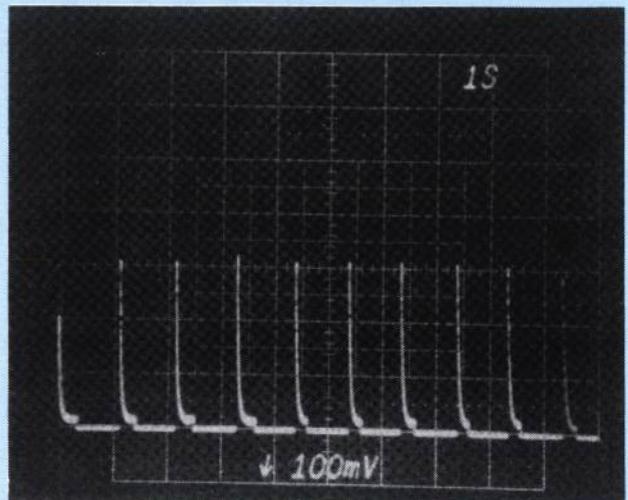
Revue de presse



Ce circuit de commande de moteur dissipe beaucoup moins d'énergie qu'une commande à transistors bipolaires, et permet l'emploi de transistors MOS de relativement faible puissance.

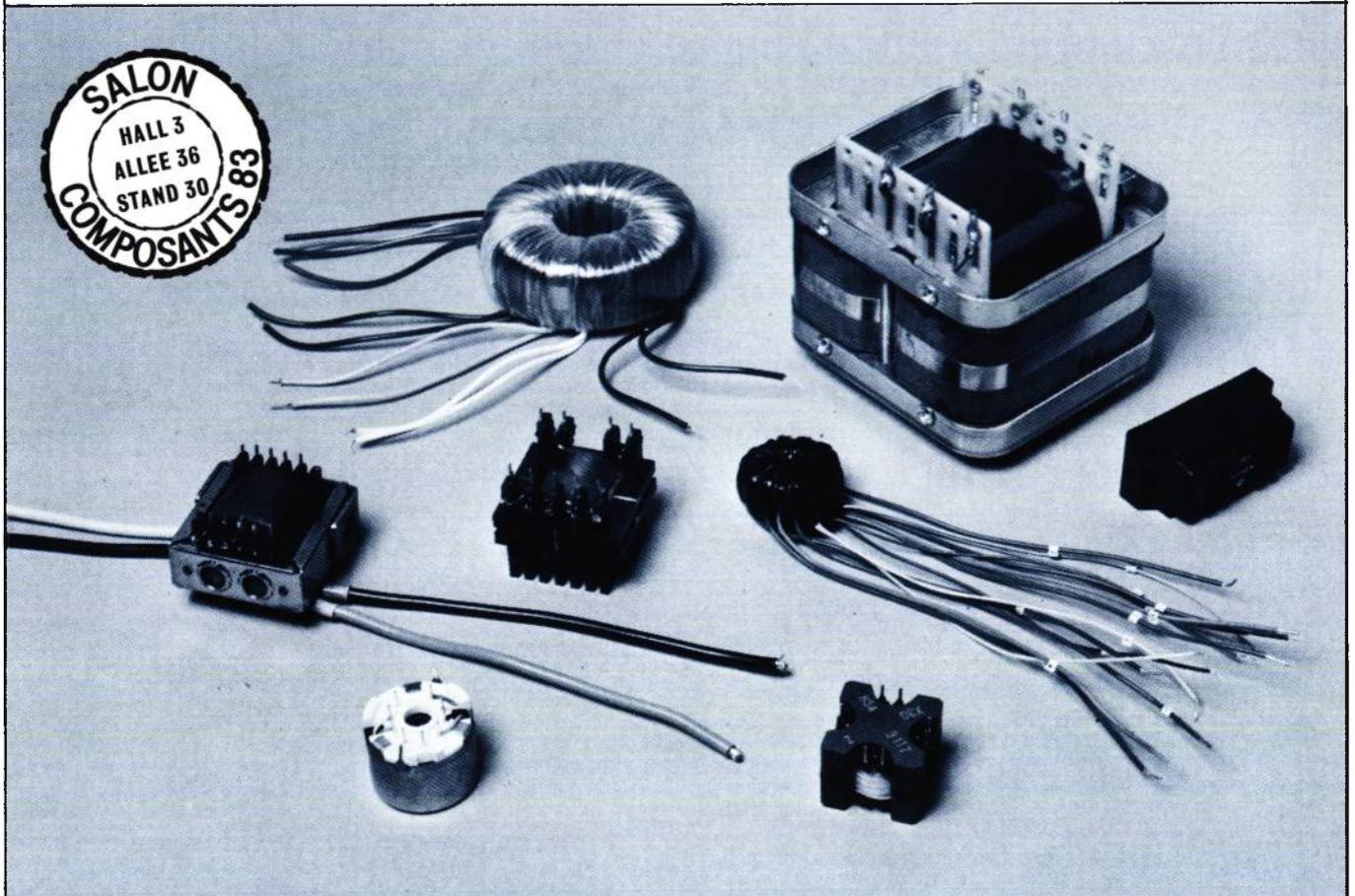


Courant sans circuit de surveillance de la force contre-électromotrice (verticalement, 10 A/div. ; horizontalement, 1 s/div.).



Avec le circuit de surveillance en service, le courant diminue considérablement (verticalement, 10 A/div. ; horizontalement, 1 s/div.).

LE SAVIEZ-VOUS?



SPRAGUE fait aussi
des INDUCTANCES, des TRANSFORMATEURS
sur demande en petites, moyennes et grandes séries,
DE QUALITÉ PROFESSIONNELLE DANS DES DÉLAIS TRÈS COURTS.

SPRAGUE FRANCE S.A.R.L.

3, rue C. Desmoulins, 94230 CACHAN. Tél. (1) 547.66.00

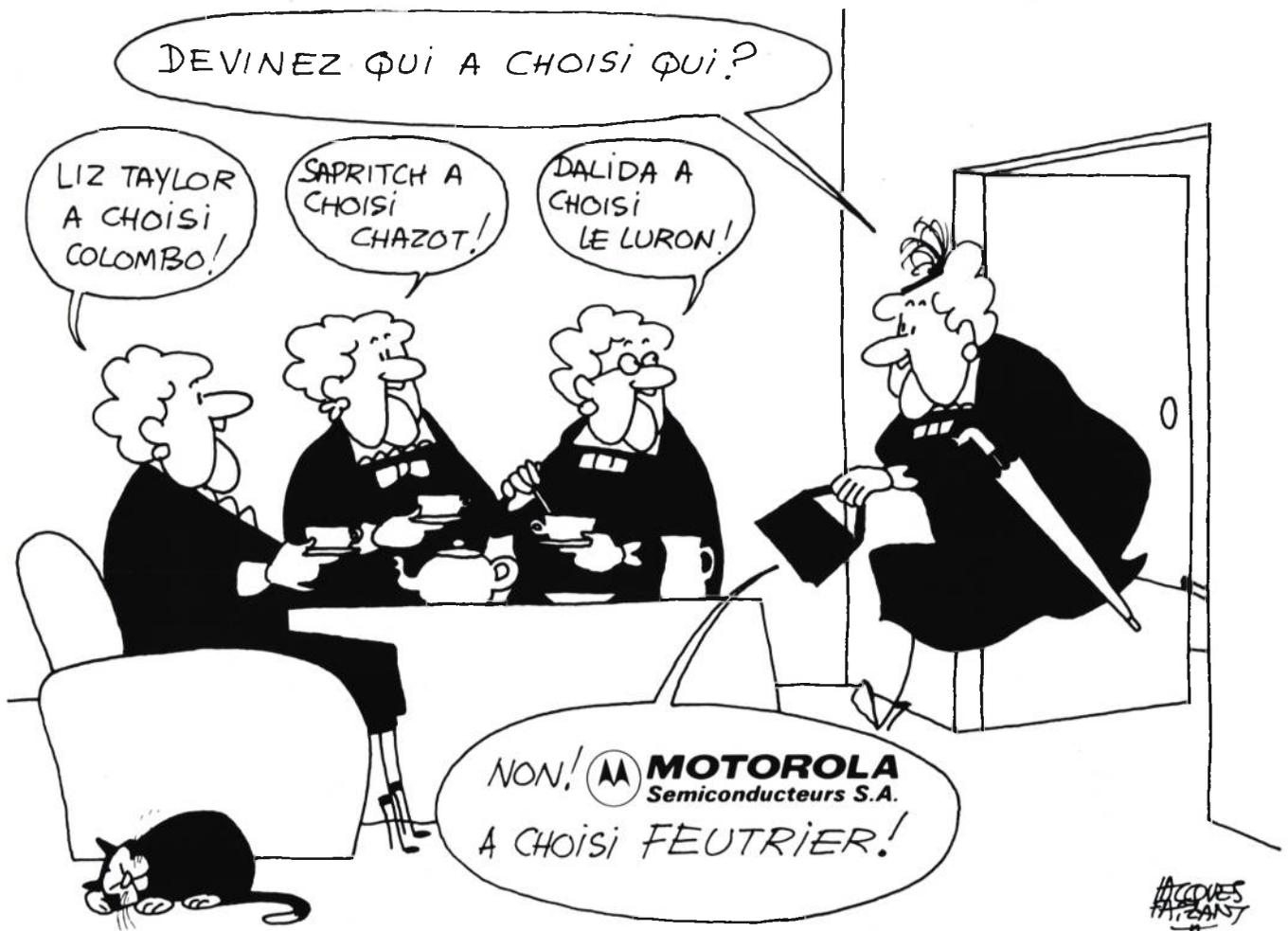
B.P. 2174, 37021 TOURS Cédex. Tél. (47) 54.05.75

129, rue Servient, la Part-Dieu, 69003 LYON. Tél. (7) 863.61.20

20, chemin de la Cépière, 31081 TOULOUSE Cédex. Tél. (61) 41.06.93



Cohérence/Lyon



Depuis douze ans déjà.

Douze ans pendant lesquels nous avons développé les produits de MOTOROLA Semi-Conducteurs SA.

Par exemple en **ELECTRONIQUE DE PUISSANCE** :

Les Darlingtons de puissance (supérieur à 10 ampères), les transistors haute tension, les transistors de puissance, les MOTOROLA TMOS Power FETs, etc., n'ont plus de secret pour nous. Ils n'en auront donc plus pour vous. Consultez-nous.

Notre objectif : continuer de toujours mieux vous servir, et de vous assister.

INDUSTRIE SERVICE

Feutrier



LA DISTRIBUTION
PLUS L'ASSISTANCE TECHNIQUE

Rhône-Alpes	42270 St-Priest-en-Jarez	rue des Trois Glorieuses	Tél (77) 74.67.33 +	Télex 300.021 F
Ile-de-France	92150 Suresnes	8 rue Benoit-Malon	Tél. (1) 772.46.46 +	Télex 610.237 F
Provence	13470 Carnoux	avenue Laplace	Tél. (42) 82.16.41	
Nord	59350 Saint-André-lez-Lille	13 rue Victor-Hugo	Tél. (20) 51.21.33	Télex 120.257 F
Est	67000 Strasbourg	56 rue du Jeu des Enfants	Tél. (88) 32.17.17	
Sud-Ouest	31000 Toulouse	89 rue Riquet	Tél. (61) 62.34.72	Télex 530.089 F
	33075 Bordeaux	"Le Concorde" 22 quai Bacalan	Tél. (56) 39.51.21	Télex 540.030 Réf. 522
Ouest/Bellion	29219 Brest	Le Relecq-Kerhuon	Tél. (98) 28.27.73	Télex 940.930
	44200 Nantes	1 rue Videment	Tél. (40) 48.09.44	Télex Iso/Bur 710129
	35100 Rennes	10 bis, avenue de Créece	Tél. (99) 51.13.11	Télex 740.368

**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 : 400 F TVA 4 % incluse.

Etranger : 570 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.



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.

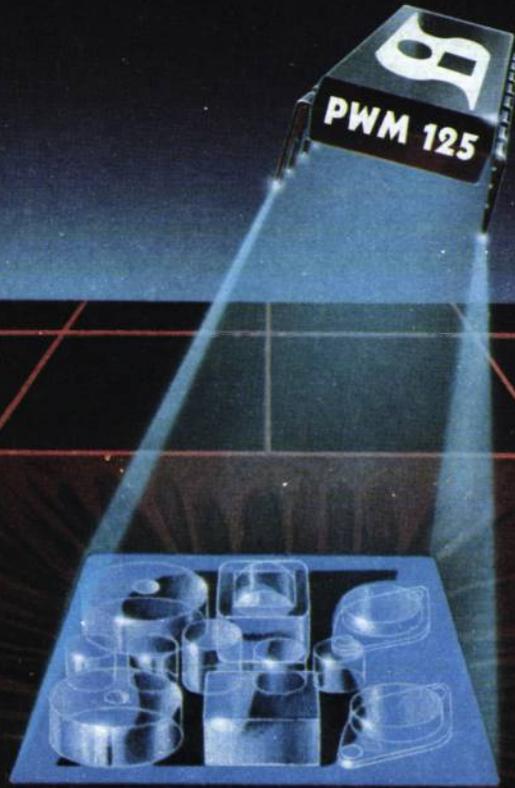
Le programme de fabrication comprend actuellement plus de 60 types avec des tensions inverses allant de 50 à 1000 V.

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»

B 8225-102



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.

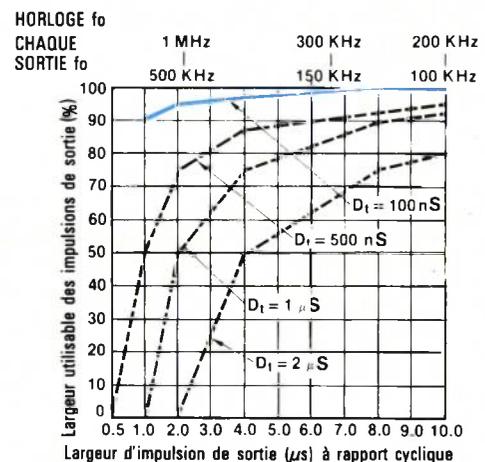
Un circuit complet mais flexible.

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 - 70, avenue du Général de Gaulle - 94022 CRETEIL Cédex
Tél: (1) 377 07 87 - Téléc: 230389

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.