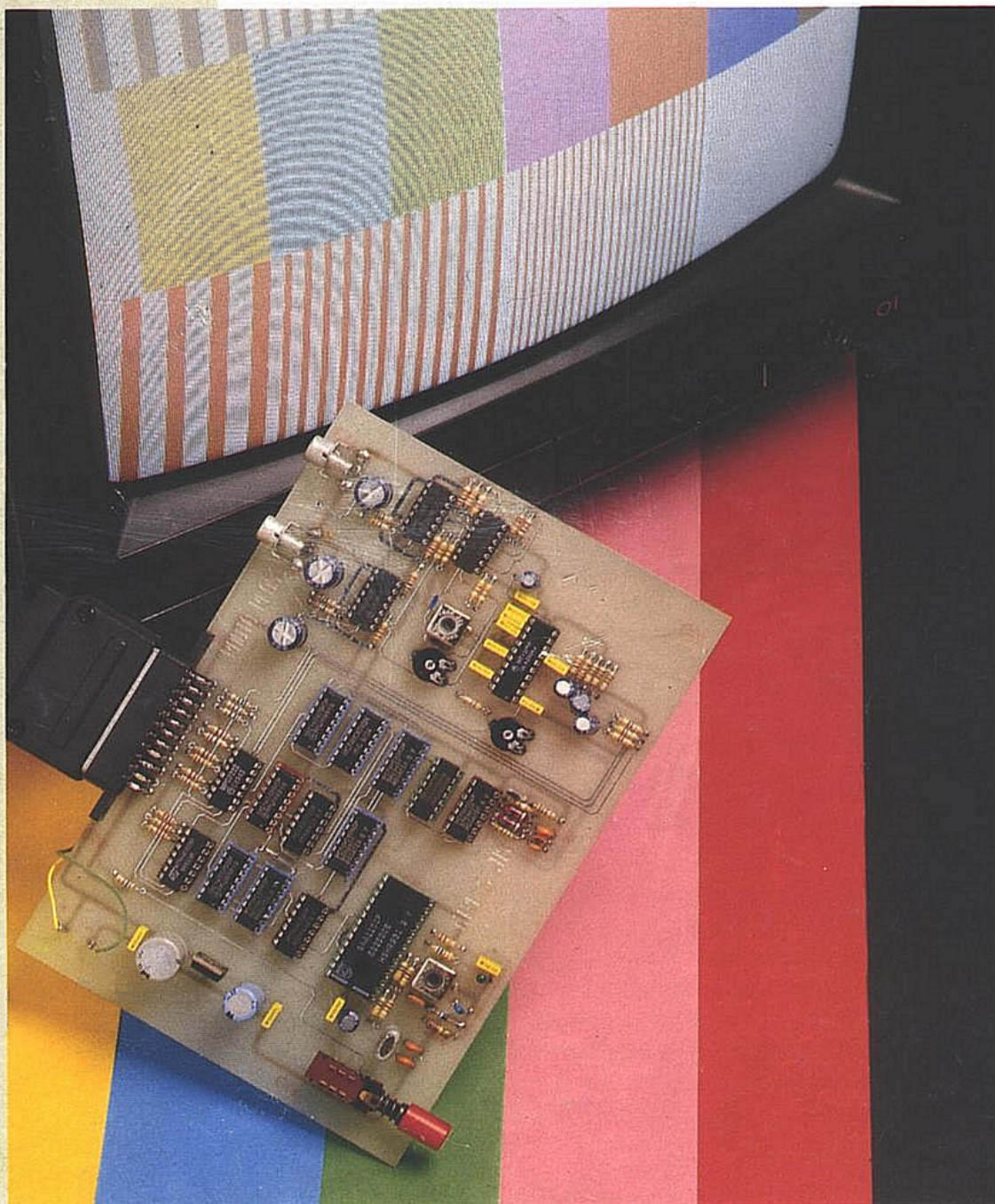


RADIO PLANS

ÉTUDE ET CONCEPTION D'UNE MIRE S-VHS
APPLICATIONS DES COMMUTATEURS AUDIO SSM 2402
LE BRUIT EN RÉCEPTION : ÉTUDE ET PALLIATIFS
LES BONNES RÈGLES DU DÉCOUPLAGE D'ALIMENTATION
CARTE DE RECONNAISSANCE ET SYNTHÈSE VOCALES
UN PRÉAMPLIFICATEUR MICRO HAUTES PERFORMANCES
BIEN CONNAÎTRE LES CAPTEURS MAGNÉTIQUES



T 2438 - 510 - 22,00 F



3792438022002 05100

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 27** Une mire S.VHS
45 Un préamplificateur pour microphones

MONTAGES

- 50** Une machine parlante avec l'UM 5100 UMC

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 19** Les capteurs magnétiques
69 Les commutateurs audio SSM 2402

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 9** Les sondes de courant
75 Le multimètre PANTEC PAN 6100 P

TECHNIQUE

- 38** Le bruit en réception : étude et palliatifs
59 Le découplage et les problèmes de masse

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 15** Les interrupteurs optiques Quintel

COMMUNICATION

- 54** Mediavec 90 : les tendances

INFOS

- 78** ST, NS et le RNIS
80 Circuits magnétiques VITROVAC
83 Les « multifuses » BOURNS
Transformateur RS 232 NEWPWORT
Adaptateurs CK électronique
84 Potentiomètres miniatures BOURNS
L'oscilloscope CDA 9208
85 Un commutateur ultra miniature : ITW switches
Découpleurs optiques Harris semiconductor
86 Les composants CITEC chez ISC France
CEM et environnement
87 Le relais FBR 46 de FUJITSU
Les nouveautés TEKO
Les potentiomètres ajustables ACP chez COGITEL

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 LESAUVAGE
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 64 900 exemplaires

Dépot légal mai 90 - Éditeur 1611 - 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.

Ont participé à ce numéro :

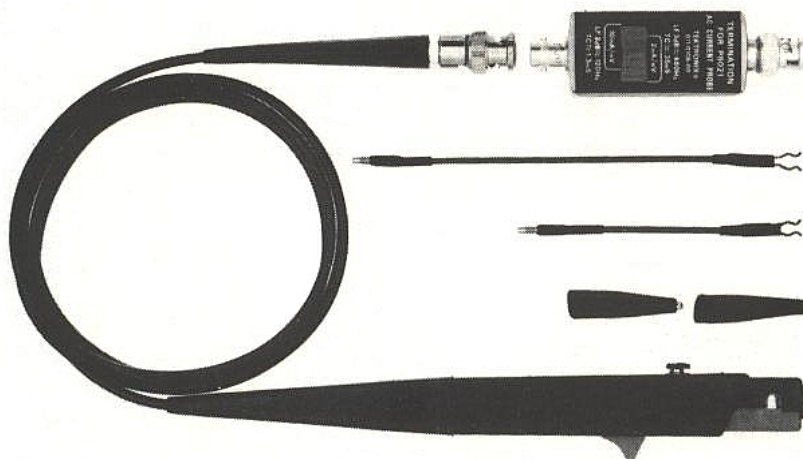
J. Alary, C. Basso, F. de Dieuleveult, A. Garrigou,
P. Gueulle, C. Lefebvre, E. Lemery, P. Lesne, D. Paret,
G. Ropars, R. Schnebelen.

Les sondes de courant

Cet article se propose de faire le point sur l'utilisation des sondes de courant.

Il présente les différents types, leur utilisation sur signaux répétitifs et monocoups ainsi que l'explication des spécifications.

Les précautions d'emploi sont éclairées au travers des mesures en présence d'une composante continue, des mesures en impulsion et des mesures de puissance.



Les mesures de courant peuvent être effectuées en mesurant la tension aux bornes d'une résistance connue et en appliquant la loi d'ohm : $I = V/R$.

Cette méthode simple peut donner une indication sur le courant mesuré, cependant elle est dans la majorité des cas une source d'erreur importante, tant au point de vue de la résistance additionnelle apportée qu'au niveau de l'effet de charge capacitive dû à la sonde de mesure. En outre elle impose d'ouvrir le circuit sur lequel on désire réaliser la mesure.

Les sondes de courant sont particulièrement adaptées aux mesures faites sur des circuits haute impédance ou en des points où une sonde de tension modifierait de manière conséquente les caractéristiques du circuit. La sonde de courant offre de plus l'effet de charge minimum.

Les sondes de courant se subdivisent en sondes pour courant alternatif et en sondes pour courant continu. Les premières sont constituées par un transformateur et les secondes disposent d'un élément à effet hall assurant la mesure du courant continu. Elles permettent de convertir un flux d'impédance. Elles s'utilisent directement par branchement sur l'entrée d'un oscilloscope. Les coefficients de transformation vont de 1 mA/div à 50 A/div.

Les sondes d'usage général sont dites à entrefer fixe. Les gammes de fréquences d'utilisation couvrent de 0 à 50 MHz pour les sondes classiques jusqu'à 1 GHz pour les sondes spécialisées.

Tout comme les sondes de tension, les sondes de courant nécessitent quelques précautions d'emploi.

On retrouve parmi les spécifications une courbe de décroissance d'amplitude en fonction de la fréquence (**figure 1**). Il faut cependant également tenir compte du produit Ampère*seconde, de la composante continu du courant et de la durée d'utilisation en fonction de la fréquence et de la température.

Le **tableau 1** donne une idée concrète des spécifications réelles de deux sondes TEKTRONIX en illustrant les formes de signaux à prendre en compte.

L'effet de charge

L'effet de charge d'une sonde de courant se caractérise par son impédance d'insertion.

Bien que cet effet de charge soit minimum, il y a cependant un élément d'impédance réfléchié dans le système en test. Cette impédance consiste en une série de résistances shuntées par une inductance et limite le temps de

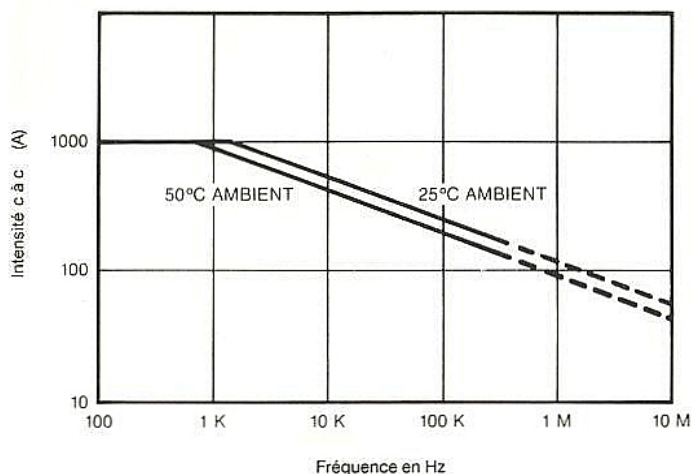


Figure 1

Characteristics		A6302 & AM 503	A6303 & AM 503
Onde continue	Sensitivity: Scope @ 10 mV/div	1 mA/div to 5 A/div	10 mA/div to 50 A/div
	Accuracy 3%		
Impulsion, ou faible récurrence.	Bandwidth	Dc to 50 MHz	Dc to 15 MHz
	Risetime	7 ns	23 ns
Continu + crête AC + DC	Max Ac Current CW	40 A p-p	200 A p-p
	Derated above	20 kHz	20 kHz
Onde continue	Derated above	2.5 A @ 10 MHz	12 A @ 10 MHz
	Maximum Current Peak Not to Exceed A-S product	50A	500A
Produit A.s de l'impulsion	A-S Product	100 × 10 ⁻⁶	10,000 × 10 ⁻⁶
	Insertion Z	0.1 Ω @ 5 MHz 0.5 Ω @ 50 MHz	0.02 Ω @ 1 MHz 0.15 Ω @ 15 MHz
	Max Hardware Volts	500 V	700 V
	Max Conductor Diameter	0.15 inch	0.83 inch
	System Prop Delay	~ 30 ns	~ 40 ns
	Cable Length	2 m	2 m
	Tangential Noise	0.3 mA	3 mA
	Aberrations	± 5%	± 5%
	Magnetic Susceptibility	250 μA/Gauss	25 mA/Gauss
	Operating Temp	0°C to + 50 °C	0°C to + 50 °C

Tableau 1 - Les spécifications à respecter selon le type de mesure : en continu ou monocoup.

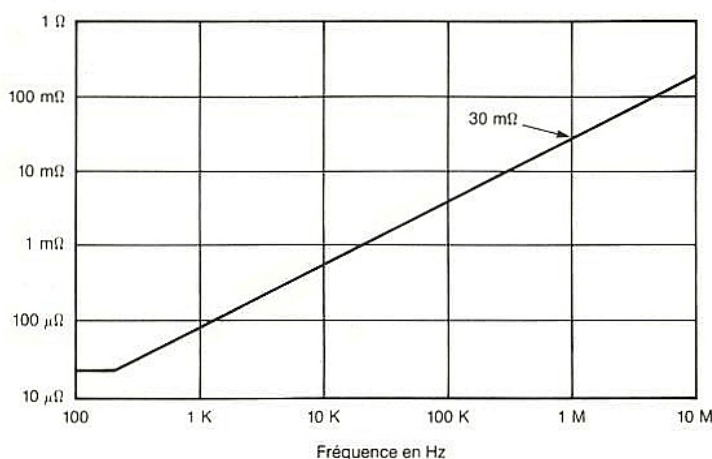


Figure 2 - Impédance d'insertion typique des modèles CT 4 en fonction de la fréquence.

montée à 2,2 L/R. Quantitativement, cette impédance d'insertion dépend de la conception de la partie détection de courant de la tête de la sonde. Par exemple, dans la sonde TEK A6302 (DC à 50 MHz), l'impédance d'insertion est de 0,1 ohm à 5 MHz.

Pour une erreur sur une mesure d'amplitude de moins de 2 %, la source du signal devra être 50 fois supérieure à l'impédance d'insertion, c'est-à-dire, dans le cas de la sonde A6302, une source minimum de 5 ohms.

La figure 2 donne une idée de ces variations pour une sonde fort courant, la CT 4.

Tout comme avec les sondes de tension, les temps de montée mesurés sur l'écran de l'oscilloscope ne sont pas exactement les temps réels, pour les déterminer il faut appliquer la formule :

$Tr^2_{\text{source}} = Tr^2_{\text{visualisé}} - Tr^2_{\text{sonde}}$ oscilloscope.

Le schéma typique est donné figure 3.

Le facteur important à prendre en compte lors des mesures avec des sondes de courant est l'influence de la composante continue du courant sur les sondes AC.

Cette composante continue provoque une repolarisation du noyau et change le point de fonctionnement en réduisant sa perméabilité. Ce changement diminue l'inductance secondaire, ce qui a pour effet de réduire la constante de temps L/R et d'augmenter ainsi le point de coupure en basse fréquence. La figure 4 illustre ces variations en fonction de différentes valeurs de la composante continue.

Un autre paramètre important indiqué dans les spécifications est le produit Ampère.seconde.

Ce produit indique la faculté de tenue en énergie du noyau d'un transformateur de courant. Il indique la limite à ne pas dépasser avec la sonde de courant pour transmettre correctement des impulsions de grande énergie.

Quand cette spécification est dépassée, une saturation se produit et le signal de sortie retombe à zéro, la figure 5 montre cet effet.

La courbe amplitude en fonction de la fréquence des sondes de courant n'est pas constante ; la décroissance est due à l'échauffement provoqué par l'énergie

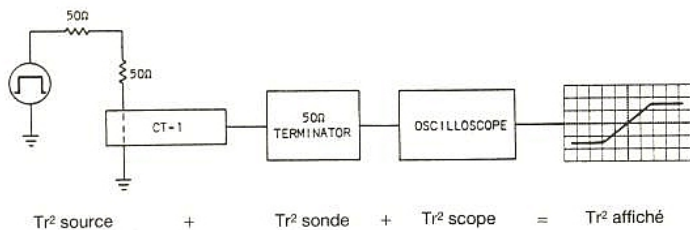


Figure 3 - Méthode typique de détermination de Tr .

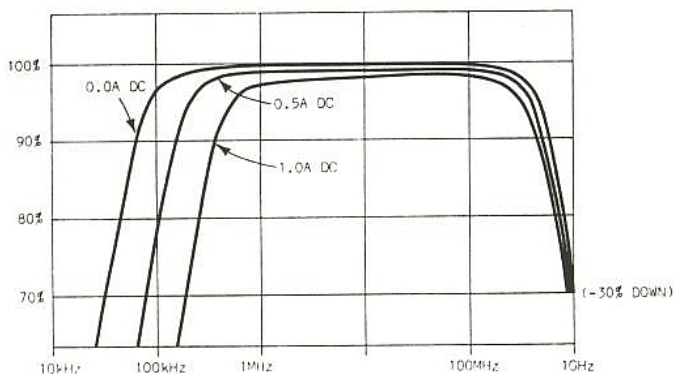


Figure 4 - Bande passante du modèle CT 1 en fonction du courant continu superposé.

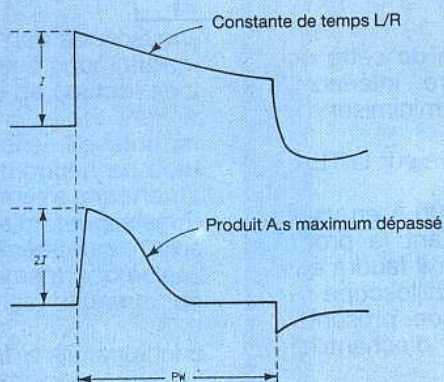


Figure 5 - Effet d'un produit $A.s$ supérieur aux possibilités de la CT 1.

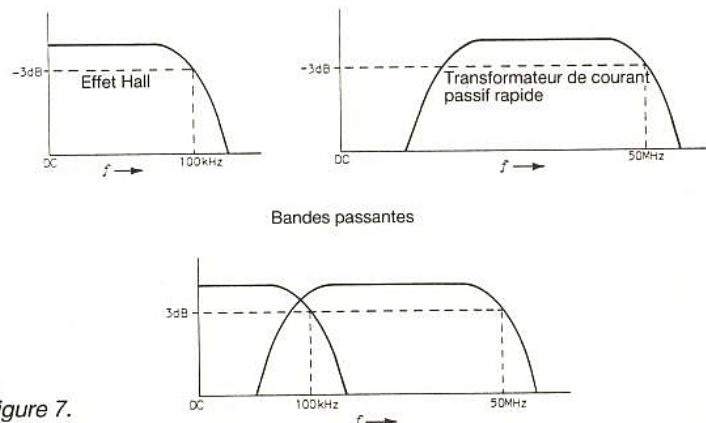
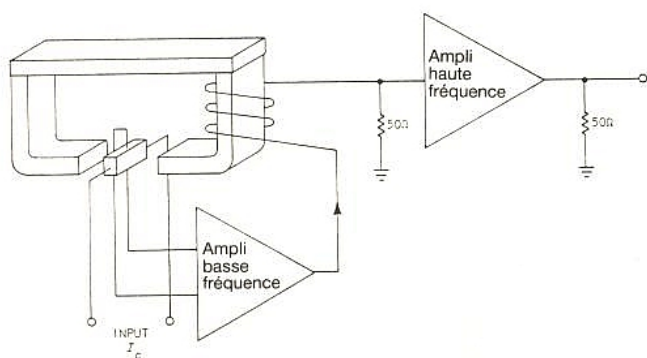


Figure 7.

induite dans le transformateur de courant. La **figure 6** présente une courbe typique.

Les sondes de courant actives

Ces dernières diffèrent des sondes AC par leur faculté de passer le courant continu sans saturation.

Le schéma typique d'une telle sonde est donné **figure 7**.

La partie basse fréquence est constituée par un dispositif à effet Hall. Le courant circulant dans le transformateur rapide crée un flux égal mais de sens opposé à celui du courant continu ; cet effet se traduit par l'établissement d'un courant stable de haute fréquence à l'entrée de l'ampli haute fréquence.

Ce courant crée une tension continue proportionnelle au courant continu initial. Cette technique fonctionne aussi longtemps que l'amplificateur basse fréquence peut fournir un courant de contre-réaction qui maintient l'effet de contre-balancement de flux. Les limites des sondes P 6302 et P 6303 sont respectivement de 20 A et 100 A (CC + crêtes AC).

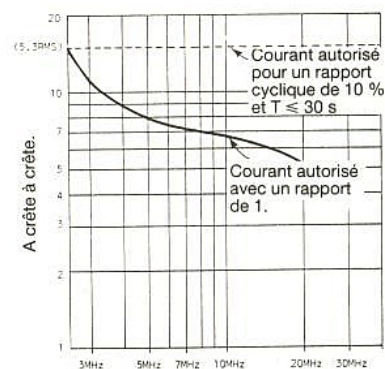


Figure 6.

La **figure 8** donne une idée de l'erreur commise en fonction de la composante continue pour une sonde fort courant CT 4. Afin d'illustrer de façon concrète ces critères de choix prenons deux exemples.

Exemple de choix sur signaux répétitifs

La forme du signal est illustré **figure 9**.

Les besoins de mesure sont les suivants :
valeur du courant, temps de montée, fréquence, forme du courant.

Le signal à tester est unidirectionnel (référéncé à la masse, variations positives) ; quelle sonde choisir ?

Quelle est la bande passante nécessaire ?

La fréquence du signal est de 400 Hz mais son temps de montée étant de 15 ns, il faut une sonde capable de passer 23 MHz (0,35/15 ns).

Faut-il prendre en compte une composante continue ?

Oui, le signal étant symétrique et variant de 0 A à 18 A, il contient une composante continue équivalente à 0,5 fois la valeur crête à crête, soit 9 A.

Il faut donc envisager une sonde de courant capable de passer le continu et qui dispose d'une bande passante suffisante.

Le choix peut se fixer sur une TEKTRONIX A 6302 avec amplificateur AM 503.

Cette dernière supporte 40 A crête à crête (20 A DC + crête AC), a une bande passante de DC à 50 MHz.

Peut-elle permettre la mesure du temps de montée de 15 ns ?

Oui, à condition de choisir un oscilloscope avec une bande passante suffisante. Le temps de montée réel du signal se calculant par la formule explicitée précédemment (figure 3).

A titre d'exemple, avec un oscilloscope 400 MHz, le temps de montée visualisé sera de 16,57 ns, soit 10 % d'erreur seulement.

Exemple de choix sur signal monocoup

Le signal a la forme illustrée par la **figure 10**.

Il faut pouvoir mesurer temps de montée, amplitude max, largeur.

Il est donc nécessaire de choisir une sonde capable de tenir 400 A et qui tienne également 20 s $\times$ 400 A = 8000 A $\cdot$ s. Le

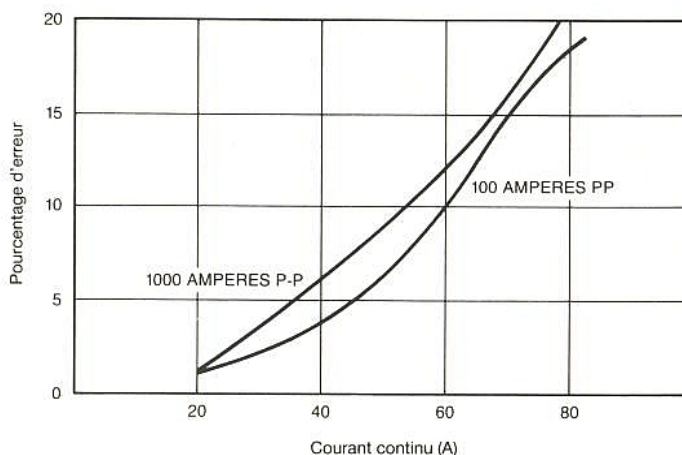


Figure 8 - Erreur typique introduite par un courant continu circulant dans le conducteur testé, à 60 Hz.

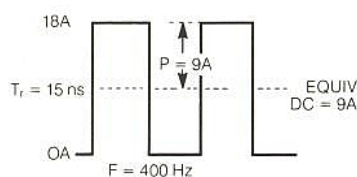


Figure 9.

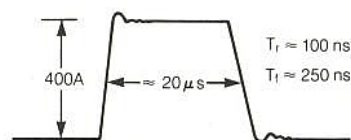


Figure 10.

temps de montée de cette dernière devant être inférieur à 100 ns/3 pour minimiser les erreurs.

Le choix se portera sur la TEK A 6303/AM 503.

Elle dispose de 500 A en valeur crête, en respectant le produit A.s (ici 10000 A.s). Il faudra également un oscilloscope à mémoire numérique présentant d'une fréquence d'échantillonnage suffisante.

Cas de la mesure de forts courants issus d'un générateur basse tension

Ici le point critique sera l'impédance d'insertion. Bien que faible, dans de tels cas elle joue un rôle non négligeable.

En considérant la sonde CT 4 (50000 A crête) à une fréquence de 100 kHz, son impédance est alors de 4 ohms.

Pour un courant crête de 250 A la chute de tension produite sera de 1 V, cette dernière sera non négligeable par rapport à une source très basse tension.

L'influence sera d'autant plus importante que la fréquence augmentera, la figure 2 donne les variations typique de la CT 4.

Autre avantage de la CT 4, sa forte tenue en tension.

Dans le cas d'applications telles que mesure sur moteur triphasé ou semiconducteurs de forte puissance, la CT 4 peut tenir jusqu'à 10 KVRMS (14 KV crête), son usage ne nécessite aucun isolement particulier dans les limites indiquées.

Un autre exemple est fourni par le schéma 1, concernant une sonde large bande 1 GHz.

L'impédance d'insertion est une impédance vue au travers du circuit secondaire du transformateur de courant comme illustré sur le schéma 2.

Le schéma 3 résume les possibilités des sondes de courant TEK en fonction de la largeur des impulsions de courant, pour une visualisation sans chute d'amplitude supérieure à 10 %. L'usage d'une sonde de courant permet une représentation fidèle des formes et amplitudes des courants avec un minimum d'effet de charge sur les circuits ; utilisées conjointement avec des sondes haute tension, elles permettent des mesures de puissance.

PENSEZ COURANT

Quelques-unes des applications les plus répandues pour l'utilisation des sondes de courant sont les suivantes :

- conception des transformateurs (où la distribution en courant est un paramètre important),
- conception de moteurs électriques et de générateurs ; elles sont particulièrement appréciées pour mesurer les courants de démarrage,
- mise au point d'alimentations à découpage,
- test des semiconducteurs de puissance...

En devenant familier avec la notion de courant, de nombreuses autres applications deviennent intéressantes. Par exemples, pour l'évaluation des performances d'un transistor, une sonde de courant est idéale pour la mesure du courant de collecteur, et même du courant d'émetteur si l'impédance n'est pas trop basse. De nombreuses caractéristiques opératoires peuvent être déterminées au travers du signal de courant collecteur.

Si l'on veut effectuer des mesures différentielles, la sonde de courant possède un taux de réjection de mode commun (CMRR) élevé. L'addition ou la soustraction de courants en passant deux boucles de fils (ou

plus) dans l'entrefert de la sonde est un avantage non égalé en mesure différentielle.

Il n'y a pas d'amplificateur, seuls les champs sur les fils opposés ou de même sens déterminent la sortie de la sonde. De la même manière, on peut gagner en sensibilité en effectuant des boucles avec le conducteur de courant à travers la sonde. Cependant, ceci accroît l'impédance réfléchie comme le carré du nombre de tours.

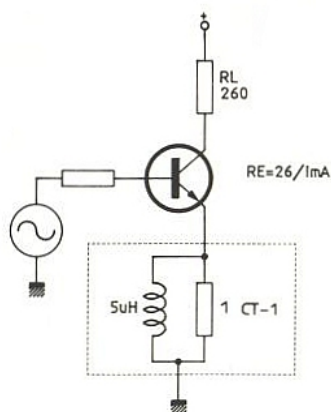


Schéma 1 - Influence de l'impédance réfléchie dans un circuit à basse impédance.

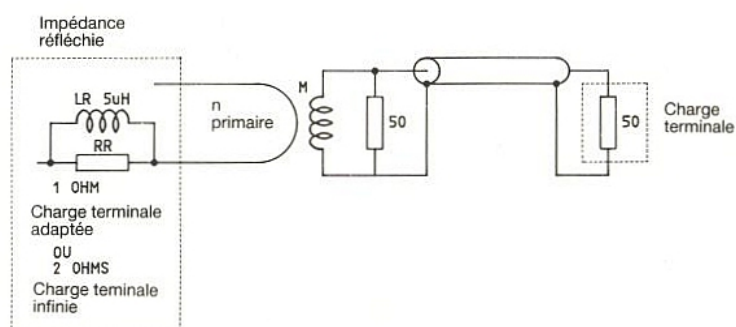


Schéma 2 - Calcul de l'impédance d'insertion.

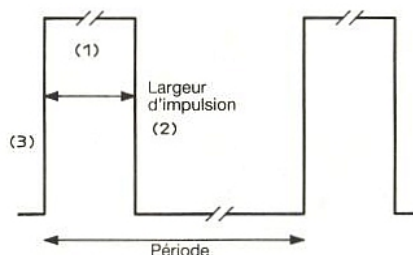


Schéma 3 - Comportement en impulsions :

1) Largeur d'impulsion maxi :

- CT-4/A 6302 = 30 ms
- CT-4/P 6021/TERM ≈ 130 μs
- CT-4/P 6021/134 ≈ 600 μs

2) Rapport cyclique (largeur d'impulsion/période), 10 % au moins.

La sonde de courant est complémentaire de la sonde de tension : là où la sonde de tension nécessite, pour la précision de mesure, des points à basse impédance, la sonde de courant ne nécessite que des points à haute impédance.

Les sondes de courant présentent moins de charge capacitive, ce qui implique une atténuation minimum en amplitude en fonction de la fréquence et une erreur réduite en temps de montée.

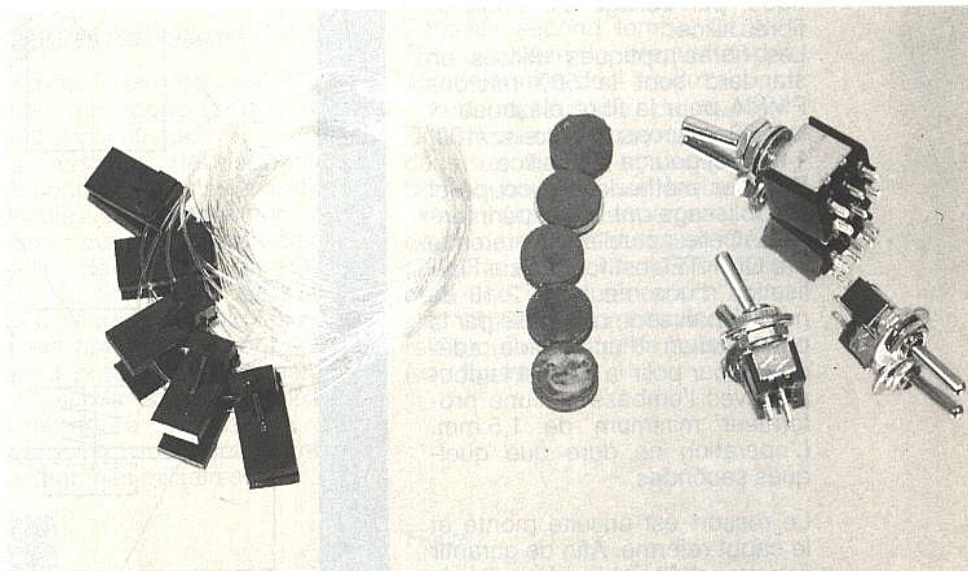
P. LESNE

■ L'interrupteur optique Quintel

C'est dans les années vingt qu'est né le concept de fibre optique : un matériau transparent qui conduit la lumière grâce à une gaine réfléchissante. Quelques décennies plus tard, il prend corps dans les laboratoires à l'occasion de recherches sur la télévision couleur.

Courant 1970, les Télécoms s'en saisissent pour assurer les liaisons entre les continents. Une industrie de la fibre optique se constitue.

Permettant d'assurer la transmission d'informations d'une densité exceptionnelle sans répéteur sur des distances de plus de 1.000 kilomètres, les fibres atteignent des performances sans précédent.



Progressivement les Télécoms perdent leur exclusivité et la fibre s'étend aux réseaux privés. Insensibles aux perturbations radio-électriques, les fibres optiques fournissent un support idéal à la communication d'informations dans les systèmes bureautiques.

Avec le développement de la fibre optique plastique et la chute spectaculaire du prix des composants opto-électroniques, de nouvelles perspectives sont ouvertes à l'utilisation des fibres optiques, en particulier dans le domaine de l'interruption et de la commutation. Des applications aussi diverses que la commande de puissance, l'affichage d'informations, la détection de fin de course font leur apparition.

Mais la généralisation de ces applications se heurte à un obstacle incontournable : la production du composant de base, l'interrupteur optique, demeure délicate et extrêmement coûteuse. Le nouvel interrupteur créé par la société française QUINTEL fait voler en éclat ce dernier obstacle.

Demain, les particuliers, comme les entreprises, vont pouvoir disposer de systèmes de détection et de commande optiques sup-

primant tous les risques liés à l'électricité (électrocution, déflagration), étanches, insensibles aux parasites et inviolables.

LA TECHNOLOGIE

Deux mots permettent de caractériser la technologie mise au point par QUINTEL : simplicité, performances.

Simplicité

Le problème de fabrication des interrupteurs optiques est un problème de positionnement de la fibre (principe réflexif simple) ou des fibres (principe interruptif éventuellement combiné avec un principe réflexif). Ce positionnement conditionne pour une part déterminante le bilan des pertes optiques de l'interrupteur et sa reproductibilité.

La technologie QUINTEL déplace totalement ce problème. L'interrupteur optique se compose de trois éléments (**figure 1**) :
 - une embase en plastique moulé comprenant une gorge sur laquelle est fixée la fibre ;
 - une lame ressort dont une extrémité est pliée pour former un obturateur ou un réflecteur,

ou les deux à la fois, selon les cas ;

— un couvercle qui constitue la limite de course de l'obturateur, ou du réflecteur, et qui assure la fixation du ressort.

La technologie QUINTEL évite le problème du positionnement de la fibre optique. Cette dernière est en effet coupée et polie après avoir été solidement fixée dans son embase. La fixation est assurée par simple encliquetage dans l'hypothèse de la fibre plastique, par collage s'il s'agit de fibres silice.

Les fibres optiques utilisés en standard sont la 500 microns PMMA pour la fibre plastique et la 100 microns de cœur (100/140/500) pour la fibre silice.

Diverses méthodes de coupe et de polissage ont été expérimentées. Celle actuellement retenue par QUINTEL est fondée sur l'utilisation d'une meule de 2/10 de mm d'épaisseur, rafraîchie par la pulvérisation d'un liquide adéquat, pour polir la fibre et la couper avec l'embase sur une profondeur minimum de 1,5 mm. L'opération ne dure que quelques secondes.

Le ressort est ensuite monté et le capot refermé. Afin de garantir son étanchéité et la pérennité de son bilan optique, l'interrupteur peut ensuite être noyé dans de la résine.

L'interrupteur est prêt à fonctionner. D'une épaisseur de 5/100 de mm, l'obturateur est mis en œuvre par des forces très faibles. Sous l'effet de l'action d'un aimant, ou d'un électro-aimant, la lame ressort se lève et laisse passer la lumière d'une fibre vers une autre fibre. Alors qu'en position repos, l'obturateur bloque la lumière et en réfléchit une partie dans la fibre émettrice.

L'interrupteur est actuellement proposé, pour les deux types de fibre, en 2 versions. Une version ordinaire garantissant un déclenchement de l'interrupteur à 2/10 de mm près, une version haute précision garantissant une précision inférieure au 1/10 de mm. Les éléments composant l'interrupteur optique peuvent également être livrés en pièces détachées.

Performances

L'interrupteur optique offre des performances exceptionnelles qui le prédestine à des utilisations dans les environnements sévères.

Le Ministère de la Défense Nationale a demandé au Centre Electronique de l'Armement (CELAR)

de soumettre cet interrupteur à toute une batterie de tests militaires. Les expérimentations ont porté sur l'interrupteur fibre plastique, qui est le plus fragile.

Tous les essais ont été positifs. Les résultats des essais : chocs, vibrations, variations thermiques, altitude, résistance aux solvants et étanchéité ont été particulièrement concluants. Citons en particulier :

1) Les essais d'endurance : le CELAR a réalisé un banc d'essai électronique commandant les électro-aimants qui permet de mesurer la fiabilité et la durée de vie des interrupteurs optiques. A ce jour, les interrupteurs ont atteint 212 millions de manœuvres sans une erreur. QUINTEL a constaté, pour sa part, que 500 millions de manœuvres ne permettraient pas d'altérer les caractéristiques mécaniques et optiques de l'interrupteur de façon mesurable.

2) Les essais de sensibilité aux impulsions électromagnétiques : confiés à la société THOMSON, ces essais ont montré "que l'interrupteur optomagnétique

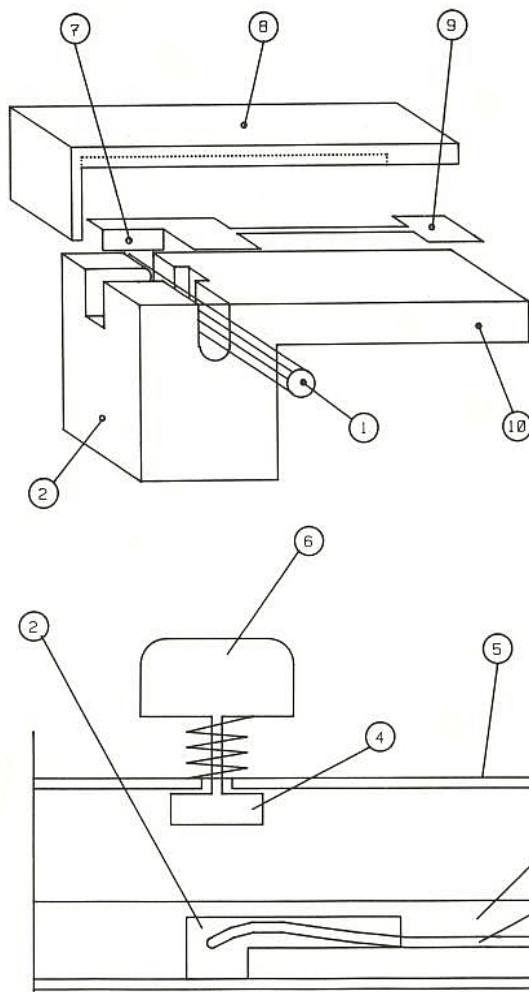
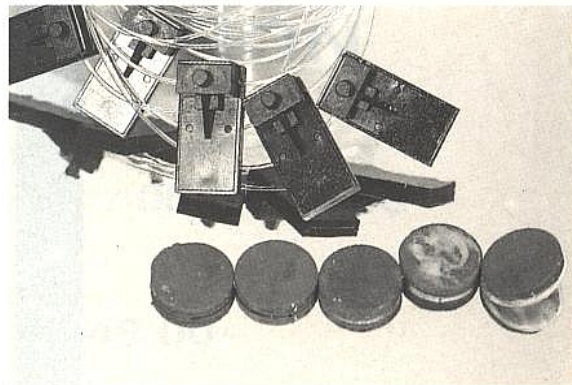


Figure 1

- 1 - FIBRE OPTIQUE
- 2 - INTERRUPTEUR OPTIQUE
- 3 - RESINE
- 4 - AIMANT PERMANENT
- 5 - SUPPORT
- 6 - TOUCHE
- 7 - OBTURATEUR
- 8 - COUVERCLE
- 9 - RESSORT
- 10 - EMBASE



développé par la société QUINTEL est insensible à la fois aux perturbations électromagnétiques et aux effets rayonnés d'une IEM exoatmosphérique". Aucun interrupteur électrique ne peut prétendre à de telles performances sans blindages lourds et coûteux.

LE CHAMP D'APPLICATION

Avantages

Il n'existait pas jusqu'à très récemment d'interrupteurs à un coût compatible avec le développement de la commande optique. Le prix des interrupteurs optiques était en effet trop élevé (environ 1.400 Francs H.T. l'unité). Vendu entièrement monté au prix de 65 Francs H.T. dans sa version de base, l'interrupteur pour fibres optiques mis au point et breveté par la société QUINTEL change complètement ce contexte.

Le champ des applications de cette nouvelle technologie est immense. Il s'étend de la commande (interrupteurs, claviers, tableaux de commandes...), à la saisie d'informations (capteurs de fin de course, de niveau, de température, de vibrations...) jusqu'à la signalisation par fibres optiques opérées par électro-aimants (témoins lumineux, synoptiques, écran optiques). La plupart de ces applications sont encore à défricher.

Elles intéressent :

- les particuliers (sécurité),
- l'aviation (légèreté),
- la marine (étanchéité),
- l'industrie (non déflagrante),
- la Défense Nationale (non rayonnance)...

Tant dans les usines, les appartements, que pour les instruments électro-ménagers, les jouets, les véhicules, les bateaux ou les avions..., il est avantageux de commander la force électrique par des interrupteurs optiques :

- suppression quasi-complète des dangers électriques (électrocution, risque d'explosion...);
- fin des perturbations apportées par les parasites et rayonnements générés par le passage du courant électrique et ses interruptions;
- augmentation de la fiabilité des installations et des interrupteurs (échancéité, nombre de manœuvres...);
- économie sur les câbles de puissance, gains de matière et de poids, facilité d'installation (jusqu'aux systèmes démonta-

bles et jetables) liés à l'usage des fibres optiques pour acheminer les informations de commande;

- bénéfices traditionnels apportés par les relais (suppression des chutes brutales de tension lors de la mise en fonctionnement d'un appareil gros consommateur de puissance - augmentation de la durée de vie des appareils électriques en supprimant les surintensités de démarrage).

Premières réalisations

Avec ces interrupteurs, QUINTEL a déjà développé un petit nombre d'applications.

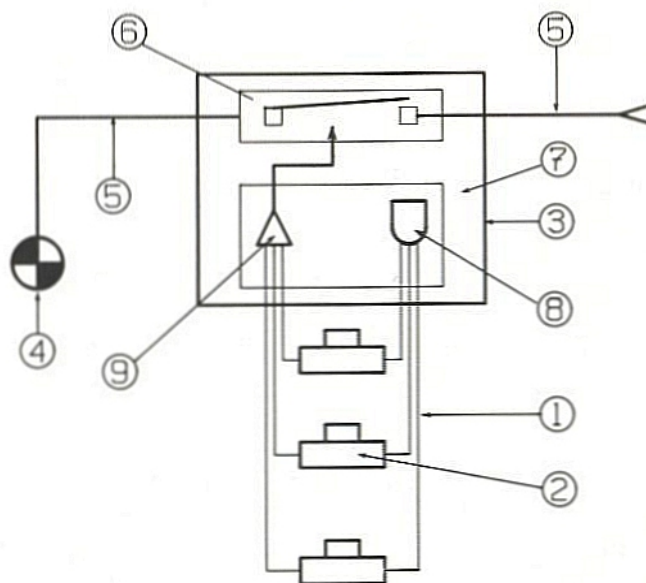
Les premiers développements ont concerné le clavier optique. Associés aux connecteurs optiques et aux cartes opto-électroniques développés par QUINTEL, ils ont permis de réaliser des claviers informatiques entièrement optiques qui sont actuellement produits et commercialisés par la société QUINDAR (Cambrai) à destination des milieux industriels déflagrants et des marchés militaires.

Extérieurement ces claviers se présentent comme des claviers bureautiques ordinaires, mais sous chaque touche est fixé un aimant permanent qui commande les interrupteurs optiques placés dans un support étanche. Les fibres des interrupteurs sont disposées de sorte à former une matrice comprenant 16 entrées et 8 sorties. 24 fibres assurent la liaison avec l'unité centrale dans laquelle est placée une carte opto-électronique assurant l'interface avec l'ordinateur.

Dans un second temps, QUINTEL a réalisé la maquette de démonstration de 4 produits :

- l'interrupteur de puissance : l'interrupteur optique est monté dans un boîtier contenant un bouton poussoir sur lequel est fixé un aimant permanent. Les deux fibres sont connectées chacune à une diode émettrice et à une diode réceptrice dont les signaux commandent un relais qui commute la puissance (voir figure 2) ;

Figure 2



- 1 - FIBRE OPTIQUE
- 2 - INTERRUPTEUR OPTIQUE
- 3 - BOITIER
- 4 - RECEPTEUR DE PUISSANCE
- 5 - CIRCUIT DE PUISSANCE
- 6 - RELAIS
- 7 - CIRCUIT DE COMMANDE
- 8 - DIODE EMETTRICE
- 9 - DIODE RECEPTRICE

— la prise haute sécurité : l'interrupteur est placé dans une prise électrique et déclenche, lorsqu'une prise mâle équipée d'un aimant est branchée, l'arrivée de la puissance dans les câbles électriques qui l'alimentent ;

— le capteur anti-intrusion ; l'interrupteur est placé dans le montant d'une porte, l'aimant placé sur la porte provoque un signal en cas d'ouverture qui est transmis à la carte opto-électronique ;

— le relais électro-optique : un électro-aimant est monté sur l'interrupteur optique et commande l'apparition d'un signal lumineux. La carte d'un écran optique haute luminosité n'a pas encore été réalisée.

Pour l'essentiel, le champ des applications de l'interrupteur optique demeure vierge, les développements de la seconde période ayant surtout visé la réalisation de maquettes de faisabilité. Des améliorations méritent de leur être apportées, notamment en ce qui concerne les cartes opto-électroniques. Ainsi pour s'affranchir des lumières parasites, il serait utile de coder l'information émise par les diodes. Le design et les mécaniques de commande restent à concevoir compte tenu des nouveautés

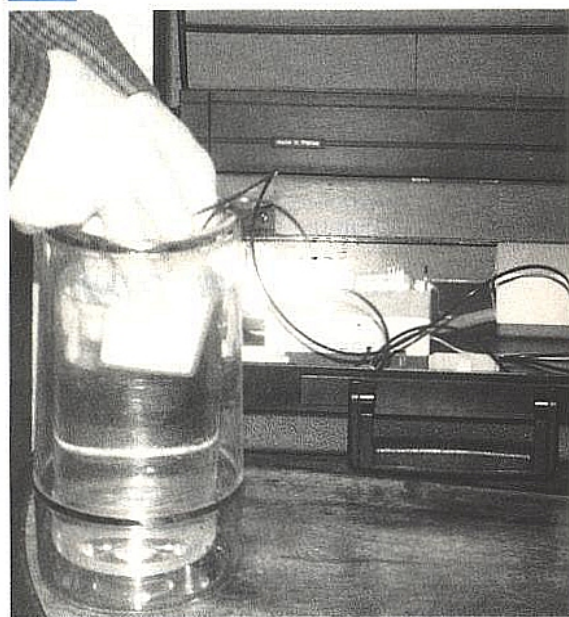
apportées par la commande optique. De nombreuses autres utilisations pour l'interrupteur optique sont envisageables.

C'est pourquoi la revue **ELECTRONIQUE RADIO PLANS** a accepté de participer à l'organisation d'un **CONCOURS A L'INNOVATION SUR LA COMMANDE OPTIQUE**. Le règlement de ce concours paraîtra le mois prochain.

POUR EN SAVOIR PLUS SUR QUINTEL

QUINTEL est une petite société de recherche installée en Région Parisienne. Ses relations extérieures sont assurées par le Cabinet WAC Consultant, 243 bis, Boulevard Pereire PARIS XVII^e (Tél. : 45 74 00 42).

Ses fondateurs sont issus du Club Micro-Informatique Sorcerer, qui a mené les premières recherches en 1984 avec la participation importante de l'Université PARIS XI. Créée en 1986 sous la forme d'une S.A. au capital de 600.000 Francs, QUINTEL a bénéficié d'un important soutien financier des pouvoirs publics, du Ministère de l'Industrie en particulier, et a travaillé en



étroite collaboration avec le Ministère de la Défense et les ingénieurs de la Compagnie BULL. Elle détient les brevets protégeant ses inventions relatives à la commande optique dans tous les grands pays industriels.

la puissance à votre portée MAINE INFORMATIQUE

CARTE EXTENSION MEMOIRE POUR PC/AT (16 BITS)

BOCA RAM AT PLUS

Livrée équipée de 2 méga de mémoire extensible à 8 méga, compatibilité totale avec la norme EMS LIM 3.2 et 4.0, (Driver fournis), fonctionne avec tous les logiciels (Lotus 1-2-3 Windows, Desqview). Support Dos et Os/2.

Etend la mémoire conventionnelle de 512 k à 640 k.

Driver pour Ramdisk et Mémoire tampon imprimante.

Carte équipée de deux méga

2450 F HT

Le méga supplémentaire

850 F HT

Existe aussi pour XT (8 bits)

Carte pour PS2 BUS MCA

Carte équipée de 2 Mégas pour 50/60

2950 F HT

Carte équipée de 2 Mégas pour 50Z

2950 F HT

Carte série poarallèle BUS MCA

1850 F HT

CARTES D'EXTENSIONS POUR IMPRIMANTES LASER

CANON LBP 8 II ET HP LASER SERIE II ET IIP

CARTE MEMOIRE EQUIPEE DE 2 MEGA

2950 F HT

CARTE MEMOIRE EQUIPEE DE 4 MEGA

4750 F HT

DÉPASSER LA BARRE DES 640 KO/DOS

Notre CARTE MÉMOIRE, permet de gagner jusqu'à 136 Ko. de mémoire vive. Livré avec driver d'installation et disquettes de diagnostic.

LA CARTE COMPLETE

2100 F HT

COPROCESSEURS

- Coprocesseurs totalement compatible pin à pin avec INTEL
- 2/4 plus rapide
- Architecture haute performance sur 80 bits
- Très faible consommation
- Autonomie prolongée pour les micro-ordinateurs portables grâce à une fonction de veille

COPROCESSEURS DE I.I. TECHNOLOGY

coprocesseur arithmétique 2 fois plus rapide

2C87-8 MHZ

2C87-10 MHZ

2C87-12 MHZ

1590 HT

1790 HT

2100 F HT

FASMATH 83D87 de Cyrix, coprocesseur arithmétique

actuellement le plus rapide (4fois)

20 MHZ

25 MHZ

33 MHZ

3600 HT

4500 HT

5500 F HT

MAINE INFORMATIQUE

118 Ave du maine 75014 PARIS

Tél. : 42 79 94 27 - Fax. : 42 79 94 09

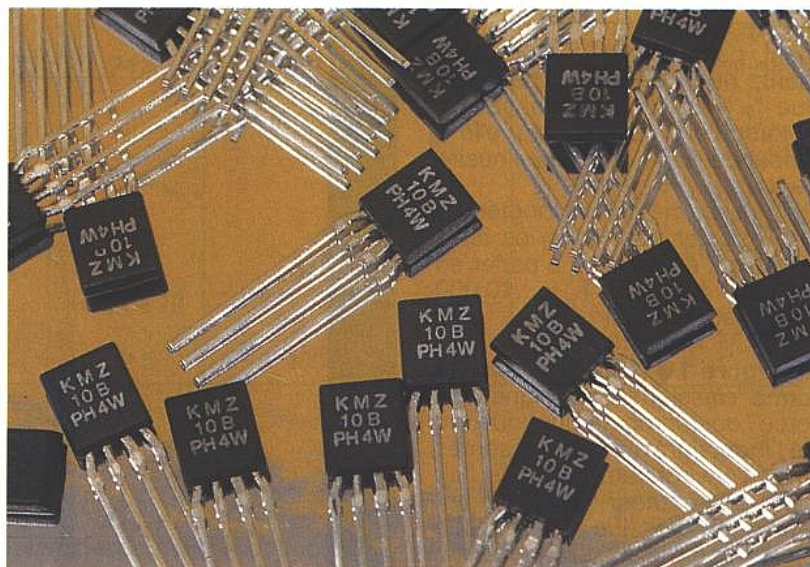
Les capteurs magnétiques

Lors du dernier article, nous avons terminé de vous indiquer les grands axes d'applications des capteurs de pressions absolues et relatives.

Nous commençons aujourd'hui une longue série concernant les capteurs "magnétiques".

Le champ d'applications de ces capteurs est immense et si nous désirions ne vous donner "que" quelques applications, nous y serions encore en 1995 !!!

Evidemment cela serait un peu lassant. Aussi nous avons choisi de vous présenter ce sujet en différentes étapes qui (au moins nous l'espérons) vous permettront de construire vos propres applications mais, car il y a toujours un ou plusieurs mais, pour réussir, il est nécessaire de bien assimiler le "pourquoi du comment" du principe de fonctionnement de ces capteurs.



Ce n'est pas très compliqué mais cela demandera de votre part une attention soutenue car il est possible que cela vous entraîne à réviser quelques bases (proches ou lointaines) peut-être déjà sorties de vos mémoires. En tous cas nous assurerons l'aspect "dynamic refresh memories" de l'histoire. Vos grandes idées d'applications seront à ce prix sinon vous serez condamnés à "bidouiller" joyeusement dans tous les sens... !

Nous commencerons aujourd'hui par "le fond" en abordant les théories et principes de base utilisés pour le fonctionnement de ces types de capteurs puis nous continuerons dans l'article suivant en vous expliquant par le détail de quels genres de choses sont capables ces capteurs (détection de mouvements linéaires, rotations, comptages, présences...) et les différentes manières d'y réussir ainsi qu'une longue énumération d'applications standards. Enfin à partir du troisième article, nous vous donnerons de nombreuses applications de tous styles sous formes de réalisations concrètes.

Voici donc déclaré notre menu et, en guise d'entrée, nous allons démarrer par un plat de résistance bien copieux. De façon à vous le rendre un peu plus digeste, nous essaierons de vous inculquer toute cette très sérieuse théorie sur le ton le plus convivial possible.

UN PEU DE THÉORIE

Rappels préliminaires

Un rappel minimum est à entreprendre immédiatement si nous souhaitons rapidement nous comprendre.

Lorsque nous parlerons de magnétisme, nous aurons besoin de quelques grandeurs physiques : le champ magnétique, l'induction, les perméabilités, les reluctances,... et parfois quelques autres.

Nous aurons fréquemment besoin du champ magnétique " $\vec{H}$ " et de l'induction magnétique associée " $\vec{B}$ ". Rappelons succinctement que " $\vec{H}$ " est une grandeur orientée (vecteur) exprimée en Ampère/mètre qui est représentative du

champ magnétique et que d'une manière symbolique graphique, son sens (direction) est orienté du pôle dit "Nord" vers le pôle opposé dit "Sud" que ceux-ci soient produits par des aimants ou des bobines.

On associe à ce vecteur " $\vec{H}$ " une grandeur, de même direction, baptisée induction magnétique " $\vec{B}$ " liée à la précédente par la relation :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \text{ ou encore}$$

$$\vec{B} = (\mu_0 \times \mu_r) \vec{H}$$

où " μ " représente la perméabilité générale du milieu. En fait " μ " se compose de " μ_0 " dans l'air et " μ_r " dans un matériau magnétique, en le considérant relativement par rapport à l'air. Ceci étant, ne nous faites pas dire que " μ " est toujours constante, et lorsqu'elle ne l'est pas, elle a tendance à ne pas être linéaire du tout !

" $\vec{B}$ " s'exprime depuis longtemps en Tesla (et pour tous les amis rétros qui s'obstinent à parler en anciens francs, $1\text{T} = 10\,000$ gauss) et dans l'air :

$$\vec{B} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \vec{H}$$

La **figure 1 a** vous rappelle la forme classique des "lignes de force" du champ magnétique (ou de l'induction) qui sont présentes dans l'environnement (dans l'air bien sûr) autour d'un aimant dipôle. A noter que le long d'une de ces courbes, la valeur scalaire du champ est constante mais bien évidemment pas sa direction. De plus chacune des courbes prise séparément représente une courbe "d'iso-puissance" du champ et dont l'intensité va bien sûr en diminuant lorsque l'on s'éloigne de l'aimant, voir **figures 1 b** et **1 c**.

Cette figure possède l'immense mérite d'être juste et très explicite. Par la suite nous nous en servirons fréquemment pour vous indiquer où et comment positionner les capteurs selon vos applications, alors rangez-la bien dans votre mémoire.

Trêves de plaisanteries, si vous n'avez plus tout cela très bien en tête, un bon vieux bouquin de première fera l'affaire pour vous replonger dans toutes ces notions.

UN PEU, BEAUCOUP DE THÉORIE

Les capteurs

Tout d'abord quel est le paramètre dit "magnétique" que nous allons tenter de mesurer ?

Vous allez nous rétorquer qu'il est toujours intéressant de le savoir avant de commencer. C'est vrai.

Et bien c'est le champ magnétique " $\vec{H}$ " et ses effets que nous allons tenter (et réussir sinon l'article s'arrêterait là !) de "capter". Différentes écoles coexistent pour organiser la chasse au champ " $\vec{H}$ " et à son induction associée " $\vec{B}$ ".

Elles se divisent selon les applications visées, la qualité des mesures escomptée et le prix que l'on veut y mettre comme d'habitude. (C'est fou ce que cette branche professionnelle peut-être monotone...)

Parmi les grands standards du marché, nous trouvons principalement les capteurs à effet HALL bien connus, bien d'autres,... et ceux à effets "Magnéto-Résistifs".

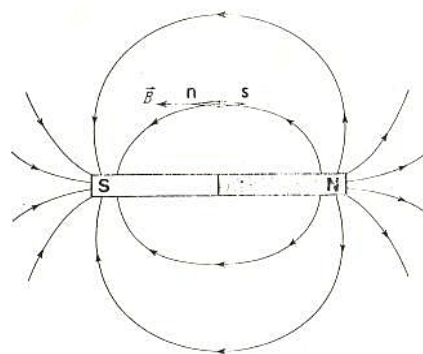


Figure 1 a

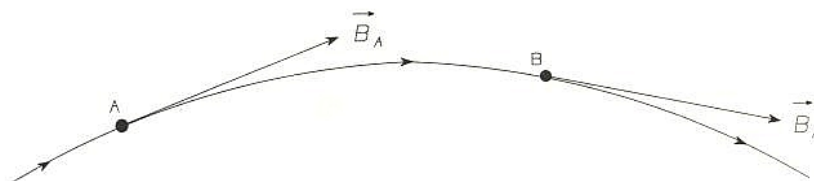
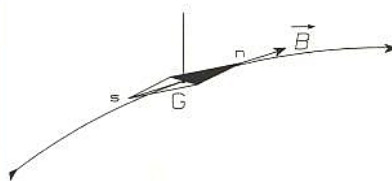


Figure 1 b

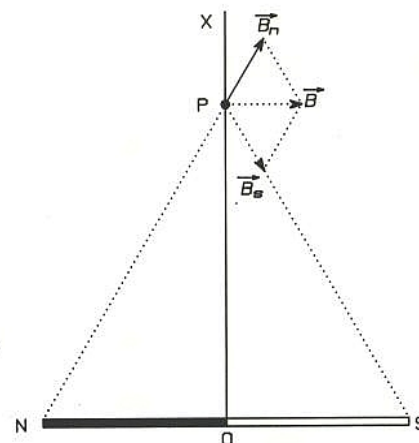
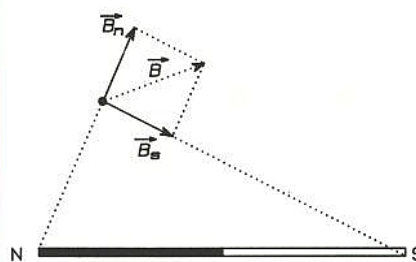


Figure 1 c

Caractéristiques principales de quelques capteurs magnétiques							
	température de fonctionnement (°C)	tension d'alimentation (V)	sensibilité à 1 kA/m (mV)	offset (mV)	dérive d'offset (μV/K)	gamme de fréquence (Hz)	sensibilité aux chocs
à magnéto-résistance							
KMZ10A	-40 - 150	10	140	+ 15	+ 20	0 - 1 M	faible
KMZ10B	-40 - 150	10	40	+ 5	+ 10	0 - 1 M	faible
KMZ10C	-40 - 150	10	15	+ 15	+ 10	0 - 1 M	faible
effet hall							
In	-40 - 100	1	7			0 - 1 M	grande
GaAs	-40 - 150	5	1,2	± 25		0 - 1 M	grande
Si (avec conditionneur)	-40 - 150	12	94	6 000	± 1 600	0 - 100 k	grande
flux-gate	-40 - 100					0 - 1 k	
effet wiegand	-40 - 125					0 - 25 k	insensible
bobine d'induction	-40 - 190					1 - 50 k	insensible
transistor "magnétique"	-40 - 150	20	jusqu'à 20				
diode "magnétique"	-40 - 90	6	12,5	± 1 000	± 80	0 - 4 kHz	

Figure 2

Le tableau de la **figure 2** donne en guise "d'intro-conclusion" un comparatif rapide de ces technologies basées sur des principes non pas radicalement différents mais quand même bien distincts et sur lesquels nous aurons l'occasion de revenir.

L'effet magnéto-résistif

Le principe de base de l'effet magnéto-résistif est résumé à l'aide de la **figure 3**.

Une plaque de matériau métallique présentant des caractéristiques magnétiques particulières — par exemple du Permalloy (composé de 80 % de Nickel et de 20 % de fer) — est préalablement soumise à un champ magnétique dit "magnétisant" d'intensité "M" (en A/m) et possédant bien sûr une certaine direction. La plaque se trouve alors magnétisée (aimantée) du fait de ses propriétés magnétiques rémanentes spécifiques. Dans un deuxième temps, on applique à la plaque une d.d.p. "V" de telle sorte que le sens du courant "I" coïncide parfaitement avec le sens du champ magnétisant " $\vec{M}$ ". En l'absence de tout autre champ magnétique extérieur, le matériau présente alors une certaine résistance au courant "I" baptisée R_0 .

Jusqu'ici rien de trop compliqué et tout va bien.

Examinons maintenant ce qui arrive lorsque l'on soumet cette plaque à un champ magnétique extérieur " $\vec{H}$ " de direction perpendiculaire au champ précédent " $\vec{M}$ ".

La résultante (vectorielle) de l'action de " $\vec{H}$ " et de " $\vec{M}$ " fait alors un angle φ avec la direction du courant "I".

Si l'on continue d'augmenter la valeur de " $\vec{H}$ " (sans en changer sa direction), progressivement le vecteur résultant va devenir perpendiculaire à "I" et donc épouser le sens de " $\vec{H}$ ".

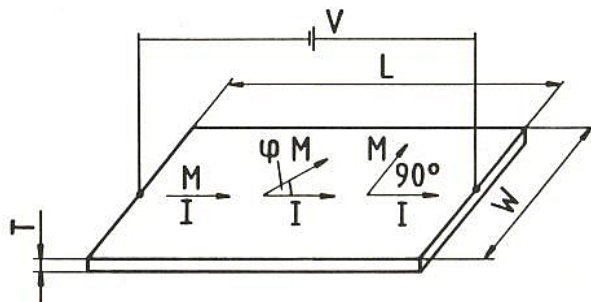
Il existe d'ailleurs une valeur particulière " H_0 " (bien caractéristique de notre matériau et de sa prémagnétisation initiale " $\vec{M}$ ") pour laquelle celle-ci devient pratiquement perpendiculaire et l'on peut noter que, pendant que le vecteur résultant tourne, le courant augmente ou bien encore que la résistance diminue. Ceci est l'effet MAGNÉTO-RÉSISTIF. Pour les matheux, on démontre, en posant

$$\sin \varphi = \frac{H}{H_0} \text{ que :}$$

$$R(\varphi) = R_0 + (\Delta R_0 \times \cos^2 \varphi)$$

$$= R_0 + \Delta R_0 \left(1 - \frac{H^2}{H_0^2}\right)$$

Figure 3 : l'effet magnéto-résistif.



Hourra !! Nous avons un paramètre R variant avec le champ extérieur "H".

— A nous la joie des capteurs ! —
Horreur !! La variation de R (φ) n'est pas du tout linéaire, elle est même quadratique — tout à reconsidérer...faire et défaire... —

Capteurs à effet magnéto-résistif

Nous voici confronter à l'un des problèmes majeurs de notre histoire : comment linéariser la relation entre la variation de la résistance et la valeur du champ extérieur " $\vec{H}$ " ?

C'est ici qu'intervient une bien étrange construction dite "BARBER POLES", rappelez-vous les anciennes enseignes des barbiers ou des coiffeurs, vous savez un signal à rayures rouges, mais en travers, bref l'électronique mène à tout.

Revenons à nos capteurs et leur construction. Les figures 4 et 5 montrent comment tout cela est organisé. Evidemment quelle idée d'aller disposer d'énormes barres d'aluminium (1,4 μm) en travers de ce pauvre Permalloy (de 44 nm) avec une inclinaison relative de 45°.

Examinons la figure 6 et son grossissement figure 7.

Le fait d'avoir disposé ces barres d'aluminium (métal non magnétique) de bonne conductibilité électrique tend (ou oblige) à faire circuler le courant "I" dans le Permalloy comme l'indique la figure.

Si auparavant nous avions magnétisé l'ensemble dans un sens longitudinal à l'aide d'un champ magnétisant " $\vec{M}$ ", sans la présence d'autres champs perturbateurs " $\vec{H}$ ", nous aurions un angle entre le courant "I" et le champ " $\vec{M}$ " de 45°.

Dans le cas où un champ magnétique externe " $\vec{H}$ " est appliqué au dispositif ainsi formé, la composante résultante de " $\vec{H}$ " et de " $\vec{M}$ " donne un nouvel angle entre le courant "I" et " $\vec{M}$ " égal à $(45^\circ - \varphi)$ et dans le cas particulier de notre figure, l'angle résultant diminuant, la résistance de l'ensemble ainsi formé augmente.

Après de savants calculs, on démontre que :

$$R = R_0 + \frac{\Delta R_0}{2} + \Delta R_0 \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \frac{H^2}{H_0^2}}$$

et dans le cas où le champ extérieur " $\vec{H}$ " est largement inférieur

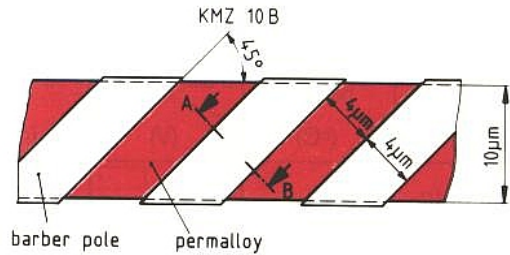


Figure 4 : la constitution en barber poles.

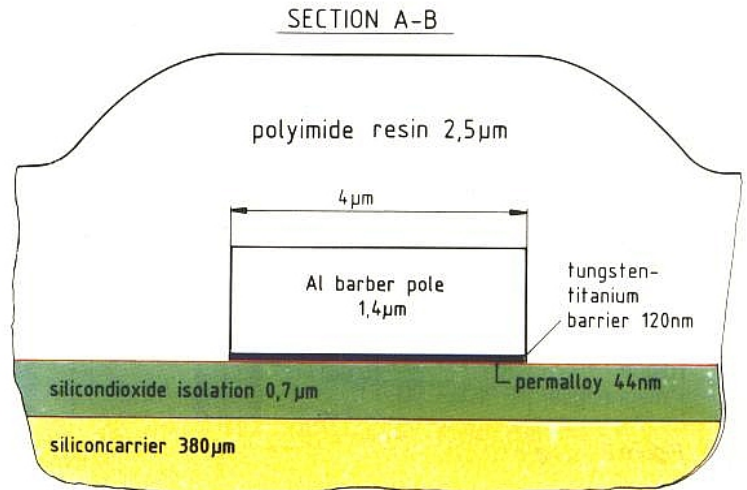


Figure 5 : vue en coupe.

Figure 6

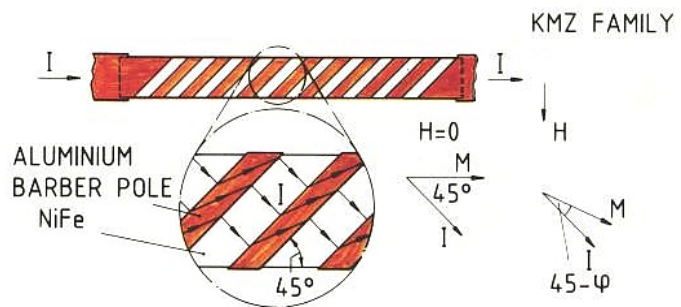


Figure 7

Sans barber poles :

$$R = R_0 + \Delta R_0 \cos^2 \varphi \quad \left(\sin \varphi = \frac{H}{H_0} \right)$$

$$R = R_0 + \Delta R_0 \left(1 - \frac{H^2}{H_0^2} \right); \quad H < H_0$$

R = Fonction quadratique de H

Avec barber poles :

$$R = R_0 + \frac{\Delta R_0}{2} + \Delta R_0 \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \frac{H^2}{H_0^2}} \quad \text{Angle} = 45^\circ - \varphi$$

Avec $H \ll H_0$

$$R = R_0 + \frac{\Delta R_0}{2} + \Delta R_0 \frac{H}{H_0} \quad \underline{R = \text{Fonction linéaire de } H}$$

au champ " $\vec{H}_0$ ", cette équation se simplifie pour donner :

$$R = R_0 + \frac{\Delta R_0}{2} + \Delta R_0 \frac{H}{H_0},$$

équation dans laquelle la résistance varie maintenant linéairement avec le champ externe appliqué. Ouf, nous voilà sauvés ! Tout cela grâce à cette construction si particulière en "Barber pole".

Commençons une série de remarques importantes et fondamentales :

1) Comme vous l'avez certainement remarqué, si le champ " $\vec{H}$ " était de direction quelconque par rapport à " $\vec{M}$ ", ce ne serait que la composante de " $\vec{H}$ " perpendiculaire à " $\vec{M}$ " qui aurait une action sur la variation de résistance.

2) La position mécanique du plan du capteur par rapport à la direction du champ à mesurer est donc fondamentale sous peine de mesurer n'importe quoi et son contraire. Nous définirons donc dans un prochain paragraphe une manière unique de nous comprendre pour les positionnements relatifs des composants entre eux.

3) La linéarité de variation de cette magnéto-résistivité n'est vraie que lorsque le champ " $\vec{H}$ " à mesurer est faible par rapport au champ " $\vec{H}_0$ " qui, rappelons-le, est une caractéristique de notre matériau due à la valeur de " $\vec{M}$ " que nous avons décidé d'appliquer lors de sa construction. Ne commençons pas à pousser dès à présent de grands cris, si nous sommes un jour gênés par cette remarque, nous avons différentes recettes pour nous en libérer !

Nous disposons donc maintenant d'un élément "sensible linéairement" à un champ magnétique, mais... ce n'est pas encore un capteur.

Afin de bénéficier d'informations fiables (pas de perturbations dues à des champs ou des signaux parasites...), nous allons maintenant créer une configuration de pont de WHEASTONE à l'aide d'éléments magnéto-résistifs.

La **figure 8** montre la réalisation concrète d'un capteur de type "KM..." (Philips composants) et la **figure 9** le grossissement de sa partie centrale.

Comme vous pouvez le remarquer, l'orientation des barres

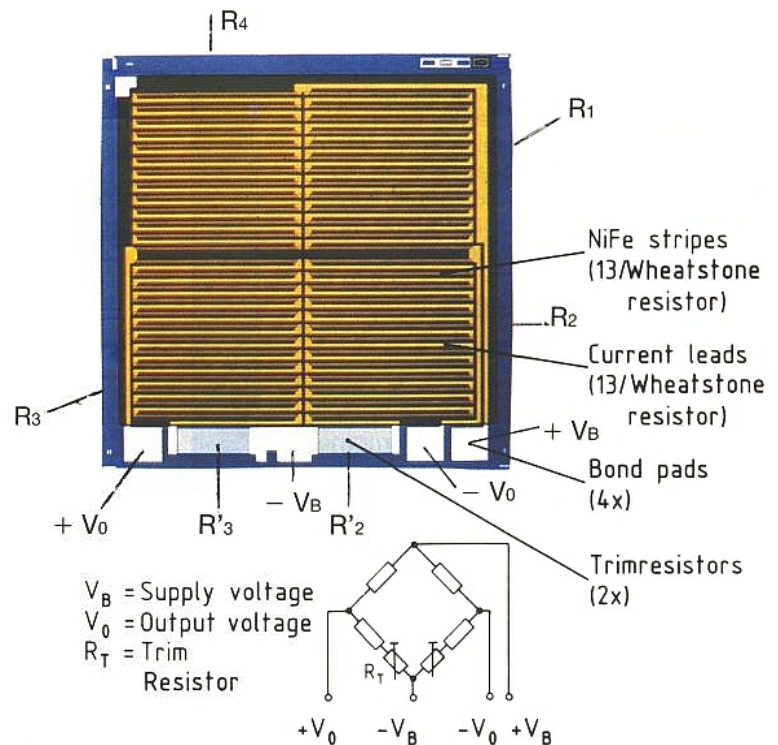


Figure 8

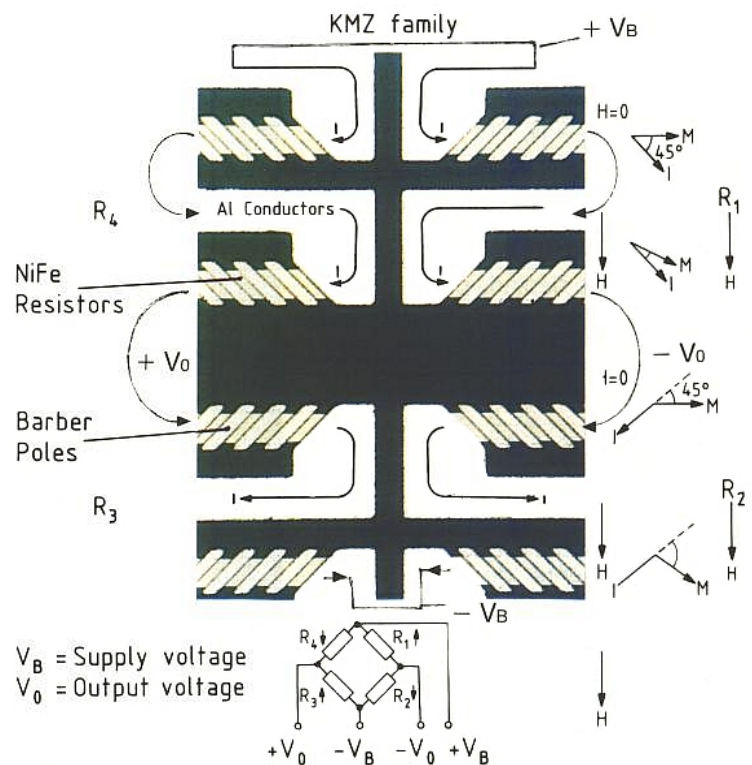


Figure 9

d'aluminium est inversée par quadrant afin que l'action d'un même champ " $\vec{H}$ " module les résistances ainsi formées d'une même quantité mais en sens contraire et donc crée et accentue l'effet de pont de mesure souhaité. Sur le pourtour de la figure vous sont indiqués, pour une meilleure compréhension, les sens des courants " I ", champ " $\vec{H}$ ", les variations relatives des résistances et les points physi-

ques des connexions du pont magnéto-résistif ainsi constitué. C'est alors le bon moment de rajouter les "pattes" de connexion du capteur au monde extérieur et d'indiquer clairement la position du cristal dans son boîtier afin, par la suite, de pouvoir déterminer facilement l'orientation qu'il doit avoir dans un montage. Un plan a été défini à cet usage et pompeusement baptisé "Hx - Hy" (on ne recule

vraiment devant rien), voir **figure 10**.

Bien que toutes les composantes d'un champ magnétique quelconque " $\vec{H}$ " vivent leur vie dans l'espace, elles laisseront des traces sur les axes H_x et H_y et comme nous le soulignons à nouveau, notre capteur ne mesurera que la participation de ce champ présente sur son axe H_y . (H_x nous posera bien quelques problèmes mais pour l'instant nous l'ignorons totalement.)

Vous voilà au bout de vos peines, du moins pour un petit moment et nous vous autorisons à souffler un peu.

Récréation

C'est peut-être beaucoup dire ! Ça y est, vous avez un capteur entre les mains. Première surprise, c'est tout petit donc on pourra en mettre partout !

Vous avez aussi une alimentation 5 V, parfait.

Vous avez un aimant : non ? Courrez acheter un aimant qui maintient fermer toutes vos portes de placards de cuisine — (non on ne démonte pas ceux qui sont déjà en place, je ne tiens pas à avoir des problèmes avec vos épouses !).

Nous allons mesurer les variations de la tension de pont qui se produisent lorsque l'axe " H_x " du capteur se déplace parallèlement à l'axe Nord-Sud d'un aimant dipôle et que le plan " $H_x - H_y$ " du capteur est dans le plan de l'aimant (et réciproquement), voir **figure 11**.

Afin de mesurer des valeurs reproductibles et sans vouloir vous recommander des solutions particulières de réalisations mécaniques concernant les déplacements de tous genres (translations, rotations,...), il est bon que votre dispositif soit "rigide" (à base de MECCANO, de LEGO,... je sais, maintenant j'ai en plus tous vos enfants contre moi !).

Examinons les résultats obtenus. En chaque point possible de l'endroit où peut se déplacer le capteur nous avons dessiné le vecteur " $\vec{B}$ " (induction) équivalent au vecteur " $\vec{H}$ " (à μ près) et ses deux composantes projetées sur les axes H_x et H_y du plan du capteur.

Nous avons tracé conjointement les deux courbes représentant les variations théoriques de H_x (courbe 1) et de H_y (courbe 2) en fonction du lieu où peut se trouver le capteur. Evidemment tel que nous avons disposé les axes

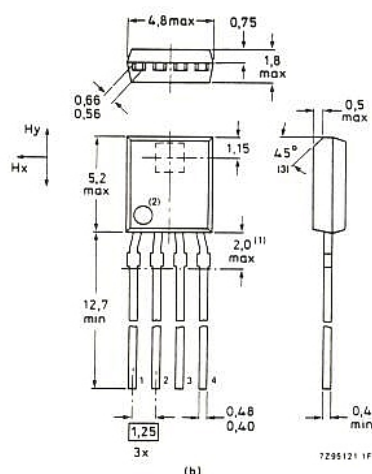


Figure 10 : vue de dessus.

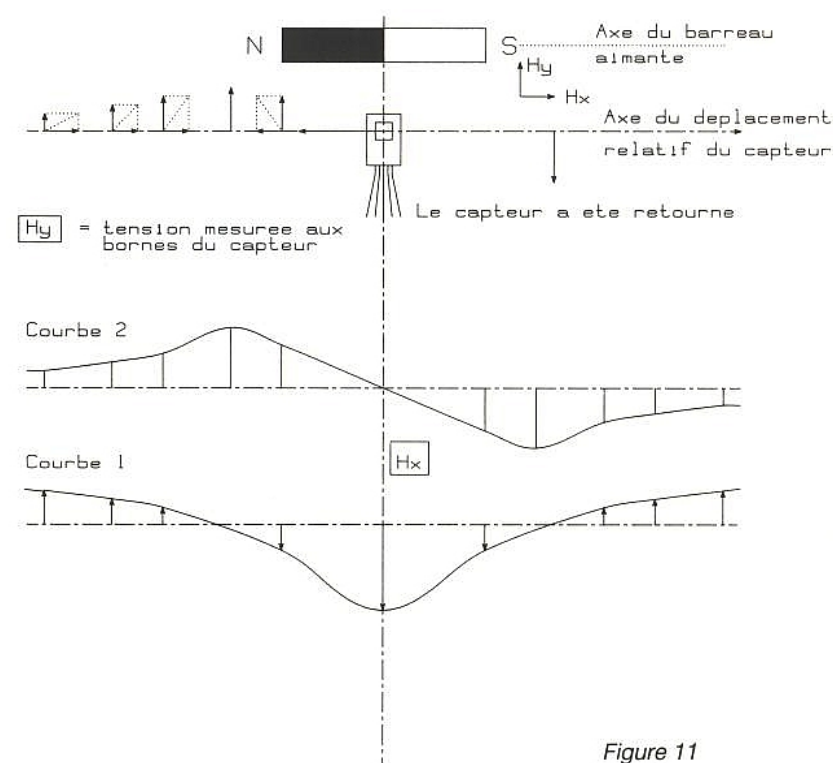


Figure 11

H_x et H_y du capteur, vous ne réussirez pas à mesurer H_x , par contre vous obtiendrez aux bornes du capteur (avec un voltmètre digital conventionnel) les valeurs de la courbe H_y .

Au sujet du voltmètre, si vous n'avez pas la possibilité d'avoir un appareil à zéro central, faites bien attention de noter la polarité du signal de sortie après avoir défini une broche de repère. Vous avez remarqué au passage que les variations de la résistance apparente du capteur étaient pratiquement linéaires dans la région centrale de la mesure, qu'au centre nous passions par un "zéro" et, que de part et d'autre de ce zéro, le signe du signal s'inversait.

Tout est bien simple jusqu'ici mais hélas tout va se compliquer et c'est à partir de maintenant que vous allez commencer à "flipper"... alors flippons !!

Une partie de flipper ou le "Flipped effect"

Pour ceux qui parlent HARRAPS, ce dictionnaire vous indique que flipper signifie "nageoire". Avec ça, tout baigne !

Redevenons un peu sérieux, l'effet que nous allons vous décrire maintenant ressemble davantage au "coup de nageoire" rapide que donnerait par exemple un (Flipper le) dauphin pour

indiquer un basculement rapide de caractéristique du tout au tout.

Pour en revenir à notre capteur, lors de sa réalisation, au moment du dépôt du matériau, on a appliqué un fort champ de magnétisation "M" pour accentuer la magnétisation isotropique inhérente à l'ensemble. Or, à présent, il faut que vous vous rappeliez qu'un matériau magnétique présente un phénomène d'hystérésis et que, si son cycle est étroit, le matériau dispose pratiquement de deux états de magnétisation "stables" correspondant à deux valeurs de champ pratiquement égales en module mais de signes opposés.

Cela veut donc dire qu'au moment de l'achat de votre capteur (et en supposant que rien ne lui soit arrivé entre l'usine de production et le magasin), la magnétisation appliquée est de direction "Hx" stricto sensu comme indiqué sur ses caractéristiques. Envisageons alors deux cas de figures distincts mais ayant fondamentalement la même racine.

1) Action antérieure d'un fort champ extérieur au capteur

Supposons que, pour une raison quelconque, vous ayez approché votre capteur près d'un gros aimant (haut parleur, moteur à courant continu...), il se peut que ce champ ait eu :

- a) suffisamment d'intensité,
 - b) un sens opposé à celui initial,
- et vous voilà sur le deuxième point stable de la courbe d'hystérésis et votre capteur avec un champ magnétisant interne non plus "Hx" mais "H (-x)" de sens opposé.

Le sens de "Hx" a été "Flippé" et la caractéristique que vous mesurerez, tout étant égal par ailleurs, sera la même en amplitude mais de signe totalement inversé (voir **figure 12**).

Ceci signifie en d'autres termes qu'avant de mesurer quoi que ce soit, il est, sur le principe, nécessaire d'effectuer un "reset" magnétique du capteur à l'aide d'un aimant extérieur d'intensité et de direction connue pour remettre le champ "Hx" dans le sens initial. La **figure 13** et sa légende vous indique comment y parvenir. (Remarque : pour repérer le pôle d'un aimant, on peut utiliser une petite boussole à "trois sous" sachant bien sûr que les pôles de mêmes noms se repoussent et ceux de noms contraires s'attirent).

2) Actions dues aux champs extérieurs mesurés

Lors des précédentes expérimentations nous avons maintenu (y compris lors des déplacements) une distance relativement importante entre le capteur et l'aimant.

Si par hasard la distance est réduite, ou bien encore que le champ "H" que vous cherchez à mesurer est important, il se pourrait que dans une zone de l'espace (par exemple de "a" à "b" sur la **figure 14**), la composante du champ à mesurer "Hx" soit supérieure et de sens opposé à la valeur initiale du champ magnétisant "M" du capteur. C'est à cet endroit précis que le matériau "flippera" et la tension mesurée aux bornes du capteur passera brusquement à des valeurs égales en "module" mais de signes opposés.

Evidemment, si le déplacement du capteur est continu d'un bout à l'autre de sa course, le phénomène se produira deux fois, en "a" et en "b", pour des raisons de symétrie, ce qui peut s'observer sur la courbe de la **figure 14** (a et b).

Cet effet de "flip" est peut-être très joli mais le plus souvent il fausse complètement les mesures et il est généralement considéré comme gênant.

Afin de vous éviter tous ces problèmes, un artifice standard

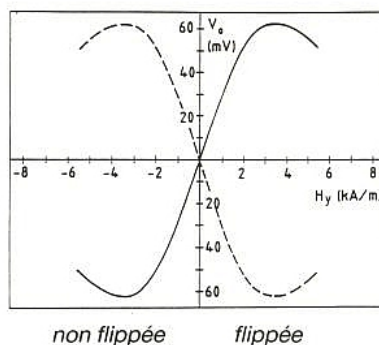


Figure 12

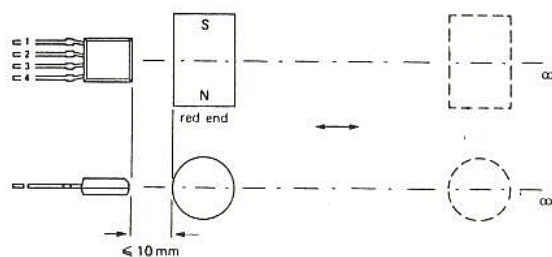


Figure 13 : on effectue un reset magnétique un peu comme on démagnétise une tête de magnétophone en éloignant progressivement l'aimant après l'avoir approché à moins d'1 cm (attention au sens).

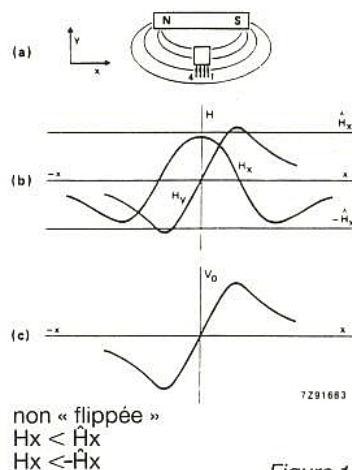


Figure 14 a

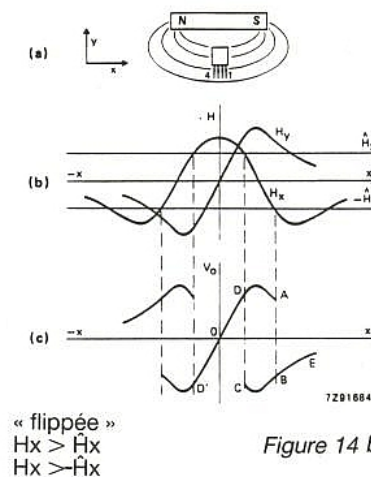


Figure 14 b

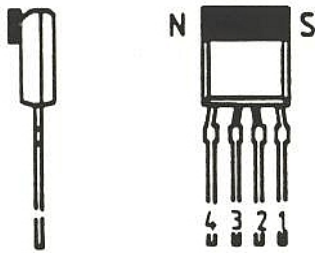


Figure 15

peut-être utilisé pour se sortir de cette vilaine ornière. Comme dans tout amplificateur basses fréquences conventionnel, on applique une contre-réaction pour le rendre plus stable et/ou reproductible et nous allons ici aussi effectuer une contre-réaction de type "magnétique". Si vous êtes dans ce cas d'application, il vous suffit de "coller" physiquement un petit aimant sur le capteur dont le sens du champ qu'il produit est parallèle à "Hx" et dont l'intensité est largement supérieure à "Hx" (figure 15).

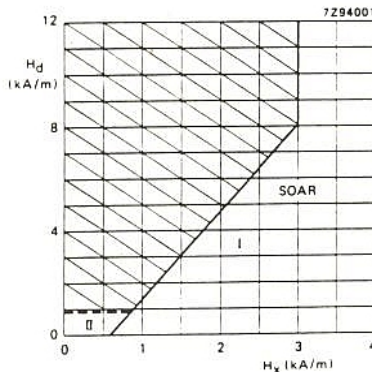


Figure 16 : zone SOAR (de fonctionnement saint).

De deux choses l'une selon son sens :

ou bien il renforcera le champ "Hx" et le capteur ne pourra plus "flipper", ou bien il flippera une fois pour toutes et restera alors dans cette position indépendamment de très très grandes variations de champs extérieurs.

Dans ces deux cas de figure vous ne pourrez plus être alors gênés par des "flippages" (ah ce que la langue française est belle !) intempetifs et le but sera atteint. On dit que le capteur est stabilisé.

De façon à vous être agréable, le constructeur publie une caractéristique liant les valeurs de "Hd" et "Hx" (voir la figure 16).

La zone indiquée vous donne alors le lieu des points où le capteur aura un fonctionnement "sain" dit de "Safe Operating Area" — SOAR —.

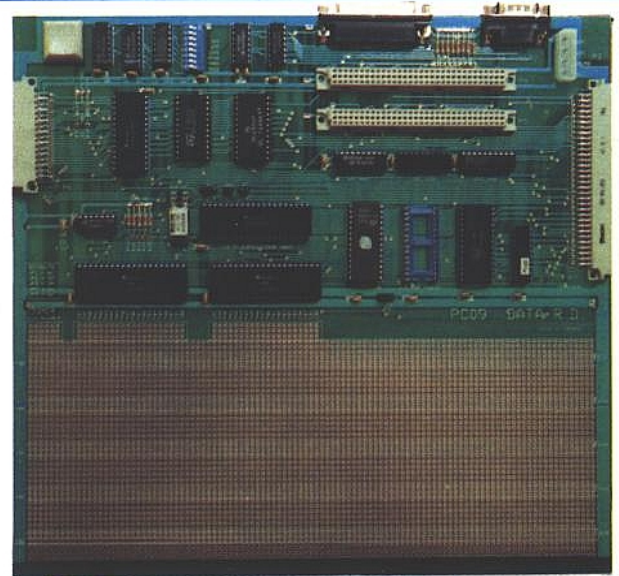
Et maintenant que vous venez de prendre connaissance de tous ces points fondamentaux concernant les capteurs magnétiques fonctionnant selon le principe de la magnéto-résistivité, vous voilà "parés" pour de nouvelles aventures, pour ma part c'est fait depuis longtemps.

Dominique PARET

Les PC09 arrivent : Des kits 6809 sur PC/AT

La PC09 est une carte 6809 livrée avec un logiciel intégré genre "turbo" (*). Un logiciel super-simple à utiliser : écran couleur, menus déroulants, touches d'aide... Vous développez votre application 6809 sur PC, puis vous transférez le code hexa. dans la PC09 et vous déboguez en temps réel. Tout ça, pour un prix incroyablement bas...
Note : La PC68 est une version 68000, avec compilateur "C" inclus.

(*) Toutes les innovations présentes dans la PC09 ont été brevetées par DATA R.D.
Le générique "Turbo" est une marque déposée BORLAND.



Logiciels sur PC/AT : Editeur, Assembleur compatible MOTO-ROLA, Désassembleur, Gestion de fichiers, Débogueur puissant (voir photo), Fonctions diverses, Sous-programmes...

Matériel PC09 : uP. 6809, RAM CMOS, 2 PIA disponibles, 2xRS232 (6850) à BRG par dip-switch, 1 timer, 2 slots G64 bufférisés, grande zone de wrapping, CI sur supports.

DATA R.D.

14, rue Gaspard Monge

Z.A. de l'Armailler

26500, BOURG-LÈS-VALENCE

Tél. 75-42-27-25

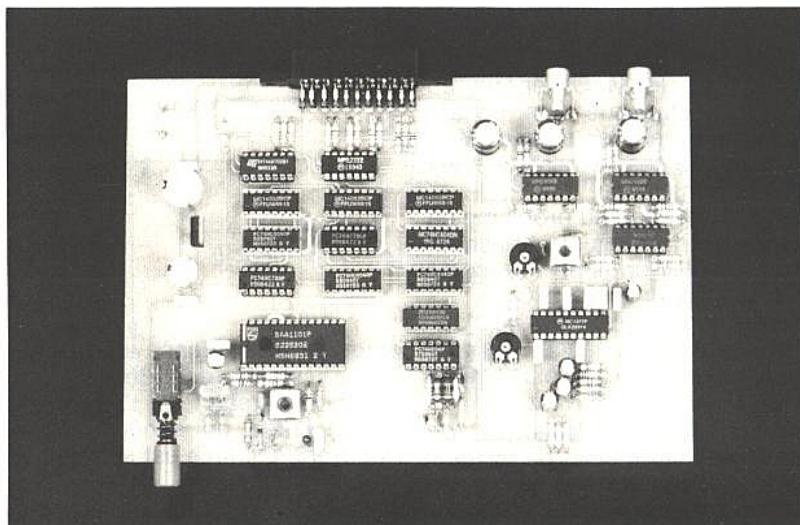
Fichier	Alt.	Num.	Long.	Données	Mémoire	divers
Mémoire						Interfaces
Mem.	--	+1 +2 +3 +4 +5 +6 +7 +8 +9 +A +B +C +D +E +F	ACIA 8828 45 32 -- --			
0000	00	11 22 33 44 55 66 77 88 99 AA BB CC DD EE FF	TIM. 8808 34 33 18 DE			
0030	00	11 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	" 880C D3 F5 26 AB			
0060	00	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	DA CA DB CB			
Pile	S -1 -2 -3 -4 -5 -6 -7 -8 -9 -A -B -C -D -E -F	PIA0 8800 80 F7 80 F5				
7FEC	34 56 D3 E4 A0 F9 B7 B1 FF 88 FF 99 FF FE 24 54	PIA1 8808 80 D4 FE 66				
Instructions						
DEBUT	LDX #0000	AA BB	1234	5678	0000	7FEC 00 -1---
	LDY #0000	AA BB	0000	5678	0000	7FEC 00 -1---
	LDB #00	AA BB	0000	0000	0000	7FEC 00 -1---
BOUCLE	LDA ,X+	AA BB	0000	0000	0000	7FEC 00 -1---
	STA ,Y+	00 00	0001	0000	0000	7FEC 00 -1-2-
	DECB	00 00	0001	0001	0000	7FEC 00 -1-2-
	BNE BOUCLE	00 07	0001	0001	0000	7FEC 00 -1---
BOUCLE	LDA ,X+	00 07	0001	0001	0000	7FEC 00 -1---
	STA ,Y+	11 07	0002	0001	0000	7FEC 00 -1---
	DECB	11 07	0002	0002	0000	7FEC 00 -1---
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						
.....						

Une mire-SVHS

Que les standards de télévision couleur existants : PAL, SÉCAM et NTSC soient de qualité moyenne, ce n'est ni une nouveauté ni une découverte, ils ont au moins l'avantage d'exister.

Examiner en long et en large leurs défauts n'a vraiment rien de passionnant ni de véritablement constructif. Il est beaucoup plus intéressant, après une analyse aussi objective que possible, de tenter d'améliorer ces systèmes.

Qui dit améliorer, dit obligatoirement conserver certaines bases de manière à assurer la compatibilité et une transition "sans douleur".



Trois canaux de 8 MHz, un pour chacune des composantes R, V, B et un quatrième pour les diverses voies audio, données, télétexte, cryptage donne de meilleurs résultats que tous les systèmes connus mais, vous en conviendrez facilement, reste assez peu réaliste — le mot est faible —. Dans ces conditions la compatibilité, que nous évoquions précédemment, est inexistante.

Toute la finesse réside en quelques mots, en faire le minimum et améliorer un maximum et ce n'est pas aussi simple qu'il peut le paraître.

Tous les maillons élémentaires de la chaîne de transmission vidéo profitent des améliorations des technologies récentes, plus les améliorations sont importantes et plus les défauts deviennent apparents, dus aux principes fondamentaux des systèmes.

Dans ces conditions il était normal que plusieurs laboratoires se penchent à nouveau sur le problème et proposent quelques améliorations.

Ainsi Yves Faroudja a fait quelques propositions intéressantes pour améliorer le système NTSC, mais ce n'est pas le seul et il existe de nombreuses propositions plus ou moins compliquées visant à améliorer la qualité soit de l'image soit de l'audio.

Dans ce numéro nous nous intéressons à un dérivé de standard Pal bien connu que l'on a coutume d'appeler — SVHS —.

Comme le VHS, le SVHS est d'origine nipponne et les Européens, mais ils ne sont pas les seuls, ont énormément de mal à accepter les idées qui ne sont

pas les leurs. Ils ont d'ailleurs d'autant plus de mal que l'on essaie de leur forcer la main.

Ceci explique qu'au passage des frontières, on ait tenté de débaptiser le SVHS pour le renommer SVideo ou encore Y-C. Peut importe, l'essentiel est de savoir que SVHS, SVideo et Y-C sont des synonymes.

Rappel du standard Pal

Le schéma de la figure 1 donne

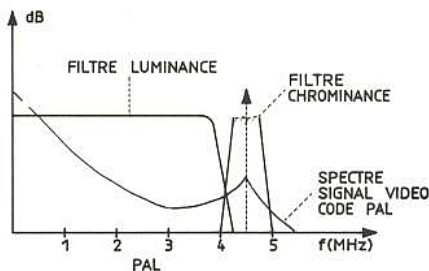


Figure 1

la représentation spectrale d'un signal vidéo codé Pal. De 0 à 3,9 MHz le signal de luminance et autour de 4,433 le spectre dû à la modulation, en phase, de la sous-porteuses par les signaux différence de couleur. A la réception la sélection luminance-chrominance s'effectue tout simplement par filtrage. Ce filtrage analogique est imparfait et donne lieu dans certains cas à de curieux phénomènes appelés cross-color et cross-luminance.

SVHS

Comment éviter ce désagrément, voilà une bonne question et nous allons voir comment on résoud le problème en SVHS.



The figure consists of two graphs. The left graph plots gain in dB (Y-axis) against frequency in MHz (X-axis, 0 to 5). It shows two curves: 'FILTRE LUMINANCE' which is flat at -3dB until 5 MHz, and 'SPECTRE CHROMINANCE' which starts at -3dB and decreases to -40dB at 5 MHz. The right graph plots gain in dB (C-axis) against frequency in MHz (X-axis, 0 to 5). It shows a single curve labeled 'SPECTRE CHROMINANCE' that peaks at approximately 4.5 MHz.

Figure 2

mettant en évidence les avantages du standard SVideo.

La configuration de l'image est représentée au schéma de la **figure 3**. L'image est séparée en

468,75 kHz				937,5 kHz		1,875 MHz		3,75 MHz	
B L A N C	J A U N E	C Y A N	V E R T	M A G -	R O U G E	B L E U	N O I R		
				1,875 MHz		3,75 MHz			

Figure 3

trois dans le sens de la hauteur. Nous disposons donc de trois champs notés 1, 2, 3 dans le sens de la hauteur.

Dans le sens du balayage ligne les champs 1 et 3 sont divisés en 4 groupes de 1 à 4 de gauche à droite.

Pour les champs 1 et 3, nous avons une suite de barres alternées noir et blanches pour le champ 1 et rouges et blanches pour le champ 3 avec les fréquences suivantes :

468,75 kHz pour le groupe 1
937,5 kHz pour le groupe 2
1 875 kHz pour le groupe 3
et 3 750 kHz pour le groupe 4.

Dans le champ 2 nous trouvons une mire de barres archi-traditionnelle.

Pour créer cette image nous devons donc, en utilisant un générateur de synchronisation universel, fabriquer les signaux R, V, B correspondants puis utiliser un codeur Pal délivrant Y et C et évidemment ne pas recombiner ces signaux.

LE SAA 1101

Le SAA 1101, Philips, est un circuit générateur universel de synchronisation qui succède au SAA 1043 que nos lecteurs connaissent bien et que nous avons employé dans le passé dans diverses applications, générateur de mires ou transcodeur Pal/Sécam.

Ce nouveau circuit regroupe les fonctions des deux circuits SAA 1043 et SAA 1044. Le schéma bloc interne du circuit est représenté à la **figure 4**.

Dans les standards TV, la fréquence de la sous-porteuse chrominance est liée à la fréquence de balayage horizontale F_h ; $F_h = 15\,625\text{ Hz}$ dans les systèmes à 625 lignes.

Dans le cas du standard Pal nous avons :

$$F_{sub} = \left(\frac{1135}{4} + \frac{1}{625} \right) F_h$$

ou encore $F_{sub} = 283,7516 \text{ Fh}$

Et dans le cas du Sécam, les deux sous-porteuses de chrominance valent respectivement et alternativement 272.Fh et 282.Fh.

Pour ces deux standards, il existe donc une relation de phase et de fréquence et l'on peut donc imaginer au moins trois types de fonctionnement pour un générateur de synchronisation universel qui possèdera donc deux oscillateurs : un oscillateur fonctionnant à la fréquence de la sous-porteuse et un oscillateur principal de cadencement.

Les deux oscillateurs sont conçus autour d'une porte CMOS inverseuse, broche 5 et 6 pour l'oscillateur principal et broches 1 et 2 pour l'oscillateur de sous-porteuse.

Le premier oscillateur est dit principal puisque tous les signaux de sortie sont obtenus

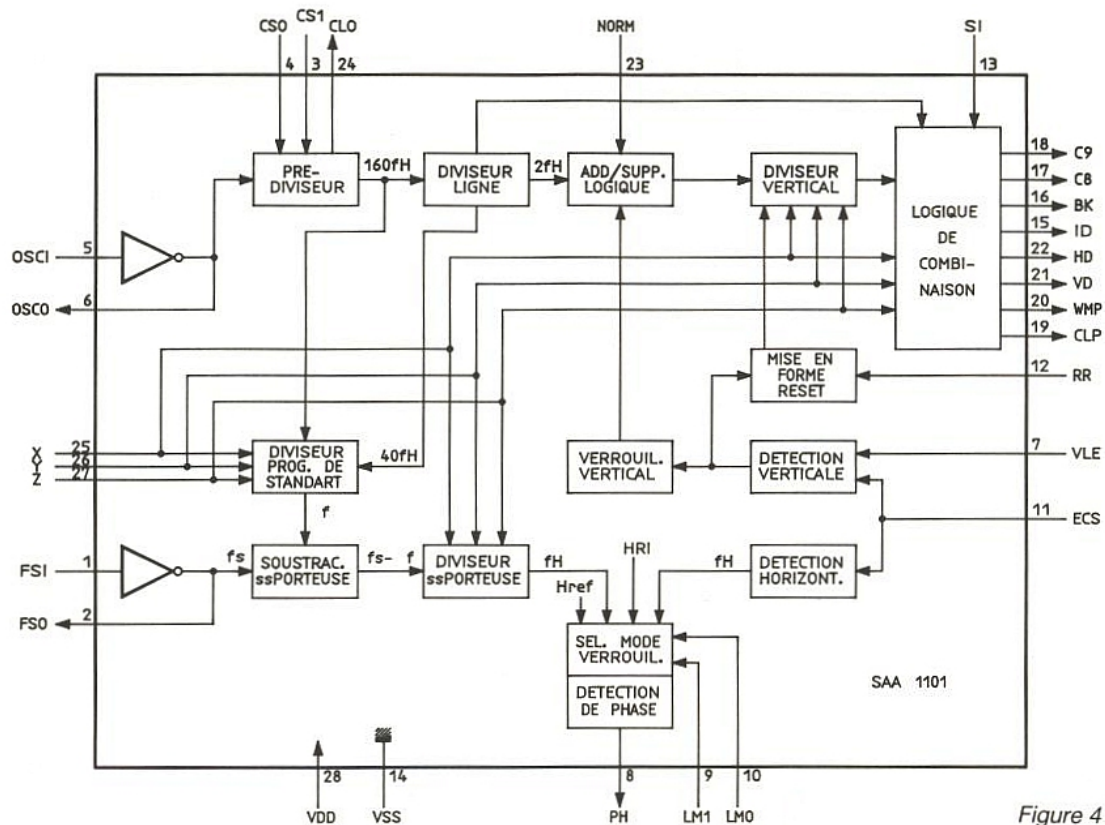


Figure 4

par division et recombinaison des signaux résultant de la division du signal de sortie de l'oscillateur principal.

Le générateur universel de synchronisation peut donc fonctionner dans les trois configurations suivantes :

1) Fonctionnement totalement autonome sans utilisation de l'oscillateur de sous-porteuse. Dans ce cas l'oscillateur principal est un oscillateur à quartz.

Ce premier mode est évidemment le plus simple, la mise en œuvre est immédiate. Nous verrons dans un prochain paragraphe le mode de sélection du fonctionnement et la programmation du premier diviseur pour l'oscillateur principal, visible sur le schéma synoptique de la **figure 4**.

2) Fonctionnement asservi sur un signal de synchronisation composite. L'oscillateur principal est désormais un VCO. Une logique interne compare phase et fréquence des signaux de synchronisation interne et externe, le résultat de cette comparaison est utilisé pour piloter le VCO. Il s'agit tout simplement d'un PLL. Dans ce cas le verrouillage à la fréquence ligne (15 625 Hz) est rapide et le verrouillage à la fréquence trame 50 Hz est lent. Le temps de verrouillage à la fréquence ligne peut-être considérablement diminué si l'on utilise le schéma de la **figure 5** où l'on extrait la synchronisation trame de la synchronisation composite et où ce signal est utilisé pour la

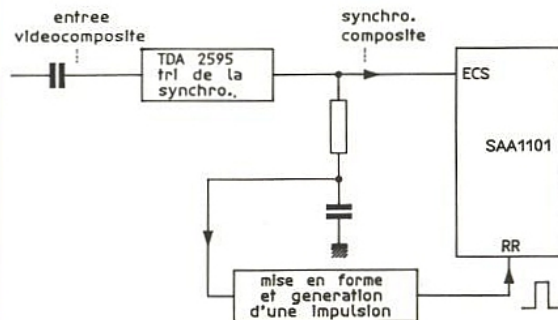
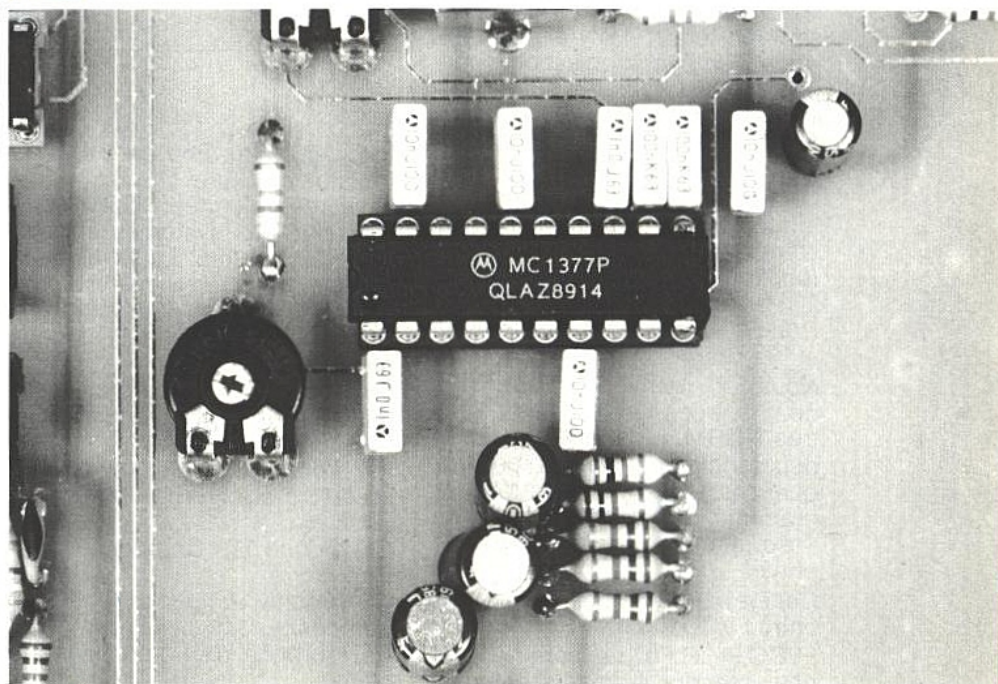


Figure 5



remise à zéro du compteur trame : entrée RR broche 12 du SAA 1101.

Ce deuxième mode de fonctionnement est celui que nous avons utilisé pour notre transcodeur Pal/Sécam avec le circuit SAA 1043.

Dans le cas du transcodeur Pal/Sécam l'entrée RR n'était pas utilisée ; la solution décrite précédemment a été mise en œuvre avec succès par la suite.

Jusqu'à présent aucune nouveauté et le circuit se comporte exactement comme un SAA 1043.

La première différence vient avec le 3^e mode de fonctionnement.

3) Fonctionnement avec verrouillage sur la fréquence de la sous-porteuse Fsub en Pal ou en Sécam.

Dans ce cas l'oscillateur de sous-porteuse est l'oscillateur maître et bien sûr à quartz.

Le quartz est connecté entre les broches 1 et 2 du circuit intégré. L'oscillateur connecté entre les broches 5 et 6 du circuit est asservi à l'oscillateur de sous-porteuse de manière à ce que les relations liant Fh et Fsub soient vérifiées.

Le tableau de la **figure 6** donne les relations entre Fh et Fsub en fonction du standard programmé.

La sélection du mode de verrouillage s'effectue grâce aux deux entrées LM0 et LM1.

Le circuit est programmé par le positionnement de 7 entrées LM0, LM1, X, Y, Z, CS0 et CS1.

Le tableau de la **figure 7** résume les différents modes possibles. Lorsque LM0 et LM1 sont au zéro le système se verrouille sur la sous-porteuse, il n'y a pas d'injection de synchronisation composite. Dans tous les autres cas le système se verrouille sur une synchronisation composite externe.

On trouve en outre, à la **figure 7** le tableau de programmation du standard PAL, Sécam, NTSC fonction des trois entrées X, Y et Z. Par exemple pour le système PAL B/G X et Y sont au 1 logique et Z au zéro.

Nous en terminerons par les deux entrées CS0 et CS1 et l'entrée NORM. L'oscillateur asservi peut fonctionner sur diverses fréquences, un prédiviseur programmable est intercalé entre l'oscillateur et le comparateur de phase.

Ceci revient à modifier la relation entre FVCO et Fh.

FVCO = R.Fh. Le paramètre R peut prendre 4 valeurs différen-

Standard	fsub	fsub
SECAM 1 et 2	282 Fh	282 FH
PAL N	229,2516 Fh	$(\frac{917}{4} + \frac{1}{625})$ FH
NTSC 1 et 2	227,5 FH	$\frac{455}{2}$ FH
PAL M	227,25 FH	$\frac{909}{4}$ FH
PAL B/G	289,7516 FH	$(\frac{1\ 135}{4} + \frac{1}{625})$ FH

Figure 6 : Relation entre FH et FSUB.

LM0	LM1	SELECTION
0	0	verrouillage sur la sous-porteuse réf.
0	1	verrouillage lent sur la synchro externe,
1	0	verrouillage lent sur la réf. synchro interne,
1	1	verrouillage rapide sur la synchro. interne,

SYSTÈME	X	Y	Z
SECAM 1	0	0	0
PALN	0	0	1
NTSC 1	0	1	0
PALM	0	1	1
SECAM 2	1	0	0 (avec identification)
PAL B/G	1	0	1
NTSC 2	1	1	0 (short blanking)

CS0	CS1	FRÉQUENCE	625 LIGNES	525 LIGNES	UNITÉS
0	0	160 fH	2,5	2,517482	MHz
0	1	320 fH	5	5,034964	MHz
1	0	960 fH	15	15,104893	MHz
1	1	1440 fH	22,5	22,657340	MHz

Figure 7

tes : 160, 320, 960 ou 1 440 en fonction de CS0 et CS1.

Finalement l'entrée NORM est à zéro pour les systèmes entrelacés 625 ou 525 lignes et au 1 logique pour les systèmes non entrelacés 624 ou 524 lignes.

Le SAA 1101 délivre 9 signaux utiles en vidéo.

ID broche 15 : Signal actif pendant les lignes utiles d'identification trame en Sécam.

BK broche 16 : Burst key en PAL ou NTSC et chroma blanking en Sécam.

CB broche 17 : Composite blanking.

CS broche 18 : Synchronisation composite.

CLP broche 19 : Impulsion de clamp.

WMP broche 20 : Impulsion de mesure du blanc.

VD broche 21 : Synchronisation verticale.

HD broche 22 : Synchronisation horizontale.

CLK broche 24 : Signal d'horloge du VCO.

Nous en savons désormais assez pour aborder le schéma de principe du codeur SVHS.

Le schéma de principe du codeur SVHS a été scindé en 4 parties :

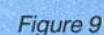
- 1 : génération de la synchronisation
- 2 : codage R, V, B
- 3 : interface de sortie R, V, B
- 4 : codage SVHS.

- le signal d'horloge à 15 MHz
- le signal de synchronisation verticale
- le signal d'effacement composite
- le signal d'horloge à la fréquence de la sous-porteuse pour le codage de la chrominance
- le signal de synchronisation composite.



Comme nous l'avons indiqué précédemment la mire se scinde en trois bandes horizontales comportant le même nombre de lignes. Dans le premier tiers rayures blanches et noires alternées — 4 fréquences distinctes —, dans le deuxième tiers mire de barres et finalement, rayures rouges et noires alternées.

Le compteur U_8 est un compteur lignes et grâce à la porte U_{9A} , chaque bande verticale comporte exactement 92 lignes.



On rappelle que chaque trame utile comporte 287 lignes utiles, qu'il n'est pas possible d'effectuer une séparation exacte en trois. Nous avons choisi 92 car ce nombre de lignes nous semble un bon compromis mais noter bien que l'on aurait pu prendre 96 et se passer de portes et à quatre entrées.

A la sortie du compteur U₁₀ que l'on peut assimiler à un compteur de bandes on dispose de deux signaux Q₁ et Q₂ positionnés de la manière suivante :

0,0 pendant la première bande
0,1 pendant la mire de barre
1,0 pendant la dernière bande.

Ces signaux actionnent les portes U₁₂ et U₁₃ jouant le rôle de sélection des signaux R, V, B.

Dans ce schéma le compteur U₅ est l'élément le plus important, il reçoit le signal d'horloge à 15 MHz et est remis à zéro à chaque début de ligne pendant toute la durée de l'effacement ligne.

Ce compteur délivre en outre les différentes salves aux fréquences à 3,750 kHz et les fréquences suivantes dérivées de la division par 2.

Un deuxième compteur U₆ est utilisé pour la génération des signaux R, V, B. Les signaux disponibles aux broches 5, 6 et sont en fait les signaux complémentaires R, V, B, ce qui justifiera l'emploi des portes U₁₄.

Le circuit U₁₁ découpe les bandes 1 et 3 en quatre parties, les signaux de commande sont tout simplement R et V, broches 9 et 10 de U₁₁.

Interface de sortie

Le schéma de l'interface de sortie est donné à la **figure 10**.

Avant d'être appliqués aux sorties de l'embase Péritel, les signaux R, V, B sont simplement bufférisés par trois transistors NPN du type 2 N 2222.

Pour des raisons d'esthétique on a choisi un réseau de 4 transistors dans un boîtier DIL référencé MPQ 2222.

Les signaux R, V, B et synchro seront envoyés vers le codeur SVHS. Celui-ci délivre un signal Y + synchronisation qui sera envoyé vers la sortie de la prise Péritel — broche 19 —.

CODAGE SVIDÉO

Nous disposons donc d'une mire simple R, V, B, synchro. Pour obtenir les signaux SVideo, il convient de coder R, V, B synchro pour obtenir la luminance et la synchronisation composite et le résultat de la modulation de la sous-porteuse par les signaux de chrominance.

Pour ce codage nous utiliserons un circuit très classique se prêtant particulièrement bien à cette application : le MC 1377 Motorola.

Le schéma de principe du codeur Pal est représenté à la **figure 11**.

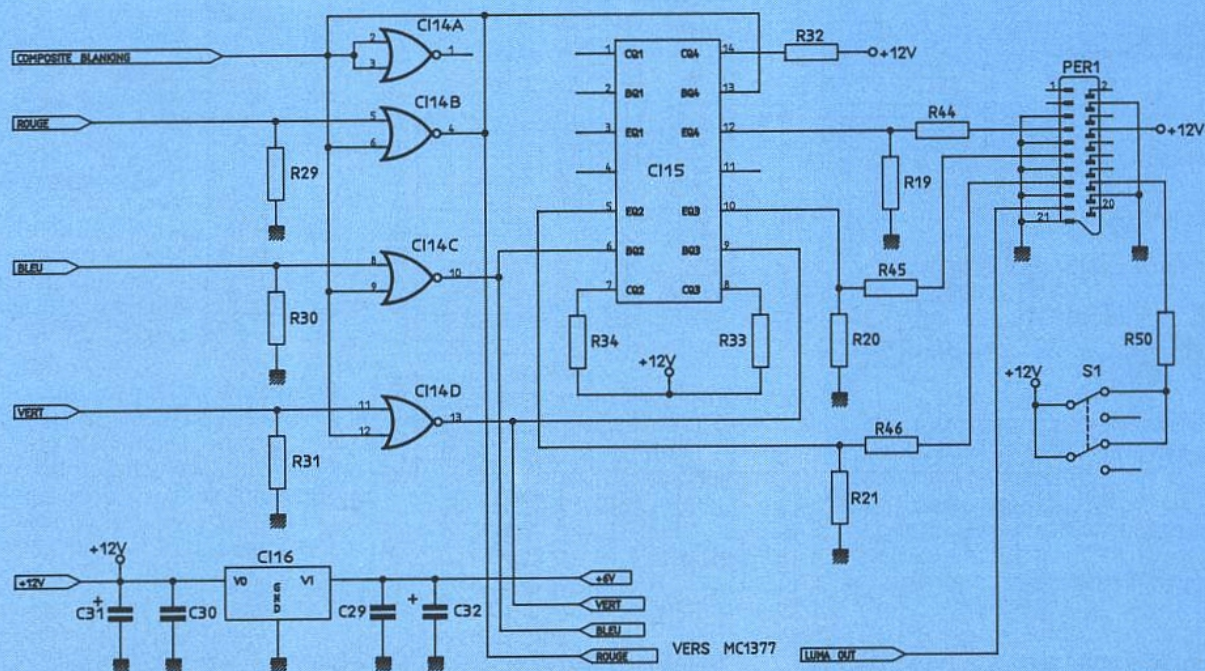
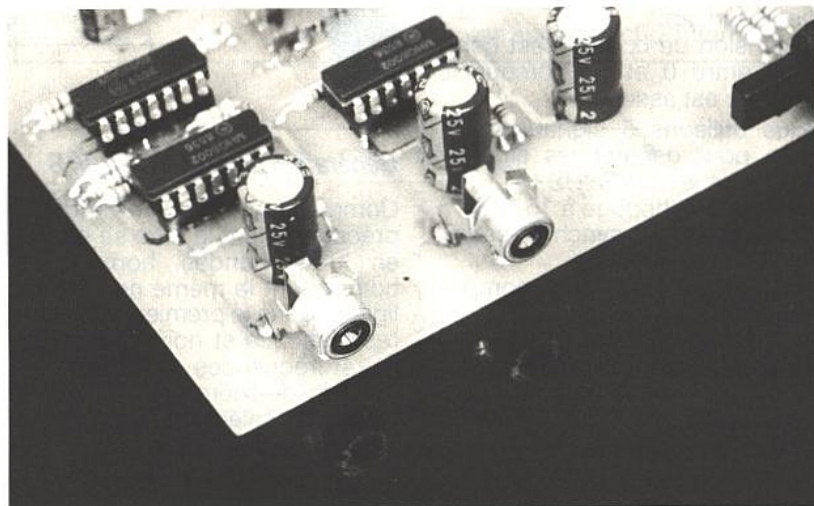


Figure 10

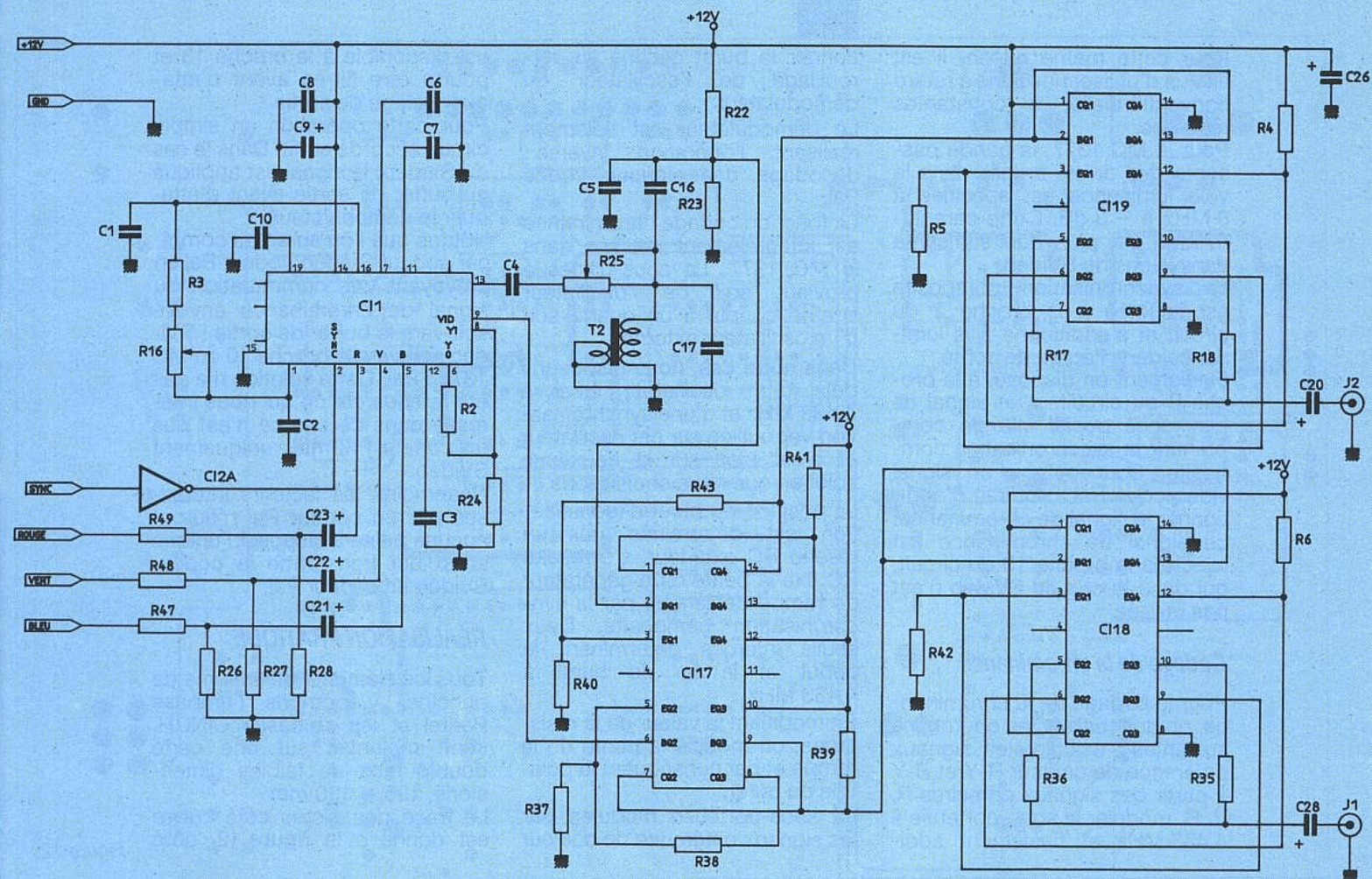
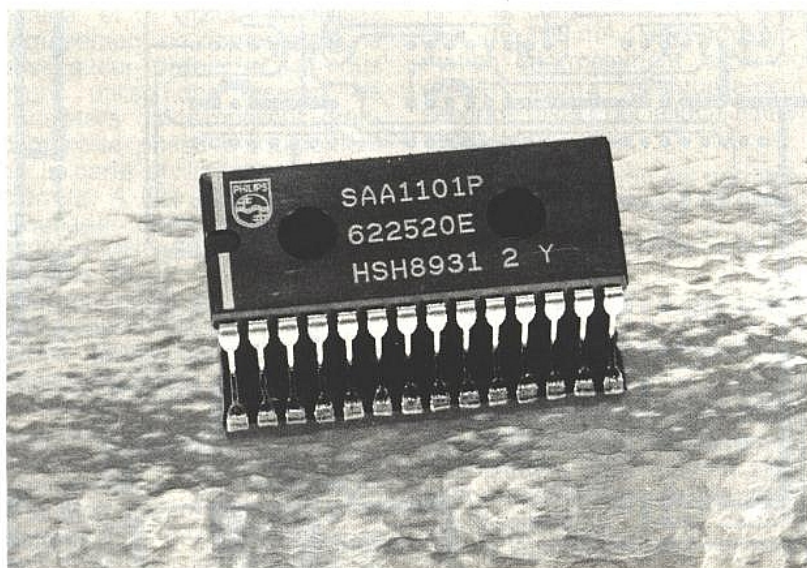


Figure 11



Le codage de la luminance et synchro composite

Les signaux R, V, B, d'amplitude max. crête à crête 1 V, sont appliqués aux entrées correspondantes : broches 3, 4 et 5 du circuit.

Ces signaux sont matricés : addition pondérée de manière à délivrer - Y à la broche 6 du circuit.

Lorsque le circuit est utilisé en codeur Pal on additionne luminance, chrominance et synchronisation. Dans ce cas la bande de Y doit être limitée à environ 3,9 MHz et le signal peut éventuellement être retardé pour faire coïncider au mieux luminance et chrominance. Dans le cas du codage Pal, filtrage et retard sont exécutés hors du circuit intégré, entre les broches 6 et 9.

Dans notre cas nous n'avons pas besoin du filtrage, bien au contraire, car le SVideo requiert 5 MHz de bande passante pour la luminance.

Pour cette même raison, il est exclus d'utiliser une ligne à retard conventionnelle, à constantes réparties.

Pour le MC 1377, la bande passante des divers amplis dans la voie luminance est spécifiée à 8 MHz à - 3 dB. Cette caractéristique est plus que suffisante dans le cas du S Vidéo.

La synchronisation composite est injectée à la broche 2 du circuit et s'additionne à la luminance dans l'étage de sortie.

Finalement on dispose, à la broche 9 du circuit, d'un signal de luminance positif clampé comprenant la synchronisation composite. Pour obtenir un signal vidéo codé Pal il suffirait d'additionner le signal de chrominance. Le signal de chrominance est injecté à la broche 10 du circuit, qui dans le cas du S Vidéo n'est pas utilisée.

Codage de la chrominance

Pour le codage de la chrominance, on doit réaliser les opérations suivantes : calculer les signaux différence de couleur R-Y et B-Y à partir des signaux primaires R, V, B, moduler la sous-porteuse à 4,433 MHz et finalement addi-

tionner le burst destiné au verrouillage de l'oscillateur du démodulateur.

Le démodulateur est l'élément réalisant l'opération inverse : décodage des signaux codés Pal.

La fonction codage chrominance est intégralement réalisée dans le MC 1377. La sous-porteuse provient soit de l'oscillateur interne couplé à un quartz soit d'un oscillateur externe.

Dans notre cas, nous disposons déjà d'un oscillateur local à 4,433 MHz et d'une synchronisation verrouillée sur cet oscillateur et c'est bien sûr la deuxième solution que nous choisissons.

La position du burst d'identification est déterminée par un réseau RC extérieur. Ce réseau RC fixe la pente d'un générateur de rampe déclenché par la synchronisation composite. Deux seuils internes déterminent le début et la fin du burst à 4,433 MHz.

En modifiant la valeur de la résistance, on modifie la pente de la rampe et par conséquent la position du burst.

La sous-porteuse modulée par les signaux différence de couleur

est disponible à la broche 13 et pourra être filtrée avant d'attaquer l'étage de sortie.

Pour cette opération un simple circuit accordé suffit. Dans le cas du S Vidéo, le signal est appliqué au buffer de sortie avant d'attaquer le démodulateur.

Notons que l'on aurait pu combiner codeur S Vidéo/codeur Pal en prévoyant une commutation du signal de chrominance envoyé soit vers le buffer de sortie : S Vidéo soit vers la broche 10 du MC 1377 : Pal. Cette solution n'a pas été retenue car ce qui nous intéresse dans ce cas ce n'est pas un codeur Pal mais uniquement S Vidéo.

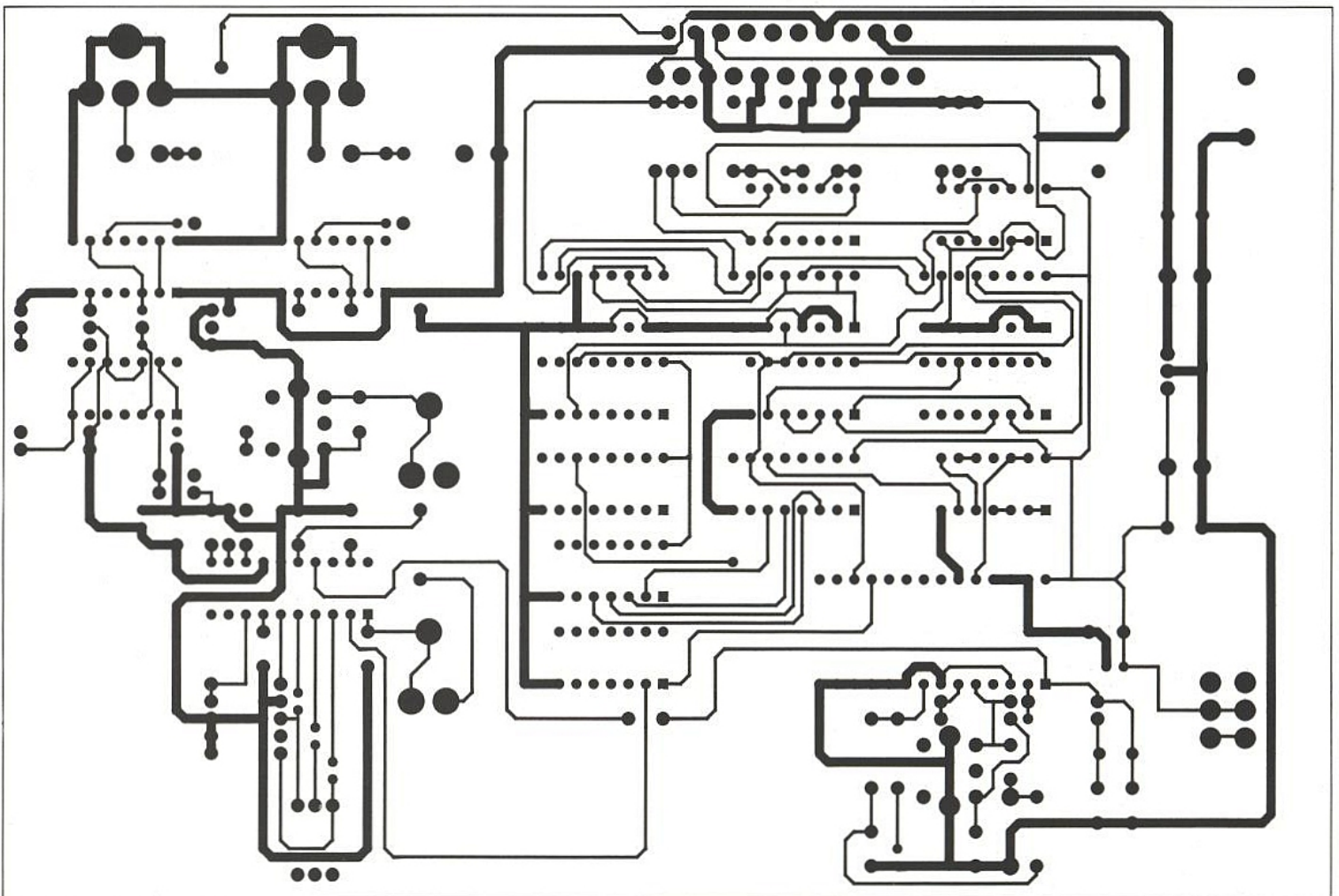
Néanmoins les lecteurs intéressés par un codeur Pal n'auront aucune peine à disposer l'unique strap qui transforme le codeur S Vidéo en codeur Pal.

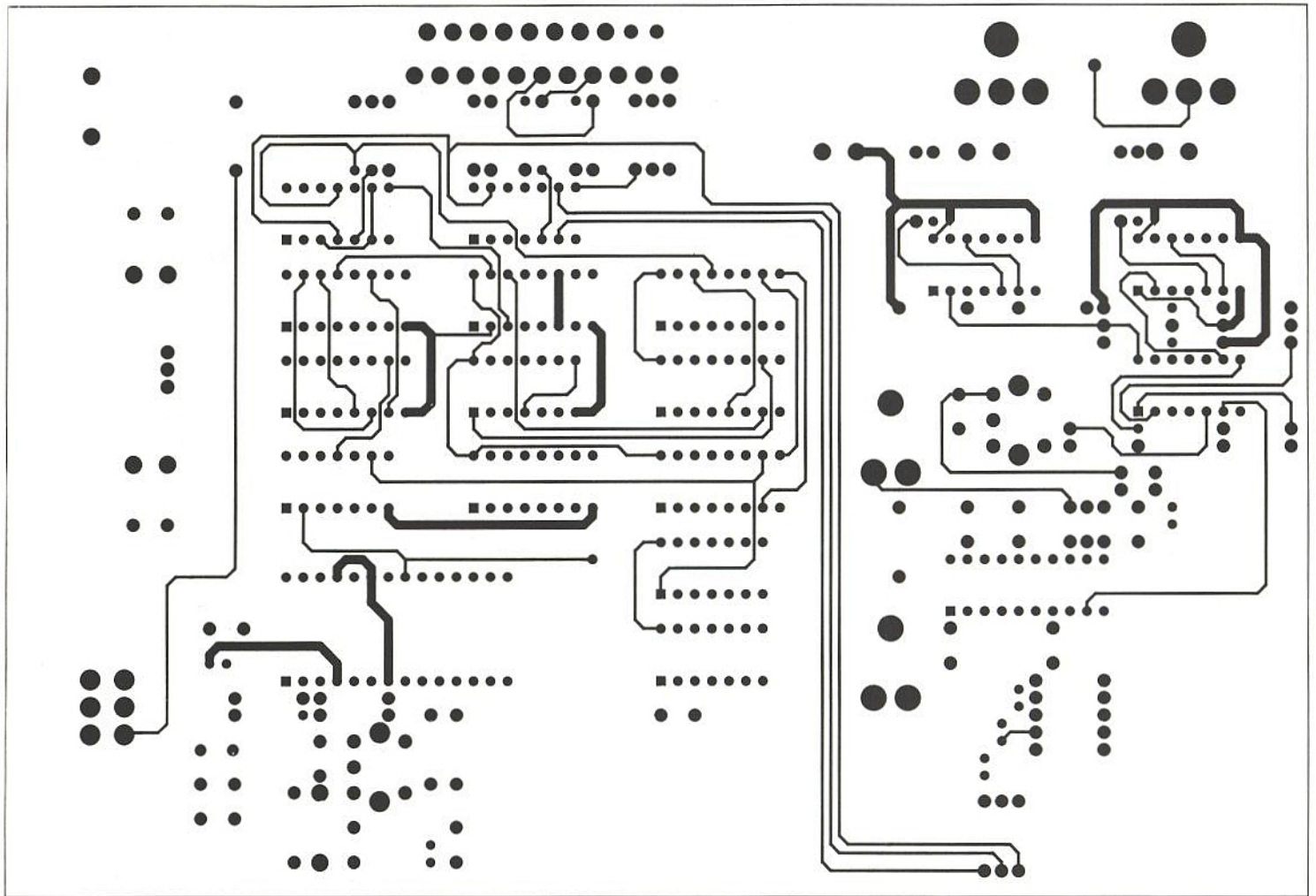
RÉALISATION PRATIQUE

Tous les éléments du schéma de principe, y compris l'embase Péritel et les embases CINCH, sont implantés sur une carte double face de faibles dimensions, 195 x 130 mm.

Le tracé des pistes côté cuivre est donné à la **figure 12**, côté

Figure 12





composants à la **figure 13** et l'implantation des composants à la **figure 14**.

Si la carte imprimée est de bonne qualité et à trous métallisés l'équipement en composants ne pose aucun problème car nous avons utilisé des réseaux de transistors qui simplifient grandement la phase d'équipement de la carte et limitent le risque d'erreur. A titre d'information le brochage des réseaux MPQ 2222 et MHQ 6002 est donné à la **figure 15**.

Pour des raisons d'esthétique et de simplicité de câblage, nous avons utilisé des réseaux de transistors MPQ 2222 pour 4 transistors NPN et MHQ 6002 pour deux NPN et deux PNP.

En cas de difficulté d'approvisionnement de ces composants il est bien évident que l'on pourra les remplacer par des classiques 2 N 2222 pour le MPQ 2222 et par exemple 2 N 3904 et 2 N 3906 pour le MHQ 6002. Dans le cas de cette substitution on veillera bien sûr à l'orientation des transistors et à remplacer les PNP par des PNP, les NPN par des NPN et non l'inverse.

Mise sous tension et réglages

La carte doit être alimentée par une tension continue stabilisée 12 V, la consommation est voisine de 100 mA. Une consommation anormalement faible ou élevée pourra éventuellement servir de piste pour la localisation des défauts.

Si la consommation est normale, on pourra commencer la phase de réglage, qui est d'ailleurs extrêmement simple.

La première opération consiste à régler l'oscillateur à 15 MHz. Le réglage s'effectue par la self L₁.

Ne pas chercher à visualiser le signal à 15 MHz en plaçant la sonde sur l'entrée ou la sortie de l'oscillateur. Ceci n'aurait pour effet que de décaler la fréquence de l'oscillateur : charge capacitive de la sonde.

La méthode la plus simple et la plus sûre réside dans l'emploi d'un simple voltmètre connecté au point commun R₁, R₂ tension varicap. On déplacera le noyau de L₁ jusqu'à ce que la tension de contre-réaction, asservisse-

ment de la boucle, soit comprise entre 2 et 3 V. Si cette manip. est faite à l'oscilloscope, on s'assurera que le bruit est inférieur à quelques mV crête à crête.

A partir de cet instant, il est possible de connecter un téléviseur via un câble Pétitel-Pétitel croisé.

La mire définie précédemment doit apparaître instantanément en couleur ou en noir et blanc suivant la position de l'interrupteur S₁.

Lorsque S₁ est en position repos, l'entrée commutation lente du téléviseur est active, l'entrée commutation rapide à zéro donc inactive et le signal de luminance additionné à la synchronisation composite est interprété par le téléviseur : mire en noir et blanc.

Lorsque S₁ est en position travail — enfoncé — les commutations lente et rapide sont en fonction, les signaux R, V, B sont interprétés et la synchronisation provient du tri dans le signal luma + synchro.

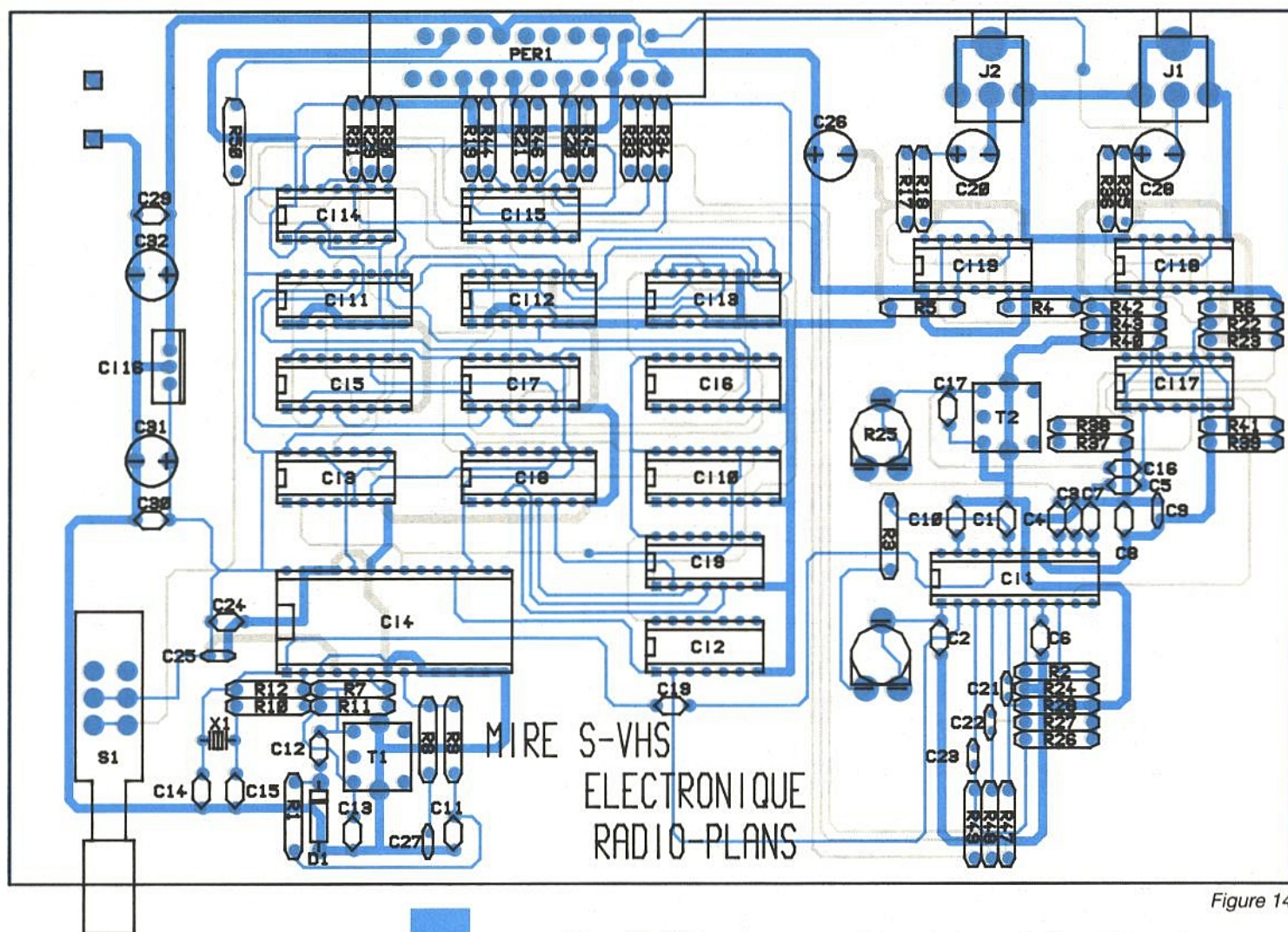
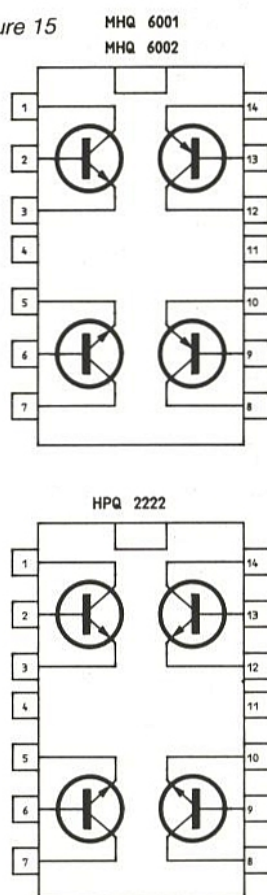


Figure 14

Figure 15



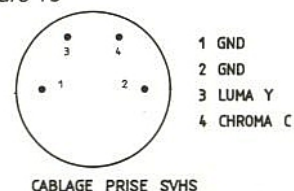
En principe, si l'oscillateur à 15 MHz est verrouillé, il ne peut y avoir de panne. En cas de mauvais fonctionnement : manque de synchronisation, absence de couleur, la seule solution consiste à pister les différents signaux utilisés pour le traitement.

Tous les signaux proviennent du SAA 1101, le défaut éventuel doit rapidement être détecté.

On suppose maintenant que le générateur de mires RVB fonctionne, et on termine les opérations de réglage : R25, R16 et en principe il ne doit pas y avoir de problème pour le signal de luminance. On s'assurera toutefois que celui-ci est présent en visualisant le signal en sortie de J1.

Certains téléviseurs sont équipés d'une prise dite SVHS dont on trouvera le schéma de câblage à la figure 16.

Figure 16



CONCLUSION

Ce codeur permet d'effectuer différents tests sur un téléviseur muni d'une entrée SVHS ou SVI-déo.

La même image pourra être visualisée en R, V, B et en SVHS et moyennant l'adjonction d'une capacité supplémentaire, en PAL.

Evidemment la sortie R, V, B donne les meilleurs résultats, on pourra alors évaluer facilement l'amélioration SVHS-PAL.

Les rayures à 1,875 MHz et 3,75 MHz sont particulièrement intéressantes tant en R, V, B qu'en PAL et SVHS.

On remarquera le moirage en PAL et les différences en R, V, B et SVHS.

Nous aurons peut-être l'occasion de revenir sur le SVHS pour réaliser cette fois non un codeur mais un décodeur recevant le SVHS et délivrant du R, V, B.

Cet interface pourra s'avérer utile entre un magnétoscope SVHS et un téléviseur ne comportant pas les entrées ad-hoc.

Evidemment le générateur de mires présenté aujourd'hui sera d'un grand secours pour la mise au point d'un tel décodeur.

A bientôt donc.

François de Dieuleveult

Nomenclature

Résistances

R ₁ : 220 kΩ	R ₃₅ : 75 Ω
R ₂ : 1 kΩ	R ₃₆ : 75 Ω
R ₃ : 33 kΩ	R ₃₇ : 470 Ω
R ₄ : 10 kΩ	R ₃₈ : 470 Ω
R ₅ : 10 kΩ	R ₃₉ : 220 Ω
R ₆ : 10 kΩ	R ₄₀ : 470 Ω
R ₇ : 560 kΩ	R ₄₁ : 220 Ω
R ₈ : 10 kΩ	R ₄₂ : 10 kΩ
R ₉ : 120 kΩ	R ₄₃ : 470 Ω
R ₁₀ : 1,2 kΩ	R ₄₄ : 270 Ω
R ₁₁ : 100 Ω	R ₄₅ : 270 Ω
R ₁₂ : 560 kΩ	R ₄₆ : 270 Ω
R ₁₆ : 22 kΩ	R ₄₇ : 2,2 kΩ
R ₁₇ : 75 Ω	R ₄₈ : 2,2 kΩ
R ₁₈ : 75 Ω	R ₄₉ : 2,2 kΩ
R ₁₉ : 220 Ω	R ₅₀ : 470 Ω
R ₂₀ : 220 Ω	
R ₂₁ : 220 Ω	
R ₂₂ : 10 kΩ	
R ₂₃ : 4,7 kΩ	
R ₂₄ : 1 kΩ	
R ₂₅ : 1 kΩ	
R ₂₆ : 560 Ω	
R ₂₇ : 560 Ω	
R ₂₈ : 560 Ω	
R ₂₉ : 2,2 kΩ	
R ₃₀ : 2,2 kΩ	
R ₃₁ : 2,2 kΩ	
R ₃₂ : 10 Ω	
R ₃₃ : 10 Ω	
R ₃₄ : 10 Ω	

Condensateurs

C ₁ : 10 nF
C ₂ : 1 nF
C ₃ : 100 nF
C ₄ : 1 nF
C ₅ : 150 pF
C ₆ : 10 nF
C ₇ : 100 nF
C ₈ : 10 nF
C ₉ : 10 μF/16 V
C ₁₀ : 10 nF
C ₁₁ : 1 nF
C ₁₂ : 470 pF
C ₁₃ : 33 pF
C ₁₄ : 47 pF
C ₁₅ : 15 pF
C ₁₆ : 1 nF
C ₁₇ : 47 pF
C ₁₉ : 100 pF
C ₂₀ : 220 μF/16 V
C ₂₁ : 22 μF
C ₂₂ : 22 μF
C ₂₃ : 22 μF
C ₂₄ : 10 nF
C ₂₅ : 10 μF/16 V
C ₂₆ : 220 μF/16 V
C ₂₇ : 4,7 μF/10 V
C ₂₈ : 220 μF/16 V
C ₂₉ : 100 nF
C ₃₀ : 100 nF
C ₃₁ : 1 000 μF
C ₃₂ : 1 000 μF

Circuits intégrés

IC ₁ : MC 1377
IC ₂ : 74 HC 04
IC ₃ : 74 HC 00
IC ₄ : SAA 1101
IC ₅ : 74 HC 4040
IC ₆ : 74 HC 4040
IC ₇ : 74 HC 00
IC ₈ : 74 HC 4040
IC ₉ : 4082
IC ₁₀ : 74 HC 4040
IC ₁₁ : 4052
IC ₁₂ : 4052
IC ₁₃ : 4052
IC ₁₄ : 74 HC 02
IC ₁₅ : MPQ 2222
IC ₁₆ : LM 7805
IC ₁₇ : MPQ 6002
IC ₁₈ : MHQ 6002
IC ₁₉ : MHQ 6002

Divers

D ₁ : OF643 Philips composants
2 embases CINCH, RCA femelles
1 embase Péritel
1 switch, 2 circuits, 2 positions, S ₁
T ₁ : Pot TOKO BTKANS - 34721 BHJ
T ₂ : Pot TOKO KACAS - K 1769 HM

EMETTEUR TV DE VIDEO SURVEILLANCE

Modulation de fréquence couleur pal-secam son + image (fourni avec son récepteur)

FM PRO : 4 W HF 969 MHz 12 volts	19 000 F TTC
FM 5-12 : 5 W réel à 950 MHz alimentation 12 V voiture	15 800 F TTC
FM 150 : 150 mW réel de 950 MHz à 1,3 GHz 12 V continu voiture	9900 F TTC
FM 10 : 10 W réel de 950 MHz à 1,3 GHz synthé 12 V continu	22 200 F TTC
FM 5 : 5 W HF réel de 940 MHz à 980 MHz synthé 220 V	13 800 F TTC
FM 20 : 20 W HF réel de 940 MHz à 980 MHz synthé	22 000 F TTC
FM 1 : 1 W HF réel à 1,3 GHz synthé	13 800 F TTC
FM 40 : 50 W HF réel à 980 MHz synthé	35 000 F TTC
FM 2,4 : 0,5 W à 2,4 GHz (fréquence légale)	19 600 F TTC

OPTIONS :

- Préampli réception à Asga 0,8 dB de Bruit pour 20 dB de gain	2 500 F TTC
- Son 2 ou 3 voies ou télécommande	N.C.
- Antenne directive 23 éléments	806 F TTC
- Antenne omnidirectionnelle 4 dipôles	2 135 F TTC
- Antenne pour mobile magnétique	806 F TTC
- Caméra couleur «PRO» sans objectif	7 800 F TTC
- Caméra N/B 450 lignes sensibilité 0,05 lux avec objectif grand angle	7 300 F TTC

COMPOSANTS HF

11 C 90	90 F TTC	MRF 317	820 F TTC	MRF 2010	1 150 F TTC
MC 1648	70 F TTC	MRF 247	420 F TTC	BGY 33	980 F TTC
2 N 6080	220 F TTC	MRF 248	580 F TTC	MHW 806	765 F TTC
2 N 6081	250 F TTC	MRF 240	220 F TTC	MHW 820	1 360 F TTC
2 N 6082	270 F TTC	MRF 433	180 F TTC	2 N 5944	140 F TTC
		MRF 421	395 F TTC	MRF 315	520 F TTC

MICRO HF PRO-10W réel

- 3 à 16 W réel
- Fréquence FM radio locale ou autre sur option
- Batterie 12 volts 6,5 A incluse
- 16 fréquences synthétisées
- Entrée micro 600 OHMS
- Entrée BF ODB

3800 FHT



Antenne souple sur option : **380 FHT**



Convertisseur RVB	2 200 F TTC
Micro HF 100 mW réel	1 700 F TTC
Micro HF 10 W réel	4 500 F TTC
Détecteur radio activité	2 300 F TTC
Récepteur spécial micro H.F. avec préampli spécial	1 700 F TTC

ABORCAS

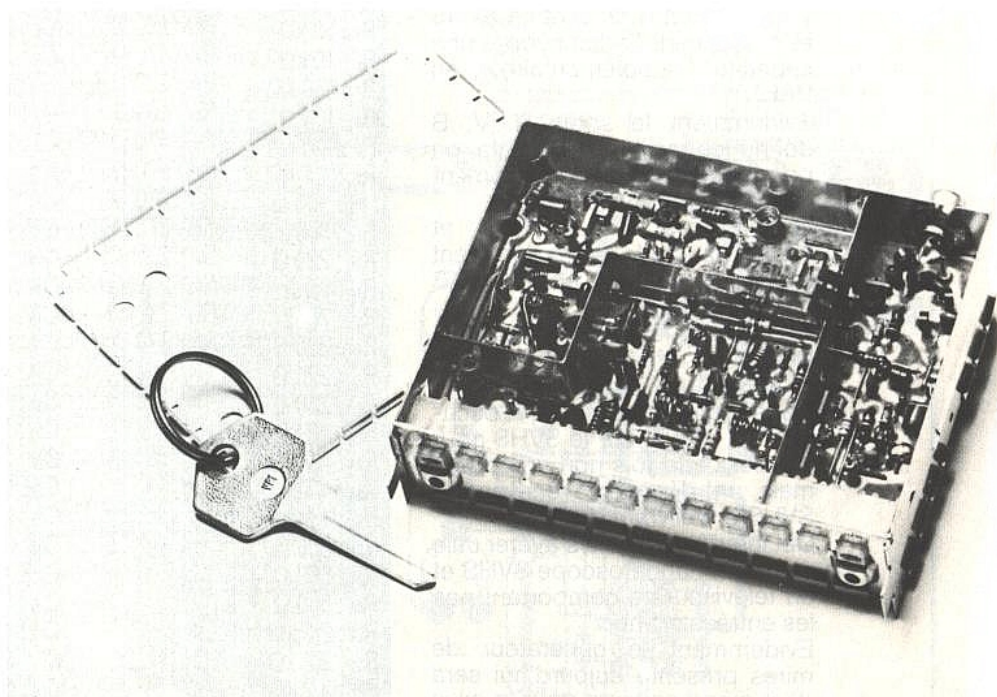
Rue des Ecoles
31570 LANTA

Tél. 61 83 80 03
Fax : 61 83 36 44
Télex : 530 171

Le bruit en réception

Quels que soient les systèmes de réception : tuner FM, récepteur TV, récepteur satellite, récepteur CB..., ceux-ci doivent capter des signaux H.F. de faible niveau. Le traitement des signaux est donc rendu difficile car le bruit engendré par le système de réception tend à masquer le signal utile.

On comprend mieux alors la notion de sensibilité comme étant la valeur minimale du signal d'entrée nécessaire pour obtenir en sortie un signal utilisable. Il ne suffit pas en effet d'amplifier fortement le signal pour le rendre exploitable car plus on augmente l'amplification, plus on voit apparaître certains bruits parasites qui brouillent le message utile...



Une première solution pour remédier à un tel problème pourrait consister à augmenter la puissance du signal émis, ceci relève malheureusement de l'utopie dans certains cas ! Une autre solution serait d'augmenter le gain de l'antenne de réception, mais celle-ci peut se heurter à des considérations techniques, économiques ou d'encombrement.

La solution que nous retiendrons ici est tout autre car nous chercherons à minimiser le bruit propre apporté par l'amplificateur en tête de réception.

Afin de tenir compte de sa contribution à la dégradation du rapport signal-bruit, on introduira un coefficient noté F et appelé facteur de bruit.

Au cours de cet article nous allons donc tout d'abord rappeler la nature du bruit, sa puissance ainsi que la notion de rapport signal-bruit. Puis nous aborderons les notions de facteur de bruit, de température de bruit avant d'examiner deux méthodes permettant de mesurer le facteur de bruit d'un amplificateur HF.

NATURE DU BRUIT

En sortie de n'importe quel système de réception, on trouve superposé au signal utile du

bruit. Ce dernier a très souvent plusieurs origines. En effet si on déconnecte l'antenne de réception, on s'aperçoit alors que l'amplitude du bruit recueilli en sortie se trouve modifiée. Cela signifie donc que le bruit recueilli en sortie d'un système de réception a une origine liée directement à sa structure interne et au milieu extérieur.

Dans les bruits liés au milieu extérieur, on distingue :

- les bruits cosmiques dus par exemple à l'activité du soleil
- les décharges atmosphériques, très sensibles par temps orageux
- les bruits créés par l'activité industrielle, par exemple l'allumage des moteurs à explosion, etc.

Parmi les bruits imputables à la structure interne des systèmes, on distingue :

- Le bruit impulsionnel : il peut varier en amplitude et en durée selon la nature du phénomène transitoire auquel il est lié : commutation de relais par exemple.
- Le bruit blanc qui est dû à l'agitation thermique des électrons. En effet, en absence de champ électrique externe, le courant qui traverse la résistance d'entrée d'un amplificateur est nul. En fait il s'agit là du courant moyen car il existe un courant

instantané non nul provoqué par les mouvements désordonnés des électrons. Cette "agitation" dépend de l'énergie thermique du milieu. Plus la température du milieu sera importante et plus l'amplitude des mouvements sera importante.

Donc si nous disposons d'un système de réception sensible, celui-ci détectera ces variations, les amplifiera et les fournira en sortie superposées au signal utile.

Ce bruit est également appelé bruit thermique.

En conclusion, le bruit blanc provient du mouvement désordonné des électrons dû à la température du milieu. Certains de ces mouvements auront un contenu spectral dans la gamme de fréquence du système de réception et contribueront au "bruitage" du signal de sortie.

PUISSANCE DE BRUIT

Une résistance R isolée et portée à une température T produit à ses bornes une tension de bruit qui a pour expression :

$$U = \sqrt{4 k \cdot T \cdot B_p \cdot R}$$

avec :

* k : constante de Boltzmann

$$k = 1,374 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$$

* T : température exprimée en degrés Kelvin.

$$0^\circ \text{ Kelvin} = -273^\circ \text{C.}$$

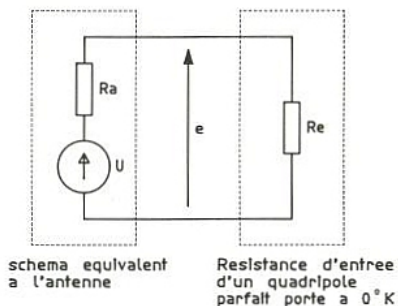
Le 0° Kelvin correspond à une température théorique à laquelle les électrons n'ont plus d'énergie pour se mouvoir.

Si nous prenons une température ambiante de 17° Celsius, celle-ci exprimée en degrés Kelvin donnera : $273^\circ + 17^\circ = 290^\circ \text{ K.}$

* B_p : bande passante de bruit en Hz.

* R : résistance en Ω .

Supposons que cette résistance représente la résistance d'entrée de notre système de réception. Pour qu'il y ait transfert de puissance maximum, sur le signal utile, entre l'antenne de réception et notre système, il faut que leurs résistances soient égales. (D'une manière plus précise, leurs impédances complexes doivent être conjuguées). Ceci entraîne également qu'il existera une certaine puissance de bruit inévitable à l'entrée due à la résistance de l'antenne. Nous allons donc calculer la puissance de bruit fournie par la résistance équivalente de l'antenne à notre récepteur supposé parfait, c'est-à-dire porté à une température de 0° Kelvin.



R_a = résistance équivalente de l'antenne.

U = tension de bruit équivalente.

On a donc :

$$P_{\text{bruit}} = \frac{e^2}{R_e}$$

$$\text{or } e = \frac{R_e}{R_a + R_e} U$$

avec $R_a = R_e$

$$e = \frac{U}{2}$$

$$\text{or } U = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B_p \cdot R_a}$$

$$P_{\text{bruit}} = \frac{U^2}{4 R_a}$$

$$P_{\text{bruit}} = \frac{4 k \cdot T \cdot B_p \cdot R_a}{4 R_a}$$

$$\boxed{P_{\text{bruit}} = k \cdot T \cdot B_p} \quad (1)$$

RAPPORT SIGNAL/BRUIT

Par définition c'est le rapport de la puissance utile sur la puissance de bruit en un point donné d'un circuit.

$$\frac{S}{B} = \frac{P_u}{P_b}$$

S : Signal utile
 B : Bruit

On l'exprime aussi en dB :

$$\frac{S}{B} \text{ (dB)} = 10 \log. \frac{P_u}{P_b}$$

Il faut naturellement, toujours chercher à avoir un rapport S/B le plus élevé possible.

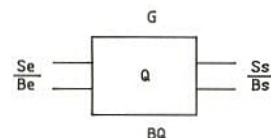
Le problème avec cette expression est qu'elle ne reflète pas les caractéristiques intrinsèques de l'amplificateur de réception utilisé.

Il est très facile de comprendre que le rapport signal/bruit mesuré en sortie d'un amplificateur dépend du rapport signal/bruit présent à l'entrée !

Pour cette raison on s'intéressera à la **dégradation du rapport signal/bruit entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur qui n'est rien d'autre que le facteur de bruit.**

FACTEUR DE BRUIT

D'après ce qu'on a vu précédemment et par définition, le facteur de bruit F d'un système quelconque Q s'exprime comme suit :



$$F = \frac{S_e/B_e}{S_s/B_s}$$

avec S_s/B_s : rapport signal sur bruit de sortie.

S_e/B_e : rapport signal sur bruit en entrée.

$$\text{or } B_e = kT B_p \quad (1).$$

$$\text{et } S_s = G \cdot S_e$$

avec G = Gain du système Q .

$$F = \frac{S_e}{B_e} \times \frac{B_s}{S_s}$$

$$F = \frac{S_e}{kT B_p} \times \frac{B_s}{G \cdot S_e}$$

ou :

$$\boxed{F = \frac{B_s}{G \cdot k \cdot T \cdot B_p}} \quad (2)$$

Le bruit B_s que nous trouvons en sortie n'est rien d'autre que la puissance de bruit thermique inévitable présente à l'entrée du système et amplifiée à laquelle s'ajoute la puissance de bruit B_Q engendrée par le système.

On a donc :

$$B_s = G \cdot B_e + B_q$$

avec B_q = puissance de bruit du système.

Ce qui entraîne :

$$F = \frac{G \cdot B_e + B_q}{GkTB_p}$$

$$\text{or } B_e = k \cdot T \cdot B_p \quad (1)$$

donc :

$$F = \frac{GkTB_p + B_q}{GkTB_p} \quad (3)$$

Le facteur de bruit s'exprime généralement en dB.

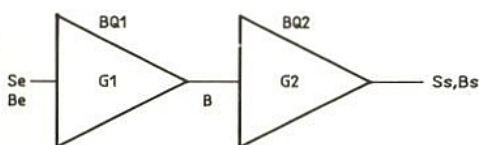
$$F \text{ (dB)} = 10 \log \frac{GkTB_p + B_q}{GkTB_p}$$

Pour un système parfait (cas purement théorique), la puissance de bruit B_q sera nulle, ce qui entrainera un facteur de bruit $F = 1$ soit : $F \text{ (dB)} = 0 \text{ dB}$.

En conclusion : Le facteur de bruit représentant la dégradation du rapport signal/bruit entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur de réception, par exemple, il faudra veiller à toujours avoir le facteur de bruit le plus faible possible.

Facteur de bruit de 2 amplificateurs en cascade

A l'entrée du premier étage nous avons une puissance de bruit $B_e = k \cdot T \cdot B_p \quad (1)$



En sortie du premier étage nous obtenons une puissance de bruit $B = G_1 \cdot kTB_p + B_{q1}$. Celle-ci va être à son tour amplifiée par le deuxième étage et nous obtenons donc une puis-

sance de bruit en sortie :

$$B_s = G_2 [B] + B_{q2}$$

$$B_s = G_2 [G_1 kTB_p + B_{q1}] + B_{q2}$$

$$\text{or } F = \frac{S_e/B_e}{S_s/B_s} \text{ par définition}$$

$$\text{avec ici } S_s = G_2 \cdot G_1 \cdot S_e.$$

Ce qui entraîne :

$$F = \frac{S_e}{B_e} \times \frac{B_s}{S_s}$$

$$F = \frac{S_e}{kTB_p} \times \frac{G_2 [G_1 \cdot k \cdot T \cdot B_p + B_{q1}] + B_{q2}}{G_2 \cdot G_1 \cdot S_e}$$

$$F = \frac{G_2 [G_1 \cdot k \cdot T \cdot B_p + B_{q1}] + B_{q2}}{k \cdot T \cdot B_p \cdot G_2 \cdot G_1}$$

$$F = \frac{G_1 \cdot k \cdot T \cdot B_p + B_{q1}}{G_1 \cdot k \cdot T \cdot B_p} + \frac{B_{q2}}{G_2 \cdot G_1 \cdot k \cdot T \cdot B_p}$$

F_1 : facteur de bruit du premier étage [voir expression générale (3)]

$$F = F_1 + \frac{B_{q2}}{G_2 \cdot G_1 \cdot k \cdot T \cdot B_p}$$

$$F = F_1 + \frac{B_{q2} + (G_2 \cdot k \cdot T \cdot B_p - G_2 \cdot k \cdot T \cdot B_p)}{G_2 \cdot G_1 \cdot k \cdot T \cdot B_p}$$

$$F = F_1 + \frac{B_{q2} + G_2 \cdot k \cdot T \cdot B_p}{G_1 \cdot G_2 \cdot k \cdot T \cdot B_p} - \frac{1}{G_1}$$

On voit apparaître dans ce terme le facteur de bruit F_2 du second étage :

$$(F_2 = \frac{B_{q2} + G_2 \cdot k \cdot T \cdot B_p}{G_2 \cdot k \cdot T \cdot B_p})$$

Ce qui entraîne :

$$F = F_1 + \frac{F_2}{G_1} - \frac{1}{G_1}$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

qui est l'expression du facteur de bruit total de deux amplificateurs montés en cascade.

Exemple :

Prenons $F_1 = 2 \rightarrow F_1 \text{ (dB)} = 3 \text{ dB}$

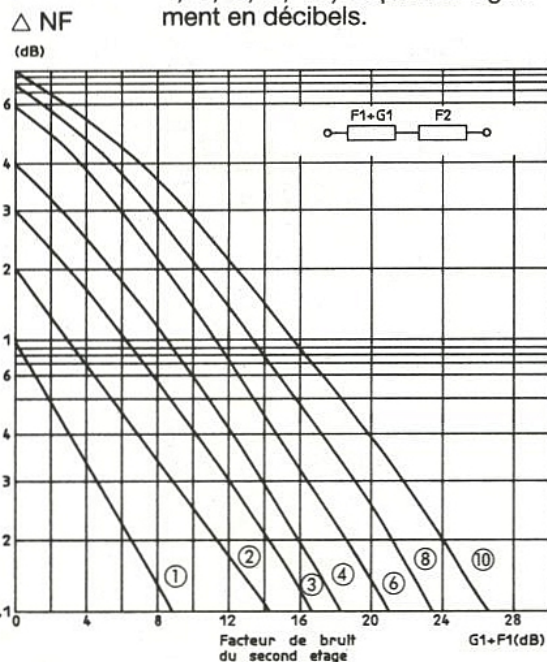
$G_1 = 8 \rightarrow G_1 \text{ (dB)} = 9 \text{ dB}$

$F_2 = 10 \rightarrow F_2 \text{ (dB)} = 10 \text{ dB}$

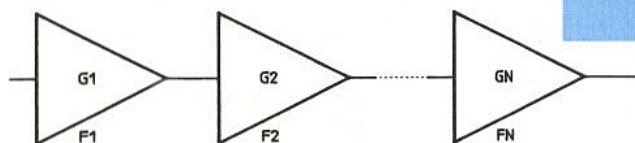
On a donc $F = 2 + \frac{10 - 1}{8}$

$F = 3,125$ soit $F \text{ (dB)} = 4,95 \text{ dB}$.

En conclusion, si l'on veut obtenir un facteur de bruit total minimum, il faudra veiller à avoir un amplificateur d'entrée avec un facteur de bruit F_1 très faible et avec un gain G_1 très grand tel que l'effet du second étage ($F_2 - 1$)/ G_1 devienne négligeable. Pour apprécier l'effet des deux amplificateurs en cascade, on pourra utiliser l'abaque suivant sur lequel est tracé en abscisse $G_1 + F_1$, les deux termes étant exprimés en décibels. Sur l'axe des ordonnées figure la variation de facteur de bruit introduite par l'association des deux étages. Et enfin une famille de courbes correspondant à différents facteurs de bruit du second étage (1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 10) exprimés également en décibels.



Facteur de bruit de N amplificateurs montés en cascade



En effectuant les mêmes calculs que ceux vus précédemment aux N quadripôles dessinés, on trouve un facteur de bruit total F_T :

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 \cdot G_2 \dots \times G_{(N-1)}}$$

De cette expression nous remarquons que si le premier quadripôle a un gain G_1 important alors le facteur de bruit total prend une valeur proche du facteur de bruit du premier quadripôle ! D'où l'intérêt de choisir un amplificateur d'entrée possédant un faible facteur de bruit et un grand gain.

Effet d'une boucle de C.A.G. sur le facteur de bruit

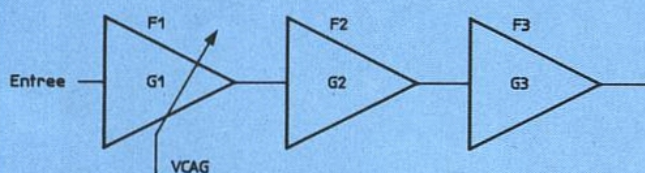
En fonction du lieu, le niveau d'entrée d'un système de réception peut varier. En conséquence il faut souvent prévoir une boucle de C.A.G. qui maintient constant le niveau d'entrée de l'étage de démodulation.

Le choix de l'emplacement de l'amplificateur commandé en gain dans la chaîne d'entrée d'un système de réception peut avoir des conséquences désastreuses sur le facteur de bruit si l'on n'y prend pas garde.

En effet, envisageons deux exemples :

Exemple 1 :

Souhaitant une très bonne linéarité pour notre amplificateur commandé en gain, nous disposons celui-ci en tête de réception.



Supposons que les variations de gain soient sans effet sur le facteur de bruit du premier étage. Nous pouvons alors écrire :

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

Prenons un exemple numérique pour voir l'effet de la C.A.G. sur le facteur de bruit total.

$$F_1 = F_2 = 6 \text{ dB} \Leftrightarrow F_1 = F_2 = 4$$

$$F_3 = 10 \text{ dB} \Leftrightarrow F_3 = 10$$

$$0 \text{ dB} < G_1 < 30 \text{ dB} \Leftrightarrow$$

$$1 < G_1 < 1000$$

$$G_2 = 13 \text{ dB} \Leftrightarrow G_2 = 20$$

$$G_3 = 3 \text{ dB} \Leftrightarrow G_3 = 2$$

Deux cas extrêmes sont alors à envisager, en fonction des valeurs de G_2 :

$$F_T \text{ minimum} = 4 + \frac{4-1}{1000} + \frac{10-1}{1000 \times 20} \approx L \text{ soit } 6 \text{ dB}$$

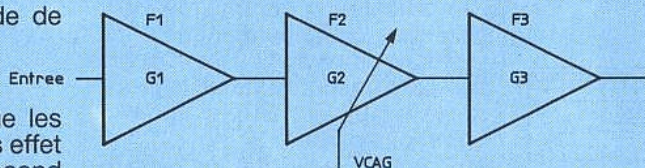
$$F_T \text{ maximum} = 4 + \frac{4-1}{1} + \frac{10-1}{1 \times 20} = 7,45 \text{ soit } 8,72 \text{ dB}$$

Le facteur de bruit total a donc varié de 2,72 dB en fonction du niveau de réception ! Celui-ci varie donc proportionnellement au niveau de réception.

Exemple 2 :

Effectuons notre commande de gain sur le second étage.

On suppose également que les variations de gain sont sans effet sur le facteur de bruit du second étage.



$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

Utilisons les mêmes valeurs que celles vues à l'exemple 1.

$$F_1 = F_2 = 6 \text{ dB} \Leftrightarrow F_1 = F_2 = 4$$

$$F_3 = 10 \text{ dB} \Leftrightarrow F_3 = 10$$

$$G_1 = 13 \text{ dB} \Leftrightarrow G_1 = 20$$

$$0 \text{ dB} < G_2 < 30 \text{ dB} \Leftrightarrow$$

$$1 < G_2 < 1000$$

$$G_3 = 3 \text{ dB} \Leftrightarrow G_3 = 2$$

Deux cas extrêmes sont alors envisager, en fonction des valeurs de G_2 :

Formule 5

$$F_T \text{ minimum} = 4 + \frac{4-1}{20} + \frac{10-1}{20 \times 1000} \approx 4,15 \text{ soit } 6,18 \text{ dB}$$

$$F_T \text{ maximum} = 4 + \frac{4-1}{20} + \frac{10-1}{20 \times 1} = 4,6 \text{ soit } 6,62 \text{ dB}$$

Le facteur de bruit total ne varie donc que de 0,44 dB dans une telle configuration à comparer avec les 2,72 dB vus dans l'exemple 1 pour une même dynamique de gain !



CONCLUSION :

Avec l'exemple 2 nous venons de voir que le facteur de bruit pouvait rester sensiblement indépendant du niveau de réception, l'intérêt étant que toute augmentation du gain de l'antenne de réception de N décibels augmentera dans les mêmes proportions le rapport signal à bruit en sortie démodulée du système.

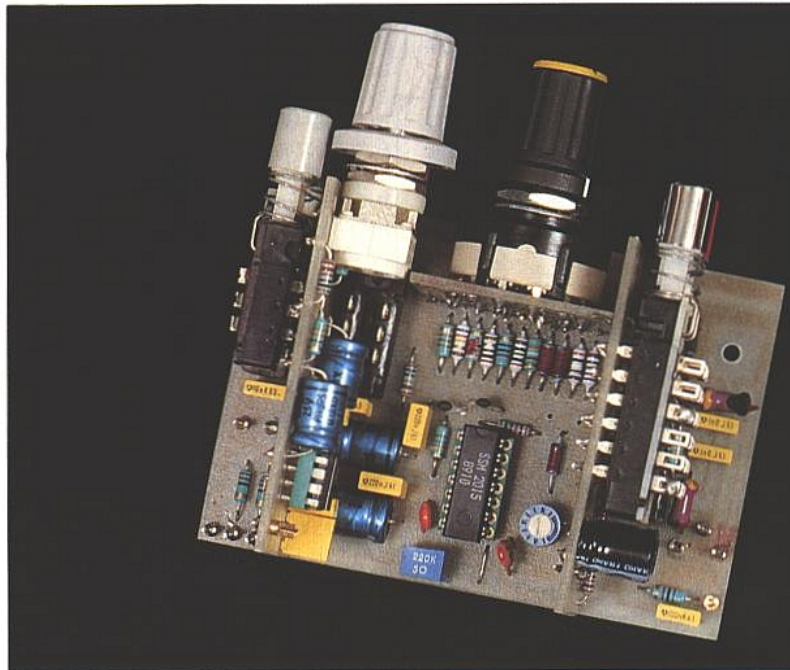
G. ROPARS

Application du SSM 2015 : un préampli micro/ligne

Le mois dernier nous avons observé le SSM 2015. Ses performances intéressantes nous ont conduits à le mettre en pratique pour réaliser un étage préampli micro/ligne qui puisse satisfaire bon nombre d'utilisateurs.

Dans un volume à peine supérieur à celui d'une grosse boîte d'allumettes, nous vous proposons :

- une clé de phase (normal/reverse)
- alim phantom (ON/OFF)
 - padding (− 20 dB)
- gain micro (10 à 65 dB par bonds de 5)
- filtre coupe haut (− 3 dB à 15 kHz)
- filtre coupe bas (− 3 dB à 75 Hz)
 - clé micro/ligne
 - niveau ligne réglable indépendamment du niveau micro
- entrée micro symétrique (électronique), ligne asymétrique.



Comme nous l'avons laissé entendre le mois dernier, ce module est une réalisation très performante, mise à la portée de tous. Pour la limiter au volume annoncé, il nous a fallu mettre en pratique toutes les astuces de notre répertoire secret. Mais ce dernier n'est-il pas à votre service depuis longtemps déjà ?

Parmi les problèmes rencontrés pendant la phase d'étude, nous avons été confrontés à des phénomènes directement liés au dessin des circuits imprimés (accrochages essentiellement). Les tracés donnés dans ces pages représentent l'aboutissement de trois approches successives, et l'auteur conseille vivement aux lecteurs qui exigent un fonctionnement parfait dès la dernière soudure refroidie, de s'y conformer scrupuleusement. Cela est d'ailleurs valable pour toutes les réalisations publiées.

Chaque auteur, dans quelque domaine que ce soit (UHF, VHF, HF, vidéo, logique, "micro", audio, etc.) se trouve confronté régulièrement à des problèmes

d'implantation directement liés à la nature du sujet traité. On n'implante pas du tout de la même façon un schéma audio, VHF, logique, etc.

Si un lecteur réimplante, modifie, étend ou condense une maquette, qu'il soit sympa : c'est SON affaire. Bien entendu, une aide aimable n'est pas exclue (c'est évident) mais ne peut en aucun cas être prise pour une "assurance garantie inconditionnelle" !

SCHÉMA

La figure 1 illustre notre démarche. Nous ne reviendrons pas sur la mise en œuvre particulière au SSM 2015 (voir précédent numéro). A ce sujet, faisons encore une remarque : Il nous a été reproché, pour certaines réalisations, d'imposer aux lecteurs de se reporter à un ou plusieurs numéros précédents (jamais très anciens toutefois). Cette façon de faire est incontournable dans certains cas. Exemple : les dbx !

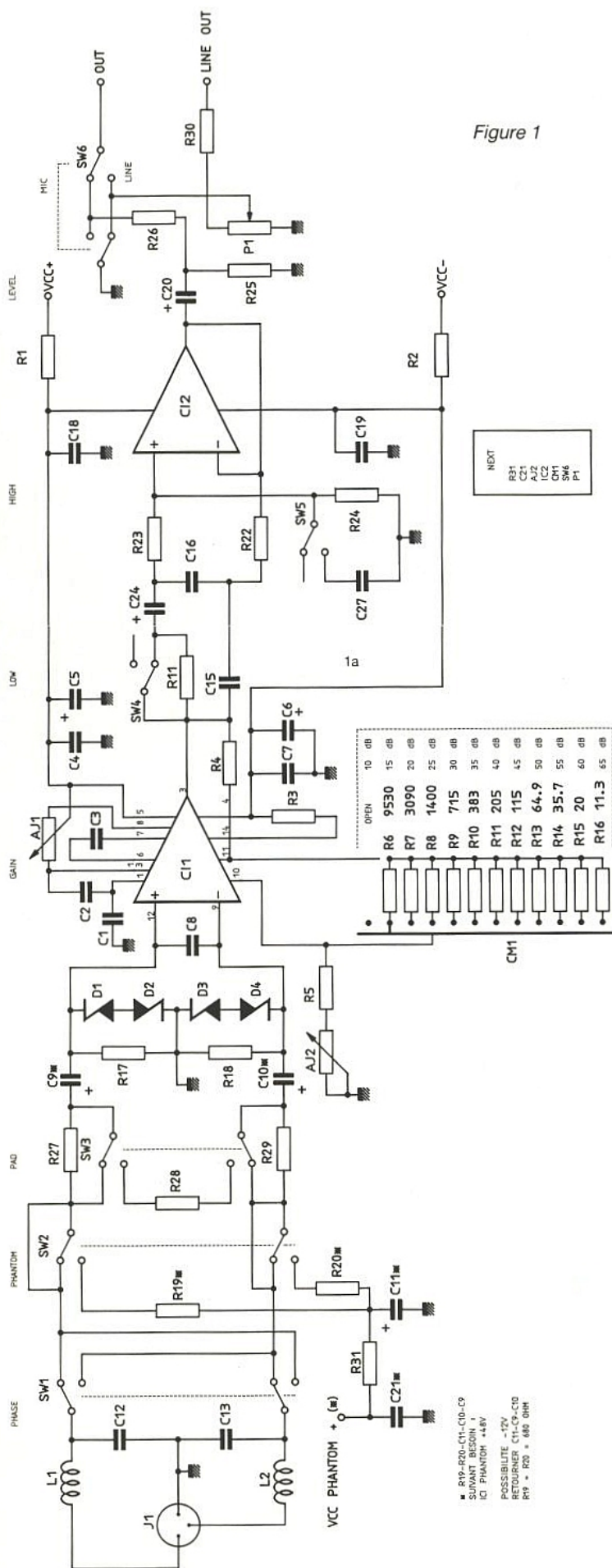
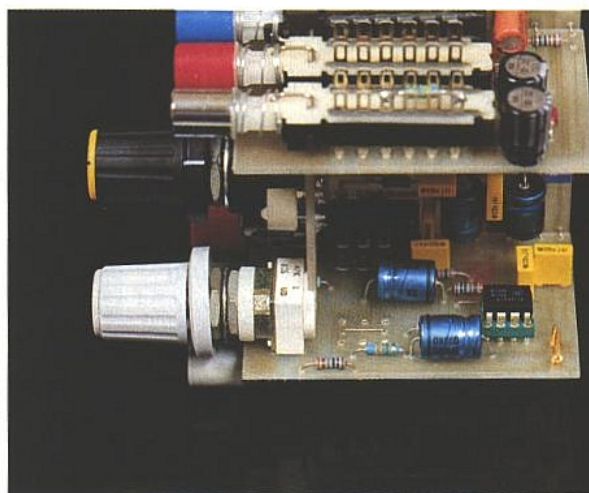


Figure 1

Nous les avons mis en application tant de fois qu'ils nous semblent aussi familiers qu'un classique ampli OP. Si à chaque réalisation, nous avons dû répéter les conditions de travail de ces circuits, les fidèles auraient vite été exaspérés. Il faut bien comprendre qu'une réalisation publiée dans un mensuel n'est pas un KIT complet ! Un petit effort est parfois demandé et pour conclure cet intermède, l'auteur peut dire qu'à chaque fois qu'il étudie un nouveau montage pour Vous, sa table de travail croule également sous les data-books et les anciens numéros de notre chère revue !

Observons la **figure 1** en partant de la gauche. L'entrée micro symétrique est immédiatement protégée par un filtre HF constitué de L1, C12, C13, et d'un inverseur de phase (SW1).



Comme nous souhaitons que ce module puisse servir de base à une mini-mixette (à mettre devant un camescope par exemple), nous avons prévu une clé de mise en route d'alim phantom (SW2). Le schéma retenu est très simple mais particulièrement efficace. En effet, on peut voir qu'au repos (sans alim), la ligne n'est chargée par aucun des éléments propres à Vcc phantom. Ce n'est que lorsque la clé est active, que la tension continue souhaitée est appliquée à la paire symétrique au moyen de R19 et R20. Cette organisation propre à l'auteur présente l'intérêt d'offrir une grande souplesse quant à la tension "mère" désirée pour l'alim phantom. En effet, si l'on parle

traditionnellement de 48 V négatif à la masse, il faut savoir qu'il existe aussi d'autres "standards" : 12 V (positif OU négatif à la masse) et 24 V (en passe de remplacer le 48 V si l'on en croit la presse Outre-Atlantique). Toutes ces possibilités demandent une adaptation des résistances R_{19} et R_{20} , ainsi que C_{11} si la tension a son POSITIF à la masse. Par tradition, pour 48 V la valeur de chaque résistance est de 6,8 k Ω , pour 24 V de 1,2 k Ω et pour 12 V de 680 Ω . Nous osons dire "par tradition" car on fait carrément abstraction de la consommation propre à chaque microphone, laquelle varie de 0,4 mA à 4 mA.

La chute de tension dans une même résistance varie considérablement si l'intensité demandée passe de 1 à 10, vous en conviendrez, et les dégradations constatées sont de trois types :

- 1) pertes de niveau
- 2) distorsions plus ou moins importantes
- 3) non fonctionnement pur et simple.

Il est aberrant de parler de standard de tension si l'on n'impose pas une consommation fixe à tous les types de micro, ou si on n'offre aucun système d'adaptation.

Exemple : raccordons à notre schéma un microphone consommant 0,4 mA, la chute de tension totale est égale à : 1,4 V, puis à un autre modèle consommant 4 mA : la chute passe à 14 V !

Dans le premier cas la tension réelle disponible est de $(48 - 1,4) = 46,6$ V, dans le second $(48 - 14) = 34$ V.

Il est donc conseillé de bien vérifier la tension réelle disponible pour un micro donné, et au besoin modifier légèrement la valeur des résistances R_{19} et R_{20} . Dans tous les cas, on veillera à ce que ces dernières soient rigoureusement appariées afin de bien assurer 0 V entre chaque fil de la ligne symétrique.

L'auteur utilisant des SHOEPS en version 12 V positif à la masse, les résistances passent à 680 Ω . On comprend bien que les entrées ainsi préparées ne peuvent être utilisées pour d'autres micros. Toutefois, le type de coupure de l'alim phantom retenu permet de brancher des dynamiques, sans avoir à supporter 1 360 Ω en parallèle sur la ligne, ce qui est presque toujours le cas avec d'autres systèmes de coupure.

Après SW_2 , on trouve un padding de 20 dB environ constitué de R_{27} , R_{28} , R_{29} et mis en service ou

non par SW_3 . Suivent C_9 et C_{10} destinés à interdire aux tensions phantom de partir vers IC_1 . Il faudra IMPÉRATIVEMENT mettre des modèles prévus pour une tension de service d'au moins 63 V.

La protection des surcharges d'entrées de IC_1 est assurée par les quatre diodes zener (5,6 V ou 5,1 V).

Pour le gain d' IC_1 , nous avons fait un choix : nous avons préféré garder le gain minimum (10 dB) et ne monter qu'à (!) 65 dB. Nous avons vu le mois dernier qu'il était possible d'espérer 70 dB et que le constructeur déconseillait un gain inférieur à 15 dB. Les essais réels nous ont toutefois fait préférer garder 10 dB, le SSM 2015 se comportant tout à fait correctement. Avec le padding dans cette position, on peut raccorder exceptionnellement une ligne symétrique à niveau moyen : par exemple avec 775 mV, on conserve une garde d'environ 30 dB, ce qui est correct.

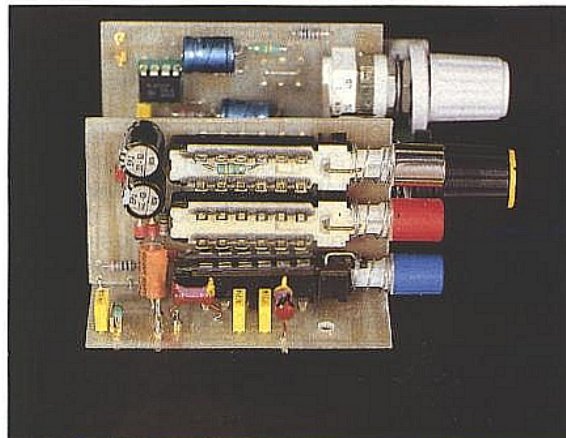
A la sortie de IC_1 , nous avons repris les filtres que nous avions placés sur ODDY, à savoir un coupe-haut (à 15 kHz) mis en route par SW_5 et un coupe-bas (75 Hz) actionné par SW_4 . On pourra adapter ces filtres à d'autres fréquences, en changeant simplement les valeurs de C_{27} ou de C_{15} et C_{16} .

IC_2 présente également l'avantage de servir d'étage tampon pour la sortie. Pour ceux qui penseraient que le choix d'un NE 5534 ou encore d'un OP 37 apporterait un plus, nous pouvons dire que le jeu n'en vaut absolument pas la chandelle : le TL 071 est parfait.

Il ne reste plus que SW_6 , chargé de commuter la sortie soit sur le préampli micro, soit sur le curseur d'un potentiomètre dosant un niveau ligne totalement indépendant. Si l'on considère que le niveau le plus faible autorisé pour cette ligne est de -10 dBm, on saura que le niveau de sortie nominal du montage est également de -10 dBm et qu'en position MICRO on conserve 30 dB de garde et un gain maxi de 65 dB. Si le reste de la chaîne d'amplification permet par exemple d'obtenir +4 dBm nominaux, on disposera d'un gain micro global de 79 dB, ce qui est très bien. Dans ce cas, la garde du préampli micro est plus que satisfaisante car il n'est pas courant de voir des étages de sortie de console permettant des niveaux de +34 dBm (38 V !).

Comme d'habitude on se contente de +24 dBm, on pourra se permettre de ne pas compenser la réserve classique de 10 dB du master fader, gagnant de ce fait quelques points supplémentaires à mettre à l'actif du rapport signal/bruit global.

En écrivant ces lignes l'auteur rigole en pensant à un lecteur de Lille qui ne manque pas d'humour. Savez-vous ce qu'il demande à son fournisseur quand il achète des résistances de 22 Ω ($R_1 - R_2$) ? Un paquet de pétards... On sent le "vécu"... et le brûlé quelque part. Pas vous ?



CONSTRUCTION

Les dimensions hors-tout de la maquette sont les suivantes : $42 \times 92 \times 63\text{mm}$. Pour faire tenir élégamment 6 switches, un commutateur 12 positions et un potentiomètre dans 38cm^2 de face avant, il a fallu ruser. Les photographies sont là pour témoigner que c'est réalisable et que l'accessibilité à TOUS les composants est préservée. En contrepartie, quatre circuits imprimés sont nécessaires.

Le premier, **figure 2** est le plus important. C'est sur lui que viendront se planter les trois autres. Son implantation est classique et ne fait l'objet que d'une remarque : les cosses à souder de SW₁ devront être coupées.

Le second est visible **figure 3**. Il ne sert qu'à rendre un simple LORLIN similaire avec la série PT 6000. En effet, il existe des LORLINS avec sorties latérales, mais comme ils coûtent environ six fois le prix du modèle courant, nous les avons délaissés.

C'est désormais une habitude de l'auteur que de prévoir l'implantation pour les 4 circuits 3 positions bricolés : il achète ce type par quantité, en extrait les curseurs indésirables et supprime (ou déplace) la butée.

La **figure 4** présente le troisième circuit. Il est important de remarquer que R₂₈ est soudée sur les cosses supérieures de SW₃.

Enfin le quatrième circuit, visible **figure 5**, présente également une particularité : SW₆ est soudé côté cuivre.

Regardez la **figure 3**. Dans un coin, un petit pavé de cuivre est réservé. Maintenant observez la **figure 4** : un plan de cuivre assez important (au-dessus) redescend très près des premières broches de SW₃. Quand vous construirez le module, vous constaterez que le petit pavé de la **figure 3** permet une soudure "de coin" avec le circuit **figure 4**, afin de rigidifier CM₁, SW₂ et SW₃.

Seule la carte **figure 5** reste provisoirement "flottante", mais P₁ la stabilisera parfaitement sur une face avant. Une vis est également prévue pour une liaison latérale (à droite de SW₁).

Réglages

Deux ajustables sont mis à dispositions : AJ₁ permettra de chercher à obtenir le plus bas niveau de tension continue sur la sortie 3 de IC₁. Un bon conseil, le grip fil sur SW₄ !

Afin de réduire au maximum les bruits de commutation quand on change de gain, le constructeur

conseille de faire en sorte d'ajuster AJ₁ pour "homogénéiser" l'offset du gain mini avec celui du maxi. Nous vous proposons de commencer par chercher le 0 V avec le gain 65 dB, puis de voir comment se comporte la sortie 3 à 15 dB (nous avons bien dit "15" et non 10). Si l'écart est important, retoucher AJ₁ afin de le réduire. La solution idéale serait de faire le 0 V à 65 dB, puis de finir "à l'oreille", mais il faudrait alors implanter un multitours pour AJ₁, ou s'armer d'une angélique patience.

Pas de panique ! La première méthode donne entière satisfaction. Et si comme l'auteur vous savez exactement quel micro va être raccordé au module, allez jusqu'au bout de cette procédure de réglage, faites un essai réel et repérez la position moyenne du commutateur de gain. Il sera temps alors de peaufiner l'offset

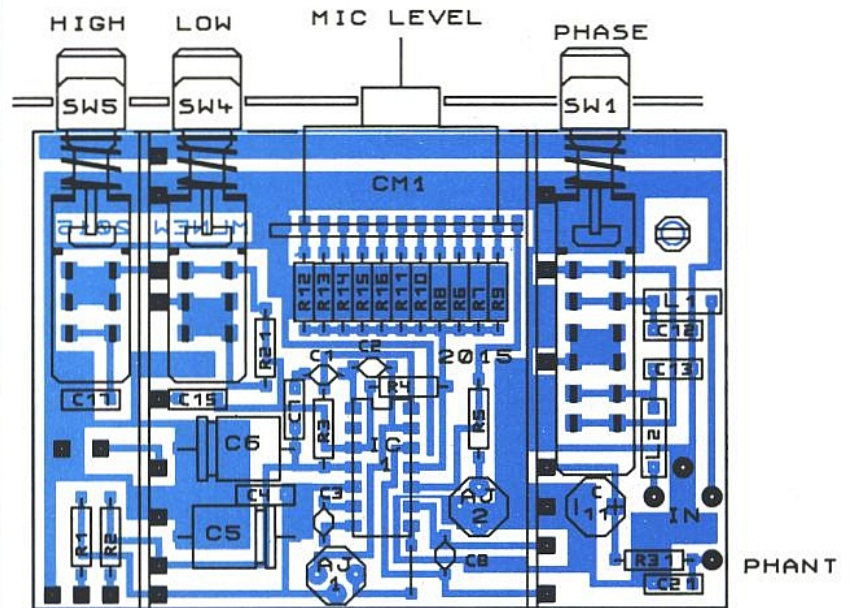
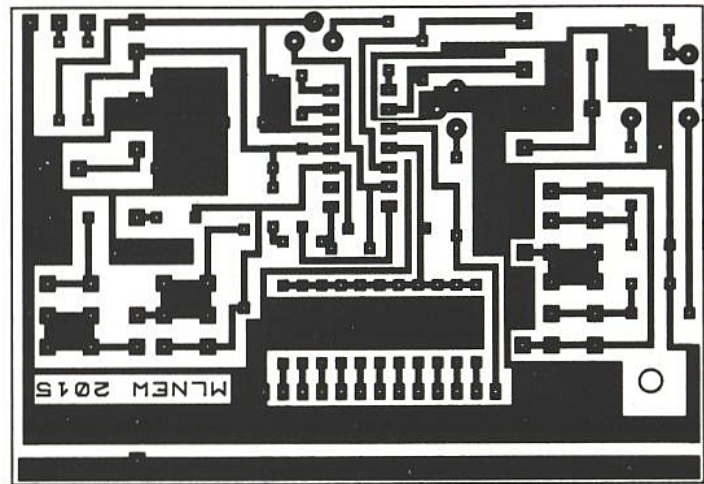


Figure 2

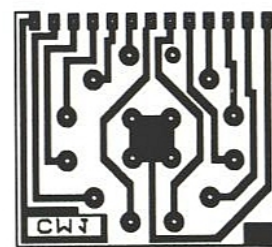
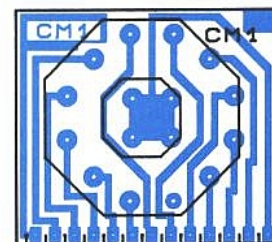


Figure 3



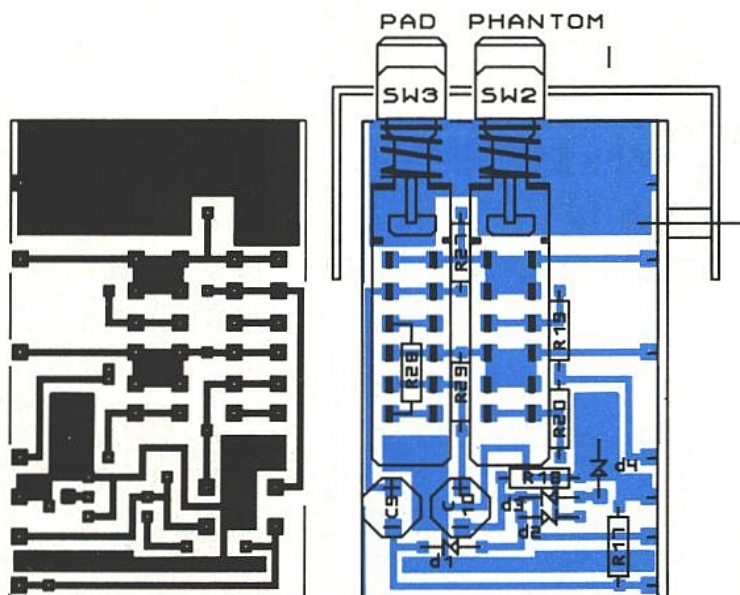


Figure 4

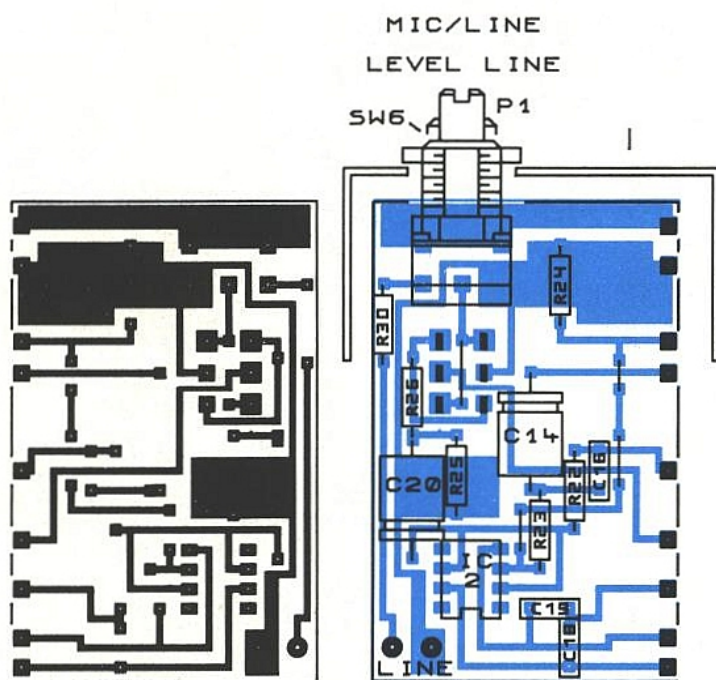


Figure 5

pour cette position précise. C'est l'immense avantage du "bricoleur", même en 1990 ! Pouvoir ajuster un OBJET à ses propres désirs sans faire appel à un spécialiste. Que nos jeunes amis s'incrustent dans la tête qu'ils ont la possibilité d'être à la fois le constructeur, le pilote et l'équipe technique de leur machine. C'est formidable, non ? AJ2 permettra de forcer au plus bas le taux de réjection en mode commun (CMRR). Pour cela c'est très simple : il suffit de relier les deux fils de la ligne symétrique et d'injecter du 60 Hz. Positionner AJ2 de telle sorte que le signal en sortie soit le plus faible possible. Avec le 2015, on peut espérer un CMRR de 100 dB à 60 Hz. Dernier point : la tension d'alimentation conseillée est +15/-15 V. Le SSM 2015 peut admettre +18/-18 mais tous les TL 071 ne seraient pas d'accord...

CONCLUSION

Une fois de plus voici un montage de qualité mis à votre service. Ses performances étonnantes le rangent dans la gamme des produits habituellement réservés aux professionnels. Le plus extraordinaire de toute l'histoire est que le prix de revient est tout à fait abordable : moins de 300 F.

Quant à l'approvisionnement, une bonne nouvelle : certains détaillants ont décidé de tenir en stock la gamme complète SSM (voir annonceurs). Rien que d'y penser, votre serviteur frémit de joie, car il planche actuellement sur les 2402 (double interrupteurs audio commandables par niveaux logiques), avec des idées plein la tête, et une vicérale envie de vous en faire profiter. A bientôt donc !

Jean ALARY.

Nomenclature

Résistances

R ₁ , R ₂ : 22 Ω	R ₁₂ : 115 Ω	R ₂₄ : 33 kΩ
R ₃ : 56 kΩ	R ₁₃ : 64,9 Ω	R ₂₅ : 10 kΩ
R ₄ : 10 kΩ	R ₁₄ : 35,7 Ω	R ₂₆ , R ₂₈ : 330 Ω
R ₅ : 9,76 kΩ	R ₁₅ : 20 Ω	R ₂₇ , R ₂₉ : 1,5 kΩ
R ₆ : 9 530 Ω	R ₁₆ : 11,3 Ω	R ₃₀ : 1 kΩ
R ₇ : 3 090 Ω	R ₁₇ , R ₁₈ : 10 kΩ	R ₃₁ : 100 Ω
R ₈ : 1 400 Ω	R ₁₉ , R ₂₀ : 6,8 kΩ	
R ₉ : 715 Ω	R ₂₁ : 10 MΩ	
R ₁₀ : 383 Ω	R ₂₂ : 10 kΩ	
R ₁₁ : 205 Ω	R ₂₃ : 1 kΩ	

Condensateurs

C ₁ , C ₂ : 22 pF	C ₁₅ , C ₁₆ : 0,1 μF milfeuil
C ₃ : 47 pF	C ₁₇ : 15 nF milfeuil
C ₄ : 0,1 μF milfeuil	C ₁₈ , C ₁₉ : 0,1 μF milfeuil
C ₅ , C ₆ : 100 μF 25 V	C ₂₀ : 100 μF 25 V
C ₇ : 0,1 μF milfeuil	C ₂₁ : 0,1 μF milfeuil
C ₈ : 220 pF (100 nF)	
C ₉ , C ₁₀ : 22 μF 63 V vertical	
C ₁₁ : 10 μF 63 V vertical	
C ₁₂ , C ₁₃ : 1 nF	
C ₁₄ : 100 μF 25 V (220 pF)	

Potentiomètres

P₁ : 47 kΩ L P11
AJ₁ : 220 kΩ TX ou T7YA
AJ₂ : 470 Ω T7YA

Semiconducteurs

IC₁ : SSM 2015
IC₂ : TL 071
D₁ à D₄ : zener 5,6 ou 5,1 V

Divers

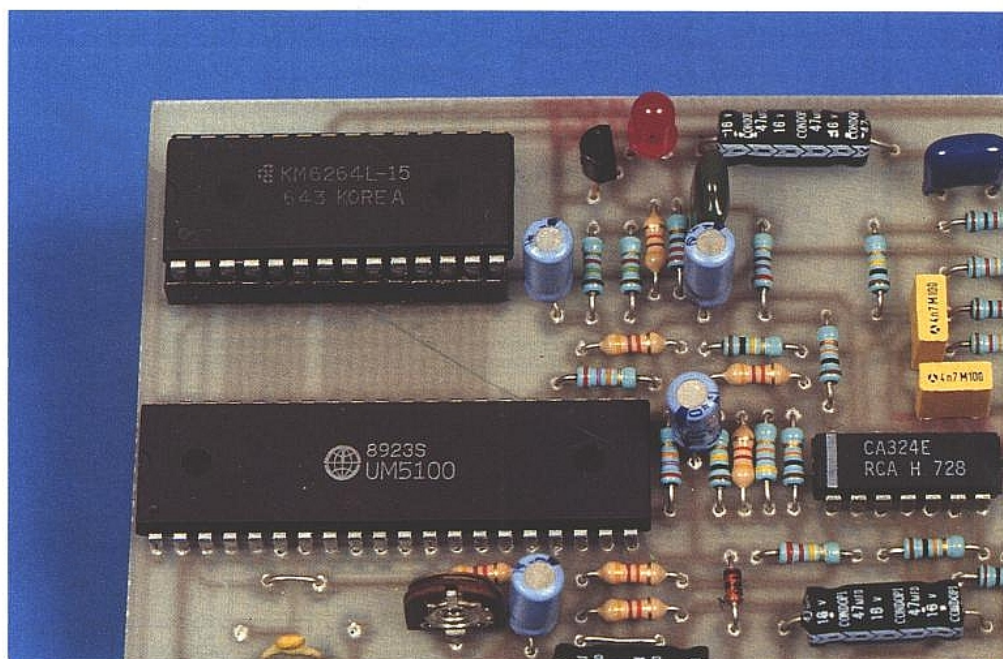
L₁ et L₂ : self 47 μH
SW₁, SW₂ et SW₃ : shadow 4 inv
SW₄, SW₅ et SW₆ : shadow 2 inv
CM₁ : commutateur Lorlin 1C 12P
10 picots

Une "machine parlante"

Parmi les diverses techniques dites de "synthèse vocale", il ne fait aucun doute que la plus facile à expérimenter (avec de très bonnes performances d'ailleurs) est l'enregistrement numérique de sons réels, suivi de leur relecture. Nul besoin d'ordinateur ni même de microprocesseur, grâce à des circuits spécialisés auxquels il suffit d'ajouter un boîtier de mémoire et quelques amplis opérationnels.

Nous avons déjà présenté le UM 5100 de UMC à nos lecteurs dans un article d'application : passons maintenant à la pratique avec un montage "clef en main" qui pourra servir aussi bien dans un répondeur téléphonique que dans un système d'alarme ou une sonnette de porte d'entrée "intelligente".

A vrai dire, son champ d'applications recouvre tous les cas nécessitant l'enregistrement et/ou la diffusion de cinq à vingt secondes de son, nullement limité à de la parole.



UN MAGNÉTOPHONE SANS MÉCANIQUE :

Il y a encore fort peu de temps, le magnétophone mécanique représentait la meilleure solution pour enregistrer et reproduire du son dans la plupart des cas, quitte à faire appel à des cassettes "sans fin" pour diffuser de courtes séquences sonores à de multiples reprises.

La partie mécanique d'un magnétophone est cependant sujette à une usure qui peut être rapide en cas d'usage intensif, au même titre d'ailleurs que la bande et les têtes. Des problèmes surviennent aussi fréquemment en cas de fonctionnement en ambiance humide ou poussiéreuse.

Avec la diminution progressive des prix des mémoires et des circuits intégrés complexes, la solution purement électronique devient compétitive pour de courtes durées d'enregistrement. Ce procédé est déjà courant dans les répondeurs téléphoniques, les avertisseurs ou simulateurs pour systèmes d'alarme, les ordinateurs de bord pour voitures, etc.

Selon le type de mémoire employé (RAM dynamique ou statique, ROM, EPROM), on peut facilement concevoir des systè-

mes enregistreurs et lecteurs, ou bien uniquement lecteurs.

Notre montage de la **figure 1** est directement inspiré des schémas d'application suggérés par UMC pour son UM 5100. Nous avons cependant rassemblé diverses idées empruntées à des schémas distincts et apporté quelques modifications de notre cru, afin d'aboutir à une maquette d'emploi aussi universel que possible.

Pour des raisons évidentes de coût, nous avons limité la taille de la mémoire à 8 k-octets (soit 64 k-bits), ce qui permet d'obtenir cinq secondes de son de bonne qualité ("radio grandes ondes"), ou bien dix secondes de son de qualité moyenne ("téléphonique"), voire vingt secondes de son encore intelligible mais nettement déformé ("voix de robot").

Une RAM CMOS de type HM 6264 permet donc l'enregistrement et la lecture, moyennant une consommation permanente d'un peu moins de 10 mA : toute coupure d'alimentation entraîne évidemment la perte du son enregistré.

En remplaçant la 6264 par une

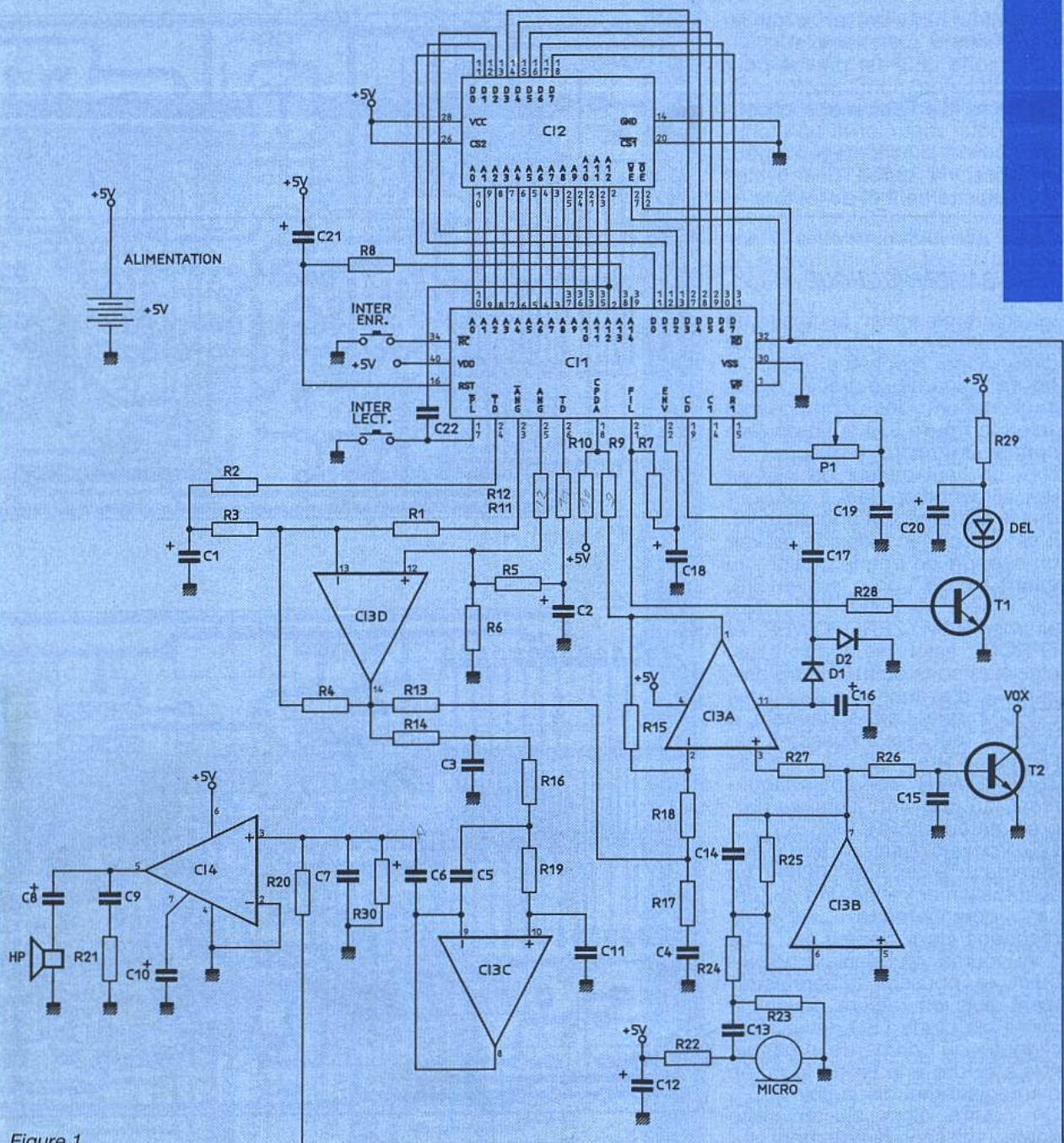


Figure 1

RAM "ZEROPOWER" à pile lithium incorporée (MK 48Z08B de SGS-THOMSON), le son enregistré devient "non volatil" : il reste en mémoire en l'absence d'alimentation.

Il est même possible de déboucher la ZEROPOWER et de la recopier dans une EPROM 2764 ou mieux 27C64, à l'aide d'un programmeur approprié : le magnétophone devient alors uniquement lecteur, mais le son contenu dans sa mémoire ne peut plus être effacé qu'aux ultraviolets !

Ajoutons que le prix d'une telle EPROM reste très abordable, surtout si on choisit un modèle "OTP" (one time program) pro-

grammable une seule fois car livré en boîtier plastique sans fenêtre.

Les quatre sections d'un LM 324 prennent en charge les fonctions analogiques externes à l'UM 5100 : préamplificateur de micro, comparateur et sommateur du modulateur-démodulateur delta, et enfin filtre actif passe-bas.

Un LM 386 à gain fixe pilote le haut-parleur de reproduction, mais pourra si nécessaire attaquer un amplificateur externe de puissance quelconque, ou un transformateur d'interface de ligne téléphonique. Une branchement spécial de son entrée à la broche de lecture de la mémoire lui permet de rester muet en

phase d'enregistrement (anti-larsen). Un transistor en collecteur ouvert est associé au préamplificateur de micro, afin de permettre le déclenchement automatique de l'enregistrement ou de la lecture sur réception d'un son. Pour obtenir ce fonctionnement, il suffit de relier le point "VOX" en parallèle avec le poussoir d'enregistrement ou de lecture, ou tout simplement à sa place.

Le déclenchement automatique de l'enregistrement trouve des applications dans les systèmes de surveillance ou les répondeurs téléphoniques, tandis que le démarrage automatique de la lecture sur un bruit est utile dans les systèmes d'alarme et les

simulateurs de présence (chien électronique, par exemple). Une diode LED est prévue pour faire office de modulomètre rudimentaire, bien commode cependant pour contrôler le bon fonctionnement du montage et pour visualiser la durée des cycles d'enregistrement et de lecture.

RÉALISATION PRATIQUE :

Le montage entier tient sur un circuit imprimé simple face de dimensions modestes, dont la **figure 2** fournit le tracé. Après implantation des composants selon la **figure 3**, il suffit de raccorder un micro à électret "2 fils", un haut-parleur de 8 Ω , et une alimentation de 5 à 6 V pour que le système soit opérationnel. Il est à recommander de prévoir un support de bonne qualité (au moins "tulipe") pour la mémoire, car il sera intéressant d'y faire alterner RAM, ZEROPOWER, et EPROM : selon les applications, plusieurs sons pourront être préparés d'avance dans des EPROM que l'on échangera à volonté, tout cela en passant par l'intermédiaire d'une seule ZEROPOWER servant uniquement au transfert vers le programmeur d'EPROM.

Les premiers essais se feront évidemment avec une 6264, ou éventuellement avec une 48Z08. Le potentiomètre ajustable d'horloge étant placé à peu près à mi-course, on pressera brièvement le poussoir d'enregistrement puis on parlera devant le micro : la diode LED devra alors clignoter au rythme de la parole, et s'éteindre à la fin de la durée d'enregistrement disponible.

On pourra alors ajuster cette durée (agissant directement sur la qualité du son) en modifiant la fréquence d'horloge qui peut mener grossièrement à un rythme d'échantillonnage de 10 à 28 k-bits par seconde.

On écouterá enfin le son enregistré en pressant brièvement le poussoir de lecture, à moins que l'on ne préfère essayer le déclenchement automatique par un bruit.

Dans ce dernier cas, il faudra éloigner suffisamment le micro du haut-parleur, afin d'éviter que le montage ne se redéclenche lui-même en fin de cycle...

Il ne reste plus désormais qu'à incorporer ce "magnétophone" dans toute réalisation nécessitant l'enregistrement et/ou la reproduction de quelques secondes de son : elles sont légion !

Patrick GUEULLE

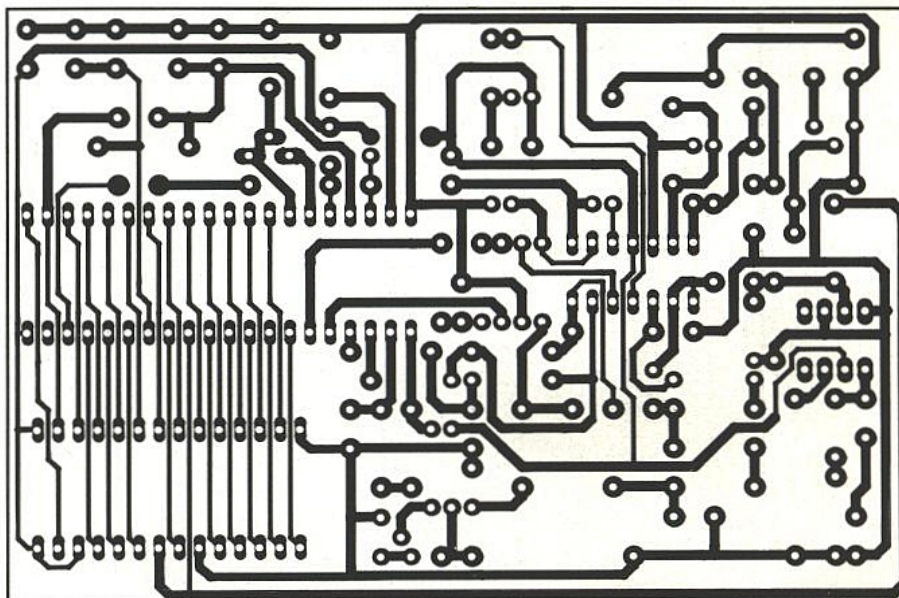


Figure 2

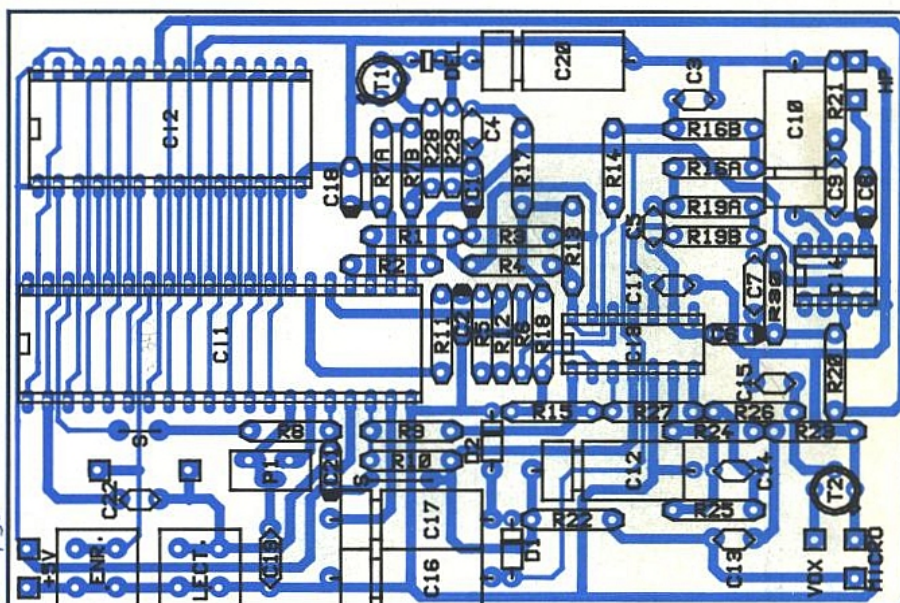
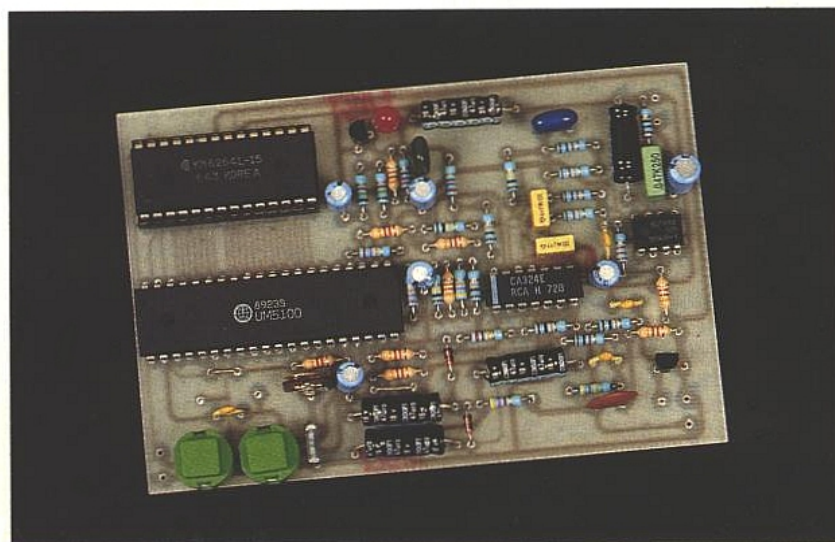


Figure 3



Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

P ₁ : 50 kΩ	
R ₁ : 47 kΩ	
R ₂ : 27 kΩ	
R ₃ : 100 kΩ	
R ₄ : 47 kΩ	
R ₅ : 100 kΩ	
R ₆ : 47 kΩ	
R _{7A} : 1,5 kΩ	
R _{7B} : 1,5 kΩ	
R ₈ : 47 kΩ	
R ₉ : 47 kΩ	
R ₁₀ : 47 kΩ	
R ₁₁ : 27 kΩ	
R ₁₂ : 47 kΩ	
R ₁₃ : 10 kΩ	R ₂₁ : 10 Ω
R ₁₄ : 100 kΩ	R ₂₂ : 4,7 kΩ
R ₁₅ : 220 kΩ	R ₂₃ : 47 kΩ
R _{16A} : 12 kΩ	R ₂₄ : 1 kΩ
R _{16B} : 1 kΩ	R ₂₅ : 470 kΩ
R ₁₇ : 270 Ω	R ₂₆ : 10 kΩ
R ₁₈ : 10 kΩ	R ₂₇ : 10 kΩ
R _{19A} : 12 kΩ	R ₂₈ : 47 kΩ
R _{19B} : 1 kΩ	R ₂₉ : 220 Ω
R ₂₀ : 47 kΩ	R ₃₀ : 2,2 kΩ

Condensateurs

C ₁ : 1 μF	
C ₂ : 1 μF	
C ₃ : 33 nF	
C ₄ : 47 nF	C ₁₃ : 47 nF
C ₅ : 4,7 nF	C ₁₄ : 470 pF
C ₆ : 1 μF	C ₁₅ : 470 pF
C ₇ : 1 nF	C ₁₆ : 47 μF
C ₈ : 100 μF	C ₁₇ : 47 μF
C ₉ : 47 nF	C ₁₈ : 1 μF
C ₁₀ : 10 μF	C ₁₉ : 4,7 nF
C ₁₁ : 4,7 nF	C ₂₀ : 47 μF
C ₁₂ : 47 μF	C ₂₁ : 1 μF
C ₁₃ : 47 nF	C ₂₂ : 1 nF

Circuits intégrés

IC ₁ : UM 5100 UMC
IC ₂ : HM 6264, Hitachi
IC ₃ : LM 324 NS
IC ₄ : LM 386 NS

Semiconducteurs

D ₁ , D ₂ : 1 N 4148
1 diode LED
T ₁ , T ₂ : BC 107

Divers

1 micro électret "deux fils"
1 HP 8 Ω
2 poussoirs

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



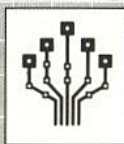
9 LOGICIELS* POUR LA CONCEPTION ET LA FABRICATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS

*SELECTIONNES 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

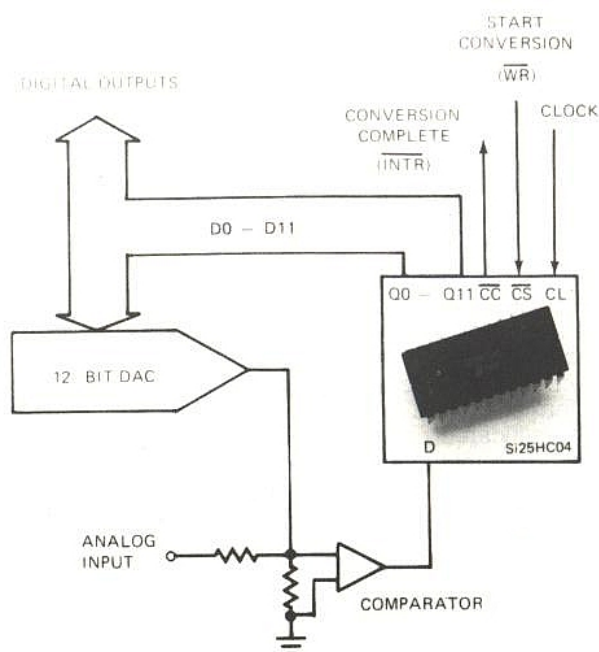


C.I.F.
Circuit imprimé française

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

Problèmes de masse et techniques de découplage en hautes et basses fréquences

Lorsque l'on se trouve confronté à des problèmes de masse, il est souvent difficile d'en trouver l'origine dans le labyrinthe formé par les diverses pistes d'un support imprimé. Bien connaître le tracé permet d'y remédier aisément : c'est l'objet du présent article, adapté d'une note d'application d'Analog Device.



La réduction du bruit apparaît comme but principal lors de la conception de nombreux systèmes électroniques. Parmi les contraintes de dissipation et les compromis rapidité/précision, le bruit se pose en facteur omniprésent avec lequel il faudra travailler. Nous ne sommes pas concernés ici par les techniques visant à réduire le bruit déjà superposé au signal exploité puisque, généralement, sa présence se situe hors du contrôle de l'électronicien développant le projet. On en tient compte en incluant des systèmes tels que les filtres ou encore les algorithmes digitaux. Par contre, éviter que le bruit interne ne vienne corrompre le signal traité incombe directement à l'ingénieur chargé du

design. Si les sources de bruit ne sont pas clairement incluses lors de l'ébauche du dispositif, elles peuvent compromettre sérieusement les performances finales en engendrant des erreurs sur un système auquel on demande un haut degré de résolution. A l'extrême limite, en cas de performances vraiment médiocres, on sera amené à reprendre depuis le départ l'étude complète, entraînant un surcoût important. Afin de lutter efficacement contre le bruit, il est important de connaître divers paramètres : les connexions internes des broches du composant utilisé, les diverses masses auxquelles sont référencés les signaux et enfin, les effets du tracé des pistes dans la génération du bruit. Ces sujets

se divisent en deux domaines qui se recoupent selon la bande passante et le phénomène produit. Les solutions diffèrent évidemment en basses et hautes fréquences. Heureusement, de bonnes règles de masse adoptées dans l'une des bandes sont généralement compatibles avec l'autre.

LES INTERCONNEXIONS D'UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

L'amplificateur opérationnel (AOP) se présente classiquement sous la forme d'un dispositif à trois broches, comprenant une paire d'entrées différentielles suivie d'une sortie (**figure 1**). Deux

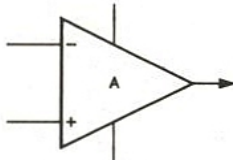


Figure 1

remarques immédiates : le potentiel de sortie doit être mesuré par rapport à un point de référence bien défini et il faut que le courant délivré trouve un circuit fermé lors de son retour vers l'amplificateur (**figure 3 b**). Le taux de réjection en mode commun infini de l'amplificateur idéal ne prend pas en compte les potentiels de référence entrée-sortie et la haute impédance d'entrée élimine la possibilité d'utiliser une masse d'entrée comme retour du courant de sortie. Il faut donc mettre en place une quatrième connexion appelée masse (ground, en Anglais).

Bien entendu, la majorité des amplificateurs opérationnels disponibles ne possèdent pas cette fameuse masse ; la quatrième connexion servant de point commun lors de fonctionnement en alimentation double (qui peut être utilisée par d'autres dispositifs). La principale caractéristique de la masse réside dans son obligation de présenter une impédance très faible (théoriquement zéro) et ce dans toute la bande de fréquence dans laquelle le système fonctionne. Au cas où cette condition n'est pas remplie, de nombreux problèmes peuvent apparaître tels que le bruit, une mauvaise réponse transitoire ou encore des oscillations.

Un AOP doit accepter un signal complètement différentiel et le convertir en une sortie, référencée à la quatrième connexion. La **figure 2** représente le trajet du signal dans le cas de populaires familles d'amplificateurs opérationnels. Dans cet exemple, la masse virtuelle fait que la majeure partie de la tension non différentielle de sortie apparaît aux bornes de la capacité de compensation de l'intégrateur (qui agit sur la réponse). Si le potentiel du rail négatif varie brusquement (surcharge ou simple appel de courant), la sortie de l'AOP suivra le potentiel présent sur la pin +. Avec un amplificateur dans une configuration typique en boucle fermée, une erreur sur le signal d'entrée se traduit par une correction immédiate de la tension de sortie, correction dont la précision sera limitée par le gain de l'amplificateur. Le slew-rate intervient également pour la rapidité d'exécution. Il en résulte qu'un dispositif de ce type peut posséder d'excellentes caractéristiques de réjection d'alimentation en basse-fréquence, mais présenter fondamentalement des limitations en haute fréquence.

Alors que le signal de contre-réaction corrige le potentiel de sortie, le taux de réjection de l'alimentation négative approche zéro pour des fréquences supérieures à la bande passante en circuit fermé. Résultat, les circuits à forts niveaux et hautes vitesses peuvent interagir avec des dispositifs bas niveaux au travers d'une ligne d'alimentation négative commune. On remarquera que le problème trouve essentiellement son origine dans le mauvais comportement du rail négatif. La réjection de la source positive peut également causer des perturbations, mais elles sont moins sévères. Typiquement, de faibles transitoires sur la ligne positive n'ont qu'un effet réduit sur le signal de sortie. Cette différence entre les sensibilités de sources peut provoquer une dissymétrie apparente dans la réponse de l'amplificateur. Si le dispositif est piloté de manière à produire une excursion de tension positive sur sa charge, il s'ensuit un pic de courant sur l'alimentation correspondante. Ce pic peut créer un transitoire sur la ligne, mais comme la réjection est importante, aucun effet ne se fait sentir sur la sortie. Dans le cas opposé, un transitoire sur la ligne négative produira un pic similaire sur la

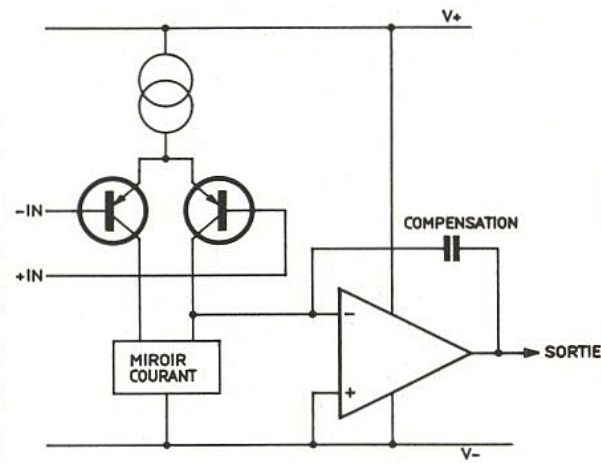


Figure 2

charge pilotée par l'amplificateur, celui-ci présentant une réjection moindre. Rappelons que la réponse transitoire réelle de l'alimentation n'est pas celle vue par le système auquel elle fournit de l'énergie. En effet, trente ou quarante centimètres de câble équivalent à une bobine de fort coefficient de surtension qui peut ajouter une composante haute fréquence à la réponse suramortie de la source. Le découplage apparaît souvent comme la meilleure solution, lorsqu'il est correctement réalisé. Si le courant de découplage passe au travers d'un long conducteur, il peut encore produire une impulsion indésirable...

Le découplage

La **figure 3** illustre les trois possibilités auxquelles on pense lorsqu'il s'agit de découpler le rail négatif. En **3 a**, la ligne pointillée représente le chemin du courant négatif passant au travers de la ligne de découplage et le long du point de masse. Si les masses de découplage et de "puissance" se joignent à l'alimentation, il est clair que le pic sur ces lignes présente les mêmes caractéristiques que celles du transitoire présent sur le rail négatif (action du condensateur). Selon le câblage des masses évoquées ci-dessus, l'adjonction d'un condensateur, peut, dans ces conditions, augmenter la perturbation plutôt que de la réduire. La **figure 3 b** montre comment limiter les interactions entre les rails de masse et la source négative. La composante haute fréquence de la charge se trouve confinée dans un circuit qui n'inclut plus le rail de masse. Si le condensateur possède taille et qualité suffisantes, le pic sur le rail sera minimisé sans gêner les parcours des signaux d'entrée et sortie.

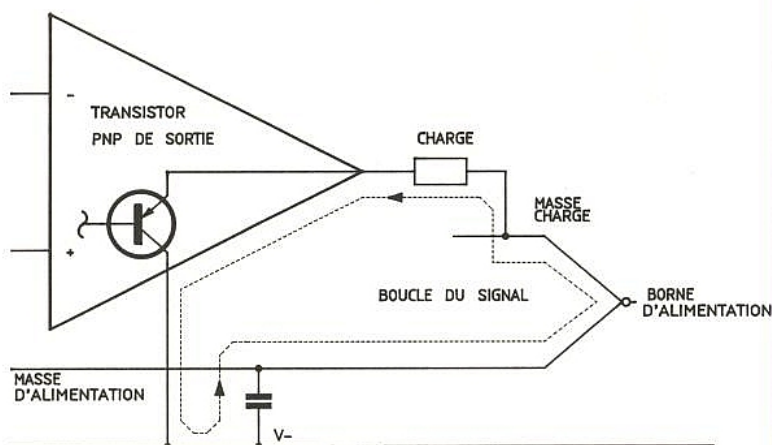


Figure 3 a : Découplage négatif inefficace.

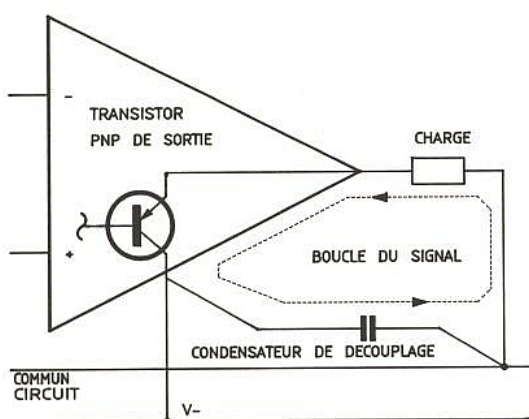


Figure 3 b : Découplage négatif optimisé pour une charge connectée à la masse.

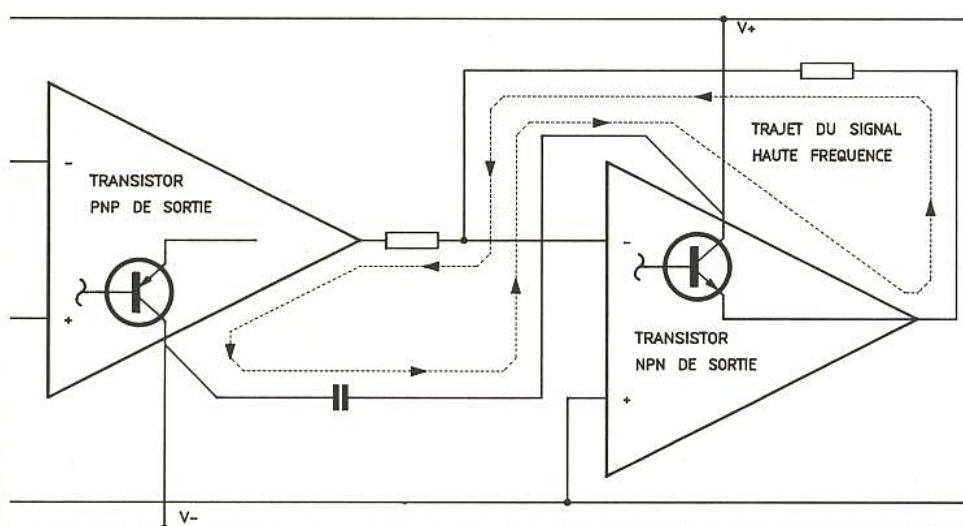


Figure 3 c : Découplage optimisé pour une charge reliée à une masse virtuelle.

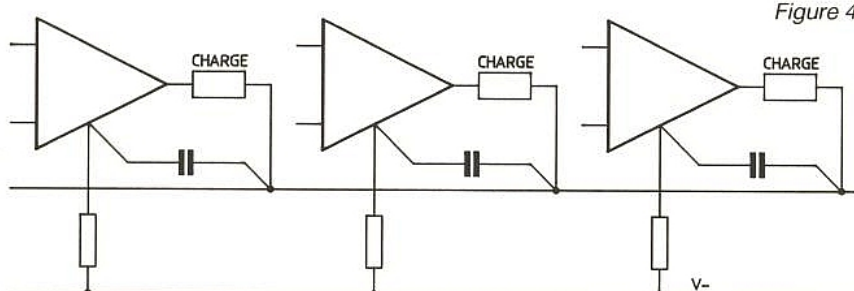


Figure 4

Lorsque la situation en bout de l'amplificateur apparaît plus compliquée, il faut cogiter un peu plus afin d'agir efficacement (**figure 3 c**). Si l'amplificateur pilote une charge dont l'extrémité se trouve reliée à une masse virtuelle, le courant qui circule ne s'écoule plus vers le zéro volt. Il doit en fait être fourni par le dispositif qui crée cette masse virtuelle. Dans ce cas, placer un découplage entre le rail négatif du premier amplificateur et le rail positif du second, clot le rapide courant de boucle sans perturber la masse. Bien entendu, il est toujours important de procurer un parcours faible impédance de la masse à $-V$ pour le second amplificateur afin de ne pas perturber la référence d'entrée. La clé pour comprendre les techniques de découplage réside dans la connaissance des chemins empruntés par les courants que la charge et le signal produisent. Il faut, afin d'optimiser le découplage, court-circuiter ces courants autour de la masse et les autres trajets du signal. On remarquera également que, certaines fois, le câblage en étoile de la référence (**figure 3 a**) représente une solution simplifiée mais qui pose un problème complexe à résoudre.

Lorsque de nombreux amplificateurs se trouvent connectés en parallèle, on peut ramener la capacité totale de découplage à une valeur équivalente à la somme de toutes les capacités placées localement. Sur ce condensateur, l'inductance parasite des diverses lignes d'alimentation vient se greffer, transformant l'ensemble en circuit résonnant. On imagine le résultat sur de forts transitoires de courant. En fait, pour des systèmes qui mettent en œuvre une électronique rapide, des réseaux de découplage mis en parallèle par quelques centimètres de cuivre, engendrent généralement des problèmes importants. La **figure 4** illustre la technique retenue afin de diminuer le coefficient de surtension. Des résistances de faible valeur sont insérées dans les lignes d'alimentation de chaque AOP. Ces composants peuvent être tolérés car leur rôle consiste à convertir une mauvaise composante HF en un signal amorti, délivré ensuite à l'amplificateur. Ainsi, bien que le signal résultant comporte une composante basse-fréquence, cette dernière ne gêne pas l'AOP puisque sa réjection s'améliore dans le bas du spectre.

Stabilité en fréquence

On peut concevoir que les techniques évoquées précédemment ne sont pas obligatoires pour assurer un fonctionnement correct en basse-fréquence. Cependant, elles interviennent énormément dans la stabilité du circuit. La **figure 5** représente une version plus fouillée de la **figure 2**. On y découvre l'étage de sortie séparé de l'intégrateur ainsi que l'inévitable impédance associée à l'alimentation négative. L'amplificateur étant connecté en circuit suiveur, on crée une boucle fermée qui relie la sortie du buffer, via l'entrée différentielle, à la broche + de l'intégrateur. Il existe une seconde boucle qui part du collecteur du transistor PNP et qui rejoint l'autre entrée de l'intégrateur. On remarque donc que l'entrée de ce dernier est constituée de la différence des signaux parcourant ces deux trajets. En basse fréquence, il s'agit d'une contre-réaction (négative). Par contre, en haute fréquence, la contre-réaction dépend de la réactance de la charge ainsi que de celle de la source négative. Quand le fil de l'alimentation négatif apparaît plutôt inductif, il tend à déstabiliser l'intégrateur. Cette situation s'aggrave quand la charge devient capacitive.

Bien qu'il soit difficile de prévoir les circonstances dans lesquelles le système deviendra instable, il est généralement sage de découpler l'alimentation négative au cas où son fil inclurait une composante selfique. Précaution à prendre si les liaisons de retour de la charge ou encore celle du signal d'entrée, présentent des caractéristiques similaires. Si l'on veut que le découplage soit efficace, il doit se faire par rapport à la vraie masse du signal et non une vague connexion.

Découpler l'alimentation positive

Si l'on reporte aux diverses figures proposées le long des lignes précédentes, on serait tenté de penser que le découplage du rail positif est inutile. En fait, il existe certains composants dont la capacité d'intégration fait référence à la ligne positive. Il s'agit, entre autre, des familles 108, 504 et 510. Il suffit alors d'appliquer les règles énoncées auparavant, mais en relation avec la voie positive.

LE DÉCOUPLAGE APPLIQUÉ À D'AUTRES CONFIGURATIONS

Le feed-forward est une technique couramment développée pour accroître la bande passante de certains dispositifs. En général, le principe permet le "court-circuit" d'un étage amplificateur qui présente une mauvaise réponse en haute fréquence. La **figure 6** illustre la configuration retenue. Les compromis habituellement adoptés afin de produire du gain et une translation de niveau au sein de l'étage intermédiaire, brident sa bande passante et ralentissent en conséquence le système complet ; afin de pallier ces inconvénients, la capacité de feed-forward autorise les hautes fréquences à se détourner de cet étage et ainsi "nourrir" (feed) directement (forward) le dernier amplificateur.

Il résulte de cette technique un système qui combine le gain basse fréquence de trois amplificateurs, associé à une réponse améliorée dans le haut du spectre grâce aux deux autres étages.

On remarquera que le second étage ne joue pas le rôle d'un intégrateur car le signal de contre-réaction aboutit à sa broche plus. Des précautions contre les oscillations seront donc nécessaires lors de l'élaboration du circuit final. Un mauvais découplage pourrait annuler le bénéfice du feed-forward en rendant la boucle instable.

Dans certains amplificateurs feed-forward (genre AD 518, 118, OP-05) la référence 1 correspond à la ligne positive, alors que la référence 2 se prend sur le rail négatif. De la sorte, des signaux apparaissant entre ces deux niveaux (chute de tension, transitoires...) et sont directement inclus dans la boucle de contre-réaction ! On voit donc de manière évidente, la nécessité de découpler les alimentations afin de minimiser le bruit, les erreurs et les éventuelles oscillations. La **figure 7** propose la solution retenue pour assurer un fonctionnement correct. Un condensateur procure un chemin de faible impédance pour les transitoires présents entre les rails d'alimen-

Figure 5

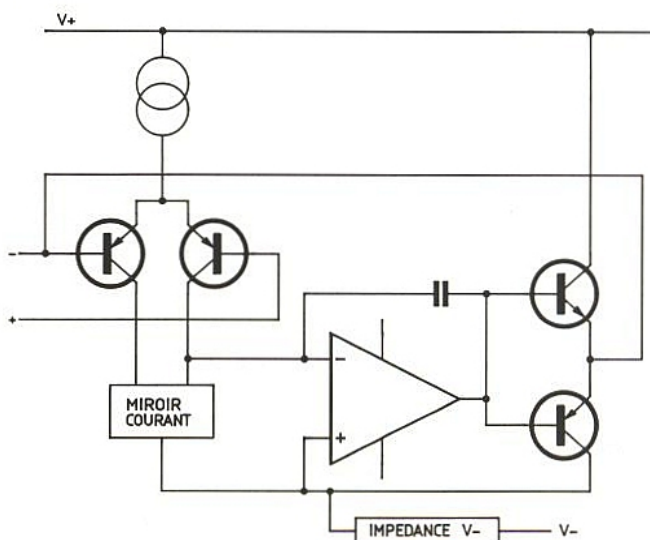
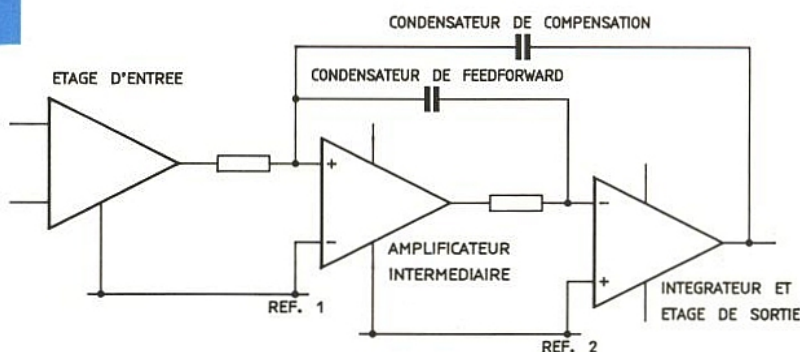


Figure 6



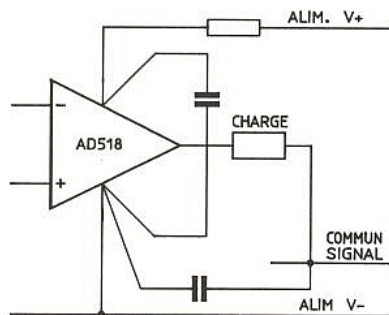


Figure 7

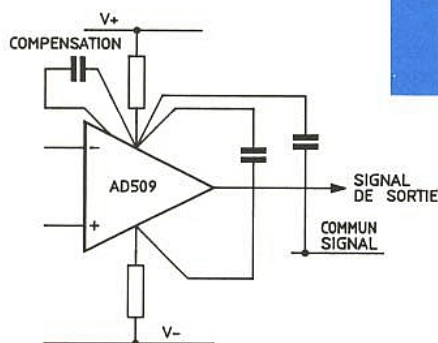


Figure 8

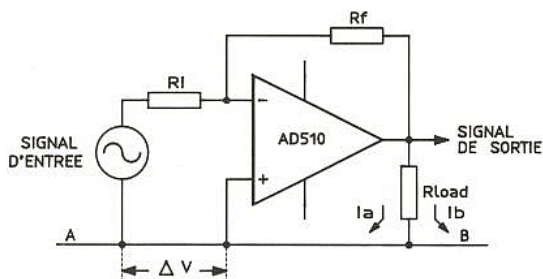


Figure 9

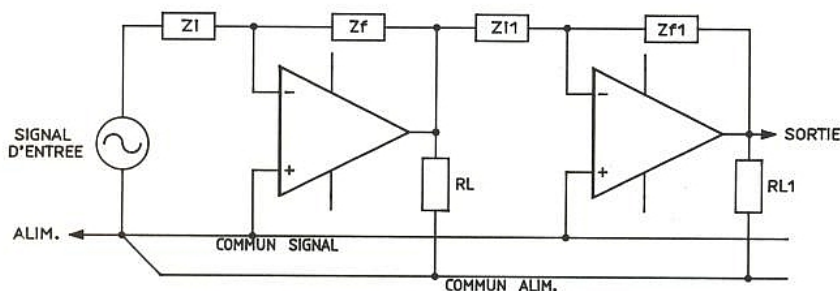


Figure 10

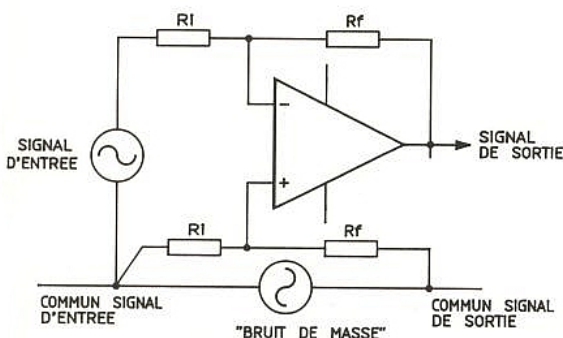


Figure 11

tation. La résistance incluse dans la ligne positive assure une réduction du bruit (réseau RC) et prévient l'apparition de résonances avec les autres circuits de découplage. Une alternative à ce dispositif propose une résistance insérée dans chaque rail et/ou un découplage de la ligne positive vers la charge. De manière générale, les deux potentiels d'alimentation doivent être liés ensemble dans un "nœud serré" avec le retour du signal.

La **figure 8** montre le découplage à adopter lors du câblage d'un amplificateur large bande. Selon les lignes d'alimentation, des résistances de 10 à 50 ohms conviendront pour minimiser les résonances et les interférences avec d'autres circuits alimentés par les mêmes rails.

Erreurs dues à la masse

Dans le but de minimiser celles-ci, il est important de bien connaître les divers signaux qui vont transiter via la ligne de référence. En permettant à de forts courants de partager un chemin avec des signaux de faible niveau, on s'expose à quelques problèmes... La **figure 9** montre comment une mise à la masse faite sans précaution peut dégrader les performances d'un système. L'amplificateur pilote une charge représentée par R_{load} . L'intensité provient des alimentations et se trouve ajustée par le

potentiel d'environ $40 \mu V$ entre les points marqués ΔV . Ce signal agit en série avec l'entrée non-inverseuse et peut produire une erreur significative. Par exemple, le gain typique du AD 510 vaut 8 millions. En conséquence, une valeur de 10 volts en sortie ne nécessite que $1,25 \mu V$ appliqué à l'entrée. On imagine aisément l'erreur commise avec ces ridicules $40 \mu V$ de chute de tension ! Le résultat est inadmissible dans un système de haute précision. En plus, risque l'erreur représente une contre réaction positive, l'amplificateur peut se verrouiller ou tout bonnement osciller pour des valeurs de R_f/R_i supérieures à 250 k. Le simple fait de reconnecter l'alimentation en B solutionnera le problème. La **figure 10** montre comment l'on peut cascader plusieurs amplificateurs en évitant un couplage par la ligne de masse. Les courants circulant dans les résistances d'entrée et de contre-réaction sont produits de la manière illustrée en **figure 3 c**. Le seul courant circulant dans la ligne de masse reste le courant d'entrée des amplificateurs qui peut heureusement être négligé (on respire...).

La **figure 11** représente un circuit soustracteur utilisé pour amplifier le signal utile et rejeter un bruit de masse, commun aux deux connexions du signal d'entrée (voir annexe en fin d'article). On utilise la caractéristique de réjection en mode commun afin de parvenir au résultat désiré : la résistance qui habituellement relie l'entrée plus au point de masse, est ici scindée en deux afin d'amener un niveau de bruit (présent sur chaque connexion de référence) égal sur les deux entrées. Ainsi, le mode commun intervenant, le bruit en sortie est nul. On n'oubliera pas, car cela est souvent négligé, d'alimenter l'amplificateur par rapport à la référence utilisée pour la sortie et non celle d'entrée. Au cas où cette condition ne serait pas satisfaite, le fait d'exposer les connexions d'alimentation du composant au bruit haute fréquence du commun de l'entrée, permettrait au condensateur de compensation (voir **figure 2**) de guider directement le bruit vers la sortie et ainsi annihiler l'effet du soustracteur.

C'est ce type de comportement qui démontre l'importance du choix des masses et du découplage. Le soustracteur de la **figure 11** sera sans effet dans la correction du problème si l'amplifi-

gain de l'amplificateur. Ce courant doit retourner à la source par un chemin. En supposant que la figure reproduit fidèlement l'arrangement des connexions sur la ligne, le fait de relier l'alimentation en A implique que le courant de charge partage une portion de conducteur avec le signal d'entrée. Une ligne de cuivre de quinze centimètres tirée entre A et B peut opposer une valeur de résistance proche de 8 milliohms (par exemple) au courant de charge. Si R_{load} vaut 2 k Ω , un signal de sortie de 10 volts produira une chute de

cateur lui-même présente des carences dans son découplage. En général, un AOP doit être découplé au point de référence à la mesure ou à l'utilisation du signal de sortie. Dans le cas où l'on ne peut satisfaire ce point, du bruit ou des oscillations peuvent apparaître. Fréquemment, la technique du soustracteur résout ces ennuis. Nous ne nous étendons pas sur les carences également apportées par ce type de circuit. Disons, pour clore ce paragraphe, que seul un véritable amplificateur d'instrumentation donnera entière satisfaction dans le cas d'importants bruits de masse.

L'autre entrée...

Nous entendons par ce titre, le survol de la technique utilisée dans l'adjonction d'un potentiomètre d'offset.

Bien que l'impédance présentée par les broches de réglage d'offset soit bien plus faible que celle des connexions + et - de l'AOP, cette fameuse connexion représente une nouvelle entrée différentielle pour le circuit. Ce dernier est d'ailleurs très sensible au potentiel appliqué à ces broches. Par exemple, un μA 741 offre une amplification supérieure à une tension appliquée sur ses broches d'offset que sur son entrée normale !

Une illustration des problèmes qui peuvent être levés par "l'autre entrée", se trouve en **figure 12**. De par le câblage, les courants consommés par les autres circuits (ainsi que celui de l'AOP étudié) vont, en parcourant la ligne négative, développer une faible chute de tension ΔV entre la connexion - V de l'amplificateur opérationnel et le curseur du potentiomètre. Dans le cas où celui-ci se trouve en position médiane, les deux moitiés de résistance forment, avec leurs collègues internes, un pont équilibré. La faible valeur de potentiel ΔV se répartit donc de manière égale sur les broches de correction et l'effet sur la sortie reste minime. D'un autre côté, si l'ajustable se trouve dans une position telle que ces deux moitiés ne sont plus de même valeur, l'équilibre du pont se rompt. Cette situation engendre alors une différence de potentiel sur les connexions d'offset et, connaissant le fort gain évoqué ci-dessus, on imagine l'erreur commise en sortie. En plus, l'effet ne se fait ressentir que lorsque l'amplificateur consomme du courant

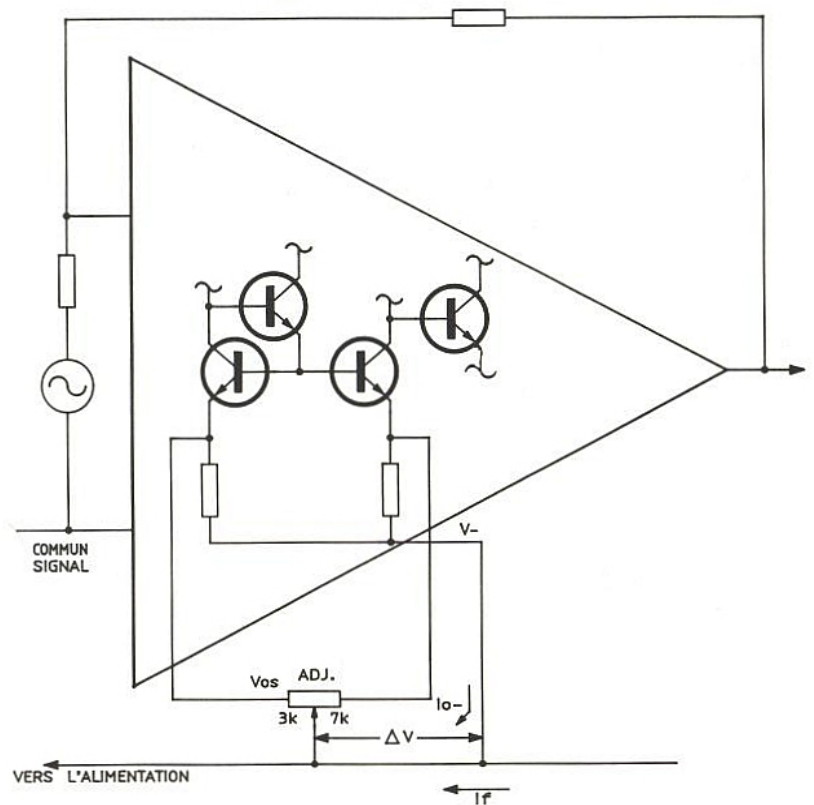


Figure 12

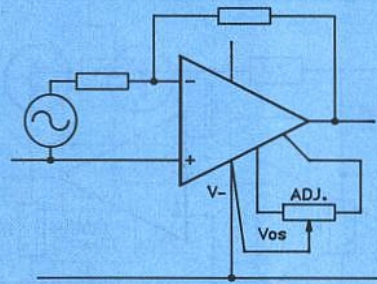


Figure 13

négligé. Résultat, il apparaît en plus de l'erreur de gain, une distorsion ! La fête bat son plein... ! Un second problème prend sa source dans la présence du courant I_f , qui représente l'intensité absorbée par les autres circuits. La composante principale véhiculée par cette intensité correspond à du bruit qui peut aisément devenir celui du système. Le remède à tous ces tracas vous est proposé en **figure 13**. Il

s'agit simplement de connecter le curseur du potentiomètre d'offset directement à la broche négative de l'AOP. Cette précaution reste fondamentale afin de réduire au maximum l'impédance commune partagée par le courant de l'AOP et la connexion de l'ajustable. Ceux d'entre vous pour qui cette mystérieuse impédance commune suscitent de l'intérêt, sont priés de se reporter à l'annexe publiée en fin d'article.

IMPORTANCE DE LA MASSE EN HAUTE FRÉQUENCE

Si le plan de masse côté composant est souvent présenté comme le meilleur retour des courants d'alimentation et de signal, son utilisation intensive n'apporte pas toujours le résultat escompté lors de fonctionnements en alternatif.

Le circuit de la **figure 14**, construit sur une carte double face, possède une source de courant connectée aux pastilles 1 et 2. La liaison s'effectue au travers d'une piste cuivrée en forme de U. Les deux pastilles traversent le circuit imprimé et relient le plan de masse. Ainsi, de manière idéale, l'impédance entre les points 1 et 2 allant zéro, le potentiel développé aux bornes de la source de courant est nul. En fait, vous vous en doutez, la situation réelle change, comme en témoigne la **figure 15**.

Cette dernière illustre le trajet suivi par l'intensité continue, qui choisit la résistance la plus faible reliant les points 1 et 2. Il apparaît bien sûr un courant se développant aux alentours du conducteur, mais celui-ci reste faible. D'un autre côté, le courant alternatif prend le parcours présentant l'**impédance** la plus basse, qui dépend bien entendu de l'inductance formée par la piste. La relation entre le parcours cuivré et le champ produit, peut s'illustrer par la règle de la main droite, ou encore règle du tire-bouchon, comme indiqué en **figure 16**. A l'intérieur de la boucle, le courant produit le long du conducteur des lignes de champ dont les valeurs s'ajoutent (vecteurs colinéaires de même sens). A l'extérieur de la boucle, l'effet contraire apparaît car les valeurs se compensent (vecteurs opposés).

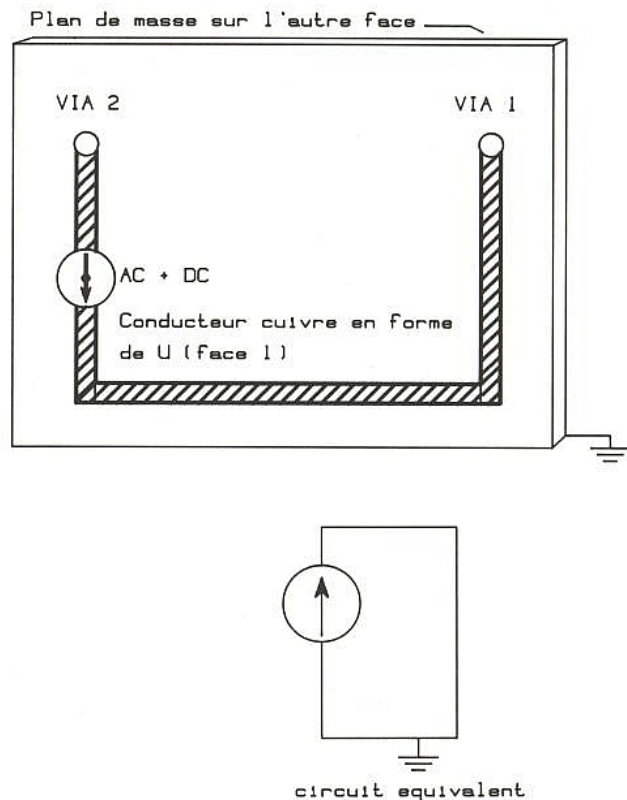


Figure 14

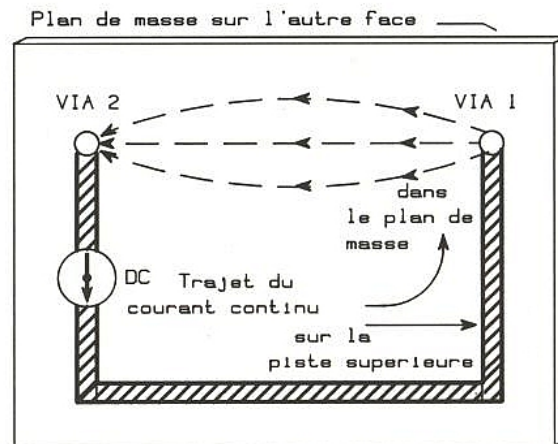


Figure 15

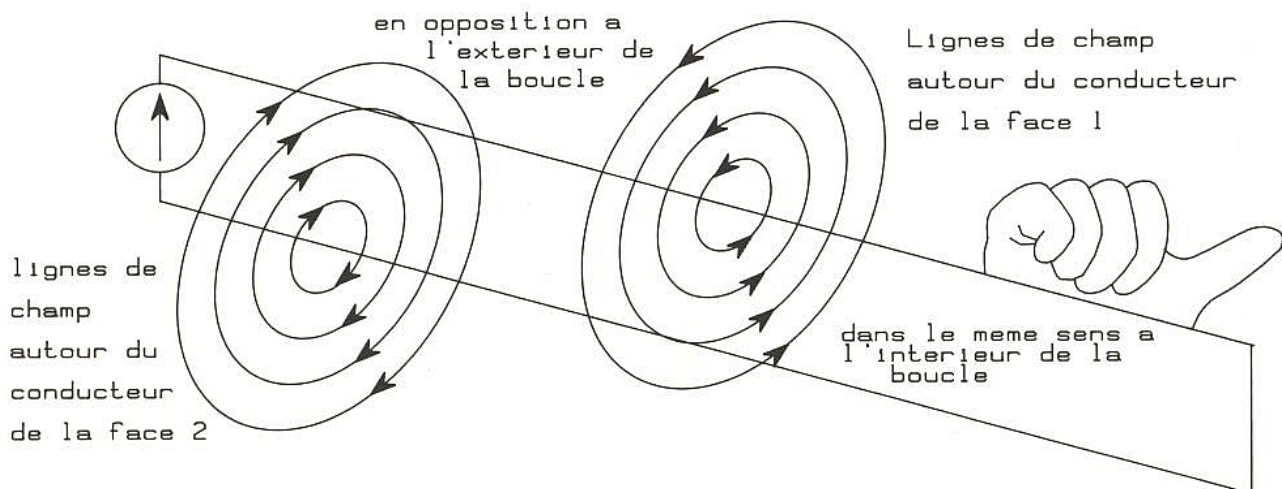


Figure 16

plan de masse sur l'autre face

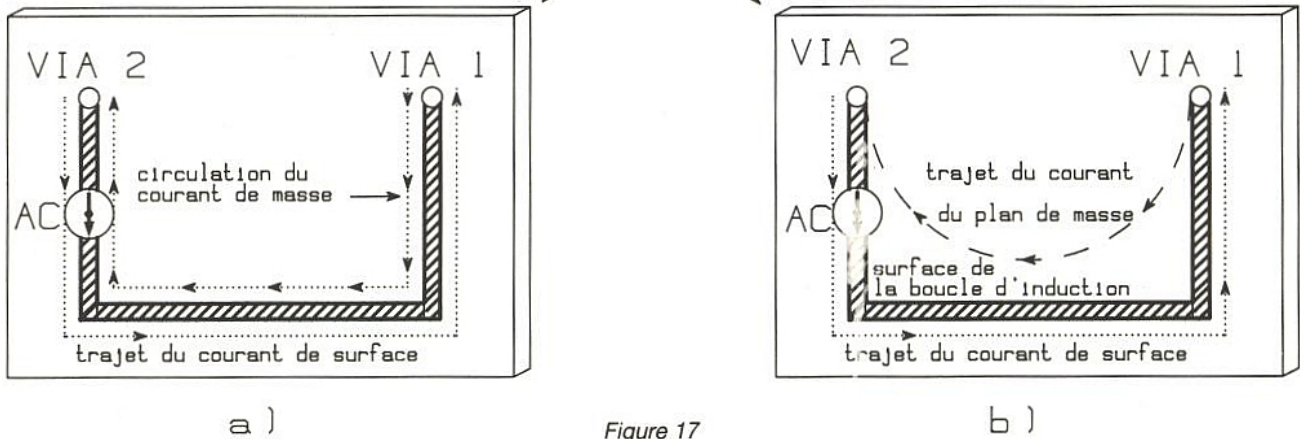


Figure 17

Ainsi le champ se trouve-t-il principalement confiné à l'intérieur du parcours. En fait, la production d'un champ alternatif au voisinage d'un élément conducteur engendre un courant induit dans ce dernier, (courant de Foucault) qui se trouve localisé au proche voisinage de la source. Si ce conducteur possédait des propriétés supraconductrices (résistivité nulle), la géométrie des courants induits correspondrait à l'image de ceux circulant dans la source, dans le cas où celle-ci serait très proche du conducteur. Une boucle de forte dimension réalise une inductance importante ; cela signifie que pour un courant donné et une certaine fréquence, la tension développée sera plus grande. En considérant la boucle formée par la piste en U avec le plan de masse, les courants alternatifs suivront le trajet présentant l'inductance la plus faible et donc l'aire de dimension minimale. Dans l'exemple proposé, la boucle au trajet le plus court se compose de la portion de cuivre en U associée au plan de masse située directement dessus. En conséquence, alors que la figure précédente montrait le chemin du courant continu (parcours qui présente une résistance pure), la figure 17 a représente le trajet pris par la majeure partie du courant alternatif, circulant dans l'aire minimale, directement au-dessus de la piste en U. On se trouve alors dans le cas où le terme $L\omega$ est supérieur à la partie résistive du cuivre impliqué dans la boucle.

En pratique, puisque l'on combine une résistance avec une impédance, la face cuivrée provoque la circulation des courants basse et moyenne fréquence dans la portion indiquée en figure 17 b. Quoi qu'il en soit, le trajet de retour se situe sous la

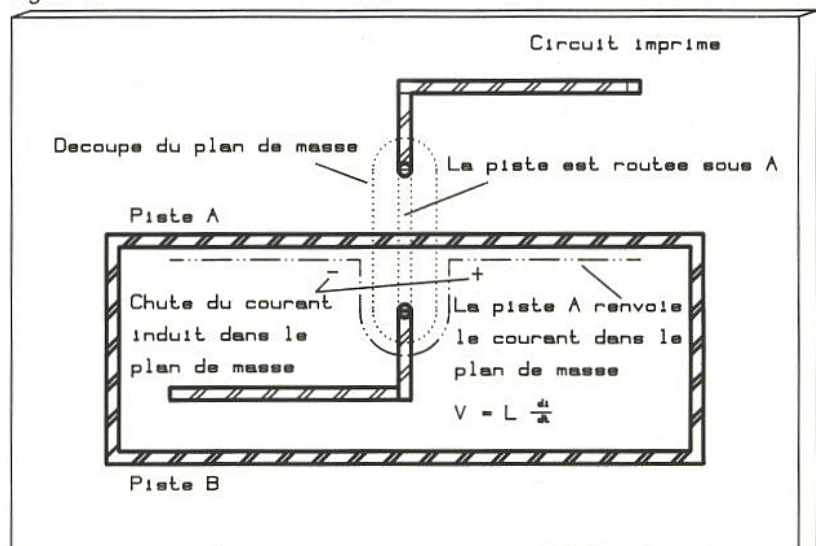
piste cuivrée même à des fréquences de l'ordre de 1 ou 2 MHz.

Si l'on prend l'exemple de la figure 18, la piste A représente un parcours critique, qui doit rester de faibles dimensions, être éloigné des pistes véhiculant des signaux digitaux et ne pas posséder de pastilles. La piste B revêt une importance moindre mais doit traverser A. En première approche, on coupe le plan de masse au-dessus de A et B continue son trajet au travers de deux pastilles. Erreur ! Il résulte de cet arrangement une inductance à présent introduite dans la masse de retour des deux signaux, car le plan de masse interrompu rend les deux boucles plus grandes. Il suffit que A conduise un signal haute fréquence et un potentiel prendra naissance dans la section ouverte du plan de masse. Typiquement, pour des signaux ECL ou TTL, la chute de tension peut atteindre quelques centaines de millivolts. En bref, assez pour compromettre les performances

d'un convertisseur 10 MHz, 12 bits ou encore 20 MHz, 8 bits. La solution réside dans l'installation d'un strap directement au-dessus du plan de masse afin de conserver une aire de faibles dimensions.

La distribution des alimentations nécessite également des restrictions. Les rails amenant la puissance doivent posséder une impédance la plus faible possible ($\sqrt{L/C}$). Afin de conserver ce rapport petit, l'inductance se réduit et la capacitance augmente en maintenant le plan de masse au-dessus des rails. La composante capacitive peut être augmentée en plaçant judicieusement des condensateurs de découplage, comme expliqué précédemment. Cependant, il faut veiller à traiter les composantes selfiques et capacitives avec la même vigueur. En effet, un condensateur de 0,1 μF placé sur une ligne d'alimentation d'inductance 30 nH provoquera des oscillations amorties jusqu'à environ 3 MHz, à chaque transitoire...

Figure 18



CONCLUSION

C'est avec ce dernier paragraphe que s'achève cet exposé consacré aux découplages et problèmes de masse. Nous espérons qu'il vous permettra de mieux cerner les problèmes d'oscillations intempestives liés aux câblages et en conséquence de les régler avec efficacité. Ceux d'entre vous qui désirent approfondir le sujet pourront se reporter à la bibliographie donnée plus bas.

Ce texte a été adapté d'une note d'application d'Analog Device, rédigée par **Paul BROKAW** et **Jeff BARROW**.

Traduction et adaptation française : **Christophe BASSO**.

Bibliographie

Grounding for low- and high-frequency circuits.

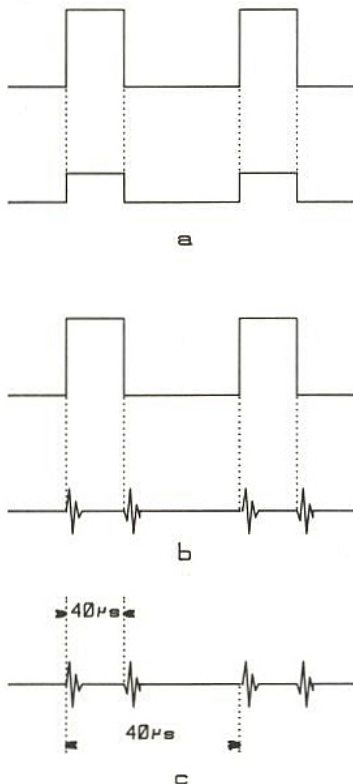
Analog Dialogue 23-3- 1989.

An I.C. amplifier User's guide to decoupling, grounding, and making things go right for a change, by Paul BROKAW.

Note d'application Analog Device.

Understanding interference type noise. Analog dialogue 16-3 1982.

Figure 2



Annexe

Bruit issu d'une impédance commune

Comme son nom l'indique, ce type de bruit (Common-Impedance Noise, en Anglais) se développe dans une impédance commune à plusieurs circuits. La **figure 1** propose une configuration classique dans laquelle deux masses de circuit traitant des signaux différents se trouvent reliées à un point central 0 V. Ce dernier, à cause du câblage, présente une certaine valeur d'impédance par rapport au commun de l'alimentation. Le courant consommé par le circuit 1 va alors développer autour de Z une tension bruitée qui va apparaître aux bornes du circuit 2. Typiquement, ce genre de bruit dépend de la source le produisant. Sa forme varie en fonction de l'impédance Z, comme illustré **figure 2 a**, pour Z purement résistive. A présent, si Z se comporte comme un circuit RLC, la tension de bruit produira des oscillations à une fréquence de $1/2 \pi \sqrt{LC}$, qui s'amortissent à un taux fixé par le rapport L/R (**figure 2 b**).

Si un bruit de ce type est repéré dans un circuit, le fautif peut être aisément identifié en observant la forme ainsi que la fréquence de répétition. Par exemple, une onde de bruit comparable à celle dessinée en **figure 2 c**, (25 kHz de répétition et un rapport cyclique de 25 %) peut provenir d'une alimentation à découpage contenant une boucle de régulation à PWM.

La forme d'onde produite va nous aider à identifier le dispositif coupable du délit de bruit. Supposons que cette forme soit celle présentée en **figure 3**. Les critères suivants permettent de déduire la nature de Z :

- Une résistance constante, R, se trouve en série dans la ligne. La variation de tension V_1 est égale au produit $R \cdot i_1$.
- La fréquence naturelle d'oscillation est déterminée par la bobine série et la capacité shunt C : $f = 1/2 \pi \sqrt{L \cdot C}$.
- La constante d'amortissement, τ , vaut L/R.

Les solutions permettant la réduction du bruit d'impédance commune sont les suivantes :

- Distribuer correctement les lignes d'alimentation en minimisant les inductances parasites.
- Utiliser des transformateurs d'isolation ou encore des optocoupleurs. En bref, séparer lorsque c'est possible, les masses de circuits véhiculant des types de signaux différents.
- Blinder les connexions qui mènent à des entrées de forte sensibilité.

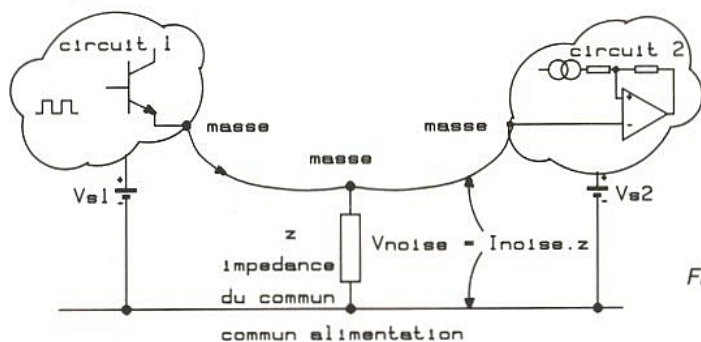
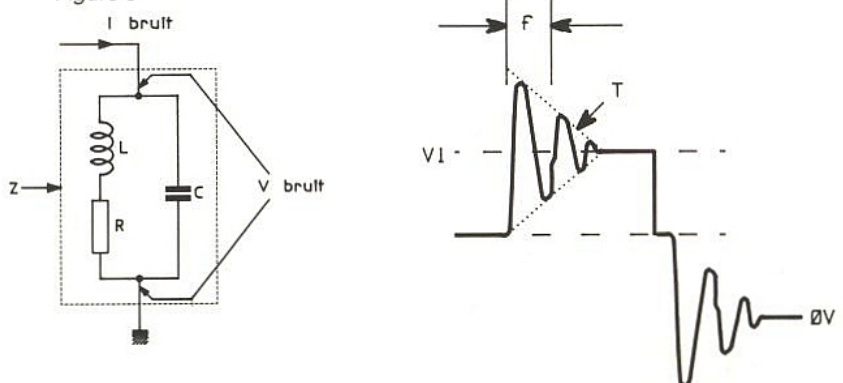


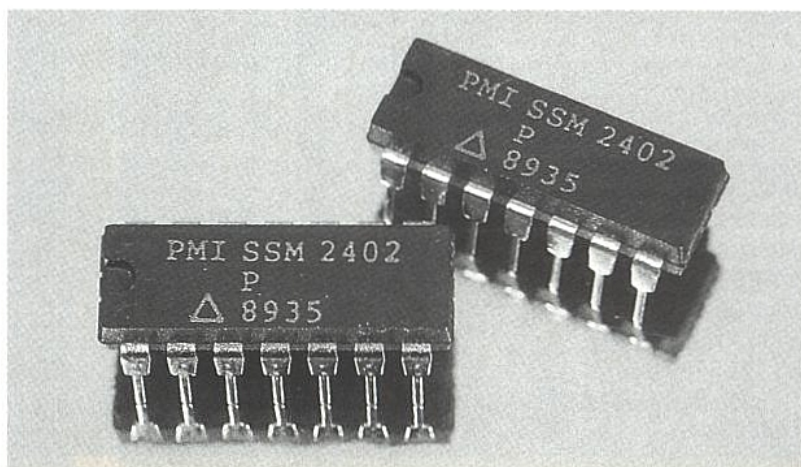
Figure 1

Figure 3



Les commutateurs audio SSM 2402

Nos voyages sur "SSM-PMI" nous conduisent cette fois dans le monde délicat de la commutation audio, où le moindre bruit est considéré comme une infamie. Quand on pense aux centaines de commutations nécessaires dans un studio, on comprend qu'un constructeur éclairé se soit attaché au problème des grilles, et on peut saluer SSM pour ses résultats : les 2402 et 2412 "assurent".



Supposons un instant un commutateur intelligent, qui, à l'allumage d'une machine présenterait un état "repos" connu, puis satisferait sans se faire remarquer les demandes de liaisons ou d'isolations les plus farfelues. C'est ce que font 2402 et 2412 : une simple commande logique (TTL ou CMOS) et la commutation audio est assurée. Terminés les commutateurs à multiples circuits et les liaisons délicates à véhiculer.

Comme on peut s'en douter, l'informatisation d'une grille est considérablement simplifiée et les configurations complexes qui auraient fait jadis blanchir les cheveux du concepteur, deviennent presque sympathiques.

Si nous avions pu disposer de ces circuits pour construire ODDY, certains câblages délicats auraient été évités de façon élégante. Mais même aujourd'hui, ils ne sont pas encore en vente libre partout ces 2402 OU 2412 ! C'est un privilège d'ELECTRONIQUE RADIO PLANS que de vous les présen-

ter. Rassurez-vous, certains distributeurs s'efforcent de les mettre à leur catalogue, et on peut espérer que dans la seconde moitié de l'année tout le monde pourra en profiter.

Vous serez les premiers au courant, car dès qu'ils seront disponibles, l'auteur ne manquera pas de les exploiter.

Avant de passer à l'action, signalons qu'un ingénieur du son américain de passage en France nous a téléphoné pour nous dire qu'il avait été agréablement surpris par les sujets abordés dans votre bien aimée revue, car dans son pays, en dehors de la bidouille, il ne fallait pas espérer de réalisations à usage professionnel.

CARACTÉRISTIQUES

La **figure 1** récapitule les principaux résultats obtenus dans des conditions normales de fonctionnement, les brochages et les limites maximum d'utilisation. Le faible bruit (1 nV $\sqrt{\text{Hz}}$), la distortion (0,003 %) et les niveaux très

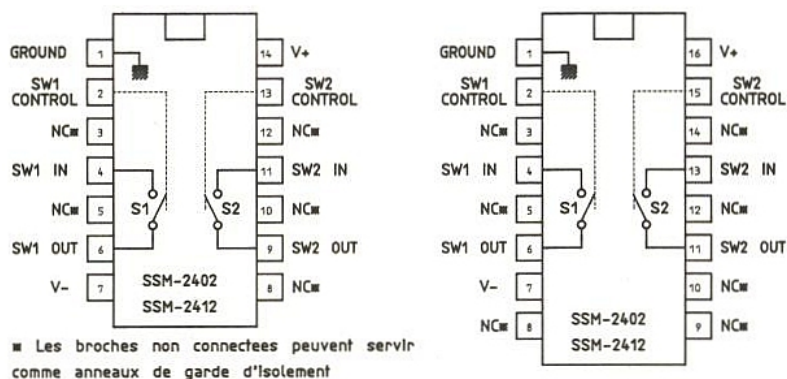


Figure 1 a - Brochage selon les deux types de boîtier.

Caractéristiques principales

- Commutations auto bilatérale sans bruit
- Garanti à commutation ouverture prioritaire
- Faible distorsion : 0,003 % typ.
- Faible bruit : 1 nV $\sqrt{\text{Hz}}$
- Excellente isolation en position ouvert : 120 dB typ.
- Faible résistance à l'état passant : 60 Ω typ.
- Large excursion à $V_{\text{al}} = \pm 18 \text{ V}$: 10 V_{RMS}
- Large plage de tension d'alimentation : $\pm 20 \text{ V max.}$

Valeurs à ne pas dépasser

température de fonctionnement :	- 40 à + 85 °C
Alimentation :	$\pm 20 \text{ V}$
tensions d'entrée en continu :	$V(-) + 3,5 \text{ V} < V_{\text{in}} < V(+) - 3,5 \text{ V}$
courant max. dans un switch :	20 mA
tension de commande logique :	$V+ \text{ à } - 2 \text{ V}$
$V(+)$ à masse :	+ 36 V
$V(-)$ à masse :	- 20 V
tension d'entrée à $V-$:	+ 36 V

Figure 1 b.

élevés acceptés par les 2402 et 2412 témoignent de la classe professionnelle du circuit.

Tout de suite faisons la différence entre 2402 et 2412. Comme nous allons le voir, les commandes d'ouverture et de fermeture sont effectuées par un générateur de rampe de tension, ce qui conduit à de légers retards (voulus) entre commande et action. Ces temps sont trois fois plus importants sur le 2402 que sur 2412.

Suivant les besoins propres à l'utilisateur et les conditions de travail, on choisira 2402 ou 2412. En toute franchise, l'auteur ne sait pas si il y a un écart de prix entre les deux types, mais il semblerait que le passage de l'un à l'autre soit fait exclusivement par modification d'une capacité dans le générateur de rampe (20 ou 60 pF).

Maintenant que nous savons ce qui différencie 2402 et 2412, nous parlerons uniquement de 2402 pour simplifier.

Comme le montre la figure, deux types de boîtiers sont proposés (voir package type, dans les conditions maximum d'utilisation), et il ne serait pas si ridicule dans une implantation, de prévoir les deux boîtiers. C'est toujours dangereux, mais...

Il semblerait que toute la gamme SSM soit prévue pour fonctionner avec des tensions d'alimentation symétriques $+ - 18 \text{ V}$. C'est très bien, mais il faudra faire attention aux autres ICs qui pourraient être mélangés (certains "utilitaires" n'aiment pas trop !).

SCHÉMA INTERNE

Une représentation simplifiée du schéma est donnée figure 2. Il ne s'agit que d'une moitié du circuit, car les 2402 comportent deux canaux TOTALEMENT indépendants.

Tout de suite on peut observer le montage en T des switches : S_1 et S_2 en série dans le trajet analogique, S_3 en shunt entre les deux. Un générateur de rampe (non représenté sur le dessin) est piloté par le circuit de commande ON/OFF.

Une transition 0 vers 1 du circuit de commande aura pour effet de mettre en route le générateur de rampe et de le faire passer de $- 7 \text{ V}$ à $+ 7 \text{ V}$ en 12 ms pour le 2402 et 4 ms 2412. Une commande inverse (retour à l'état bas) fait tomber le $+ 7 \text{ V}$ à $- 7 \text{ V}$ dans les mêmes temps. La

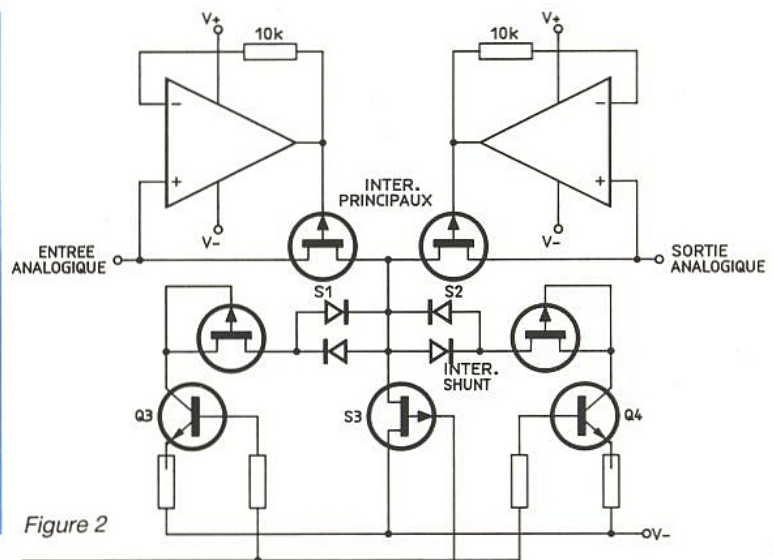
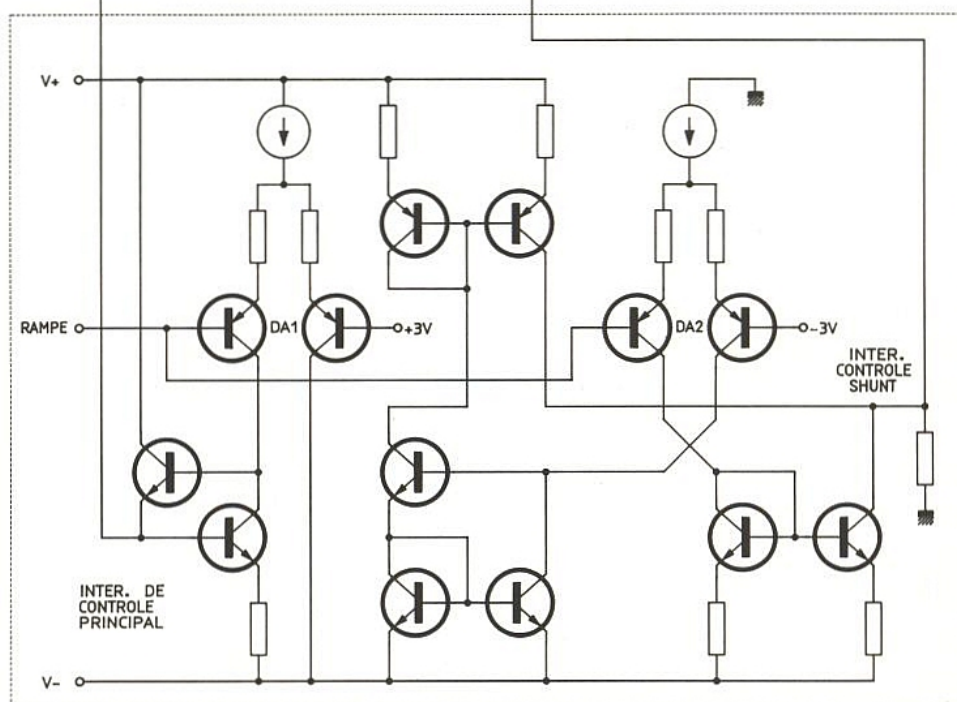


Figure 2



notice technique du fabricant n'est pas très claires à ce sujet : En effet, en lisant le texte il semblerait que le passage 0/1 soit une constante à 12 ms pour les deux types et que seul le temps de retour soit différencié, ce que contredisent les oscillogrammes de la **figure 3**. Il se peut qu'un léger oubli dans la littérature soit à l'origine de ce doute. Nous vous tiendrons au courant dès la mise en application, mais reconnaissons qu'il n'y a rien de dramatique !

Ce circuit générateur est également chargé de fournir les alimentations ± 3 V nécessaires au bloc de contrôle des switches. La rampe de tension est appliquée aux deux amplis différentiels notés DA₁ et DA₂ sur la **figure 2**. Le premier est référencé à $+3$ V et s'occupe de commander la barre supérieure du "T" soit S₁, S₂. Le second, référencé à -3 V pilote S₃. L'examen du timing de la **figure 3** évite les longs discours : La commande est lancée, la rampe monte, quand elle passe -3 V S₃ bascule, quand elle atteint $+3$ V, S₁ et S₂ basculent à leur tour etc. Simple mais efficace !

Le résultat est une douceur de commande due aux basculements décalés en temps de S₁, S₂ et S₃.

Quand un système utilise un grand nombre de switches on a intérêt à ce que le temps mis pour "couper" soit plus bref que celui pris pour "ouvrir". La solution SSM est astucieuse : à l'ouverture on coupe le pied puis on met la tête et à la fermeture, on coupe la tête puis met le pied (du "T" S_{1/2/3} bien entendu, pas de LOUIS XVI... !). Vous retrouverez les données précises (Turn ON, OFF, etc.) dans le tableau général **figure 4**. Ce sont d'ailleurs sur ces données que se différencient 2402 et 2412.

Nous ne plongerons pas dans le mélodrame, mais signalerons toutefois que ces performances ne peuvent être tenues que si la tension de commande (logique) n'est pas en soi une seconde rampe ! S'il faut une seconde pour passer de 0 V à 1,4 V (seuil de basculement du 2402), il faudra attendre sans incriminer pour autant le commutateur, c'est évident. Dans un autre ordre d'idée, on pourrait envisager un noise-gate (range fixé à 120 dB) dont le temps POUR attaquer serait géré par un compteur numérique. Idem avec le temps POUR retourner off. Si nous mettons des majuscules c'est pour vous rappeler que le temps d'attaque

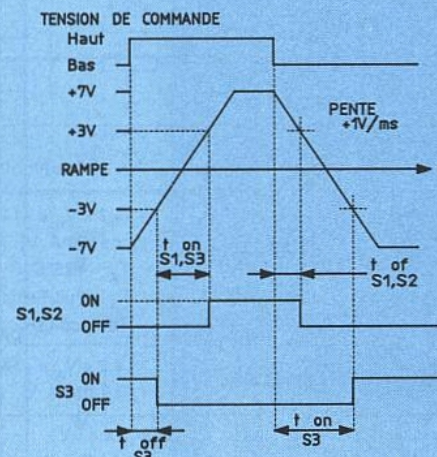
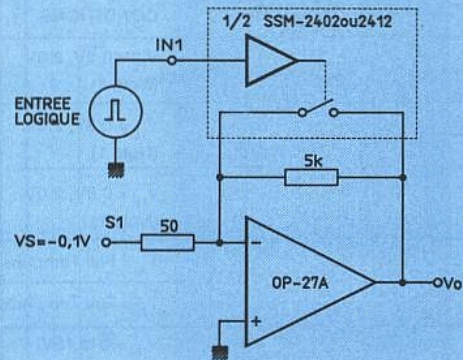


Figure 3 - Chronogrammes de basculement correspondant au circuit à OP 27 A.

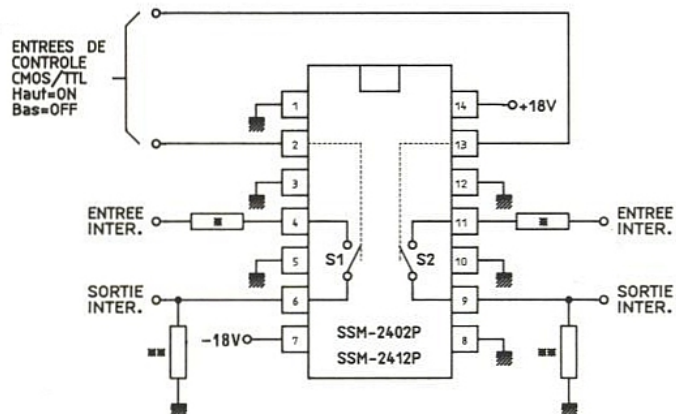


Figure 5 - Insertion typique.

d'un noise-gate est le temps mis pour ouvrir et le temps de release celui mis pour refermer. NUANCE : Je claque la porte dans dix secondes ou je mets dix secondes pour fermer la porte. Quittons provisoirement le tableau pour une mise en application pratique illustrée **figure 5**. Plus simple, c'est compliqué ! Aussi nous ne donnerons pas (exceptionnellement) de circuit d'évaluation, mais attirerons

votre attention sur les précautions prises par le constructeur et qu'il faudra respecter : En gros, chaque broche active est séparée de la suivante par une mise à la masse de la broche intermédiaire. Cette disposition est destinée à éviter toute réaction entre IN, OUT, CONTROL, ainsi que SW₁ et SW₂ (chacun des switches prévus dans UN circuit).

PARAMÈTRE	SYMBOLE	CONDITIONS	SSM-2402/2412			UNITÉS
			MIN	TYP	MAX	
Positive Supply Current	$+I_{SY}$	$V_{IL} = 0.8V, 2.0V$ (Note 1)	–	6.0	7.5	mA
Negative Supply Current	$-I_{SY}$	$V_{IL} = 0.8V, 2.0V$ (Note 1)	–	4.8	6.0	mA
Ground Current	I_{GND}	$V_{IL} = 0.8V, 2.0V$ (Note 1)	–	0.6	1.5	mA
Digital Input High	V_{INH}	$T_A = \text{Full Temperature Range}$	2.0	–	–	V
Digital Input Low	V_{INL}	$T_A = \text{Full Temperature Range}$	–	–	0.8	V
Logic Input Current	I_{LOGIC}	$V_{IN} = 0 \text{ to } 15V$ (Note 2)	–	1.0	5.0	μA
Analog Voltage Range (Note 3)	V_{ANALOG}		–14.2	–	+14.2	V
Analog Current Range (Note 3)	I_{ANALOG}		–10	–	+10	mA
Overvoltage Input Current		$V_{IN} = \pm V_{SUPPLY}$	–	± 40	–	mA
Switch ON Resistance	R_{ON}	$-14.2 \leq V_A \leq +14.2V$ $I_A = \pm 10mA, V_{IL} = 2.0V$ $T_A = +25^\circ C$	–	60	85	Ω
		$T_A = \text{Full Temperature Range}$	–	–	115	Ω
		Tempco ($\Delta R_{ON}/\Delta T$)	–	0.2	–	$\Omega/^\circ C$
R_{ON} Match	$R_{ONMATCH}$	$-14.2 \leq V_A \leq +14.2V$ $I_A = \pm 10mA, V_{IL} = 2.0V$	–	1	5	%
Switch ON Leakage Current	$I_{S(ON)}$	$V_{IL} = 2.0V$ $-14.2V \leq V_A \leq +14.2V$	–	0.05	1.0	μA
		$V_A = 0V$	–	0.05	10.0	nA
Switch OFF Leakage Current	$I_{S(OFF)}$	$V_{IL} = 0.8V$ $-14.2V \leq V_A \leq +14.2V$	–	0.05	1.0	μA
		$V_A = 0V$	–	0.05	10.0	nA
Turn-On Time (Note 4)	t_{ON}	$V_A = +10V, R_L = 2k\Omega$ $T_A = +25^\circ C$, See Test Circuit	–	10.0	–	ms
		SSM-2402 SSM-2412	–	3.5	–	
Turn-Off Time (Note 5)	t_{OFF}	$V_A = +10V, R_L = 2k\Omega$ $T_A = +25^\circ C$, See Test Circuit	–	4.0	–	ms
		SSM-2402 SSM-2412	–	1.5	–	
Break-Before-Make Time Delay (Note 6)	$t_{OFF} - t_{ON}$	$T_A = +25^\circ C$	–	6.0	–	ms
		SSM-2402 SSM-2412	–	2.0	–	
Charge Injection	Q	$T_A = +25^\circ C$	–	50	–	pC
		SSM-2402 SSM-2412	–	150	–	
ON-State Input Capacitance	$CS_{(ON)}$	$V_A = 1V_{RMS}$ $f = 5kHz, T_A = +25^\circ C$	–	12	–	pF
OFF-State Input Capacitance	$CS_{(OFF)}$	$V_A = 1V_{RMS}$ $f = 5kHz, T_A = +25^\circ C$	–	4	–	pF
OFF Isolation	$I_{SO(OFF)}$	$V_A = 10V_{RMS}, 20Hz \text{ to } 20kHz$ $T_A = +25^\circ C$, See Test Circuit	–	120	–	dB
Channel-to-Channel Crosstalk	C_T	$V_A = 10V_{RMS}, 20Hz \text{ to } 20kHz$ $T_A = +25^\circ C$	–	96	–	dB
Total Harmonic Distortion (Note 7)	THD	$0 \text{ to } 10V_{RMS}, 20Hz \text{ to } 20kHz$ $T_A = +25^\circ C, R_L = 5k\Omega$	–	0.003	0.01	%
Spectral Noise Density	e_n	$20Hz \text{ to } 20kHz$ $T_A = +25^\circ C$	–	1	–	$nV/\sqrt{Hz}$
Wideband Noise Density	$e_{n\ p-p}$	$20Hz \text{ to } 20kHz$ $T_A = +25^\circ C$	–	0.2	–	μV_{p-p}

Figure 4 - Tableau récapitulatif des caractéristiques détaillées.

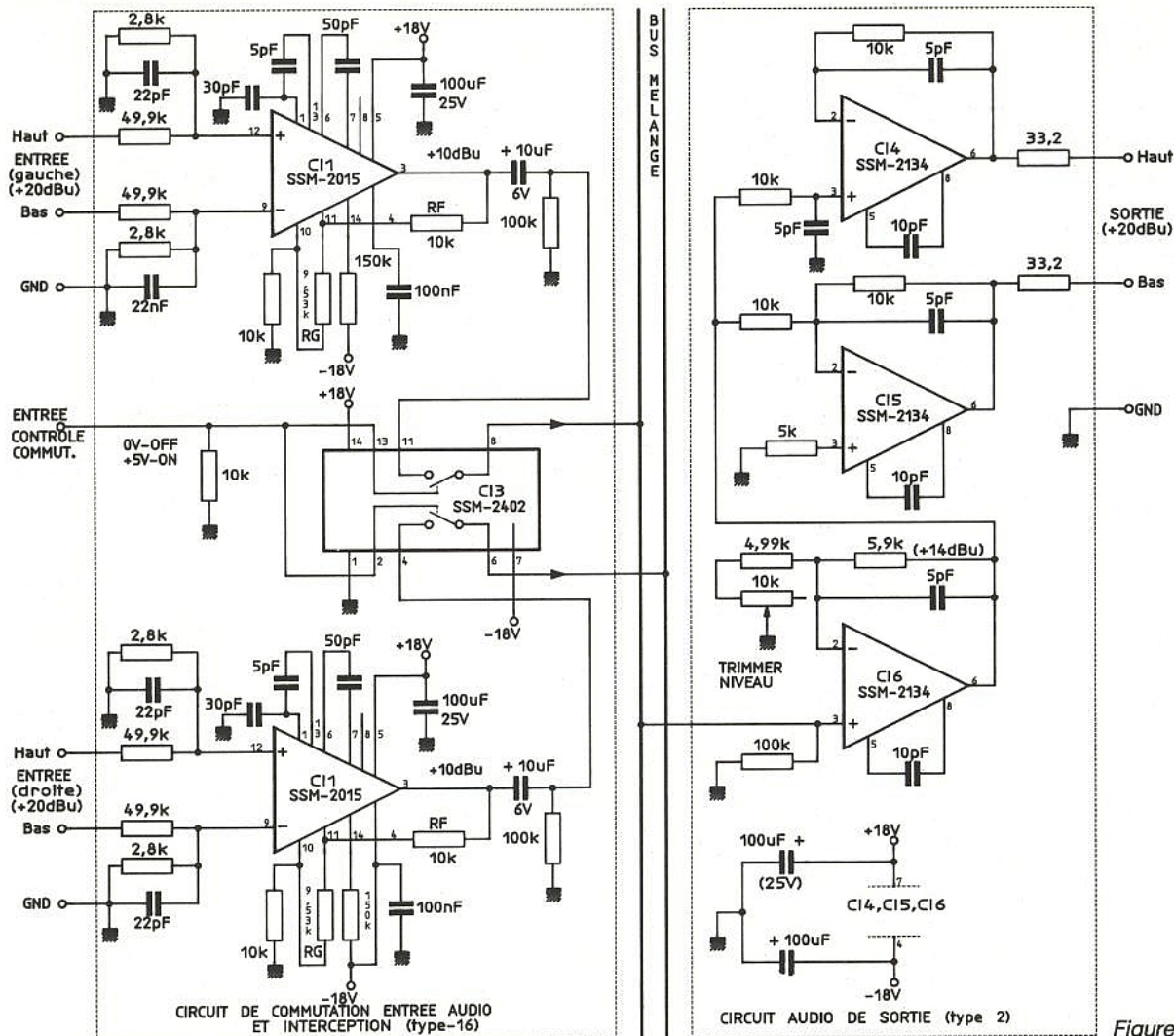


Figure 6

Toutefois, malgré sa simplicité angélique, la figure met en œuvre des résistances en série dans les entrées dépassant $\pm 14,2$ V. En effet, de telles tensions sont susceptibles de "prendre la main" sur les commandes et donc de perturber la belle organisation : 3,8 V en-dessous de la tension d'alimentation et on ne contrôle plus. Le constructeur propose donc d'insérer une résistance de 100 à 500 Ohms en série dans chaque entrée.

A notre avis, c'est pour les cas désespérés ! Pêche d'enfer sur un circuit de commutation... A éviter au moment de la conception.

Mais l'auteur croit bien comprendre la démarche SSM et l'assimile à sa propre philosophie : Très vite on se sépare des bas niveaux pour ne plus traiter qu'entre -10 et $+10$ dBm nominaux et fournir à l'utilisateur $+24$ dBm voire plus. Bien entendu, une commutation placée le plus tard possible dans une chaîne est un PLUS auquel il faut tendre, mais c'est au concepteur de mesurer les limites à ne pas franchir.

Désalimenter un ampli de puissance inutilisé est sans doute une façon de faire chuter le bruit, mais le réalimenter au moment

d'un besoin n'est pas la plus discrète des méthodes ! Peut-être qu'en travaillant directement sur les connexions des haut-parleurs...

Qu'un constructeur sérieux propose un excellent produit pour la commutation audio ne doit pas conduire à l'exagération. Un gros travail reste à la charge du concepteur : choisir le bon endroit !

IDÉES

Il faudrait souffrir d'un problème grave pour mettre au singulier le titre de ce paragraphe.

La figure 6 n'est qu'un exemple parmi des centaines, de mise en application de cet OUTIL.

Deux SSM 2015 bridés à mort (voir n° 509 et réalisation dans ces pages) proposent leurs services à un 2402, lequel distribuera ou non les données à un bus (ici stéréo). Chaque barre est récupérée par un circuit des plus classiques : mélangeur non inverseur à gain ajustable suivi d'un amplificateur symétriseur constitué de deux SSM 2134, l'un monté en non inverseur, l'autre en inverseur, tous deux gain unité (ou presque).

Pour être franc, l'auteur n'aime pas ce genre de sortie. Mais ce n'est pas nouveau (ce doit être épidermique). Et rien n'empêche de prélever la sortie de U_6 asymétrique et de remplacer $U_{4/5}$ par un joli transfo (voir MILLE-RIOUX). Mais là n'est pas le problème. Cette exploitation n'est qu'un exemple respectable, et l'on doit remarquer qu'une fois contrôlés, les signaux d'entrées peuvent être appliqués sans autre précaution au 2402.

Parmi les idées qui viennent, on peut jeter en vrac la commutation digitale de gain, la sélection de composants (condensateurs ou selfs) pour des circuits sélectifs, l'organisation (séquence) de mise en route d'une chaîne, etc. De l'audio domestique à la scène, les 2402 et 2412 ont une place prendre, c'est évident !

CONCLUSION

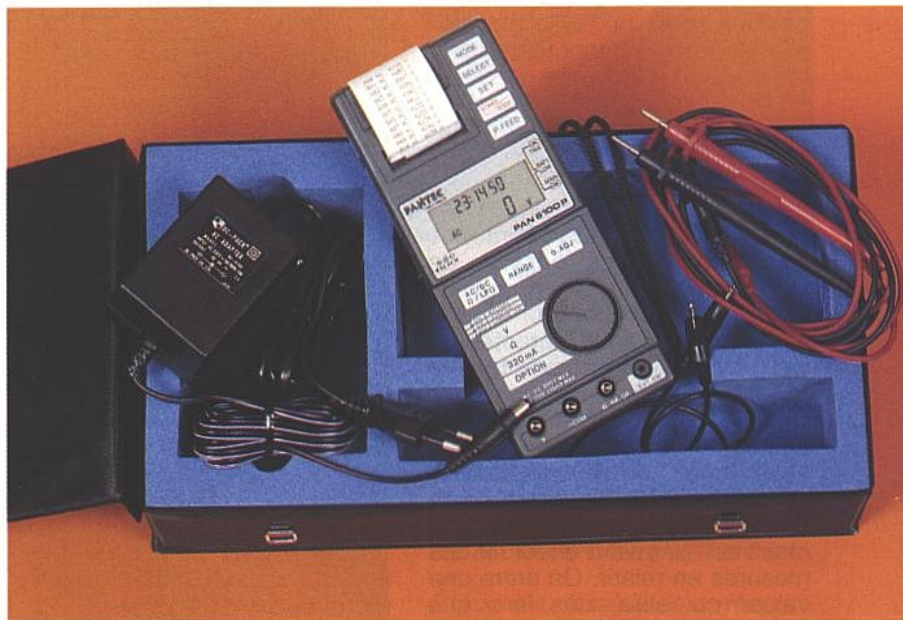
Conclure serait bien prétentieux : Le sujet est à peine abordé ! Nul doute, nous mettrons en application ces 2402 ou 2412 dans les plus brefs délais. Gardez donc ces documents à portée de main.

Jean ALARY.

Le multimètre PANTEC PAN 6100 P

PANTEC, marque en instrumentation du groupe italien Carlo Gavazzi, nous propose avec le PAN 6100 P un appareil original. A mi-chemin entre le multimètre de table et celui de poche, le 6100 P intègre une imprimante thermique, pour garder trace des mesures évoluant dans le temps, à l'heure où beaucoup de constructeurs préfèrent opter pour une interface RS 232 ou IEEE dédiée micro-ordinateur.

Dans de nombreux cas où le dépouillement des mesures s'avère restreint, cette solution plus portable nous semble pleine de bon sens.



Le PAN 6100 P est un multimètre 3200 points 3 chiffres et demi à cristaux liquides, à sélection automatique de gammes. Il permet d'effectuer des mesures de tensions alternatives et continues, d'intensités (AC et DC), de résistances et, grâce à une fonction "option", accepte avec une résolution de 100 μ V par point des adaptateurs externes pour réaliser des mesures sur diverses grandeurs physiques. PANTEC ne propose à cet effet que des adaptateurs pour thermocouples de type K et deux types de pince ampèremétrique : une pour les mesures d'intensités tant alternatives que continues jusqu'à 600 A : le modèle CTA 600, l'autre uniquement pour l'alternatif et jusqu'à 150 A, le modèle CTA 150.

Mais rien n'empêche, étant donné la très haute impédance d'entrée sur ce calibre, d'y connecter n'importe quel convertisseur grandeur/tension dont le facteur d'échelle sera adapté.

Sur cette position, l'afficheur n'indique pas l'unité de mesure, ce qui ne prête donc pas à confusion.

L'afficheur à cristaux liquides outre l'indication de la valeur de la mesure, de l'unité, de la pola-

rité en continu ou d'un éventuel dépassement de calibre (O.F. : overflow) sur chiffres de 9 mm, précise sur six chiffres l'heure, la date, ainsi que le pas d'incrément et l'intervalle des relevés en position impression automatique.

Comme nous l'avons souligné, la grande originalité de cet appareil réside dans la petite imprimante incorporée.

Celle-ci peut afficher au coup par coup sur simple pression de la touche (start-stop) ou bien encore réaliser des enchaînements de relevés dont les intervalles seront choisis entre : 10 s, 30 s, 1 mn, 3 mn, 5 mn, 10 mn, 30 mn ou 1 heure.

Cette imprimante est du type thermique à matrice de points.

Elle permet de garder trace de l'heure et de la date de départ d'un cycle, du pas d'incrément temporel ainsi que du numéro, de la valeur et de l'unité de la mesure.

Signalons enfin que le déclenchement d'une impression peut aussi s'effectuer par la prise jack notée Ext.sw à l'aide d'un simple contact : poussoir externe, relais...

Une sortie accessible à gauche de l'imprimante, toujours jack femelle mono, autorise la com-

mande synchrone d'un autre 6100, tout en garantissant la séparation galvanique des points de mesure.

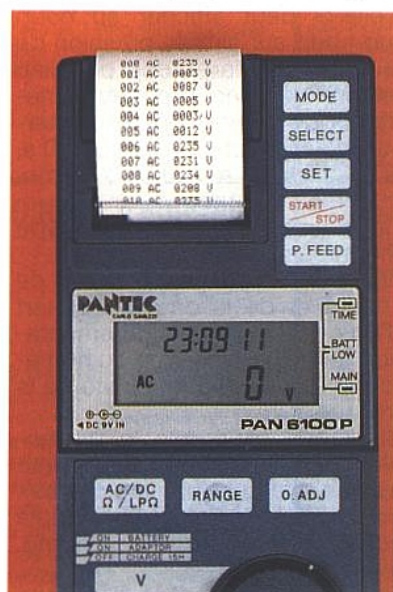
La forte consommation de l'imprimante (1,2 W contre 40 mW pour le reste de l'appareil !) a contraint le constructeur à doter le PAN 6100 de quatre batteries Ni-Cd 1,2 V.

De ce fait l'interrupteur marche-arrêt est à trois positions : une position arrêt, où, si le bloc alimentation est connecté, les batteries sont rechargées (15 h au 1/10^e de la capacité), et deux positions marche, une sur batterie, une sur bloc secteur. Dans tous les cas l'horloge est sauvegardée par une petite pile LR 44. Comme sur tous les multimètres "autoranging" il est possible de forcer les gammes en manuel grâce à la touche range.

Notons enfin deux caractéristiques intéressantes : une touche Ω /LP. Ω permet de réduire la tension de circuit ouvert (LP. Ω) du générateur de courant et offre aussi la possibilité de mesurer des résistances en circuit avec des semiconducteurs, une touche 0 adj. permet d'effectuer des mesures en relatif. On entre une valeur qui sera, dès lors que 0 adj. est active, toujours soustraite de la mesure réelle. Il est conseillé d'ailleurs de remettre à zéro (par court-circuit des touches) pour repasser en mode normal. Cette fonction permet de faire facilement du tri ou du test sur des composants ou des circuits.

Exploitation :

Cet appareil se révèle facile d'emploi. Ce n'est pas un multimètre classique, tous usages.



Une disposition ergonomique des commandes et un affichage lisible.

Caractéristiques

La précision est spécifiée en pourcentage de la valeur mesurée augmentée d'un nombre d'unités de lecture.

Les données mentionnées sont valables entre 18 et 28° C.

Tensions continues

Gamme	Résolution	Précision	Impédance d'entrée	Tension max. d'entrée
320 mV	100 μ V	$\pm (0,35 \% + 2 \text{ dgt})$	100 M Ω	500 V _{DC} 500 V _{AC}
3,2 V	1 mV	$\pm (0,35 \% + 2 \text{ dgt})$	11 M Ω	
32 V	10 mV	$\pm (0,5 \% + 2 \text{ dgt})$	10 M Ω	
320 V	100 mV	$\pm (0,5 \% + 2 \text{ dgt})$	10 M Ω	
4000 V	1 V	$\pm (0,7 \% + 2 \text{ dgt})$	10 M Ω	

Tensions alternatives (précision entre 40 et 500 Hz).

Calibré en valeur RMS d'une sinusoïde dont on mesure la valeur moyenne redressée.

3,2 mV	1 mV	$\pm (1 \% + 4 \text{ dgt})$	11 M Ω	500 V _{DC} 500 V _{AC}
32 V	10 mV	$\pm (1 \% + 4 \text{ dgt})$	10 M Ω	
320 V	100 mV	$\pm (1 \% + 4 \text{ dgt})$	10 M Ω	
750 V	1 V	$\pm (1 \% + 4 \text{ dgt})$	10 M Ω	

Intensité

Gamme	Résolution	Précision	Résistance	Intensité maxi
320 mA _{DC}	100 μ A	$\pm (1 \% + 4 \text{ dgt})$	1 Ω	500 mA
320 mA _{AC}	100 μ A	$\pm (1,2 \% + 4 \text{ dgt})$ de 40 à 500 Hz		

Mesure en alternatif de la valeur moyenne redressée, calibrée en RMS pour du Sinus.

Résistance

Gamme	Résolution	Précision	Tension en circuit ouvert	Tension maxi
320 Ω	0,1 Ω	$\pm (0,5 \% + 4 \text{ dgt})$	1,5 V	250 V _{AC}
3,2 k Ω	1 Ω	$\pm (0,5 \% + 4 \text{ dgt})$	0,65 V	
32 k Ω	10 Ω	$\pm (0,5 \% + 4 \text{ dgt})$	0,65 V	
320 k Ω	100 Ω	$\pm (0,5 \% + 4 \text{ dgt})$	0,65 V	
3,2 M Ω	1 k Ω	$\pm (1 \% + 4 \text{ dgt})$	0,65 V	
32 M Ω	1 k Ω	$\pm (2 \% + 4 \text{ dgt})$	0,65 V	

En position LP · Ω , la tension de circuit ouvert est inférieure à 0,4 V.

Option

Gamme	Résolution	Précision	Tension maxi
320 mV	100 μ V	$\pm (0,35 \% + 2 \text{ dgt})$	250 V

Son acquisition suppose en effet le besoin d'un matériel spécifique à certains types de relevés de mesures en labo ou sur site.

Il est conçu pour suivre des fluctuations de grandeurs dans le temps à l'aide de l'imprimante et de la fonction mesure relative.

On peut citer par exemple le suivi de la dérive d'offset d'un ampli opérationnel ou d'amplis de tous genres, mais aussi de toute autre grandeur avec l'entrée option

(éclairage, température, pression, etc.). Il est évident que ces grandeurs devront varier lentement dans le temps. La période d'échantillonnage du 6100 P est de 2,5 secondes. L'intervalle minimum d'acquisition en automatique de l'imprimante vaut 10 s, valeur en rapport avec la cadence d'échantillonnage.

A l'aide des prises ext.sw., entrée et sortie, l'impression peut être déclenchée en externe par

un simple contact dont la fermeture sera liée au suivi de la grandeur mesurée. On peut dès lors acquérir un paramètre avec le 6100 tout en inspectant à l'aide d'un autre instrument télécommandable, l'évolution d'un autre paramètre corrélé temporellement ou non au premier.

En résumé le 6100 P est un appareil plus particulièrement réservé à la production ou à la maintenance.

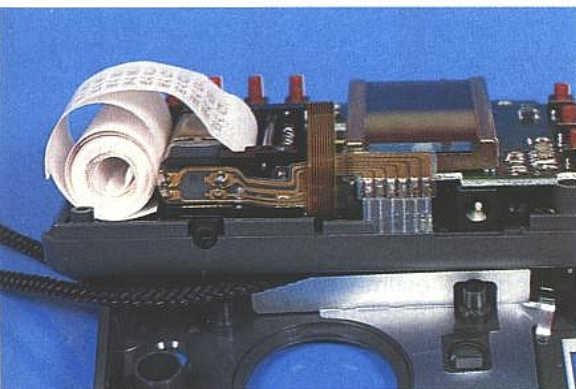
Réalisation

Ce multimètre est d'une conception et d'une réalisation soignées. La répartition de la face avant en quatre grands blocs : accès aux douilles de sécurité, sélection des fonctions, affichage, et bloc de traçage avec les commandes associées, en facilite l'exploitation. Le matériau d'enrobage du type ABS anti-chocs ainsi que la béquille arrière et les pieds antidérapants avant lui confèrent stabilité et rigidité.

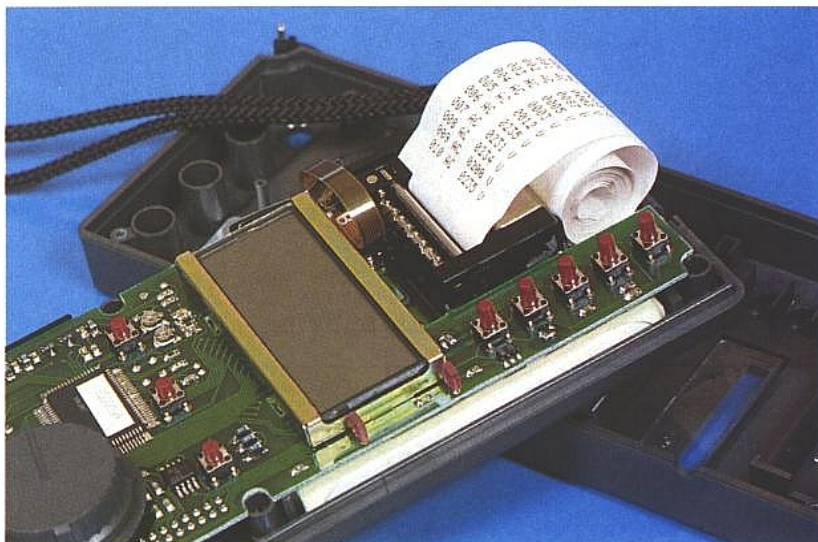
Tous les accès sont faciles. Que ce soit celui d'alimentation externe (valable pour la recharge par trappe escamotable), celui de la petite pile de sauvegarde horloge du type LR 44 1,5 V ou encore la trappe arrière pour la recharge du papier. Il n'y a guère que le changement des batteries qui nécessite une opération plus longue et délicate mais avouons qu'il ne doit s'agir là que d'une intervention peu fréquente.

L'intérieur ne dément pas la bonne impression laissée par l'extérieur.

L'électronique est répartie sur deux circuits imprimés superposés. L'un, en époxy, supporte tout ce qui a trait à la partie mesure, circuit LSI de conversion (japonais) compris. Bien que simple face, l'implantation est du type deux faces.



Les liaisons électronique de traitement-imprimante sont effectuées en circuits souples.



Cette vue témoigne de la qualité de construction du PAN 6100 P.

La face supérieure (côté cuivre) est implantée en composants de surface (actifs et passifs) et reçoit les touches de commande. La face inférieure implantée de façon classique, accueille les réseaux de résistances des diviseurs, les découplages, et certaines protections. L'électronique de liaison, l'alimentation régulée qui fait aussi office de chargeur, les batteries et l'imprimante sont implantées sur le deuxième circuit imprimé qui occupe toute la surface de la demi-coquille inférieure du coffret.

Les liaisons inter-circuits et circuit-imprimante sont réalisées en circuit souple (genre mylar) ou assurées par connecteurs enfichables.

Le constructeur a même poussé le souci de fiabilité jusqu'à caréner l'afficheur LCD avec un assemblage métallique. La demi-coquille supérieure, outre les cabochons souples de touches réalisés dans la masse, est recouverte d'un film conducteur faisant office de blindage pour la partie traitement du signal. Il s'agit d'un ensemble particulièrement bien construit, mettant en œuvre des composants de qualité, de la belle ouvrage en somme.

Conclusion

Le 6100 P est un appareil bien conçu qui ne présente pas de défauts rédhibitoires. De plus, il est livré avec malette, bloc chargeur-alimentation, sangle de transport, dragonne et fusible de rechange. Agréable d'emploi, bien protégé, nous ne lui reprocherons que son unique calibre d'intensité, l'absence de beeper

bien pratique lorsque l'on teste des liaisons (courts-circuits), et, mais ce n'est pas un reproche vu son prix et pour ce qu'il offre : environ 2 650 F HT, l'absence de convertisseur RMS vrai. Sur un appareil de cette qualité l'ensemble eût été encore plus homogène.

Grâce aux possibilités de mesure en relatif, et à son imprimante incorporée, nous lui voyons plus un usage en tri ou en test ou pour suivre des dérives ou l'évolution de grandeurs dans le temps. Il ne s'agit pas d'un appareil d'usage général.



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.

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.



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



Distributeur exclusif pour la France

Rotterdam and Eight U.S. Locations Nationwide

Echostar™ is a registered trademark of Echosphere Corp.

©1988, Echosphere International.