

RADIO PLANS

UN GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS TRÈS COURTES
ÉTUDE ET CONCEPTION D'UN PROGRAMMATEUR D'EPROM
LE BON EMPLOI DES SONDES HAUTE TENSION
LES RÉGULATEURS A FAIBLE TENSION DE DÉCHET
LE POINT SUR LES MÉMOIRES
TECHNOLOGIE DES SEMICONDUCTEURS OPTOÉLECTRONIQUES
LE NAB A ATLANTA : LES TENDANCES



T 2438 - 511 - 22,00 F



3792438022002 05110

**QUINTEL : CONCOURS A
L'INNOVATION**

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la SPE
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05
Télex : PGV 230472F - Télécopie : 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en chef adjoint :
Claude DUCROS
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue de Compans, 75019 Paris
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris
Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER
Directeur des ventes : Joël PETAUTON
Abonnements : Odette LESAUVAUGE
Service des abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif
« spécial abonnement » page 81.
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande
accompagnée de 2,20 F en timbres.
IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte
pour les paiements par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions
formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les
manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41,
d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé
du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les
analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute
représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement
de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa premier
de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que
ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et
suivants du Code Pénal ».

**Ce numéro a été tiré
à 64 600 exemplaires**

Dépôt légal juin 90 - Éditeur 1614 -
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse.
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -
Imprimerie SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Lagny.
Photo de couverture : E. Malemanche.

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 67** Un programmeur d'EPROM
très particulier

MONTAGES

- 57** Un générateur d'impulsions
très courtes

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 11** Les capteurs magnéto-résistifs

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** Le multimètre et le testeur
DM 250, 253 TEKTRONIX
37 La mesure des tensions élevées

TECHNIQUE

- 32** Les régulateurs à faible tension
de déchet

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 25** Les différents types de mémoires
53 Les semiconducteurs opto-
électroniques

COMMUNICATION

- 44** Le 68° NAB à Atlanta

DIVERS

- 9** Règlement du Concours
à l'innovation QUINTEL

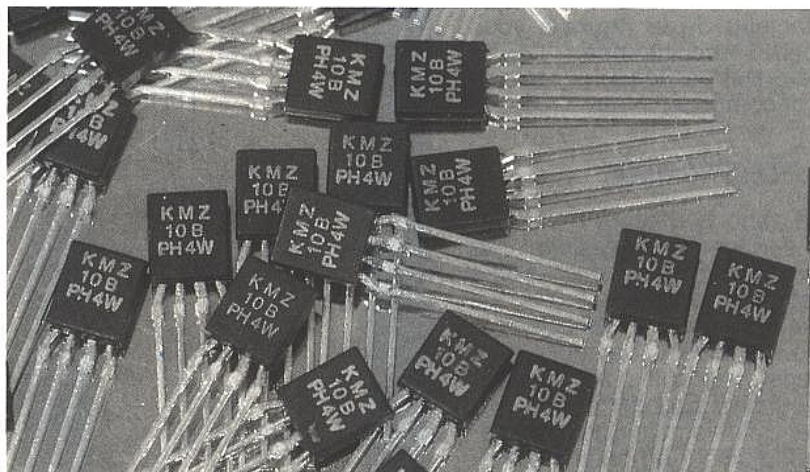
INFOS

- 80** La nouvelle gamme
de fers ANTEX
Les amplificateurs d'isolement
ISO 103 à 121 BURR BROWN
82 Nouveautés KONTRON en
traitement du signal
RTC est devenue PHILIPS
COMPOSANTS
83 Le premier catalogue test et
mesure LECROY
BIG BLUE représente les
composants ISKRA
Les multimètres B et K 2911, 2912
84 Une nouvelle diode laser
chez TOSHIBA
HP introduit 5 nouvelles DEL
forte intensité
85 Le détecteur directionnel
HP 33336 C
Un multiplicateur 4 voies vidéo
chez SILICONIX

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, C. Basso, A. Garrigou, P. Gueulle, R. Knoerr,
C. Lefebvre, P. Lesne, Ch. Pannet, D. Paret,
R. Schnebelen.

Les capteurs magnéto-résistifs

Voici la deuxième partie concernant la théorie et les applications générales des capteurs à effet magnéto-résistif. Le mois dernier nous vous avons décrit les principes fondamentaux de fonctionnement de ces capteurs et leurs bases physiques. Lors d'explications précédentes à de nombreuses personnes nous avons fréquemment remarqué que cette théorie était assimilée sans trop de difficultés mais que très souvent il était délicat à chaque utilisateur de résoudre la question : « mais comment dois-je monter tout cela dans mon application spécifique ? » Nous avons donc décidé de vous donner dès aujourd'hui les conseils élémentaires pour pouvoir disposer « intelligemment » les capteurs par rapport aux différents producteurs de champs magnétiques que vous pourrez avoir à votre disposition.



Notre plan d'attaque est donc le suivant :

- * comment positionner les aimants... par rapport aux capteurs,
- * vous lister un grand nombre d'applications standards,
- * vous donner des exemples théoriques d'applications conventionnelles

Lors du précédent article nous avons souligné maintes fois que ce type de capteur à effet magnéto-résistif (et sa réalisation physique associée) délivrait une ddp aux bornes d'un pont de Wheatstone proportionnelle à la composante du champ incident qui est présente uniquement dans le plan X-Y du capteur ET sur son axe Hy (hormis quelques soucis que peuvent poser les valeurs du champ Hx... pour plus de détails revoir au besoin l'article précédent).

Donc pour vous, le jeu (si l'on admet d'appeler cela un jeu !) va consister principalement à imaginer où se trouve la composante de votre champ et comment elle se projette sur l'axe du capteur Hy. De plus si elle est éprise de libertés, vous serez obligé de vous intéresser à sa vie intime lors de toutes ses variations (ce qui n'est pas trop difficile mais souvent fait bien se casser la tête quand même...) bref et en résumant :

- comment et où positionner les composants (aimants, capteurs,...)

— où se trouve l'axe Hy du capteur à tout instant :

- en statique
- en dynamique

A vous les positions relatives des différents ingrédients et leurs différents déplacements, le but étant à tout instant de savoir quantifier "la ligne de force" du champ magnétique et sa projection sur l'axe Hy du capteur. Après toutes ces excellentes remarques, prenons un exemple afin de bien nous faire comprendre.

Le plus simple pour vous est de disposer d'un capteur et d'un aimant (... celui qui a disparu par hasard le mois dernier de votre placard de cuisine...).

Fixons tout d'abord le capteur ; au moins nous aurons un plan de référence et posons n'importe où l'aimant (voir **figure 1**).

L'ensemble est donc statique. A vous de dessiner les lignes de forces tel que nous l'avons fait lors de l'article précédent... et ouf nous avons la participation du champ sur l'axe Hy.

C'est ici que tout se gâte... car hélas si rien ne bougeait, l'ensemble ainsi réalisé n'aurait qu'un succès d'estime et son intérêt serait des plus restreint, bref les complications arrivent enfin !

DU MOUVEMENT

Un mouvement quelconque se décompose souvent facilement

en deux parties élémentaires qui sont des translations et des rotations. Nous vous encourageons vivement à "casser" votre mouvement en ses éléments car il vous sera alors plus facile de déterminer les variations qui se passeront sur le fameux axe H_y et à vous les beaux dessins dans l'espace qui représenteront l'équivalent de votre signal détecté.

Le tableau de la **figure 2** vous rappelle succinctement l'ordre préférentiel par lequel il est bon de décomposer votre mouvement.

DE L'ÉLECTRONIQUE

Nous venons d'achever le couplet sur les répercussions des déplacements et nous allons maintenant entamer celui des signaux de sortie et de l'électronique associée au capteur.

En effet, selon les applications on souhaite disposer de signaux suivant fidèlement (ou linéairement) la valeur du champ à mesurer ou bien parfois, on souhaite disposer d'un effet de seuil pour permettre un déclenchement (relais...) ou bien encore d'une fréquence représentative de la variation du champ etc, etc.

Il va de soi que l'électronique "pure et dure" permet facilement de résoudre tous ces petits problèmes... mais pourquoi ne pas utiliser les caractéristiques des capteurs eux-mêmes si cela est directement possible.

Nous avons déjà évoqué les phénomènes de "flip" des capteurs qui seront alors bien utiles afin d'éviter une électronique parfois lourde et ennuyeuse selon les besoins spécifiques des applications.

DES PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DES CAPTEURS MAGNÉTO-RÉSISTIFS KMZ...

La technologie utilisée pour réaliser ces capteurs leur donne des propriétés électriques très intéressantes afin de réaliser de nombreuses applications dans de nombreux domaines, à savoir :

- * caractéristiques électriques :
 - réponse linéaire
 - fonctionnement du continu à plusieurs MHz
 - tension d'offset très faible
 - faible résistance de source
 - grande sensibilité
- * caractéristiques aux environnements (thermiques, mécaniques...) :
 - facilité de montage dans des environnements polluants

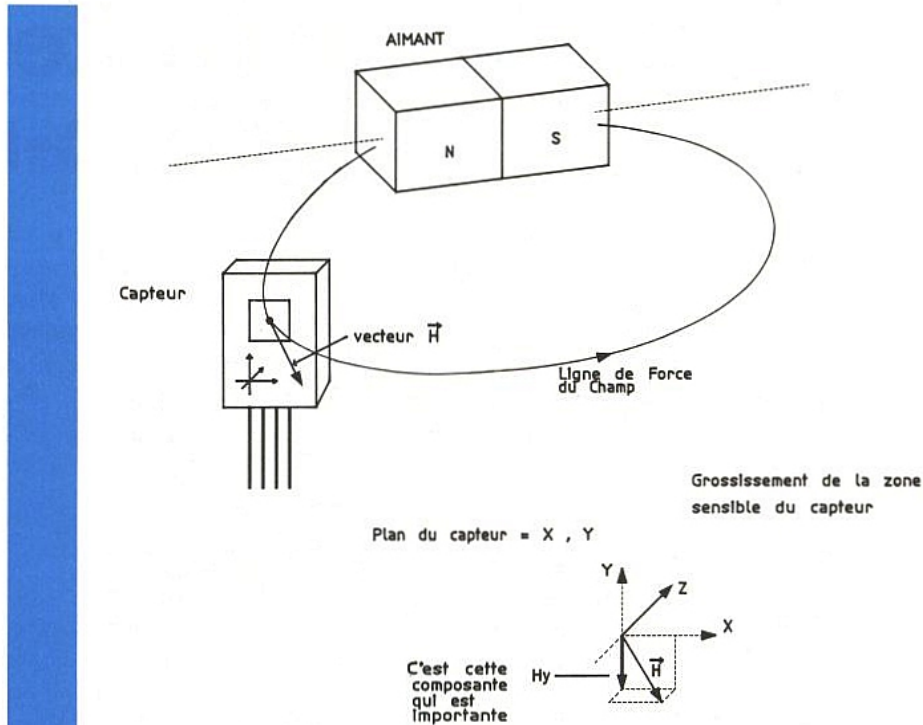


Figure 1

translation(s)	rotation(s)	
0	0	STATIQUE puis,
1	0	TRANSLATION puis,
0	1	ROTATION puis,
1	1	MOUVEMENT COMPLET

Figure 2

- faible sensibilité aux contraintes mécaniques
- pouvant fonctionner jusqu'à 150 °C
- parfaite étanchéité
- technologie en film métallique donc excellente stabilité des paramètres à long terme
- faible sensibilité aux interférences électriques

DES APPLICATIONS

Nous venons de vous mettre l'eau à la bouche en vous citant plusieurs fois le mot "application" sans vous en donner la teneur exacte. Nous allons maintenant réparer cette lacune.

Commençons tout d'abord par mettre un peu d'ordre dans les différentes familles d'applications que l'on peut envisager :

- * des présences (ou leurs dérivées) :
 - de champs magnétiques (quelconque ou terrestres)
 - de courants électriques de toutes natures
 - de matériaux magnétiques
- * des proximités
- * des positions

- * des déplacements (et leurs dérivés)
- * de forces ou de pressions consécutives à des déplacements
- * des mesures de vitesses
 - linéaires
 - angulaires
- * des accélérations

Evidemment il n'est pas interdit (voir recommander) d'effectuer un doux mélange du paragraphe précédent et de celui-ci afin d'obtenir entre autres "des mesures linéaires de déplacements angulaires" ou bien encore des "détections de positions ou de présence de matériaux"...

En un mot laissez libre cours à votre imagination !!!!!... et si par exemple vous aimez bricoler dans l'automobile, à vous les joies :

- des mesures d'angle de la pédale d'accélérateur
- des mesures d'angle du volet du carburateur
- des mesures de la position des cames de l'arbre du même nom

- des mesures de la vitesse exacte des roues pour réaliser des systèmes de freinage antibloquant (pour des maquettes de modèles réduits !!!!!).
- de réaliser un compas électronique pour ne pas vous perdre (en bon français commercial, vous ferez de la radio-navigation !).
- etc, etc...

Et maintenant commençons vraiment.

Ces capteurs sont de façon conceptuelle prévus pour mesurer un champ magnétique. En fait ils ne savent faire que cela. Alors puisque vous avez "récupéré" un petit aimant dont vous ne connaissez pas du tout les caractéristiques (à l'exception de son pôle nord que vous avez repéré à l'aide d'une boussole) nous allons tout d'abord le mesurer.

Mesure d'un champ magnétique à l'aide d'un KMZ 10 B (voir figures 3 et 4)

La **figure 3** vous donne les variations de la tension mesurée aux bornes des broches du pont, sachant que le capteur a été alimenté sous une tension de 5 volts. Pour réaliser l'expérience il ne vous suffit que d'une alimentation et d'un multimètre électronique standard du commerce.

Evidemment vous ne récolterez que quelques dizaines de millivolts (2 à 3 % de la tension d'alimentation) et ces courbes doivent vous permettre de réviser tout le premier article que nous avons présenté dans la revue, à savoir que l'aimant et le capteur sont dans le même plan, que l'aimant dipolaire se déplace selon l'axe H_y afin de maintenir la composante H_x toujours sur l'axe H_x du capteur...

Si le cœur vous en dit, amusez-vous à approcher l'aimant très près du capteur pour faire "flipper" la courbe. N'ayez pas peur, vous ne casserez rien et l'effet est réversible. Evidemment le fin du fin est de disposer d'un appareil de mesure à zéro central ou bien alors faites attention aux changements de polarité sur votre appareil.

Vous venez d'obtenir une relation directe entre un champ magnétique exprimé en kA/m et la tension de sortie du capteur en mV. Ceci est l'aspect optimiste de notre histoire.

Tous les grincheux vous diront qu'ils souhaitent disposer de Volts et de Gauss.

En vous rappelant une fois

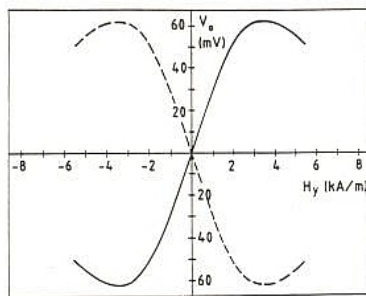


Figure 3

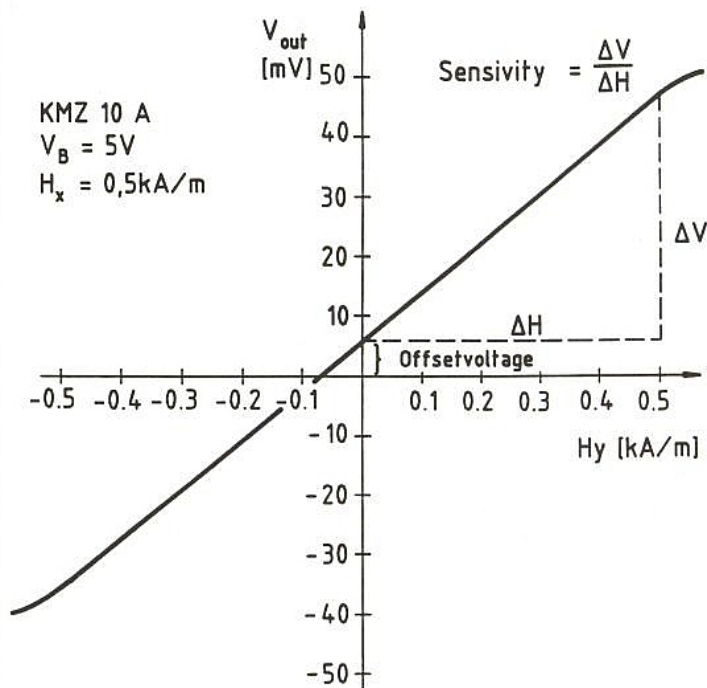


Figure 4

encore que dans l'air :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \text{ et que : } \mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$$

Il vient alors deux relations d'équivalence qui sont :

1 mT est équivalent à 0,8 kA/m et,

1 kA/m est équivalent à 12,56 Gauss,

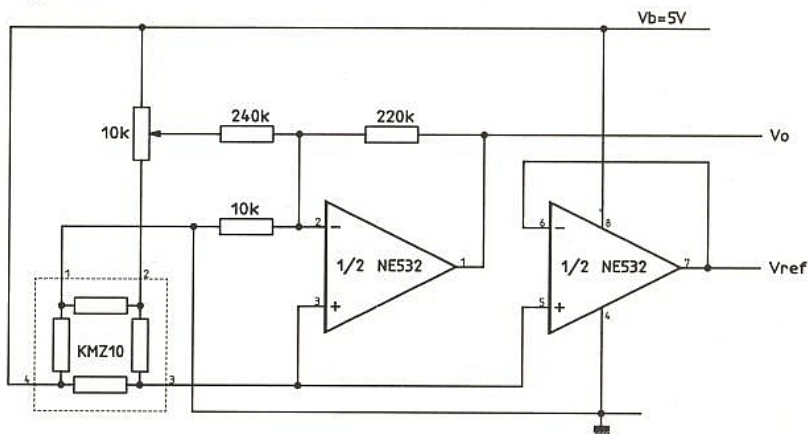
Petite calculatrice de poche et vous avez réinventé un Gaussmètre !

Voilà pour les Gauss, maintenant attaquons nous aux Volts.

Il est vrai qu'il est plus sympathique de disposer de quelques volts que de quelques dizaines de μV . Au diable l'avarice nous mettrons un petit étage amplificateur de façon à assurer des compatibilités.

Le montage de la **figure 5** vous permet de réaliser un amplificateur dont l'unique mérite est d'amplifier ! Par la suite nous vous donnerons des choses un peu plus sophistiquées (avec

Figure 5



compensation de température...) mais aujourd'hui le but est de pouvoir disposer d'une tension suffisamment importante pour visualiser un phénomène physique.

Ce circuit a un gain de l'ordre de 20 et la tension de sortie du capteur (+/- 50 mV) est amenée à une valeur d'environ +/- 1 V par rapport à la broche dite référence. De plus la tension d'offset du capteur de la figure peut-être corrigée à l'aide du potentiomètre de 10 k Ω indiqué sur la figure.

Nous venons de nous intéresser à une présence de champ magnétique. Examinons maintenant ce qui se produit lorsque celui-ci varie. Ceci arrive lorsqu'il y a déplacement soit du capteur soit de la source du champ (dans notre cas de figure un aimant permanent).

Mesure d'un déplacement linéaire

En fait lors de l'article précédent nous avions anticipé ce cas d'application pour vous permettre de comprendre l'essentiel du mécanisme de fonctionnement des capteurs aussi, chers lecteurs, nous vous renvoyons au numéro précédent pour de plus amples informations mais, maintenant que vous venez d'apprendre à caractériser votre aimant ceci est une chose plus facile puisque vous allez pouvoir trier vos aimants selon leur "force" et de ce fait vous allez pouvoir tracer vos magnifiques petites courbes spécifiques selon vos propres souhaits d'applications.

La **figure 6** vous donne un exemple de caractéristiques mesurées lors d'un déplacement linéaire, parallèle à l'axe Hx et à une distance D constante de cet axe, le tout **sans** aucun autre aimant dit de "compensation".

Bien sûr la courbe a l'allure d'un discriminateur du fait de son passage à zéro et vous laissez dès à présent entrevoir des applications où vous pourrez mettre des seuils afin de déclencher différentes actions. Peut-être penserez-vous à effectuer un redressement double alternance pour vous libérer de sa (ses) partie(s) négatives lors de son déplacement ou des risques de "flip"... Vous voilà déjà en mesure de chasser les intrus lorsque des portes ou des fenêtres s'ouvrent mais aussi d'être capables d'en différencier le sens de pénétration (entrée ou sortie) selon la polarité du signal contrairement à des ampoules ILS (contact REED)...

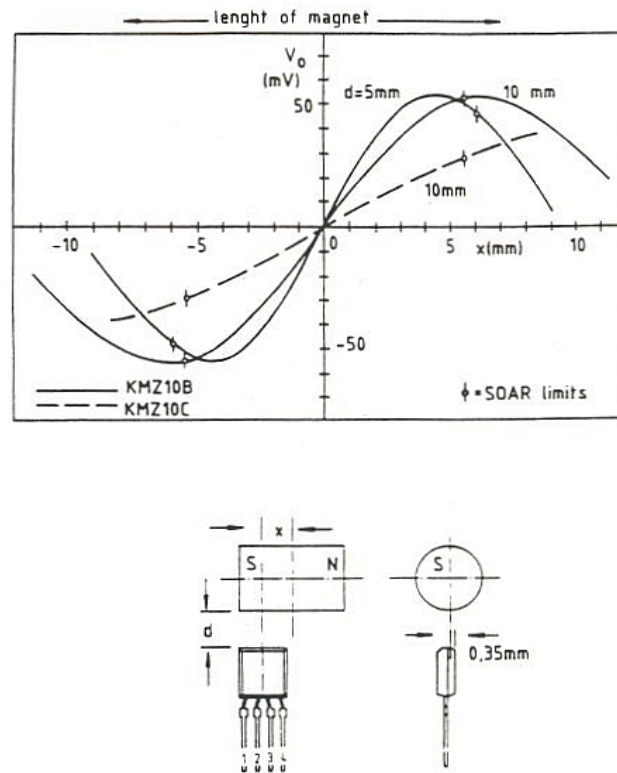


Figure 6

Remarque concernant la courbe :

Pour un déplacement de 5 mm, on obtient une d.d.p. aux bornes du pont d'environ 50 mV et, en employant l'amplificateur décrit ci-dessus on obtient 1 V soit 200 mV par mm soit 0,2 mV par micron. Avouons que cette dernière valeur est un peu faible mais qu'il est très raisonnable d'envisager de mesurer des valeurs de déplacements de l'ordre de 50 microns (10 mV).

Mesure de pression à l'aide d'un déplacement

A titre documentaire, la **figure 7** vous indique comment transformer une mesure de pression à l'aide d'un déplacement linéaire donnant une sensibilité d'environ 1 V par mm ou bien encore 1 mV par micron ce qui permet de mesurer facilement 10 μ m.

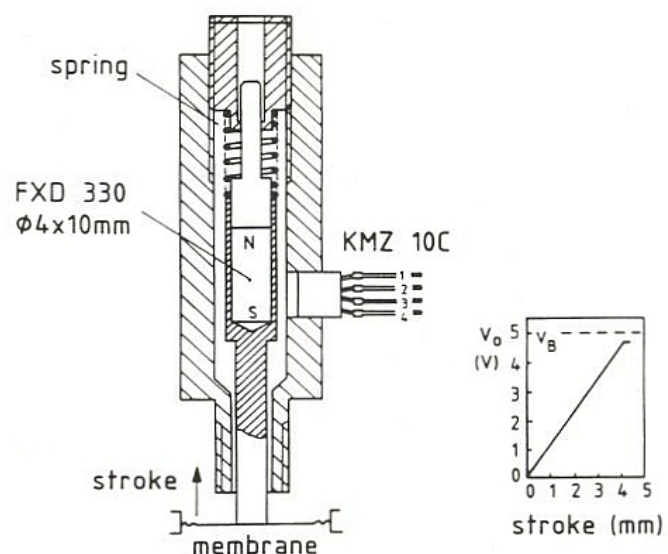


Figure 7

Mesure de présence de matériaux (ou d'objets) magnétiques en mouvement

Fréquemment on a besoin de détecter la présence d'objets ou de matériaux magnétiques pour des applications tant industrielles que domestiques.. (butée d'un déplacement de machine outil, .. position d'un verrou..).

La **figure 8** vous donne un exemple de réalisation de montage pouvant satisfaire ce type d'application.

Pour la première fois nous avons disposé sur le capteur. Pour ce faire, nous avons utilisé du FXD 100 de dimension $8 \times 8 \times 4,35$ mm magnétisé à 30° comme on peut le remarquer sur la figure.

Pourquoi toutes ces complications ?

En effectuant cela nous avons "pré-magnétisé" de manière particulière notre capteur à l'aide d'un champ complémentaire de façon d'une part à le rendre globalement insensible à son environnement immédiat et d'autre part le rendre sensible au passage volontaire d'une barre métallique se déplaçant selon l'axe Y.

En effet lors de son passage celle-ci perturbe profondément le champ produit par l'aimant car, étant donné qu'elle est constituée d'un matériau de bonne conductivité magnétique (fer...) elle présente une reluctance faible et concentre alors les lignes de forces du champ de l'aimant.

Toutes ces variations sont "senties" par le capteur qui nous en informe en délivrant un signal de sortie que donne la figure.

La courbe reflète ce qu'il y a dans l'espace à un endroit privilégié où la perturbation est maximale et c'est le point où le capteur se retrouve le plus démagnétisé.

La forme caractéristique de la courbe est due au fait que les axes de la polarisation de l'aimant d'appoint et celui du déplacement de la barre ne sont pas orthogonaux.

En guise de conclusion de cette brève histoire nous pouvons écrire que nous avons donc créé un champ pour mieux le déformer selon notre désir.

Vous voici suffisamment armés pour pouvoir commencer à vous distraire d'une façon linéaire..., donc nous allons en profiter pour vous entraîner maintenant vers des sphères "angulaires" (et oui c'est rare mais il faut oser)...

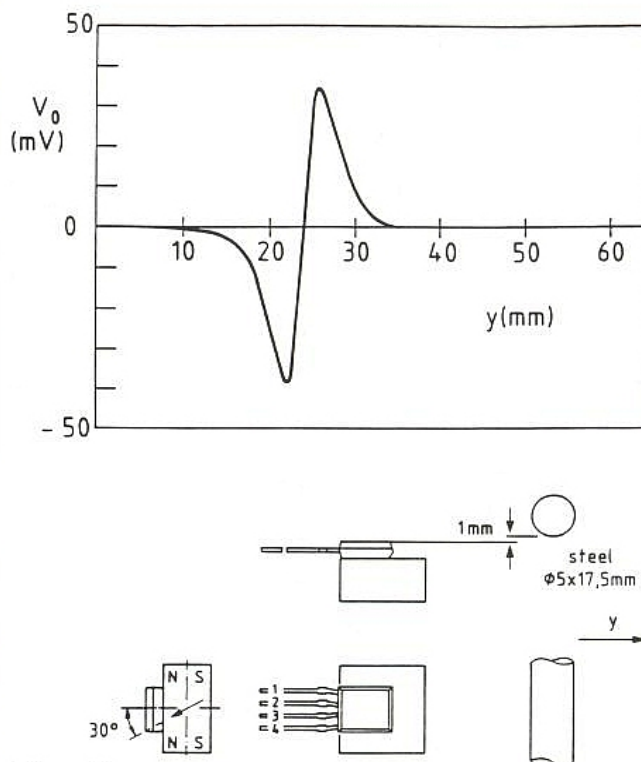


Figure 8

Mesures angulaires

Méthode simple

L'exemple le plus simple est donné par la **figure 9**. On ne peut faire plus dépouillé.

Un aimant tournant sur lui-même, dans un plan **parallèle** au plan du capteur X-Y, devant le capteur (ou l'inverse bien sûr).

Pour autant que le montage soit simple, l'explication physique l'est un peu moins. En effet dès que l'aimant commence à tourner sur lui-même, son axe longitudinal Nord-Sud quitte son parallélisme avec l'axe X de l'aimant.

Du coup toutes les composantes H_x et H_y du champ produites vont participer (au prorata de la

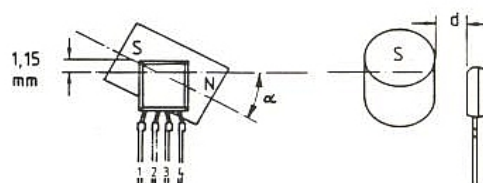
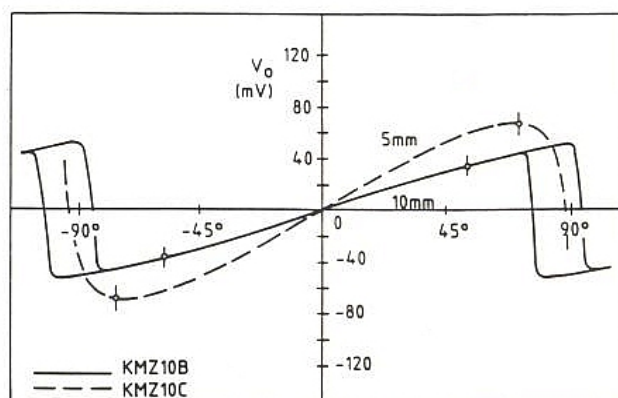


Figure 9

somme de leurs valeurs vectorielles) à l'information qui va être "ramassée" selon l'axe Y du capteur et qui permettra de délivrer une tension de sortie.

Les résultats obtenus sont donnés **figure 9** pour un certain aimant qui par principe ne peut-être le vôtre. Aussi, fabriquez votre petit banc de test pour les aimants que vous souhaitez utiliser par la suite mais surtout ne soyez pas surpris du fait de ne pas pouvoir atteindre une rotation complète de 90° même avec de gentils aimants ! Pourquoi ? La réponse est simple ; Lorsque l'aimant a tourné de 90° , les composantes H_x et H_y ont été alors permutées et l'axe Nord-Sud est devenu parallèle à l'axe Y du capteur donc orthogonal à son axe de mesure mais en phase avec l'axe X donc près à "flipper", ce que se fait un plaisir de faire le capteur !

Afin d'éviter cela il est raisonnable d'utiliser un tel montage pour mesurer de façon quasi-linéaire des angles de -70° à $+70^\circ$.

Méthode un peu plus complexe

Dans ce cas nous collons un petit aimant auxiliaire sur le capteur et nous plaçons notre aimant tournant dans un plan **perpendiculaire** à celui du capteur (voir **figure 10**).

Les résultats sont tout à fait différents de ceux obtenus au paragraphe précédent car l'effet de "flip" dû à l'hystérésis du matériau a disparu du fait de l'orientation volontaire des lignes de force du champ de l'aimant par rapport à l'axe X du capteur.

Ceci permet de mesurer des angles dépassant 90° mais en revanche du fait de la non compensation en fonction de l'angle par l'aimant auxiliaire, la caractéristique de réponse n'est pas linéaire voir presque sinusoïdale...

Après cette première approche concernant les présences, déplacements linéaires et angulaires, nous allons maintenant vous donner quelques notions afin de récolter des signaux proportionnels à des vitesses ou des accélérations. Dans un prochain article nous vous donnerons, comme promis, des exemples de réalisations concrètes.

Mesures de vitesses

Différentes méthodes peuvent être envisagées pour mesurer des vitesses linéaires ou angulaires, citons par exemple :

– celles qui donnent des gran-

deurs proportionnelles

– celles qui donnent des signaux de nature différente mais faciles à utiliser électroniquement (fréquences par exemple...)

–

– et les éternels systèmes comportant des microcontrôleurs !!!

Les capteurs magnéto-résistifs se prêtent bien à ces genres d'exercices.

Donnons deux exemples concrets d'applications.

Mesure de la vitesse d'une roue dentée réalisée dans un matériau magnétique

Vous disposez par exemple d'un pignon monté à l'extrémité d'un petit moteur électrique dont vous voulez connaître le nombre de tours par minute (ou bien encore mesurer la vitesse de votre vélo !...).

Le principe utilisé est très souvent le même. Créer soi-même un champ que l'on décide d'auto-perturber. Des fois il faut être un peu "maso" mais la vie est ainsi.

Comme précédemment nous avons disposé un petit aimant sur notre capteur (voir **figure 11**)

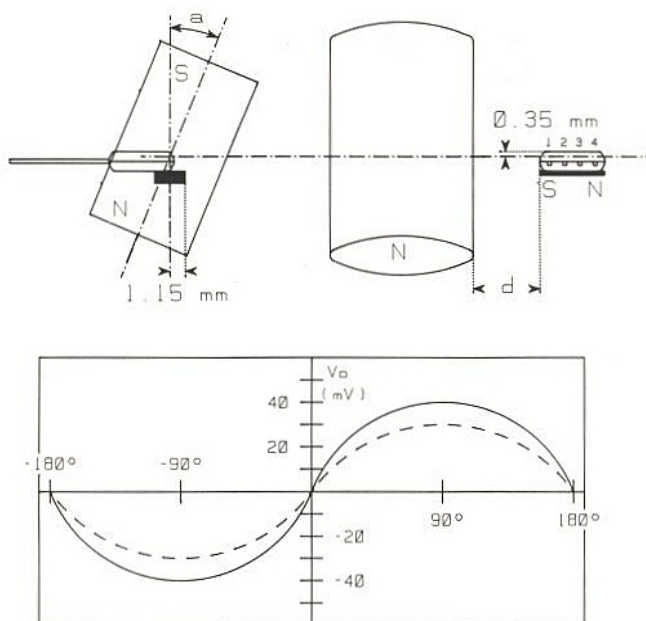


Figure 10

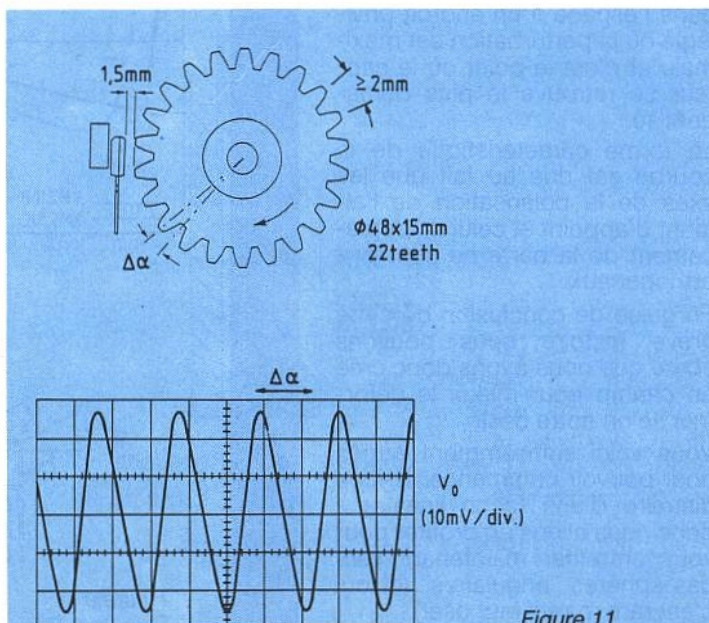


Figure 11

afin de créer un champ connu et la roue dentée ne fait que moduler les lignes de force donc de moduler le champ parcourant le capteur donc la tension de sortie de celui-ci. Un bon oscilloscope vous donnera la forme d'onde indiquée sur la figure (du continu à quelques MHz si votre moteur tourne très vite !).

Assez blagué, vous avez obtenu un signal dont la fréquence est représentative de la vitesse angulaire. Un discriminateur ou un PLL et le tour est joué pour pouvoir détecter des vitesses particulières etc, etc.

Ceux qui ont des goûts musicaux peuvent réinventer le principe des roues phoniques des orgues "HAMMOND" si le cœur leur en dit en utilisant le signal directement.

Vous allez nous dire que tout cela est bien gentil mais que tout dans notre environnement quotidien n'est pas forcément magnétique et vous aurez parfaitement raison.

Pour cela d'autres ruses existent à l'aide des courants induits.

Mesures de vitesses angulaires de matériaux métalliques non magnétiques

Prenons par exemple un disque de cuivre plein (voir **figure 12**) que nous mettons en rotation comme nous l'avons fait précédemment.

Non seulement il n'a pas de dent pour déformer le champ mais en plus on ne peut pas dire que le cuivre soit particulièrement magnétique du moins à nos températures ordinaires.

Or lorsqu'une masse métallique se déplace dans un champ magnétique il s'y crée un courant induit (produisant échauffement...) bien connu sous le nom de courant de Foucault (ou in English eddy-current) qui eux-mêmes produisent un champ qui va perturber (pas beaucoup mais suffisamment) celui qui l'a créé. Il suffit donc de créer à l'aide d'un aimant un champ initial et nous saurons détecter ces petites variations de champ.

Examinons maintenant les résultats obtenus.

Plus la roue tourne vite, plus la ddp (continue cette fois-ci) augmente et, summum de l'histoire, elle change de polarité avec le sens de rotation ce qui n'était pas le cas dans l'exemple précédent.

Nous vous l'avions dit : le luxe ! Vous voici à la tête d'un tachimètre bon marché qui ne nécessite

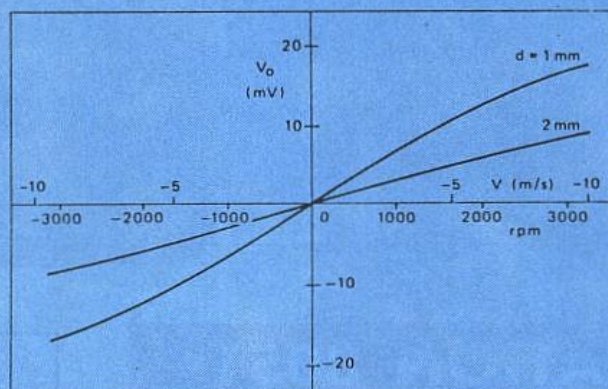
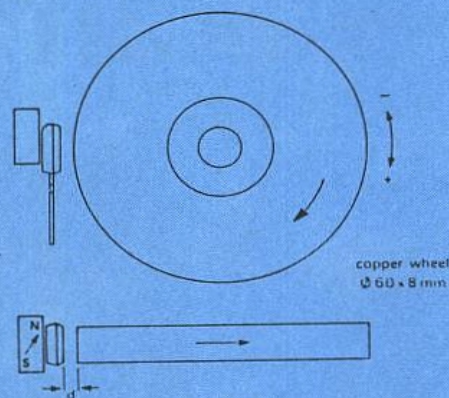


Figure 12

même pas d'avoir une roue dentée avec un nombre de dents bien particulier.

Evidemment si en plus vous collez un ou deux petits aimants sur la périphérie du disque pour réaliser des marqueurs vous pouvez régler l'allumage de votre voiture...

Peut-être avez-vous remarqué que nous avons écrit qu'un certain courant provoque un champ. Ce phénomène est bien connu. Ce qui veut dire que notre capteur est aussi capable de détecter et de mesurer des courants électriques.

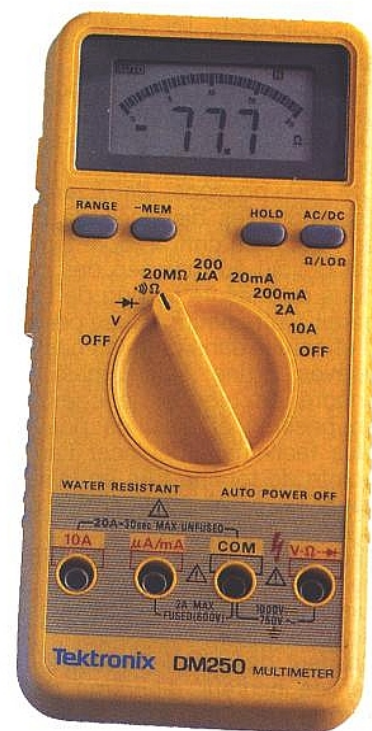
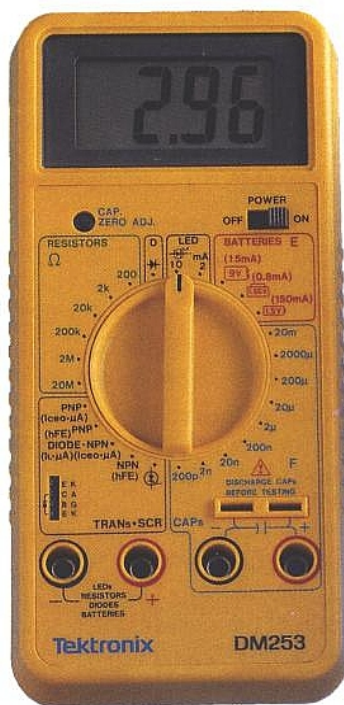
Nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour savoir comment le bonhomme d'Ampère va apprécier nos capteurs et nous commencerons à vous présenter nos réalisations.

A bientôt.

Dominique Paret.

Les DM 250 et 253 TEKTRONIX

Depuis quelques mois nous assistons à une véritable éclosion de multimètres de poing. Même TEKTRONIX, marque réputée s'il est pour ses appareils de mesure sophistiqués, notamment en oscilloscopie, et qui jusqu'à présent avait délaissé ce créneau, se jette dans la mêlée et nous propose les DM 250 et DM 253. Il s'agit d'un multimètre et d'un testeur de composants hors circuit, tous deux 2 000 points LCD, qui viennent donc compléter par le bas, la gamme déjà très riche d'appareils "TEKTRO" réservée au test et à la maintenance.



La vocation de ces appareils n'est d'ailleurs certainement pas étrangère au choix de la couleur de leur coffret : un jaune d'or lumineux qui se voit de très loin. Le DM 250 est donc un multimètre de poing à sélection automatique de gamme (autoranging) sauf pour les calibres d'intensité. Ces derniers sont protégés par un fusible HPC hormis le 10 A car le fusible, aux fortes intensités, présenterait une résistance non négligeable.

Le choix des fonctions : tensions, test diode, test de continuité avec beeper, résistances, intensités, s'opère par le truchement d'un unique sélecteur rotatif doté, particularité intéressante, de deux positions "OFF" de part et d'autre.

Cette disposition permet d'éviter le retour par toutes les fonctions intermédiaires pour éteindre l'appareil lorsque par exemple l'utilisateur se sert de la fonction ampèremètre : non seulement la durée de vie des contacts s'en trouve augmentée mais aussi on évite de la sorte d'éventuelles fausses "manips".

Le DM 250 dispose par ailleurs

de quatre touches de commandes supplémentaires placées sous l'afficheur dont les rôles sont les suivants :

- une touche AC/DC – Ω /Lo Ω Celle-ci en position tension ou intensité permet le passage en cointinu ou en alternatif (non RMS vrai). Ou, en position résistance, autorise le choix de la chute de tension maximum occasionnée par le courant de test (450 mV max. en Lo Ω et 900 mV max. en Ω).

- Une touche "Hold" avec laquelle on peut figer un résultat de mesure (maintien).

- Une touche – MEM qui, activée, mémorise les deux derniers chiffres et les retranche des résultats de conversion suivants. Ceci est intéressant pour retrancher un "offset" fixe dû par exemple en mesure de résistance, à la longueur des cordons.

- Une touche RANGE qui déverrouille l'automatisme de sélection lorsqu'on veut commuter les gammes en manuel, ce qui se conçoit lorsqu'on est en fin de calibre pour garder la meilleure résolution.

Toutes ces touches sont du type

bistable et leur position est rappelé par des "drapeaux" sur l'afficheur à cristaux liquides très complet.

Ce dernier outre ces drapeaux et l'affichage de l'unité de mesure, offre une autre particularité : le résultat apparaît en chiffres et sur un bargraph. Ceci est désormais classique, direz-vous, oui, mais ce bargraph est en arc de cercle rappelant les bons vieux appareils à aiguille. Cette disposition est certainement plus "causante" pour tous les nostalgiques de l'analogique.

Détail qui a son importance aussi pour le confort d'utilisation : le DM 250 possède deux ergots escamotables disposés de part et d'autre du coffret, dont le rôle est dévolu au maintien des cordons de mesure le long de l'appareil. Cette petite astuce permet d'effectuer dans certains cas les relevés d'une seule main ou encore de bloquer le commun en position et ainsi de pouvoir plus facilement déplacer l'autre pointe de touche tout en faisant varier un paramètre dans le circuit.

Enfin précisons que ce multimètre est antichocs et étanche au ruissellement (non à l'immersion).

On peut dès lors le laisser tomber de hauteur d'homme dans une flaque d'eau sans dommages.

Avouons que c'est bien pratique en extérieur.

Enfin il s'éteint automatiquement au bout d'environ 1/2 heure (Auto Power Off).

Le testeur DM 253, bien qu'exploitant le même coffret, ne présente pas ces avantages qui sont, il est vrai, beaucoup moins nécessaires sur ce genre d'appareil. En effet le contrôle des composants hors circuit ne peut se faire qu'appareil stabilisé dans

Caractéristiques électriques du testeur DM 253

Les précisions sont libellées en % de la lecture plus un nombre de chiffres (digit le moins significatif) pour une température de $23^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ et une humidité relative de 75 %.

Test de capacités

9 gammes (200 pF, 2 nF, 20 nF, 200 nF, 2 μF , 200 μF , 2 000 μF , 20 000 μF)

précision :	200 pF	$\pm (0,5 \% \text{ lect.} + 1 \text{ dgt} + 0,5 \text{ pF})$
	2 nF – 200 μF	$\pm (0,5 \% \text{ lect.} + 1 \text{ dgt})$
	2 000 μF	$\pm (0,5 \% \text{ lect.} + 1 \text{ dgt})$
	20 000 μF	$\pm (0,5 \% \text{ lect.} + 1 \text{ dgt})$

Tension d'essai : 3,2 V max.

Protection : fusible 0,25 A, 250 V

Ajustement : $\pm 20 \text{ pF}$, minimum

Test de résistances

6 gammes : (200 Ω , 2 k Ω , 20 k Ω , 200 k Ω , 2 M Ω , 20 M Ω)

Précision :	200 Ω	$\pm (0,5 \% \text{ lect.} + 4 \text{ dgts})$
	2 k Ω ~ 2 M Ω	$\pm (0,5 \% \text{ lect.} + 1 \text{ dgt})$
	20 M Ω	$\pm (2 \% \text{ lect.} + 1 \text{ dgt})$

Protection envers les surcharges : 500 V DC ou AC_{RMS} max.

Test des transistors, gain et courant de fuite

hFE de 0 à 1 000 pour les PNP et NPN.

courant de base : $\approx 10 \mu\text{A}$

V_{CE} : $\approx 3 \text{ V}$

I_{CEO} : 10 nA à 20 μA

Test diodes

La valeur affichée est la chute de tension directe

courant direct d'essai : $\approx 1 \text{ mA}$.

Tension de circuit ouvert : $\approx 3,2 \text{ V max.}$

Test de LED

Tension d'essai : 3,2 V max.

courant direct d'essai : 2 gammes, 2 mA et 10 mA

Diode allumée, la valeur affichée correspond à la chute de tension directe.

Test des piles et batteries

Position 9 V : courant de décharge $\approx 15 \text{ mA}$.

Position 1,5 V (types AA, C ou D) : courant de décharge : $\approx 150 \text{ mA}$.

Position 1,55 V type bouton : courant $\approx 0,8 \text{ mA}$.

La valeur affichée correspond à la F.e.m. diminuée de la chute de tension dans la résistance interne provoquée par le courant de décharge.

Test des thyristors

Test bon-mauvais en deux passes.

Affichage 0 puis 1 correspondant à l'état. "ON" puis à l'état "OFF" du thyristor en état de fonctionnement.

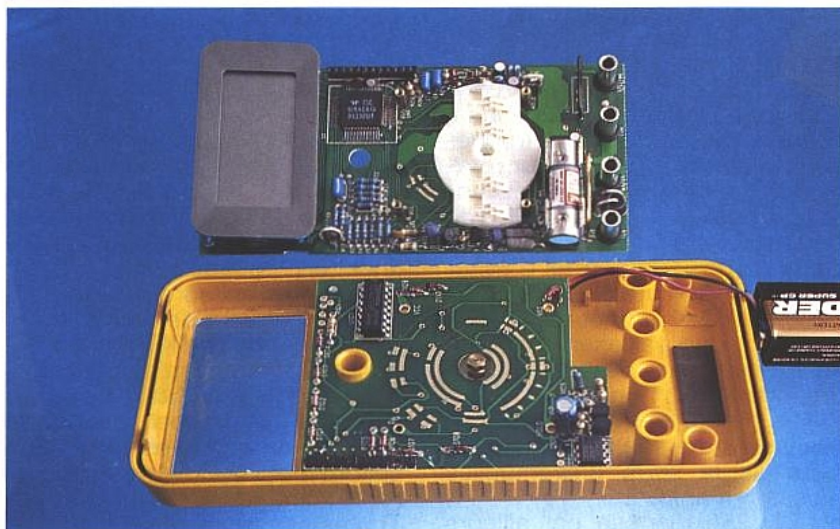


Figure 1

des conditions bien précises. De ce fait les risques de chute ou d'aspersion sont nettement moindres.

Comme le précise le tableau de la figure 1, le 253 offre six types de fonctions différentes en test et mesure.

Il est doté d'un capacimètre 9 gammes, de 200 pF à 20 000 μF pleine échelle, d'une fonction test de piles en charge pour les formats et couples les plus utilisés dans les appareils électroniques à savoir :

- 9 V (avec un débit de 15 mA)
- 1,55 V (sous 0,8 mA)
- 1,5 V (150 mA)

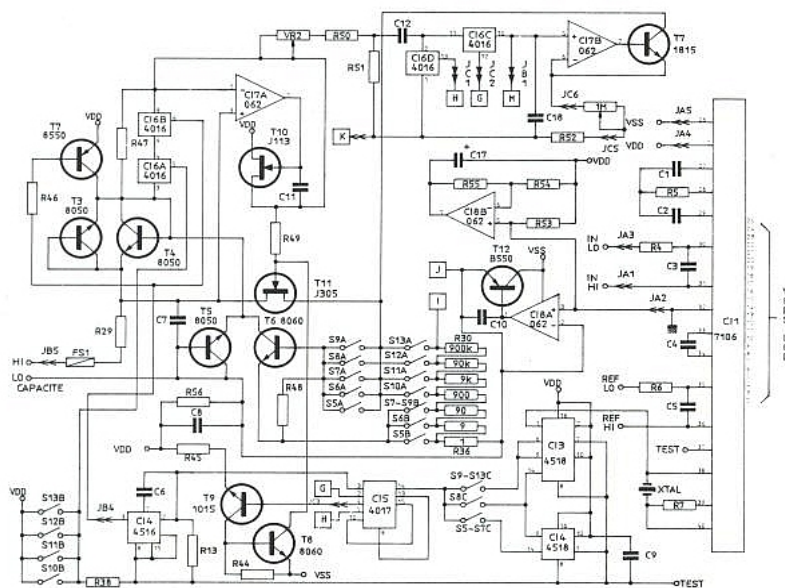


Figure 2

Les courants de décharge choisis l'ont été en fonction des capacités moyennes respectives des différentes piles et batteries. On peut évidemment contrôler par exemple une pile de couple 1,35 V sur le "calibre" 1,55 V — 0,8 mA, puisque l'appareil se borne à mesurer la tension en charge. Ce qui importe, c'est le bon choix du courant qu'on fera débiter à l'élément.

On dispose aussi du contrôle des diodes, des LED — sous deux intensités de polarisation en direct : 2 et 10 mA —, des résistances en six gammes de 200 Ω à 20 M Ω et enfin du test des transistors et des thyristors. Dans ce dernier cas l'appareil permet avec cinq calibres de mesurer le gain statique (hFE) des PNP, NPN, le courant de fuite (très intéressant) des PNP, NPN et des diodes (I_{ceo}) et enfin simplement de contrôler le statut (bon ou mauvais) d'un thyristor.

Les connexions avec les composants à l'essai se font soit par l'intermédiaire d'un jeu de cordons terminés par pinces crocodiles soit par enfilage direct dans les orifices ménagés à cet effet pour les condensateurs d'une part et pour les composants actifs d'autre part.

Le connecteur réservé aux actifs est astucieusement constitué de quatre plots en ligne autorisant toutes les combinaisons possibles de brochages des transistors et thyristors.

Petite ombre au tableau, la mesure du hFE ne s'effectue qu'avec un seul courant de base, avec certains types de transistors (moyenne puissance notamment) on n'obtiendra pas le hFE optimum.

En fait il s'agit plus de délimiter un domaine de validité (idem pour le courant de fuite) que de procéder à une véritable mesure du hFE qui ne peut se concevoir qu'avec un traceur de caractéristiques.

Par contre nous avons été très agréablement surpris par le capacimètre qui affiche (en prenant des condensateurs étalon) la valeur avec une remarquable justesse. Au départ nous doutions de l'intérêt réel d'un calibre 200 pF sur un 2 000 points ; une résolution de 0,1 pF sert-elle vraiment ?

Nous pouvons répondre par la positive. Pour les faibles valeurs de capacité, on obtient une meilleure précision, ce d'autant que le système de compensation de zéro (zéro adj.) est très efficace. Ce dernier réglable dans une plage avoisinant ± 20 pF permettra en outre de compenser la capacité répartie des câbles si l'on exploite le port d'entrée à douilles.

Bien que protégé par un fusible 0,25 A et supportant des tensions de 50 V, il est conseillé de décharger les condensateurs avant de les mesurer.

C'est particulièrement vrai pour les électrochimiques qui de plus sont polarisés, l'entrée du capacimètre aussi !

Conception

Le DM 250 est élaboré autour du maintenant classique convertisseur Télédyn TSC 818 qui intègre même les commutateurs, la commande de beeper et quasiment toutes les fonctions. Seule la commande d'affichage est réalisée conjointement avec un

autre circuit. Une haute intégration qui diminue le nombre d'éléments, facilite la maintenance et augmente la fiabilité.

Le testeur DM 253 fait appel quant à lui à l'ICL 7106 (Intersil, Maxim) dont nous avons parlé à diverses reprises dans ces colonnes.

Ce circuit pour la commande d'affichage ne nécessite que l'adjonction de portes "ou" exclusif.

La partie du schéma la plus intéressante, détaillée à la figure 2, concerne le capacimètre. Celui-ci procède par mesure d'impédance équivalente et emploie une circuiterie assez élaborée. Les signaux alternatifs nécessaires au système sont dérivés de la base de temps du convertisseur (à quartz) par division (4518, 4017, 4516) de fréquence à module variable.

Le condensateur à mesurer est soumis à un courant issu d'un générateur de courant à fréquence variable.

On mesure alors une tension issue d'un diviseur positionné de façon adéquate selon la gamme, qui est proportionnelle au module de l'impédance du condensateur.

Cette méthode présente l'avantage de rester valable pour une très grande plage de valeurs de condensateurs.

Toutes les autres fonctions ne mettent en œuvre que l'ICL 7106 en tant que composant actif.

Construction

Les deux appareils exploitent le même coffret (même moule) constitué de deux demi-coquilles s'encastrent l'une dans l'autre. La partie supérieure (qui supporte le rotacteur) peut recevoir ou non un joint torique sur tout son pourtour au fond de la gorge d'encastrement. Ce dernier assure l'étanchéité.

GAGNEZ DE L'ARGENT AVEC VOTRE C.A.O.



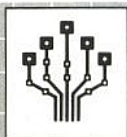
9 LOGICIELS* POUR LA CONCEPTION ET LA FABRICATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS

*SELECTIONNÉS PAR CIF

**DE 660 à 40.000 francs sur MAC
ou sur PC et compatibles.**

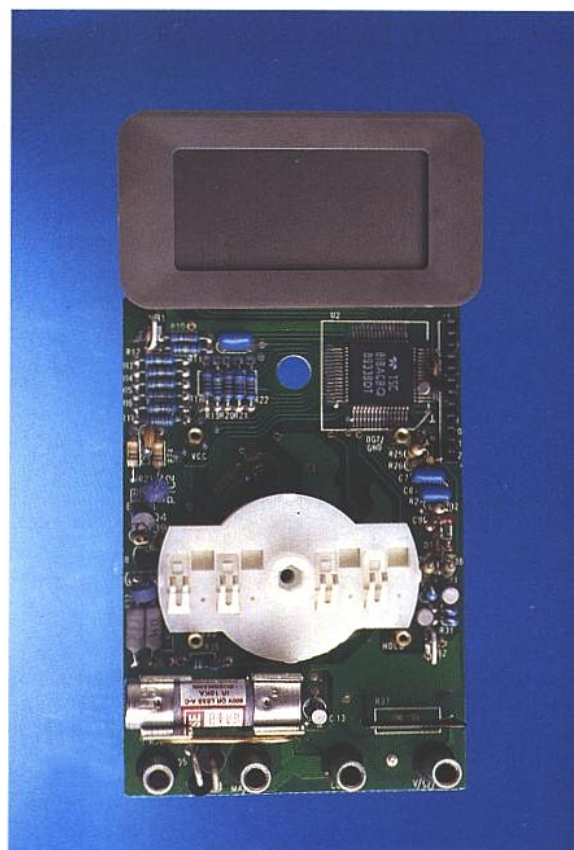
Des langages simples, avec
documentation et notices en
français, pour des programmes
de schématisation,
d'implantation,
de routage,
de simulation,
de nomenclature,
et des bases de données.

Documentation sur demande



C.I.F.
Circuit Imprimé Français

11, rue Charles-Michels
92220 BAGNEUX
Service R.P.
Télex : 631 446 F
Fax : 16 (1) 45 47 16 14
Tél. : 16 (1) 45 47 48 00



*Le carénage plastique assure la protection
de l'afficheur LCD.*

Rien à redire sur le reste de la construction qui est de bonne facture, réalisée avec des composants de qualité et correspond aux normes en vigueur.

Conclusion

Eu égard à leur prix : moins de mille francs (HT) et moins de neuf cents francs (HT) respectivement pour les DM 250 et le DM 253, ces deux appareils sont en bonne situation sur le marché actuel. Le DM 250 offre quelques astuces comme les deux positions "OFF", les ergots de maintien des cordons de mesure escamotables, le bargraph LCD style galvanomètre, qui le démarquent un peu des produits concurrents qui, il faut bien le dire, sont par ailleurs de conception et de facture similaires.

Le DM 253 sera un précieux outil en contrôle (maintenance) ou en test.

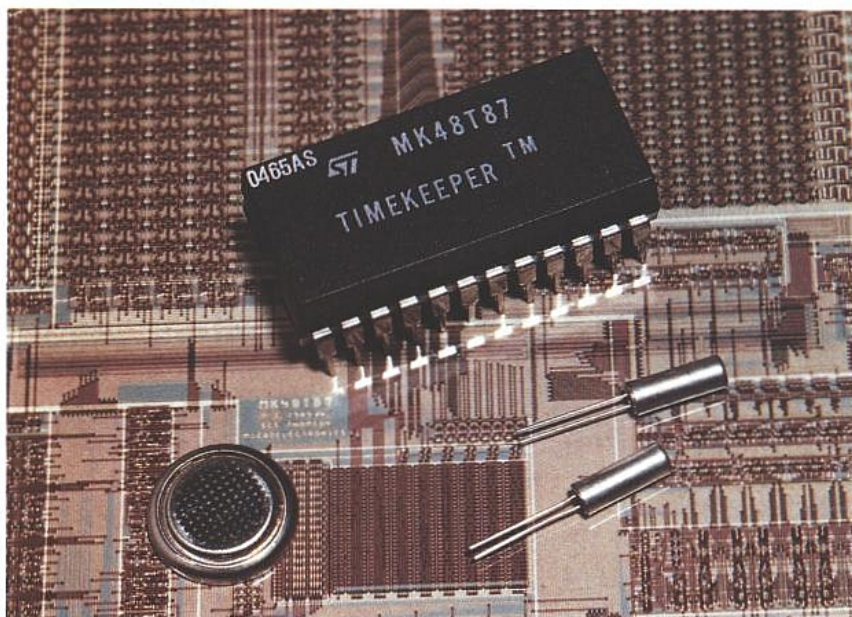
Nous avons apprécié son capacimètre particulièrement juste, la possibilité d'évaluer les courants de fuite des jonctions et le test en charge des batteries.

Nous avons bien affaire à des TEKTRONIX, marque dont le souci premier a toujours été de faciliter les mesures et de présenter des appareils parfaitement adaptés aux besoins auxquels ils doivent répondre.

Les mémoires

Composants de plus en plus « stratégiques », les mémoires sont indispensables dans de nombreux domaines de l'électronique, d'ailleurs nullement limités à l'informatique.

L'amélioration des technologies de fabrication et l'explosion de la demande ont entraîné une baisse des prix, une augmentation des capacités et des innovations qui rendent possibles des applications inenvisageables il y a seulement quelques années.



LE VOCABULAIRE

Les différentes familles de mémoires sont couramment identifiées par des sigles d'origine anglaise, dont il est important de bien connaître la signification.

Distinguons tout d'abord les « mémoires vives », dans lesquelles on peut indifféremment écrire ou lire mais qui perdent leur contenu dès la coupure de leur alimentation, des « mémoires mortes » dont le contenu est plus ou moins définitivement figé, et que l'on utilise essentiellement en lecture.

Les mémoires vives (MEV) sont volontiers appelées « RAM » (Random Access Memories) tandis que les mémoires mortes (MEM) sont souvent nommées « ROM » (Read Only Memories).

Les RAM elles-mêmes se classent en deux catégories : les RAM dynamiques (DRAM) et les RAM statiques (SRAM). Nettement plus simples à produire, les DRAM atteignent des capacités dépassant le mégabit tout en coûtant beaucoup moins cher que les SRAM. En revanche, elles nécessitent un « rafraîchissement » permanent des données qu'elles contiennent, ce qui complique notablement leur mise en œuvre.

Les DRAM sont donc surtout utilisées dans les mémoires d'ordinateurs, mais pas uniquement.

Du côté des ROM, il faut distinguer les mémoires mortes pro-

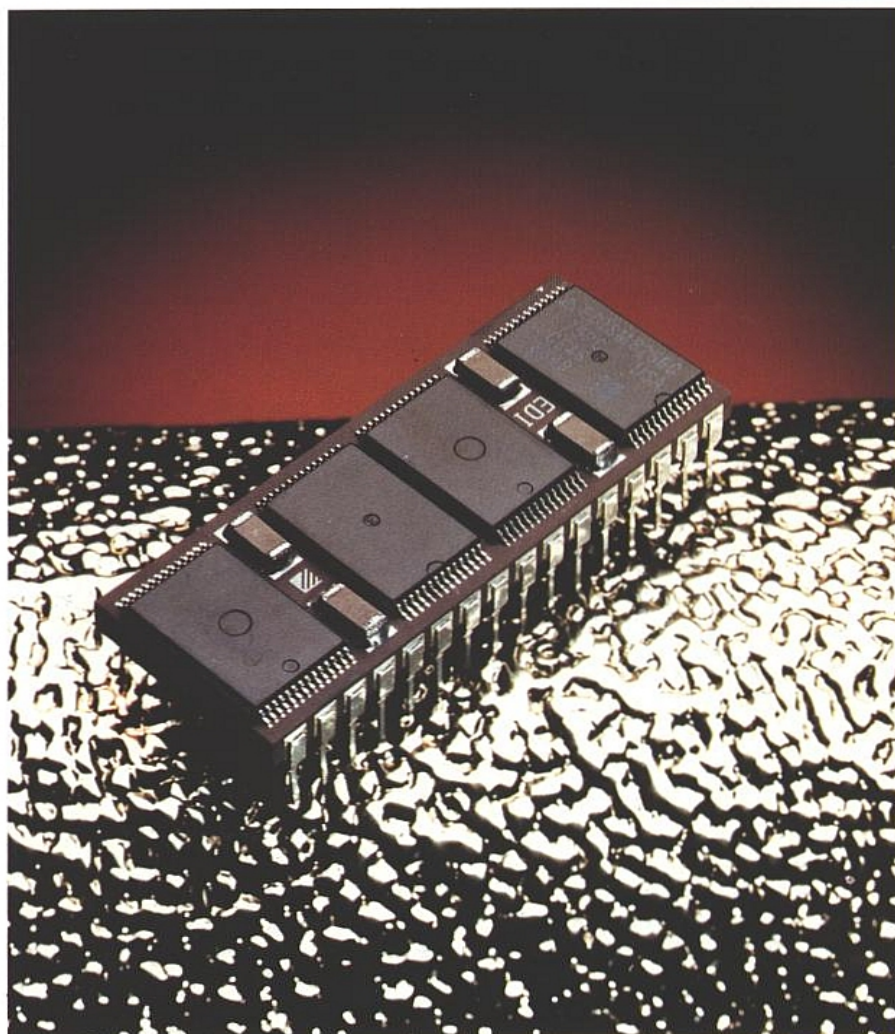
grammables une seule fois des mémoires reprogrammables après effacement.

Appartiennent à la première catégorie les ROM « masquées », dont le contenu est fixé dès la phase de fabrication en série, et les PROM (Programmable ROM) « à fusibles » que l'utilisateur peut programmer lui-même mais de façon irréversible.

Les plus connues des mémoires reprogrammables sont les EPROM (Erasable PROM), effaçables aux ultra-violets et reprogrammables des centaines de fois, mais qui existent désormais en version « OTP » (One Time Programmable) : dépourvues de fenêtre d'effacement et donc présentées en boîtier plastique économique, ces EPROM sont ineffaçables et donc programmables en une seule fois.

Effaçables de façon purement électrique et parfois même « transparente » pour l'utilisateur, les EEPROM (Electrically Erasable Programmable ROM) et EAROM (Electrically Alterable ROM) offrent des alternatives intéressantes lorsque de fréquentes modifications sont nécessaires.

A mi-chemin entre les RAM et les ROM, les RAM CMOS à pile lithium incorporée méritent une mention à part : pouvant être écrites comme des RAM puis traitées comme des ROM, elles



sont généralement considérées comme plus performantes que les EEPROM. Elles constituent en tout cas des outils extrêmement commodes pour les tâches de développement et de mise au point.

Dans la suite de cet article, nous allons nous intéresser successivement aux diverses catégories de SRAM et de PROM, les plus riches d'applications.

LA NORME « BYTEWIDE »

L'une des principales caractéristiques d'une mémoire, quel qu'en soit le type, est son « organisation » : une mémoire de 64 k-bits, par exemple, peut être organisée en 65536 mots d'un seul bit, en 8192 mots de huit bits, en 16384 mots de quatre bits, etc. (rappelons en effet qu'un « k » vaut 1024).

Pour pouvoir exploiter 8 k-mots de huit bits, il faut en principe treize lignes d'adresse (8192 étant équivalent à deux puissance treize), et huit lignes de données.

Dans le cas de 65536 mots d'un bit, par contre, une seule ligne de données suffit mais il faut seize lignes d'adresse.

Le travail sur des mots de huit bits (octets ou « bytes ») étant le cas le plus courant, une norme a été définie pour harmoniser les brochages des principaux types de mémoires organisées de cette façon. Très logiquement baptisée « BYTEWIDE », elle autorise dans la plupart des cas l'interchangeabilité sur un même support de RAM, ROM, PROM, EPROM, EEPROM, EAPROM de diverses capacités.

La **figure 1** indique l'affectation des numéros de broches pour les boîtiers à 24 et 28 pattes correspondant aux différentes capacités possibles, car on peut même monter une mémoire à 24 broches sur un support à 28 contacts !

L'emplacement des broches D0 à D7, A0 à A9, et masse est commun à toutes les mémoires BYTEWIDE. L'affectation des quelques broches restantes dépend pour sa part des capacités et des types.

Les SRAM (RAM statiques)

Une RAM statique utilise, pour chacun de ses bits, l'équivalent d'une bascule dont la **figure 2** rappelle le principe ; tant que la tension d'alimentation reste pré-

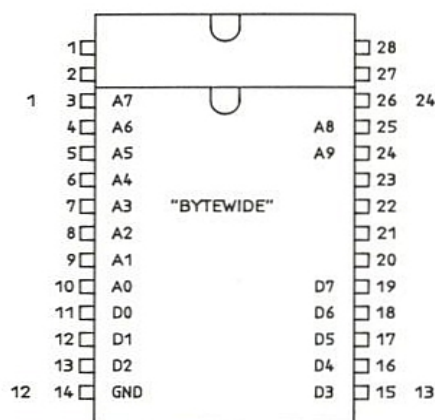


Figure 1

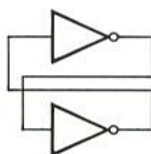


Figure 2

sente, la bascule demeure dans l'un de ses deux états stables possibles, correspondant respectivement à 1 et à 0. La figure 3 définit le brochage « BYTE-

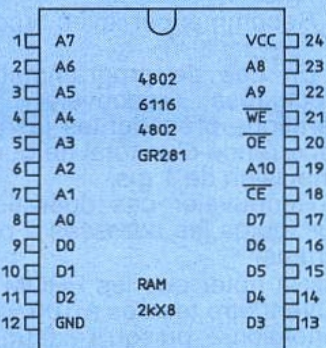


Figure 3

WIDE » d'une SRAM de 2 k-octets : en plus de la masse, des huit lignes de données et des onze lignes d'adresse, on remarque une broche d'alimentation Vcc (+5V) et trois lignes de commande :

- /WE (WRITE ENABLE barre) dont la mise à zéro déclenche l'écriture des données présentes sur les lignes D0 à D7 dans l'adresse appliquée aux lignes A0 à A10.
- /OE (OUTPUT ENABLE barre) dont la mise à zéro déclenche la lecture des données présentes à l'adresse appliquée aux lignes A0 à A10 : ces données sont alors disponibles sur les lignes D0 à D7, qui gardent un état « haute impédance » tant que /OE est au niveau haut.
- /CE (CHIP ENABLE barre) parfois appelée /CS (CHIP SELECT barre), qui sélectionne le boîtier lorsqu'on lui applique un niveau bas.

Pour écrire en mémoire, il faut donc porter à la fois /CE et /WE à zéro, tandis que pour lire, il faut mettre à la fois /CE et /OE à zéro.

Le bon usage de ces trois lignes permet d'éviter tout « conflit de bus » dans les systèmes à plusieurs boîtiers, même complexes, grâce à des circuits de « décodage » appropriés.

Sous ce même brochage, on peut trouver des SRAM technologiquement fort différentes : NMOS (4802), CMOS à faible consommation (6116), CMOS sauvegardée par pile au lithium incorporée (ZEROPOWER MK

48Z02 de SGS-THOMSON, ou GR 281 de GREENWICH INSTRUMENTS disponible chez VEROSPEED).

La figure 4 montre comment l'ajout de deux broches permet de passer à une capacité de 8 k-octets (CMOS 6264, ZEROPOWER 48Z08, ou GR 881). Deux lignes de sélection (/CE1 et CE2) facilitent la conception du circuit de décodage : le boîtier ne sera sélectionné que si /CE1 est à zéro et CE2 simultanément à 1.

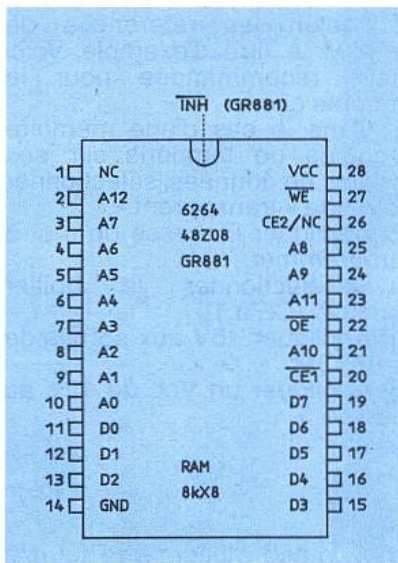


Figure 4

Bien entendu, la norme BYTE-WIDE autorise des capacités supérieures, notamment en faisant appel à la broche 1, et en abandonnant la seconde broche de sélection.

La mémoire à pile GR 881 possède pour sa part un contact supplémentaire ne faisant pas partie des 28 broches normalisées : /INH. Inhibant l'écriture, cette entrée permet la protection totale des données de la RAM par simple mise à la masse.

Une telle inhibition d'écriture est d'ailleurs automatique sur toutes les mémoires à pile, dès que la tension d'alimentation tombe au-dessous d'un certain seuil (4,2 à 4,75 V pour les ZEROPOWER, par exemple).

Ces mémoires à pile peuvent donc être débrogées et transférées d'un système à l'autre sans perte d'information !

Citons enfin les RAM « pseudo-statiques » qui sont en fait des RAM dynamiques à circuit de rafraîchissement incorporé ; leur

brochage et leur utilisation les rendent tout à fait semblables à de véritables SRAM.

L'ECONORAM de DALLAS

Parmi toutes les variétés de RAM, l'EconoRAM DS 2222 de DALLAS SEMICONDUCTOR est un produit particulièrement original puisqu'il s'agit d'une SRAM de 256 bits présentée dans un boîtier de transistor à trois pattes (TO 92) !

A part les deux inévitables connexions d'alimentation, un seul fil assure donc le transit des données et des adresses, moyennant un « protocole » de communication très particulier.

L'état de repos de la ligne de données est le niveau haut, pourvu que cet état soit stable depuis au moins 1 µs. Toute transition négative marque le début d'un cycle devant durer au moins 60 µs, et dont le contenu fixe l'action entreprise : écriture d'un 1 ou d'un 0, lecture, transmission d'une instruction.

L'adresse accédée s'incrémente automatiquement, ce qui fait qu'avant de pouvoir revenir au début il faut « balayer » les 256 adresses possibles.

En fait, chaque « transaction » avec la mémoire occupe 264 bits : 8 pour l'instruction, puis 256 pour les données lues ou écrites.

Les échanges sont cependant rapides, puisque le débit d'information peut facilement atteindre 100 k-bits par seconde.

La consommation est par ailleurs insignifiante puisqu'elle se chiffre en nanoampères au repos, et à une charge de 129 picocoulombs par bit transmis. Il est donc parfaitement envisageable d'alimenter l'EconoRAM sur une simple pile au lithium pendant fort longtemps, lui conférant ainsi un caractère « non-volatile » capable de l'apparenter aux EAROM ou EEPROM que nous étudierons plus loin.

Les ROM et les PROM

Une ROM « masquée » est chargée de son contenu au cours de la fabrication proprement dite du circuit intégré, grâce à un « masque » spécifique. Cette technique ne peut évidemment s'appliquer qu'à de grandes séries du fait des frais initiaux très élevés.

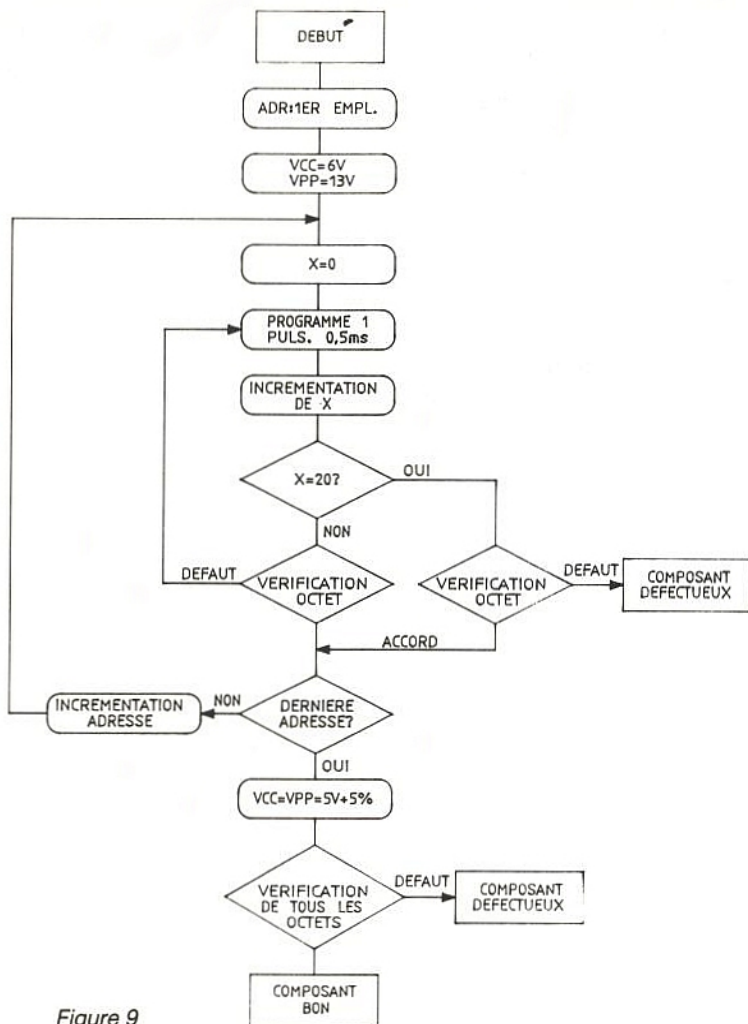


Figure 9

Les EPROM

Les EPROM sont les plus employées des mémoires programmables par l'utilisateur, car tant leur programmation que leur effacement se font avec un matériel simple et peu coûteux.

Dans une EPROM, l'information est stockée sous la forme de charges électriques emmagasinées dans la grille « flottante » d'un transistor MOS. On peut éliminer ces charges par une exposition suffisante à un rayonnement ultraviolet relativement énergétique (lampes germicides).

Ce principe fait que les données confiées à une EPROM sont un peu moins en sûreté que dans une ROM ou une PROM : si la fenêtre de quartz n'est pas hermétiquement obturée par une étiquette opaque ou si la température ambiante est élevée, un effacement spontané peut se produire en quelques années.

Dans de bonnes conditions, toutefois, les EPROM rendent largement les services que l'on attend d'elles.

La programmation d'une EPROM nécessite l'application d'une impulsion de durée contrôlée, en présence d'une tension relativement élevée (12,5, 21 ou 25V).

Au fur et à mesure des progrès de la technique, les choses se compliquent car les durées d'impulsion et les tensions de programmation diminuent : tenter de programmer à 25V et 50 ms une EPROM prévue pour 12,5V et 10 ms est un excellent moyen de la détruire !

Les EPROM CMOS de la série « 27C », de plus en plus souvent préférées aux EPROM de la série « 27 », posent fréquemment ce genre de problème.

Avec la course aux grandes capacités, il devient par ailleurs habituel d'employer des algorithmes de programmation dits « intelligents », « adaptatifs », ou « interactifs », permettant de gagner sensiblement sur la durée de programmation : une alternance de tentatives de programmation et de lectures de contrôle permet de limiter la durée des impulsions de programmation au strict nécessaire.

La figure 9 reproduit par exemple la procédure recommandée par NATIONAL SEMICONDUCTOR pour la programmation de ses EPROM les plus récentes, bien qu'il reste possible d'employer de simples impulsions de 10 ms.

Cette évolution conduit les fabricants à recommander l'emploi de programmeurs du commerce, « agréés » par leurs soins, et à déconseiller plus ou moins formellement l'utilisation d'autres matériels, notamment « maison ». Tendance dangereuse à notre avis car risquant, à terme, de placer l'utilisateur d'EPROM dans une situation de dépendance quasi-totale envers des fournisseurs plus ou moins liés entre eux par des accords pas nécessairement très apparents.

Il faut aussi compter avec l'existence d'EPROM « améliorées » chez certains fabricants : la figure 10 reproduit par exemple le brochage de la CY7C245 de CYPRESS, à comparer avec ceux des 2716 et 2516, de capacité équivalente, donnés aux figures 11 et 12. Pour profiter

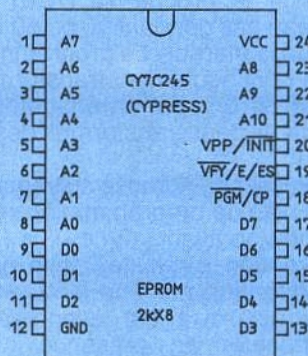


Figure 10

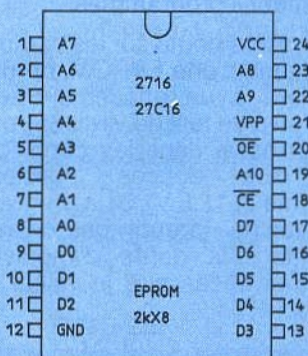


Figure 11

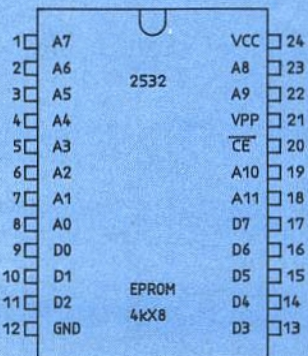


Figure 12

d'innovations appréciables en mode programmation (moyennant une procédure radicalement différente), il faut accepter quelques changements de brochage en mode lecture.

Les choses en sont en fait arrivées à un point où il devient périlleux de tenter de programmer une EPROM sans disposer du « data book » publié par son fabricant : trop de paramètres varient en effet d'une marque à l'autre...

A titre d'exemple, voyons néanmoins comment programmer une 2732, EPROM de capacité moyenne (4 k-octets) dont la figure 13 fournit le brochage :

- 1) Le Vcc de +5V étant déjà présent, appliquer sur la broche 20 une tension Vpp de 12,5, 21 ou 25V selon la marque.
- 2) En présence de chaque adresse à programmer et des données correspondantes, faire passer la broche 18 (/CE) au niveau bas pendant 10 ou 50 ms selon la marque. La programmation peut seulement transformer en 1 en 0 : seul un effacement général peut transformer des 0 en 1.
- 3) Passer à l'adresse suivante.
- 4) En fin de programmation, retirer le Vpp avant le Vcc.
- 5) Vérifier le résultat de la programmation par une lecture de contrôle, qu'il est avantageux d'effectuer en présence d'un Vcc porté à 6V, afin de mieux détecter d'éventuels bits « faiblement » programmés.

En cas de doute sur les caractéristiques d'une EPROM, on procédera à un effacement total (et/ou à un test de virginité), puis à un essai dans les conditions les plus « douces » possibles (10 ms et 12,5 V). Si la programmation ne « prend » pas, on augmentera la durée d'impulsion puis si nécessaire la valeur de Vpp.

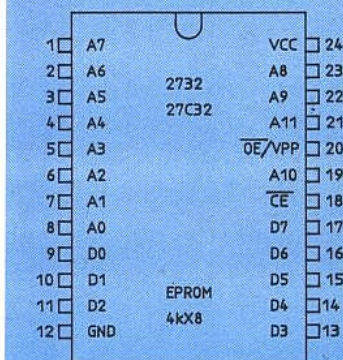


Figure 13

La figure 14 dévoile maintenant les brochages des principales EPROM présentées en boîtier à 28 broches, de la 2764 à la 27512. Les modalités de programmation sont comparables, à quelques détails près.

En lecture, toutes les EPROM « BYTEWIDE » sont évidemment compatibles avec les RAM ou ROM de capacités identiques : il suffit en général de mettre la broche Vpp au potentiel de Vcc et s'il y a lieu, de maintenir /PGM à l'état haut.

Les EPROM ne servent pas qu'à accueillir des programmes de microprocesseur : associées à un simple compteur binaire (genre CD 4040), elles peuvent servir de **séquenceur** dans toutes sortes d'automatismes, voire même de **synthétiseur de son** si on les associe à un simple réseau « R-2R » de conversion digital-analogique.

Dans une certaine mesure, une EPROM peut même remplacer un **réseau logique programmable**, car sa structure s'apparente tout à fait à un réseau fixe de portes ET alimentant un réseau programmable de portes OU.

La figure 15 montre bien comment une 2732, par exemple, peut être considérée comme un réseau logique à douze entrées et huit sorties : à chaque combinaison d'états en entrée (parmi 4096 possibles) peut correspondre une combinaison librement programmable des états des huit sorties : une belle table de vérité, qui se simplifie cependant beaucoup si l'on n'utilise pas toutes les entrées disponibles.

Il serait par exemple facile de créer un décodeur 7 segments à quatre entrées et sept sorties en ne programmant que seize adresses.

Les mémoires effaçables électriquement

Il existe des technologies qui permettent de réaliser des mémoires programmables et effaçables non plus aux ultraviolets, mais à l'aide d'une tension électrique relativement élevée.

Les premières EEPROM exigeaient l'application pendant près d'une minute d'une tension produite extérieurement.

Les EAROM et EEPROM actuelles sont beaucoup plus « transparentes » pour l'utilisateur : le générateur de haute tension est incorporé dans le circuit intégré, associé à une logique d'effacement plus ou moins élaborée.

La figure 16 montre que le brochage de l'EAROM HN 58064 HITACHI est très proche de celui d'une RAM. En fait, une telle mémoire s'utilise un peu comme une RAM, en ce sens que l'on peut y lire ou y écrire à volonté, à ceci près que des opérations d'effacement sont effectuées lorsque c'est nécessaire. Il faut 10 ms pour effacer ou écrire un bit, 20 ms pour effacer toute la

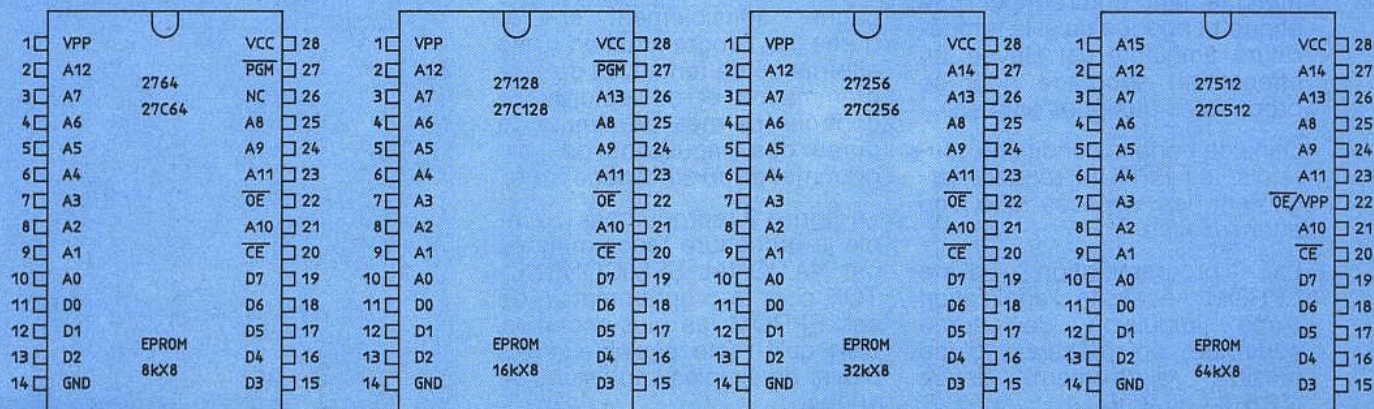


Figure 14

Figure 15

mémoire, mais l'accès en lecture est aussi rapide que dans le cas d'une RAM.

L'effacement global est obtenu en appliquant simultanément un niveau bas à /CE, /OE, et /WE.

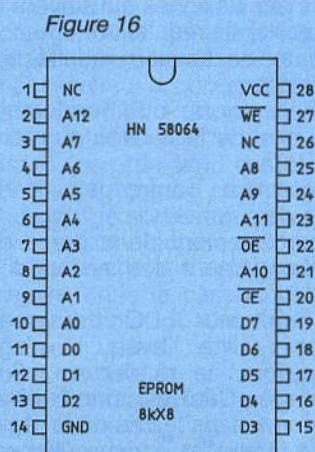


Figure 16

La mémoire est conçue pour supporter jusqu'à 10000 cycles d'effacement et écriture.

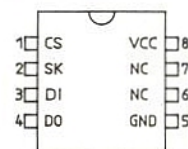


Figure 17

Très différente est l'EEPROM NMC 9306 de NS, dont la **figure 17** reproduit le brochage : logée dans un boîtier à huit broches pour une capacité de 256 bits, cette mémoire ne peut évidemment pas disposer du jeu habituel de lignes d'adresse et de données, tout comme l'Econ-RAM déjà présentée.

Le synoptique général de la **figure 18** permet de constater que les échanges de données se font en réalité au moyen d'une liaison série, qui n'est certes pas sans rappeler le cas des cartes à puce. Un « langage » assez simple basé sur un jeu de sept « instructions » permet de lire, écrire et effacer le contenu des seize registres de seize bits dans lesquels sont répartis les 256 bits disponibles.

Moyennant une liaison série de type « MICROWIRE » avec un contrôleur genre COP 400, ce genre de mémoire se révèle très utile pour stocker des données devant pouvoir être modifiées de temps à autre (paramètres de réglage, notamment, ou encore données de configuration).

Patrick GUEULLE

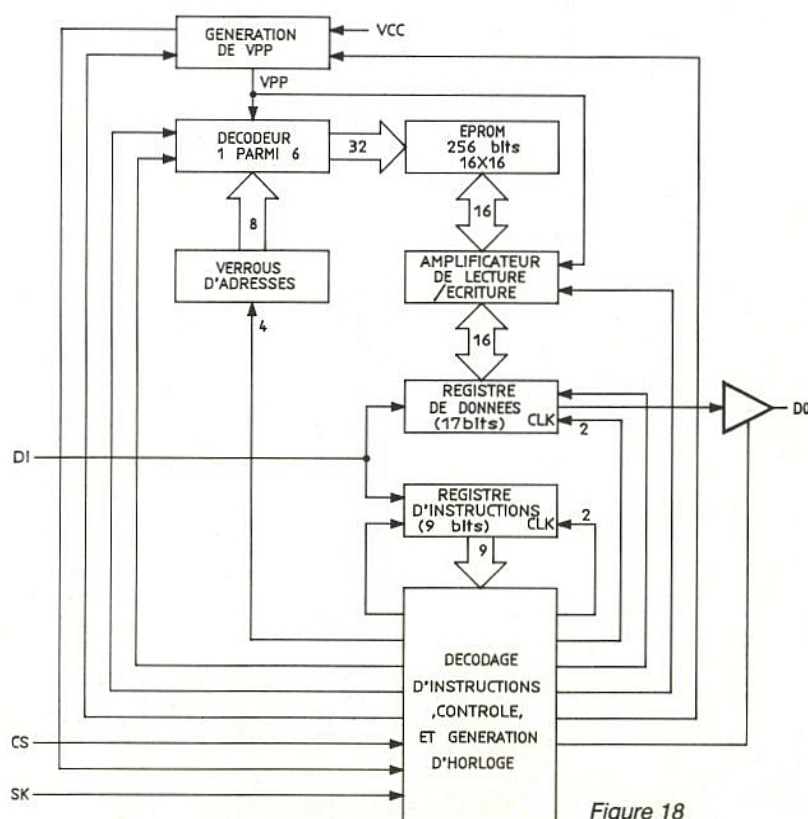
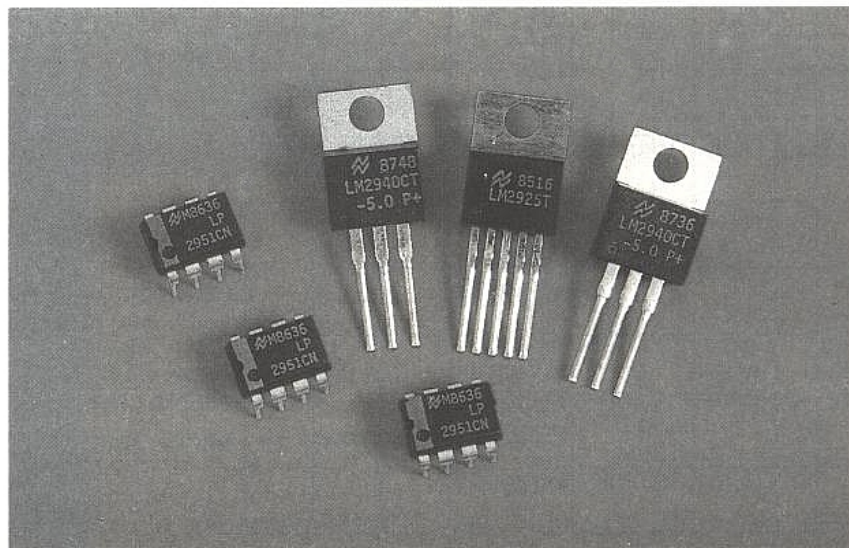


Figure 18

Les régulateurs à faible chute de tension

Depuis plusieurs années, des régulateurs présentant une faible tension de déchet entre l'entrée et la sortie du dispositif sont apparus sur le marché de l'électronique. On peut désormais utiliser ces composants, parfaitement distribués, dans des applications où le rendement intervient comme un paramètre fondamental.



Généralités

Bien que les raisons soient nombreuses pour accroître la popularité des régulateurs à découpage, le régulateur linéaire possède certains avantages décisifs qui assureront la pérennité de fabrication du produit. Le mode linéaire offre un taux de régulation supérieur lors de rapides changements de potentiel ligne et sortie car les circuits de compensation sont plus rapides. Par exemple, une variation de charge de 50 % avec un circuit à découpage classique provoquera une impulsion sur la sortie d'au moins 100 mV et de durée 200 μ s. A l'inverse, un régulateur linéaire, lors de conditions d'utilisation similaires, se comportera d'une meilleure manière puisque les amplitude et durée de la perturbation tomberont respectivement à 10 mV et 30 μ s. Si le bruit sur la sortie régulée devient un paramètre important, là encore, le mode linéaire autorise un niveau dix fois plus faible que celui de son confrère à découpage. Enfin, même dans le domaine du rendement ou le découpage est roi, les linéaires ont désormais quelque chose à offrir grâce à la présence des Low Drop Out (LDO, faible tension de déchet). Ils furent introduits il y a une dizaine d'années par la section linéaire de National Semiconduc-

tor. Présentant au début des caractéristiques peu attrayantes telles que faible courant de sortie ou encore une tension délivrée non ajustable, la ligne LDO a continué sa croissance, et permet à présent de couvrir la majorité des besoins industriels.

Caractéristiques

Le régulateur Low Drop Out, appelé de temps en temps régulateur PNP, a été développé dans le but initial de réduire la tension de déchet obtenue avec les classiques dispositifs bâtis autour d'un transistor NPN. Ces principales caractéristiques sont résumées par les lignes qui suivent :

- Stabilité de régulation.
- Chute de tension réduite sur faible charge.
- Amélioration du rendement ainsi que de la fiabilité du montage total.
- Protection contre les inversions de polarité.
- Accroissement de la durée de fonctionnement des systèmes à piles.

Le régulateur LDO trouve sa pleine utilité lorsqu'il s'agit d'améliorer le rendement d'un montage. Ceci est particulièrement vrai dans le cas où le régulateur intervient comme élément

de post régulation. Par exemple lorsque l'on inclut ce dernier à la sortie d'une alimentation à découpage (afin de réduire l'ondulation résiduelle) ou bien pour produire des sources de tension locales à partir d'un unique rail d'alimentation. L'illustration de l'efficacité des LDO devient évidente après avoir jeté un coup d'œil à la **figure 1**. Un rail d'alimentation aboutit à trois systèmes, pour lesquels des tensions et courant différents sont nécessaires. Dans le cas où les régulateurs sont des NPN, l'alimentation commun doit au moins délivrer 9 volts afin que la stabilisation soit correcte. De même, la puissance fournie à l'entrée s'élève à 37,1 watts pour une puissance de sortie de 20 watts. Le rendement vaut donc 55 %. A présent, si l'on remplace les régulateurs par leur équivalent LDO et que l'on se place dans des conditions d'utilisation semblables, l'alimentation peut chuter à 7 volts, réduisant la tension de déchet ainsi que le rendement qui vaut désormais 68 %. Voilà quelque chose d'intéressant dans le cas où des sauvegardes par batteries sont prévues. Penchons-nous à présent sur les concepts retenus lors de la fabrication des régulateurs PNP et NPN.

Les stabilisateurs à NPN

Celui-ci fût inventé en 1969 et met en œuvre l'électronique dessinée en **figure 2**. Il autorise une différence de potentiel entrée-sortie minimale d'environ 2 volts. L'explication réside dans la chute de potentiel produite par le darlington utilisé en ballast et qui vaut $2 V_{be} + V_{ce\text{ Sat}}$. A cela s'ajoute le produit RI qui apparaît aux bornes du shunt utilisé pour la limitation de courant. L'un des avantages de cette configuration se trouve dans l'écoulement du courant de polarisation de l'étage de sortie au travers de la charge. Ainsi la seule intensité aiguillée vers la masse étant celle nécessaire à la correcte polarisation du PNP. Puisque sa valeur reste relativement faible et constante (compte tenu du fort gain du darlington), on peut ajuster la tension de sortie sans ajouter de pin supplémentaire au boîtier. Cette technique est mise en œuvre dans le cas du LM 317, par exemple, ou l'on rajoute un diviseur résistif dont le calcul tient compte de ce fameux courant de polarisation qui s'écoule vers la masse. On reste en présentation trois broches.

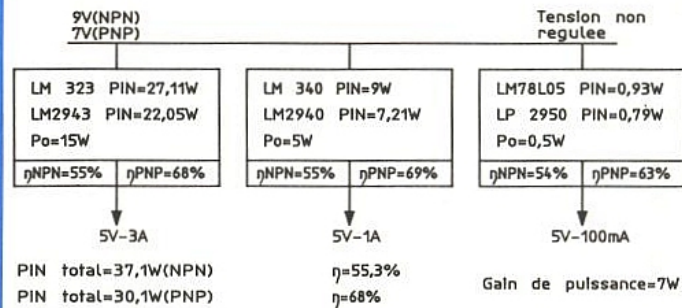


Figure 1

Les régulateurs PNP

Le concept retenu pour ces derniers vous est proposé en **figure 3**. On utilise un simple transistor PNP comme élément ballast. Ainsi un simple $V_{ce\text{ Sat}}$ entre l'entrée et la sortie permet une régulation correcte. Dans ce cas, le courant de polarisation se crée par le biais d'un transistor PNP connecté à la masse, plutôt qu'au travers de la sortie comme dans le cas précédent. Malheureusement, le maigre gain d'un transistor PNP implique que son courant de polarisation soit dépendant de la charge et on ne peut désormais plus le négliger : Une broche de masse devient indispensable. Cela justifie la présentation TO 220 cinq broches.

Comportement face aux inversions de polarité

Une autre caractéristique des régulateurs de tension est leur faculté de résister à une brève inversion de polarité d'entrée. Ce problème se pose lors d'utilisations en milieu automobile. Comme en témoigne la **figure 4 a**, un stabilisateur NPN ne possède aucune défense face à une inversion de polarité. En effet de par sa constitution, la diode collecteur substrat se trouve polarisée en directe et la destruction est immédiate. Il faut donc, en milieu perturbé, inclure au montage une protection supplémentaire.

La **figure 4 b** montre clairement la position de la diode dans l'alimentation, telle qu'elle apparaît en réalité. On peut protéger l'ensemble en insérant une diode en série dans le rail positif, mais l'on ajoute 0,6 volts de chute de tension...

La solution à ce tracass se trouve dans la coupe représentée **figure 5 a**. En effet, dans le process standard de fabrication du régulateur, le transistor PNP n'inclut pas la diode collecteur substrat de son homologue NPN. Ainsi, une inversion de polarité se tra-

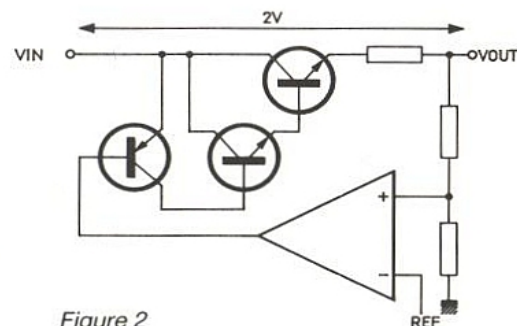


Figure 2

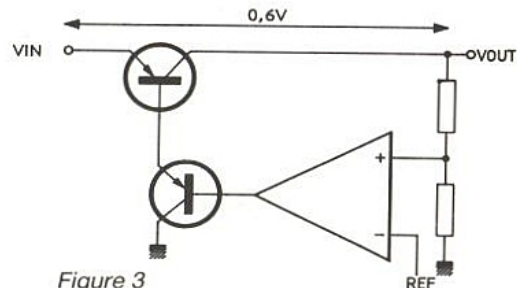


Figure 3

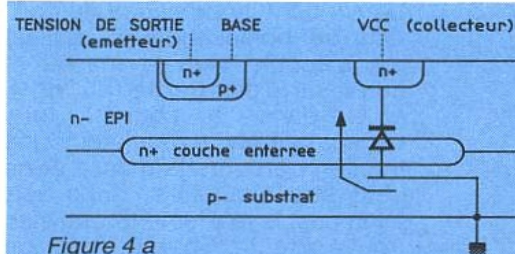


Figure 4 a

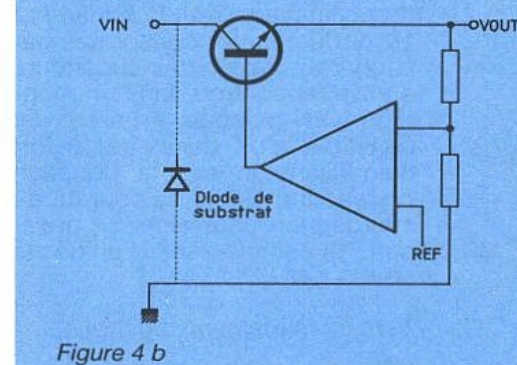


Figure 4 b

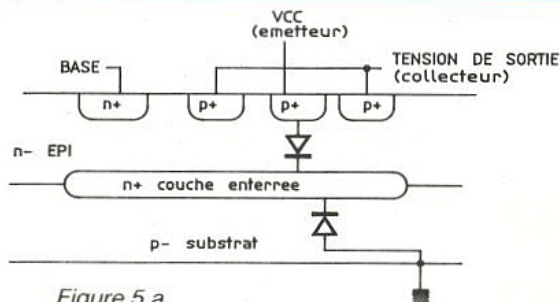


Figure 5 a

duira simplement par une polarisation inverse de la jonction base émetteur, qui protégera la diode formée par la couche N et le substrat P (voir **figure 5 b**). A moins d'atteindre la tension d'avalanche de l'ensemble, l'inversion de polarité ne porte pas préjudice au dispositif. Ce dernier protégera également le montage alimenté en aval.

Les désavantages des LDO

L'un des principaux se trouve dans le dimensionnement du condensateur de sortie. En effet, si l'on regarde le schéma du régulateur NPN, on remarque que le darlington (monté en collecteur commun) n'intervient quasiment pas dans le gain de boucle total. Par contre, dans le montage PNP, ce dernier monté en émetteur commun introduit son propre gain dans la boucle et implique un meilleur découplage de la sortie pour juguler toutes velléités d'oscillations. National conseille d'adjoindre au moins 10 μF alors que le classique NPN, ne nécessite souvent rien. Le cas échéant, en cas d'oscillations, une valeur typique de 1 μF s'avère largement suffisante.

Le second désavantage se trouve dans la présence du courant de polarisation du ballast qui s'écoule vers la masse et non dans la charge (cas du NPN). Ainsi dans le courant total consommé par le régulateur, une fraction part vers la masse et ne peut être récupérée. Dans certains cas, le rendement total s'en trouve affecté. En effet, pour un régulateur PNP, cette intensité de polarisation vaut typiquement 10 % du courant consommé par la charge. Valeur très supérieure à celle rencontrée dans un montage NPN puisque le ballast est constitué d'un darlington à fort gain (Dans le cas la ponction correspond à 1 % du courant de charge). On peut alors se poser des questions sur l'efficacité réelles des LDO...

Vers un rendement supérieur...

Comme étudié précédemment, la polarisation du transistor PNP se fait via un second semiconducteur à la masse (**figure 6 a**). Les valeurs indiquées sur le schéma montrent à quel point la perte peut être élevée. Afin de pallier cet inconvénient, National Semiconductor a développé une technique de polarisation originale qui met en jeu un transistor multi-émetteurs associé à une diode (**figure 6 b**). Son

fonctionnement est le suivant : lorsque la tension différentielle d'entrée-sortie vaut 1,4 volt, ou moins, le PNP du bas, conduit normalement tout le courant de polarisation vers la masse. Par contre, si le potentiel différentiel dépasse 1,4 (deux tensions de seuil de jonction), la diode conduit et dérive le courant qui s'écoule désormais dans la charge. Cette configuration permet de retrouver le mode de fonctionnement du régulateur NPN (courant de polarisation passant dans la charge) et autorise maintenant un rendement semblable. Cette technique, mise en œuvre sur le LM 2940, combine les avantages du LDO avec ceux du classique régulateur NPN.

Les utilisations des régulateurs LDO dans l'automobile

La caractéristique commune aux dispositifs embarqués sur une voiture est la robustesse. Pour le régulateurs des chutes de tension batterie jusqu'à 6,5 volts, tout comme des sauts atteignant + 17 volts, ou encore des transitoires négatifs, ne doivent pas poser des problèmes : la sortie 5 volts doit être maintenue quoi qu'il arrive.

Pour des cas si extrêmes, National propose le LM 2935, qui, dans le schéma dessiné **figure 7**,

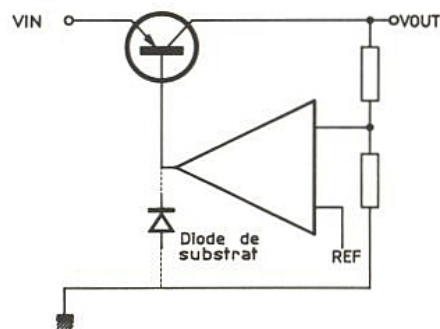


Figure 5 b

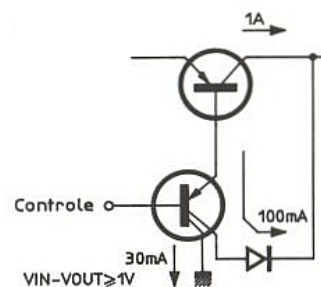


Figure 6 a

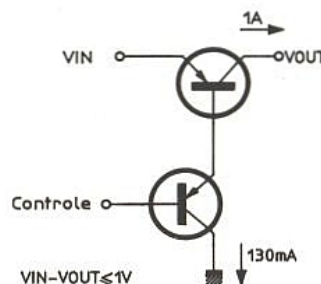


Figure 6 b

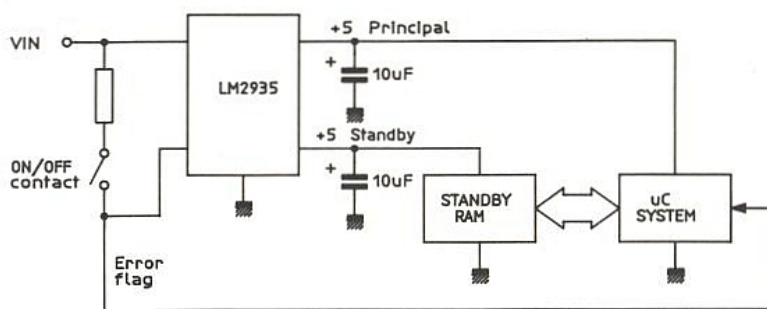


Figure 7

alimente un dispositif à microprocesseur. Ce régulateur à double sortie se présente en boîtier TO 220 cinq broches. Il délivre 750 mA sur la ligne + 5 V principale (main output) et propose une seconde sortie, dite de "standby", capable de fournir 10 mA. Son courant de repos peut tomber jusqu'à 3 mA ou moins lorsque seule la broche standby débite. Cette caractéristique unique, tout comme sa très faible tension différentielle d'entrée-sortie, le rendement attractif pour toutes les applications nécessitant une batterie de sau-

vegarde. Les protections sont nombreuses, comme la résistance aux inversions de polarité (évite la destruction du montage connecté en aval). Lorsque de violents transitoires (> 60 volts) se présentent à l'entrée du LDO, celui-ci bloque la sortie + 5 V principal mais continue de valider la sortie standby. L'interrupteur représente la mise sous tension générale qui autorise ou non la présence du + 5 V principal et avertit en même temps le micro de la stabilité de son alimentation de puissance (dans tous les cas, le 5 V de standby est conservé).

La **figure 8** montre les chronogrammes obtenus en cas de perturbations.

Applications en micro-informatique

La **figure 9** propose l'emploi d'un LM 2984 (boîtier onze broches) dans une source d'énergie pour micro-processeur. La sortie régulée + 5 V (500 mA) alimente le μP lui-même. Une seconde sortie, de 5 volts également mais à 100 mA, est disponible pour alimenter des dispositifs extérieurs tels que capteurs et autres interfaces entre l'extérieur et le micro. Une troisième sortie (5 V/5 mA) s'utilisera pour la tension de secours des mémoires volatiles. En mode standby, le courant total de repos passe à 2 mA. Divers drapeaux signalent au micro d'éventuelles perturbations sur les alimentations. On se reportera aux caractéristiques fournies par NS pour des informations plus complètes.

Régulateur ajustable

Il s'agit du LP 2951 qui se caractérise par une tolérance de tension de sortie à 0,5 %. Un drapeau permet ici aussi de signaler un mauvais fonctionnement du régulateur. Le courant de repos en standby vaut typiquement 75 μA . La **figure 10 a** nous décrit l'une de ses applications comme régulateur incluant un dispositif de scrutation de la tension batterie. Le LM 385 (référence de tension) permet de vérifier la valeur du potentiel de l'accumulateur. Si celui-ci passe sous une valeur déterminée par le potentiomètre et la tension principale, une diode vient en série. Ainsi, puisque cette diode provoque une chute de tension de 0,7 volt, une compensation devient obligatoire afin de bien charger les batteries à 5 volts. On y arrive en mettant la sortie principale à 5,7 volts.

La **figure 10 b** propose une application originale du LM 2941 utilisé comme interrupteur de puissance grâce à sa broche on-off. Si sa pin adj. est connectée à un pont résistif, la dynamique de sortie peut être ajustée.

Régulateur moins deux volts pour ECL

Lorsqu'une alimentation négative doit délivrer un courant supérieur à un ampère, on se rabat alors sur les classiques régulateurs NPN. Mais eux aussi se trouvent bridés à trois ampères. Il s'agit

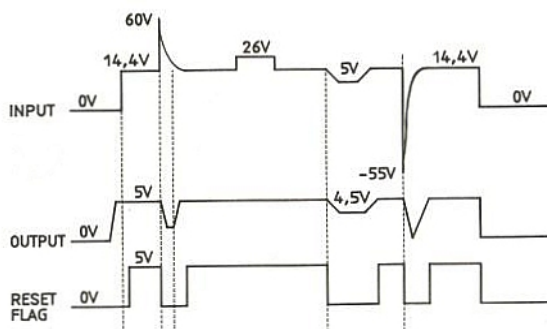


Figure 8

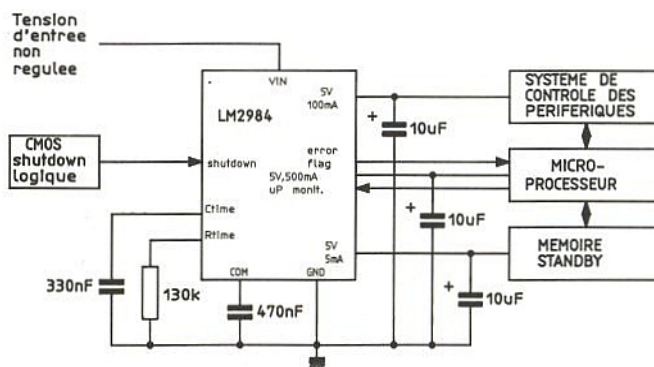


Figure 9

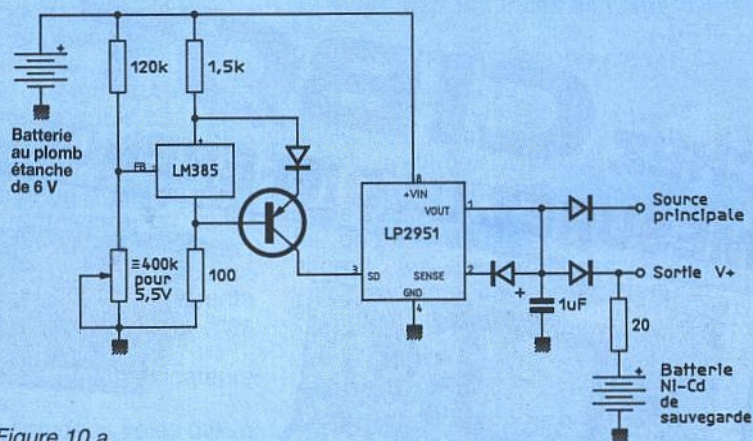


Figure 10 a

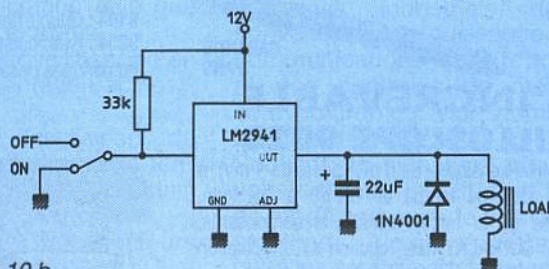


Figure 10 b

d'un problème classique auquel sont confrontés les gens qui développent de l'ECL. Rappelons que la logique ECL pilote des charges 50 ohms non pas par rapport à la masse mais en référence à la ligne négative. Ceci dans le but de réduire la dissipation ainsi que le temps de commutation. La **figure 11** représente la solution retenue. Dans notre cas, la source - 2 volts se construit à partir d'un potentiel négatif de - 5,2 volts. Afin d'obtenir des pointes jusqu'à neuf ampères, il est nécessaire de compenser la chute de tension des câbles alimentant la logique ECL. Le LM 385 se charge de cette tâche. Le fort courant de sortie s'obtient par la mise en parallèle des LM 333 qui sont équilibrés individuellement par les résistances de 0,5 ohm. Ces dernières ne compromettent en rien les performances de l'alimentation puisqu'elles sont incluses dans la boucle de régulation.

Cette dernière description clot notre rapide survol des régulateurs LDO.

Nous pensons que ce tour d'horizon des techniques employées dans la stabilisation à bon rendement vous permettra de mener à

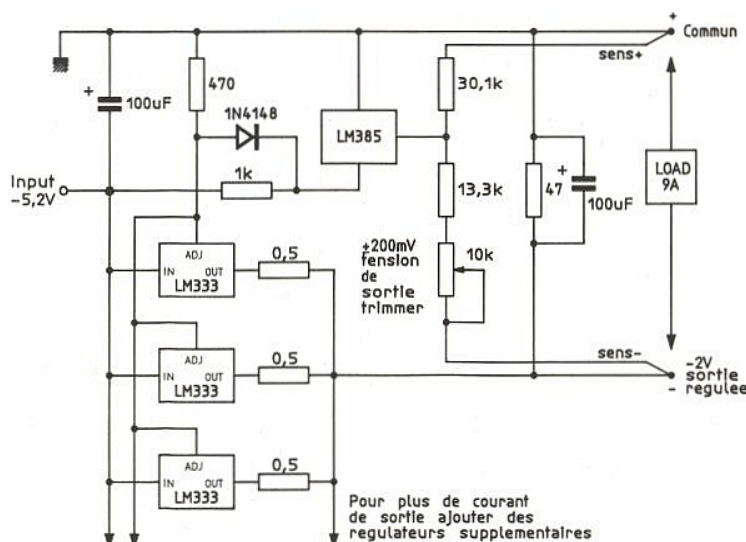


Figure 11

bien vos futures études à base de régulateurs. La circuiterie mise en œuvre dans ces derniers n'aura plus de secret pour vous..

Christophe BASSO

D'après un "Linear Application Seminar" de National Semiconductor.

CHEZ CIBOT MESUREZ LA DIFFERENCE... AVEC Beckman



L'INCROYABLE OSCILLOSCOPE 9020

2 x 20 MHz, sensibilité de 5 mV (poss. de 1 mV). à 5 V/cm, base de temps de 0,1 µs à 0,2 S/cm, recherche de la trace, testeur de composants, RETARD DU BALAYAGE, fonction XY, modulation d'intensité (Z).

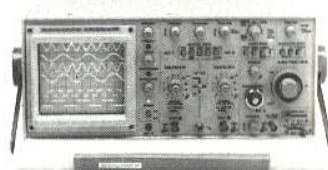
3990F TTC avec 2 sondes X 1/X 10

Beckman distribué par CIBOT : 1 et 3, rue de Reuilly - 75012 PARIS
Tél. : 43.79.69.81 - Fax : 43.79.31.45



OSCILLOSCOPE 40 MHz, 2 voies

9104 : Double base de temps **6750F TTC**
9204 : Avec curseurs et affichages numériques des informations **7750F TTC**



OSCILLOSCOPE 20 MHz, 2 voies

9102 : Double base de temps **5195F TTC**
9202 : Avec curseurs et affichages numériques des informations **6195F TTC**

OSCILLOSCOPE 60 MHz, 3 voies

9106 : Double base de temps, 8 traces **9190F TTC**

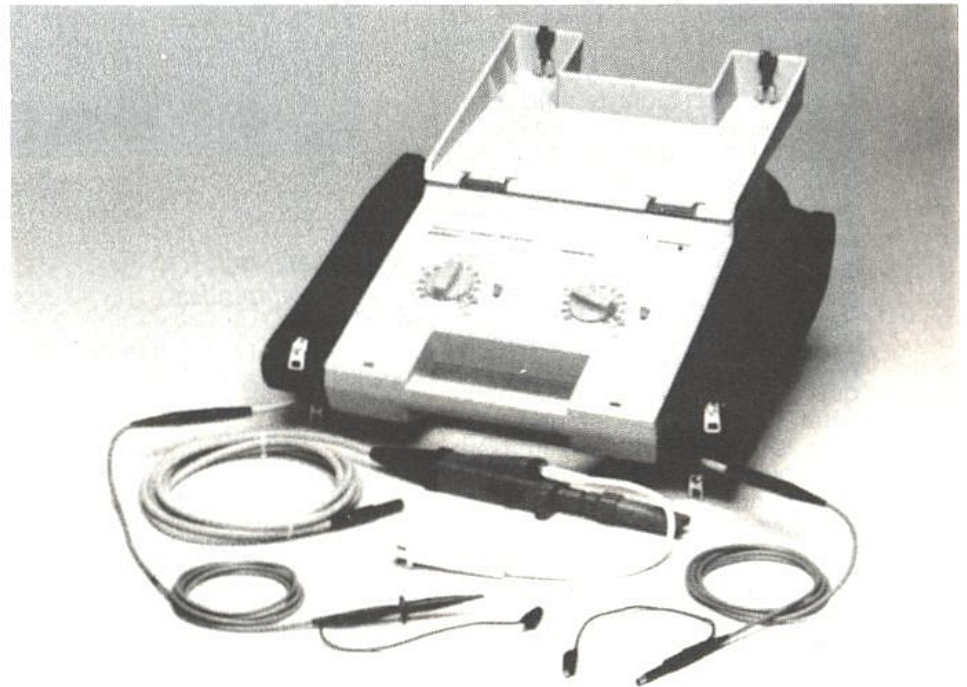
- 4000 points de mesure • BARGRAPH rapide • Mémoire MIN et MAX • Mémoire des crêtes • Gammes auto/manuelles • Test de continuité • Test de diodes • Capacimètre • Fréquence-mètre • Garantie 1 an.

DM 93
DM 95
DM 97

878F TTC
1095F TTC
1505F TTC



La mesure des tensions élevées



Les lignes qui suivent devraient retenir toute votre attention si vous désirez utiliser la méthode de mesure optimale pour :

- isoler des surtensions de l'entrée d'instruments sensibles ;*
- rejeter de fortes tensions de mode commun ;*
- effectuer des mesures simultanées de tensions flottantes par rapport à des références différentes ;*
- étendre la gamme du taux de réjection de mode commun de votre système de mesures différentielles.*

A propos des mesures

Les besoins d'un oscilloscope permettant de mesurer des tensions référencées à des niveaux supérieurs ou inférieurs à la masse existent depuis très longtemps. Le besoin de rejeter une tension de mode commun élevée pour examiner un signal de faible amplitude représente un autre domaine important de la mesure. Les constructeurs ont conçu de nombreux instruments différents pour tenter de mesurer ces signaux :

- l'utilisation d'amplificateurs différentiels,
- oscilloscope deux voies utilisé en voie 1 moins voie 2 (quasi différentiel),
- utilisation de minioscilloscopes à double isolation telle que la série 200 de Tektronix,
- utilisation de l'oscilloscope en flottant par alimentation sur batterie,
- coupure de la liaison de masse, donc élévation à la tension de référence des parties métalliques de l'instrument,
- conception d'amplificateurs tampons spéciaux,
- circuits d'isolation intégrés à un instrument.

Ces solutions souffrent d'au moins un des inconvénients suivants :

1. Leurs performances sont limitées.
2. Ils ne sont pas souples d'emploi.
3. Ils sont trop chers.
4. Ils dégradent les performances du système.
5. Ils sont dangereux.

Dans 99 % des cas, un isolateur tel que l'A 6902 A Tektronix, accroît les performances de votre système en apportant la sécurité et la souplesse.

BESOINS DE MESURES ISOLÉES DES TECHNOLOGIES ACTUELLES

Ingénieurs et techniciens des domaines industriels de la conversion de puissance, des communications, de la robotique et des contrôles de moteurs, sont confrontés à de nombreux besoins de mesure.

Souvent un signal de quelques volts doit être extrait d'un signal de mode commun de très grande amplitude. Ajoutez à cette difficulté les sévères environnements EMI, EMC créés par l'environnement de tensions et de courants de hautes amplitudes. Et, comme la vitesse de commutation s'accroît, l'observation des

signaux désirés devient plus difficile. La possibilité d'observer simultanément deux signaux de niveaux de référence différents devient incroyablement importante.

Mesures de la tension de saturation d'un composant (V_{cesat})

Mesurer la tension de saturation d'un semiconducteur de puissance est déterminante pour évaluer sa dissipation et permet de vérifier le fonctionnement dans la zone de sécurité (SOA), précisée par le fabricant. La tension aux bornes du Composant Sous Test (CST) peut varier de quelques centaines à quelques milliers de volts dans l'état bloqué à un ou deux volts dans l'état conducteur (saturé). De plus, le potentiel de terre (masse) est souvent absent à proximité des points de mesure, éliminant la possibilité de référence.

Sur la **figure 1**, vous pouvez constater l'absence de masse (terre) sur les trois connexions du transistor Q_1 . Où donc allez-vous prendre la référence ?

L'une des possibilités de mesure est un tiroir différentiel tel que le 7 A 13 de Tektronix. Deux sondes P 6055 sont utilisées pour observer le V_{cesat} . Si vous savez que le V_{cesat} est approximativement 1 V, la sensibilité 0,2 V/div sera appropriée. L'une des sondes est connectée à l'émetteur, l'autre au collecteur, les fils de masse en bout de sonde ne sont pas reliés au montage mais connectés entre eux.

L'écran de l'oscilloscope visualise la différence de tension entre ces deux points. Le 7 A 13 cependant, peut être surchargé lorsque le CST est amené dans la période de blocage si la tension dépasse 500 V. Cela peut détruire l'entrée de l'amplificateur voire même les sondes. Une autre solution peut être envisagée lorsque les tensions excèdent cette limite de 500 V.

LIMITES DES TECHNIQUES DE MESURE CONVENTIONNELLES

Amplificateurs différentiels

Des oscilloscopes peuvent être équipés de voies d'entrée différentielles pour effectuer des mesures de tensions élevées. Les limitations typiques de ces instruments incluent une tension de mode commun de + ou - 500 V, une charge de circuit

de $1\text{ M}\Omega$ ainsi qu'une bande passante faible.

Amplificateurs pseudo-différentiels

Un amplificateur différentiel peut être simulé avec la plupart des oscilloscopes conventionnels en utilisant le mode vertical addition et en inversant la Voie 2. Deux sondes sont utilisées pour acquérir les signaux, les commandes de sensibilité verticale sont sur la même position. Les limitations de cette méthode sont les mêmes que celles d'un amplificateur différentiel. Cependant, la caractéristique de mode commun et la gamme dynamique de mode commun sont très éloignées de l'idéal (et très inférieures à celles d'un amplificateur différentiel). Toute différence de gain entre les deux voies, de délai ou de réponse transitoire sont des causes d'erreurs de mesure. La **figure 2** représente le signal de mode commun injecté, les **figures 3 à 5** visualisent les erreurs de mesure causées par cette différence de gain, de délai et de réponse transitoire. Dans l'idéal, les figures 3 à 5 ne devraient visualiser aucun signal.

Techniques sans sécurité

Une méthode fréquemment employée est extrêmement dangereuse : c'est la coupure du fil de masse du côté de l'alimentation de l'oscilloscope. La limitation de la tension d'entrée maximale existe toujours. C'est le facteur de limitation, même lorsqu'une sonde 10 X est utilisée car la tension maximale en bout de sonde est généralement limitée à 500 V. Bien plus important cependant est le risque encouru par l'opérateur. Lorsque l'oscilloscope flotte et que l'embout du fil de masse est connecté à une tension, l'opérateur est exposé à cette tension dangereuse présente sur toutes les parties métalliques de l'oscilloscope (face avant, commandes accessibles).

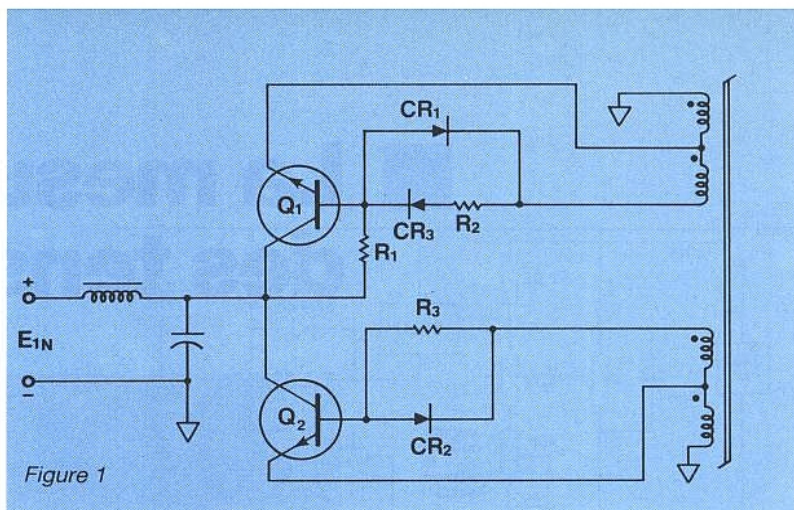


Figure 1

1 MHz Bal. log. 20 MHz

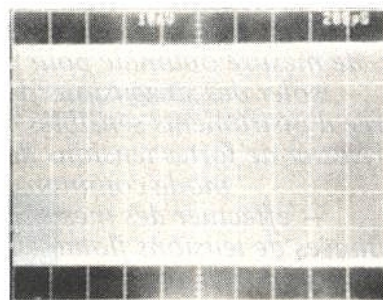


Figure 2. Signal de mode commun injecté.

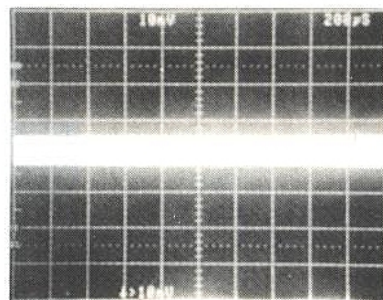


Figure 3. Erreur de gain.

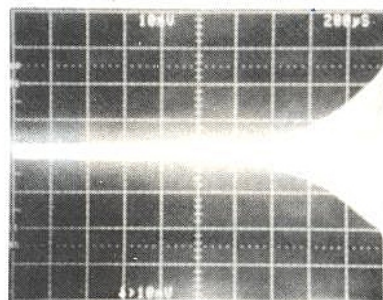


Figure 4. Erreur de propagation

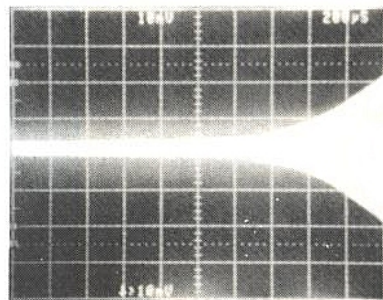


Figure 5. Erreur de réponse transitoire.

De plus, la tension de référence élevée est superposée aux tensions du transformateur d'alimentation ou de l'alimentation à découpage. Cela peut affaiblir l'alimentation de l'oscilloscope qui tombera en panne prochainement. Les risques de détérioration de l'alimentation peuvent être réduits en utilisant un transformateur d'isolation qui permet aussi de réduire la charge par capacité du fil commun du circuit testé.

Capacité du fil commun

La capacité du fil commun d'un oscilloscope flottant peut varier de 10000 pF à 1 μ F. Dans les circuits à très haute impédance (logique CMOS), cette capacité peut dégrader de façon significative la bande passante du système de mesure (voir la **figure 6**). Une bonne approximation de la bande passante peut être calculée par la formule :

bande passante = $0,35 / (2,2 R C)$, par exemple une impédance de source de 500 Ω et une capacité de 10000 pF limitent la bande passante à 38 kHz. En conclusion, les temps de montée réels, les transitoires rapides peuvent ne pas être représentés. Le concepteur peut être amené à modifier ses calculs s'il ignore les effets de cette capacité du fil commun. Par ailleurs ces transitoires non visibles peuvent provoquer une panne, des jours, des semaines, voire des mois après la mise en service de ce montage.

Oscilloscopes à batterie

Les oscilloscopes fonctionnant sur batterie sont une alternative à cette situation de mesure. Cependant les possibilités sont limitées par la bande passante de l'oscilloscope, la capacité, la gamme dynamique de l'entrée, la tenue en tension du fil de masse et le fait qu'une seule mesure peut être effectuée à la fois (référence de mesure différente de la masse).

BESOINS DE MESURES ACTUELS

Mesures simultanées de temps entre courbes

Il est souvent nécessaire d'observer simultanément deux signaux en temps réel. Par exemple, l'observation des tensions de commande des transistors Q₁ et Q₂ de la figure 1 néces-

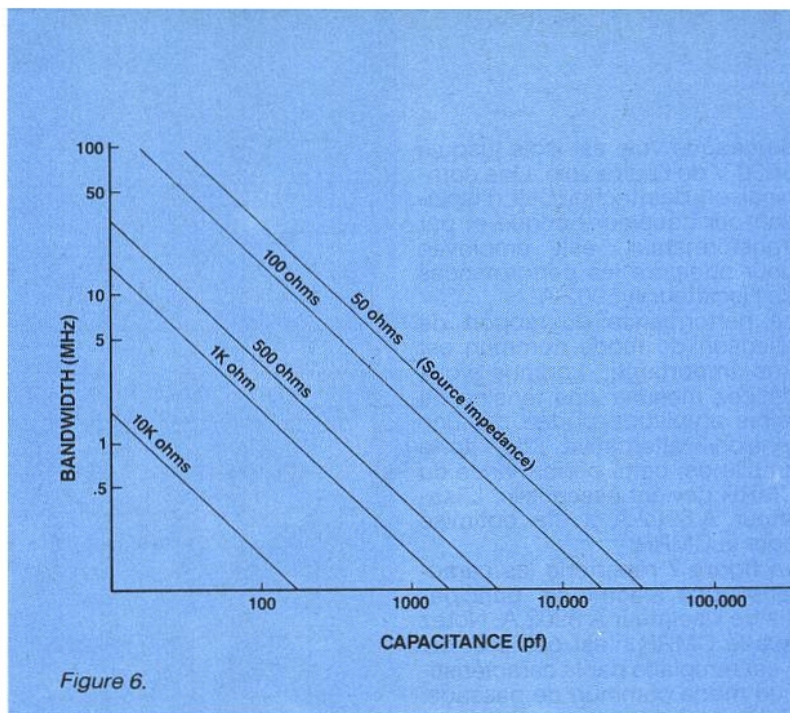


Figure 6.

site l'utilisation d'une référence différente de la référence de masse. Si vous désirez mesurer la relation temporelle existant entre les signaux commande de ces transistors, l'utilisation simultanée de deux références de mesure séparées est indispensable. Il existe plusieurs techniques de mesure pour cela. Par exemple utiliser deux tiroirs différentiels tels que le 7 A 13 ou le 7 A 22 de Tektronix ou deux oscilloscopes flottants simultanément, solution très dangereuse, et les deux courbes ne peuvent être vues sur le même écran ce qui limite la précision des mesures de temps entre les deux signaux. Un oscilloscope à batterie disposant de 2 voies ne peut pas réaliser cette mesure car les deux voies n'ont pas des références de mesure indépendantes.

Mesures sur thyristors

Les besoins de mesures des tensions de porte, de l'excursion de tension dans l'état conducteur et les caractéristiques de délai des composants de commutation de puissance tels que thyristors et triacs sont courants. Les mesures limitées à un signal de porte peuvent utiliser les méthodes précédemment décrites tels que tiroirs différentiels, oscilloscopes flottants ou oscilloscopes à batterie aux limitations associées près. Pour mesurer un temps de réponse, il est nécessaire d'utiliser deux références séparées lesquelles ne sont jamais au potentiel de la masse ou terre. La meilleure solution est l'utilisation de deux tiroirs différentiels bien qu'elle ne soit pas portable et qu'elle soit limitée en capacité de tenue en tension.

Rapport de réjection de mode commun

Le rapport de réjection de mode commun (CMRR) est l'amplitude du signal sortant de l'instrument (divisée par l'amplitude du signal entrant simultanément sur les deux entrées). Le CMRR peut être calculé grâce à la formule :

$$20 \log V_{\text{sortie}} / V_{\text{entrée}}$$

Par exemple si un signal de 1 V est présent à la sortie lorsque 100 V sont appliqués sur les entrées, le CMRR doit être moins 40 dB.

La solution idéale

La solution parfaite répondant à ces besoins de mesure serait un instrument portable, bande passante infinie, taux de réjection de mode commun infini et capacité d'isolation de tension infinie. De plus, cet instrument aurait une très large dynamique de tension d'entrée, une excellente réponse à une surcharge ainsi qu'une protection totale de l'opérateur. Bien que cette solution parfaite n'est pas et ne sera probablement jamais atteinte, l'isolateur A 6902 A de Tektronix représente un grand pas dans cette direction.

L'ISOLATEUR A 6902 A DE TEKTRONIX

Description

L'instrument A 6902 A est un isolateur/amplificateur deux voies 20 MHz. Le circuit commun (Référence de mesure) de chaque voie est indépendant et isolé à plus ou moins 3000 V par rapport à la terre. Le circuit commun

de chaque voie est isolé jusqu'à 6000 V de l'autre voie. Une combinaison des techniques d'isolation par coupleur optique et par transformateur est employée pour atteindre les performances de l'isolateur A 6902 A.

La performance du rapport de réjection de mode commun est très importante. Lorsque vous désirez mesurer une tension de faible amplitude portée par une tension alternative de forte amplitude, cette performance du CMRR devient essentielle. L'isolateur A 6902 A a été optimisé pour le CMRR.

La **figure 7** répertorie les caractéristiques électriques principales de l'isolateur A 6902 A. Notez que le CMRR n'est pas précisé. Il est remplacé par la caractéristique mode commun de passage. Cette caractéristique est essentiellement le taux de réjection de mode commun (CMRR) de l'instrument lorsque les commutateurs de couplage des entrées de l'instrument sont sur la position COMMON. Cette méthode de calibration est employée parce qu'elle équilibre le CMRR de l'isolateur sur toute la gamme des atténuateurs V/DIV.

La performance réelle du CMRR est inférieure de 10 ou 20 dB à la caractéristique du mode commun de passage aux fréquences basses.

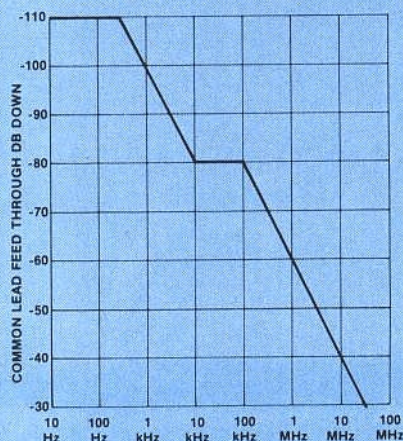
Consulter la **figure 8** pour comparer les performances du CMRR en fonction des différentes techniques de mesure utilisées.

Théorie du fonctionnement

Le synoptique de la **figure 9** illustre le concept de base utilisé dans l'isolateur A 6902 A. Les signaux du continu à 2,4 kHz sont couplés à travers une barrière d'isolation grâce à des opto-isolateurs. Les signaux de haute fréquence (de 2,4 kHz à 20 MHz) sont couplés par transformateur. Les récepteurs BF et HF du côté des masses en sortie conditionnent les signaux pour reconstituer les signaux d'origine dans chaque amplificateur de sortie.

Le signal d'erreur de mode commun est couplé capacitivement à travers la barrière d'isolation puis réinjecté dans l'amplificateur de sortie. Cela accroît d'environ 30 dB la performance du CMRR de 1 kHz à 200 kHz.

Les tensions d'isolation apparaissent aussi à travers le transformateur d'alimentation spécialement conçu pour l'isolateur A 6902 A. Ce transformateur a été conçu pour isoler chacune



Réponse en fréquence. Bande passante : couplage continu, du continu à 20 MHz (à moins 3 dB). Couplage alternatif, inférieur à 5 Hz (à -3 dB).

Réponse transitoire. Temps de montée : 17,5 ns (calculé).

dV/dt maximal de l'entrée. Du signal au commun : 100 V/ns. Du commun à la terre : 50 V/μs.

Impédance d'entrée. Résistance : 10 MΩ plus ou moins 3 %. Capacité : environ 19 pF quelle que soit la sonde.

Impédance de sortie. 50 Ω plus ou moins 5 %.

Tension de sortie. 250 mV crête à crête typique.

Capacité de mode commun. Environ 200 pF du commun de la sonde à la masse (terre).

Bruit tangentiel. 2,0 mV. Dérive continue en fonction de la température : inférieure ou égale à 1 mV/°C à la sortie. Gamme du niveau continu de décalage : au moins + 5 divisions à partir du centre de l'écran.

Isolation entre voies. Tension maximale : avec deux sondes de 1500 V : 3000 V (continu plus crête alternative). Avec deux sondes de 500 V : 1000 V (continu plus crête alternative).

Figure 7. Caractéristiques électriques de l'isolateur A 6902 A.

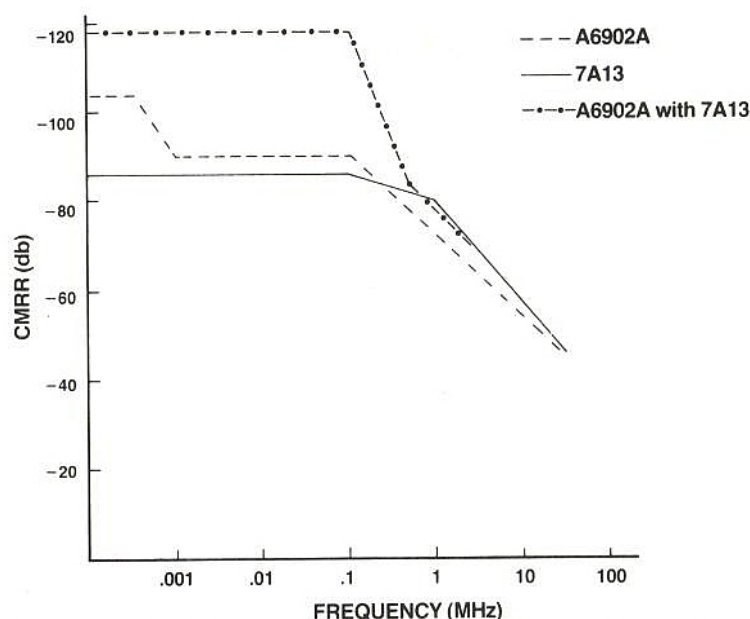


Figure 8. Performance typique du taux de réjection de mode commun de différentes techniques de mesures.

des voies de la terre (masse). Les autres blocs du synoptique incluent les préamplificateurs d'entrée, les atténuateurs, les amplificateurs tampons des câbles coaxiaux de sortie.

LES DIFFÉRENTES SITUATIONS DE MESURE

Elles sont environ une demi-douzaine pour lesquelles l'isolateur A 6902 A est la meilleure solution. Elles incluent les mesures

de tension d'un composant conducteur/bloqué ou bloqué/conducteur, signaux portés par une tension réseau, relations de temps entre deux signaux, petit signal superposé à un fort signal, et les situations où le système de mesure crée une boucle de masse. Ces mesures sont souvent nécessaires dans la conception et le test des commandes de moteur, des alimentations à découpage et dans les circuits utilisant les semiconducteurs de puissance. D'autres

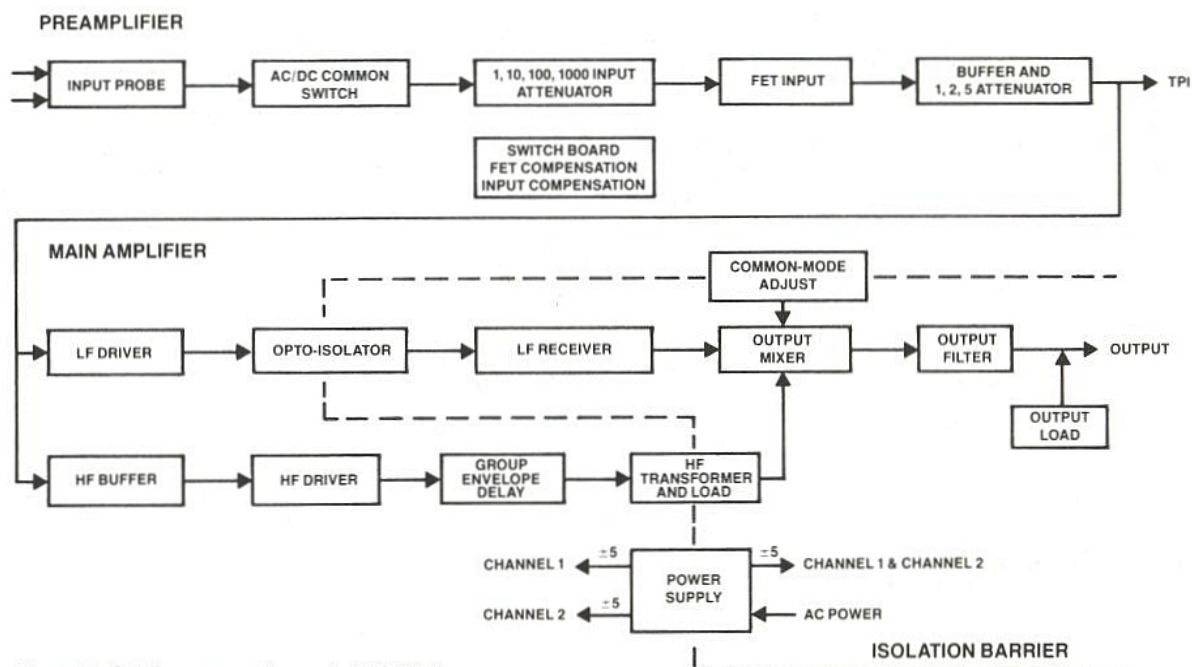


Figure 9. Schéma synoptique du A 6902 A.

domaines tels que la communication et la robotique étendent les applications de l'isolateur A 6902 A. L'élimination de boucles de masse sur les mesures de réseaux triphasés est indispensable pour obtenir des mesures précises. Se référencer à une ligne de tension d'alimentation est souvent nécessaire lors de mesures de circuit de commande de moteur.

Les mesures d'amplitudes et de temps

La **figure 10** vous démontre la facilité de mesure de la relation de temps existant entre les tensions base et émetteur grâce à l'utilisation de l'A 6902 A. Vous connectez le fil commun de la voie 1 sur l'émetteur Q_1 et l'isolateur embout de la sonde de la Voie 1 sur la base de Q_1 . Vous pouvez aussi connecter simultanément le fil commun de la Voie 2 sur l'émetteur de Q_2 et l'embout de la sonde de la Voie 2 sur la base de Q_2 . L'oscilloscope étant réglé dans le mode découpé (CHOP), vous pouvez vérifier les relations de temps des signaux de commande. Ceci est très important car les deux composants ne doivent pas conduire en même temps. Cette vérification permet non seulement d'augmenter la fiabilité du montage mais aussi d'éviter la destruction au prototype.

Mesures dynamiques de tension de saturation

A l'aide des deux voies de l'isola-

teur A 6902 A, vous pouvez vérifier les temps de conduction de deux composants ainsi que les variations de tension. Ceci est réalisé en connectant les fils communs à l'émetteur de chaque transistor et les embouts de sonde sur les collecteurs. A présent, non seulement vous pourrez vérifier les variations de tension aux bornes des composants mais vous pourrez vérifier que ces semiconducteurs ne conduisent pas simultanément. Notez que ces mesures peuvent être faites sur des tensions d'alimentation qui peuvent atteindre 1500 V ! Surtout n'essayez pas de réaliser ces mesures avec votre amplificateur différentiel.

Mesures sur thyristors (ou triacs)

D'après la **figure 11**, nous allons passer en revue toutes les mesures réalisables à l'aide de l'isolateur A 6902 A. La mesure du délai d'amorçage du triac en relation avec la tension requise par le diac nécessite deux mesures différentielles simultanées ainsi que deux tensions de référence différentes et distinctes. En connectant l'une des sondes aux bornes du diac et l'autre aux bornes du triac, l'oscilloscope étant réglé sur le mode CHOP (découpé), vous pouvez visualiser directement le délai entre l'amorçage du diac et celui du triac.

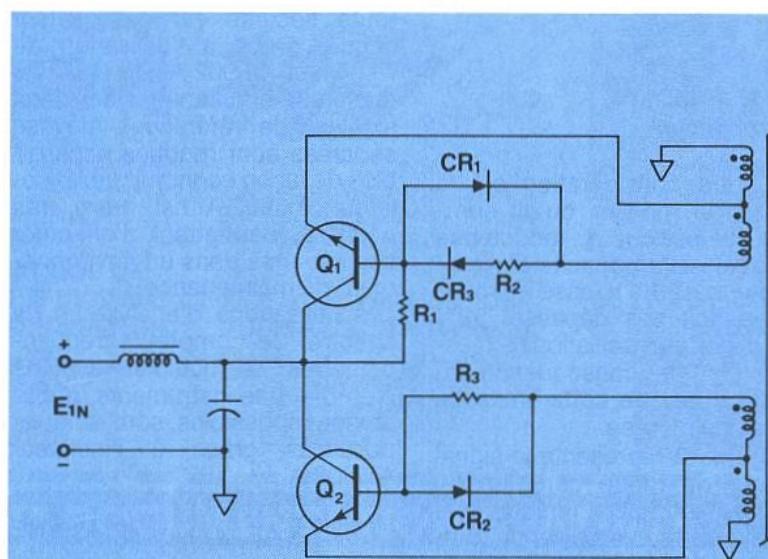


Figure 10

De plus, la tension de mise en conduction du triac peut être observée en sélectionnant la sensibilité volt/div appropriée sur l'isolateur. Une autre mesure importante concerne l'observation simultanée de la tension de porte et de la tension aux bornes de la charge. Les relations de temps sont observées directement sur l'écran de l'oscilloscope. Votre imagination permettra de trouver d'autres possibilités de mesure, simplement et en toute sécurité, grâce à votre isolateur A 6902 A.

CONSIDÉRATIONS D'UTILISATION DE L'ISOLATEUR A 6902 A

Charge capacitive

Lors d'une mesure électronique, les facteurs introduits par l'instrument de mesure doivent être pris en compte. En plus de la considération de la bande passante, de la tension maximale d'entrée, les réponses dynamiques des fils communs de l'isolateur A 6902 A doivent être prises en compte. La figure 7 représente l'effet du fil commun dû à une charge de 200 pF appliquée au circuit sous test. Comme dans l'exemple de la figure 6, cette charge capacitive doit être prise en compte avec l'impédance de la source pour déterminer la limitation de la bande passante de votre mesure. Dans tous les cas, cette charge de 200 pF est très inférieure à la charge capacitive de mode commun des oscilloscopes utilisés en flottant !

Vitesse de montée du fil commun

Une autre considération est la vitesse de montée du fil commun. Elle est due à l'inductance du câble et la capacité fil commun/terre. Cette vitesse de montée ne doit pas dépasser 50 V par μ s, des suroscillations excessives sont la conséquence du dépassement de cette limite de vitesse de montée.

La figure 12 représente le signal d'erreur de mode commun de l'isolateur A 6902 A lorsque le fil commun est traversé par un transitoire de 100 V par μ s. Quelquefois la difficulté de mesure est due au placement du fil commun. Lorsque vous rencontrerez cette sorte d'ennui, essayez d'inverser l'embout de sonde et le fil commun. Si cela n'est pas possible,

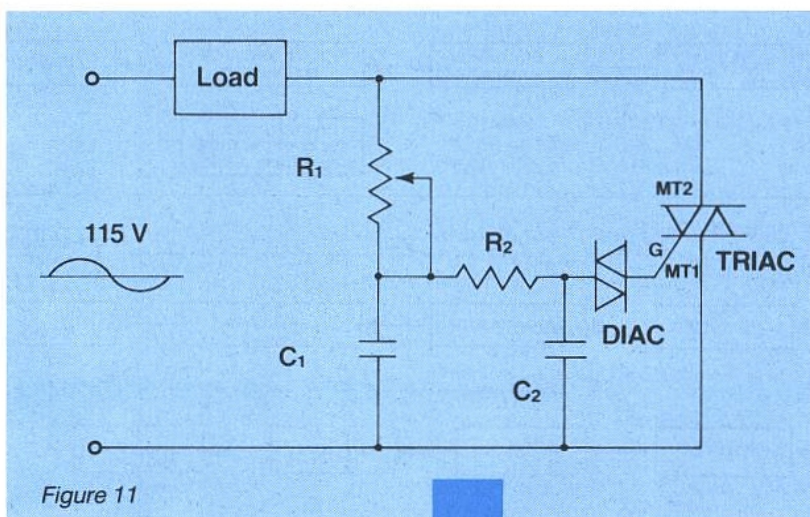


Figure 11

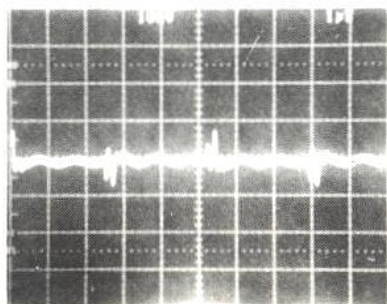


Figure 12. Erreur due à la vitesse de montée 100 V/ μ s du fil commun.

essayez de trouver un autre point de référence et/ou un point de référence avec une impédance source très faible.

CONCLUSION

La possibilité d'effectuer des mesures indispensables et en toute sécurité est grandement accrue grâce à l'utilisation de l'isolateur A 6902 A. De plus, les mesures simultanées de deux signaux de références élevées séparées sont rendues accessibles de façon économique. L'isolateur A 6902 A est aussi très portable, permettant d'effectuer ces mesures dans un environnement de maintenance. Les utilisations d'analyseurs de spectre, de compteurs/fréquences, de multimètres et de bien d'autres instruments, auparavant impossibles, sont rendues possibles grâce à l'isolateur A 6902 A.

P. LESNE

ATLANTA : 68^e Convention du NAB

*Pour sa 68^e Convention annuelle, le NAB - National Association of Broadcasters - avait établi ses quartiers à Atlanta, délaissant pour cette fois Las Vegas que nous avions connu en 1988 et en 1989. Atlanta est certes moins attractive que la capitale de l'Etat du Nevada mais, d'un certain point de vue, s'avère plus économique que sa devancière *. Pourtant, il faut croire que les "Broadcasters" sont des personnes à la fois sérieuses et studieuses puisque, pour la première fois cette année, le nombre des participants devait dépasser 50 000.*

**BROADCASTING
WORKS!**

FOR ADVERTISERS
FOR AUDIENCES
FOR AMERICA...

NAB '90 ATLANTA MARCH 31-APRIL 3
ENGINEERING CONFERENCE MARCH 30-APRIL 3

** A Atlanta, pas de "bandits manchots", autrement dit de "slot machines", qui vous traquent partout dans la ville et, ce, dès votre arrivée à l'aéroport s'agissant de Las Vegas.*



Le "Spectrum Compatible" HD de Zenith en cours d'essais.

Certes, ce nombre peut apparaître comme (presque) modeste à côté de celui d'autres manifestations qui se déroulent de par le monde, mais il ne faut pas perdre de vue que le NAB est un salon réservé aux seuls professionnels, avec un droit d'entrée particulièrement dissuasif (495 \$ US cette année, ce droit étant réduit à 250 \$ pour les membres du NAB et à 125 \$ pour ceux qui limitent leur intérêt à la seule exposition des matériels). Il existe, bien sûr, des invitations gratuites attribuées avec parcimonie aux exposants au prorata de la surface de leur stand mais on comprendra aisément que les dits exposants réservent ces invitations à leurs clients habituels... ou potentiels, dans ces conditions, le grand-public se trouve pratiquement exclu du NAB.

Plus de 50 000 visiteurs donc, avec quelque 5 000 d'entre eux venus de 50 pays différents pour se tenir au courant des derniers développements techniques et technologiques dans tous les domaines qui touchent de près

ou de loin à la radio-télédiffusion. Centres d'intérêt ? D'abord les nouveaux matériels présentés par plus de 750 constructeurs, essentiellement américains et nippons. Pour ces fabricants, les 40 000 m² du Georgia World Congress Center auxquels s'ajoutaient les 10 000 m² de l'Atlanta Inforum, situé à 3 blocs du précédent, et entièrement dévolu quant à lui à l'ATV (Advanced TV) et à la TVHD.

Gigantisme américain ! Pour la liaison entre le GWCC et l'Atlanta Inforum, ou encore les principaux hôtels de la ville, pas de problème puisque - organisation américaine - un service de navette gratuit par bus fonctionnait en permanence. Organisation américaine ! Bref, tout est fait pour faciliter la tâche de ceux qui sont venus parfois de très loin et qui n'ont pas de temps à perdre.

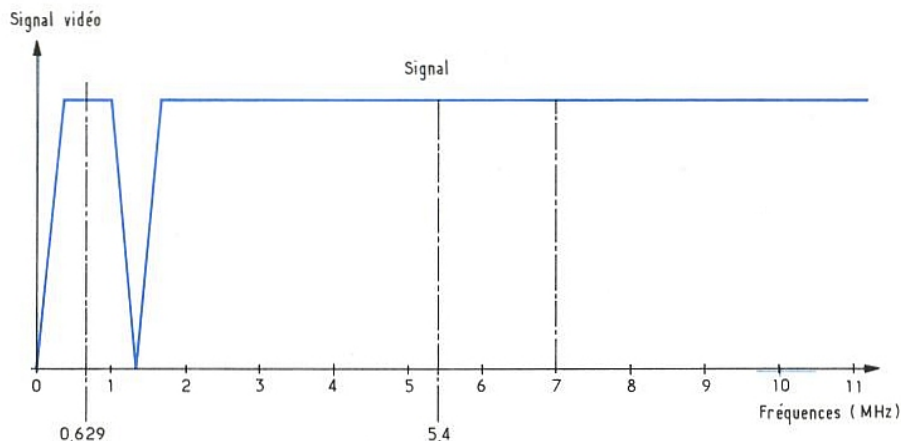
Mais le NAB, c'est aussi une série de sessions, avec plus de 100 communications techniques cette année, ayant trait à la radio (AM et FM), à la TV (convention-

nelle, par satellite, ATV et TVHD) et à l'équipement des studios de radiodiffusion. Au nombre de ces exposés, ceux de Bernard Angénieux, concernant la technologie des zooms spécifiques aux caméras à capteurs CCD - lesquelles ne peuvent être corrigées électroniquement au niveau du tube de prise de vues et pour cause... - et de D. Pommier (CCETT Rennes), P.A. Ratliff (BBC) et E. Meier-Engelen (Responsable du projet Eureka 147, qui concerne la radiodiffusion numérique audio, qu'il s'agisse d'émission par réseau terrestre ou par satellite), le sujet traité étant résumé dans les prérogatives du dernier co-signataire cité ; ce qui fait que l'Amérique et tous les pays représentés à l'occasion de ce 88^e NAB - et du 44^e cycle de conférences qui agrémentent cette manifestation depuis 1947 - ont pu prendre connaissance avec un projet supporté par Eureka et l'UER (Union Européenne de Radiodiffusion) le DAB ; remarquons d'ailleurs que le DAB ("Digital Audio Broadcasting", telle est l'appellation du procédé) n'en est pas à ses prémices puisque le sujet avait déjà été évoqué lors de précédentes Conventions, celle du NAB (à Las Vegas) et celle de l'IBC (à Brighton - GB), toutes deux en 1988.

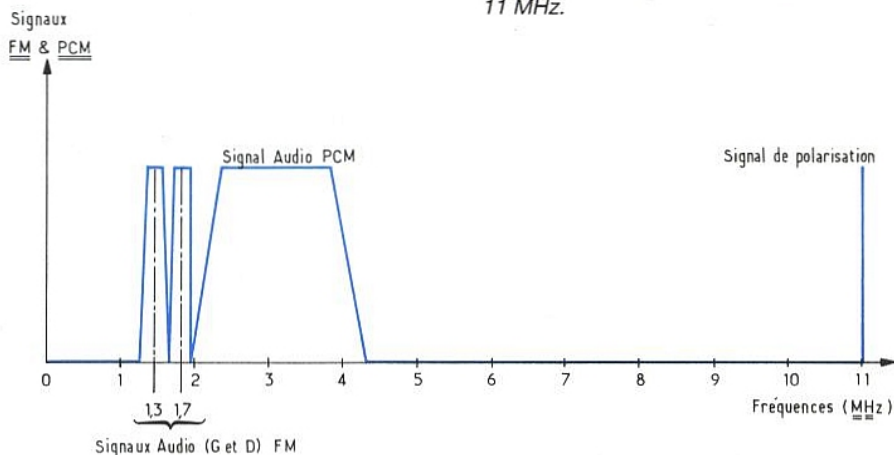
A l'origine, lors des premières expériences conduites par le CCETT sur UHF (794 MHz) avec une bande passante de 7 MHz, il était possible de transmettre 16 voies stéréo ; aujourd'hui, avec une méthode plus actuelle et plus élaborée, on est en état de transmettre 24 voies avec un débit de 5,6 Mbits/s.

En démonstration, sur le stand Sprague Electronics, des prototypes de récepteurs FM avec décodeur FMX équipé de CI spécifiques au procédé ; des récepteurs qui existent commercialement pour automobiles et, cette fois, munis de CI Sanyo. Rappelons que le procédé FMX - développé à l'origine par CBS et le NAB - consiste en une technique de type "compandeur" (compression à l'émission et expansion à la réception) permettant, à égalité de puissance d'émission, d'augmenter la couverture des émissions FM stéréo ; ce qui conduit à un rapport signal/bruit du même ordre en stéréo qu'en mono, avec diminution des interférences dues aux trajets multiples des ondes "multipaths") **.

** Voir Radio-Plans n° 475 de juin 1987 et Radio-Plans n° 500 de juillet 1989.



S-VHS à pistes numériques : si la section vidéo (en haut) reste identique à celle d'un S-VHS, la section audio (en bas) reçoit, en sus de sa configuration S-VHS Hi-Fi, des circuits PCM (2 ou 4 pistes) avec adjonction d'une polarisation à 11 MHz.



D'ores et déjà une centaine d'émetteurs US fonctionnent suivant ce procédé. En ce qui concerne les magné-



Panasonic : magnétoscope numérique composite D3 (cassette à bande 1/2 pouce).

tosopes, il existe déjà depuis plusieurs années des machines professionnelles à cassette à bande 3/4 de pouce : format D1 (Composantes) et D2 (Composite). Depuis - 130^e Convention du SMPTE, New-York octobre 1988 - un autre format (D3 à bande 1/2 pouce ; composite) est apparu, proposé par Panasonic-Matsushita.

A l'occasion de ce 68^e NAB, JVC vient en renfort du D3 en présentant sa version - très proche de celle de Panasonic et pour cause, les 2 sociétés sont très liées, Matsushita possédant 50 % du capital de JVC - de cette machine. Intérêt du format à cassette à bande 1/2 pouce : les problèmes de stockage des bandes et cassettes, lesquelles prennent de plus en plus de place. Le NHK (Nippon Hoso Kyokai qui n'est autre que la radiotélévision d'Etat japonaise) donne une bonne raison à cette évolution vers un format 1/2 pouce numérique ; l'archivage des bandes aux différents formats (C 1 pouce, Beta-cam SP et MII 1/2 pouce, avec passage de l'un à l'autre) nécessite une surface de stockage de plus en plus grande ; à raison de 18 000 bandes et cassettes supplémentaires par an à archiver, il faut compter 150 à 200 m² d'archivage ; alors qu'avec un format 1/2 pouce numérique, cette surface pourrait être divisée par 5 ou même plus.

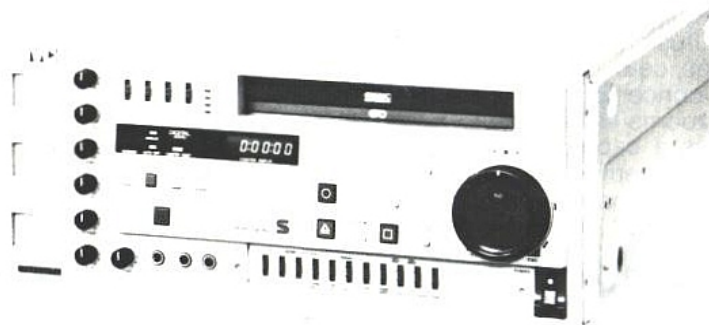
S'agissant des formats institutionnels, le S-VHS (dû à JVC) en version professionnelle entre dans cette catégorie. Or JVC vient d'annoncer la sortie d'un S-VHS le BR-S811DU Hi-Fi mais comportant également des pistes audio numériques (dans la perspective du D2-MAC Paquets ?) avec 2 fréquences d'échantillonnage et 2 quantifications suivant le nombre de pistes : 2 pistes, 48 kHz, 16 bits et 4 pistes, 32 kHz, 12 bits ; système de modulation : QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), largeur : 3 MHz ; vitesse de transmission : 2,6 Mbits/s ; système de correction des erreurs : double codage Reed-Salomon.

Durée : 120 mn en SP (Standard Play) et 360 mn en EP (Extended Play). Pour éliminer les interférences entre les signaux audio FM et numériques, un courant de polarisation alternatif de fréquence 11 MHz est appliquée aux têtes PCM avant enregistrement ; ce qui rend l'enregistrement numérique possible tout en maintenant la compatibilité avec le S-VHS conventionnel.

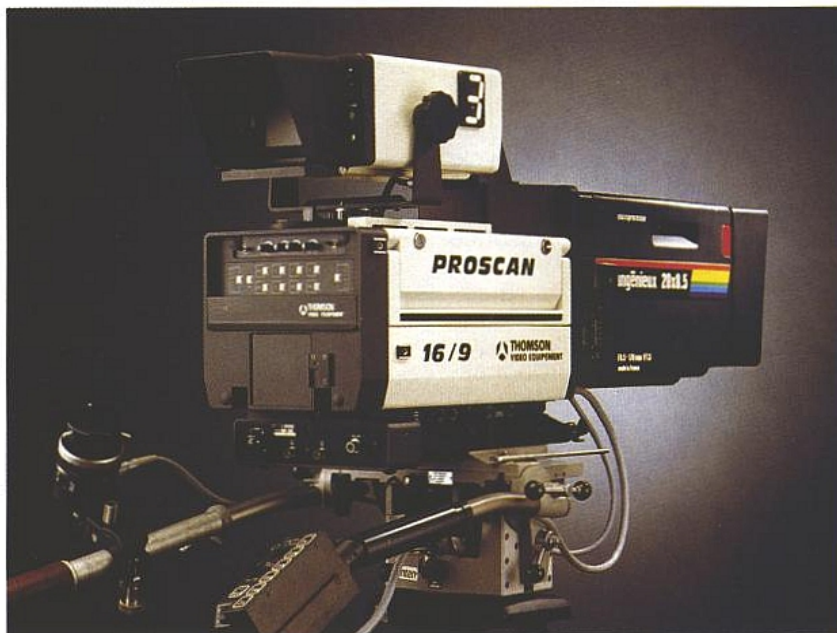
S'agissant de la représentation française, Thomson Vidéo Equipement présentait, entre autres, sa caméra Pro-Scan à balayage progressif et au format 16/9, développée dans le cadre du programme TVHD Eureka. Sur le même stand, un département de la Thomson encore peu connu, TDI (Thomson Digital Image), société dont les deux actionnaires sont Thomson S.A (51 %) et IBM (49 %). Activité : création d'images numériques en 2D et 3D. Particularité : des clients au Japon avec le NHK, Toshiba et Honda.

Quant à la TVHD, elle a permis d'apprécier sur écran 16/9 la venue du Président Georges Bush au NAB, occasion d'un discours lui aussi retransmis, le signal étant acheminé par fibre optique du GWCC à l'Atlanta Inforum. Nous avons retrouvé à cet Inforum les différents protagonistes de l'ATV et de la TVHD.

L'ATV, c'est le passage progressif à la TVHD ; rappelons qu'après avoir été séduite par le système MUSE japonais - qui avait l'avantage, pour les constructeurs, et le désavantage, pour les usagers, d'être incompatible avec le parc de récepteurs TV existant - la FFC (Federal Communications Commission) s'était ralliée à la compatibilité, à l'instar de la voie suivie par la TVHD européenne qui passe par le D2-MAC Paquets avant de parvenir au HD-MAC, tous deux



JVC : magnétoscope S-VHS professionnel à pistes numériques audio (modèle BR-S 811 DU).



Thomson Vidéo Equipement : Caméra "Pro-Scan" à balayage progressif 625/50/1 ; format 16/9 ou 4/3.



TDI : image de synthèse 3D.

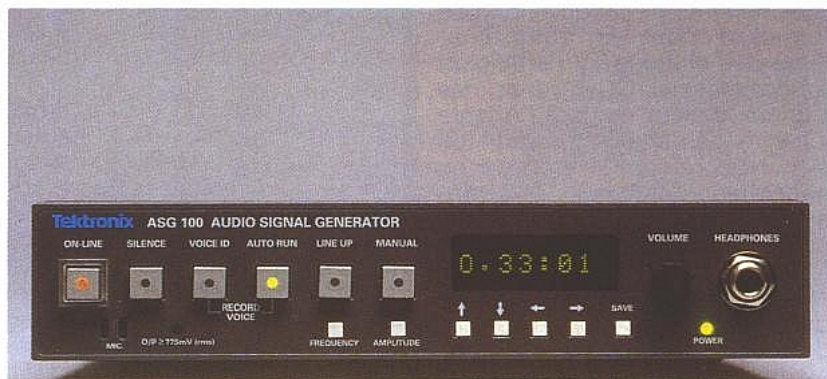


Caméra ACTV développée par NBC, le David Sarnoff Center et Thomson Consumer Electronics.

compatibles avec les récepteurs TV qui équipent déjà les foyers. Les systèmes actuellement proposés aux USA doivent donc se plier à cette règle.

Par rapport à l'an dernier quelques changements dont le moins important, loin s'en faut, n'est pas l'alliance réalisée entre les tenants du procédé ACTV (lequel comporte deux phases ACTV I et ACTV II) en l'occurrence la chaîne TV NBC, le David Sarnoff Research Center et Thomson Consumer Electronics d'une part et Philips Consumer Electronics attaché au HDS/NA 6, son système à lui, d'autre part. Cet accord, qui remonte à janvier dernier, s'est traduit par la création de l'"Advanced Television Research Consortium", Philips proposant son appui pour l'ACTV I en tant qu'"EDTV" (Enhanced Definition TV) alors que les parties se réunissaient pour une action concertée au cours du stade suivant. Toutefois, les différents systèmes, en l'espèce les ACTV et le HDS, seront examinés séparément au cours des mois qui viennent par l'"Advanced Television Test Center", laboratoire officiel dépendant de la FCC : en septembre 90 pour l'ACTV I, en avril 91 pour l'ACTV II et en mai 91 pour le HDS/NA 6. Seront également soumis à la mesure de l'ATTC le système Zenith, dernier constructeur américain de téléviseurs, allié à ATT, et qui propose de doubler les définitions horizontale et verticale en comprimant 34 MHz de bande passante vidéo en seulement 6 MHz ; les systèmes du NHK, "Narrow Muse" et "Muse 6" ; le super NTSC d'Yves Faroudja, le MIT-CC du MIT (absent à Atlanta) et un nouveau venu, le procédé de Production Services Genesys.

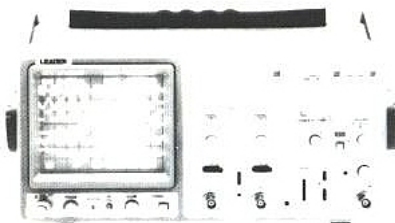
En définitive, il faudra attendre la fin de l'année prochaine pour savoir lequel des procédés proposés est retenu, au mieux. Au mieux parce que 2 nouveaux concurrents se sont faits connaître en janvier 90 et devraient donc voir leurs systèmes examinés après ceux des autres, ce qui retarderait la décision de la FCC de plusieurs mois. Il s'agit de "Ear Three Systems", qui propose l'E3TV lequel envisage l'utilisation de nouvelles techniques de transmission et d'affichage ainsi qu'un nouveau type de caméra et de "Carole Broadcasting Technologies" qui met en œuvre pour transmettre son signal HD une polarisation tout à tour verticale et horizontale en correspondance avec l'alternance des lignes.



Tektronix : générateur de signaux audio ASG 100.



Tektronix : l'analyseur de spectre portable 2710 avec son extenseur de gammes et son interface GPIB.



Leader : oscilloscope 2100 R (3 voies avec commutateur électronique et affichage des données).

Quant à Scientific Atlanta - non dans la "course FCC" pour un nouveau format - il était cependant présent à l'Inforum pour y démontrer son HD-B MAC, avec réception simultanée sur TVHD à écran 16/9 et sur monitor 525 lignes à écran 4/3. Le procédé Scientific Atlanta s'accompagne d'un "embrouillage" tant des images que du son (numérique).

Un autre centre d'intérêt consistait en un procédé proposé par la Broadcasting Technology Association (BTA Japon) et qui a trait à l'annulation des images fantômes ; un problème de plus en plus crucial dans les villes importantes de par la multiplication des immeubles élevés qui

se révèlent être autant de masques et de sources de réflexions. Ce procédé - officialisé au Japon et opérationnel depuis la fin de l'année 1989 - met en œuvre une "ghost cancel reference" (GRC), signal intercalé à l'émission dans les intervalles de blanking du signal NTSC alors qu'à la réception un annulateur numérique de fantômes ("digital ghost canceler"), qui consiste en un filtre transversal, exploite la GCR pour éliminer toutes les images indésirables. En outre, ce système est aussi capable, suivant ses auteurs - venus d'horizons très divers puisque outre le NHK, Hitachi, Fuji, NEC, Toshiba... se sont rassemblés pour étudier le procédé GCR -, de réduire les distorsions des formes d'ondes du signal TV reçu dans la mesure où la fonction fondamentale de l'annulateur est de se comporter comme un égaliseur de formes d'ondes.

Egalement présent, et à l'Atlanta Inforum et au GWCC, Tektronix présentait ses toutes dernières solutions aux mesures audio et TV. En particulier, il ne faut pas plus de 30 secondes - qu'il s'agisse d'un équipement de studio, d'un système de transmission, d'une liaison vers un satellite... - tel est le rôle du générateur de signaux audio AGS 100 utilisé en conjonction avec l'ensemble de mesures VM 700 A (option 40) du même constructeur.

Par ailleurs, deux nouvelles options pour l'analyseur de spectre VHF/UHF 2710 portable qui reçoit un complément interne (option 04) qui porte la gamme de fréquences couvertes de 100 kHz à 1,8 GHz avec une dynamique supérieure à 100 dB. Autre option au 2710, l'interface GPIB qui autorise l'automatisme

des mesures et l'acquisition des formes d'ondes. En outre, chacune des stations TV participant à l'opération GCR dont les signaux étaient reçus à l'Atlanta Inforum émettaient avec un signal de référence grâce à un générateur Tektronix 1910 (option 01), appareil destiné à cet usage le plus répandu au Japon ; tandis qu'à la réception un ensemble constitué d'un démodulateur 1450 et d'un ensemble de mesures vidéo VM 700 permettait d'évaluer les performances de chacun des téléviseurs utilisés pour cette démonstration.

Enfin chez Leader, un oscilloscope 100 MHz, le 2100 R, à 3 voies d'entrée verticales (sensibilité 0,5 mV) et commutateur électronique pour chacune d'elles ce qui permet de visualiser simultanément 6 formes d'ondes avec, en outre affichage des tensions et vitesses de balayage.

Prochaine Convention du NAB du 15 au 18 avril 1991 à Las Vegas.

CHARLES PANNEL

Bibliographie

● Sur le Digital Audio Broadcasting :

— D. Dosch, F. Kozamernik, E. Meier-Engelen, D. Pommier, P. Ratliff : "EBU/DAB studies for a new digital sound radio broadcasting system-CD quality for mobiles" 66^e Convention du NAB. Las Vegas 1988.

— D. Pommier, P. Ratliff : "High-quality digital sound broadcasting to mobile, portable and fixed receivers". IBC. Brighton 1988.

— D. Pommier, E. Meier-Engelen, P. Ratliff : "A hybrid satellite/terrestrial approach for digital audio broadcasting with mobile and portable receivers". 68^e Convention du NAB. Atlanta 1990.

● Sur l'élimination des images fantômes :

— H. Yamamoto, S. Matsuura, H. Tanimura : "An enhanced quality television system : EDTV (Clearvision)". 16^e Symposium International TV de Montreux 1989.

— S. Matsuura, H. Miyazawa, S. Takayama, M. Usui, R. Kobayashi, H. Iga : "Development of a ghost cancel technology for TV broadcasting". 68^e Convention du NAB. Atlanta 1990.

● Sur l'ATV et la TVHD aux USA :

— "NAB guide to Advanced Television Systems" édité par le NAB. 1989 et supplément à cet ouvrage 1990.

On pourra aussi se reporter à Radio-Plans n° 500 de juillet 1989 qui donne d'autres références dans le cadre du compte-rendu de la 67^e Convention du NAB (1989. Las Vegas).

METRIX : La Référence de Sécurité

METRIX protège tous les circuits... même les vôtres.



La mallette

943_F TTC

- Le MX20 un METRIX pour tous
- 2000 points, afficheurs 17 mm
- Changement autom. des calibres
- Protection de tous les calibres
- Pour l'utilisateur : sécurité inégalée défiant toutes les normes internationales
- Boîtier étanche
- Précision de base : 0,5%



chez votre distributeur habituel

metrix

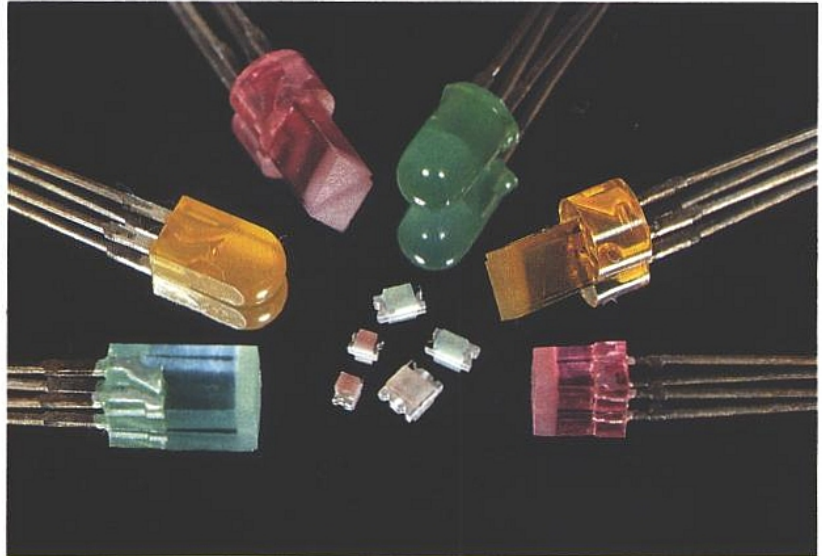
ITT Composants et Instruments Division Instruments METRIX, B.P. 30 - 74010 Annecy

ITT Instruments

ITT

Les semi-conducteurs optoélectroniques

L'optoélectronique, qui est l'une des nombreuses ramifications de l'électronique, a beaucoup progressé ces dernières années. Le but de cet article n'est pas de passer en revue les diverses applications de l'optoélectronique, mais plutôt de s'attarder un peu sur les théories qui en constituent la base.



LES ÉMETTEURS ÉLECTROLUMINESCENTS

Généralités sur les DEL

Il s'agit de diodes électroluminescentes qui émettent un rayonnement dont la longueur d'onde dépend essentiellement de leur constitution.

Fondamentalement, la lumière est produite par un processus double d'injection puis de recombinaison d'électrons et de trous dans un semi-conducteur qui libère de l'énergie sous forme de photons.

La figure 1 illustre la structure

Dans ces matériaux, les électrons libres excités dans les bandes de conduction, peuvent retrouver leur niveau d'énergie initiale par recombinaison avec des trous, en libérant les **photons**, encore appelés phonons d'énergie.

Une jonction n'est pas nécessaire à ce processus mais c'est le meilleur moyen connu pour obtenir des électrons et des trous libres.

La jonction p - n est réalisée en dopant le cristal avec des atomes (impuretés) qui introduisent :

- des électrons juste en-dessous de la bande de conduction, côté n - donneurs (Si, Cr, Te...)
- des trous juste au-dessous de la bande de valence, côté p - accepteurs (Si, Zn...).

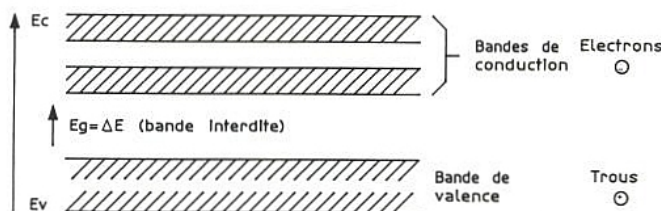


Figure 1 : Structure d'une DEL.

d'une DEL qui est finalement commune à tous les semi-conducteurs :

- des **bandes de conduction** où circulent les **électrons**
- une **bande de valence** où circulent les **trous**.

Ces deux types de bandes sont séparés par une **bande interdite**.

Peu d'énergie est alors nécessaire pour exciter les électrons des bandes de conduction et les trous de la bande de valence, pour donner en définitive des électrons et des trous libres.

Génération de la lumière (figure 2)

Sans tension extérieure, aucune charge ne peut traverser la jonction à cause de la barrière de potentiel, qui forme barrage. Dès que la tension devient suffisante, le potentiel de la barrière est réduit et des électrons sont injectés du côté N au côté P (trous de P vers N).

Cet excès d'électrons et de trous forme des paires instables qui se recombinent en émettant des photons lorsqu'elles retrouvent leur état initial, à un niveau d'énergie plus faible.

Cependant, pour produire de l'énergie lumineuse, le cristal doit avoir une configuration de structure d'énergie qui permette cette recombinaison.

Ainsi, les semi-conducteurs classiques produisent très peu d'énergie lumineuse. Mais revenons à notre cristal : l'énergie des photons émis correspond à la hauteur de la bande interdite ΔE (en électron-volt).

$$\Delta E = h\nu \text{ avec } \nu = \frac{c}{\lambda}$$

d'où la longueur d'onde :

$$\lambda = \frac{c}{\nu} = \frac{hc}{\Delta E}$$

c = vitesse de la lumière :

$$3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

h = constante de PLANCK :

$$6,62 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$$

ΔE = hauteur de la bande interdite en électron volt
(1 eV = $1,602 \cdot 10^{-19}$ J)

Ex. : Ga As $\rightarrow$ 1,43 eV
Ga P $\rightarrow$ 2,25 eV

Dans un matériau semi-conducteur direct, les trous et les électrons ont des mouvements égaux quand ils sont injectés et se recombinent : théoriquement, toute l'énergie peut être transformée en photons (Ga As). C'est la **recombinaison directe**.

Par contre, dans un matériau semi-conducteur indirect, les moments sont différents. Les électrons ne peuvent pas se recombiner par une transition directe au travers de la zone interdite : ils effectuent une transition intermédiaire avec des impuretés, à un niveau d'énergie inférieur, en perdant ainsi de l'énergie. Il s'agit de la **recombinaison indirecte**.

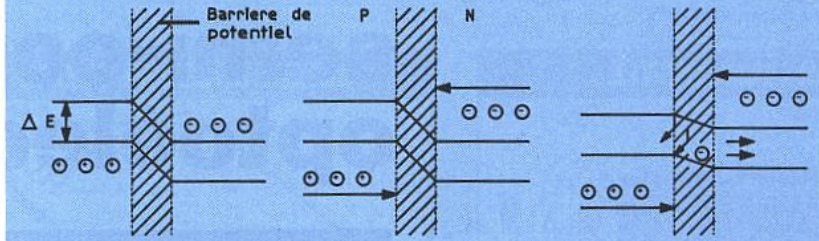
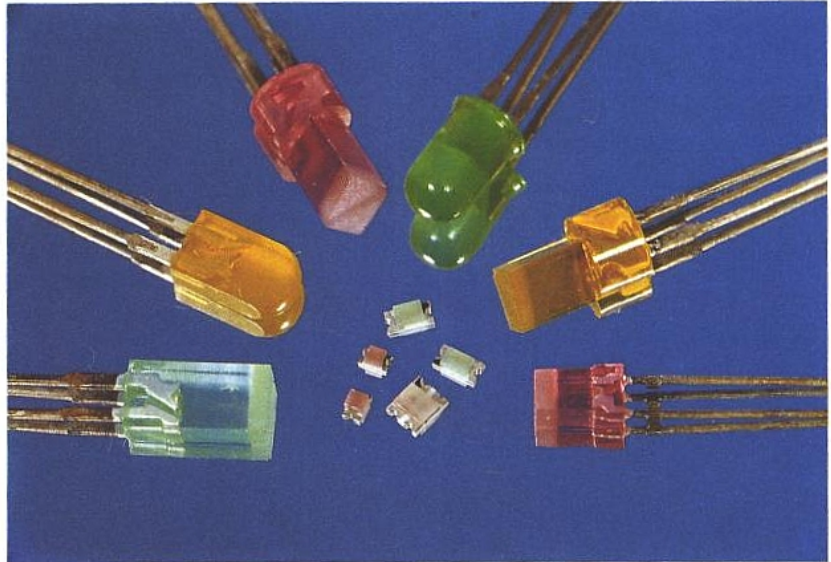


Figure 2 : Génération de la lumière.



Enfin, la recombinaison peut être **intermédiaire** : elle s'effectue à des niveaux d'énergie inférieurs à la bande interdite à des niveaux intermédiaires, établis par des impuretés dans le cristal semi-conducteur.

Ces recombinaisons intermédiaires ayant pour résultat une perte d'énergie, la recombinaison bande à bande devrait être plus efficace. Malheureusement les photons, dont l'énergie $h\nu$ est inférieure à ΔE , s'échappent plus facilement du cristal. Pratiquement le rendement peut être amélioré par l'utilisation d'impuretés dont le niveau est proche de la bande de conduction (donneurs côté n) et de la bande de valence (accepteurs côté p).

Ainsi, avec des impuretés silicium dans un cristal As Ga (infrarouge) le rendement atteint 20 %. Dans certains cas, on utilise également les impuretés pour modifier la longueur d'onde émise ($h\nu = \Delta E$).

Par exemple, le Ga P avec une hauteur de bande interdite de 2,26 eV, émet normalement une lumière verte. Dopé avec de l'oxygène (donneur) et du zinc (accepteur), il émettra une lumière rouge.

Matériaux (figure 3)

Les matériaux de base couramment utilisés en optoélectronique sont l'arsenic de gallium (As Ga) et ses dérivés $\text{Ga As}_{(1-x)}\text{P}_{(x)}$ (Ga As P) et le phosphore de gallium Ga P.

Le Ga As émet une lumière infrarouge, tandis que le Ga P émet une lumière verte. Mais comment peut-on alors obtenir la couleur rouge, qui est de loin la plus utilisée dans le domaine du visible ?

Deux processus sont appliqués :
- Partant de Ga P, la longueur d'onde λ peut être modifiée par une double épitaxie liquide réalisant une jonction PN avec des impuretés d'oxygène profondément enterrées, sur un substrat de Ga P.

- Partant de Ga As, un composé de Ga As P est déposé en épitaxie en phase vapeur sur un substrat de Ga As type N.

La longueur d'onde est déterminée par la concentration en As et en P et théoriquement on peut obtenir une lumière variant de l'infrarouge au vert.

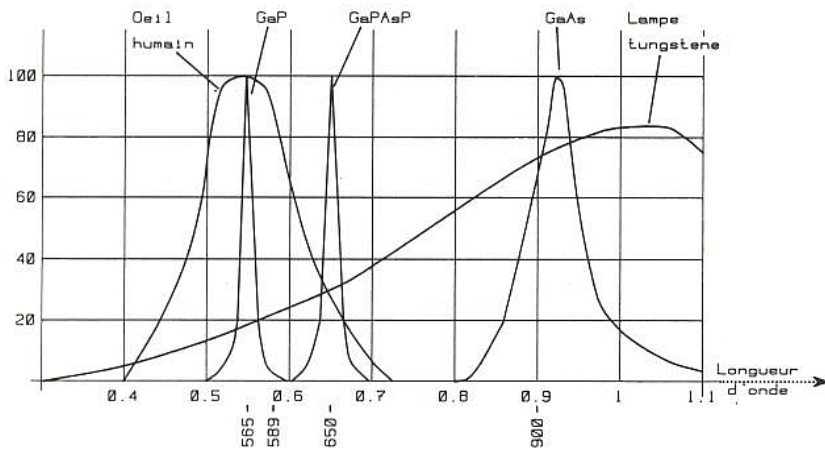


Figure 3 : Longueurs d'onde selon les matériaux.

Cependant, au-dessus d'un certain pourcentage de phosphore, la recombinaison commence à être indirecte et l'efficacité décroît. Ce processus est actuellement réalisable depuis l'infrarouge jusqu'à l'ambly.

Diodes électroluminescentes au Ga Al As

La Société RTC-Philips Composants a développé un procédé industriel d'épithaxie liquide multicouche permettant l'élaboration de diodes électroluminescentes au Ga Al As à très haute intensité lumineuse. Cette structure est utilisée dans différents types de composants : voyants, matrices de points, afficheurs, émetteurs/transmetteurs pour fibre optique, capteurs et photocoupleurs.

Cette nouvelle diode est composée de deux couches au Ga Al As réalisant une hétérojonction sur un substrat de Ga As ; cette disposition permet d'accroître le rendement quantique d'injection électronique dans la couche active.

La **figure 4** illustre une comparaison de ce type de DEL par rapport à des DEL standard évoqués en début d'article. En examinant les courbes, il apparaît clairement :

- une efficacité triplée par rapport aux structures GaPAs/GaP dites « super rouges » pour un faible courant d'alimentation,
- aux intensités plus importantes l'efficacité se trouve multipliée par 20 si on se réfère aux structures Ga P As/Ga P étant donné que les DEL Ga Al As ne présentent pas de phénomène de saturation.

En outre, ce type de DEL présente d'autres propriétés intéressantes :

- une caractéristique de tension directe faible,

- une linéarité inégalée par les autres structures dans une large plage de courant (quelques mA à plusieurs centaines de mA),
- une plus grande stabilité due à la structure intrinsèque du Ga Al As, ainsi qu'une plus grande durée de vie.

LES PHOTORÉCEPTEURS

Principe de la photoconduction

Il existe deux groupes de photoconducteurs :

- les détecteurs **homogènes** (à conduction intrinsèque ou extrinsèque) également appelés détecteurs photoconductifs.
- les détecteurs **non homogènes** ou à jonction comme les cellules photovoltaïques (cellules solaires), les photodiodes, les phototransistors.

D'une manière générale, la photoconduction est un phénomène physique dans lequel l'absorption de photons, par les électrons liés d'un matériau semi-conducteur, fait passer ces électrons dans un état d'énergie plus élevé en augmentant provisoirement la concentration des porteurs libres qui participent à la conduction.

Détecteurs homogènes intrinsèques

L'énergie « $h\nu$ » du photon est cédée à un électron de valence. Cette excitation peut le faire passer de la bande de valence dans la bande de conduction. Ce processus ne peut se réaliser que si l'énergie « $h\nu$ » du photon est supérieure ou égale à la largeur de la bande interdite : $E_g = E_c - E_v$, comme l'indique la **figure 5**.

Les paires « Electron-Trou » libérées par absorption de photons ont tendance à se recombiner pour retourner à l'état d'équilibre.

L'augmentation de la conductivité du cristal est proportionnelle à la densité « N » des photons absorbés. Pour un éclairage E donné, la caractéristique courant-tension est une droite passant par l'origine des axes des coordonnées, de pente α de valeur proportionnelle à l'éclairement.

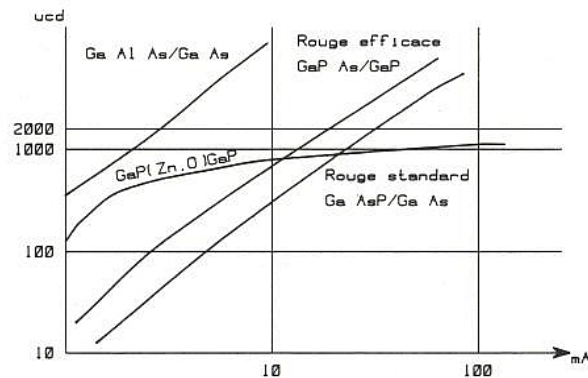


Figure 4 : Intensité visuelle en fonction du courant pour différentes D.E.L. rouges.

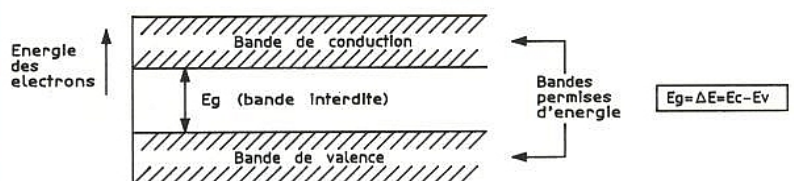


Figure 5 : Absorption d'un rayonnement dans un semi-conducteur.

Détecteur homogène extrinsèque

Par introduction d'impuretés bien choisies et bien dosées, on obtient des niveaux d'énergie supplémentaires pour les électrons dans la bande normalement interdite. Il en est de même si le cristal comporte certaines imperfections. Sous certaines conditions, ces niveaux peuvent se prêter à un effet photo-électrique, sous l'action des photons dont l'énergie « $h\nu$ » est nettement inférieure au saut d'énergie du semi-conducteur.

Un tel cristal extrinsèque présente donc un avantage sur le cristal intrinsèque en ce sens que les transitions peuvent se réaliser avec des énergies plus faibles et que la conduction peut être supérieure malgré un coefficient d'absorption plus faible : $h\nu < E_g$

Cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques sont réalisées à partir de jonctions PN dans lesquelles sont créées des zones désertées par les porteurs libres, de part de l'autre de la jonction et donnent naissance à un champ électrique interne sans polarisation extérieure.

En éclairant la jonction, les photons incidents génèrent dans le cristal des paires « Electron-Trou » qui tendent à diffuser sur une distance correspondant à la profondeur d'absorption du rayonnement. Les électrons et les trous ainsi créés dans la zone désertée sont séparés et drainés par le champ électrique :

- les électrons sont entraînés jusque dans la région N qui devient plus riche en électrons,
- les trous sont dirigés dans la région P qui devient plus riche en trous.

Les paires « Electron-Trou » générés hors de la zone désertée, en région P ou N, se recombinent dans cette région équipotentielle.

Ainsi, seuls les porteurs minoritaires qui atteignent par diffusion la zone de champ électrique, contribuent à l'effet photovoltaïque. Il en résulte un courant circulant dans le sens $N \rightarrow P$.

Pour recueillir des courants plus élevés, donc des énergies plus grandes, on réalise des cellules photovoltaïques ou « solaires »

de la plus grande section possible. On en fabrique qui mesurent 7,5 centimètres de diamètre (3 pouces) et même 10 cm (4 pouces) et 12,5 cm (5 pouces).

Photodiodes

Elles ressemblent aux cellules photo-voltaïques aux dimensions près : elles sont constituées de cristaux rectangulaires ou carrés de quelques millimètres carrés seulement. Les porteurs sont essentiellement collectés par le champ électrique de la jonction.

Les photodiodes sont polarisées en inverse, de façon à augmenter la zone de désertion et à ne travailler qu'avec des courants inverses générés par l'éclairement de la jonction.

La **figure 6** montre un exemple courant de montage. Elles peuvent cependant être montées en direct dans certaines applications particulières, tel qu'un générateur de tension.

Phototransistors (figure 7)

Il est constitué comme un transistor classique, c'est-à-dire avec deux jonctions, dont la base est « sortie » ou non. Le courant de base est généré par effet photo-électrique.

Le phototransistor peut être considéré comme l'association d'une photodiode (jonction base-collecteur) et d'un transistor en série jouant le rôle d'amplificateur.

R.K.

Sources : Documentation RTC-Philips Composants.

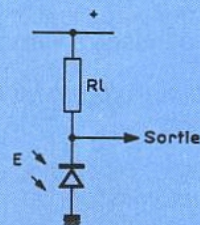


Figure 6 : Photodiode montée au mode inverse.

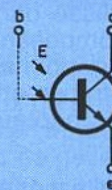
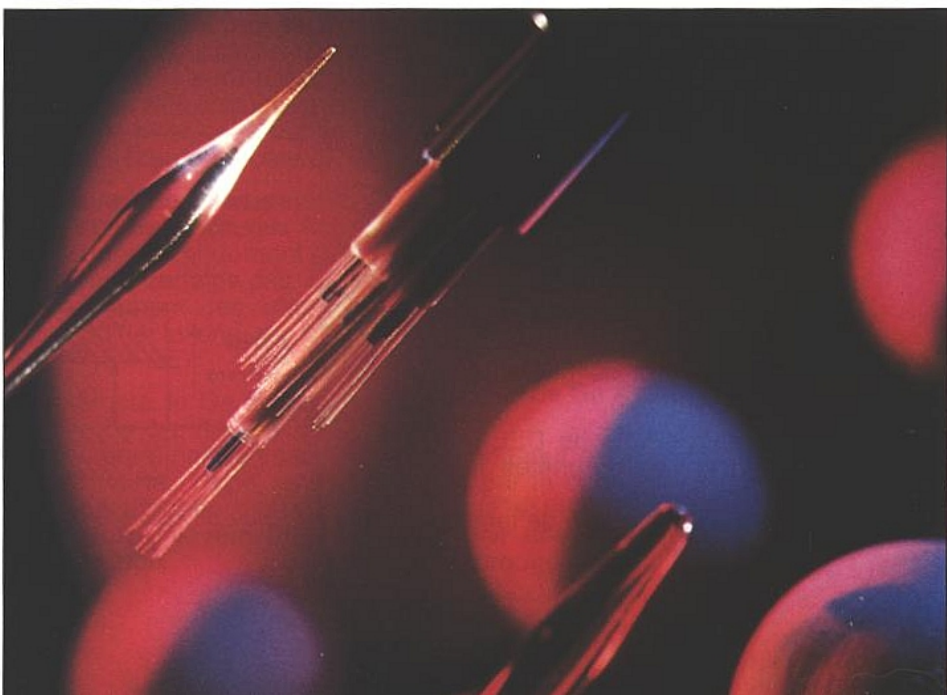


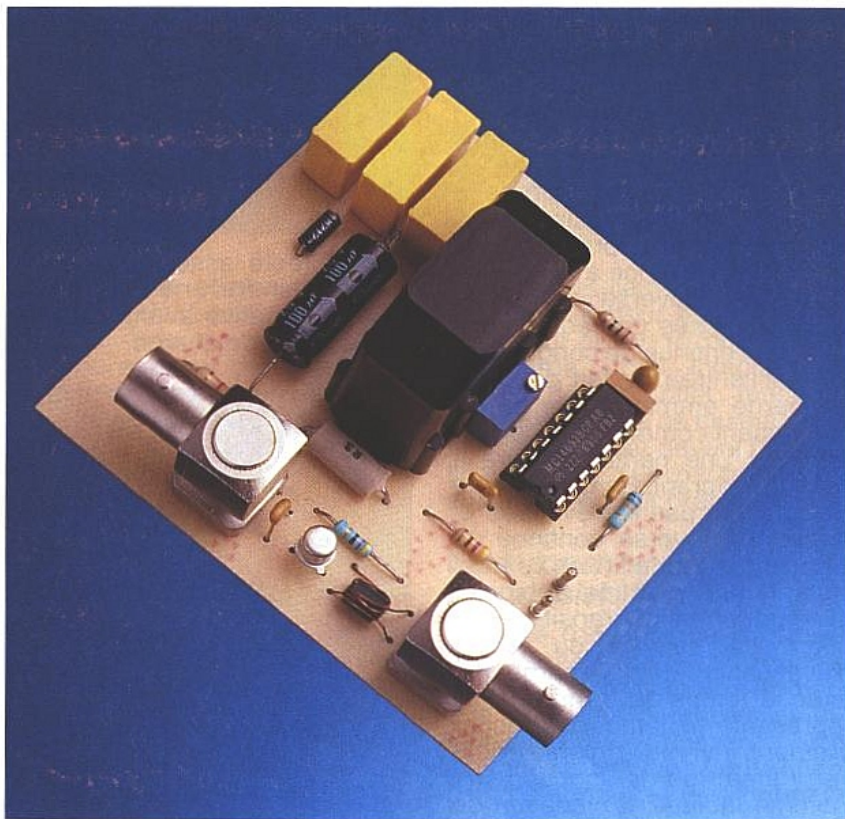
Figure 7 : Phototransistor.



Générateur d'impulsions courtes

Le montage que nous proposons ce mois-ci va permettre la production d'impulsions à flancs très raides et d'amplitude élevée.

Le but de cette publication est double puisque nous voulons d'une part décrire la réalisation d'un générateur dont la forme d'onde de sortie se rapproche de celle d'une impulsion de Dirac (dont les applications sont multiples, attaque de filtre, réponse spectrale, étude de la transformée de Fourier...) et d'autre part tenter de vous faire découvrir la technique exploitant le transistor en régime d'avalanche.



Avant de rentrer dans le vif du sujet, nous allons commencer par un survol des techniques de génération d'impulsions puis nous poursuivrons par une courte étude sur le comportement en avalanche des jonctions. Il faut noter que cet article n'est pas rédigé dans le but de remplacer un cours théorique complet, c'est pourquoi les lecteurs désireux d'approfondir le sujet se reporteront à la bibliographie publiée à la fin.

La génération d'impulsions courtes

Il existe de nombreuses méthodes lorsque l'on désire produire des impulsions de courte durée. Dans le cas où l'on s'intéresse à des signaux de faible pente, un circuit logique peut faire l'affaire. La largeur de l'impulsion délivrée reste néanmoins limitée à quelques dizaines de nanosecondes. De plus l'amplitude ne dépasse généralement pas cinq volts. En fait, les générateurs du commerce qui

produisent de fines impulsions, sont bâtis autour de composants spéciaux appelés « step-recovery diode ». Le paragraphe qui suit, décrit brièvement le fonctionnement de telles sources.

Les diodes de type « step-recovery »

Lors de l'utilisation d'une diode en commutation rapide, on se trouve toujours confronté au problème du temps de recouvrement dudit composant. Ce temps de recouvrement est intimement lié aux stockage et mouvement des porteurs dans la jonction. Le recouvrement d'une diode polarisée en direct, c'est-à-dire le retour à l'état bloqué, se fait en deux étapes. Il existe d'abord une phase de stockage suivie ensuite d'un temps de transition. Celui-ci correspond principalement à l'intervalle de temps nécessaire à la charge de la capacité de transition, qui apparaît au travers de la

jonction polarisée en inverse. le contrôle de ce paramètre se fait en ajustant le dopage de la jonction PN. On obtient ainsi des diodes dont le temps de transition atteint les 100 picosecondes : il s'agit des diodes step-recovery encore appelées « snap-off » ou bien « snap-back ».

Afin d'illustrer nos propos, la **figure 1** représente une configuration classique qui met en jeu une diode associée à une résistance. A l'entrée du montage se trouve appliqué le signal du haut. Pour $t=t_1$, la diode conduit et l'on retrouve en sortie le potentiel d'entrée, amputé de la tension directe du composant. Lorsque t vaut à présent t_3 , la jonction commence à se trouver polarisée en inverse et de par la charge stockée précédemment, la diode continue de conduire en suivant l'entrée. En fait, de t_2 à t_3 , la charge emmagasinée par le composant commence à décroître avec une pente similaire à celle du courant. En t_4 , la charge n'a toujours pas été évacuée et le courant inverse continue de circuler jusqu'à la fin, en t_5 . A cet instant, la diode se rebloque avec un temps de transition très court. La somme du temps d'évacuation de la charge (t_s) avec le temps de transition (t_r), représente le temps de recouvrement inverse (reverse recovery time) de la jonction, t_{rr} . Comme indiqué, la variation de tension durant cette transition est nettement plus rapide que celle du potentiel d'entrée. On remarquera également que l'amplitude de la variation correspond à V_r .

Supposons à présent que durant l'intervalle t_2 à t_4 , la tension d'entrée décroisse très lentement. Il se peut donc qu'à $t=t_3$, une large part de la charge stockée soit évacuée. Et même, si la pente d'entrée est vraiment très faible, à $t=t_3$, la charge vaut zéro. Dans tous les cas, s'il persiste une petite charge à l'instant t_3 , la tension aux bornes de la diode ne pourra pas descendre à une valeur négative importante puisque la phase d'évacuation de la charge sera quasiment achevée. Il s'ensuit alors un saut, qui apparaît lors de la période de transition, ne possédant qu'une amplitude réduite.

En résumé, on notera qu'une exploitation efficace de l'effet « step recovery », passe par l'application à l'entrée du dispositif d'un signal dont la pente blo-

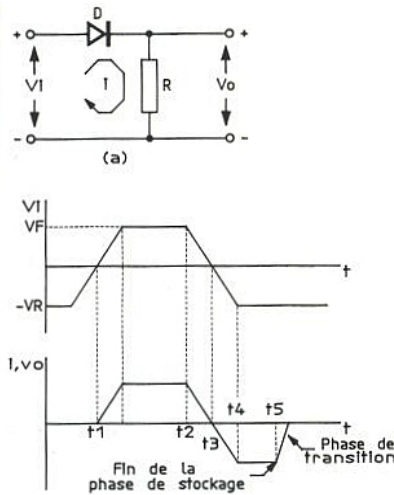


Figure 1

quante reste assez forte. Ceci afin d'atteindre une importante tension négative avant la fin de l'évacuation de charge.

GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

La **figure 2a** illustre la mise en œuvre d'un générateur exploitant l'effet précédemment décrit.

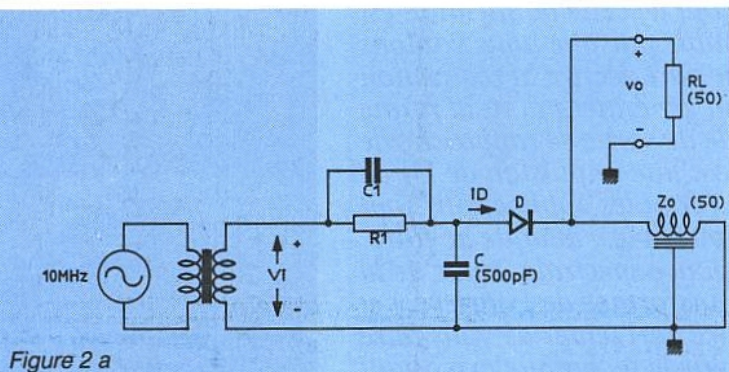


Figure 2 a

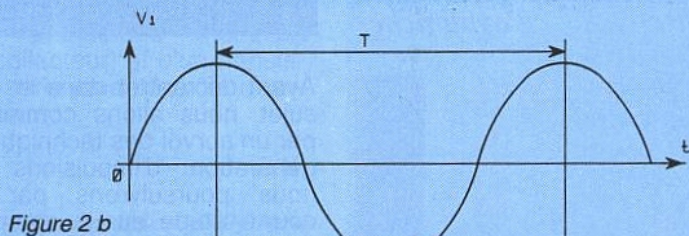


Figure 2 b

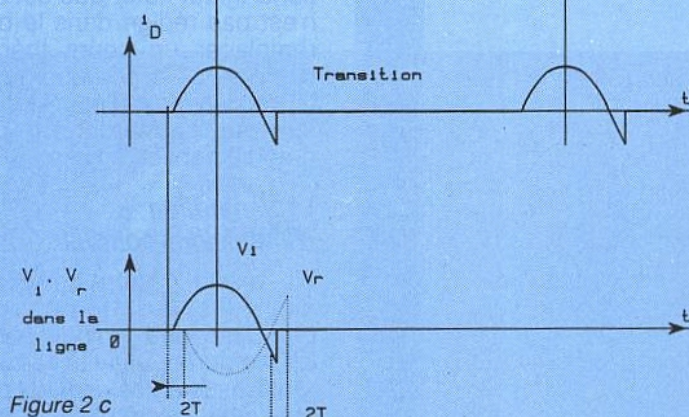


Figure 2 c

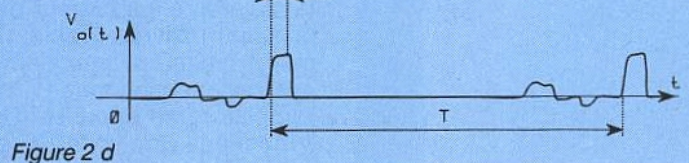
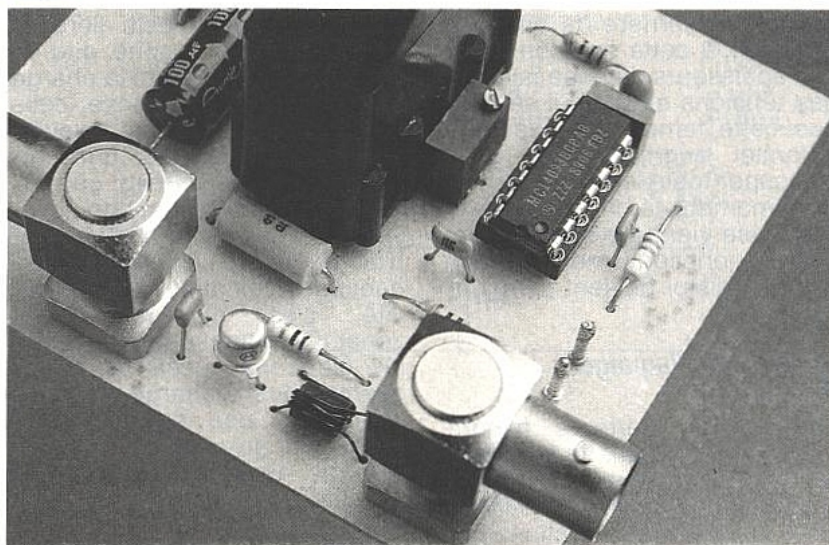


Figure 2 d

Il s'articule principalement autour d'une diode associée à une ligne à retard. Initialement, la courte longueur de ligne se comporte sur la cathode de la diode comme une résistance de valeur égale à l'impédance caractéristique Z_0 . Ainsi, sur chaque portion positive du signal d'entrée, la diode conduit et nous supposons que les conditions sont requises afin que le composant produise l'effet step-recovery (temps de conduction long et pente assez abrupte). C'est pour cette raison que l'on a adjoint le réseau R1, C1 dont le condensateur produit une polarisation négative, forçant la diode à ne conduire qu'au proche voisinage de la crête positive. Vous avez reconnu un classique circuit de clamping qui va décaler la tension d'anode sous le zéro volt. Dans le cas présent, puisque l'on désire un temps de conduction appréciable, la constante de temps du réseau RC sera plus faible que d'habitude. La forme du courant circulant dans la diode est représentée en **figure 2c**.

Comme exposé plus haut, de par la charge stockée, la diode conduit pendant un certain temps en mode inverse, puis le courant revient brutalement à zéro durant la période de transition. On récupère ce signal, dont l'amplitude vaut $1/2 R_{l1} I_d$, aux bornes de R1. Il parcourt la ligne et revient (avec un signe négatif) après un temps égal à deux fois le temps de propagation (ligne refermée sur la masse). Lorsque ce potentiel réfléchi se représente à l'entrée de la ligne, la diode est bloquée, et le câble se trouve maintenant adaptée par R1 (qui vaut Z_0) : il n'y a plus de réflexion. La combinaison des deux signaux, direct et réfléchi, produit sur R1 une impulsion dont la largeur vaut deux fois le temps de propagation de la ligne (**figure 2d**). Le reste du temps, la sortie vaut à peu près zéro. Pour que ce circuit fonctionne correctement, il faut que le signal d'entrée varie très rapidement. Ceci implique l'utilisation d'un signal d'entrée sinusoïdal haute fréquence, dans la gamme 10 à 500 MHz, par exemple. Il s'agit en fait du temps de vie des porteurs minoritaires qui limite la fréquence basse. En effet, plus celle-ci diminue et plus la charge stockée se dissipe par recombinaison durant un cycle, réduisant l'énergie de l'impulsion.



Grace à ces diodes, on peut mettre en œuvre des montages délivrant des signaux dont le contenu spectral est très étalé. Citons par exemple les générateurs de peignes (Comb generators). Une autre application de ces composants est le multiplicateur de fréquence (Frequency multiplier).

Générateur à transistor

Ce type de montage exploite la faculté de certains transistors à passer très rapidement d'un mode bloqué vers un mode saturé, lorsque l'on établit leur point de repos proche d'une région d'avalanche. Avant de s'écrier « mais qu'est ce qu'en est-il vraiment ? » (sketch de Guy Bedos), nous allons procéder à quelques récapitulatifs très généraux sur ces phénomènes d'avalanche.

Symboles utilisés

Lorsque l'on caractérise un transistor, on fait appel à des notations qui indiquent la grandeur associée aux deux broches ainsi que l'état de la troisième. Par exemple, I_{cbo} , représente le

courant circulant dans la jonction collecteur-base avec l'émetteur ouvert (o, pour open). De même, V_{ceo} , indique une valeur de potentiel mesurée pour une broche de base en l'air. Si un B apparaît devant la notation, il s'agit d'un paramètre de claquage (B pour breakdown).

Limitation en tension d'un transistor

Lorsque l'on observe le classique réseau de Kellogg ($I_c = f(V_{ce})$) d'un transistor, on remarque pour des potentiels émetteur-collecteur élevés, une incurvation des caractéristiques, comme en témoigne la **figure 3**. Ces dernières tendent vers une asymptote verticale commune, BV. Le coude obtenu est plus ou moins brusque selon cette tension BV, dite de claquage. Les causes de ce phénomène sont au nombre de trois et agissent parfois simultanément :

Tension de perçage

Puisque la jonction collecteur-base se trouve polarisée en inverse, il s'ensuit une augmentation de la hauteur et de l'épais-

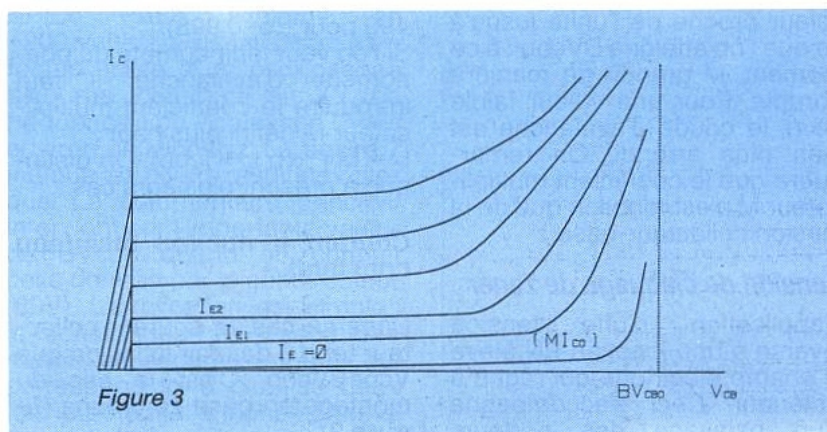


Figure 3

seur de la barrière de potentiel associée à cette jonction. Pour des épaisseurs de base faible et des tensions élevées, il se peut que cette fameuse barrière de potentiel augmente au point d'occuper toute la zone de base. A ce moment, la barrière collecteur-base vient alors en contact avec la jonction émetteur-base et le transistor devient un court-circuit.

Tension de claquage d'avalanche

Lorsque les porteurs minoritaires injectés dans la base par l'émetteur traversent la barrière créée par la jonction collecteur-base, ils subissent l'action d'un champ électrique qui les accélère. Si ce champ possède une amplitude assez élevée (soit une tension collecteur-base importante), l'énergie fournie devient alors suffisante pour produire une ionisation par collision avec les électrons de valence appartenant aux atomes associés à la barrière de potentiel. Les nouveaux porteurs ainsi créés provoquent à leur tour des collisions supplémentaires, d'où une augmentation du courant collecteur : c'est l'effet d'avalanche.

Le claquage ainsi réalisé reste assez lent (caractéristique statique présentant un coude très arrondi). Pour une grande partie des transistors, l'avalanche peut se présenter convenablement par l'équation du coefficient multiplicateur M , donné par la formule de Miller (paramètre qui régit l'augmentation de courant collecteur ; M égale 1 en régime linéaire et est supérieur à l'unité en zone d'avalanche) :

$$M = 1 - (V_{cb}/V_{cbo})^n$$

n correspond à un paramètre qui dépend du transistor et vaut entre 2 et 10. Il contrôle la raideur de la transition en zone d'avalanche. Lorsque n est important, M conserve une valeur proche de l'unité jusqu'à ce que l'on atteigne V_{cbo} : à ce moment, M grandit de manière abrupte. Pour une valeur faible de n , le coude d'avalanche est bien plus arrondi. On remarquera que le coefficient multiplicateur M n'est fonction que de la tension collecteur-base.

Tension de claquage de zener

L'application d'une tension inverse à une jonction PN élève le champ électrique qui règne à l'intérieur. Ceci s'accompagne d'un balayage des porteurs

libres (mobiles). Il reste alors les ions fixes dans la zone, dite de charge d'espace, dont la charge fixe cumulée compense celle des porteurs mobiles balayés. Lorsque l'on dépasse une certaine valeur de champ, ce dernier rompt des liaisons de covalence et libère un grand nombre d'électrons de valence, entraînant une diminution de la résistivité : c'est purement l'effet zener. On admet également que les électrons accélérés par le champ dans la charge d'espace acquièrent une énergie suffisante pour arracher par collision d'autres électrons aux atomes constituant le matériau : il s'agit de l'effet avalanche.

On remarque que le phénomène, dû à une ionisation dans la charge d'espace, est cumulatif. Ce type de claquage porte, par extension, le nom d'effet zener. La décharge ne détruit pas la diode et le phénomène reste réversible.

Déclenchement de l'avalanche

Le déclenchement du phénomène dépend du montage dans lequel le transistor est intégré, ou, pour être plus précis, des tensions et courant qu'impose ce montage. Considérons le cas habituel où la jonction collecteur-base se trouve polarisée en inverse. Dans ces conditions, en négligeant l'effet Early (diminution de l'épaisseur de base pour des V_{ce} importants, entraînant une augmentation du gain h_{fe}), l'expression approchée du courant collecteur vaut :

$$I_c = -\alpha_0 I_E + I_{cbo}$$

Le coefficient α_0 représente le gain statique en base commune, lié à son homologue caractérisant le montage collecteur-commun, β_0 , par la relation suivante $\beta_0 = \alpha_0 / (1 - \alpha_0)$. Puisque la valeur d' α_0 est proche de 1 pour des transistors bipolaires, β_0 peut atteindre des valeurs importantes (99 pour $\alpha_0=0,99$ et 499 pour $\alpha_0=0,998$).

Si l'on veut tenir compte du phénomène d'avalanche, il faut introduire le coefficient multiplicateur M défini plus haut : $I_c = M(-\alpha_0 I_E + I_{cbo})$. On distingue à présent plusieurs cas :

Courant I_E nul (ou maintenu constant)

Dans ce cas, le courant collecteur tend à devenir infini lorsque $V_{cb}=V_{cbo}$. C'est le cas du montage en base commune (figure 3).

Pour un émetteur commun, les choses se passent différemment car c'est alors l'intensité de base qui est maintenue sensiblement constante. Le courant I_c s'exprime alors par la relation :

$$I_c = -\frac{\alpha_0 M I_B}{1 - \alpha_0 M} + \frac{M I_{cbo}}{1 - \alpha_0 M}$$

IB nul

On voit d'après la formule précédente que le courant collecteur tend vers l'infini lorsque $1 - \alpha_0 M = 0$.

Soit lorsque V_{cb} , qui vaut sensiblement V_{ce} , prend la valeur désignée par V_{cbo} :

$V_{cbo} = V_{cbo} (1 - \alpha_0)^{1/n}$ qui reste malgré tout, inférieure à V_{cbo} .

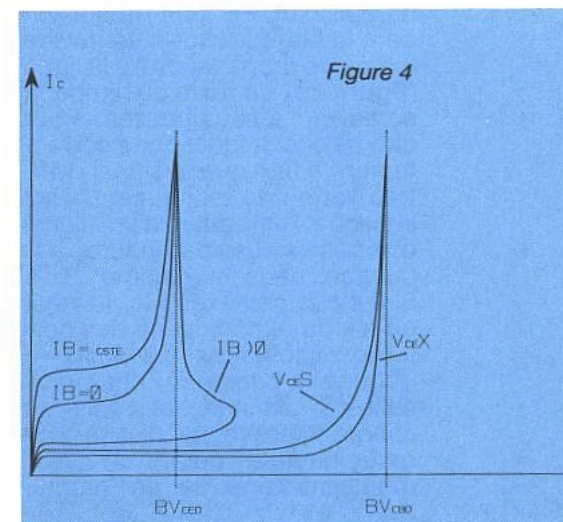
Vbe = 0

Dans ce cas, on teste simplement la diode collecteur-base et l'on définit le paramètre V_{ces} (s pour short, court-circuit base émetteur) qui vaut V_{cbo} .

Résistance placée entre l'émetteur et la base

On obtient ici un résultat intermédiaire entre le cas $I_b = 0$ (R infinie) et $V_{be} = 0$ (R nulle). Il s'agit de la tension V_{cer} . Les résultats finaux sont reportés sur la courbe de la figure 4.

Il est possible, en théorie, d'augmenter la tension de claquage en connectant la base via une résistance, à une source négative. On définit alors le paramètre V_{cex} . De façon générale, $V_{ces} > V_{cer}$ (pour une résistance de faible valeur) $> V_{cbo}$. En fait, pratiquement, les deux premiers potentiels sont sensiblement égaux et représentent la tension de claquage de la diode collecteur-base.



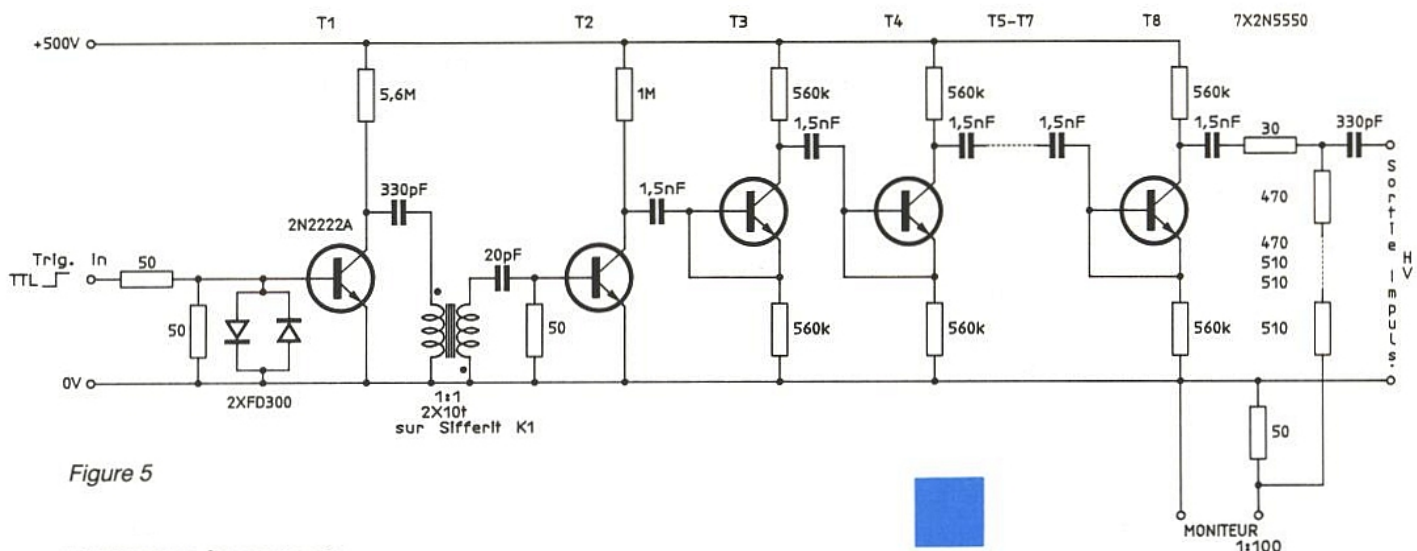


Figure 5

Remarque importante

Contrairement à ce que l'on peut voir sur certaines courbes, les caractéristiques relatives aux potentiels BV_{cex} , BV_{ces} ne reviennent pas en arrière. Dans cette configuration, l'émetteur n'est plus sollicité (court-circuit ou shunt avec la base) et ne joue plus son rôle d'injecteur de porteurs. On teste alors la diode collecteur-base, avec quelques différences sur les valeurs de claquage obtenues comme indiqué précédemment. Il reste évident que les mesures faites pour BV_{cer} avec une résistance faible, se rapprochent de celles effectuées pour BV_{ces} . Inversement, des mesures relevées pour une résistance base-émetteur forte, conduisent à un retour en arrière des courbes puisque l'émetteur est à nouveau actif.

Second claquage

Un rapide mot sur ce phénomène complexe appelé en Anglais, second breakdown. Il intervient pour certaines combinaisons courant-tension résultant d'un claquage initial par effet d'avalanche. Il se produit alors une soudaine concentration d'énergie dans un petit volume, entraînant la fusion locale de la jonction, suivie d'un court-circuit émetteur-collecteur. Ce phénomène, contrairement aux précédents, provoque la destruction du transistor.

MESURES RÉALISÉES SUR UN 2N2222

Afin de travailler correctement sur le mode avalanche d'un transistor, il est important de connaître ses caractéristiques dans cette région. Inutile de consulter les data-books des constructeurs, les courbes dans cette zone en sont absentes. On ne peut pas non plus utiliser un tra-

ceur de courbes genre Tektronix, car le balayage trop lent (50 Hz) dans la région avalanche, porterait préjudice au transistor. Résultat, nous avons réalisé un mini-traceur de courbes en s'inspirant d'un montage préconisé par JP Vabre dans son excellent ouvrage, *Electronique des Impulsions* chez Masson. Le schéma utilisé se trouve en figure 6. La dent de scie est élaborée à partir d'une capacité chargée à courant constant, puis déchargée brusquement par un transistor. Le tout pilote le montage sous test (D.U.T, device

la tension d'avalanche n'est fonction du courant de base que lorsque celui-ci possède un signe positif. Il n'y a d'ailleurs que pour ces valeurs que l'on constate une incurvation des courbes suivie d'un second claquage.

Utilisation du transistor en régime d'avalanche

D'après les mesures que l'on a pu faire, le passage de l'état bloqué vers l'état saturé, en traversant la zone d'avalanche, s'effectue dans un temps très

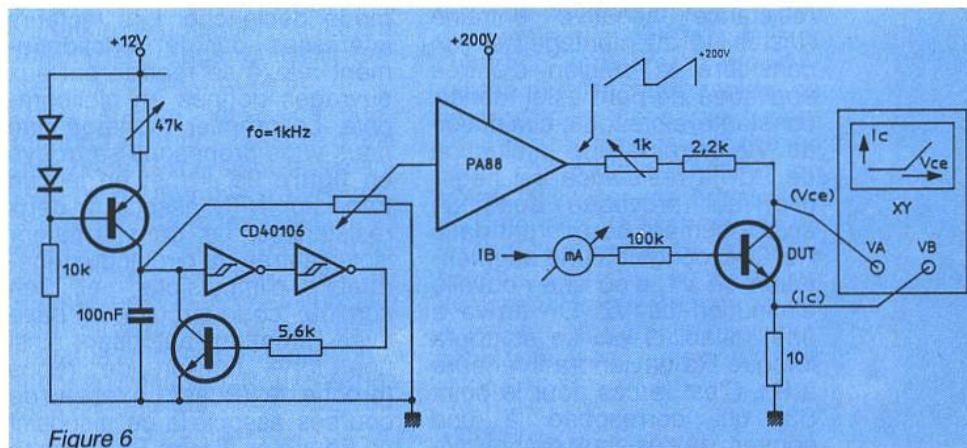
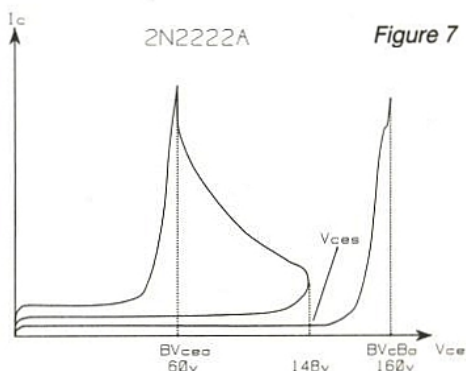


Figure 6

under test), via un amplificateur APEX PA88 alimenté en +200 volts. La visualisation s'effectue grâce à un oscilloscope bicourbe, commuté en XY. La fréquence de balayage vaut environ un kilohertz. La figure 7 indique les divers résultats obtenus. Le commentaire principal intervient sur l'importante valeur de BV_{cbo} quand on connaît celle donnée par le constructeur (60V). L'explication est simple ; le constructeur se donne une marge de sécurité énorme qui correspond ici à plus de deux fois le potentiel annoncé dans le data-book. Deuxième remarque,



court : de l'ordre de quelques nanosecondes. Ceci laisse prévoir qu'un transistor utilisé dans ce mode, devient un interrupteur extrêmement rapide.

Etats stables en régime d'avalanche

La **figure 8a** représente un tracé de caractéristique d'avalanche pour un transistor quelconque. A partir de cela, on peut définir trois zones, sachant que l'on travaille en émetteur commun :

- Dans la région 1, le transistor bloqué offre une résistance dynamique positive, valant : $R_d = dV_{ce}/dI_c$.

- En zone 2, de par l'incurvation, le rapport dV_{ce}/dI_c devient négatif et la résistance dynamique reste supérieure à R_c (lc peu important).

- A partir de la zone 3, la résistance, toujours négative, diminue : R_d devient inférieure à R_c . On se trouve en présence de deux résistances mises en série : l'une positive et l'autre négative. A présent, appliquons trois polarisations différentes, entraînant trois droites de charge statiques, illustrées en **figure 8a**, également. En S1, le point de repos est stable. En effet, la somme des deux résistances est positive. En 2, la forte résistance négative entraîne l'instabilité du montage : si l'on considère la tension d'entrée appliquée au pont ainsi réalisé, constante, alors toute diminution de V_2 entraîne une diminution de R_d (la résistance est négative) qui provoque donc un accroissement de courant dans R_c . Ceci conduit à une augmentation de V_1 , d'où une nouvelle diminution de V_2 . On arrive à une instabilité qui se stoppera lorsque R_d deviendra inférieure à R_c . C'est le cas pour le point S3, qui correspond à une somme de résistances positive (R_d très petite devant R_c).

Conséquence

Lorsque l'on travaille en régime d'avalanche, il faut veiller à ce que la droite de charge statique, d'équation $V_{ce} = V_{cc} - R_c I_c$, ne coupe pas la caractéristique d'avalanche dans la région 3, car le point de fonctionnement y est stable (**figure 8b**). Dans ces conditions, on définit une tension dite de verrou (latching voltage) qui exprime l'impossibilité de passer du point S au point B. En effet, on ne peut aller de S en A ou encore de B en A, sans qu'il soit possible de dépasser cette

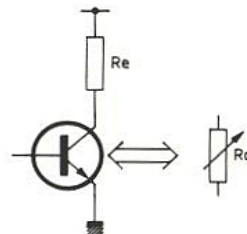


Figure 8 a

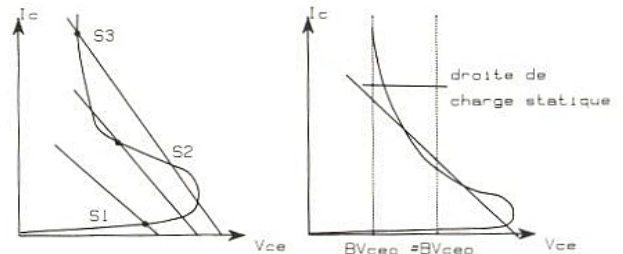


Figure 8 b

tension de verrou. Si en plus, on reste en A suffisamment longtemps, on peut, de par les valeurs des courant et tension mis en jeu, claquer définitivement le transistor à cause d'une puissance dissipée trop élevée.

Générateur d'impulsions déclenché

Nous n'allons étudier que le mode déclenché. Les lecteurs intéressés par le fonctionnement relaxé se reporteront aux ouvrages donnés en bibliographie. Le premier montage que nous vous proposons se trouve en **figure 9a**. Il met en jeu un transistor NPN associé à deux résistances. Le transformateur isole l'entrée du circuit du générateur d'impulsions et, en continu, court-circuite la base avec l'émetteur autorisant ainsi une forte tension de repos (proche de V_{Bces}). Le réseau de courbes associé à ce dispositif se trouve en **figure 9b**. Comme à notre habitude, nous avons effectué une simulation de ce circuit grâce à PSPICE. Le schéma rentré dans le logiciel se trouve **figure 12a**. Les résultats de simulation sont en **figure 12b**. Les résultats sont presque conformes à ceux obtenus pratiquement ; il subsiste évidemment des différences dues, entre autres, aux dispersions sur les potentiels d'avalanche.

Fonctionnement du générateur

Puisque par le manque de polarisation le transistor se trouve bloqué au repos, la capacité se charge à $+ V_{cc}$. Lorsque l'on

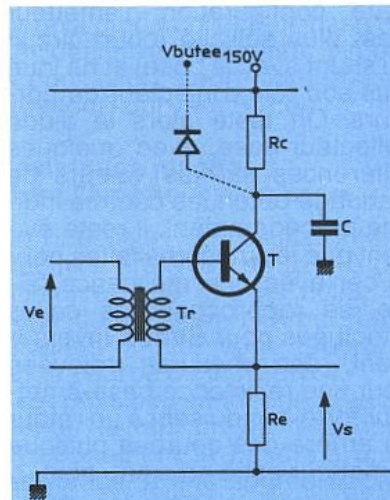


Figure 9 a

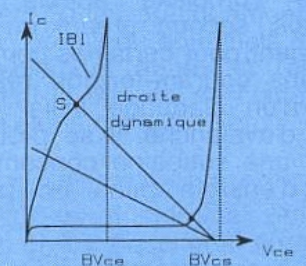


Figure 9 b

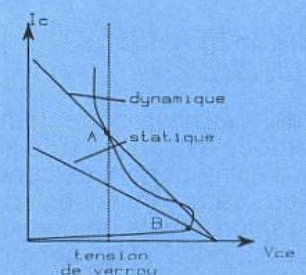


Figure 9 c

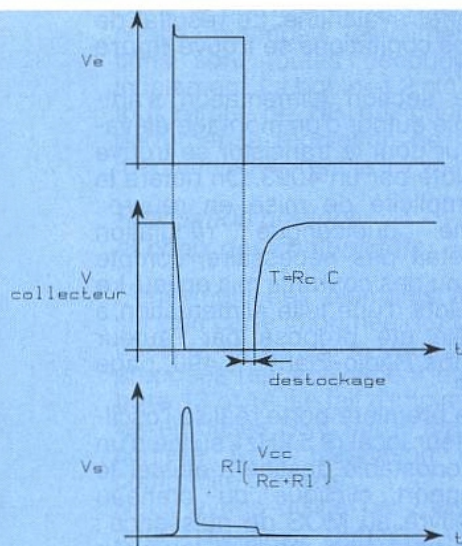


Figure 10 a

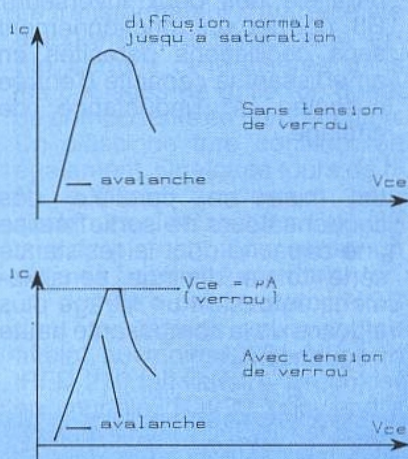


Figure 10 b

applique à l'entrée du montage une impulsion de courant I_{b1} , le transistor passe en un temps très court du point B au point S. On définit ce point grâce à la courbe $I_c = f(V_{ce})$ à $I_b = I_{b1}$ associée à la droite de charge dynamique, dont l'équation s'écrit : $V_{ce} = -R_{eq} I_c$. Avec R_{eq} possédant la valeur résultante de la mise en parallèle de R_c avec R_l . Soit pratiquement R_l puisque $R_c \gg R_l$. Si l'on considère la constante de temps du réseau RIC importante devant le temps de commutation, alors on peut admettre que la droite de charge dynamique (dynamic load line, en Anglais) provient de son homologue statique par l'action conjuguée d'un déplacement et d'un basculement.

On peut distinguer deux cas qui découlent de la discussion sur les états stables :

- La droite de charge dynamique, en basculant, ne coupe pas la caractéristique d'avalanche (tracée pour une résistance placée entre la base et l'émetteur) en un point stable. En ce cas, l'excursion de sortie vaut $V_B - V_S$.

- Il existe à présent un point de séquence entre la droite de charge dynamique et une région de type 3 : il s'agit d'une position stable. On obtient alors une variation de potentiel réduite à la tension de repos moins la tension de verrou (figure 9c).

La différence entre ces deux comportements, réside d'une part dans l'excursion de la tension de sortie mais d'autre part également dans les puissances mises en jeu : les produits tension-courant ne sont pas les mêmes en S qu'en A. Il subsiste une autre différence qui réside dans le mode de fonctionnement du transistor. Nous verrons cela un plus bas.

Si à $t = 0$, on applique une impulsion à l'entrée du montage, le transistor entre en conduction et se sature immédiatement. Graphiquement, cela se traduit par un basculement de la droite statique en droite de charge dynamique. Il apparaît alors sur la résistance d'émetteur un pic de tension proportionnel à la résistance de jonction collecteur-émetteur (R_d) qui joue, en collaboration avec R_l , le rôle d'un diviseur potentiométrique. La tension aux bornes de R_l chute rapidement car la capacité se décharge de manière quasi instantanée dans la somme R_l plus R_d (constante de temps très faible). On obtient alors une impul-

sion de courte durée, possédant une légère dissymétrie dans les temps de montée et descente : à la montée intervient essentiellement la rapidité avec laquelle le transistor applique aux bornes de R_l le potentiel emmagasiné dans C ; tandis qu'à la descente, il s'agit de la décharge de C dans la somme $R_l + R_d$.

Comme le transistor se trouve à présent saturé, il subsiste dans R un courant valant :

$$V_{cc} / R_d + R_c$$

On reste dans cet état le temps que l'impulsion d'entrée disparaisse et que le transistor se désature complètement. La capacité débute alors sa charge vers V_{cc} , hissée par R_c , entraînant une diminution du courant I_c . Cela se traduit sur le graphique par un déplacement parallèlement à elle-même, de la droite de charge dynamique dans le sens des courants décroissants. Enfin, lorsque I_c redevient presque nul, la droite dynamique rebascule en droite statique, prête pour un nouveau cycle. La figure 10a illustre les chronogrammes obtenus avec le montage de la figure 9a.

En figure 10b se trouvent les modes de fonctionnement du transistor dans le temps. Elle rend à présent évident l'avantage de travailler avec une tension de verrouillage. En effet, dans le premier cas, le transistor commute rapidement, conduisant à une montée rapide de courant, puis, de par son passage de région d'avalanche en zone de régime linéaire, on freine la vitesse de croissance de l'intensité : le pic possède un arrondi. En revanche, dans le second exemple, on reste en avalanche tout le temps ce qui autorise une pente d'excursion constante : on obtient un pic raide.

Limitation du montage

Elle réside dans la fréquence de récurrence qui ne peut dépasser une certaine valeur. Si l'on fixe C pour une largeur d'impulsion, la fréquence de répétition peut être augmentée en diminuant R_c afin de réduire le temps de récupération (recharge de C à $+V_{cc}$). Dans cette hypothèse, il faut veiller à ne pas trop baisser R_c car sinon on peut amener le transistor en régime permanent d'avalanche (au point A, par exemple) et le détruire. Une astuce consiste à placer une diode comme indiquée en pointillé sur la figure 9a. Elle agit en fait comme une butée en empê-

chant la tension de collecteur de dépasser le potentiel présent sur la cathode (proche de la valeur de claquage). On peut désormais, plutôt que de baisser R_c , augmenter V_{cc} dans le but d'accélérer la charge de C et donc de réduire le temps de récupération.

L'obtention de fréquences de récurrence de quelques dizaines de mégahertz est possible, mais à mesure que cette fréquence augmente, la durée de l'impulsion doit être réduite jusqu'à ce que la largeur du signal délivré devienne de l'ordre de grandeur du temps de montée. Au delà de cette étape, il faut réduire l'amplitude des impulsions.

Autre désavantage, les caractéristiques d'avalanche sont très dispersées d'un transistor à l'autre, pour un même type. La température n'arrange pas les choses non plus... En conséquence, la tension d'alimentation doit être réajustée lors du changement de transistor.

Remarque

En utilisant certains transistors, on peut visualiser des impulsions malgré l'absence de signal d'entrée. Le montage fonctionne alors en mode relaxé ou auto-

oscillant. L'explication réside dans le fait que la droite de charge statique coupe la caractéristique d'avalanche dans la zone 2 (figure 8a), ce qui correspond à un état instable. On remédie à ce problème en modifiant la valeur de la résistance de collecteur, de telle sorte que la droite de charge statique ne coupe plus la région 2.

L'alimentation peut également vous jouer des tours si l'ondulation résiduelle dépasse une certaine valeur, au delà de laquelle le montage s'amorce tout seul.

Conclusion provisoire

Ce paragraphe clot notre rapide survol de la théorie, suivie de la mise en œuvre du transistor en régime d'avalanche. Nous ne pouvons ici, faute de place, représenter et décrire les autres circuits utilisant ce mode de fonctionnement. Nous invitons le lecteur à se procurer le tome III de la série « électronique des impulsions » rédigée par JP Vabre qui décrit précisément toute une série d'applications des régimes d'avalanche.

LE MONTAGE COMPLET

Il se résume à la construction d'une alimentation haute tension suivie d'un module exploitant

l'effet avalanche. Le résultat de nos cogitations se trouve figure 11.

La section alimentation s'articule autour d'un montage élévateur dont le transistor se trouve piloté par un 4093. On notera la simplicité de mise en œuvre : une quelconque régulation n'était pas nécessaire, compte tenu des courants mis en jeu. Le calcul d'une telle alimentation a déjà été proposé par l'auteur dans Radio-Plans n° 490, page 22.

La première porte réalise l'oscillateur local (9,5 kHz), suivie d'un monostable destiné à ajuster le rapport cyclique du créneau délivré au MOS de puissance : on peut ainsi modifier la valeur du potentiel de sortie. La grille de T1 est attaquée sous faible impédance grâce à la mise en parallèle des deux inverseurs. R3 permet un fonctionnement sans oscillations parasites en amortissant la capacité d'entrée associée à l'inductance de câblage.

La mise en parallèle des condensateurs de sortie réalise une capacité dont la résistance série totale diminue sensiblement, autorisant un filtrage plus efficace de la composante haute fréquence.

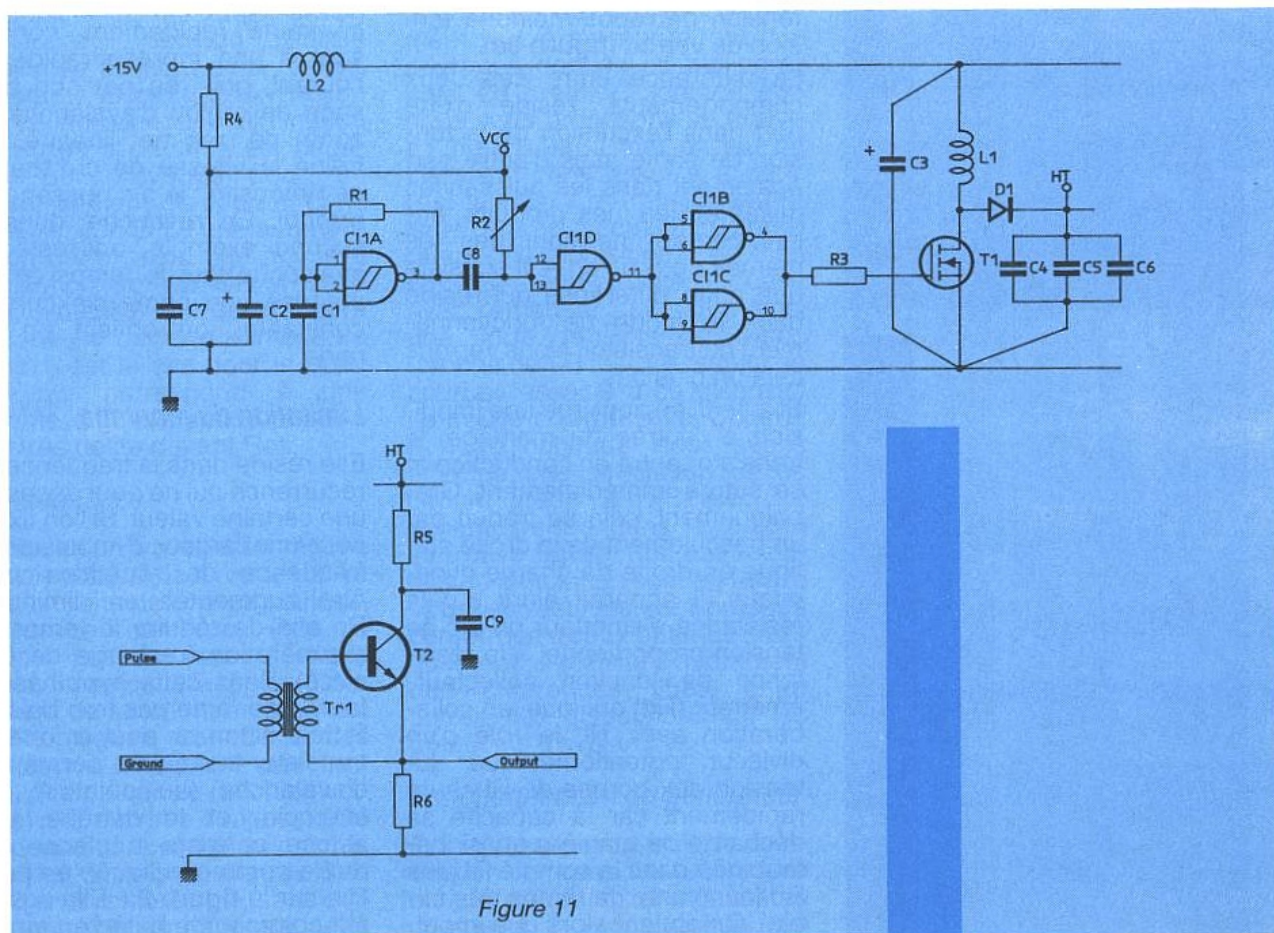


Figure 11

Dans le but d'éviter des accrochages éventuels, les alimentations sont toutes découplées localement. La bobine L2 bloque tout retour de HF qui pourrait perturber la régulation de l'alimentation délivrant le 15 volts.

Réalisation pratique et choix des composants

L'ensemble des éléments tient sur une carte imprimée dont les tracé et implantation vous sont proposés respectivement en **figure 13** et **14**. Le fait d'implanter les embases BNC sur le circuit, confère à la réalisation une compacité certaine.

Nous avons utilisé un 2N2222 pour T2, mais rien ne vous empêche d'expérimenter d'autres références NPN. Attention cependant à la tension de claquage collecteur-base...

Le transformateur d'entrée a été élaboré à partir d'une perle ferrite, comme celle insérée dans les câblages de grille (ou base) de composants en commutation. Un classique tore conviendrait également. Quelques tours de fil fin suffisent amplement pour déclencher le transistor. On veillera simplement à conserver un sens de bobinage constant.

T1 doit être un transistor MOS dont la tension drain-source atteint au moins 200 volts : un IRFD 210 fait l'affaire. Un boîtier en modèle TO220 conviendra également.

En principe, D1 devrait être un modèle rapide, genre Schottky, mais nous avons expérimenté une classique 1N4007 avec succès.

Concernant la bobine de « puissance » L1, c'est en raclant les fonds de tiroirs que nous avons trouvé une self qui, associée à un condensateur, servait de filtre HF dans une alimentation à découpage. Rien ne vous empêche de la bobiner vous même sur un tore de ferrite. Sa valeur d'inductance vaut environ 27mH.

Mise au point du module

Elle se résume simplement à ajuster, grâce à R2, la tension de sortie aux alentours de 150 volts. A cet effet, on laissera d'abord R2 à sa valeur la plus grande, soit 10kΩ, avant d'appliquer le 15 volts. On injectera ensuite des impulsions d'amplitude de quelques volts (TTL, par exemple) à l'entrée du mon-

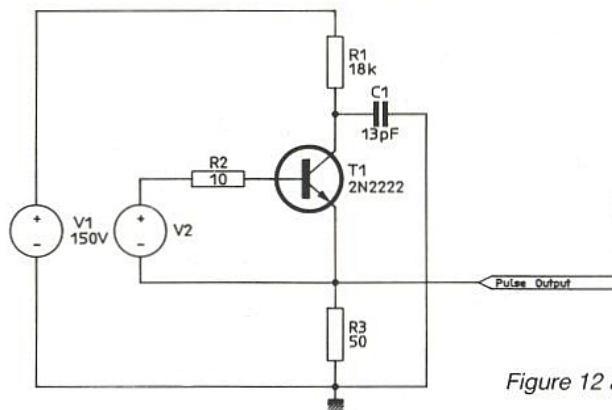


Figure 12 a

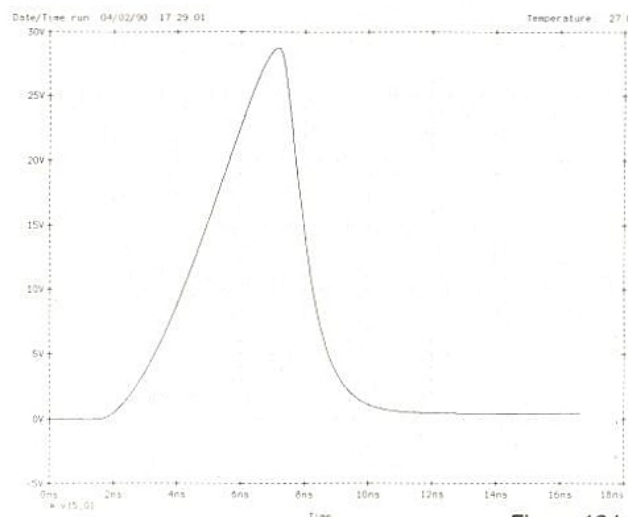
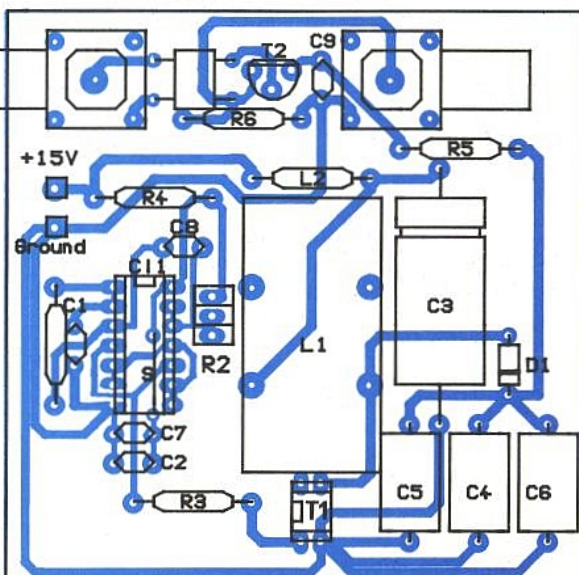
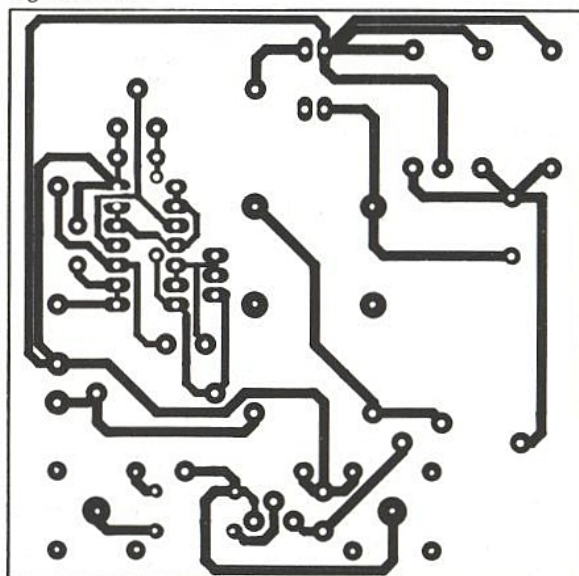


Figure 12 b

Figures 13/14



Entree de l'impulsion de declenchement

Sortie 50 Ohms

tage : largeur $1\mu\text{s}$ et fréquence de répétition proche de 500 kHz . Ceci afin de charger convenablement l'alimentation. On procédera alors au réglage de R2, en amenant le potentiel de sortie à la valeur désirée. Nous avons relevé un rapport cyclique proche de 90% .

De par la forte valeur de L1, il est possible d'atteindre presque 250 volts . On se limitera cependant à la tension de claquage de T1 fournie par le constructeur.

Performances obtenues

La fréquence de répétition maximum (limitée ici par la puissance de l'alimentation HT) atteint facilement le mégahertz. L'amplitude de l'impulsion dépasse les vingt cinq volts. Sa largeur vaut environ 3 ns .

L'oscillogramme proposé a été relevé à l'aide d'un oscilloscope 400 MHz , possédant une recopie d'écran. La largeur de « pulse » est mesurée à mi-hauteur. On pourra toujours, à titre d'information, visualiser l'impulsion sur simple oscillo 50 MHz , mais les mesures ne seront pas significatives (temps de montée de l'oscilloscope trop important). La seconde recopie d'écran représente le contenu spectral de l'impulsion, obtenu à l'aide d'un analyseur de spectre. Ceci illustre parfaitement les limites du transistor en avalanche lorsque l'on désire produire un spectre très étalé.

La figure 5 représente un exemple d'application développé à Nuremberg, destiné à produire des impulsions négatives d'amplitude $2,4\text{ kV}$ (dans une charge de 200 ohms) avec un temps de montée inférieur à 2 ns .

CONCLUSION

Nous espérons que cette approche théorique de l'avalanche, agrémentée d'une réalisation pratique, permettra à certains d'entre vous d'y voir plus clair dans ce domaine. La maquette pourra servir de base à un enseignement concernant la production et l'utilisation des impulsions courtes en électronique. L'auteur tient particulièrement à remercier M. Pierre Aloisi, de Motorola Toulouse, pour son aide précieuse à la rédaction de cet article.

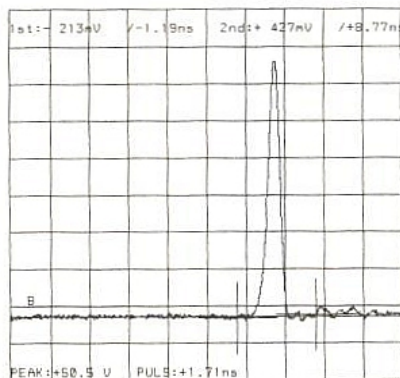
Christophe BASSO

Bibliographie :

Electronique des impulsions, tome III. Jean-Paul VABRE. MASSON

Pulse, Digital and Switching Waveforms. MILLMAN and TAUB. International Student Edition.

Physics of semiconductor devices. S.M. Sze. WILEY International Editions.



Oscillogramme obtenu à l'aide d'un oscilloscope 400 MHz .



Contenu spectral de l'impulsion obtenue.

Nomenclature

Résistances 5% $1/4W$

R1 : $68\text{ k}\Omega$
R2 : $10\text{ k}\Omega$, ajustable multitours debout
R3 : 10Ω
R4 : 470Ω
R5 : $18\text{ k}\Omega$
R6 : 47Ω

Condensateurs

C1 : 10 nF
C2 : $10\mu\text{F}$ / 16V tantale
C3 : $100\mu\text{F}$ / 16V
C4 : $1\mu\text{F}$ / 250V Mylar
C5 : $1\mu\text{F}$ / 250V Mylar
C6 : $1\mu\text{F}$ / 250V Mylar
C7 : $0.1\mu\text{F}$
C8 : 6.8 nF
C9 : 10 pF

Semi-conducteurs

T1 : IRFD210
T2 : 2N2222
D1 : 1N4007
IC1 : CD4093

Composants magnétiques

L1 : self 27 mH
L2 : $22\mu\text{H}$
L3 : transformateur réalisé sur une perle de ferrite

Divers

Deux embases BNC pour circuit imprimé.

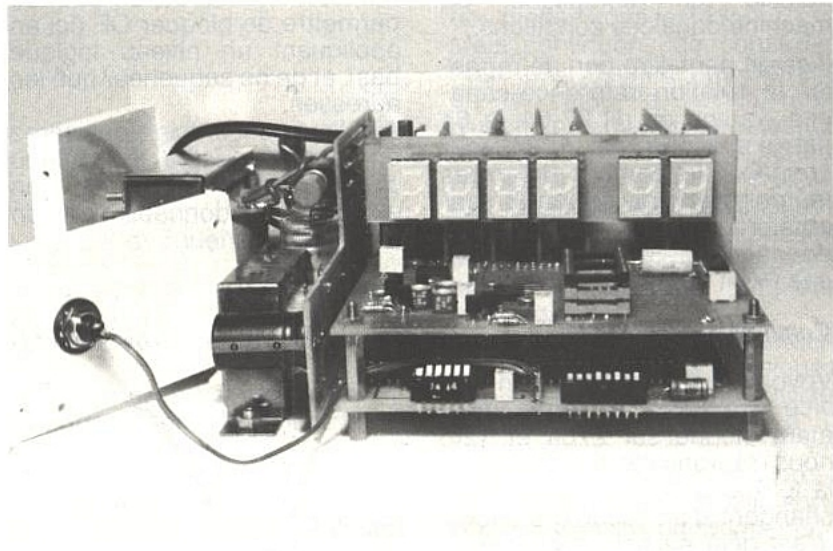
L'EPROMER AC : Etude et conception d'un programmeur d'eprom très particulier

La littérature spécialisée a souvent proposé des programmeurs d'eprom, et pour mémoire nous rappellerons le célèbre PRM4 de Monsieur Wallaert, publié en 1986 dans ces mêmes pages.

Toutefois, on doit constater que seuls deux modèles sont présentés : programmeurs manuels (bonjour les switches), ou programmeurs exclusivement destinés à être liés à un ordinateur.

Notre étude est sensiblement différente : l'Epromer AC devra être suffisamment souple pour permettre à la fois des actions manuelles des lectures autonomes, et bien entendu une liaison à un ordinateur.

Pour cela, nous avons examiné en détail les problèmes et tenté d'y apporter des solutions, peu banales parfois, comme par exemple nos afficheurs hexa super-économiques !



Tout électronicien aura un jour ou l'autre une « grosse envie d'eprom » !

Quel que soit son secteur de prédilection - audio, micro, HF, etc. - chacun d'entre nous sera conduit, dans un laps de temps plus ou moins long, à faire appel à ces mémoires capables de stocker non seulement des programmes, mais plus simplement des séquences ou des données conditionnelles.

Trop souvent le lecteur est amené à penser qu'une mémoire n'est utilisable que par un système à microprocesseur. C'est faux ! De nombreuses exploitations sont possibles en ne faisant appel qu'à des « explorations » séquentielles.

QU'EST-CE QU'UNE EPROM ?

C'est avant tout une MÉMOIRE.

Sa particularité principale est d'être effaçable par l'utilisateur, contrairement à une ROM qui est figée une fois pour toutes par le constructeur. Ce type de mémoire a la propriété de conserver les données qui lui sont confiées pendant un temps relativement long (10 ans), ce qui n'est pas le cas d'une RAM, laquelle est « vivante ». Pour cette dernière, une coupure d'alimentation conduit à la perte des informations.

Il est primaire mais pourtant réel de comparer une EPROM à un matriçage à diodes que l'on pourrait modifier (presque) à volonté. C'est magique ! Avec un peu d'idée on peut concevoir des merveilles. Un seul exemple très simple : avec une 2764, on dispose de plus de 8000 séquences de 8 bits. Si on pense à un jeu de lumières, c'est

8193 combinaisons pour 8 lampes, faciles à commander par un simple compteur 13 bits. Notre envie est de convaincre le lecteur qu'une EPROM est à sa portée ; et, comme notre confrère Patrick GUEULLE le disait dernièrement « surtout ne vous en privez pas » !

Nous allons dans ces lignes tenter de vous familiariser avec ces petites merveilles, mais avant il nous faut préciser que notre programmeur est uniquement prévu pour les 2764 et 27128 ainsi que les versions C. Pourquoi diable avoir posé de telles limites ? Tout simplement pour des raisons de coût, non pas du programmeur par lui-même mais des EPROMs : en effet, en observant attentivement les tarifs de multiples distributeurs, on constate qu'une 2708 coûte beaucoup plus cher qu'une 2764 ! Nous avons donc trouvé ridicule de compliquer la machine dans ces conditions.

Il serait peut-être bon de rappeler la relation référence-capacité : quand on dit 27 64, le 64 est à multiplier par 1024 pour connaître le nombre de cases mémoire, et à diviser par 8 pour obtenir le nombre d'octets. Cela donne donc 8192 octets pour une 64 et 16384 pour une 128.

Comment ça marche ?

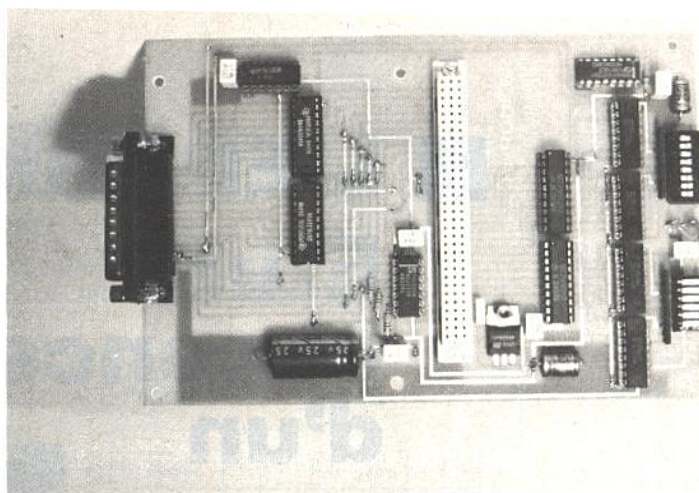
Voyons comment mettre en service une EPROM. Notre choix étant bloqué sur 2764 et 128, nous n'aurons pas à vous casser la tête avec les connexions qui changent d'un modèle à l'autre (c'est déjà en soi un cadeau !). Le lecteur impatient pourra consulter la **figure 6**, mais nous n'en avons pas immédiatement besoin.

LECTURE : pour lire le contenu d'une EPROM, il faut :

1 - dire quelle adresse doit être lue. Pour la 64, 13 bits suffisent, 14 étant nécessaires pour la 128. Prenons l'adresse 0.

2 - Une fois l'adresse mise en place, une impulsion sur la broche OE (output enable) va présenter sur le bus de données le contenu de l'octet correspondant à l'adresse 0. Si chaque sortie commande une led, on peut « voir » le mot de 8 bits contenu à cette adresse 0.

C'est tout ! Bien entendu il y a des broches à porter à telle ou telle tension mais on s'en moque pour l'instant. Pour lire la seconde adresse, il faut présenter 1 sur le bus (le contenu de l'adresse 0 reste visible), une impulsion sur OE et cette fois le



contenu de l'octet correspondant à l'adresse 1 s'affiche, etc. On comprend donc que pour lire une EPROM en ligne (c'est-à-dire en suivant les adresses), un simple compteur incrémentant ou décrémentant les mots d'adresses, suivi d'une impulsion de lecture et le tour est joué. Mieux encore, pour une commande de lumières, on peut se permettre de bloquer OE (ici en appliquant un niveau logique bas), et de ne séquencer que les adresses.

A la fin de cet article, vous serez en mesure de lire le contenu d'une EPROM et même d'en exploiter les données vers un montage extérieur.

Écriture

Le processus est très semblable.

- 1 - présenter l'adresse.
- 2 - fournir la donnée à conserver.
- 3 - appliquer la tension de programmation VPP et envoyer une impulsion d'écriture sur la broche PGM.

Nous n'entrerons pas ici dans les « détails », mais certaines conditions sont à remplir quant à la tension VPP (21 V pour la 2764, mais seulement 12,5 V pour la 27C64 (CMOS), idem pour la durée de l'impulsion sur PGM (les temps varient considérablement d'un modèle à l'autre et la valeur généralement indiquée de 50 ms est plutôt arbitraire, mais nous verrons cela en temps utile).

Vous voyez que ce n'est pas bien compliqué et bougrement intéressant. Si vous manquez d'idées pour exploiter les EPROMs, rassurez-vous Electronique RADIO-PLANS ne vous laissera pas tomber. A titre d'exemple immédiat, relisez donc l'article de Monsieur GUEULLE numéro 509 page 43 en sachant que vous pourrez très bientôt écrire et lire VOS EPROMs !

Pour vous tenter encore, sachez que mille configurations sont possibles : supposons que vous ayez besoin de mots de 16 bits au lieu de 8. Vous avez le choix entre mettre 2 EPROMs, ou lire une adresse, latcher huit bascules, puis en lire une autre et enfin exploiter l'ensemble. Mais n'allons pas trop vite.

Nous avons vu précédemment qu'il fallait présenter des adresses et lire ou écrire des données. La première chose qui nous semble indispensable est d'en visualiser les valeurs sans avoir besoin d'un ordinateur et sans avoir à traduire 14 LEP pour l'adresse et 8 pour la donnée. Un affichage hexadécimal en clair est donc nécessaire pour un minimum de confort.

AFFICHAGE HEXA

Observons les besoins : pour afficher les données, le maximum étant FF (les 8 bits à 1), deux afficheurs sont suffisants. Pour les deux adresses 64 nécessitera 1FFF et une 128 3FFF. Dans les deux cas 4 afficheurs sont à prévoir. Donc 6 afficheurs HEXA. Plongeons-nous dans les catalogues et regardons les tarifs. Le seul afficheur hexa avec logique intégrée etc. largement diffusé est le TIL311 : Prix = 140 F pièce multiplié par 6 = 840 F !!!

PAS D'ACCORD ! On doit pouvoir faire mieux. Déjà on sombre dans la bidouille si l'on se dit que l'afficheur de poids fort des adresses peut être un modèle décimal (0 à 3), car pour trouver un modèle de look identique aux 5 incontournables, c'est exclu.

Ne nous laissons pas abattre et feuilletons joyeusement un quintal de data books : MIRACLE, il existe un décodeur HEXA pour afficheurs traditionnels. DAMNED, aucun fournisseur ne tient en stock le 9368 ! Il ne nous reste plus qu'à les construire « à l'ancienne ».

	ETEINTS	ALLUMES
0	G	A B C D E F
1	A D E F G	B C
2	C F	A B D E G
3	E F	A B C D G
4	A D E	B C F G
5	B E	A C D F G
6	B	A C D E F G
7	D E F G	A B C
8	-----	A B C D E F G H
9	E	A B C D F G
A	D	A B C E F G
b	A B	C D E F G
c	B C G	A F E D
d	A F	B C D E G
e	B C	A D E F G
f	B C D	A E F G
TOTAL	34	79

Figure 1

Commençons par observer la **figure 1**. L'affichage sur un 7 segments classique de 0 à F demande deux concessions : B et D doivent être écrits en minuscule pour se distinguer de 8 et 0. Par tradition, on choisit d'allumer les segments utiles. Faisons le compte : 79 commandes sont nécessaires. C'est beaucoup. Prenons le problème à l'envers, et supposons que tous les segments soient allumés « par défaut ». Combien faut-il en éteindre pour écrire de 0 à F ? 34 seulement ! Le gag, c'est que mettre les drapeaux au 6 et au 9 réduit le nombre de commandes et le C majuscule également (nous avons essayé le C minuscule, et ce n'est pas

beau du tout, pire on croit que l'afficheur est en panne).

Ni une ni deux, mise en application de la constatation. La **figure 2** répond à nos besoins. Pour vous la rendre plus sympathique, disons d'emblée qu'un afficheur HEXA complet revient à moins de 40 F et nous n'avons pas fini. Au stade où nous en sommes, c'est déjà 600 F d'économisés sur les 840 prévus.

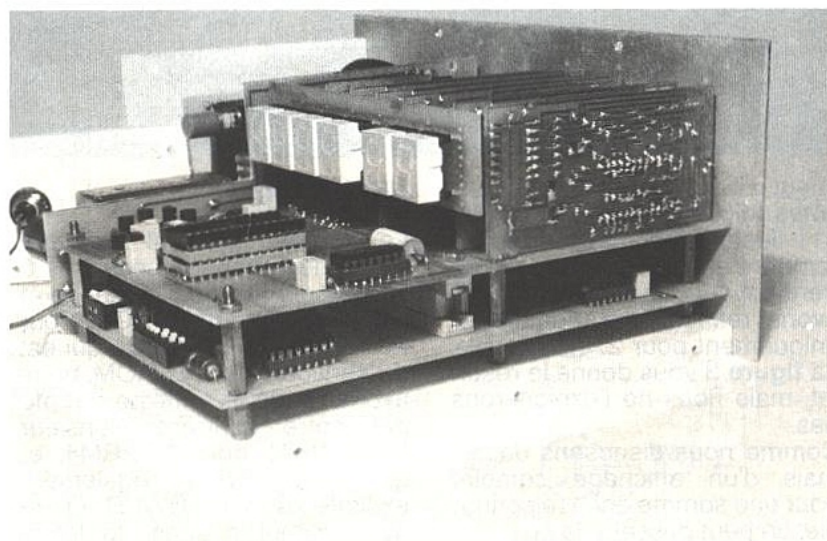
D'accord, le schéma présenté figure 2 est ringard, mais plutôt aimable (en dollar). Rien que du traditionnel : un bon vieux 74154 (LS de préférence), 34 diodes, un sextuple inverseurs à collecteurs ouverts (74LS05), un transistor pour faire le 7^e, quelques résistances et un afficheur 7 segments courant.

Certains doivent se dire que pour implanter tout cela il va falloir une place folle. Non point chers amis, si on ose placer 11 des diodes sous le 74154...

Mais continuons de construire notre bloc d'afficheurs. Comme en témoigne le dessin nous n'avons pas multiplexé. C'est un choix ! Pour l'afficheur ADRESSE 3, nous avons prévu l'allumage du point décimal afin de couper en deux les adresses. Pour tout vous dire, nous avons supprimé sur notre maquette cette possibilité.

Maintenant que nos afficheurs sont des 7 segments classiques, rien ne nous empêche d'utiliser un 74LS47 pour le 6^e (0 à 3). Nous avons mis au 0V les entrées C et D, mais le circuit imprimé est prévu de telle sorte que ceux qui le voudraient pourraient l'exploiter jusqu'à 9. On a gagné encore 15 F.

Quant à la maintenance, le maximum est porté à 13 F (affi-



l'utilisateur qu'il peut déplacer l'EPROM, mais également interdire à tous les signaux envoyés à cette dernière de « passer » quand l'autorisation de déplacement est donnée. Si vous le permettez, nous appellerons cette commande MOVE afin de gagner du temps.

En plus de VCC, il nous faut préparer VPP (tension de programmation). Quatre possibilités :

- 1 - si la ligne MOVE est active, VPP doit être à 0V.
- 2 - en LECTURE VPP passe à +5V.
- 3 - en ECRITURE 2764 VPP = 21 V
- 4 - en ECRITURE 27C64 VPP = 12,5 V seulement.

Pour résoudre VCC, nous avons intercalé avant un 7805 (RG2) un « inter » à transistors constitué de TR2, TR4 et TR5. Si on met un niveau logique haut sur la base de TR5, son espace émetteur-collecteur porte la base de TR4 à 0V, ce qui interdit tout passage émetteur collecteur dans TR2, le robinet est coupé donc VCC = 0V. Si par contre on présente un niveau logique bas, TR2 alimente RG2 lequel stabilise à +5 V.

Pour VPP, le système est semblable, à la seule différence que TR3 va fournir une tension élevée (+30 V) à un LM317 dont la régulation sera commandée par 2 lignes. En LECTURE, TR8 est

passant et AJ1 limite la tension VPP à 5 V. En ECRITURE, soit TR9 est passant et dans ce cas AJ2 permet de monter VPP à 12,5 V (versions MOS), soit TR9 est ouvert et AJ3 règle VPP à 21 V.

Récapitulons les commandes : Une ligne MOVE, une ligne écriture/lecture et une de choix 12,5/21 V pour VPP.

La ligne MOVE arrive sur les résistances R16-R17, mais va également commander l'inhibition de IC4 afin de mettre les sorties de ce dernier en troisième état (HI). Remarquons R12, résistance de tirage à 1 de la ligne, correspondant à NO-MOVE.

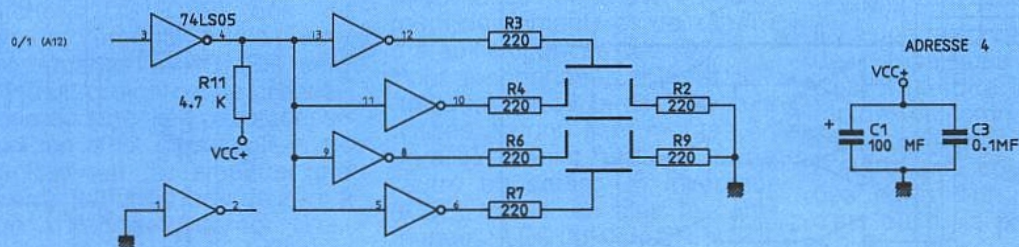


Figure 3 : Afficheur 0/1.

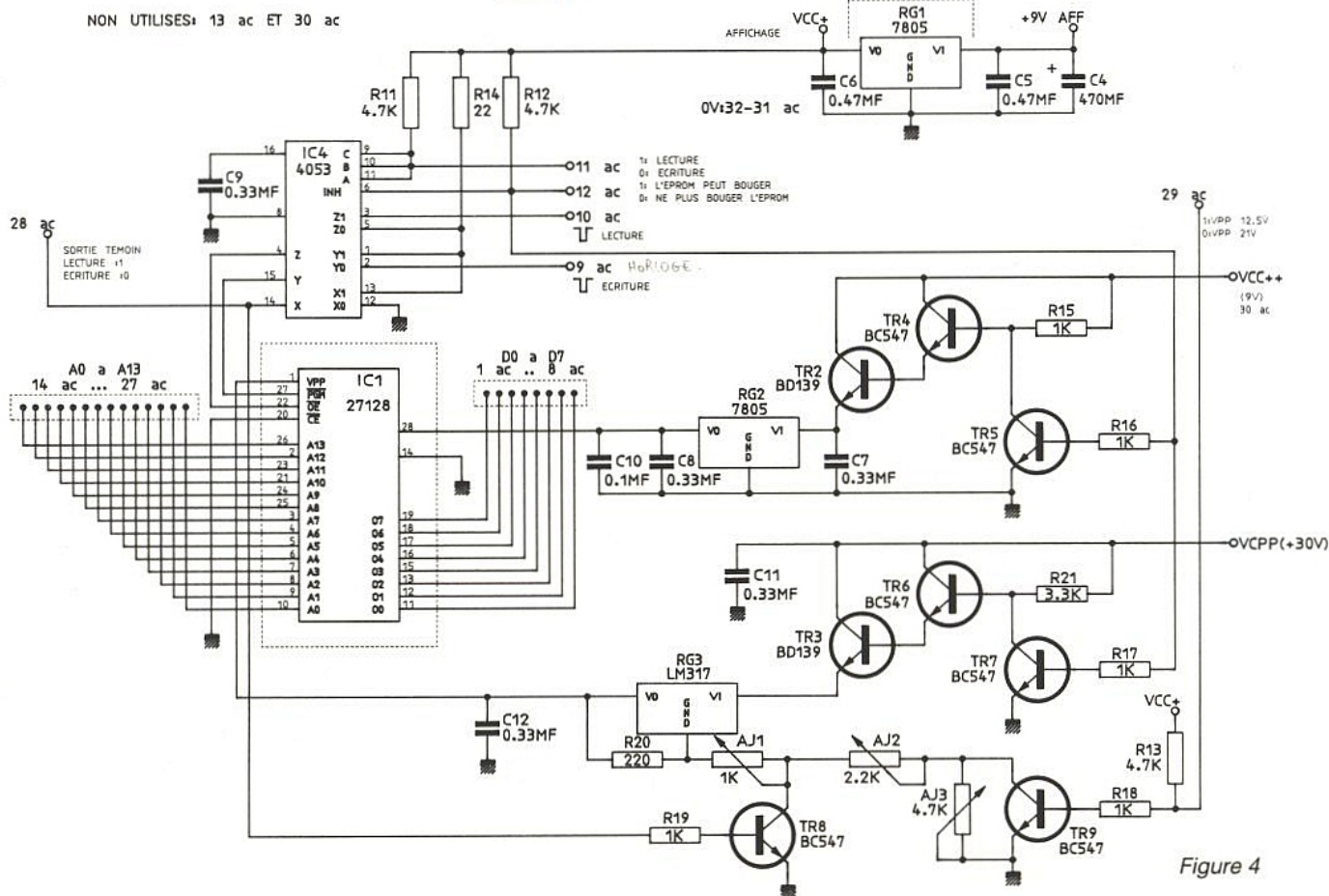


Figure 4



Parlons un instant de CE : à 0 l'EPR0M est sélectionnée. C'est

notre cas en permanence. Cette broche permet dans un système plus complexe utilisant plusieurs EPROMs, de sélectionner celle à laquelle on souhaite s'adresser.

Sur le dessin, certains points portent un numéro suivi de ac. Il s'agit des broches d'un connecteur mâle 41612 ac (32 paires de broches), qui lie tous les points utiles à la carte inférieure.

EPROMER2

La suite du schéma est donnée figure 5. Que nous manque-t-il ? Tout d'abord un générateur d'adresses, donc un compteur sur 14 bits. Le nôtre est prépositionnable et compteur-décompteur. Avouez que c'est plus sympa en manuel de filer directement à l'adresse voulue en « LOAdant » la combinaison des switches (DS1-DS2) que de devoir incrémenter n fois pour y aller. Quand l'EPROMER sera relié à un ordinateur, le prépositionnement ne sera pas accessible. Rien n'est plus facile avec un micro que de demander une incrémentation à partir de zéro à coup d'horloge interne. C'est quasiment instantané. Par contre, le micro pourra calculer une adresse par rapport à une autre grâce à la possibilité d'incrémenter-décrémenter : passer de 8012 à 8010 fera décrémenter de 2 au lieu de remettre tout à zéro et envoyer 8010 coups d'horloge.

Le bloc de comptage est constitué de IC11 à IC14. Pour le prépositionnement, la commande LOAD est libre et toutes les entrées sont forcées à 1 par les deux réseaux R26 et R27. Afin de simplifier le dessin, DS1 (elle est bonne : dessin DS1...) et DS2 ne mentionnent que les points de commandes, lesquels seront portés ou non à 0 par autant d'inters. Sur notre maquette nous avons provisoirement mis des dip-switches ordinaires, mais ils seront remplacés par des modèles « clavier ». Ceux qui n'ont pas besoin de faire attention à leur budget pourront mettre des roues codeuses HEXA (presque 100 F pièce) ! Les sorties de notre compteur 14 bits transitent par IC9 et IC10 avant de rejoindre l'EPROM. Certains s'étonneront de nous voir utiliser des buffers bi-directionnels alors qu'on a besoin d'une seule direction. Le 245 est très bien organisé : les entrées d'un côté, les sorties de l'autre et le dessin du circuit imprimé s'en trouve considérablement simpli-

fié. C'est vrai, il existe aussi des modèles bien organisés unidirectionnels mais l'auteur n'en avait pas sous la main... ! Ces buffers ne servent qu'à une chose : mettre les lignes d'adresse en troisième état quand MOVE est autorisé.

Remontons donc la ligne en traits gras (c'est MOVE). On voit qu'elle commande également IC8, et est inversée deux fois avant de filer sur ac12 donc rejoindre la figure 4. Cette méthode évite les changements de logique et permet de sortir sur collecteur ouvert (rappelons que les PULL UP sont déjà en place). Le même traitement est appliqué aux lignes ECRITURE/LECTURE et 21/12,5V (VPP).

IC15 n'est utilisé qu'aux 2/3 : en modifiant l'état de ABC, on permettra à l'horloge (CLOCK) d'accéder à UP ou DOWN (incrément-décrément) et de répondre aux exigences des 193.

Pour les données, IC6 et IC7 (toujours des bi-directionnels utilisés en uni) sont montés en parallèle, mais l'un en entrée l'autre en sortie. Un inverseur (IC5B) traduit en clair la commande LECTURE/ÉCRITURE, et les commandes conjuguées LECTURE + MOVE mettent IC6 et 7 en troisième état. RG4 alimente l'ensemble.

Que vient faire le 8255 placé au-dessus de la figure ? RIEN, c'est juste un petit clin d'œil pour le futur, et également pour justifier certains choix. En effet notre problème majeur dans cette étude était de « couper au bon

endroit » afin de permettre une commande manuelle ou micro sur le même connecteur.

Après de nombreuses hésitations, nous avons jugé bon de « penser PIO » et pourquoi pas 8255. Ceux qui ont suivi l'évolution du RACK AC connaissent déjà ce PIO (périphérique d'entrées-sorties) et nous avons choisi de le traiter en mode 2 : Port A en entrées, port B en sorties, port C en sorties (intégralement). C'est donc pour nous faciliter la tâche que IC6 et 7 mûchent le travail, mais c'est également très intéressant en manuel : les sorties des données sont bufferisées et peuvent aller commander directement l'application pour laquelle est prévue l'EPROM.

Ne sont pas prévues ici, l'horloge (clock), ni les impulsions de lecture (OE) ainsi que d'écriture (PGM).

Il y a une raison à cela : préparer des impulsions calibrées ici, c'est s'interdire les algorithmes rapides en commande micro. Ce serait dommage !

D'autre part, couper au niveau des ports d'un PIO classique, c'est ouvrir la porte en grand : toutes les machines peuvent commander un 8255 et nous pensons aux biens sympathiques CPC, comme aux PC et compatibles ; mais sur ATARI et tous les autres micros (ZX81) c'est parfaitement envisageable.

La figure 6 servira de memento pour le futur. On peut constater qu'entre une 64 et une 128,

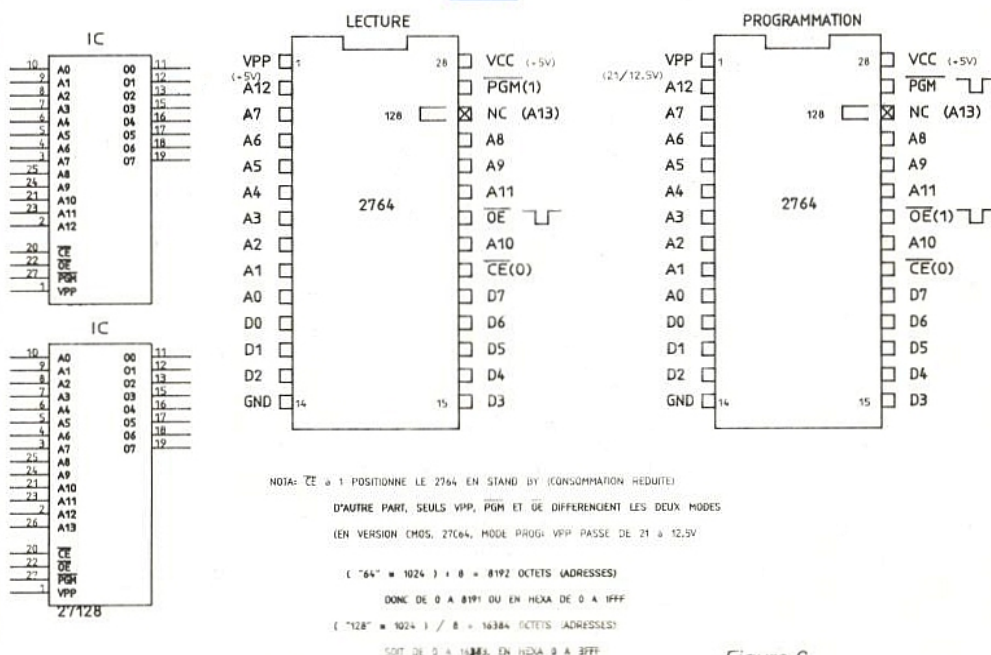


Figure 6

seule A13 est concernée : non connectée ou active. Pour une fois que c'est simple !

Mais si on allumait le fer à souder et que l'on concrétise déjà tout ça ? Moins de 500 F support insertion nulle compris, cela vous semble raisonnable ?

RÉALISATION

La **figure 7** propose le CI portant les afficheurs et réceptionnant les décodeurs « maison ». Comme le montrent les photographies, des supports sécables sont utilisés pour recevoir les afficheurs (côté composants) et d'autres (côté cuivre) serviront de connecteurs à nos décodeurs.

Figure 8, voici notre implantation pour construire des décodeurs HEXA-PAS-CHER. 5 cartes de ce type sont nécessaires. Au lieu d'employer des supports classiques pour IC1, utilisez de préférence des barrettes afin de laisser place aux diodes implantées en dessous. Des pattes de résistances serviront de connecteur mâle (à droite), d'autres rejoindront la carte mère (en bas). Inutile d'implanter R8 à notre avis, mais chacun fera à sa guise.

Même principe pour le décodeur 0/3 (**figure 9**). Les straps modifiés (réduits) permettraient comme convenu d'exploiter CD bloqués à 0 dans le cas présent. La **figure 10** est un cadeau : elle propose l'implantation de la figure 3 (ne pas construire ce CI).

La **figure 11** présente la carte qui portera EPROM, afficheurs, alim., etc. soit HEXABOARD (figure 4). La construction est simple : il faut placer en premier lieu, côté cuivre, un connecteur mâle 41612 ac et le bloquer mécaniquement avec pour entretoises des écrous de 4. Placer ensuite le bloc d'affichage et les quelques composants annexes. Pour le support d'EPROM, celui à insertion nulle est placé en quatrième position sur notre maquette : un bas profil soudé, deux intermédiaires et enfin le beau SIN. On peut faire plus simple en remplaçant les trois premiers par un modèle wrapping très bien ajusté.

La **figure 12** reproduit le circuit imprimé correspondant au schéma proposé figure 5. La « coupure » est matérialisée par une SUB D 25 points mâle de CI. Pour le reste il n'y a rien de particulier sinon penser à souder les liaisons double face à chaque fois que c'est nécessaire.

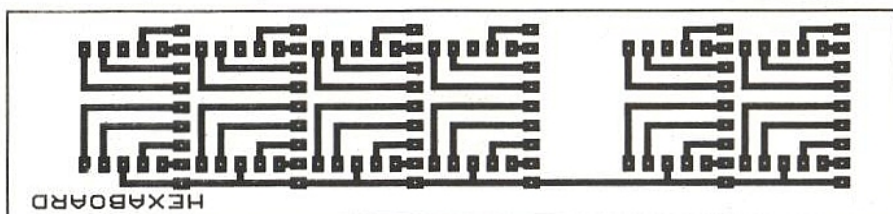


Figure 7 a

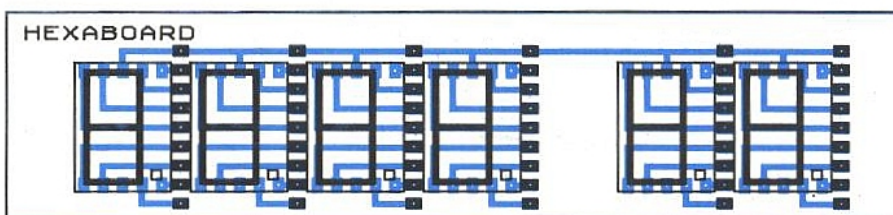


Figure 7 b

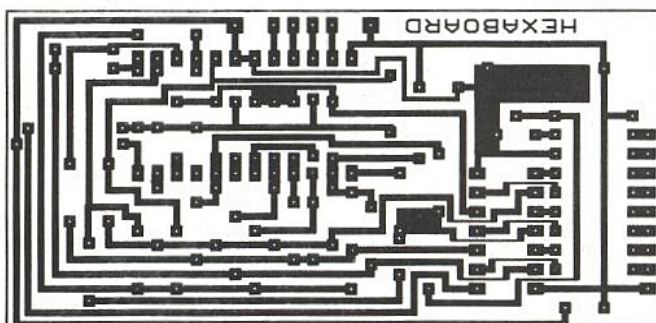


Figure 8 a

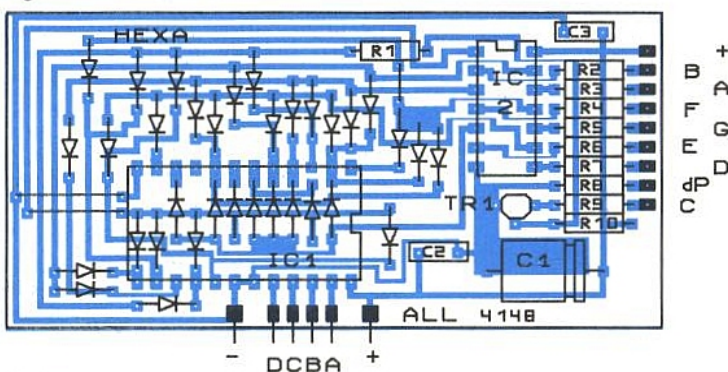


Figure 8 b

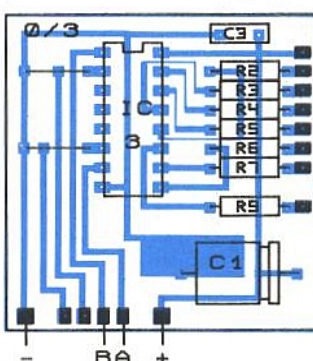


Figure 9

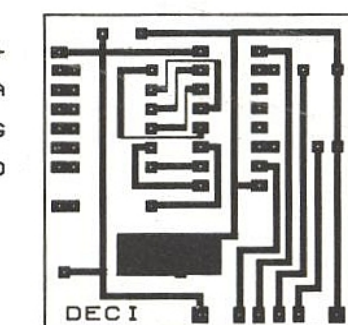
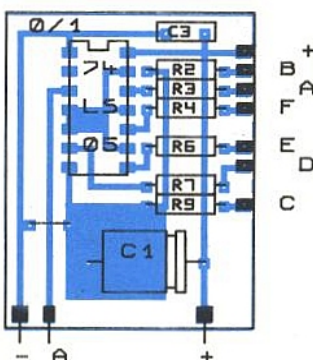


Figure 10

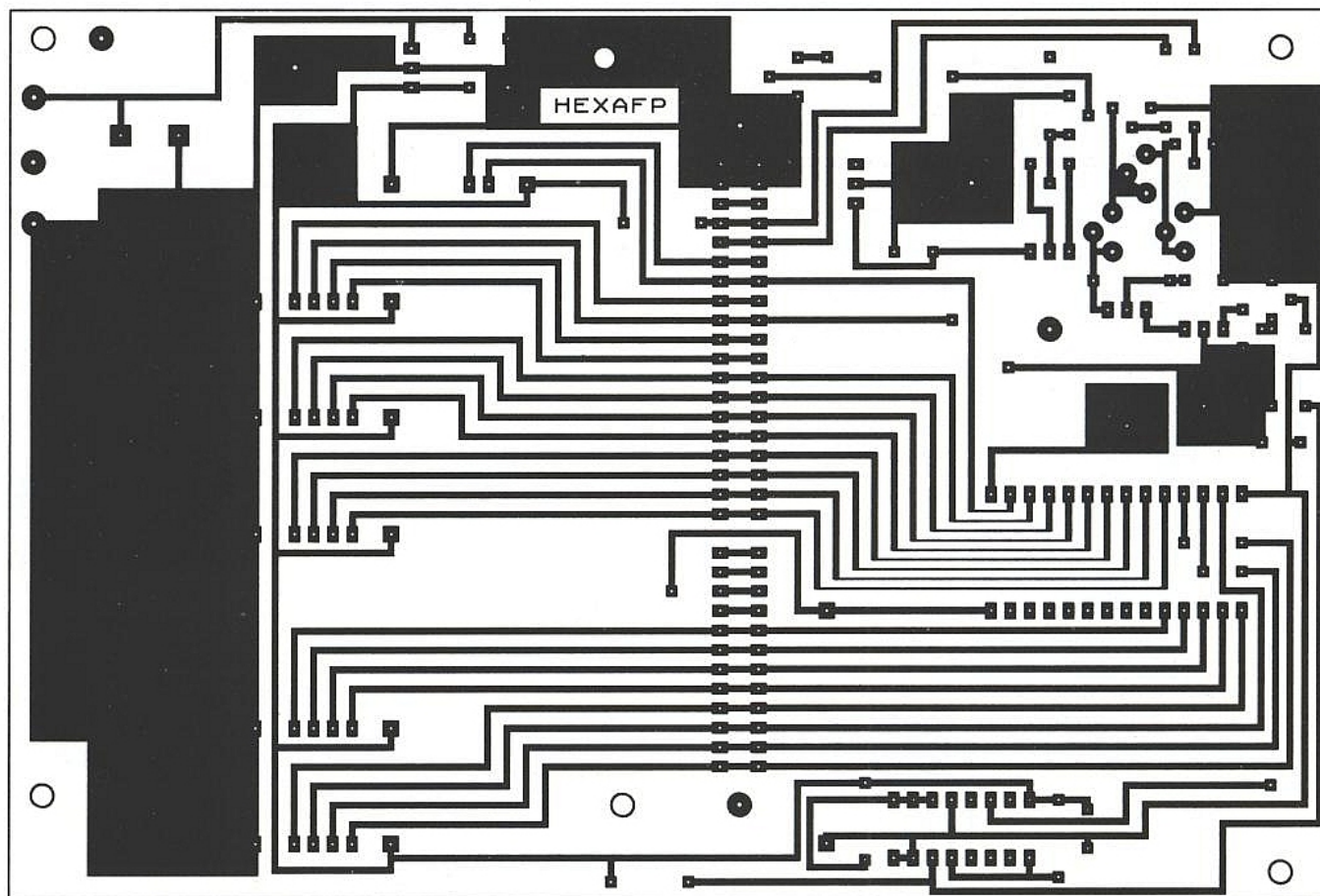
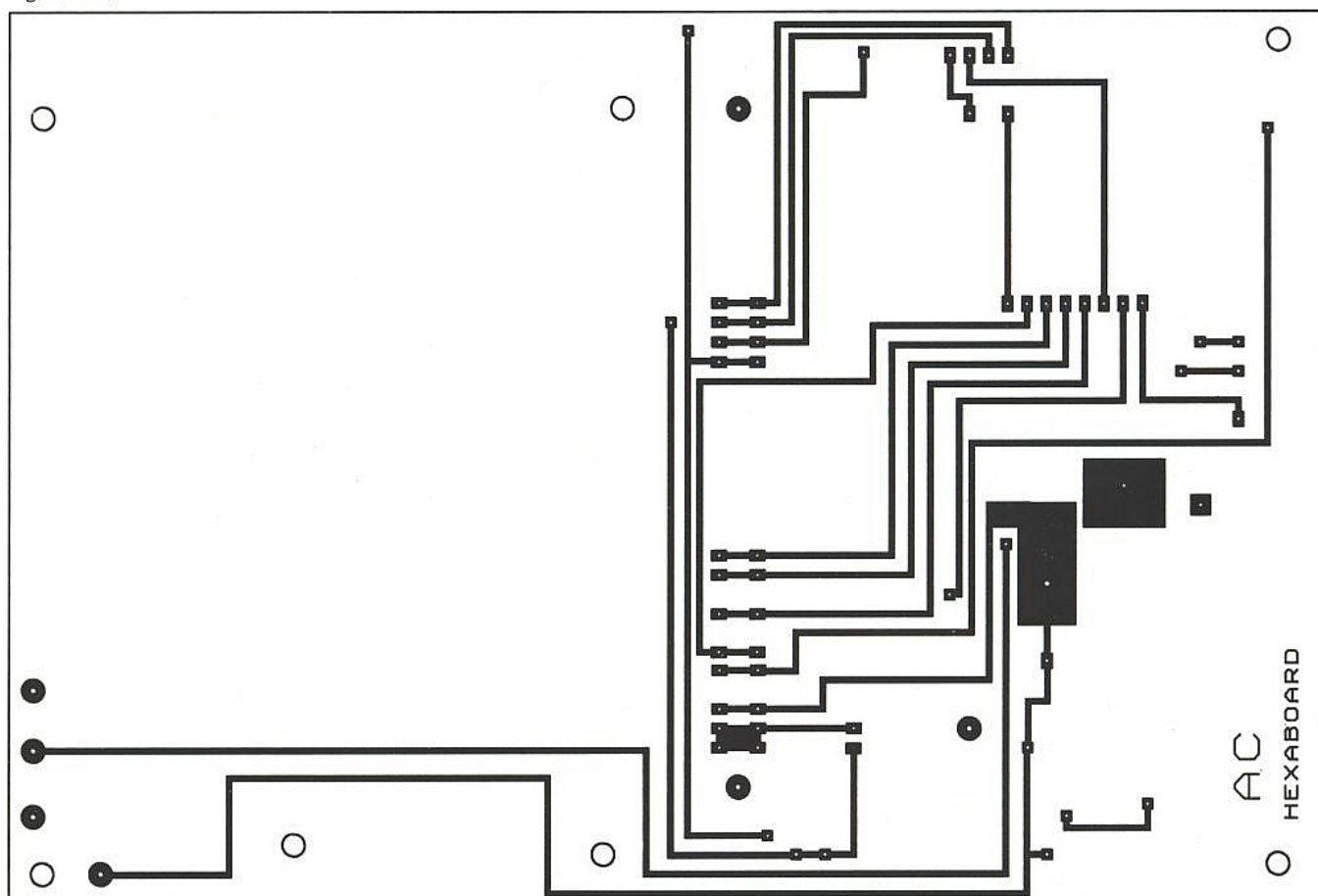


Figure 11 a



Figure 11 b



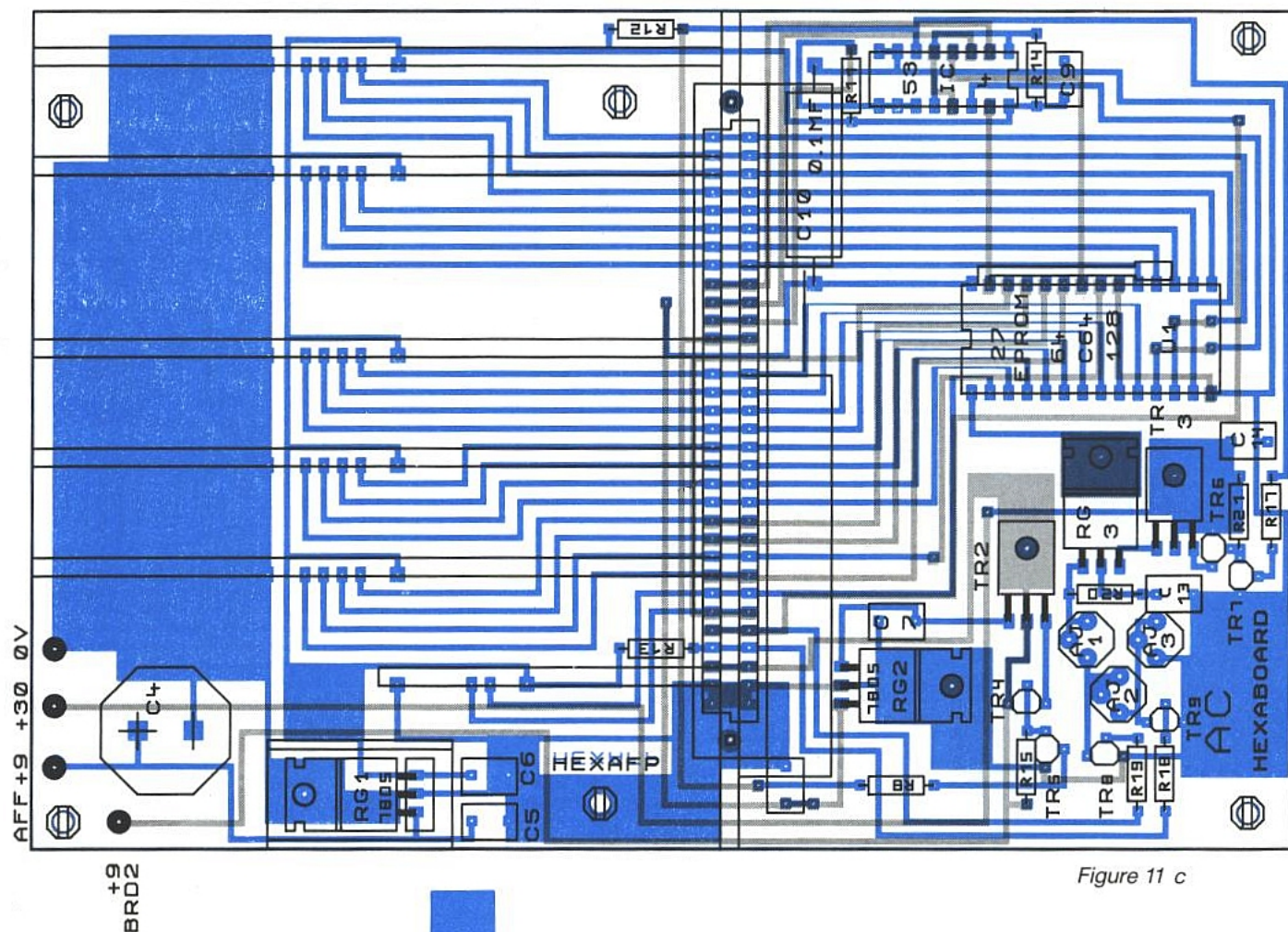
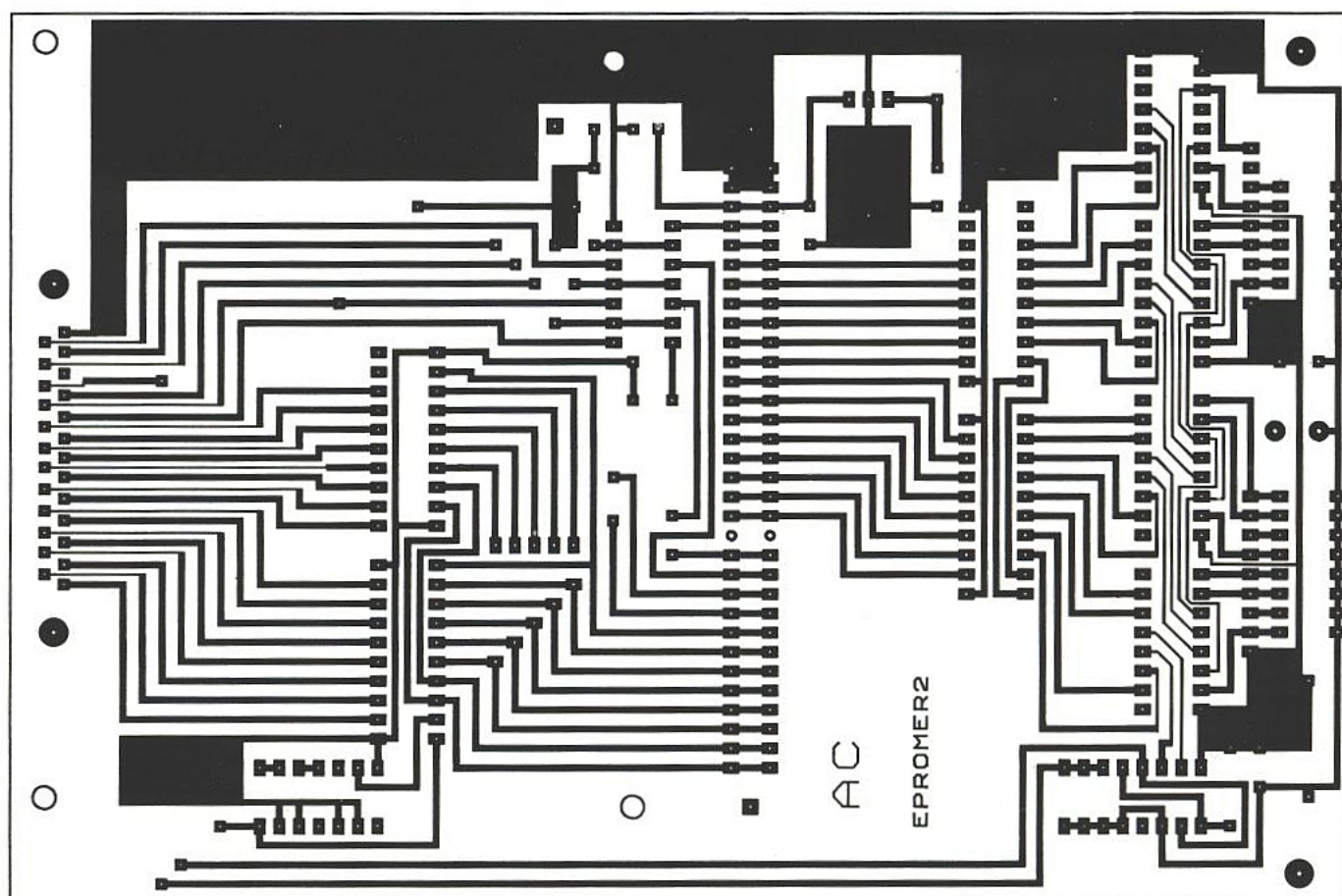


Figure 12 a



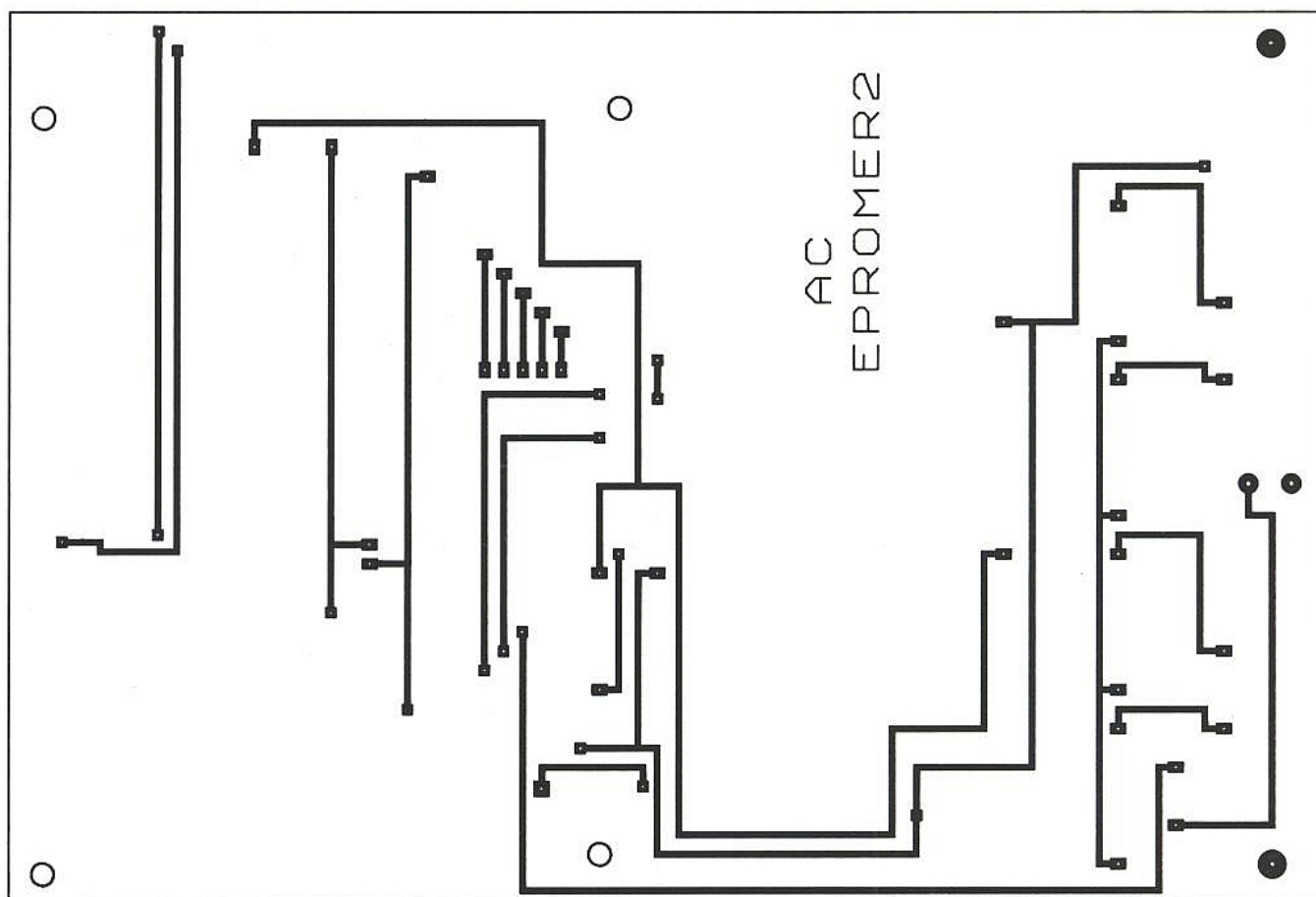
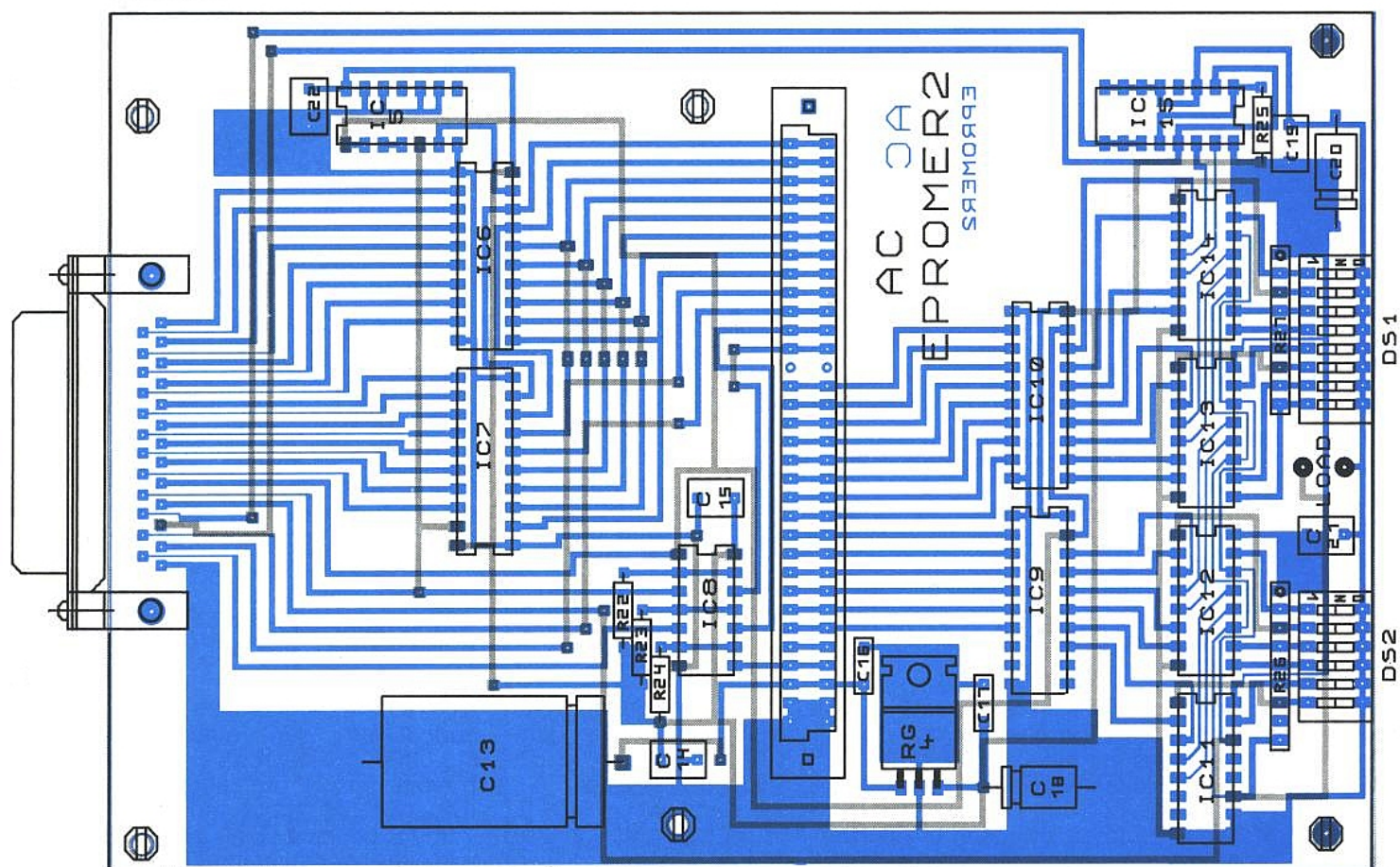


Figure 12 b

Figure 12 c



78 ELECTRONIQUE RADIO PLANS 511

MER il faut un ordinateur (surtout avec le soft qui couve), mais manuellement on peut déjà bien s'amuser, et surtout parfaitement comprendre comment « ça marche ». N'est-ce pas là le plus important ?
A très bientôt.

Jean ALARY

Nomenclature EPROMER AC

Résistances

R1 : 560 Ω
R2 à R9 : 220 Ω (x6)
R10 : 100 k Ω (x5)
R11 et R14 : 4,7 k Ω
R12 : 22 Ω
R13 : 4,7 k Ω
R15 à R19 : 1 k Ω
R20 : 220 Ω
R21 : 3,3 k Ω
R22 à R24 : 4,7 k Ω
R25 : 22 Ω
R26 et R27 : réseau sil 9/8 10 k Ω

Ajustables T7YA

AJ1 : 1 k Ω
AJ2 : 2,2 k Ω
AJ3 : 4,7 k Ω

Transistors

TR1 : BC 547
TR2 et TR3 : BD139
TR4 à TR9 : BC547

Régulateurs

RG1 = RG2 = RG4 = 7805 TO220
RG3 = LM317 TO220

Diodes

1N4148 (x170)

Condensateurs

C1 : 100 μ F 25V (x6)
C2 et C3 : 0,1 μ F MILFEUIL (x11)
C4 : 470 μ F 63V VERTICAL
C5 et C6 : 470 nF MILFEUIL

C7 à C9 : 330 nF MILFEUIL
C10 : 0,1 μ F AXIAL
C11 et C12 : 330 nF MILFEUIL
C13 : 1000 μ F 25V AXIAL
C14 et C15 : 330 μ F MILFEUIL
C16 : 0,1 μ F MILFEUIL
C17 : 470 nF MILFEUIL
C18 : 100 μ F 25V AXIAL
C19 : 330 nF MILFEUIL
C20 : 10 μ F 63V AXIAL
C21 et C22 : 330 nF MILFEUIL

Circuits intégrés

IC1 : 74LS154 (x5)
IC2 : 74LS05 (x5)
IC3 : 74LS47
IC4 et IC15 : 4053
IC5 : 74LS05

IC6, 7, 9, 10 : 74HC245
IC8 : 74LS00
IC11 à 14 : 74LS193

Afficheurs

HDSP 5301 ou eq. (x6)

Divers

Supports IC dont 1 de 28 broches à insertion nulle + barrettes tulipe DF
Radiateur pour 1 TO220
Paire mâle-fem. 41612 AC broches droites
Sub D25 mâle de CI
Visserie de 2,5 et 3mm
5 cosses poignard
DS1 : dis switch clavier 8
DS2 : dip switch clavier 6

Selectronic

BP 513 - 59022 LILLE - Tél. 20.52.98.52

Pourquoi s'en priver ?

MULTIMETRE MANUDAX M 80

- Changement de gamme automatique
- 4000 points
- Affichage géant
- Data Hold
- Fréquence-mètre
- etc, etc...

Le multimètre M 80 111.9679 549,00 F

A UN PRIX TOUT A FAIT EXCEPTIONNEL

549 F

AVEC SACOCHE



LE LOT DU CONNAISSEUR

Il comprend
1 x MC 68705 P3
1 x LM 324 N
1 x CD 4060
1 x Qz 3,2768 MHz
1 x Qz 4,000 MHz
1 x 2N 2222 A
1 x CD 4066
1 x TEA 5114
2 x Ajustables multi-tours miniatures 500 Ω

Le lot : 111.0110 165,00 F

OPERATION ACCUMULATEURS TYPE 501 RS (TAILLE PILE R6)

Un accu de qualité professionnelle à un prix "grand public".
- Capacité : 500 mA.h
- Décharge : jusqu'à 3A autorisés
Le blister de 2 accus
111.0705 30,00 F
Les 5 blister (soit 10 accus)
111.0706 135,00 F

Maintenant disponible :
- Carte seule OEM (Sans alim. ni coffret)
Le kit complet
111.9270 875,00 F

SCALP!

INFOS et NOUVEAUTÉS

CIRCUITS SSM :
- SSM 2015 111.7122 69,00 F
- SSM 2402 111.7277 66,00 F
- SSM 2131 111.7278 36,50 F

NE 5205 : Amplificateur large bande UHF/VHF totalement intégré !
- Bande passante : > 600 MHz
- Gain : 20 dB
- Facteur de bruit : 4,8 dB / 75 Ω

- Alimentation : 5V/24 mA
- Boîtier DIP 8 standard
Le NE 5205 111.6937 55,00 F

CONNECTEUR SPECIAL "CARTE A PUCE" :

La pièce 111.9292 110,00 F

TRANSFO SPECIAL TELEPHONE 1/1 600 Ω
Livré avec fiche technique 111.9150 39,00 F
SSI 202 Décodeur DTMF 111.7464 61,00 F

Circuits intégrés :
HA 2425-5 12 bits Sample and Hold 111.6776 129,00 F
HS 574 25 μ s A/D conv. 111.6778 405,00 F
HI 774 7 μ s A/D conv. 111.6779 890,00 F
CA 3240 E Double CA 3140 E 111.6781 16,00 F
TSC 8703 3 state A/D conv. 111.6784 338,00 F
et toujours : MC 68705 P3 : la pièce 111.4000 95,00 F
le lot de 10 111.7415 860,00 F

OPTO :
Dispositifs complémentaires pour télécommande par infra-rouges
- Emetteur BPW 50 111.6782 12,00 F
- Récepteur CQY 89 A2 111.6785 3,50 F

DIODE LASER COLLIMATEE A LUMIERE ROUGE VISIBLE

La diode laser collimatée à émission rouge visible COL 90 remplace avantageusement les tubes He-Ne
- Puissance d'émission : 1,5 mW / 675 nm
- Alimentation : 2,6 V / 75 mA pour 1mW
- Dimensions : diam. 11 x 27 mm
- Fournie avec documentation complète

La diode LASER COL 90 111.7080 1999,00 F

Circuit de contrôle pour COL 90 permettant d'utiliser la diode LASER en continu (alimentation par pile 9 V)

Le kit complet avec boîtier HEILAND et circuit imprimé :
111.9365 85,00 F



NOUVEAUX KITS (ELEKTOR 144)

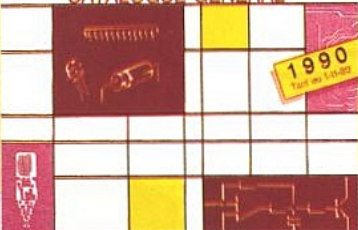
- ALIMENTATION DE PUISSANCE AJUSTABLE
- Tension de sortie ajustable de 4 à 20 V
- Courant de sortie jusqu'à 10 A
Le kit complet (avec galvas) 111.9380 1330,00 F
(Coffret conseillé : ESM ET 27/21)

- INTERFACE DE PUISSANCE POUR CARTE Z80 "EUROPE"
- 7 sorties de puissance
- 16 canaux multiplexés
- Convertisseur A/D 8 bits etc...
Le kit complet 111.9385 715,00 F

TARIF AU 01/04/90

TOUT LE RESTE VOUS ATTEND DANS LE NOUVEAU CATALOGUE

Selectronic
compagnie de matériels électroniques professionnels
CATALOGUE GENERAL



BP 513 - 59022 LILLE cedex

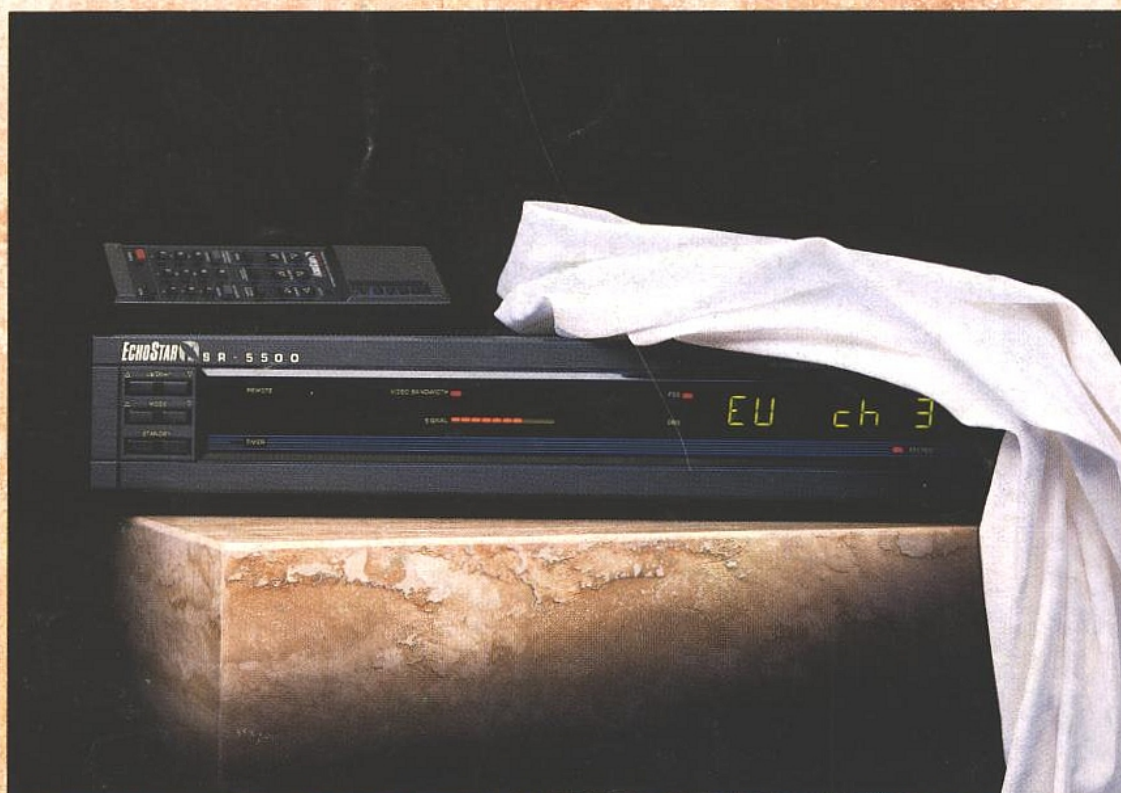
20.52.98.52

Expédition FRANCO
contre 22 F en timbres poste

CONDITIONS GENERALES DE VENTE

- Règlement à la commande : Commande inférieure à 700 F : ajouter 28,00 F forfaitaire pour les frais de port et d'emballage.
- Commande supérieure à 700 F : port et emballage gratuits.
- Règlement en contre-remboursement : joindre environ 20% d'acompte à la commande. Frais en sus selon taxes en vigueur.
- Colis hors normes PTT : expédition en port dû par messageries.
- Les prix indiqués sont TTC.

Pour faciliter le traitement de vos commandes, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.



Sortir de l'ombre

L'Echostar SR 5 500

Vous allez découvrir une nouvelle ère de la télévision européenne par satellite avec l'Echostar SR 5 500. Le démodulateur européen qui vous offre une technologie révolutionnaire avec l'avantage d'une télécommande toutes fonctions.

Avec la simplicité du pousse bouton, vous avez accès à des fonctions comprenant :

- 100 chaînes programmables,
- affichage sur l'écran,
- condamnation de chaînes,
- mise en route magnétoscope intégré,
- 50 stations radio programmables,
- stéréo.

Et notre imagination ne s'est pas arrêtée à ces fonctions.

Pour connaître votre plus proche revendeur, contactez-nous dès aujourd'hui :

TELECIEL

1, chemin du Plateau 69570 DARDILLY

Tél. : 78.47.45.45

Fax : 78.43.20.90

Nous avons aussi pré-programmé l'ensemble des satellites et des chaînes européennes pour une installation simple. Quand de nouveaux satellites seront mis en service, le SR 5 500 vous permettra d'ajouter ces chaînes.

En plus, le SR 5 500 est compatible MAC.

Avec l'Echostar SR 5 500, nous n'avons pas seulement pensé à la télévision par satellite d'aujourd'hui.

Nous avons aussi intégré les possibilités de demain.

Bienvenue dans cette nouvelle ère.



Distributeur exclusif pour la France

Rotterdam and Eight U.S. Locations Nationwide

Echostar™ is a registered trademark of Echosphere Corp.

©1988, Echosphere International.