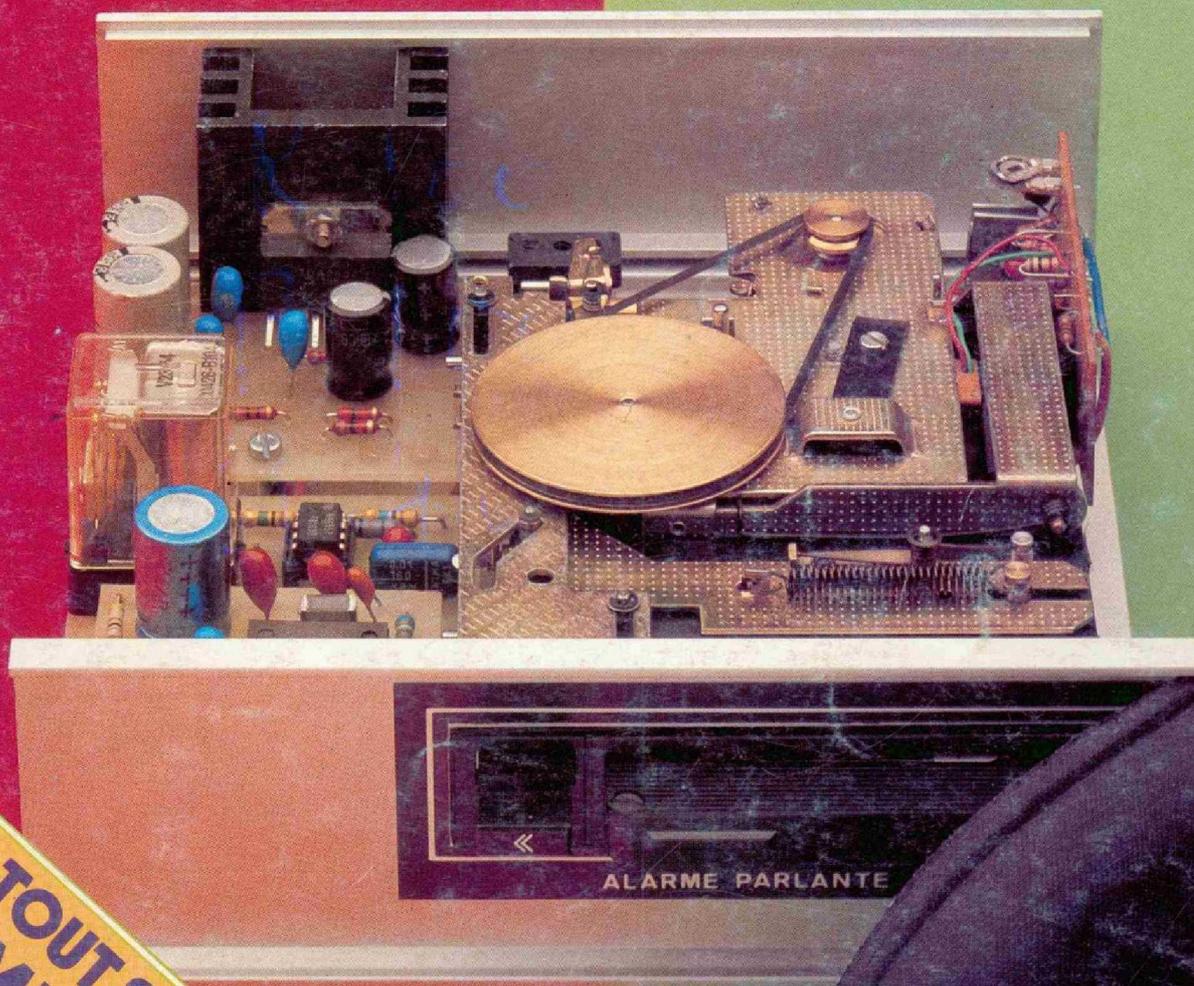


LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°4

Lead

**EN SAVOIR PLUS SUR LE
BOOTSTRAP FEEDBACK
6 REALISATIONS DONT:
PREAMPLI-MELANGEUR
ALARME PARLANTE
SIGNAL TRACER**



**TOUT SUR
LE «COMPACT-DISC»**

M 1226 - N° 4 - 15 F

MENSUEL/JANVIER 1983

BELGIQUE 111.15 FB/CANADA 3,75 S/SUISSE 6,75 FS

Led

Directeur de la publication :

Edouard Pastor.

Rédaction.

Ont collaboré à ce numéro :

Gustavo Alcuri,
Christian Dartevelle,
Charles-Henry Delaleu,
Philippe Duquesne
Christian Eckenspieller,
Jean Claude Fantou,
Philippe Faugeras,
Pierre Labéy,

André Mithieux,

**Montages techniques,
études et maquettes.**

Direction :

Bernard Duval

assisté de :

Gérard Chrétien,

Jean Hiraga,

Gilles Ledoré.

Secrétariat :

Gisèle Crut.

Conseiller artistique :

Patrick Hazera.

Réalisation :

EdiSystèmes

Gérard Del Tedesco

Sylviane Ponteau

Société éditrice :

Editions Fréquences.

1, boulevard Ney - 75018 Paris

Tél. : (1) 238.80.88

Président-directeur général :

Edouard Pastor.

Publicité générale :

chez l'éditeur

Chef de publicité

Jean-Yves Primas : 238.82.40.

Alain Boar : 238.81.85.

Secrétariat :

Annie Perbal.

Publicité revendeurs :

Périefélec.

Christian Bouthias

La Culaz. 74370 Charvonnex.

Tél. : (50) 67.54.01.

Bureaux de Paris :

Jean Semerdjian

7, boulevard Ney. 75018 Paris.

Tél. : (1) 238.80.88.

Service abonnements :

Editions Fréquences

Fernande Givry : 238.80.37.

LED (LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI), MENSUEL 15 F. 10 NUMEROS PAR AN. ADRESSE : 1, BD NEY. 75018 PARIS. TEL. : (1) 238.80.88. PUBLICITE GENERALE : 1, BD NEY. 75018 PARIS. PUBLICITE REVENDEURS : PERIFEELEC. LA CULAZ. 74370 CHARVONNEX. TEL. : (50) 67.54.01. BUREAUX DE PARIS : 7, BD NEY. 75018 PARIS. TEL. : (1) 238.80.88. ABONNEMENTS 1 AN (10 NUMEROS) : FRANCE : 120 F. ETRANGER : 200 F. TOUS DROITS DE REPRODUCTION (TEXTES ET PHOTOS) RESERVES POUR TOUS PAYS. LED EST UNE MARQUE DEPOSEE. ISSN ET COMMISSION PARITAIRE EN COURS D'ATTRIBUTION. IMPRESSION : BERGER-LEVRULT. 18, RUE DES GLACIS. 54017 NANCY.

19

LED VOUS INFORME

L'actualité du monde de l'électronique, les produits nouveaux.

24

CONSEILS ET TOUR DE MAIN

Pas de bon ouvrier sans bons outils et pas de bons outils sans bon artisan.

26

EN SAVOIR PLUS SUR LE COMPACT-DISC

Le disque de demain est arrivé.

34

EN SAVOIR PLUS SUR LE BOOTSTRAP FEEDBACK

La contre-réaction de sur-rendement vous connaissez ?

38

EN SAVOIR PLUS SUR LE HAUT-PARLEUR

Drôles de bobines.

41

RACONTE-MOI LA MICRO-INFORMATIQUE

Voyage à l'intérieur d'un micro-ordinateur;

46

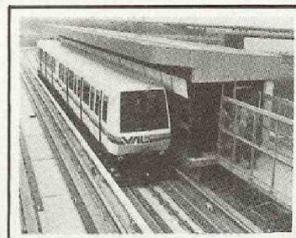
LA MICRO-INFORMATIQUE ET L'AMATEUR D'ELECTRONIQUE

Les enseignements exemplaires du Microprofessor.

51

LES TRANSPORTS A L'HEURE DE L'ELECTRONIQUE

Les électroniciens roulent pour vous.



58

KIT : PREAMPLI-MELANGEUR

Devenez l'animateur de vos soirées dansantes.

68

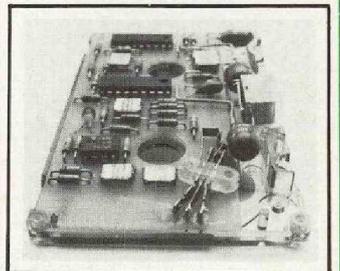
KIT : ALARME PARLANTE

Au voleur !

77

KIT : CASSETTE DEMAGNETISANTE

La clé des champs.



83

KIT : COMMANDE OPTIQUE

A la vitesse de la lumière.

92

KIT : SIGNAL TRACER

La poursuite infernale.

96

KIT : REVERBERATION

Les bâtisseurs de cathédrale.

102

ELECTRONIQUE EN DOLLARS ET EN ANGLAIS

Ce qui se passe aux USA.

Les parasites, les interférences radio sont une nouvelle forme de pollution de plus en plus répandue. Pour se protéger, plusieurs méthodes. Les unes préventives, trop peu contrôlées ; les autres curatives, pour lesquelles l'efficacité n'est pas toujours totale.

LA SUPPRESSION DES PARASITES

Les parasites et interférences radio sont des phénomènes de plus en plus courants dus à l'emploi dans la vie quotidienne d'une quantité de plus en plus grande d'appareils électriques et électroniques de toutes sortes. Dans certains cas, les parasites sont impossibles à éliminer. Dans d'autres, il reste plusieurs méthodes permettant une élimination efficace des parasites.

Comme chacun le sait, les parasites et divers types d'interférences venant altérer la modulation audio ou radio ont des provenances diverses. Les types de parasites les plus souvent rencontrés dans le domaine audio sont les « clics » ou « clocs » provenant des contacts électriques, arcs de coupure, consommations secteur élevées et brèves (transitoires de mise sous tension), clics de mise sous tension ou de coupure d'appareils électroménagers (réfrigérateurs, etc.). On doit y ajouter les bruits et successions rapides de clics dus par exemple aux moteurs (moulins à café électriques, aspirateurs, machines à coudre) qui vont jusqu'à interférer sur l'image et le son du téléviseur. Il existe enfin d'autres types de parasites, les interférences radio, dites « H.F. » (hautes fréquences), détectés dans les appareils de réception audio sous forme de signal d'amplitude et de forme très variées : signal morse provenant d'une interférence, d'une émission sur ondes courtes captée involontairement, stations radio diverses, émetteurs portables, appareils dits « C.B. ».

L'ensemble de ces parasites est capté par l'appareil récepteur de différentes manières. Les plus courantes sont les réceptions parasites à travers notre réseau 220 V du secteur, lequel contient une quantité énorme de parasites. Le sec-

teur, qui alimente les circuits de l'appareil récepteur, laisse passer, malgré la présence du transformateur d'alimentation, des circuits de redressement et de filtrage, les parasites. Ces derniers vont alors être amplifiés et reproduits. Ils sont captés de différentes façons par les circuits de l'appareil récepteur : simple variation transitoire de tension qui va jouer sur la stabilité de l'alimentation des circuits, capture du signal parasite par effet capacitif, inductif ou magnétique (transformateur, câbles, composants) et enfin capture des parasites par réception H.F. (circuits captant directement ces signaux par effet d'antenne). Notons que plusieurs de ces effets peuvent s'ajouter et se mélanger. Un signal parasite capté par voie aérienne peut l'être simultanément, ceci à travers le secteur et par effet capacitif (capacités parasites primaire/secondaire du transformateur d'alimentation). S'il s'agit d'un parasite reçu par voie aérienne, il se mélange à une émission radio émise en modulation d'amplitude, l'élimination des parasites est pratiquement impossible, en particulier si l'origine des parasites est proche (usine située dans les environs, triacs utilisés dans l'appartement même pour un réglage d'éclairage, etc.). Un filtre secteur, un meilleur blindage de l'appareil récepteur, une antenne hyperdirective peuvent améliorer quelque peu les choses. Bien entendu, il faut penser aussi que l'élimination des parasites doit se faire, lorsque cela est possible, par traitement approprié de l'endroit d'où provient le parasite en question. L'antiparasitage le plus élémentaire consiste à réduire ou à éliminer la production d'arcs électriques au moment de la coupure d'un interrupteur. Un condensateur de faible valeur, 10 nF à 0,1 μ F par exemple, placé en parallèle sur l'interrupteur, peut réduire dans des proportions notables l'amplitude du parasite. Pour la

voiture, les moteurs, les tubes fluorescents, certains constructeurs de composants passifs proposent des formules plus élaborées : condensateurs spéciaux de déparasitage ou d'antiparasitage étudiés pour un fonctionnement sur courant alternatif 220 V. Souvent ces condensateurs possèdent un boîtier blindé avec cosse de masse.

Comme dit plus haut, le secteur 220 V contient de nombreux parasites. Plusieurs moyens existent pour assurer une atténuation efficace, parfois presque totale, sur les appareils sensibles aux parasites. La méthode d'antiparasitage consiste à « tirer » le secteur 220 V à travers un filtre passe-bas, monté en série. La capacité en parallèle ne peut être que de faible valeur (0,1 μ F par exemple) et l'efficacité est moyenne. Pour le montage série, on emploie des selfs, des bobinages à air, sur mandrin ferrite ou sur tore. Les montages sont assez variés : montage L en série simple, montage LC en π , montage LC en π double, montages symétriques en « H », ces derniers étant les plus efficaces. Cette efficacité peut, par ailleurs, être améliorée par une mise à la masse, plus rigoureuse, des boîtiers et châssis des appareils. Dans plusieurs cas, la mise à la masse par utilisation des prises secteur comportant un neutre suffit pour réduire notablement l'amplitude des parasites. L'emploi de triacs dans les systèmes de variation de tension pour éclairage (variation de vitesse de moteurs) est dans 95 % un générateur puissant de parasites. Dans certains pays comme les U.S.A., des standards, des normes limitent le niveau de ces radiations, comme la norme MIL-STD-463. Le filtrage de ces parasites et l'efficacité de celui-ci peuvent dépendre de la nature de la charge qui n'est pas toujours résistive. Les filtres simples se font à l'aide de condensateurs tandis que les versions plus élaborées ont recours à des montages L-C, à des blindages et à l'utilisation

Les parasites, pollution actuelle dont il faut savoir se défendre.

de condensateurs dits « de passage » (se fixant de part et d'autre d'un châssis préalablement percé d'un trou).

PREAMPLIFICATEURS ET AMPLIFICATEURS

En haute fidélité, la détection de parasites, de signaux radio est un phénomène assez courant, en particulier sur les appareils transistorisés. Parfois très performants au niveau de leur bande passante, sensibles au moindre petit « pic » secteur, ils doivent être protégés. Quelques amplificateurs de puissance pourtant excellents sur d'autres points peuvent ainsi, sans un antiparasitage efficace, produire dans les enceintes acoustiques des « clocs » et bruits violents et même dangereux pour la vie des haut-parleurs. Pour l'anti-parasitage, le filtrage du secteur est fortement conseillé. Des filtres prêts à l'emploi se trouvent facilement dans le commerce et il suffit de choisir l'ampérage convenable. Ces filtres sont pratiquement indispensables (et même souvent intégrés) en informatique (mini et microordinateurs). La marque QED propose des systèmes anti-parasites L-C sur tores et des tores permettant de monter soi-même une inductance de filtrage.

Dans le cas d'un montage, d'un kit, d'un circuit captant, par effet de détection, la radio ou d'autres parasites, une modification du câblage peut s'avérer indispensable. Les conseils que l'on peut donner sont :

- blindage rigoureux du montage ;
- entrées placées à proximité des prises d'entrées ;
- fils blindés en entrée, même pour liaisons courtes.

Pour une meilleure efficacité, on peut encore conseiller d'isoler la masse des prises d'entrées et de sortie du châssis. Au niveau des prises, on relie des condensateurs entre la masse et le châssis, comme indiqué sur la figure. D'autres

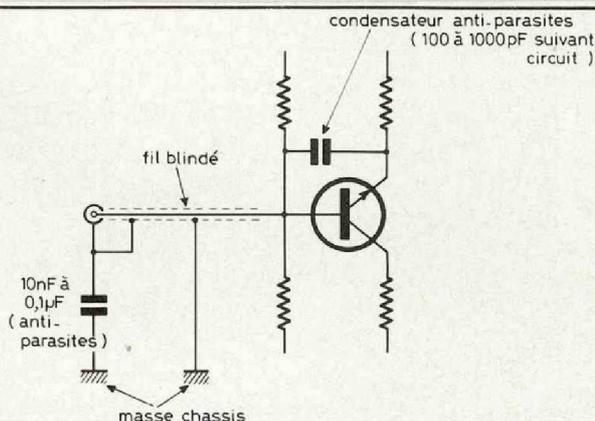
petites astuces permettent de réduire l'effet de détection ou même de l'annuler. On emploie à cet effet des petites capacités céramiques dont la valeur est à déterminer suivant le montage et le type de charge d'entrée.

Assez souvent, le câble d'entrée, même blindé, procure un effet « d'antenne ». En plus des précautions prises et indiquées ci-avant, le remplacement du fil blindé par des fils à blindage très serré peut s'avérer indispensable. Quelques câbles pour microphone, de qualité professionnelle et en version extra-souple, sont constitués d'une double couche de blindage, non tressée et à spires jointives (pas d'espaces entre les mailles du blindage, cas des câbles blindés courants), ce qui assure une protection efficace. Pour les versions de radiodiffusion, on peut même avoir recours à des blindages en deux couches et des circuits de masse doubles (masse bruyante, masse « silencieuse »).

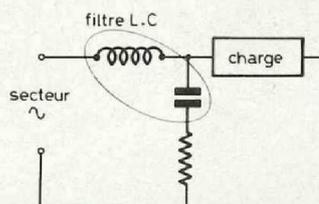
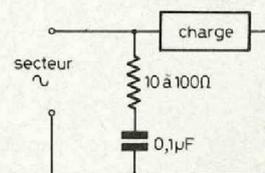
Notons aussi que certains endroits sont beaucoup plus favorisés que d'autres pour capter les parasites, mais que ceux-ci sont devenus chose courante dans les grandes villes, la gamme de fréquence s'étendant jusqu'à près de 500 MHz (fours haute fréquence utilisés dans l'électroménager).

Pour les autres perturbations du secteur, les variations de tension par exemple, on peut employer des régulateurs de tension. Toutefois, certains régulateurs ont pour défaut de procurer un signal de sortie comportant des pics ou des sinusoïdes aux sommets « tronqués », ce qui risque de générer d'autres parasites. Pour terminer, signalons que quelques montages à alimentation symétrique sont assez indifférents aux parasites en raison d'un effet d'auto-annulation. L'important est de savoir qu'un remède est toujours possible mais qu'il est parfois difficile à trouver.

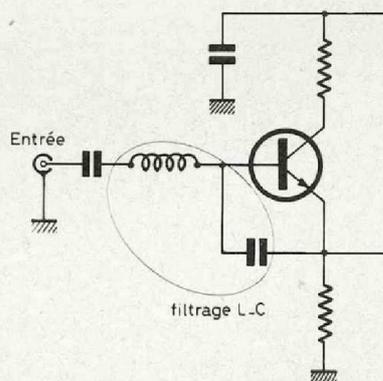
Jean Hiraga



Protection en B.F. contre la réception H.F.



Filtrages anti-parasites secteur.



Filtrage L-C en entrée sur un préamplificateur.

LE « COMPACT-DISC »

Trois grandes dates jalonnent l'histoire de l'enregistrement phonographique : 1877, avec l'invention du phonographe de Thomas Edison ; 1949, avec l'apparition des premiers disques « longue durée », à microsillon ; et, tout près de nous, 1982, avec les débuts de la commercialisation du « compact-disc » audio numérique, ou « C.D. », appelé encore « digital-audio-disc », ou « D.A.D. », dont une des principales caractéristiques réside dans une lecture sans contact, grâce à un faisceau laser.

Entre ces extrêmes, on s'en doute, les progrès de la technique ont été considérables, et « l'escalade » de la fidélité de restitution sonore, véritablement spectaculaire. Comment ? C'est ce que nous proposons aux lecteurs de Led de découvrir en leur livrant tous les secrets du « compact-disc ».

ANALOGIQUE CONTRE DIGITAL

Dans le cas des enregistrements « standards », auxquels nous sommes habitués depuis des décennies, les vibrations sonores sont converties en informations que l'on s'efforce de maintenir aussi analogues que possible aux signaux électriques émanant des microphones de prise de son.

D'où le qualificatif « analogique », qui leur est conféré et par lequel sont désignés tous ces enregistrements, effectués soit sur disque, soit sur bande magnétique.

Toutefois, en raison même des techniques utilisées, ces enregistrements sont affectés par diverses distorsions et phénomènes tels que le bruit de fond, le pleurage et le scintillement, inhérents aux circuits d'amplification et au matériel proprement dit : tables de lecture ou magnétophones.

Pour ces différentes raisons, et bien d'autres encore, on s'est efforcé, depuis de nombreuses années, de traiter autrement que de manière analogique, les signaux sonores à enregistrer.

Très exactement depuis 1941, époque à laquelle deux ingénieurs appartenant, le premier aux laboratoires I.T.T. et le second à ceux de la Bell Telephone System, formulèrent de façon très précise la manière de traiter un message sonore au moyen d'impulsions codées en amplitude. Une technique connue sous le nom de PCM (Pulse Code Modulation), et désignée également par le vocable MIC (Modulation d'Impulsions Codées), dans laquelle les informations à transmettre ou à enregistrer sont découpées en une série de fines « tranches » — ou impulsions — dont l'amplitude est fonction des signaux concernés.

Les impulsions ainsi obtenues ne sont toutefois pas utilisées directement, car étant trop sensibles — en raison de leur caractère discontinu — aux bruits et distorsions de toutes sortes. En conséquence, on leur fait correspondre un signal digital, constitué de combinaisons d'éléments binaires (ou « bits »), porteuses d'informations définies par deux états électriques « 0 » et « 1 », permettant de chiffrer l'amplitude exacte de chacune des « tranches » du signal analogique originel.

Signal qui, étant fait d'une succession de combinaisons de « bits », ou « mots », binaires — dont seuls les états « 0 » ou « 1 » sont pris en compte — n'est donc affecté ni par les bruits, ni par les distorsions, ni par les parasites, du moins tant que ces phénomènes ne dépassent pas certaines valeurs limites.

Ce qui n'est évidemment pas le cas des transmissions ou des enregistre-



Le CDP 101 de Sony, un des tout premiers lecteurs de « compact-disc » à avoir été commercialisé.

ments analogiques, très influençables par ces différents paramètres qui agissent directement sur la courbe enveloppe des signaux correspondants.

TECHNIQUES DIGITALES ET « COMPACT-DISC »

Mis au point par Philips, le « compact-disc » a recours aux techniques digitales, impliquant un certain nombre de transformations visant à convertir les signaux analogiques d'origine en informations binaires.

La première de ces opérations — appelée échantillonnage — a pour objet de découper les signaux audio à enregistrer en « tranches », plus ou moins fines, d'égale largeur. Pour que la qualité du signal analogique originel soumis à cette opération de découpage ne soit pas affectée, il convient que les diverses « tranches » soient aussi fines que possi-

ble. Ce qui, d'après la théorie, conduit à une fréquence de découpage au moins égale au double de la fréquence la plus élevée contenue dans le signal audio à enregistrer (40 000 Hz pour un signal à 20 000 Hz).

Ainsi, dans le cas du « compact-disc », cette fréquence d'échantillonnage a été choisie égale à 44 100 Hz, valeur universellement adoptée par tous les grands constructeurs mondiaux.

La deuxième transformation subie par les signaux analogiques porte le nom de quantification. Celle-ci consiste à segmenter en un nombre déterminé de niveaux — ou pas élémentaires — les « tranches » du signal échantillonné dans lesquelles s'inscrivent les variations d'amplitude — maximales et minimales — du signal audio qui définissent sa dynamique. Niveaux dont la quantité est fonction du nombre d'éléments

porteurs d'informations — ou « bits » — retenus pour réaliser le codage ultérieur, et qui est égale à $2^n - 1$, « n » étant le nombre de « bits » du système que l'on a intérêt à choisir aussi élevé que possible (14 à 16 en pratique), le rapport signal/bruit final étant d'autant meilleur que ce nombre est élevé.

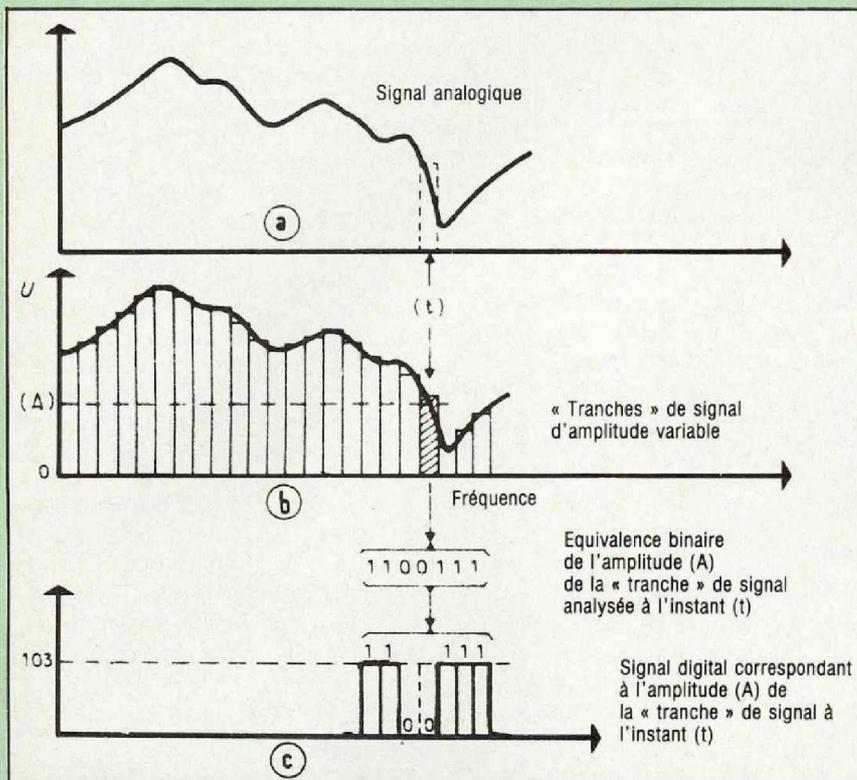
Ainsi, dans le cas du « compact-disc » le code retenu étant à 16 « bits », on obtient de la sorte $2^{16} - 1 = 65\,535$ niveaux différents ; lesquels vont être utilisés pour chiffrer numériquement l'amplitude de chacune des « tranches » du signal analogique, à chaque fois convertie en informations digitales comportant une suite de 16 états « 0 » et « 1 » se succédant à la fréquence d'échantillonnage.

Ce qui correspond à un total de quelques 15 billions de « bits » pour un « compact-disc » d'une durée de 60 mm (4,32 millions de « bits »/seconde). Informations se traduisant par une multitude d'alvéoles — ou microcuvettes — disposées selon une spirale à la surface du disque. Alvéoles de profondeur et de largeur constantes (respectivement 0,6 micron et 0,4 micron), mais de longueur variable (entre 0,8 micron et 3,5 microns) en fonction de la modulation d'origine et caractéristique du passage de l'état « 1 » (présence d'une alvéole) à l'état « 0 » (absence d'alvéole).

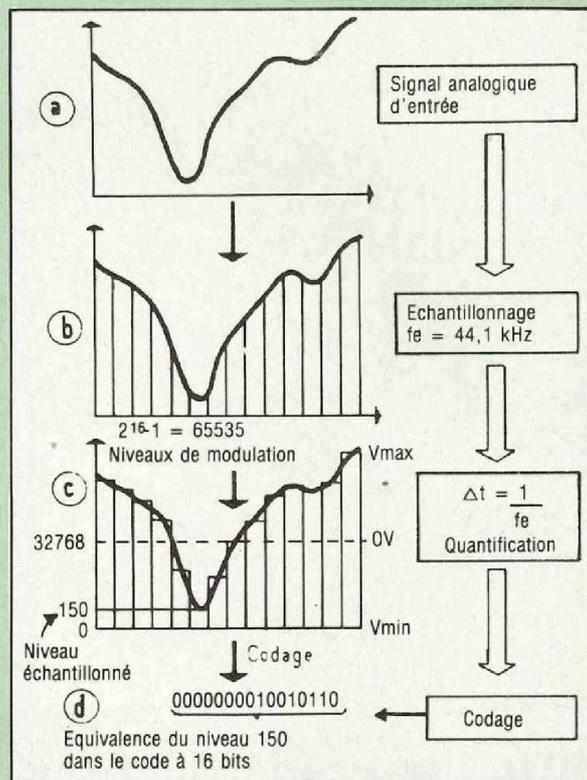
Compte tenu de ces dimensions microscopiques et du fait que le pas de la spirale n'est que de 1,6 micron, il est bien évident que seul un dispositif de lecture optique utilisant un faisceau laser pouvait être envisagé, étant donné l'extrême finesse du spot que l'on peut obtenir à partir d'une telle source lumineuse.

Dans le cas du « compact-disc », le capteur optique comprend un « mini » laser à semiconducteur, dont le spot lumineux, une fois focalisé, ne mesure que 1,87 micron de diamètre et qui est utilisé pour balayer la spi-

LE « COMPACT-DISC »



Dans le cas de l'enregistrement digital les informations à transmettre (a) sont découpées en tranches de signal d'amplitude variable (b), auxquelles on fait correspondre un signal de forme binaire constitué de bits définis par les états « 0 » et « 1 » (c).



Etapes de la conversion d'un signal analogique (a) en informations digitales (d). Faisant suite à l'échantillonnage (b), la quantification (c) permet de mesurer l'amplitude des niveaux.

rale constituée par la succession des alvéoles mentionnées ci-dessus ; lesquelles sont explorées l'une après l'autre par le faisceau lumineux émanant du laser d'analyse.

Le spot lumineux correspondant étant diffracté — du fait de la structure alvéolaire des microcuvettes composant la spirale analysée — selon un angle plus grand que celui couvert par l'optique du système, l'intensité du faisceau lumineux réfléchi par la surface métallisée du « compact-disc » se trouve, de la sorte, soumis à une modulation qui est fonction de la structure physique (« creux » et « plats ») de celui-ci. Modulation qui est détectée tout simplement par une photo-diode à la sortie de laquelle on recueille un signal électrique que l'on amplifie ensuite par des procédés classiques.

Au niveau de l'ensemble laser-photodétecteur, le faisceau lumineux divergent, issu de laser, est tout d'abord converti en un faisceau parallèle, au moyen d'une première lentille, puis rendu convergent, par une seconde lentille, à la surface inférieure du « compact-disc », compte tenu que celui-ci est analysé par en dessous.

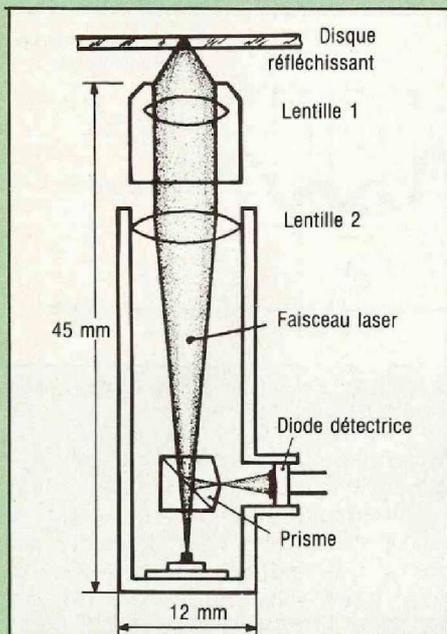
Empruntant le même trajet que le rayonnement incident, le rayonnement réfléchi par la surface métallisée du « compact-disc » est renvoyé via un prisme semi-réfléchissant, à la photo-diode détectrice. Une séparation est disposée entre la sortie du prisme semi-réfléchissant et la photo-diode, ce qui a pour effet de couper en deux le faisceau réfléchi parvenant sur celle-ci.

Grâce à cela — et après traitement

convenable — on obtient de la sorte non seulement les informations correspondant au signal de modulation, mais également celles concernant le « suivi » (ou « tracking ») de la spirale modulée, ou encore les éventuelles erreurs de mise au point.

LE « COMPACT-DISC » SOUS LA LAMPE

Fait de chlorure de polyvinyle, mesurant 12 cm de diamètre, ayant une épaisseur de 1,2 mm, comportant une couche réfléchissante constituée par un dépôt d'aluminium — réalisé par évaporation sous vide — et recouvert par un film protecteur transparent, le « compact-disc » se signale à la fois par son aspect métallisé et par ses très faibles dimensions.



Vue en coupe du lecteur optique à laser. Le rayonnement incident et le rayonnement réfléchi empruntent le même trajet.

Les divers « lecteurs » actuellement en cours de commercialisation, et destinés à être utilisés en liaison avec le « compact-disc » sont tous basés sur le même principe.

C'est ainsi qu'ils mettent en œuvre un laser miniature dont le rayonnement infra-rouge vient explorer — par en dessous — la surface réfléchissante du « compact-disc ».

Constamment positionnée — grâce à un système d'asservissement — en regard de la piste porteuse des informations enregistrées — constituées, rappelons-le d'alvéoles de largeur et de profondeur constantes, mais de longueur variable — la « tête » de lecture à laser, fournit non seulement les informations utilisées pour reconstituer le message sonore original, mais également celles destinées au système de guidage automatique et à la commande de vitesse de rotation.

Cette dernière est en effet variable et passe progressivement de 500 tr/mn, en début de lecture, à 215 tr/mn en

fin de lecture du disque, dont l'analyse s'effectue non pas de la périphérie vers le centre, mais en sens inverse : donc, de l'intérieur vers l'extérieur du « compact-disc ».

Variable en fonction du diamètre de la spire analysée, la rotation du « compact-disc » permet notamment d'obtenir une vitesse linéaire de lecture constante (1,25 m/s) et évite de gaspiller inutilement de la place comme cela aurait été le cas si l'on avait choisi une vitesse de rotation uniforme : car on aurait été obligé de prendre une vitesse de rotation plus grande afin d'obtenir une qualité de lecture convenable au niveau des spires intérieures. Si bien que l'on peut tabler sur une durée d'enregistrement de 60 minutes, valeur qui pourrait être portée à 75 minutes, et cela sur la seule face effectivement réservée à cet usage, la seconde face, en effet, n'étant pas pour le moment utilisée et servant uniquement de support à l'étiquette d'identification.

L'un des points forts du « compact-disc » — et qui, soulignons-le, surpasse le plus ses nouveaux adeptes — est sa relative indifférence aux rayures, poussières, traces de doigts, etc. Cela est dû au fait que la couche active, réfléchissante, se trouve située à 1,1 mm en dessous de la surface transparente, protectrice. Donc fort loin (tout est relatif) de la zone de focalisation du faisceau lumineux émanant du laser de lecture, dont la profondeur de mise au point est seulement de 2 microns. Mais là n'est pas le seul intérêt du « compact-disc ». En effet, compte tenu de ce que son enregistrement fait appel aux techniques digitales dans lesquelles le rapport signal/bruit dépend essentiellement du nombre d'informations (bits) contenues dans chacune des « tranches » de l'échantillonnage — et chacun de ces « bits » (16 en pratique) se traduisant par une amélioration de 6 dB de ce

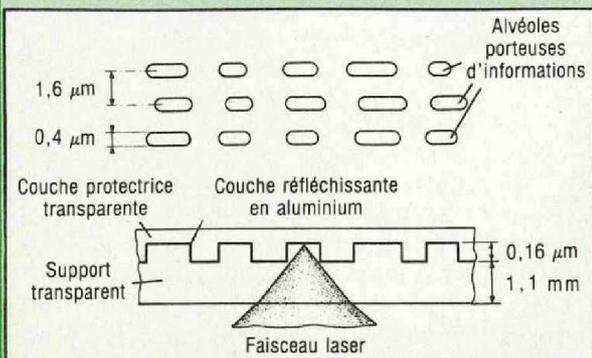
dernier — on arrive de la sortie à un rapport signal/bruit théorique de : $16 \times 6 = 96$ dB ramené à 90 dB dans la réalité. Chiffre qu'il est intéressant de rapprocher des 60 dB que l'on obtient, dans le meilleur des cas, pour un « microsillon » standard.

Ces possibilités, extrêmement intéressantes, ne sont toutefois pas les seules du « compact-disc ». Ainsi, et toujours en raison de l'adoption de techniques digitales d'enregistrement, les informations correspondant aux voies gauche et droite d'un programme stéréophonique étant reproduites alternativement, on arrive à un taux de diaphonie extrêmement faible (-90 dB), impossible à atteindre selon les techniques habituelles qui plafonnent aux alentours de -30 dB. Par ailleurs, les habituelles distorsions inhérentes à l'erreur de piste que l'on constate avec les bras de lecture « standards » sont ici totalement inexistantes ; cela pour la simple raison que le déplacement radial de la « tête » de lecture laser est commandé à partir des informations contenues dans le disque lui-même.

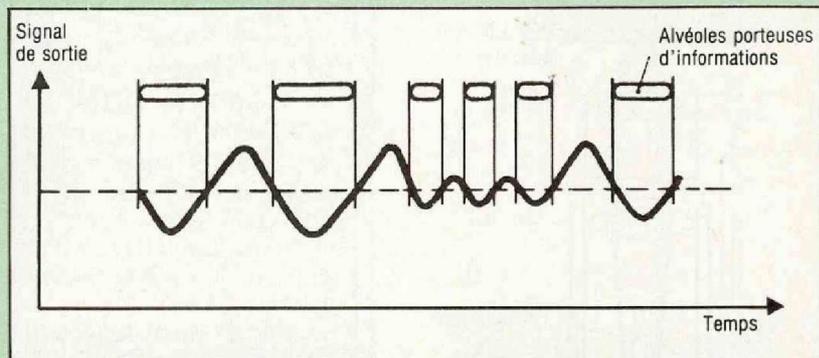
Le « compact-disc » est également insensible aux phénomènes de déphasage, de pleurage et de scintillement qui sont le lot des disques « normaux » ; ce qui s'explique par le fait que tous les $1/44.100^e$ de seconde — donc à la cadence de l'échantillonnage — il est procédé, en cours de lecture, à ce que l'on appelle une « remise à l'heure » visant à accélérer ou au contraire, ralentir la vitesse de rotation du « compact-disc » qui se trouve de la sorte régulée avec une précision telle que tous ces phénomènes sont radicalement éliminés.

Signalons enfin une des particularités du « compact-disc » — pour l'instant non encore mise à profit — qui consiste dans la possibilité de codage d'informations supplémentaires autorisant la visualisation, par affichage alphanumérique, sur un écran de

LE « COMPACT-DISC »



En haut, caractéristiques des pistes et des alvéoles porteuses d'informations. En bas, l'analyse des alvéoles.



Relation entre l'amplitude des signaux électriques recueillis à la sortie de la photodiode détectrice et la forme des alvéoles porteuses d'informations.

télévision, d'informations relatives aux compositeurs, aux œuvres jouées ou aux interprètes des œuvres enregistrées, et qui permettront d'aboutir à la chaîne audio-vidéo intégrale.

QUAND LE RÊVE DEVIENT REALITE

Il y a quelques années de cela, il était de bon ton de se gausser des « ignorants » qui pensaient que certains phonocapteurs — conçus à partir de photo-transistors — procédaient à une lecture sans contact mécanique avec le sillon des disques.

Or, voici que ce qui, à l'époque, paraissait une gageure, est bel et bien devenu réalité avec le « compact-disc », la lecture de ce dernier s'effectuant optiquement grâce à un faisceau laser.

Comme quoi, quand il s'agit de technique, il faut se montrer prudent, les rêves les plus insensés finissant (presque) toujours par se réaliser ! Ainsi donc, débarrassée de toute exploration mécanique, la lecture des « compact-disc » se trouve-t-elle du même coup parée de nombreuses qualités, aidée en cela par les nombreuses possibilités offertes par le traitement digital des signaux audio.

Première constatation effectuée lors de l'écoute d'un « compact-disc » : l'étonnant « silence » caracté-

risant les plages vierges de modulation — ou soulignant les passages « pianissimi » — du moins quand on a affaire à des « compact-disc » gravés à partir d'une prise de son effectuée elle-même selon les techniques numériques. Car si l'on est en présence d'une gravure réalisée à partir de bandes magnétiques analogiques « Master », le léger bruit de fond correspondant est immédiatement repérable.

Deuxième constatation : la dynamique, réellement superbe, des divers instruments, qui se trouve restituée sans aucune compression, et qui peut « mettre à mal » les tweeters des enceintes acoustiques, pour ne pas que l'on pousse un peu trop inconsidérément le niveau sonore.

Troisième constatation : l'absence totale de « rumble » — il n'existe aucune liaison mécanique entre la « tête » de lecture laser et le « compact-disc » — ainsi que le pleurage et de scintillement, sur les notes « tenues », qui donnent à ce dernier un très net avantage par rapport aux disques analogiques.

Quatrième constatation : la simplicité et la souplesse d'utilisation qui font du « compact-disc » un produit pouvant être mis entre toutes les mains, malgré sa très haute sophistication.

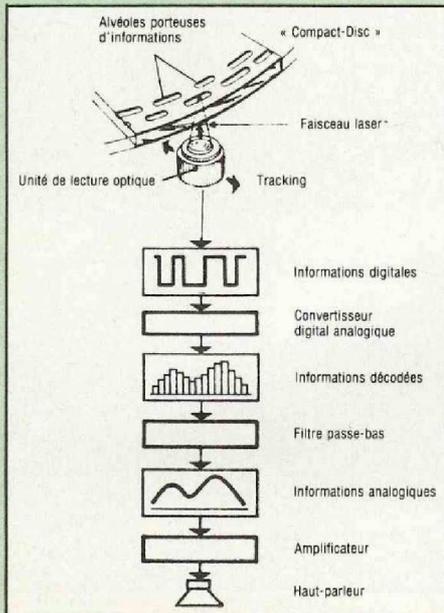
Cinquième et dernière constatation : la qualité de l'écoute, à propos

de laquelle bien des choses ont déjà été dites, et qui mérite la formulation de quelques commentaires. Ainsi, et en toute objectivité, celle-ci est bonne, très bonne même, aidée en cela par l'existence d'un rapport signal/bruit élevé auquel on n'est pas habitué normalement, il faut bien le dire.

Autre aspect positif, la séparation des deux voies stéréophoniques, juste et y compris dans le registre extrême grave et qui s'explique par le fait qu'il n'y a pas de couplage mécanique ou de résonances parasites qui sont le fait des bras de lecture « classiques ».

De même, on est très favorablement impressionné par la rapidité de réponse du « compact-disc » aux transitoires de toutes sortes qui « passent » avec une aisance remarquable compte tenu que leur traduction est purement électronique et ne fait intervenir aucun intermédiaire mécanique, si ce n'est les membranes des haut-parleurs équipant les enceintes acoustiques.

Dans ce concert de louanges, tout à l'honneur du « compact-disc », quelques réserves s'imposent toutefois. Non pas à propos de ce que certains appellent à tort le « son numérique », par suite de la méconnaissance de certains phénomènes secondaires, mais en raison même des techniques mises en jeu.

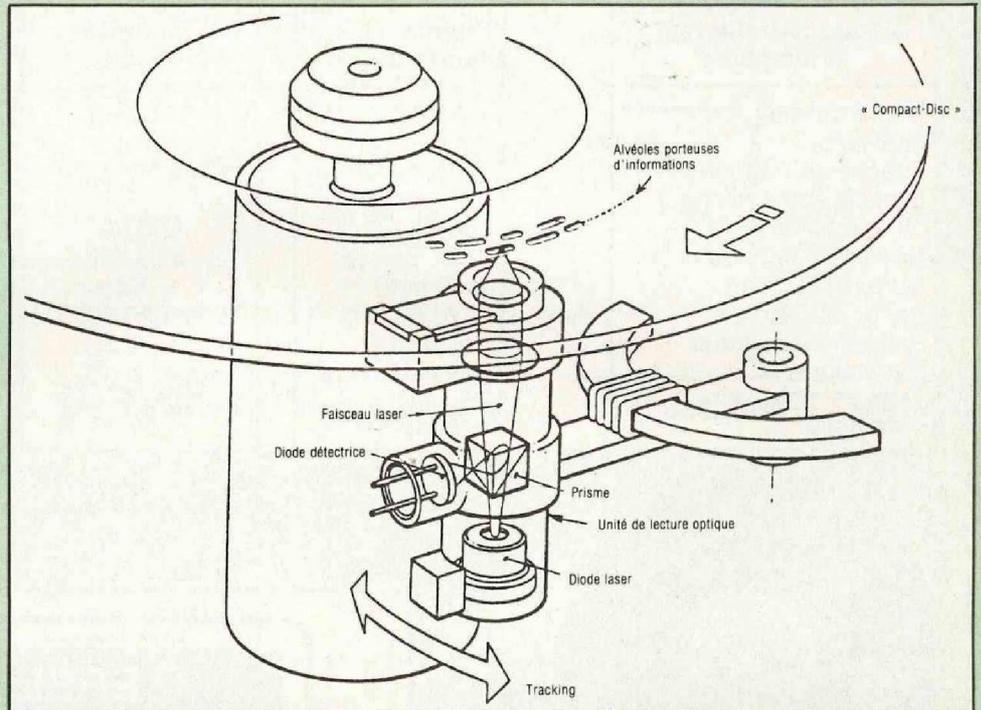


Synoptique résumant les transformations suivies par les signaux de modulation.

Ainsi, à l'écoute, il arrive parfois que l'on perçoive une sorte de « cliquetis », plus ou moins prononcé, se produisant sur certaines plages, à une cadence de l'ordre de 4 à 5 Hz.

En règle générale, ce phénomène est à porter au passif soit de certains défauts de pressage du « compact-disc », soit à l'existence, à sa surface balayée par le faisceau laser, de particules opacifiantes en nombre supérieur à la normale, ou de rayures par trop profondes et multiples.

Dans ces conditions, en effet, il arrive que le système de correction d'erreur — conçu pour compenser des défauts séquentiels allant jusqu'à 3 584 « bits », soit 2,38 mm de longueur sur une piste — ne puisse être totalement efficace, et donne naissance au cliquetis cadencé évoqué ci-dessus, dû au fait que les circuits de l'appareil ne parviennent pas à contrebalancer entièrement les informations manquantes. Comme quoi, il importe d'accorder au « compact-disc » un minimum d'attention, de façon que poussières,



Détail de l'implantation de l'unité de lecture optique, positionnée sous le « compact-disc » et utilisée pour analyser — par faisceau laser — les minuscules alvéoles gravées à sa surface (considérablement agrandies pour la clarté du dessin).

rayures ou autres « agressions », bien connues des utilisateurs de disques analogiques lui soient évitées dans toute la mesure du possible ; en effet, son indifférence à leur égard n'est pas aussi totale qu'on l'a parfois laissé entendre, ou qu'on serait tenté de le croire, l'expérimentation ayant démontré que certaines déconvenues auditives ne devaient pas être recherchées ailleurs.

Puisqu'il est question de déconvenue, il faut dire que le lancement sur le marché français, au début de cette année, des premiers lecteurs de « compact-disc » — proposés, dans un premier temps, par Philips et Sony qui ont étroitement collaboré à la réalisation du projet — n'a pas été accompagné, localement, d'un catalogue de titres aussi étoffé qu'on aurait pu le souhaiter, seule une quote-part des 120 ou 130 titres proposés à l'échelon mondial, fin 1982,

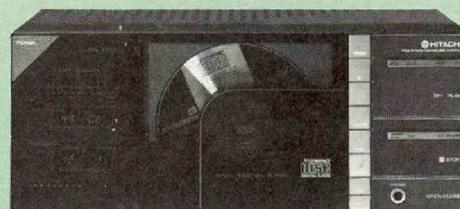
par CBS/Sony, Polydor/DGG, Toshiba/EMI, Columbia/Denon étant effectivement disponible et bénéficiant d'un approvisionnement suivi.

Situation qui toutefois devrait évoluer rapidement, 20 à 30 nouveaux titres — voire davantage — devant théoriquement voir le jour chaque mois dans le courant de cette année. Ce qui permettrait d'aboutir, fin 1983, à un catalogue comprenant environ 450 à 500 titres avec une répartition de l'ordre de 70 % pour les variétés et de 30 % pour la musique classique.

Tout juste à peine de quoi faire patienter les discophiles et les collectionneurs sensibles à l'attrait des techniques nouvelles et qui devront, sans aucun doute, attendre encore quelques années avant de voir les catalogues de « compact-disc » leur proposer un choix d'enregistrements qui ne fasse plus figure de « parent

LE « COMPACT-DISC »

Caractéristiques principales	Disque « Standard »	« Compact Disc »
Diamètre max.	330 mm	120 mm
Épaisseur	2,3 mm	1,2 mm
Vitesse de rotation	33 1/3 tr/mn	500 à 215 tr/mn
Espace entre sillons ou entre pistes	100 µm	1,66 µm
Nombre de canaux	2	2 (PCM)
Durée d'audition	2 × 25 mn	1 × 60 mn
Bande passante	20 Hz - 20 000 Hz	20 Hz - 20 000 Hz
Rapport signal/bruit	60 dB max.	> 90 dB
Dynamique	60 dB max.	> 90 dB
Taux de distorsion	1 % max.	0,05 % max.
Diaphonie	-30 dB	-90 dB



Compact-disc Hitachi DA-1000



Compact-disc Technics SL-P10



Dimensions comparées d'un « micro-sillon » de 30 cm et d'un « compact-disc » de 12 cm.

pauvre » face à la multitude des titres disponibles dans les catalogues de disques analogiques qui ont encore un bel avenir devant eux, l'écoute comparative d'un enregistrement analogique et de son homologue digital permettant de se rendre compte que — bruit de fond excepté, lequel est inexistant pour le « compact-disc », et si on se contente d'une dynamique un peu moins énergique — la qualité sonore des deux types de supports n'accuse pas de différences fondamentales. Cela précisé, il n'empêche que l'avenir appartiendra incontestablement au « compact-disc » qui, pour un certain temps encore, sera davantage un produit complémentaire qu'un produit de remplacement du disque analogique.

Christian Dartevelle

La contre-réaction de « sur-rendement » (ou rendement optimisé), plus connue sous son appellation anglaise « bootstrap feedback », est une forme de rétroaction particulière qui, lorsqu'elle est appliquée à quelques montages types, permet d'augmenter artificiellement la valeur dynamique de certaines résistances parasites, réduisant ainsi les pertes d'énergie alternatives qu'elles occasionnent sur le signal utile.

La contre-réaction de « sur-rendement » s'applique tout aussi bien à un pont de polarisation d'un étage amplificateur à transistor qu'à la résistance de charge d'un transistor monté en émetteur commun. Dans le premier cas, elle permet de réduire considérablement les pertes de rendement qu'apporte un pont de polarisation placé à l'entrée d'un étage amplificateur, alors que dans le second, elle fait disparaître quasi complètement la résistance de charge placée dans le circuit de collecteur, de telle sorte que la totalité de la puissance alternative délivrée par l'étage amplificateur se retrouve dans la résistance d'utilisation et non dans la résistance de collecteur, augmentant ainsi le rendement de cet étage.

APPLICATION A UN PONT DE POLARISATION

L'application de la contre-réaction de « sur-rendement » à un pont de polarisation d'un étage amplificateur à transistor bipolaire monté en émetteur commun, tel que celui de la figure 1, entraîne la disparition quasi-totale de la perte d'énergie qu'apporte le pont de polarisation, constitué des résistances R1 et R2 placées en parallèle sur l'entrée de cet étage amplificateur. Cette amélioration du rendement de fonctionnement s'obtient grâce à l'augmentation, dans de très fortes proportions, de la valeur dynamique de ces deux résistances, c'est-à-dire de la valeur qu'elles présentent vis-à-vis des signaux alternatifs.

En fait, la contre-réaction de « sur-rendement » appliquée à un pont de polarisation va se traduire, pour les résistances de ce pont, par deux régimes de fonctionnement différents suivant que les signaux qui les traversent seront continus ou alternatifs. Cette application de la contre-réaction de « sur-rendement » nécessite toutefois une légère transformation du pont de polarisation, modification qui consiste à rajouter une troisième résistance dans le circuit de polarisation et un condensateur branché entre l'émetteur du transistor et le pont de polarisation (voir figure 2).

DETERMINATION DE LA VALEUR DES COMPOSANTS

Dans la détermination des composants, le premier point consiste à rechercher la valeur de la nouvelle résistance R3. Or, il ne faut pas que l'introduction de cette résistance complémentaire dans le circuit de polarisation du transistor entraîne une quelconque modification des courants ou des tensions continues de polarisation.

Il s'agit donc en fait de déterminer un circuit de polarisation à trois résistances R'1, R'2 et R3 (figure 3a) qui soit équivalent à un pont de polarisation à deux résistances R1 et R2 (figure 3b).

Une telle transformation se calcule grâce au théorème de Thévenin. En effet, ce dernier permet de remplacer un pont diviseur (entre autres !), tel que celui constitué par les résistances R1 et R2 par un générateur de tension V_{bb} de résistance interne R_b . Les relations de transformation sont :

REACTION DE SUR-RENDEMENT

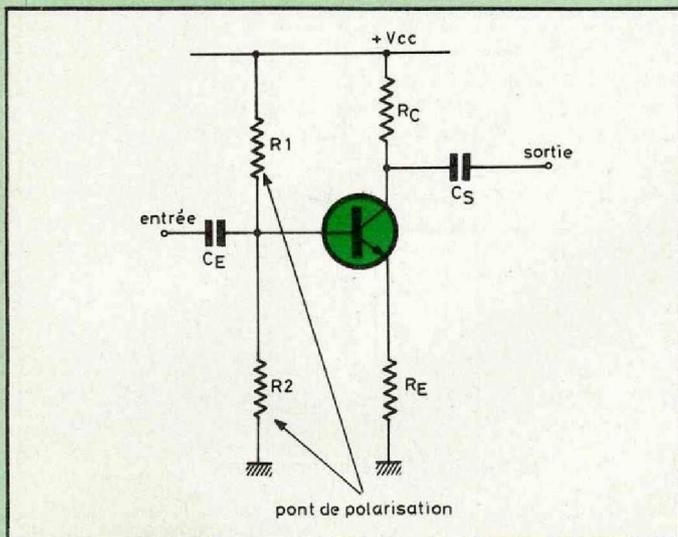


Fig. 1. Etage amplificateur polarisé par un pont de résistances.

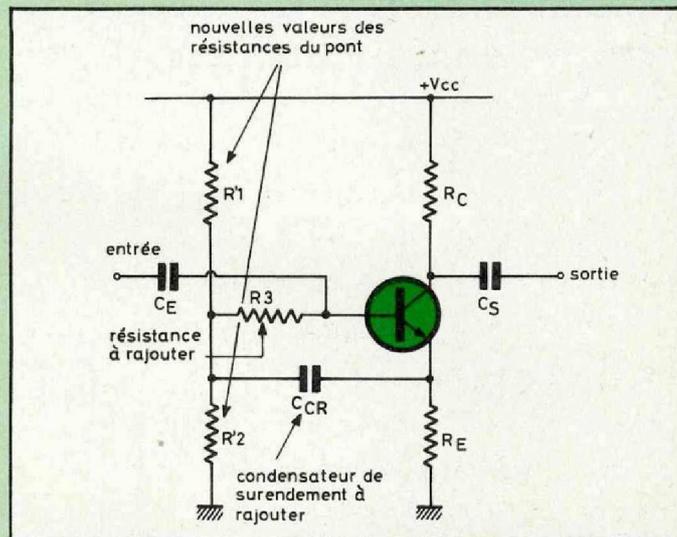


Fig. 2. Comment rajouter une contre-réaction de « sur-rendement » à un pont de polarisation.

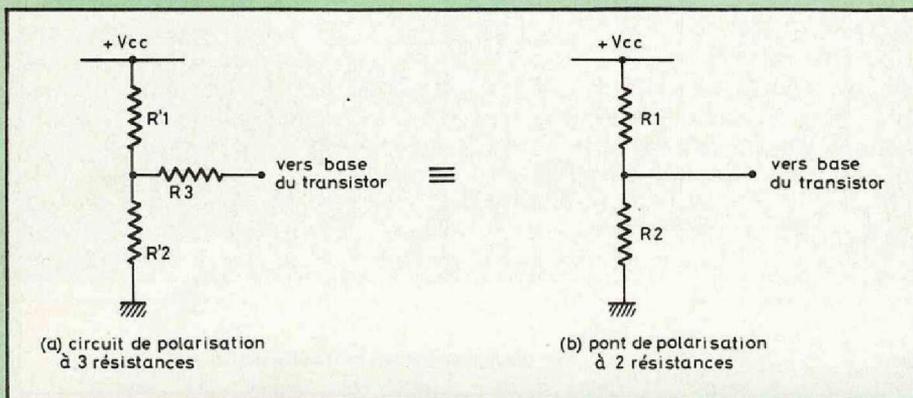


Fig. 3. Transformation d'un pont à deux résistances en un circuit de polarisation à trois résistances.

$$V_{bb} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

$$R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

(1) avec V_{cc} égal à la tension d'alimentation du montage.

Vous pouvez suivre sur la figure 4b cette première étape de la transformation au terme de laquelle le schéma équivalent obtenu possède les mêmes caractéristiques que le pont de polarisation d'origine de la

figure 4a, tant du point de vue des courants et tensions de polarisation que du point de vue des signaux alternatifs qu'il absorbait.

A ce sujet, un pont de polarisation placé à l'entrée d'un étage amplificateur se comporte, vis-à-vis des signaux alternatifs présents sur la base du transistor, comme deux résistances placées en dérivation entre la base du transistor et la masse du simple fait que la résis-

tance interne de l'alimentation est quasi-nulle.

La deuxième étape de transformation consiste à séparer la résistance R_b obtenue précédemment en deux résistances dont la somme reste égale à la valeur que possédait R_b (voir figure 4c). Sachant que k est un coefficient dont la valeur est comprise entre 0 et 1, la valeur de ces deux nouvelles résistances est donnée par les relations suivantes :

$$R_3 = k R_b \quad (2)$$

$$R'_b = (1-k) R_b \quad (2)$$

En fait, cette deuxième étape de transformation revient à remplacer la résistance R_b par un potentiomètre de même valeur, le point A correspondant au curseur de ce potentiomètre. Comme vous pouvez le constater, les caractéristiques statiques (comportement en présence de signaux continus) et dynamiques (comportement en présence de signaux alternatifs) restent toujours identiques au montage d'origine, puisque deux résistances en série remplacent la résistance unique précédente.

LE "BOOTSTRAP FEEDBACK" OU ... CONTRE-REA

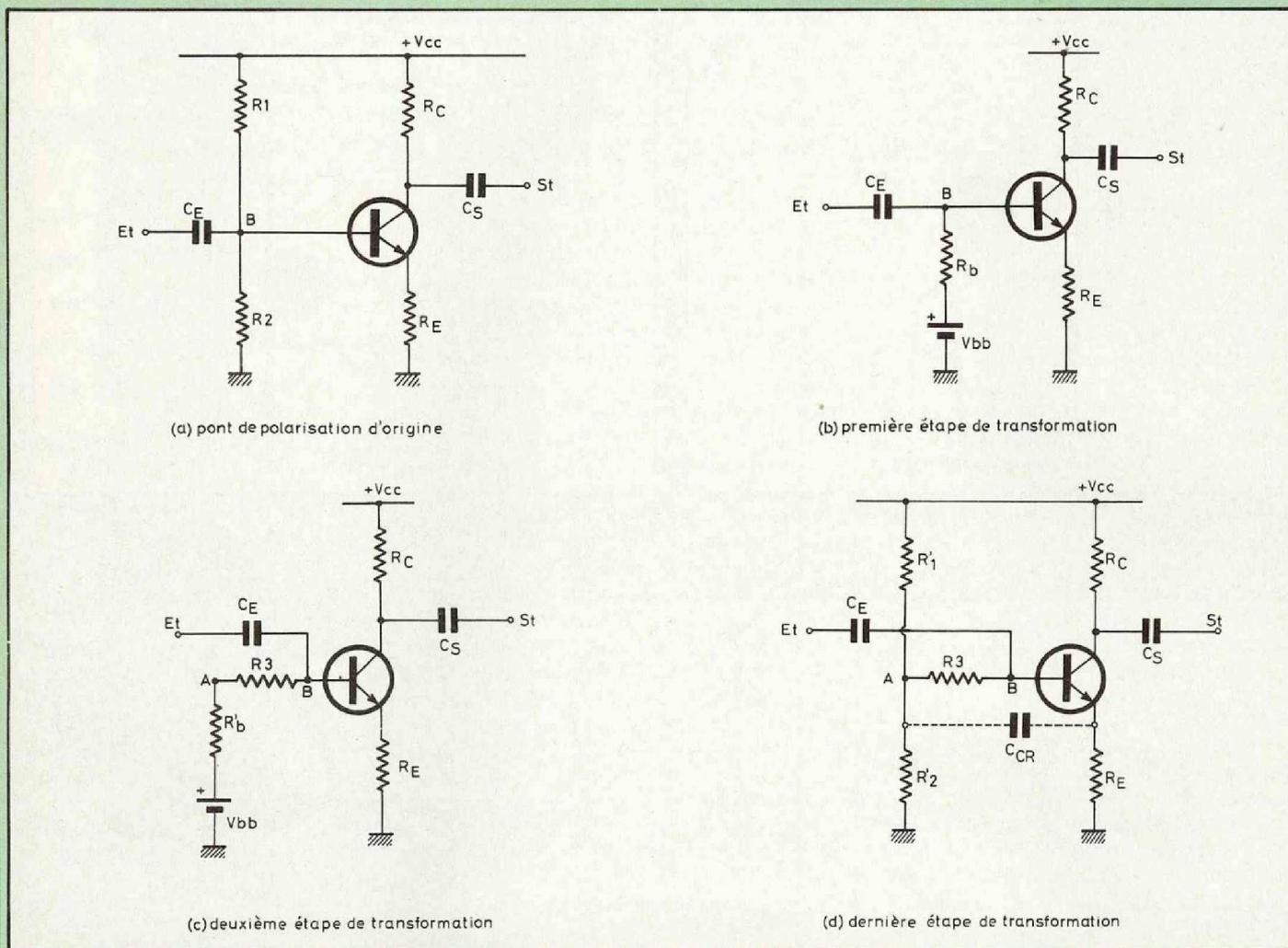


Fig. 4. Les diverses étapes de transformation d'un pont de polarisation à deux résistances en un circuit de polarisation à trois résistances.

La troisième et dernière étape de transformation (voir figure 4d) revient à remplacer la résistance R'b et le générateur de tension Vbb par un pont de polarisation à deux résistances R'1 et R'2, en appliquant les relations réciproques du théorème de Thévenin, à savoir :

$$R'1 = R'b \cdot \frac{V_{CC}}{V_{bb}} \quad (3)$$

$$R'2 = R'b \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{bb}} \quad (3)$$

Ce qui donne, après remplacement

de R'b par la valeur déterminée lors de la deuxième étape de transformation, les deux relations :

$$R'1 = (1-k)Rb \cdot \frac{V_{CC}}{V_{bb}} \quad (4)$$

$$R'2 = (1-k)Rb \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{bb}} \quad (4)$$

Or, les deux expressions $Rb \cdot \frac{V_{CC}}{V_{bb}}$ et

$Rb \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{bb}}$ correspondent respectivement aux relations réciproques du théorème de Thévenin

s'appliquant aux résistances R1 et R2 du pont de polarisation d'origine :

$$R1 = Rb \cdot \frac{V_{CC}}{V_{bb}} \quad (5)$$

$$R2 = Rb \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{bb}} \quad (5)$$

Cela permet donc de simplifier les relations (4) qui deviennent :

$$R'1 = (1-k)R1 \quad (6)$$

$$R'2 = (1-k)R2 \quad (6)$$

Ces relations laissent apparaître que

CTION DE SUR-RENDEMENT

les nouvelles valeurs des résistances $R'1$ et $R'2$ du circuit de polarisation à trois résistances, correspondent aux résistances d'origine $R1$ et $R2$ dont les valeurs ont été divisées par un facteur $(1-k)$. Quant à la troisième résistance $R3$, sa valeur est fixée par la relation (2) qui donne après simplification par la relation (1) :

$$R3 = kRb = k \frac{R1.R2}{R1 + R2} \quad (7)$$

Le schéma final de la figure 4d est totalement identique au schéma d'origine de la figure 4a, tant en ce qui concerne les courants et tensions continus de polarisation qui le traversent que son comportement en présence de signaux alternatifs. Il présente une complexité plus grande, puisqu'il utilise une résistance complètementaire, mais cette complexité se traduit par la création d'un point d'accès (point A sur les figures 4c et 4d) qui autorise l'introduction de la contre-réaction de « sur-rendement ». Quant au condensateur de « sur-rendement » qui se branche entre ce point A nouvellement créé et l'émetteur du transistor, il doit avoir une valeur suffisante pour qu'il puisse être considéré comme un court-

circuit vis-à-vis des impédances en présence et de la fréquence du signal alternatif qui le traverse. Une règle pratique consiste à choisir une valeur de condensateur dont l'impédance est dix fois plus faible que la résistance équivalente $R'b$ à la fréquence la plus basse qu'il doit transmettre. Cette règle se traduit par la relation :

$$C = \frac{1,6}{R'b.f_{min}} \quad (8)$$

Le tableau suivant résume les valeurs des quatre composants nécessaires à l'application de la contre-réaction de « sur-rendement » à un pont de polarisation (figures 2 et 4d) :

$$R'1 = (1-k) R1$$

$$R'2 = (1-k) R2$$

$$R3 = k \frac{R1.R2}{R1 + R2}$$

$$C = \frac{1,6}{R'b.f_{min}}$$

Il reste toutefois un point à résoudre et non des moindres : quelle valeur devez-vous donner au coefficient k ? La réponse vous sera fournie par l'étude dynamique qui suit, mais d'ores et déjà il est possible de tirer quelques enseignements de

l'influence du coefficient k sur les courants continus de polarisation.

A partir des relations (2) et de la figure 4c, on peut évaluer qu'une valeur trop faible de k (entre 0 et 0,2) va se traduire par une résistance $R3$ de trop faible valeur. Or, comme l'étude dynamique le montrera, c'est cette résistance qui subit un accroissement de valeur par l'application de la contre-réaction de « sur-rendement ».

Il n'y a donc pas intérêt à partir d'une valeur trop faible de $R3$, donc du coefficient k , si vous souhaitez obtenir un résultat significatif. Inversement, une valeur trop grande de k (entre 0,8 et 1) va se traduire par une résistance $R'b$ de trop faible valeur qui, une fois convertie en ses deux résistances $R'1$ et $R'2$, va consommer un courant trop important sur l'alimentation.

Il apparaît que le choix du coefficient k découle d'un compromis entre une résistance $R3$ dont la valeur de départ doit être la plus élevée possible et une consommation de courant continu à travers les deux résistances $R'1$ et $R'2$ qui doit rester dans des limites raisonnables.

Jean-Claude Fantou

LE HAUT-PARLEUR (1^{ère} PARTIE)

L'histoire du haut-parleur a commencé il y a plus d'un siècle. En effet, la majorité des technologies aujourd'hui appelées « révolutionnaires », existait déjà au début du XX^e siècle. C'est durant l'été 1877 qu'Edison travailla sur un appareil capable de transcrire les télégrammes, il allait, la même année, inventer un transducteur carbone pour le téléphone.

Peu de temps après, Graham Bell inventait le premier transducteur utilisant la force électromotrice pour un appareil téléphonique.

Dans le célèbre livre « Acoustique générale » de M. Bouasse, édition 1926, plusieurs types de transducteurs sont déjà décrits :

- le thermophone
- le haut-parleur à arc : première génération du haut-parleur ionique
- le condensateur chantant : première génération du haut-parleur électrostatique
- le haut-parleur à quartz : première génération du haut-parleur piézo-électrique.

Ces études seront reprises quelques années plus tard et profondément améliorées.

Mais la naissance du haut-parleur électro-dynamique allait se passer entre 1920 et 1924, sa première commercialisation date de 1925. Cette mise au point d'un appareil allant être fabriqué à des centaines de millions d'exemplaires est due à deux hommes de la société General Electric, MM. Chester W. Rice et Edward W. Kellog. Leur étude mettait fin aux travaux effectués par MM. Graham Bell, Ernest Werner et Dufour-Huguenard.

LE HAUT-PARLEUR ELECTRODYNAMIQUE

Le haut-parleur électro-dynamique est un transducteur électro-acoustique ayant pour fonction de rayonner de l'énergie acoustique dans l'espace à partir d'ondes électriques.

Cette transformation d'énergie se fai-

sant par l'intermédiaire de l'énergie mécanique, un haut-parleur électro-dynamique aura donc des propriétés :

- électriques
- mécaniques
- acoustiques.

Afin de mieux saisir le fonctionnement de ce transducteur, nous allons en étudier les différentes propriétés.

PROPRIETES ELECTRIQUES

L'énergie injectée au haut-parleur est une énergie électrique issue d'un amplificateur basse fréquence. Elle va s'appliquer aux bornes d'une bobine mobile : ici commence l'électro-magnétisme.

L'intensité d'un champ magnétique issu du passage d'un courant dans un conducteur est proportionnelle à l'intensité du courant.

Un courant naît dans un conducteur placé dans un champ magnétique lorsque :

- a) il y a variation du champ magnétique (loi de Laplace)
- b) l'on déplace le conducteur perpendiculairement à la direction du champ (loi de Lentz).

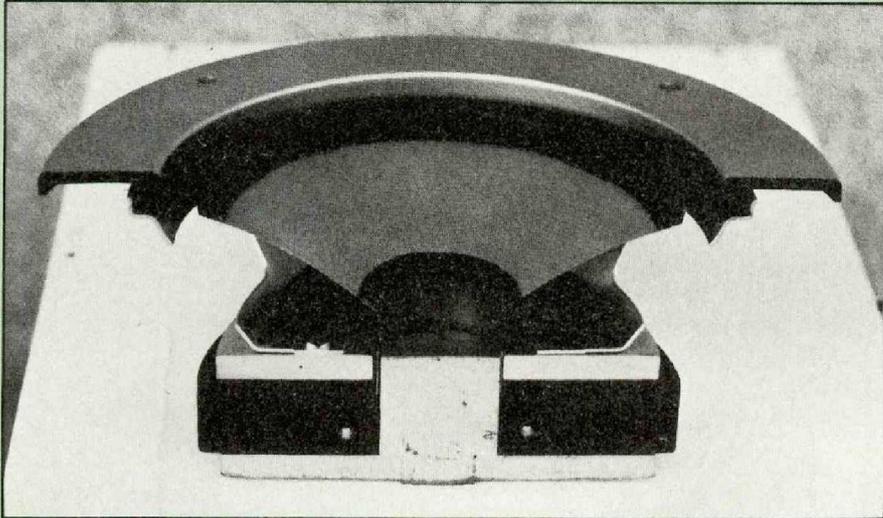
Un conducteur traversé par un courant et placé dans un champ magnétique subit une force qui tend à le déplacer dans une direction perpendiculairement plane.

Ainsi, dans le cas du haut-parleur, une force F est produite par l'interaction d'un courant i traversant la bobine mobile et l'induction magnétique cise dans l'entrefer du moteur magnétique

$$F = Bli$$

F : force

B : induction magnétique



Coupe d'un haut-parleur électro-dynamique.

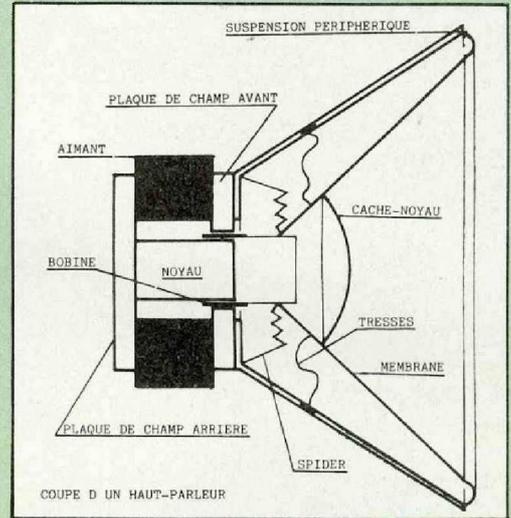


Fig. 1. Le haut-parleur électro-dynamique.

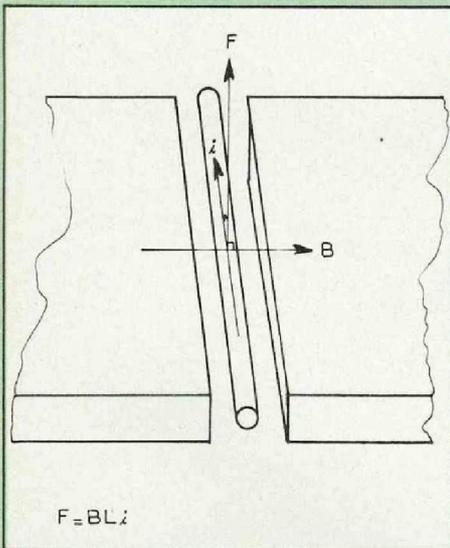


Fig. 2. La règle des trois doigts.

l : longueur de fil de la bobine mobile dans l'entrefer
 i : courant traversant la bobine.

PROPRIETES MECANQUES

C'est cette force Bli qui va entraîner la membrane, cette membrane sera guidée par le spider et la suspension périphérique de sorte que nous

Système masse-ressort :

L'impédance mécanique Z_m est le rapport entre deux vecteurs F force et vitesse résultante

$$V : Z_m = \frac{F}{V}$$

La compliance (c'est le rapport entre le déplacement et la force) :

$$C = \frac{d}{F}$$

La fréquence de résonance est égale

$$\text{à} : f_r = \frac{1}{2\pi M.C}$$

$$C = \frac{1}{K}$$

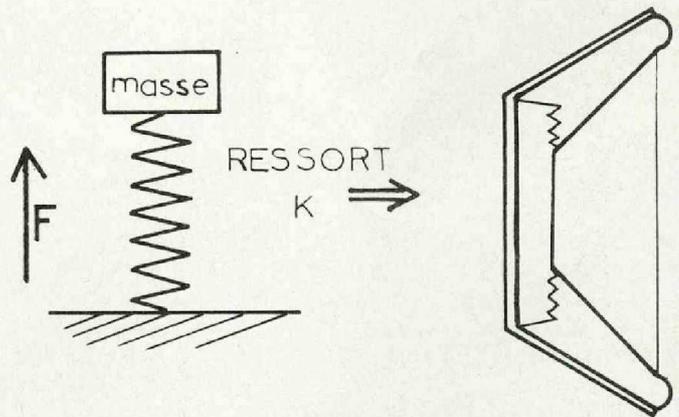


Fig. 3. Le système oscillant.

aurons une masse (la membrane) retenue par un ressort (le spider) dans un système oscillant. Cette masse M écartée de sa position d'équilibre est ramenée par une force de rappel F :

$$F = - kx$$

F : force
 k : raideur (suspension périphérique,

spider)
 x : élongation
 S'agissant d'un mouvement oscillatoire, nous obtiendrons la pulsation suivante :

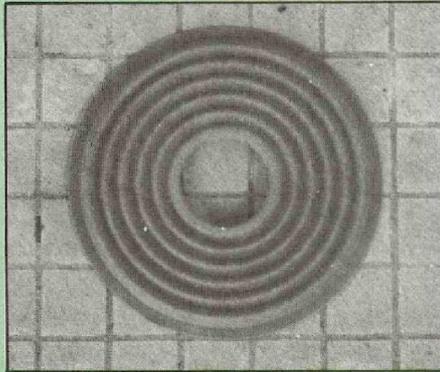
$$\omega = \sqrt{\frac{R}{M}}$$

Dans un système périodique, l'énergie passe successivement de la forme potentielle (énergie emmagasi-

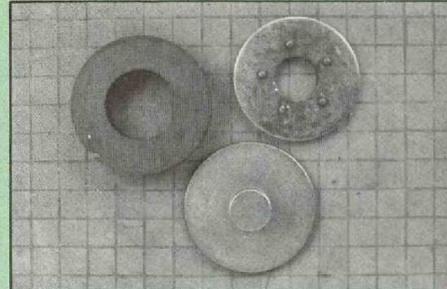
LE HAUT-PARLEUR (1^{ère} PARTIE)



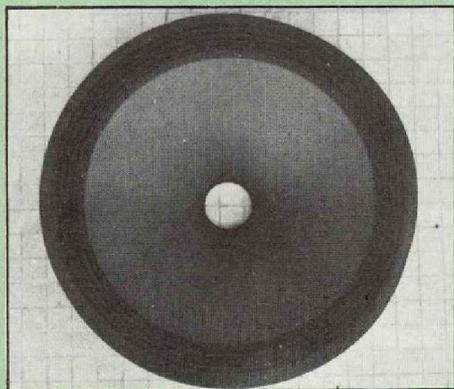
Une bobine mobile.



Un spider.



Les composants d'un moteur magnétique.



Une membrane.

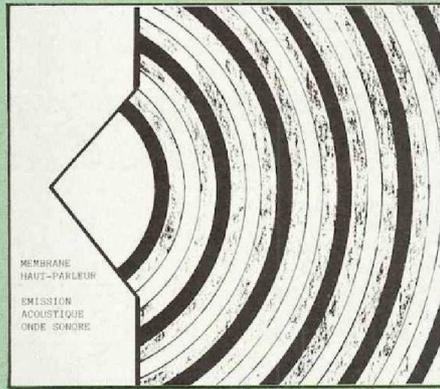


Fig. 4. L'émission acoustique.

née dans le ressort) à la forme cinétique (appliquée à la masse M , la membrane). Tout corps en vibration possède une énergie mécanique proportionnelle à son inertie et au carré de la fréquence.

Le fonctionnement du haut-parleur sera directement lié aux paramètres suivants :

- la force F
- l'inertie
- la fréquence

La force F : Elle dépend de l'énergie magnétique à l'intérieur de l'entrefer, et de la longueur du fil de la bobine baignant dans cet entrefer.

L'inertie : Elle dépend de la force F , de la masse de l'équipage mobile (bobine + membrane) et de la raideur k de la suspension et du spider.

La fréquence : La fréquence reproductible par un haut-parleur électro-

dynamique est directement liée aux paramètres décrits précédemment. Pour qu'un haut-parleur descende dans les basses fréquences, il faut qu'il possède une fréquence de résonance faible, donc une suspension souple et/ou un équipage mobile lourd. Pour qu'un haut-parleur monte dans les hautes fréquences, il faut qu'il possède une membrane légère, une suspension raide.

PROPRIETES ACOUSTIQUES

Le déplacement de l'équipage mobile du haut-parleur va provoquer une série de compressions et de décompressions des molécules d'air au voisinage du cône et créer une réaction en chaîne donnant naissance à une onde acoustique.

Charles-Henry Delaleu

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Le moteur magnétique est composé d'un aimant permanent dont l'énergie magnétique est orientée dans un entrefer par deux plaques de champ et un noyau (pièces polaires).
- La bobine est réalisée par un fil conducteur recouvert de vernis. Ce fil peut être en cuivre ou en aluminium, de section ronde ou rectangulaire (ce dernier donnant un meilleur remplissage de l'entrefer). Il est maintenu par un support pouvant être de plusieurs matières : le papier, le nomex, l'aluminium, la bakélite, le mica, etc.
- Le spider est généralement réalisé en tissus formé à chaud et imprégné de vernis.
- La membrane en forme de cône ou de dôme peut être réalisée en papier, nid d'abeilles, polypropylène, bextène, fibre de verre, fibre de carbone, polycarbonate, etc.
- La suspension périphérique soit en papier, en mousse, en tissus, en PVC ou caoutchouc naturel, guide le cône.
- Le saladier qui sert à maintenir l'équipage mobile et à la fixation est soit en aluminium coulé ou injecté, en zamac injecté, en plastique, soit plus généralement en tôle découpée sous presse.

Dans le prochain numéro, nous étudierons plus en détails certains aspects du haut-parleur électrodynamique.

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

MEMOIRES SEMICONDUCTEURS

Comme pour les microprocesseurs, cette étude sera divisée en deux parties : une partie description où pour chaque type de mémoire on énumèrera les caractéristiques techniques (fonctions, architecture, signaux disponibles...) et une partie mise en œuvre où l'on verra comment implanter un plan mémoire dans un système complet.

Le tableau 1 est un résumé des principales informations qui circulent sur le bus de données d'un microprocesseur. Suivant leurs caractéristiques, ces informations peuvent être divisées en deux groupes : le premier utilise des mémoires vives ou RAM. Ces mémoires peuvent être aussi bien lues qu'écrites, par contre elles perdent leur information en cas de rup-

Après avoir vu dans les précédents articles comment mettre en œuvre un microprocesseur dans un mini-ordinateur, nous allons entreprendre l'étude d'un élément essentiel d'un système : la mémoire. (Dans un premier temps, cette étude se limitera aux mémoires semi-conducteurs, les floppy disques et autres mémoires magnétiques seront vus plus tard).



MEMOIRE RAM

A l'heure actuelle, il existe deux types de mémoires vives, les RAM statiques et les RAM dynamiques (tableau 3).

Une mémoire **RAM statique** stocke l'information binaire (« 1 » ou « 0 ») à l'aide d'une bascule bistable asynchrone (flip-flop).

Une mémoire **RAM dynamique** emmagasine un bit d'information sous la forme d'une charge dans un condensateur, réalisé à partir de la capacité grille substrat d'un transistor MOS. Ce type de mémoire permet d'obtenir des densités beaucoup plus élevées et donc des capacités plus importantes (une mémoire RAM dynamique 64 kbits est devenue un produit courant !) par contre, elle présente plusieurs inconvénients :

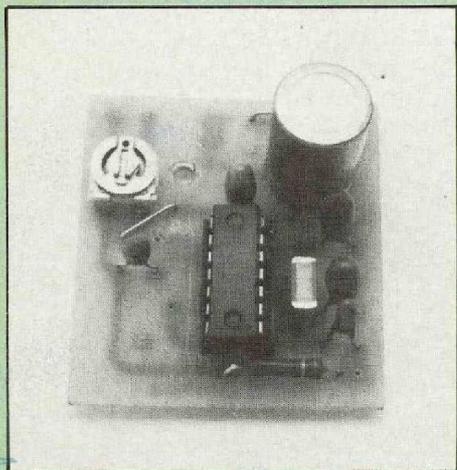
— le temps d'accès d'une RAM dyn...

SEULE DANS LA NUIT

LE CIRCUIT

Simplicité d'abord. Inutile de compliquer les schémas s'il est possible de faire aussi bien à l'aide d'un minimum de composants.

Le niveau de sortie recueilli aux bornes de la tête de lecture étant relativement bas, soit à peu près -70 dB, les étages d'entrée doivent être de type à faible bruit. Cette question sera résolue facilement grâce au circuit intégré National Semiconductor LM 382 dont on trouvera l'aspect schématique sur la figure 2. Le LM 382 est composé de deux préamplificateurs à faible bruit et grand gain (100 dB en boucle ouverte). Il contient aussi des circuits de régulation procurant une réjection d'alimentation de 120 dB et une caractéristique diaphonique de 60 dB. Ce circuit travaille sous des tensions d'alimentation comprises entre 9 V et 40 V. Un avantage du LM 382 réside dans l'adoption d'une matrice de résistances qui permet plusieurs options de gain entre 40 et 80 dB.



Un module préamplificateur équipé du LM-382.

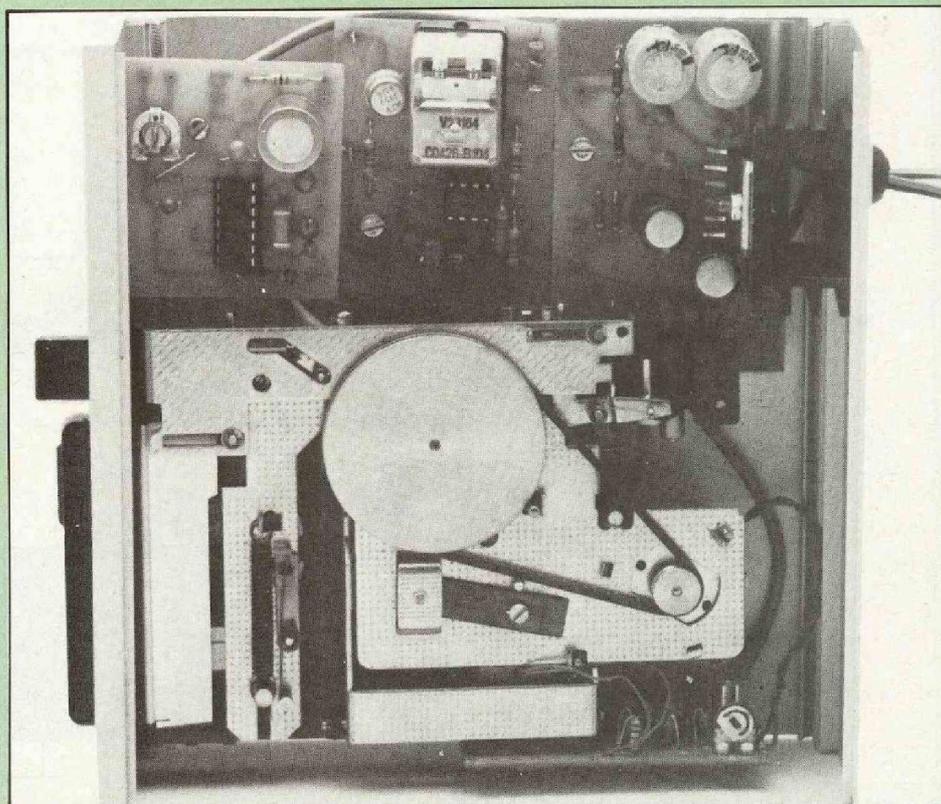
L'étage d'entrée doit comporter une correction de lecture au standard NAB, à la vitesse de 4,75 cm/s (1,78 inches/s). Pour la correction NAB à cette vitesse de lecture, les deux fréquences charnières sont de 50 Hz et de 1 770 Hz. La correction s'effectue normalement par réseau RC au niveau de la boucle de contre-réaction globale. Pour cette correction, les composants sont au nombre

de six à dix, suivant les configurations. Mais il est possible d'obtenir cette même correction NAB à partir d'un schéma beaucoup plus simple. Ici, un seul condensateur suffit. De valeur 68 nF et associé au réseau de résistances inclus dans le LM 382. Il procure une correction NAB ultra-simple bien que fidèle. Le gain obtenu est de 46 dB à 1 770 Hz. Le premier étage se présente donc comme sur la figure 3 : un condensateur de liaison en entrée, de valeur 2,2 μ F, le condensateur de 68 nF apportant la correction NAB grâce au réseau résistif du LM 382, deux condensateurs de 10 μ F établissant le gain, un condensateur de couplage en sortie et un autre petit condensateur de découplage alimentation, placé près du circuit intégré, entre le + 12 V et la masse. Comme on le voit, pour une correction NAB, la simplicité est extrême.

Pour le second étage, le lecteur doit noter qu'il s'agit d'une option réservée

aux têtes de lecture dont le niveau de sortie est très bas, ou bien encore, à ceux désirant un niveau de sortie ligne plus important nécessaire pour attaquer d'autres amplificateurs de puissance que celui décrit ci-après. Ce second étage, toujours composé du circuit intégré LM 382 qui est, rappelons-le, un circuit comportant deux amplificateurs différentiels, permet d'adopter plusieurs options de gain. L'amplificateur de puissance pourrait être différent de celui décrit ici (sensibilité d'entrée, puissance de sortie). Le haut-parleur employé qui doit être de type à haut rendement, peut, lui aussi, être de sensibilité, en dB par watt, légèrement différente, ce qui demanderait un réglage de gain pour obtenir le maximum de niveau acoustique sans risque de saturation.

Grâce au réseau incorporé dans le LM 382, on pourra, comme le montre la figure 4, ajuster le gain entre 40 et 80 dB. Un ou deux condensateurs



Le principe de l'alarme parlante met à profit une mécanique de lecteur de cassette, de type « Walkman ».

KIT-4F

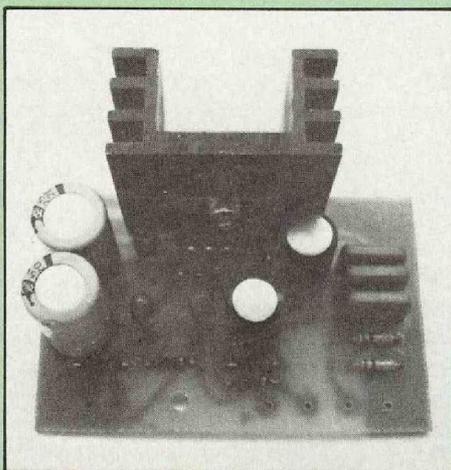
modifiant la valeur de la boucle de contre-réaction procureront un gain fixe de 40, 55 ou 80 dB. La sortie de l'étage linéaire, reliée à l'entrée de l'étage de puissance par l'intermédiaire d'une résistance ajustable, permettra ainsi d'ajuster le niveau acoustique à sa valeur optimale sans risque de saturation. Cet étage linéaire est, lui aussi, fort simple : un condensateur d'entrée, un condensateur de sortie, un ou deux condensateurs ajustant le gain de l'étage.

Toutefois, dans le cas du présent circuit, le second étage, l'étage tampon s'est avéré inutile, le gain de l'amplificateur de puissance s'étant avéré largement suffisant. Dans ce cas, un strap relie la sortie du premier étage, après le condensateur de liaison de $10 \mu\text{F}$, au point chaud du trimmer de $22 \text{ k}\Omega$. Il faut veiller aussi à retirer le condensateur de liaison de sortie du second étage, ainsi que la résistance série d'entrée du second étage afin de l'isoler du reste du circuit.

Dans le cas où le second étage serait indispensable, son gain doit cependant rester dans une marge comprise entre 40 et 80 dB. Au-dessous de 20 à 25 dB de gain, le LM 382 devient rapidement instable et le câblage critique. Dans la plupart des cas, le premier étage seul devrait convenir pour « driver » correctement l'amplificateur de puissance.

L'ETAGE DE PUISSANCE

Pour celui-ci, on a besoin d'un circuit intégré assez puissant, fiable, de prix abordable, protégé en sortie, capable de fonctionner correctement entre 5 et 14 V. Le choix n'est pas très large dans ce domaine, en particulier si l'on souhaite obtenir une puissance de sortie assez importante à partir d'une tension d'alimentation voisine de 12 V. Une solution existe, mais elle est assez coûteuse et son rendement n'est pas très intéressant. Elle consiste à alimenter l'amplificateur par une tension continue élevée (30 V à 40 V par exemple), cette tension étant fournie par un circuit convertisseur continu/continu. L'autre solution, plus simple, nécessite l'emploi d'un montage en pont, ce qui procure



L'utilisation du TDA-2004 monté en pont permet de tirer une puissance de 15 W.

une puissance de sortie de l'ordre de 18 W à partir de circuits intégrés courants. Les premiers essais se sont portés sur un montage en pont à partir du circuit intégré LM 383. Un net manque de puissance sans saturation, ainsi qu'une certaine instabilité, sur charge réelle, du montage en pont montrait qu'il devait exister un meilleur choix.

Le montage en pont du circuit intégré stéréo TDA 2004 fut finalement adopté. Cette configuration procure une puissance de sortie, sous charge 4Ω et à partir d'une alimentation 12 à 14 V, de l'ordre de 13 à 15 W, sans trop de distorsion. La consommation mesurée se situait entre 1 et 1,2 A à pleine puissance, ce qui ne pose pas de problème particulier, dans le cas d'un montage alimenté par batteries (voiture) ou par petits accumulateurs rechargeables. La partie amplificateur de puissance se présente comme sur la figure 5. Le TDA 2004 est un circuit intégré à 11 broches, muni d'une semelle métallique permettant une fixation aisée sur les refroidisseurs. Le TDA 2004 est prévu pour fonctionner entre 8 V et 18 V et la consommation au repos est de 65 mA. Dans un montage normal, en stéréo, la composante continue en sortie est supprimée par insertion d'un condensateur d'isolement de valeur élevée, $2\ 200 \mu\text{F}$ en moyenne pour ce genre de circuit. Dans le montage en pont, par contre, la suppression du condensateur est possi-

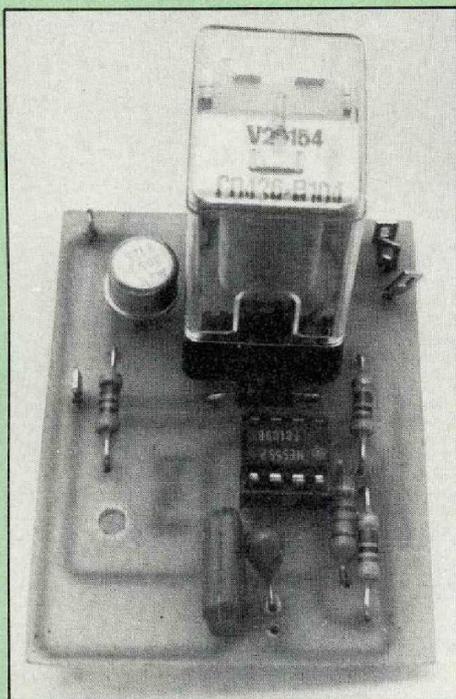
ble. Il faut noter que dans ce cas aucune des bornes du H.P. n'est reliée à la masse et qu'entre chacune de ces bornes et la masse subsiste une tension continue. Ce qui signifie qu'aucune des liaisons reliant les sorties et le haut-parleur ne devra entrer en contact avec la masse. Ce point important signalé et une fois les précautions indiquées prises, le montage exposé ici ne présente aucun danger de fonctionnement. L'avantage de la suppression du condensateur de sortie est une réduction du coût de revient ainsi qu'une réduction du volume. La section amplificatrice tient, en effet, sur un circuit imprimé de dimensions $48 \times 74 \text{ mm}$. Le circuit imprimé de ce montage est particulièrement délicat et l'on doit impérativement suivre les conseils du constructeur afin d'éviter des risques d'instabilité, d'oscillation. Le circuit imprimé présente en conséquence des pistes suivant chacune un tracé parfois curieux mais néanmoins étudié dans ce sens. Par expérience, une implantation plus « esthétique » risquerait fortement, du moins pour le présent montage, d'aboutir à un échec.

Le circuit amplificateur procure une bande passante linéaire de 20 Hz à 20 kHz. Deux circuits R-C série ($1 \Omega/0,1 \mu\text{F}$) sont destinés à stabiliser le circuit sur charge réelle. Dans la réalité, le circuit s'est montré en effet d'une bonne stabilité, ce qui n'est pas le cas de tous les montages de ce genre. Seule la mesure a posé quelques difficultés, exigeant l'emploi de masses flottantes pour la visualisation sur oscilloscope du signal de sortie.

LA TEMPORISATION

Ce circuit met en œuvre un « timer » 555, un relais commandé par un transistor 2N 1711 (ou équivalent) et quatre composants, trois résistances et un condensateur (R10, R11, R12 et C18) qui vont déterminer la fréquence d'oscillation du multivibrateur en travail astable. En jouant sur les valeurs de R10, R11 et R12, il est possible de jouer sur les temps repos et travail du relais. Lors de la mise en

SEULE DANS LA NUIT



Une temporisation classique mais efficace à partir d'un 555 et d'un relais.

marche de l'alarme, on doit en effet prévoir une bonne dizaine de secondes avant son déclenchement. Un petit laps de temps est toujours nécessaire et permet, dans le cas d'une alarme pour voiture par exemple, de mettre l'alarme en route, de sortir de la voiture et de refermer la porte.

Cette temporisation se présente comme sur la figure 6a. Pour les alarmes il en existe de beaucoup plus sophistiquées, comme celles comportant des autorisations, des blocages de déclenchement, des temporisations multiples inter-commandées. La figure 6b concerne une autre option pour une temporisation un peu plus complexe.

CIRCUITS IMPRIMES

L'alarme parlante est montée sur trois circuits imprimés, deux pour les circuits amplificateurs, l'autre pour la temporisation, ce qui autorise, pour cette dernière, le remplacement éventuel par un autre circuit. Le cir-

cuit amplificateur est câblé sur une plaquette de dimensions 48 x 73 mm. Le circuit de temporisation, de largeur 45 mm, sur lequel est fixé le relais, est de longueur 58 mm. Les circuits imprimés se présentent comme sur la figure 7. L'implantation des composants est très aisée. Les pattes du TDA 2004 sont soudées en quinconce. Celui-ci reçoit un petit radiateur en forme de « U » de largeur 38 mm et de hauteur 36 mm.

MISE EN COFFRET

Elle se fait selon le choix déterminé par l'utilisateur. Le boîtier ne doit pas être de volume trop important, sinon il serait difficile à dissimuler. La partie mécanique prend un certain volume et il faut tenir compte des divers dépassements dus à l'insertion de la cassette. Le choix s'est porté ici sur un boîtier d'origine ISKRA, de dimensions 160 x 150 x 55 mm, mais plusieurs autres boîtiers pourraient convenir. Noter que la commande marche/arrêt générale

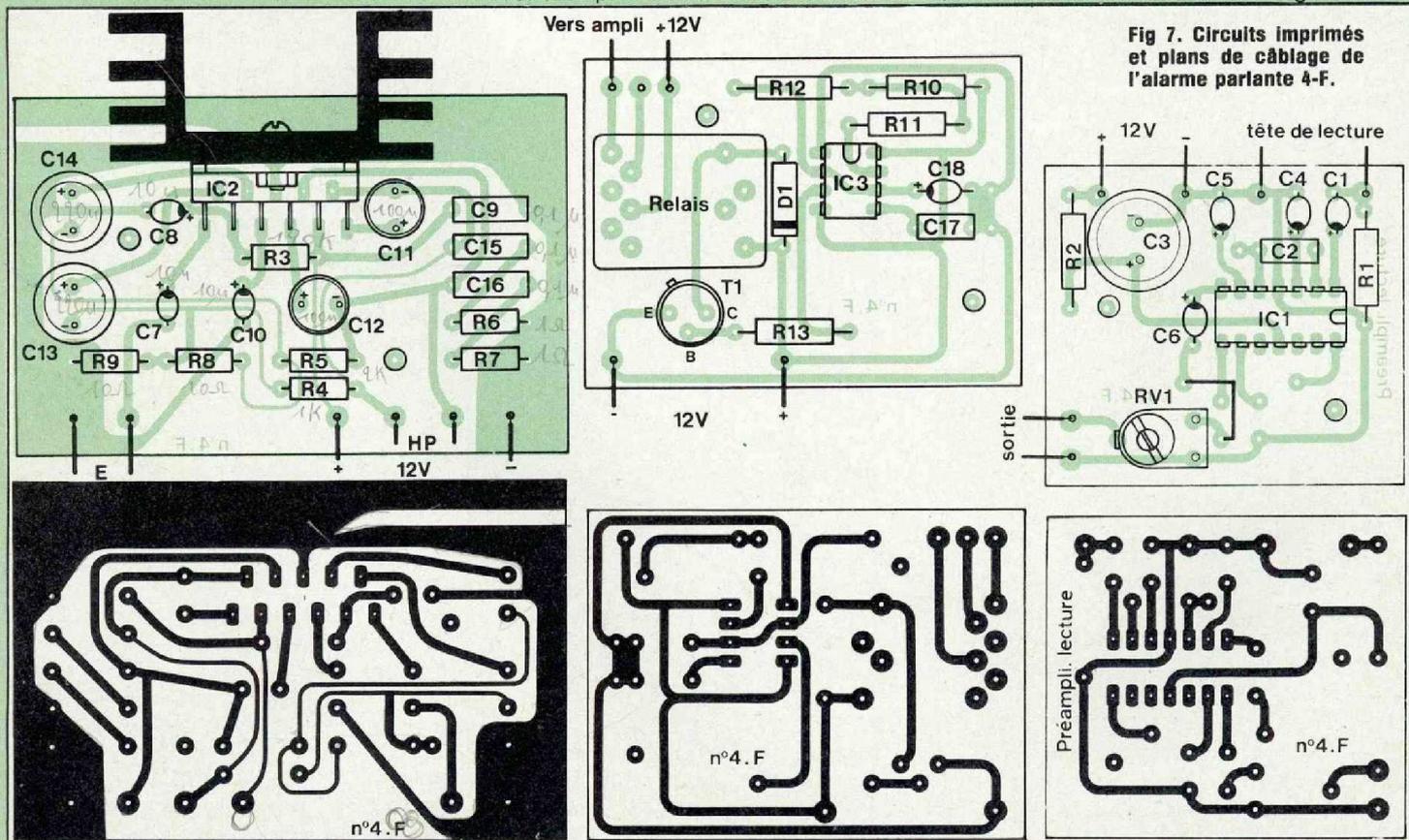


Fig 7. Circuits imprimés et plans de câblage de l'alarme parlante 4-F.

KIT-4F

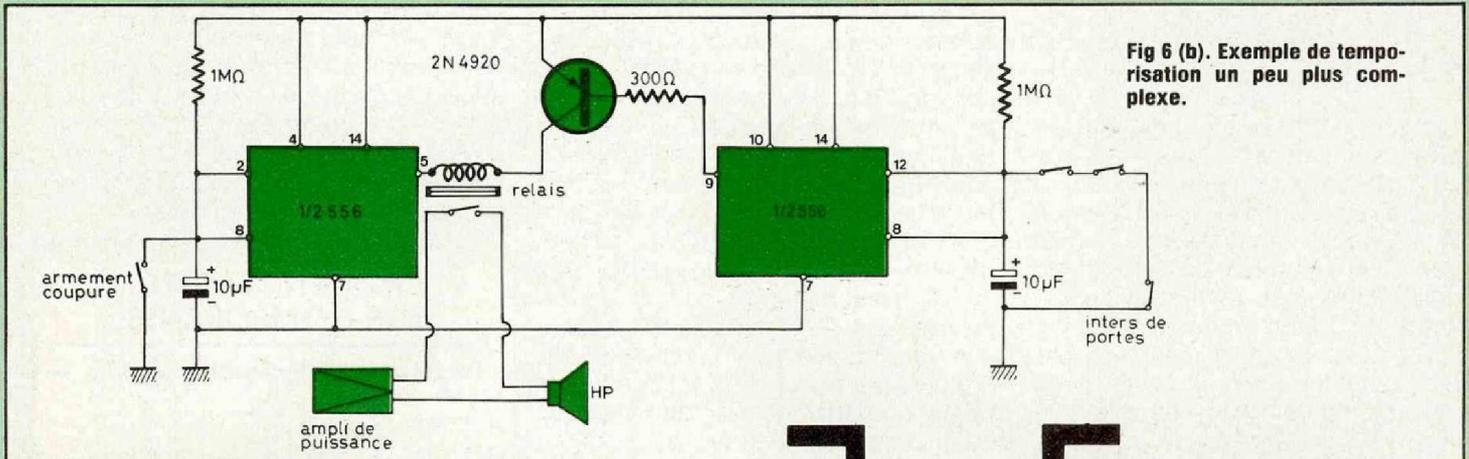


Fig 6 (b). Exemple de temporisation un peu plus complexe.

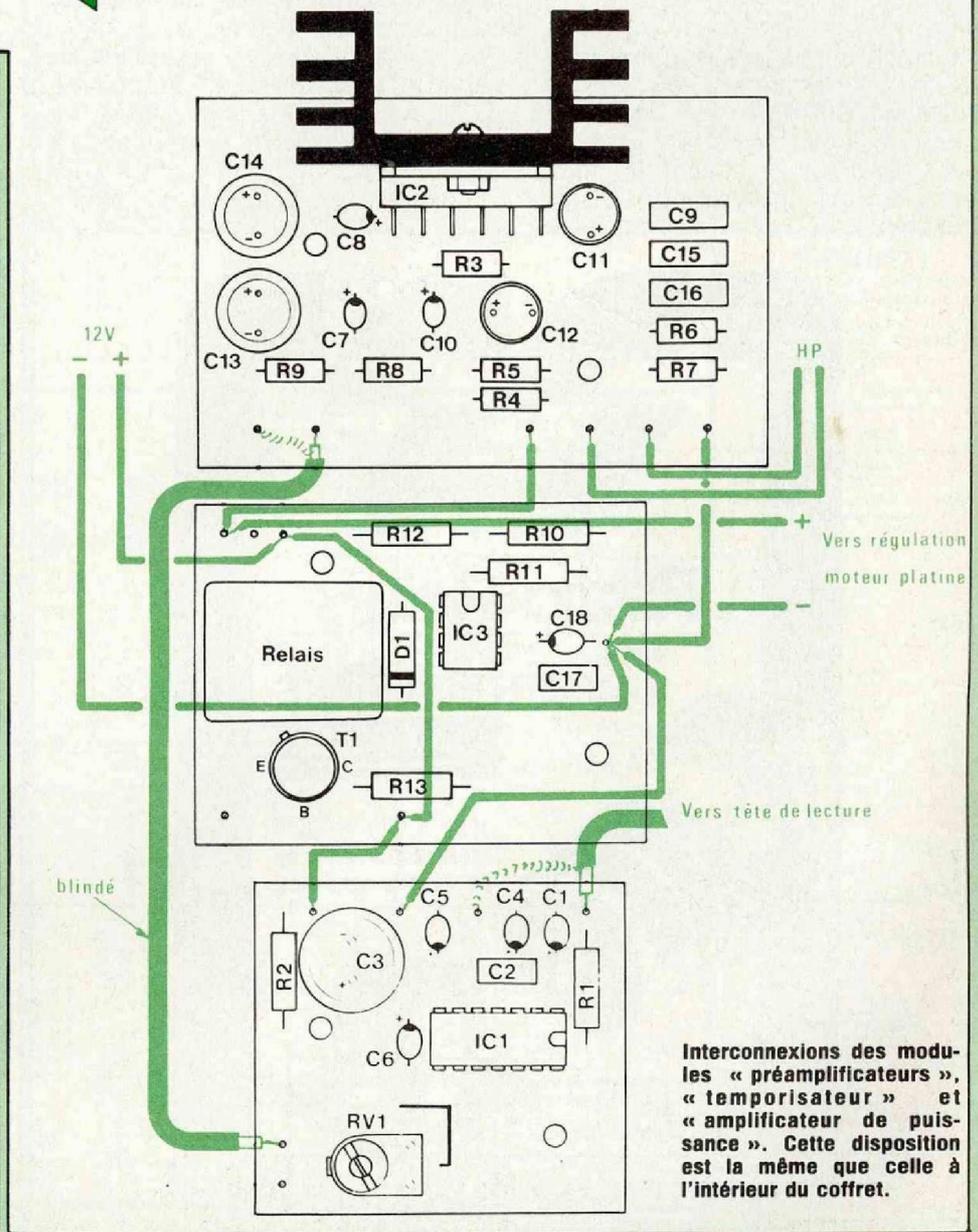
peut être placée ailleurs que sur le boîtier même.

LA CASSETTE

Le modèle utilisé est de type à bande sans fin, destiné principalement aux accessoires téléphoniques. La durée est variable selon les origines, de l'ordre de 40 s à 3 mn. Le mécanisme de ces cassettes est tel qu'elles ne peuvent se positionner que d'un côté, de l'autre la lecture est rendue impossible. Dans l'alarme décrite ici, la cassette est en position de lecture permanente.

SYSTEMES DE DECLENCHEMENT

Ils existent sous de nombreuses formes : détecteurs de chocs, de vibrations, ILS, à infra-rouge, interrupteurs simples. Noter que pour la présente alarme, le contact (et non la coupure) provoque la mise en route du déclenchement. L'interrupteur de siège, l'interrupteur de portière de voiture, l'interrupteur commandé par la clé de contact sont les plus courants, le système le plus efficace étant toujours le mieux caché et le plus difficile à désarmer. L'amateur intéressé par des systèmes de détection plus onéreux peut encore se servir de radars ou circuits de détection de mouvement. Pensons aussi qu'il est impératif d'éviter tout risque de déclenchement intempestif ou anormal et qu'un système simple mais bien étudié reste une bonne solution.



Interconnexions des modules « préamplificateurs », « temporisateur » et « amplificateur de puissance ». Cette disposition est la même que celle à l'intérieur du coffret.

SEULE DANS LA NUIT

POSSIBILITES DE L'ALARME PARLANTE

Elles sont énormes et peuvent également s'appliquer dans d'autres domaines. Pour l'alarme voiture : enregistrement de mots très dissuasifs tels que « Au voleur », etc. On peut encore alterner des enregistrements de sirènes à des enregistrements de voix, enregistrer sur la bande toutes sortes de bruits de sirènes ou encore commander à l'aide d'un second relais les phares et le klaxon de la voiture.

Ces applications peuvent être transposées pour la maison, le garage ou le magasin. Ainsi, un détecteur d'incendie couplé à cette alarme parlante, sur laquelle est enregistré « Au feu », devient un système d'alarme

particulièrement efficace. Pour les commerçants, les magasins, les parkings, les bureaux, ce système peut convenir en publicité, dans un but d'orientation de l'éventuel visiteur ou peut simplement servir à souhaiter la bienvenue à un client entrant dans un magasin. Pour un parking, qu'il s'agisse de prendre un ticket, d'informer le conducteur que le premier sous-sol est plein ou qu'il doit se rendre jusqu'à la sortie pour payer, une information parlée est toujours beaucoup plus rassurante, beaucoup mieux comprise qu'un petit panneau, qu'une petite affiche.

Pour les bricoleurs, ce système peut s'utiliser pour le téléphone, comme carillon pour la porte d'entrée... Il peut aussi se coupler à une pendule horaire ou à une minuterie pour annoncer un message à un moment

précis. En conclusion, et par rapport à une alarme actionnée par un oscillateur BF on constate à quel point les applications deviennent vastes. Souhaitons que chaque lecteur intéressé puisse apporter à cette idée une petite touche personnelle et en faire un système d'alarme original.

Jean Hiraga

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche $\pm 5\%$ — 1/4 W

R1 - 680 Ω
R2 - 100 Ω
R3 - 120 k Ω
R4 - 1 k Ω
R5 - 2 k Ω
R6 - 1 Ω
R7 - 1 Ω
R8 - 10 Ω
R9 - 10 Ω
R10 - 1 M Ω
R11 - 470 k Ω
R12 - 1 M Ω
R13 - 2,2 k Ω

• Condensateurs non polarisés

C2 - 68 nF
C9 - 0,1 μ F
C15 - 0,1 μ F
C16 - 0,1 μ F
C17 - 10 nF

• Condensateurs polarisés

C1 - 2,2 μ F/35 V tantale goutte
C3 - 470 μ F/16 V
C4 - 10 μ F/16 V tantale goutte
C5 - 10 μ F/16 V tantale goutte
C6 - 10 μ F/16 V tantale goutte
C7 - 10 μ F/16 V tantale goutte
C8 - 10 μ F/16 V tantale goutte
C10 - 10 μ F/16 V tantale goutte
C11 - 100 μ F/25 V
C12 - 100 μ F/25 V
C13 - 220 μ F/25 V
C14 - 220 μ F/25 V
C18 - 6,8 μ F/16 V tantale goutte

• Semiconducteurs

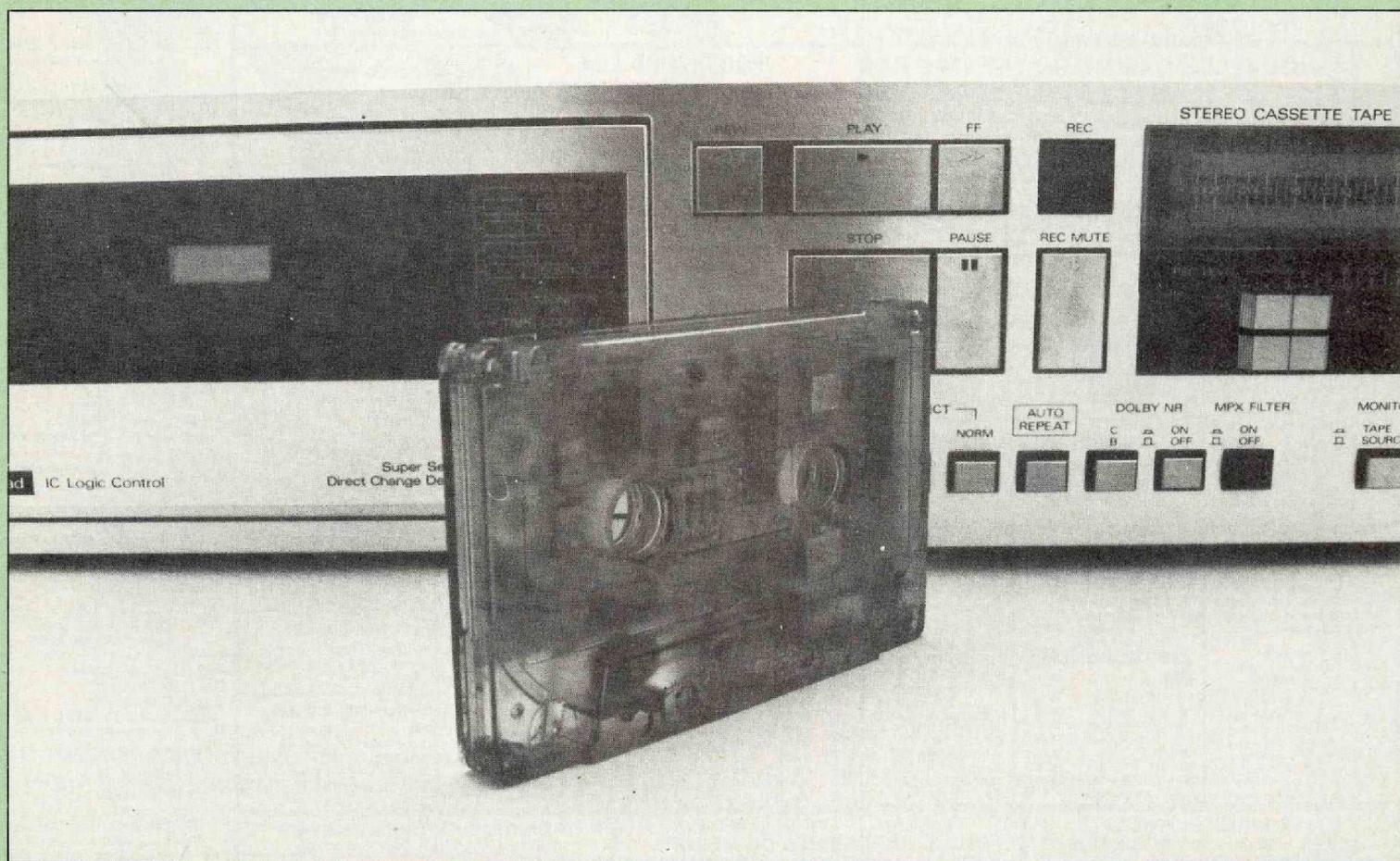
IC1 - LM 382
IC2 - TDA 2004
IC3 - LM 555
T1 - 2N 1711
D1 - 1N 4001

• Divers

RV1 - 22 k Ω (ajustable VA05H)
Platine magnéto K7
Dissipateur pour TDA 2004
Relais 12 V/2 R.T. (Siemens C0426 - B104)
Coffret (au choix) dimensions minimum 156 x 154 x 55 mm.

A BOUT DE SOUFFLE

Avec le démagnétiseur classique,
c'est l'accessoire que l'on oublie de se procurer
lors de l'achat d'un magnétocassette. Funeste omission, si l'on sait
la dégradation de performances qui en résulte. Voici l'occasion de réparer la faute
et du même coup de vous étonner : le degré de miniaturisation
ainsi que la précision du câblage de cette maquette en feront
un de vos plus beaux exercices de style...



De fait, ce n'est pas une trouvaille originale, bon nombre d'entre vous connaissent, pour l'avoir déjà vue ou utilisée, cette fameuse cassette, au prix encore quelque peu prohibitif et décourageant, s'il faut tout dire. Il reste maintenant à savoir si un kit de qualité équivalente peut présenter quelque intérêt face au produit fini.

Celui que nous présentons aujourd'hui a été choisi parmi plusieurs études que nous avons menées. Initialement, ce montage fonctionnait avec des composants discrets, tandis que d'autres maquettes virent le jour, mais avec un principe de fonctionnement (découpeurs à multivibrateurs au lieu de modulateurs d'amplitude). Ces premières études avaient le mérite d'être très simples et peu coûteuses, faciles à mettre en œuvre, notamment sur le plan de l'intégration : on loge en effet plus facilement dans un boîtier de cassette plusieurs transistors TO 92 qu'un simple circuit intégré à huit broches, ce qui semble assez paradoxal, et nous verrons pourquoi par la suite. Le seul problème était un manque de fiabilité pour les études les plus simples (oscillateurs à départ

spontané et à auto-amortissement) et l'usage d'un signal inadéquat (un carré) pour les modèles à découpage. D'où cette réalisation qui semblera un peu complexe en regard du but recherché, mais dont le fonctionnement est satisfaisant, l'efficacité dûment constatée, le coût raisonnable (35 francs de semiconducteurs maximum). Néanmoins, pour ceux que cela intéresse, nous publions le schéma de principe du système à découpage. Si quelqu'un se sent le courage d'étudier et de modifier ce schéma dans le sens d'une amélioration, ses remarques seront les bienvenues (fig. 1).

UN PEU DE PHYSIQUE...

Ou du moins ce qui nous en reste. L'opération de démagnétisation consiste à annuler tout champ d'induction statique dans un matériau. En clair, cela signifie que l'on s'attache à désaimanter un petit bout de métal ou de ferrite qui s'était, au cours du temps et pour notre plus grand malheur, transformé en un petit aimant, certes pas bien puissant, mais suffisamment pour perturber le fonctionnement d'un magnétocassette. Le

petit bout de métal en question, ce peut être la tête de lecture, les guides de bande, le cabestan. Plus rarement la tête d'effacement, du fait de son fonctionnement spécifique (haute fréquence). L'opération peut être schématisée par le trajet d'un point sur la courbe de désaimantation (fig. 2). Partant du point d'aimantation initial A, ou d'un point situé à une valeur supérieure, on décrit plusieurs cycles d'amplitude décroissante en appliquant un champ d'oscillation alternatif et lui-même décroissant. Pour mener à bien ce processus, il est un nombre minimum de cycles à observer, par unité de temps, surtout lorsque l'on s'approche du point final 0. La décroissance de l'amplitude du champ d'excitation s'obtient de manière différente : en augmentant progressivement la distance séparant la source de champ de l'objet à désaimanter, c'est le cas des démagnétiseurs classiques (pour magnétophones ou tubes de télévision couleur (fig. 3) ou en diminuant le courant d'excitation, si la source de champ demeure fixe par rapport à l'objet. C'est ce dernier principe que, nécessairement, nous avons retenu. Le nombre de cycles minimal peut

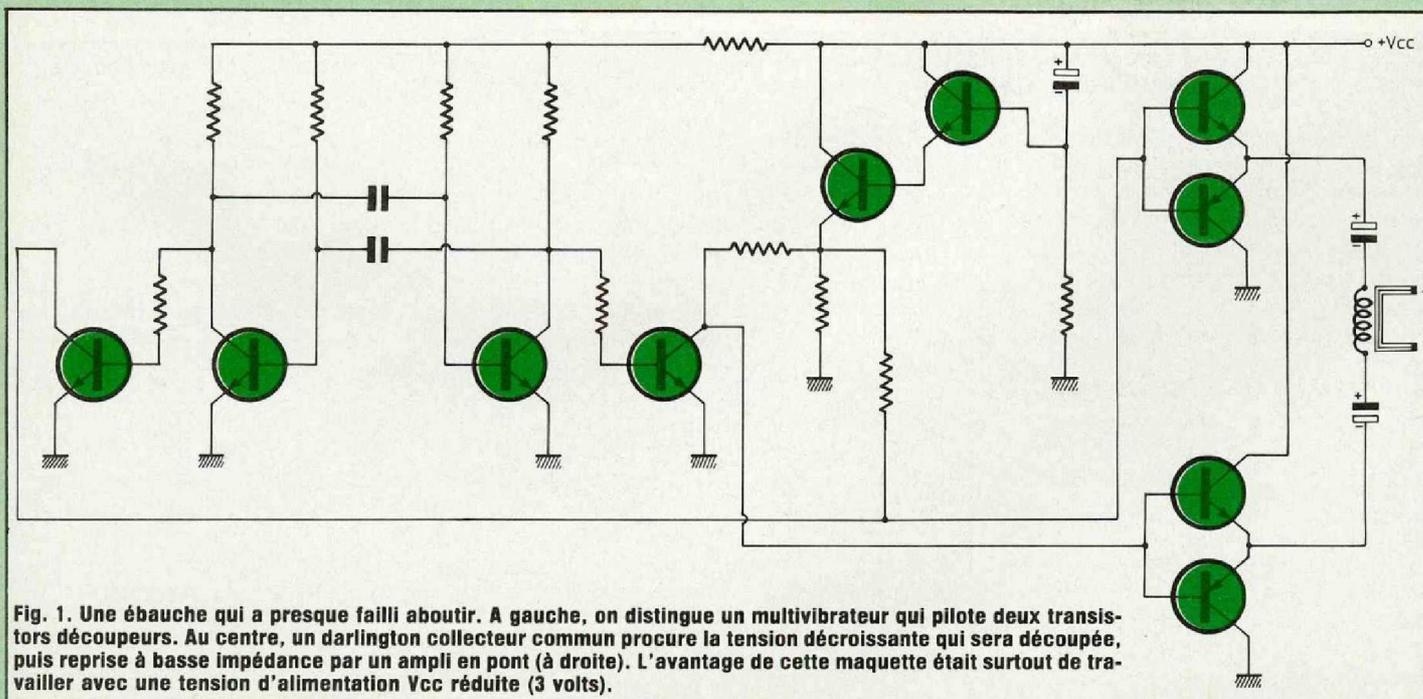


Fig. 1. Une ébauche qui a presque failli aboutir. A gauche, on distingue un multivibrateur qui pilote deux transistors découpeurs. Au centre, un darlington collecteur commun procure la tension décroissante qui sera découpée, puis reprise à basse impédance par un ampli en pont (à droite). L'avantage de cette maquette était surtout de travailler avec une tension d'alimentation V_{cc} réduite (3 volts).

UNE CASSETTE DEMAGNETISANTE - N° 414

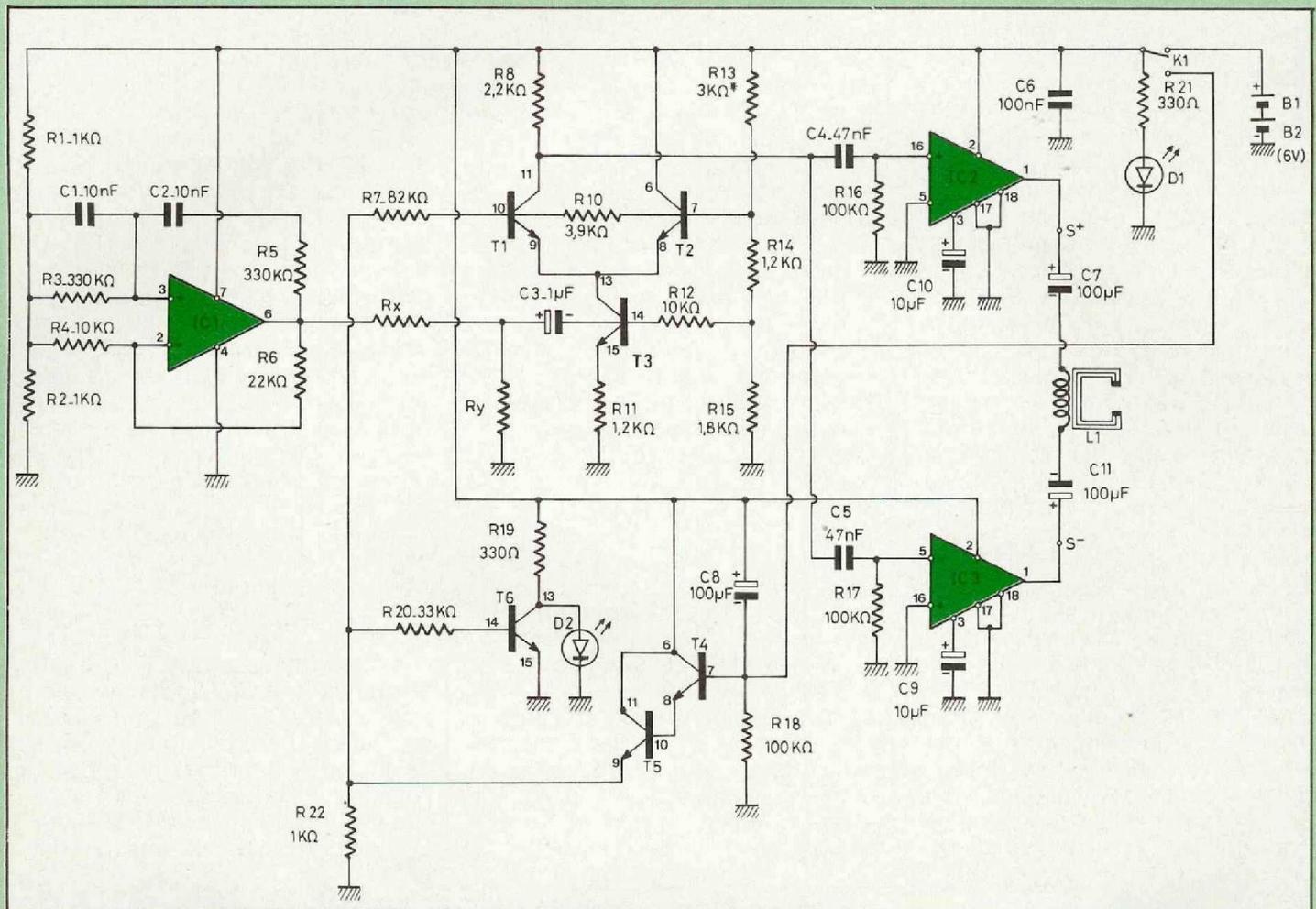


Fig. 6. Schéma de principe définitif. Remarquer la remise à zéro automatique (C8 court-circuité au repos), ce qui permet de reprendre un cycle immédiatement. Les valeurs de C7 et C11 peuvent être portées à 220 μ F pour plus d'efficacité.

être obtenu de manières différentes. On peut choisir la solution d'un courant d'excitation à fréquence relativement élevée, avec un temps d'opération court (1 kHz, 1 seconde pour certains produits commercialisés, par exemple). Mais il faut rester conscient du fait que plus cette fréquence est élevée, plus la tension aux bornes de la tête de lecture sera élevée, par induction; ceci pourra éventuellement être source d'ennuis avec certains types de magnétocassettes. Afin d'éviter tout effet secondaire nocif lié à l'utilisation de la cassette, nous avons préféré choisir une fréquence assez basse (environ 50... 150 Hz) avec un temps d'opération assez long (15 secondes, typiquement).

Conscients de la diversité des appareils actuellement en service, nous sommes également attachés à prévoir plusieurs dispositifs de mise en route. Les appareils à logique intégrée, par exemple, n'autorisent un déplacement des têtes que lorsqu'ils sont sous tension, donc nécessairement en mode lecture, d'où risque pour l'électronique et les VU-mètres. On a alors prévu un emplacement d'interrupteur permettant l'utilisation de la cassette dans ce cas, l'appareil demeurant hors circuit durant le traitement. D'où les deux versions de la cassette différant essentiellement par la position du microswitch (mini-interrupteur) sur le circuit imprimé. Le temps d'opération étant relativement long, nous avons jugé utile

d'ajouter au circuit un témoin lumineux, une LED miniature de couleur verte, qui s'allumera en fin de cycle. Ceci évitera de retirer prématurément la cassette (risque de magnétisation). Une autre LED miniature, rouge celle-ci, sert de témoin de fonctionnement et d'usure éventuelle des piles.

OUI, MAIS...

C'est une constante avec les kits où intervient, implicitement, quelque principe de magnétisme: on se heurte systématiquement au problème de réalisation d'une bobine, comme en haute fréquence; ici le problème se corse d'autant plus puisqu'il s'agit de lui adjoindre un cir-

cuit magnétique. C'est-à-dire qu'il sera nécessaire de réaliser soi-même ou de se procurer une petite pièce en métal ferreux destinée à véhiculer de manière correcte le champ de désaimantation. Deux impératifs guideront la réalisation de cet élément. D'abord il faut respecter une taille maximale au-dessus de laquelle l'intégration ne sera plus possible, dans le sens de la hauteur du boîtier de cassette. Comme il apparaît sur les figures 4 et 5, on remarque qu'il s'agit de fabriquer, en quelque sorte, un dipôle magnétique avec entrefer, qui fonctionne suivant le même principe que la tête d'enregistrement/lecture qui lui fait face (avec cependant un niveau de performances moindre !). L'entrefer (interruption du circuit magnétique) de la tête de démagnétisation provoque une fuite de champ telle que le circuit de la tête véhiculera ce champ de fuite, de forte amplitude initiale, puis décroissante. D'où la désaimantation de la tête de lecture. Des chiffres maintenant. La longueur du circuit magnétique importe peu, mais elle ne saurait excéder, entrefer compris, 40 mm. On entend par longueur, en fait, le périmètre moyen du circuit. L'entrefer mesurera entre 2 et 8 mm et fera face, bien évidemment, à la tête de lecture. La section, carrée ou circulaire pourra être de 10 mm² maximum. On pourra tailler ces pièces dans de la tôle pour petits transformateurs, si on dispose de l'outillage nécessaire ; c'est long et fastidieux, mais idéal. Autre solution, plus élégante : se procurer un relais miniature dont on récupère la bobine et les éléments constituant le circuit magnétique. On réarrange les éléments de manière à créer un champ de fuite bien localisé et le tour est joué, il n'est même pas utile de confectionner la bobine, puisque celle-ci est récupérée. C'est ce que nous avons fait. Sur la photo de détail d'implantation, on distingue la tête de désaimantation intégrée dans le boîtier en plastique translucide du relais. Noter que ce boîtier est à conserver impérativement car il protège la tête de lecture d'un contact dangereux

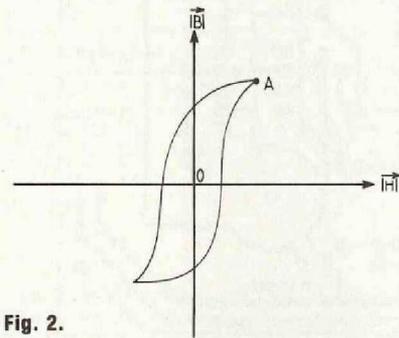


Fig. 2.

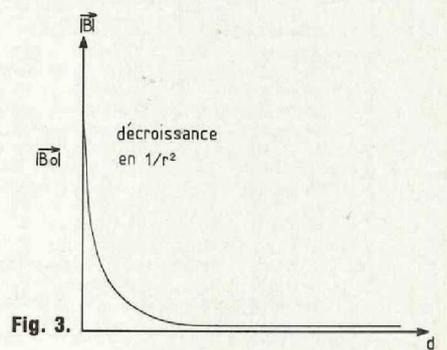


Fig. 3.

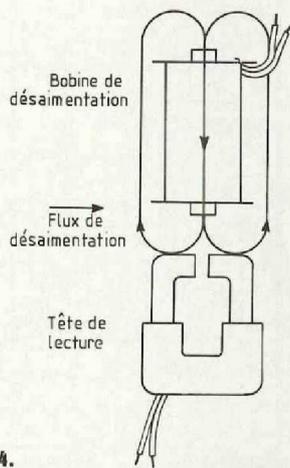


Fig. 4.

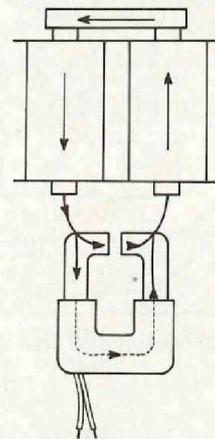


Fig. 5.

Fig. 2. Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique. Pour aller de A à 0, H doit être alternatif et décroissant. Fig. 3. Au voisinage de l'entrefer, B décroît en $1/d^2$. Fig. 4 et 5. A droite, circuit magnétique inefficace. A gauche, circuit correct qui peut ne comporter qu'une bobine.

avec les éléments métalliques de la tête de désaimantation. Si on confectionne soi-même cette dernière, il sera nécessaire à cet effet de noyer la partie frontale dans une résine (colle synthétique époxy ou colle Néoprène). Dernier détail, sachez que le blindage situé derrière le feutre presseur des cassettes est un très bon auxiliaire pour réaliser les pièces polaires du circuit magnétique (nature du matériau et dimensions).

MISE EN BOITE

Que dire à ce sujet, si ce n'est une grosse évidence : la boîte ne pourra être qu'un boîtier de cassette désaffecté de ses fonctions originelles. Si

on le possède pas déjà, se procurer une cassette pas chère de qualité douteuse, il en existe beaucoup, en récupérer le boîtier, transparent de préférence, c'est plus valorisant. Éliminer tous les éléments de moulage internes gênants selon nécessité. Disposer les éléments, circuit imprimé, piles, condensateurs extérieurs (temporisation, sortie), tels qu'ils le sont sur la photo, ainsi que la bobine et son circuit. Disposer et relier le microswitch selon l'application désirée : départ du cycle de désaimantation par basculement de la trappe du magnétocassette ou par montée de la tête de lecture (voir illustration). Dans ce dernier cas, usiner le boîtier de la cassette de telle

UNE CASSETTE DEMAGNETISANTE n° 414

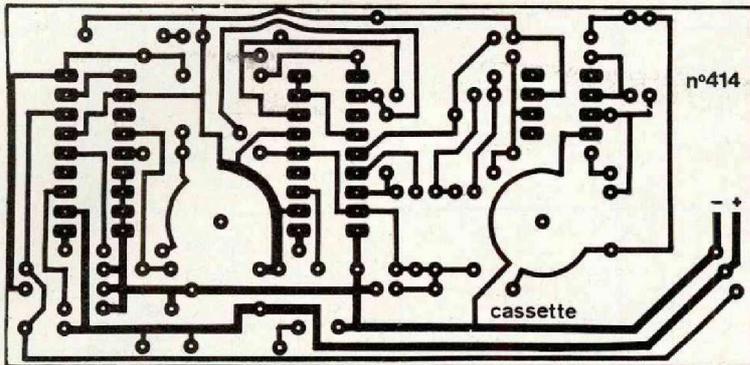


Fig. 7. Un circuit imprimé délicat à reproduire, il est vrai.

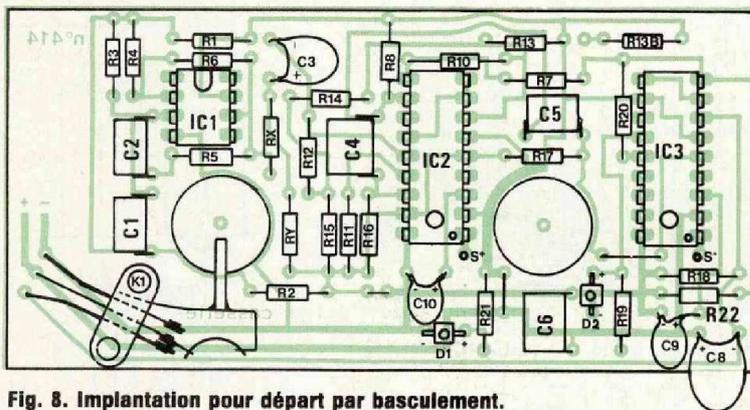
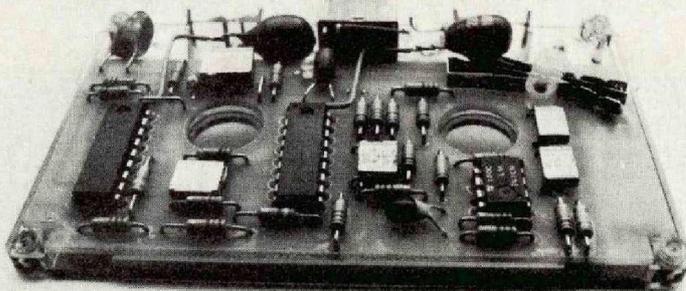


Fig. 8. Implantation pour départ par basculement.



Insertion de l'électronique dans son boîtier, une cassette désaffectée de ses fonctions originelles bien entendu !



Détail d'implantation de la tête, de C11 et C7.

manière que la bobine soit bien guidée lorsqu'elle est poussée par la tête de lecture. Si tout a été bien réalisé, on ne doit pas pouvoir fermer le boîtier (!), mais il doit apparaître un jeu de 1 mm ou 1,5 mm maximum entre les flasques du boîtier. Ce n'est pas gênant. Refermer le boîtier avec les 4 vis aux coins (celle du centre ayant nécessairement été éliminée : elle tombe à l'emplacement de la bobine).

L'ELECTRONIQUE

En figure 6, on trouvera le schéma de principe. On reconnaît en IC1 un oscillateur à pont de Wien, non régulé, fonctionnant à la limite de la stabilité (valeurs de R6 et R4 dans un rapport 1 à 3), montage que l'on affectionne particulièrement. Le signal est atténué par le diviseur Rx-Ry et appliqué en mode commun à l'ampli différentiel T1 à T3. Cet ampli fonctionne en O.T.A. (voir minigénérateur BF dans le précédent numéro pour la théorie). Le gain de cet étage est fonction de la tension appliquée à la base de T1. Dans les O.T.A. traditionnels (LM 13 700, 13 600, CA 3080) c'est un courant, celui de base de T3, qui détermine la transconductance de l'étage. Le principe est le même mais la faible tension d'alimentation dont on dispose impliquerait nécessairement une commande par la base de T1 et l'injection du signal par celle de T3, sinon on restreignait la zone de fonctionnement linéaire du système. La tension de commande évolue de manière exponentielle décroissante :

$$V_c = V_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$

V_0 = tension en début de cycle.

avec $V_0 = 4,5$ volts environ et $RC = 10$ s environ. Cette tension est issue de l'émetteur de T5 via R7. Elle représente à 1 V près la tension aux bornes de R18 qui suit le courant de charge de C8. Compte tenu du gain de l'ampli (identique au LM 386) qui suit cet étage, cette décroissance de tension provoque une décroissance

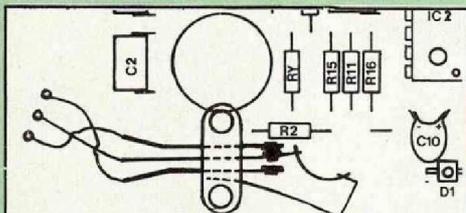
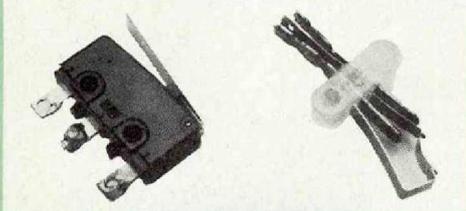


Fig. 9. Implantation pour départ en lecture.



de gain d'environ 60 dB (soit de 1 000 à 1 pour fixer les idées), entre 4,5 V et 0,5 V (valeur finale). Afin de disposer de plus de puissance, on a ponté les deux amplis. Le signal sinusoïdal dont l'amplitude décroît est appliqué à la bobine L1 qui, quant à elle, procurera un champ magnétique évoluant de manière identique. Les condensateurs C7 et C11 bloquent une éventuelle et probable composante continue qui aurait pour conséquence directe de magnétiser la tête de lecture, ils sont donc indispensables sinon on irait à l'encontre du but recherché. La diode LED D2 s'allume dès que T6 n'est plus saturé par V_{ce} , soit au bout de dix secondes. Toutes les valeurs de résistances sont données et calculées pour garantir un fonctionnement sûr. Ne rien modifier sinon il y a risque pour les transistors T1 à T6 (courant collecteur maximum : 25 mA !) et si l'un d'eux claque, c'est le circuit intégré entier qu'il faut changer (15 F, prix moyen). C'est d'ailleurs pour cela que l'on a d'abord étudié une maquette à composants discrets et que l'on propose un autre montage inspirateur en figure 1, plus simple. La résistance R13, avec une astérisque sur le schéma de principe, peut être réalisée en mettant en série une 1,2 k Ω et une 1,8 k Ω , la maquette est prévue en ce sens, si on ne trouve pas 3 k Ω . Les condensateurs de faible valeur (inférieure ou égale à 100 nF) sont du type MKH Siemens, WIMA ou EFCO. Comme ils sont implantés à plat,

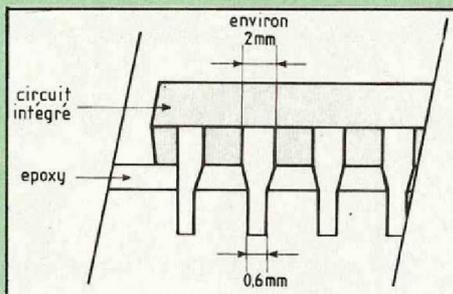


Fig. 10. Afin de respecter une hauteur maximale, les circuits intégrés sont plaqués sur la carte du circuit imprimé. Les trous initialement percés à 0,8 mm seront alors fraisés à 2,5 ou 3 mm.

l'entr'axe importe peu. Quelques chiffres relatifs à ce circuit : en déconnectant R7 de la base T1 et Rx de la base de T3, on doit mesurer les valeurs suivantes ; tension aux bornes de R11 : 1,2 V ; sur R8 : 1,1 V ; sur R13 : 3 V ; sur R14 : 1,2 V ; sur R15 : 1,8 V. En sortie de IC1 et IC2 : 3 V (soit 0 V aux bornes de L1) par rapport à la masse. Sur l'émetteur de T5, on doit observer la chute de tension progressive V_{ce} : de 4,5 V à la mise sous tension jusqu'à 0,5 V au bout de trente secondes.

REALISATION

C'est l'épaisseur totale de la plaquette imprimée qui conditionnera son intégration dans le boîtier. Pour assurer cette condition, il est nécessaire de respecter le choix des composants passifs, résistances 1/4 W, condensateurs montés à plat, électrochimiques au tantale (sauf C7 et C11 en tension maximum 3 V ou 6,3 V). En ce qui concerne les circuits intégrés, le fond de leur boîtier doit être en contact avec le circuit imprimé. Pour ce faire, il faudra fraisier les trous à 3 mm comme indiqué sur la figure 10, de telle manière que les broches soient insérées à fond dans l'époxy. De même, il faudra légèrement dégrossir le corps du microswitch avant de le souder sur le circuit imprimé. Lorsque tout est soudé, écarter les taches de résine autour des soudures avec un pinceau trempé dans le trichloréthylène. Pas-

ser ensuite un coup de lime douce sur les soudures, afin qu'elles soient toutes de la même hauteur : 1,5 mm environ. Nettoyer à nouveau au trichlo afin d'éliminer la limaille et les îlots de résine récalcitrants. Les fils venant des points S+ et S- seront soudés aux pôles + des condensateurs C7 et C11, à l'extérieur du circuit imprimé. Les pôles - seront reliés aux bornes de la bobine L1. Choisir du fil souple s'il s'agit du modèle de cassette avec tête mobile.

Gilles Ledoré

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances 1/4 W impératif à couche 5 %

- R1, R2 - 1 k Ω
- R3, R5 - 330 k Ω
- R4 - 10 k Ω
- R6 - 22 k Ω
- R7 - 82 k Ω
- R8 - 2,2 k Ω
- Rx valeur typique \rightarrow 270 k Ω
- Ry valeur typique \rightarrow 10 k Ω
- R10 - 3,9 k Ω
- R11 - 1,2 k Ω
- R12 - 10 k Ω
- R13 - 1,2 k Ω + 1,8 k Ω = 3 k Ω
- R14 - 1,2 k Ω
- R15 - 1,8 k Ω
- R16, R17, R18 - 100 k Ω
- R19, R21 - 330 Ω
- R22 - 1 k Ω

• Condensateurs

- C1, C2 - 10 nF
- C3 - 1 μ F/6 V tantale
- C4, C5 - 47 nF
- C6 - 100 nF
- C7, C11 - 220 μ F/6 V (chimique ou tantale)
- C8 - 100 μ F/6 V tantale
- C9, C10 - 10 μ F/6 V tantale

• Semiconducteurs

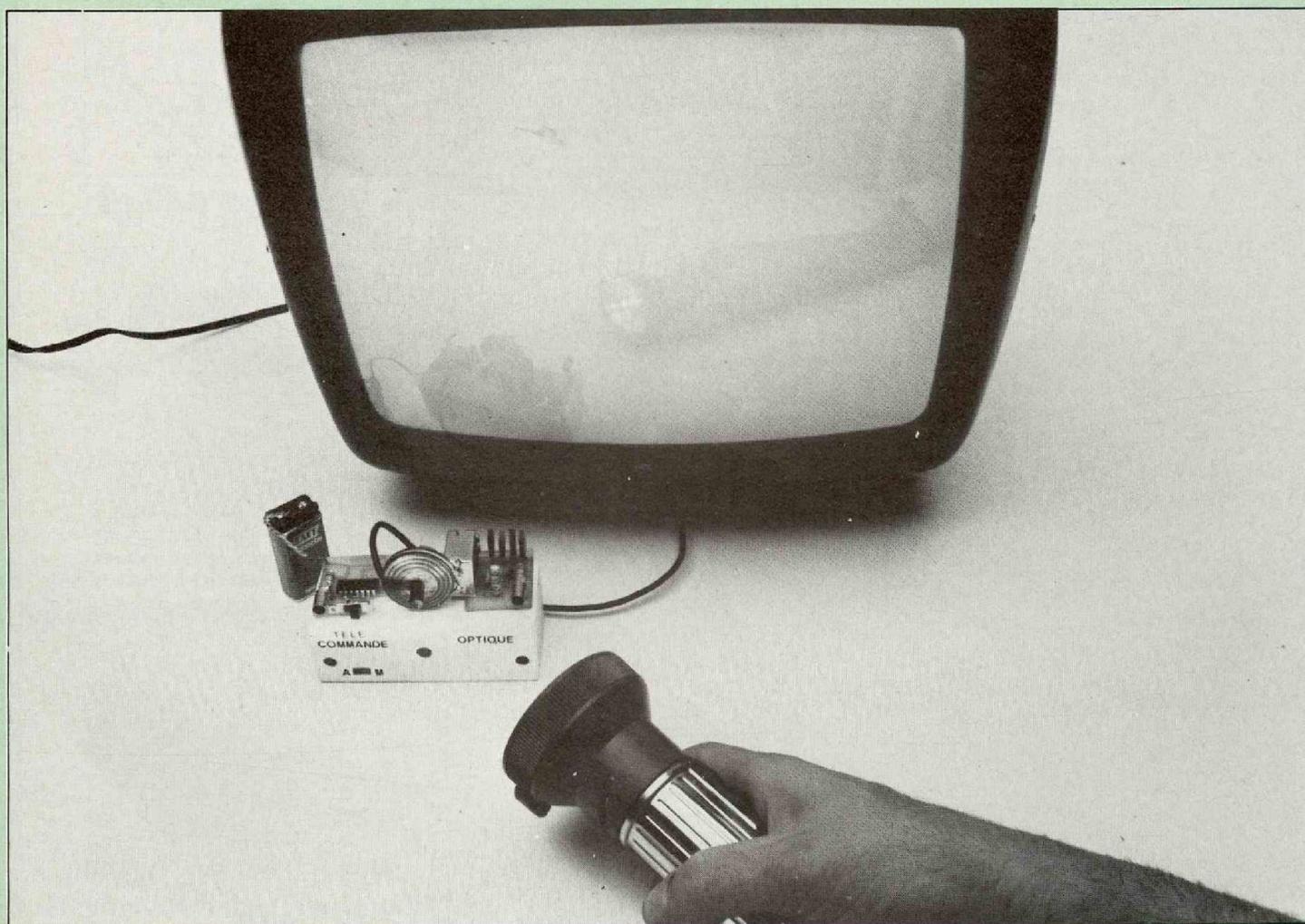
- IC1 - 741 DIP 8 broches
- IC2, IC3 - National LM 389 N
- D1 - LED miniature rouge
- D2 - LED miniature verte

• Divers

- B1, B2 - piles 3 V bouton
- K1 - microswitch
- L1 - relais miniature 4 Ω < Z < 60 Ω sinon voir texte.

AU DOIGT ET A L'OEIL

En mettant à profit la réversibilité, certes minime, du fonctionnement des diodes électroluminescentes, il est possible d'utiliser ces dernières en capteurs de lumière avec un rendement assez intéressant ; à tel point que les LED peuvent se substituer dans certaines applications aux coûteux photodiodes et phototransistors. Et ce au grand bénéfice de l'amateur en particulier qui pourra par ce biais imaginer sans réserve toutes sortes de télécommandes optiques, telle celle décrite ici.



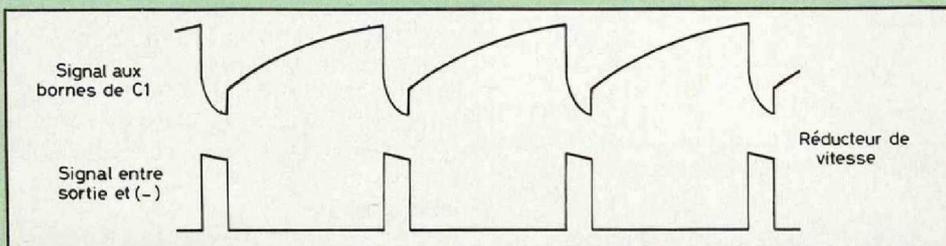
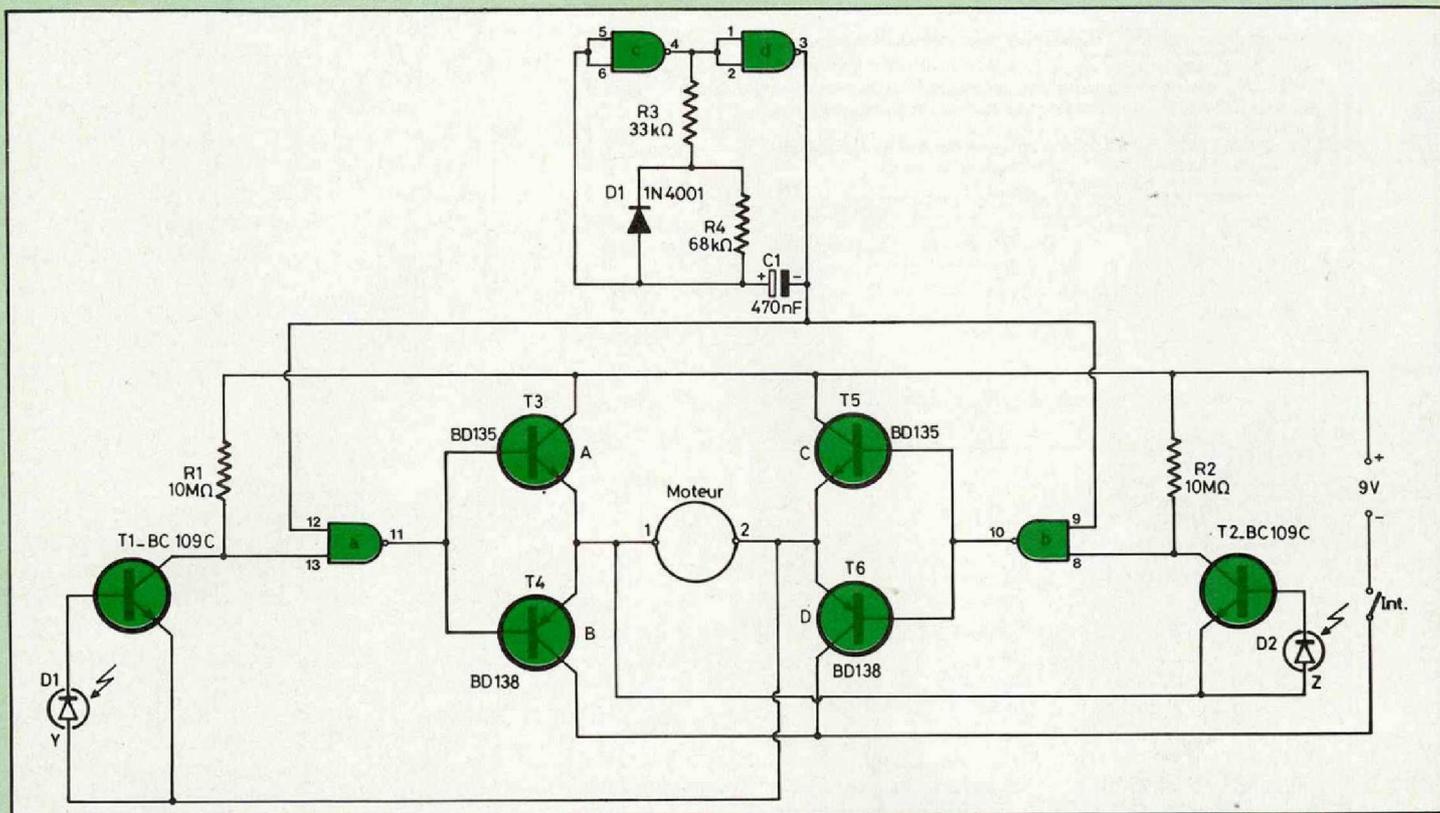


Fig. 1 : Le schéma peut se diviser en trois parties : la cellule, la commande du moteur et le réducteur de vitesse.

Cet article a pour but de vous proposer une télécommande optique simple, originale et efficace.

PRINCIPE

Un moteur commandé à distance par une lampe torche fait tourner un potentiomètre à droite ou à gauche. On peut diviser le schéma de principe de la figure 1 en trois parties :

1. la cellule ;
2. la commande du moteur ;
3. la réduction de vitesse.

LA CELLULE

Un transistor à grand gain (genre BC 109 C) est monté avec l'émetteur au moins et le collecteur au plus à travers une résistance de très forte valeur (10 MΩ), la base est reliée à la cathode d'une led tandis que l'anode retourne au (-).

Si la led n'est pas éclairée, aucun courant ne passe dans la base et le transistor n'est pas conducteur, sa sortie est donc positive.

Si la led est éclairée, on retrouve à ses bornes une tension de quelques millivolts suffisante pour rendre le

transistor conducteur et sa sortie devient négative.

LA COMMANDE DU MOTEUR

Le moteur est branché entre deux sorties d'un ampli en H comportant quatre transistors de puissance.

Si les bases des transistors A, B, C, D, sont portées au (-), seuls les transistors B et D seront conducteurs et les pôles 1 et 2 du moteur seront reliés au (-), aucun courant ne passera donc dans le moteur.

Si les bases des transistors A et B sont portées au (+) et celles des transistors C et D au moins, les transistors A et D seront conducteurs et le (+) ira au pôle 1 du moteur tandis que le moins ira au pôle 2, le moteur tournera dans un sens (1 positif, 2 négatif).

Inversement, si les bases des transistors C et D sont portées au (+) et que celles des transistors A et B restent au (-), les transistors C et B seront conducteurs et le (+) ira au pôle 2 du moteur tandis que le (-) ira au pôle

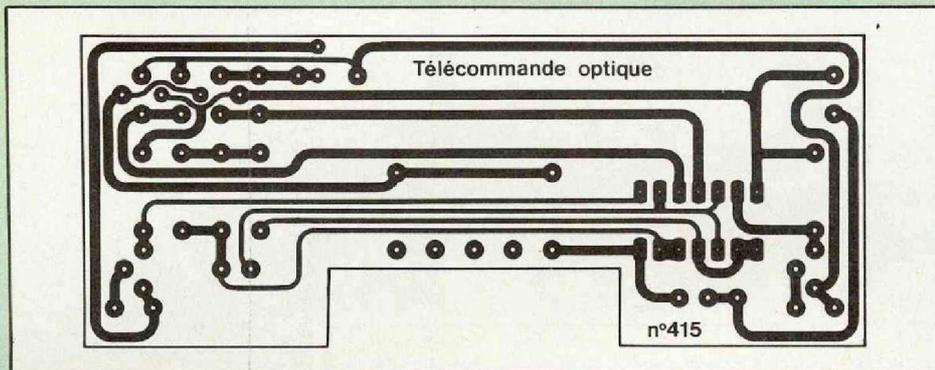


Fig. 2 : Une implantation qui demande un peu de soin.

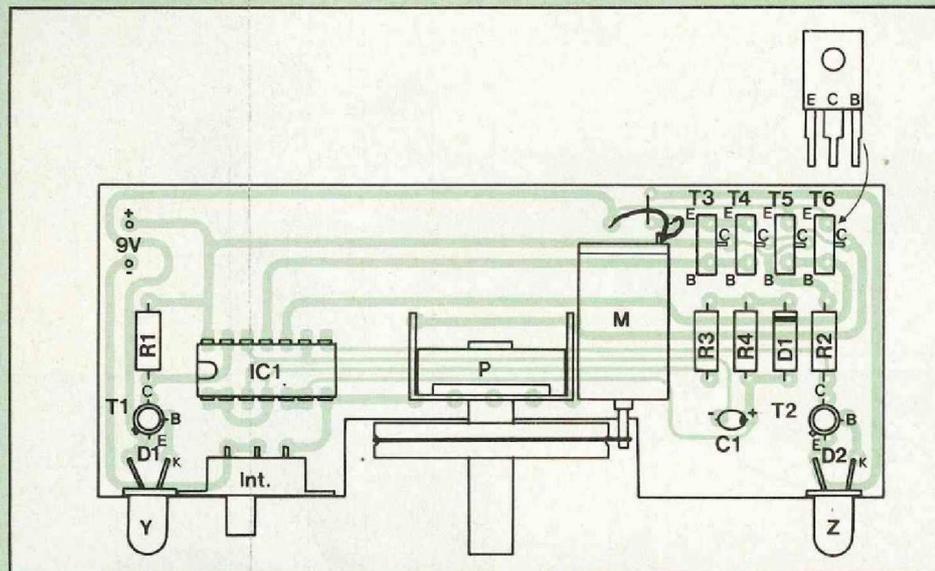


Fig. 3 : Le plan de câblage est précis. Le potentiomètre P comporte une équerre pour le maintenir au circuit imprimé.

1, le moteur tournera dans l'autre sens (2 positif, 1 négatif).

Les transistors A et B ne peuvent conduire ensemble puisqu'ils sont complémentaires, de même que les transistors C et D.

Il y a donc quatre possibilités :

- A et C conducteurs, pôles 1 et 2 positifs ;
- A et D conducteurs, pôle 1 positif, pôle 2 négatif ;
- B et D conducteurs, pôles 1 et 2 négatifs ;
- B et C conducteurs, pôle 1 négatif, pôle 2 positif.

Si nous relions les bases de A et B à la sortie d'une porte NAND et les bases de C et D à la sortie d'une autre porte, il suffira que les entrées

des portes soient positives pour que les pôles 1 et 2 du moteur soient négatifs.

Si nous branchons à l'entrée de chaque porte une cellule comme défini plus haut, nous voyons qu'en éclairant une cellule le moteur tournera dans un sens, et qu'en éclairant l'autre cellule le moteur tournera dans l'autre sens.

Malheureusement, la barrière lumineuse n'est pas parfaite et lorsque nous éclairons une cellule, l'autre reçoit une importante partie de la lumière.

Nous allons donc créer un verrouillage qui interdira à la cellule qui n'est pas éclairée (ou plutôt qui l'est moins) de fonctionner.

Pour cela, il suffit que le retour des cellules ne se fasse pas sur le (—) mais sur le pôle opposé du moteur. En effet, si nous éclairons la cellule Y, le pôle 1 du moteur se trouve au (+) tandis que le pôle 2 est au (—), comme le retour de la cellule Z se fait sur le pôle 1 du moteur et que ce pôle est au (+), la cellule Z ne peut fonctionner.

Le verrouillage cessera dès que la cellule Y ne sera plus éclairée.

La même chose se produit pour l'autre cellule.

LA REDUCTION DE VITESSE

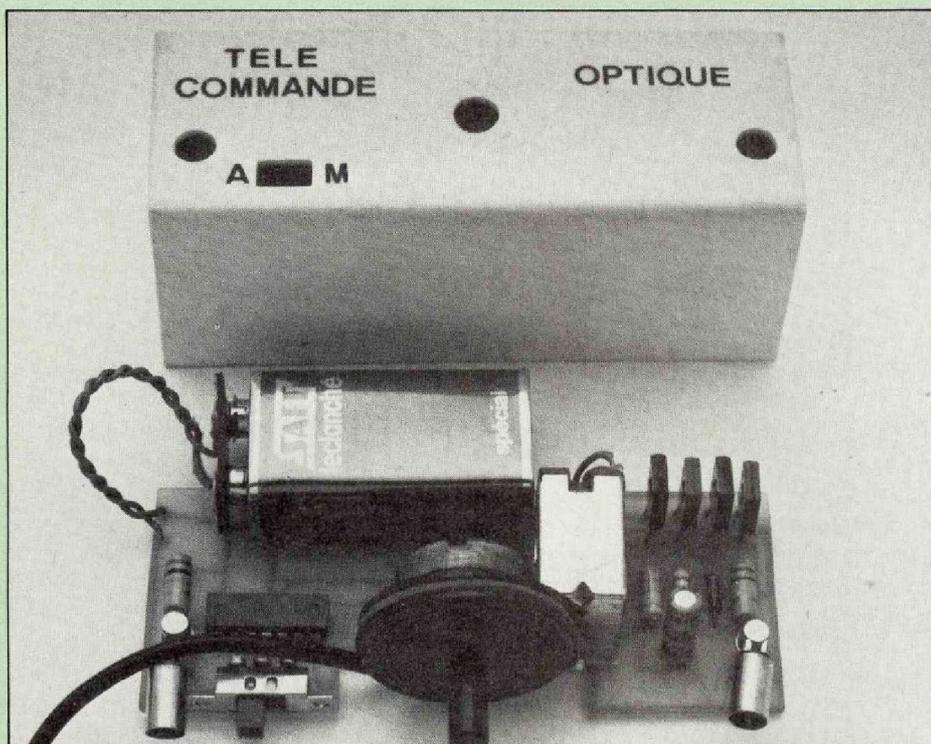
Notre moteur entraîne directement un potentiomètre par l'intermédiaire d'une poulie et d'une courroie servant aussi de friction pour une commande manuelle, mais sa vitesse est trop grande pour un fonctionnement correct et il nous faut la réduire.

Pour cela nous n'allons pas alimenter le moteur en courant continu, mais par des impulsions issues d'un générateur fait avec les deux portes NAND qui n'ont pas été utilisées sur notre 4011.

Ces deux portes sont montées en oscillateur dont la fréquence sera fonction de la valeur du condensateur et de sa résistance de charge, mais la forme du signal de sortie sera un créneau carré qui ne réduira la vitesse que de moitié, ce qui est insuffisant.

Nous allons mettre deux résistances en série dont une shuntée par une diode, ceci fait que dans le sens passant nous aurons la valeur d'une résistance et dans l'autre sens la valeur des deux résistances en série. En choisissant des valeurs convenables, nous allons avoir aux bornes du condensateur une tension en dents de scie qui va nous donner en sortie des impulsions dont la largeur sera fonction d'une résistance, et la fréquence celle des deux résistances en série.

Il ne reste plus maintenant qu'à moduler l'entrée de notre ampli en H en injectant le signal sur une des deux entrées des deux portes de commande.



La télécommande est insérée dans un petit boîtier en plastique de fabrication « maison ».

MONTAGE

Après la réalisation du circuit imprimé dont l'implantation est donnée à la figure 2, on fixera le potentiomètre du type P 20 SC comportant une équerre pour montage direct sur C.I. dont la valeur correspondra à celle de votre téléviseur ou de votre chaîne à commander.

Une poulie sera réalisée dans une rondelle de plastique de diamètre 32 mm, d'épaisseur 5 mm (un vieux bouton convient parfaitement) autour de laquelle on fera une gorge avec une petite lime ronde, puis on l'emmanchera sur l'axe du potentiomètre.

Le moteur s'achète chez un marchand de jouets ou se récupère sur une petite voiture électrique Policar, il est fixé sur le circuit contre le potentiomètre par un morceau d'adhésif double face.

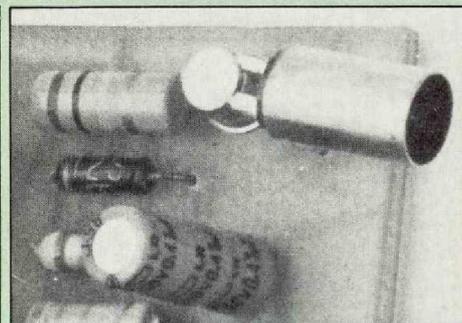
Une petite gorge a été faite à la lime sur le bout de l'axe. Un élastique relie

l'ensemble poulie-axe moteur. Les composants seront mis en place suivant le plan de câblage de la figure 3 puis soudés sur le circuit en respectant la polarité du condensateur et de la diode. Les fils des leds seront pliés à l'équerre et soudés en respectant également la polarité. On baguera les leds par un morceau de gaine plus ou moins long selon la directivité désirée du rayon lumineux. Il n'y a aucun autre réglage.

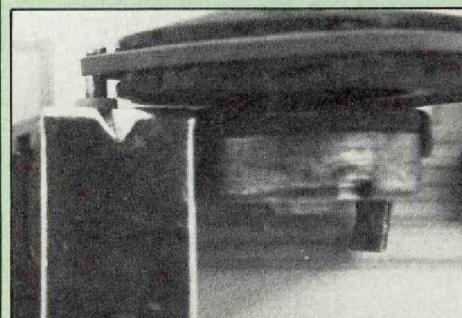
Il ne reste plus qu'à relier notre potentiomètre par un fil blindé à une fiche DIN mâle et à débrancher le potentiomètre de l'appareil à commander qui sera remplacé par une fiche DIN femelle pour le raccordement.

La consommation de l'appareil au repos est de 0,5 mA, et de 80 mA pendant le travail, la rotation complète du potentiomètre se fait en six secondes.

Jacques Bourlier



Les diodes led sont baguées avec un morceau de gaine plus ou moins long selon la directivité désirée.



Le moteur entraîne directement un potentiomètre par l'intermédiaire d'une poulie et d'une courroie.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche $\pm 5\%$

R1 - 10 M Ω
R2 - 10 M Ω
R3 - 33 k Ω
R4 - 68 k Ω

• Condensateur tantale goutte

C1 - 0,47 μ F/35 V

• Semiconducteurs

T1 - BC 109 C
T2 - BC 109 C
T3 - BD 135
T4 - BD 138
T5 - BD 135
T6 - BD 138

D1 - 1N 4001

IC1 - CD 4011

D1 - led rouge diamètre 5 mm

D2 - led rouge diamètre 5 mm

• Potentiomètre

P 20S C Radiohm (voir texte)

• Divers

Moteur « Policar » ou équivalent
Pile 9 V avec bouton pression
Inverseur simple à glissière

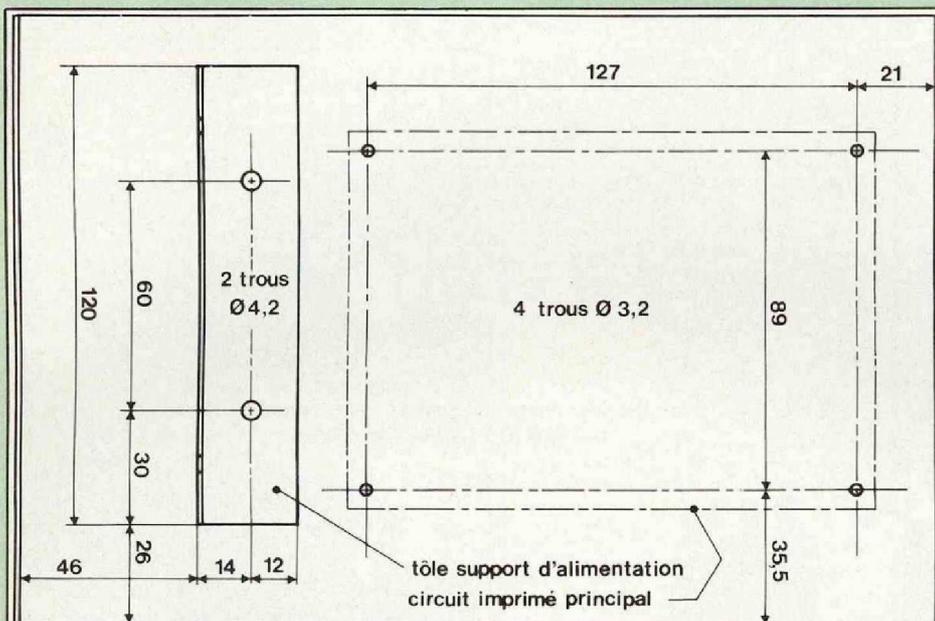


Fig. 10

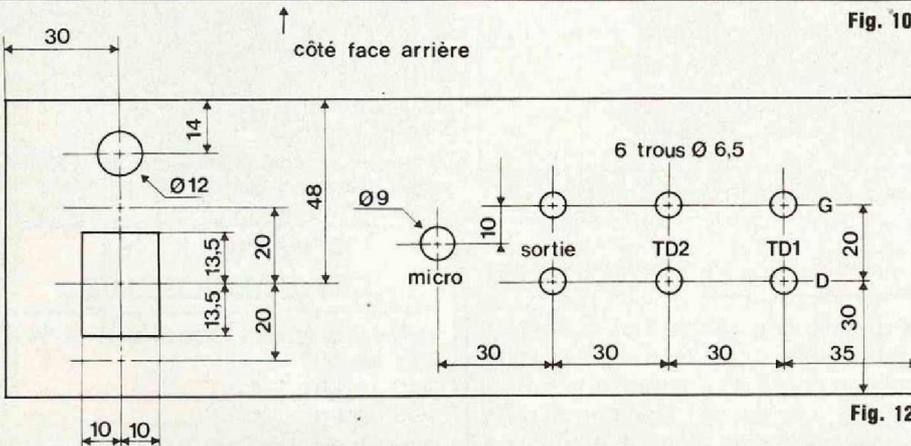


Fig. 12

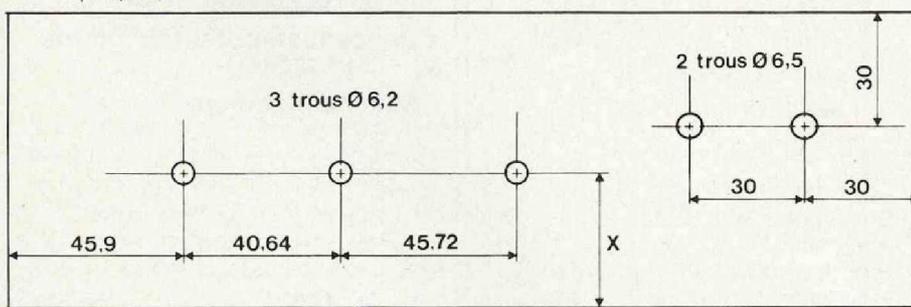


Fig. 13

avec des entretoises de 18mm sous le C.I. principal,

X = 34,7 avec potentiomètres RADIOHM P20

X = 26,7 " " SFERNICE P 11 VX

Fig. 10 à 13 Plans de perçage et découpe à effectuer dans le coffret du préampli-mélangeur. La figure 11 représente la tôle « support d'alimentation » qui sert également de blindage.

CABLAGE DE L'ENSEMBLE

Pour le câblage, le seul point délicat est la ligne de masse (0 V). On

câblera un fil entre la masse de la carte alimentation et la masse de la carte principale et un autre fil entre la

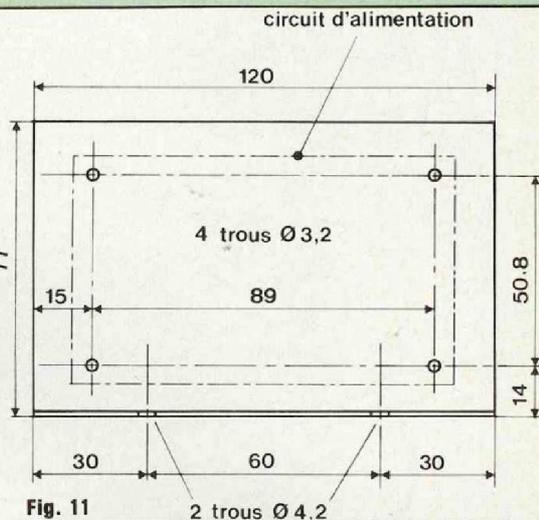


Fig. 11

masse de la carte principale et la masse de la prise Cinch TD2 droite. La face arrière étant en aluminium, toutes les autres prises Cinch et la prise Jack sont électriquement reliées à la masse par montage et **aucune autre connexion de masse** n'est nécessaire.

Pour le reste, on relie les deux points (+) et (-) Valim, deux fils vont vers la led (avec la cathode à la résistance R501). Les picots d'entrée secteur, le porte-fusible, le commutateur marche-arrêt et la prise d'entrée sont câblés d'après le plan de la figure 5. Les prises d'entrée TD1 et TD2 seront reliées avec du fil blindé dont la tresse se soudera sur les deux picots de masse prévus à cet effet comme le montre le dessin de la figure 7. Cette tresse sera coupée à l'autre extrémité et seule l'âme ira vers les points chauds des prises Cinch correspondantes.

L'entrée micro pourra être câblée avec du fil ordinaire car le ronflement n'est pas à craindre à ce niveau (comme nous l'ont montré les essais) : sa liaison est courte et l'impédance faible.

Les deux connexions de sortie seront également réalisées avec du fil ordinaire. Les picots de masse du micro et de la sortie seront donc inutilisés ici.

La terre de la prise secteur pourra être reliée au châssis, au même point que la masse électrique, c'est-à-dire à la masse de la prise TD2.

KIT-4G

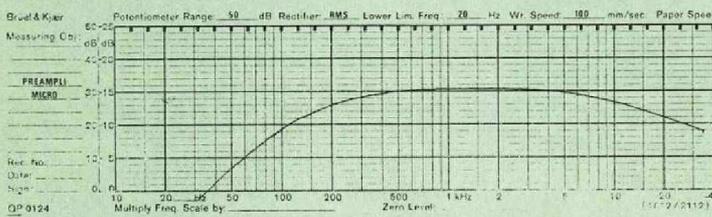


Fig 4. Courbe de réponse obtenue sur la voie gauche du préampli RIAA.

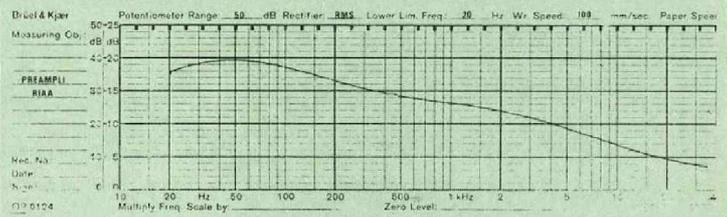


Fig 5. Courbe de réponse du préampli microphone.

PERFORMANCES OBTENUES

S'il est correctement câblé, le mélangeur doit fonctionner dès la première mise sous tension. Pour l'essayer, il vous faudra deux platines tourne-disques et un micro dynamique qui seront raccordés aux entrées. La sortie sera connectée sur une entrée auxiliaire de votre amplificateur. Vous n'aurez plus alors qu'à poser deux disques sur vos platines et à dire « un, deux, un, deux... » au micro (ou tout autre chose) et vous pourrez juger du résultat.

Pour votre information, nous avons effectué les mesures suivantes sur le prototype :

— La tension maximale obtenue en sortie avant écrêtage est de 7,1 V efficaces à 1 kHz en attaquant l'entrée TD1 gauche avec une sinusoïde de 25 mV efficaces.

— Pour ce qui est du gain en ampli RIAA, nous avons obtenu 1,13 V efficaces en entrant 4 mV efficaces à 1 kHz, c'est-à-dire un peu plus que le niveau nominal prévu (1 V efficace). La figure 14 montre le comportement en fréquence du préampli RIAA (TD1 gauche) : la courbe RIAA est assez bien tenue dans l'ensemble.

Sur l'entrée micro, il a fallu appliquer 1,18 mV efficace à 1 kHz pour obtenir 7,1 V efficaces en sortie (tension avant écrêtage) avec un générateur

B.F. de 200 Ω de résistance de sortie. Question gain et toujours à 1 kHz, avec 0,2 mV efficace aux bornes de l'entrée, on obtient 1,68 V efficace en sortie (tous les réglages étant à fond). Le préampli micro seul écrête bien après 1,18 mV efficace : si le potentiomètre de niveau micro est à mi-course, la tension d'entrée peut atteindre 10 mV efficaces sans qu'on ait d'écrêtage.

La fréquence de coupure basse (à -3 dB) vaut environ 275 Hz et la fréquence de coupure haute 7,8 kHz, sans le condensateur C3. Ce condensateur pourra être omis ou porté de 330 pF à 220 pF pour ne pas couper trop les aigus.

Christian Eckenspieller

DES COMPOSANTS NOMENCLATURE

• Résistances à couche métallique $\pm 5\%$ - 1/4 W

R101 à R 401 : 47 k Ω
 R102 à R 402 : 130 k Ω
 R103 à R 403 : 470 Ω
 R104 à R 404 : 4,7 k Ω
 R105 à R 405 : 470 k Ω
 T106 à R 406 : 47 k Ω
 R107 à R 407 : 9,1 K Ω
 R1 : 620 Ω
 R2 : 100 k Ω
 R3 : 22 k Ω
 R4 : 22 k Ω
 R5 : 220 Ω
 R6 : 220 Ω
 R7 : 100 k Ω
 R8 : 15 Ω
 R9 : 27 k Ω
 R10 : 3,3 k Ω
 R11 : 100 k Ω
 R12 : 100 Ω
 R13 : 100 k Ω
 R14 : 100 k Ω
 R15 : 100 k Ω
 R16 : 100 k Ω
 R17 : 47 k Ω
 R18 : 47 k Ω
 R19 : 22 k Ω
 R20 : 22 k Ω
 R21 : 470 k Ω

R22 : 470 k Ω
 R501 : 2,2 k Ω (couche carbone 1/2 W)

• Potentiomètres

P1 : 2 \times 10 k Ω lin.
 P2 : 10 k Ω log.
 P3 : 2 \times 47 k Ω log.

• Semiconducteurs

CI1 : LM 387 N ou AN
 CI2 : LM 387 N ou AN
 CI3 : TL 074 CN
 CI4 : 7812
 CI5 : 7912
 T1 : BC 413 C
 T2 : BC 413 C
 T3 : BC 415 C
 T4 : BC 415 C
 T5 : BC 413 C
 D1 : 1N 4002
 D2 : 1N 4002
 D501 : Pont 100 V/1 A
 D3 : Diode led diamètre 5 mm

• Condensateurs non polarisés

C101 à C401 : 0,1 μ F
 C103 à C403 : 6,8 nF
 C104 à C404 : 1,8 nF
 C105 à C405 : 470 nF
 C1 : 10 nF
 C2 : 10 pF céramique
 C3 : 330 pF céramique
 C4 : 0,1 μ F

C6 : 220 nF
 C7 : 220 nF
 C8 : 10 nF céramique
 C9 : 10 nF céramique

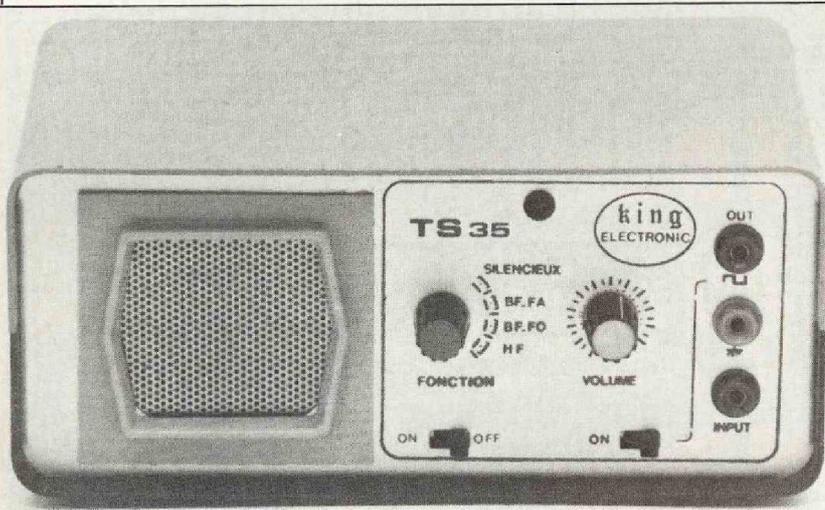
• Condensateurs polarisés

C102 à C 402 : 22 μ F/16 V tantale goutte
 C5 : 22 μ F/16 V tantale goutte
 C10 : 2,2 μ F/35 V tantale goutte
 C11 : 2,2 μ F/35 V tantale goutte
 C12 : 1 μ F/35 V tantale goutte
 C13 : 1 μ F/35 V tantale goutte
 C14 : 1 μ F/35 V tantale goutte
 C501 : 1 000 μ F/25 V
 C502 : 1 000 μ F/25 V

• Divers

TRS. Transfo 2 \times 15 V/4 VA
 Porte-fusible + fusible
 Commutateur M/A
 Prise secteur
 6 prises CINCH châssis
 1 prise JACK diam. 6,35 châssis
 1 coffret ESM réf. EC 24/08 FA
 3 boutons

SIGNAL TRACER



La présence d'un signal tracer dans un laboratoire, c'est le témoignage d'une volonté d'équipement efficace et simple pour qui ne désire ni ne peut investir dans du matériel plus sophistiqué. Dès que l'on dépasse le premier stade du bricolage, avec montages élémentaires, le besoin de cet appareil se fait ressentir si l'on aborde des réalisations plus complexes, car comprenant plusieurs étages (HF et BF). Celui que propose Mabel nous a semblé intéressant justement par le fait qu'il est capable de suivre le cheminement correct d'un signal, depuis les méandres incertains des amplis HF jusqu'à l'évidence d'un étage de sortie en collecteur commun.

PRESENTATION

S'il faut préciser les choses, disons que l'on nomme communément signal tracer un dispositif simple, capable d'injecter un signal en un point particulier d'un circuit et de récupérer ce signal en aval, après son amplification ou autre forme de traitement. Le signal collecté est appliqué à un petit haut-parleur qui autorise une appréciation sonore de la qualité du circuit testé, voire, pour

les vérifications les plus simples, de la continuité d'un circuit ou d'un faisceau de câbles. Résumé à sa plus simple expression, le signal tracer se compose donc d'un oscillateur à fréquence fixe (signaux carrés), d'un petit ampli et d'un haut-parleur. On retrouve nécessairement ces éléments dans le ST 210 avec quelques raffinements supplémentaires. Le tout, câbles exceptés, tient dans un boîtier de dimensions presque raisonnables et d'une esthétique à peine discutable, question de goût.

GENERALITES

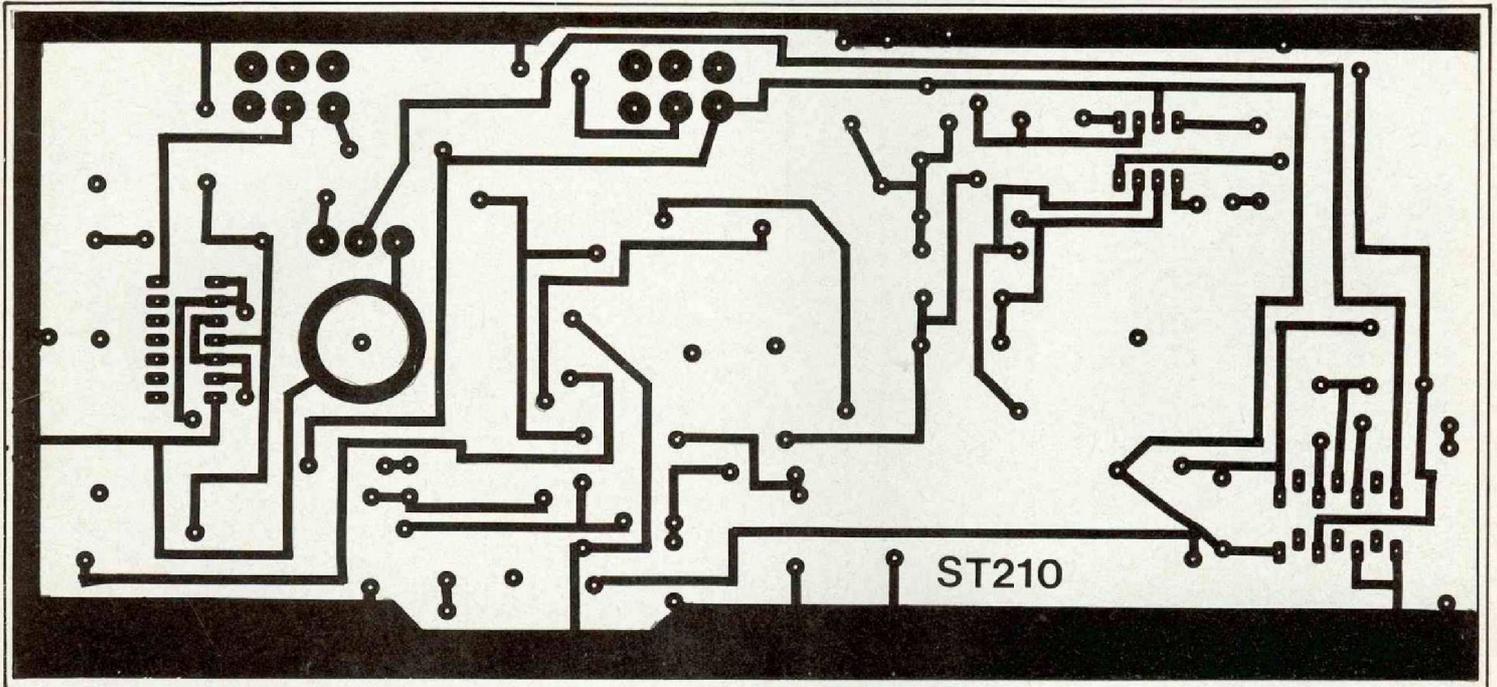
Le kit est livré dans une boîte, avec un petit bouquin relatif à son montage et son utilisation. Manifestement rien ne manque, pas même la nomenclature de la visserie. On parcourt cette petite littérature aisément, seul le schéma de principe, malgré sa relative simplicité, reste un peu difficile à examiner. Par contre, circuit imprimé, implantation et vue éclatée de la réalisation ne laissent place à aucune équivoque. Il faut dire cependant que la plupart des commandes situées en face avant sont connectées directement sur le circuit imprimé. De ce fait, le câblage est

réduit au minimum et, par voie de conséquence, les erreurs le sont tout autant. L'essentiel se trouve donc sur une plaquette, en verre époxy, s'il vous plaît, avec étamage au rouleau, c'est bien. Le graphisme des pistes peut être qualifié de correct : c'est propre et sans histoires.

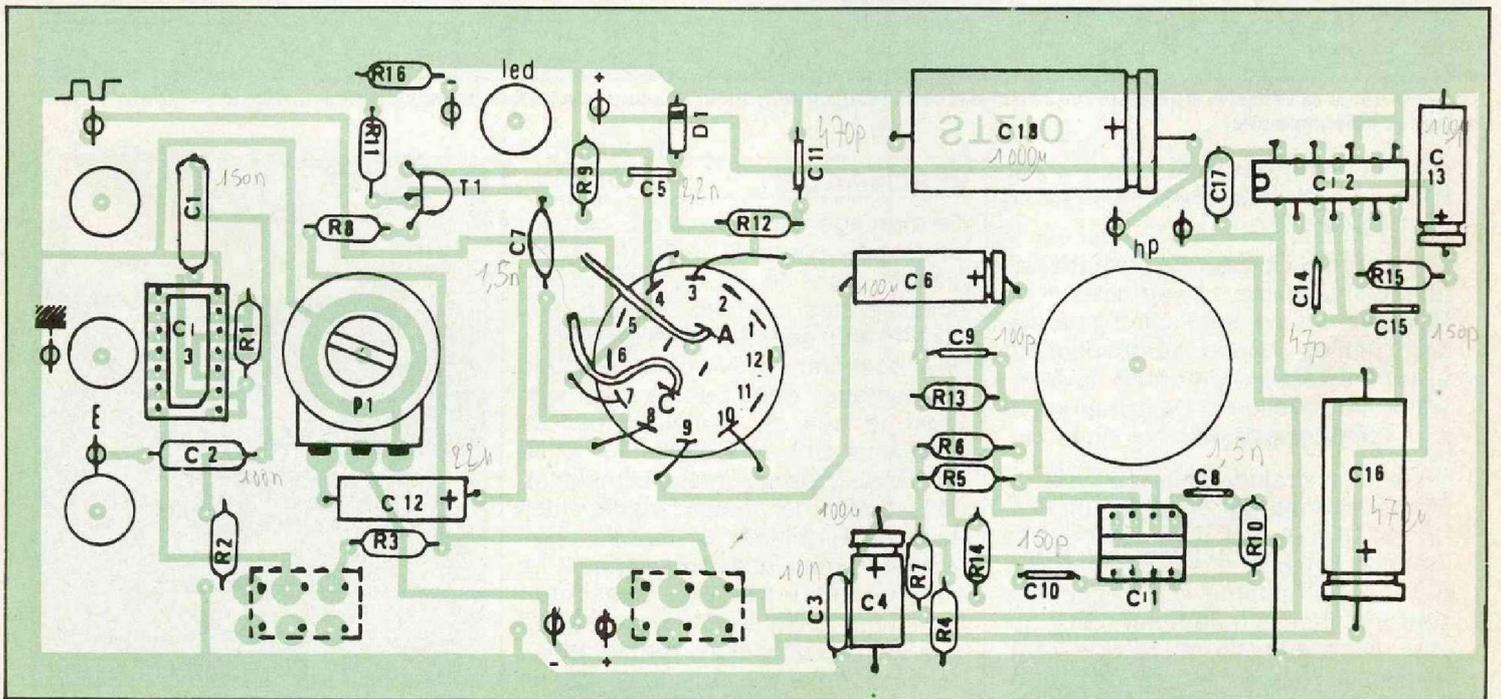
LE PRINCIPE

C'est tout simple. Si on se réfère au schéma, on verra en C13, en haut à gauche, un générateur de signaux rectangulaires, construit autour de deux portes NAND en technologie CMOS. Le signal issu de cet oscillateur est acheminé vers la sortie via C2. On eut pu regretter que l'amplitude de ce signal soit non réglable en amplitude (risque de saturation de certains circuits trop sensibles). Mais il est vrai que l'adjonction d'un simple potentiomètre en sortie aurait augmenté l'impédance de sortie de ce générateur. Le signal collecté en un autre point du circuit à tester est appliqué à la borne E. Selon sa nature et son niveau, il subira quelques traitements sélectionnés par un double commutateur à quatre positions. Si son amplitude est suffisante, il sera directement appliqué à l'entrée de C12, par l'intermédiaire de C12 et P1, apparaîtra sous forme sonore, issu du haut-parleur. Au cas où ce signal serait trop faible, la troisième position du commutateur le véhicule vers le préamplificateur C11, de gain 100 environ ; l'entrée de C12 étant dans ce cas reliée à la sortie de C11. La quatrième position, très intéressante à notre sens, autorise la détection d'un signal haute fréquence en entrée. La borne E se trouve reliée à la grille du FET T1, avec une impédance d'entrée élevée, de ce fait ; ceci permet de ne pas perturber le fonctionnement des étages haute fréquence sous contrôle. On récupère ce même signal à basse impédance sur la source de T1, puis il est démo-

KIT ST210 KING ELECTRONIC

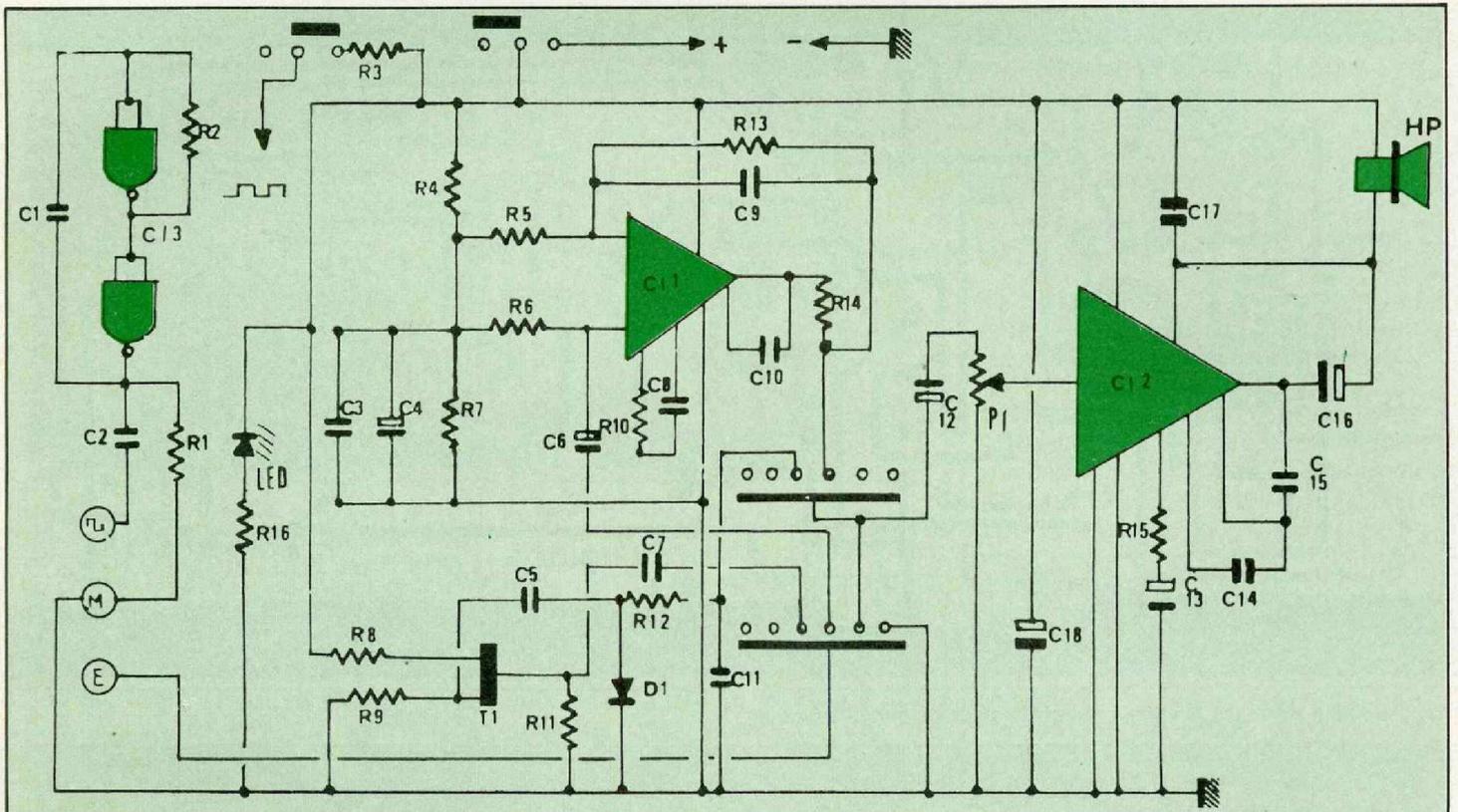


Une implantation aérée qui facilite la reproduction de ce circuit imprimé.



Un plan de câblage détaillé. Potentiomètre et commutateurs sont fixés directement sur la plaquette. Ne pas oublier le strap à côté de R10.

notre sélection du mois



Le signal tracer se compose d'un générateur de signal carré (C13), un adaptateur d'impédance (T1), un préamplificateur en tension (C11) et un amplificateur de puissance (C12).

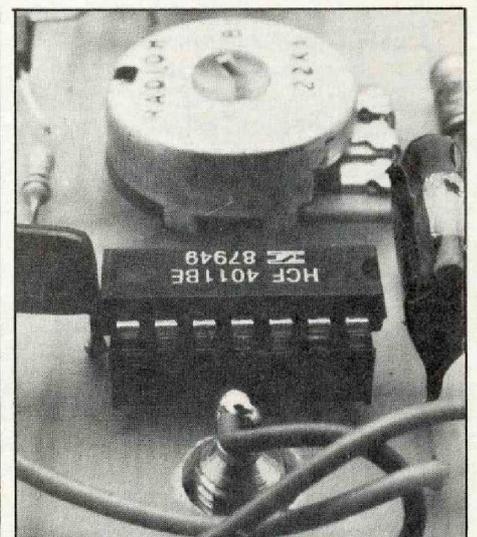
dulé (détecté) par le réseau C5, D1, R12, C11 et finalement appliqué à l'entrée de C12.

Les caractéristiques de cet adaptateur d'impédance lui permettent de fonctionner jusque dans les gammes des petites ondes (probablement jusqu'à 40 MHz), bien qu'il ne fonctionne pas réellement en drain commun (présence de R8).

On eut pu craindre que ce type de montage, sans gain, soit insuffisant. En fait, il n'en est rien, car dans la pratique on sait que les émissions dans cette gamme de fréquences sont très faciles à détecter (ceux qui font des préamplis micro non compensés en fréquence ne nous contrediront pas, pas plus que les cibistes d'ailleurs...).

REALISATION

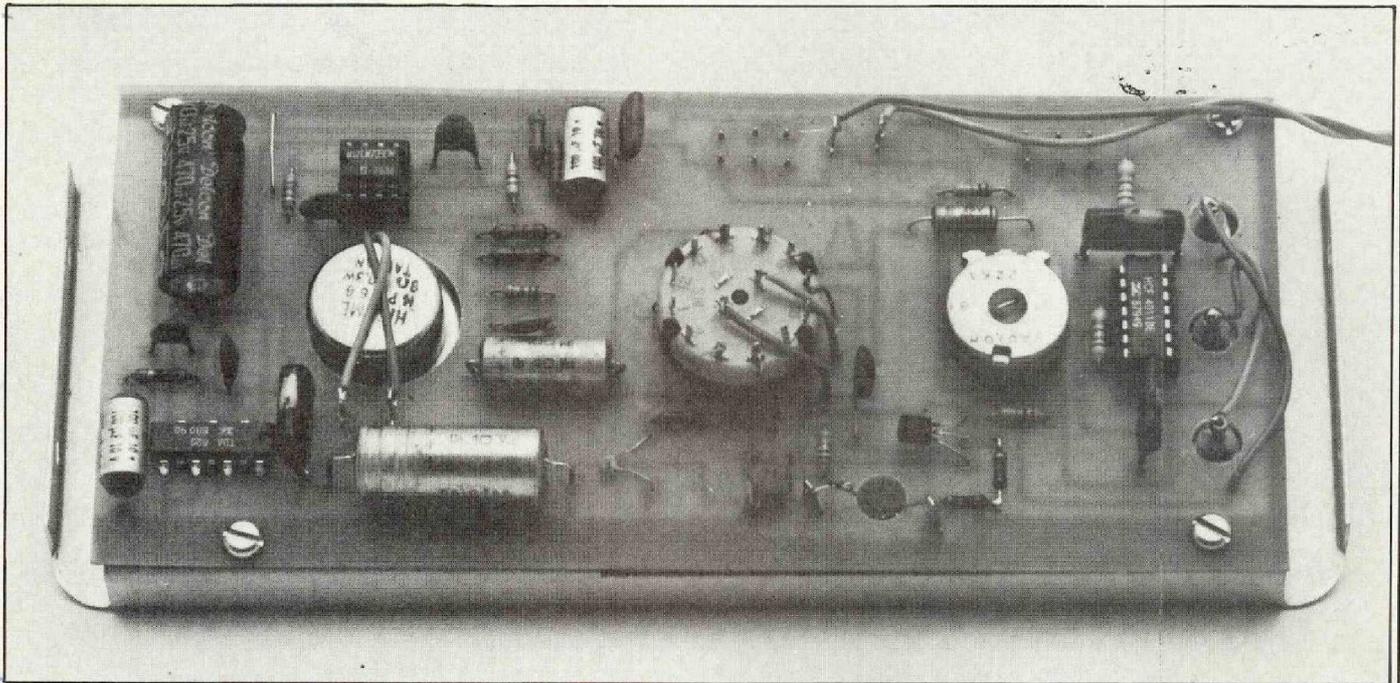
Ce montage fait appel à des composants très courants mais de bonne qualité. Dans le kit complet, il est possible que certains d'entre eux soient remplacés par des équivalences, ceci étant prévu dans la notice de montage ; donc pas de surprises. C'est le cas de l'amplificateur de puissance C12, référencé TAA 611B ou TBA 820, par exemple. L'implantation souffre de petites imprécisions (taille de certaines résistances, commutateur) mais reste très logique. Le câblage externe est quasiment inexistant puisqu'il se résume à la soudure des deux fils d'alimentation ; conçu de cette manière, le ST-120 ne peut que fonctionner dès la mise sous tension.



Le circuit intégré CD 4011 délivre un signal carré à partir de deux portes NAND.

KIT ST 210 KING ELECTRONIC

Nous remercions les Ets Mabel d'avoir bien voulu permettre de publier le Signal Tracer ST 210, en acceptant un banc d'essai de leur matériel avant publication.



Le circuit imprimé se fixe directement sur la face avant du ST 210. Reste à raccorder quelques fils entre le module et les composants fixés sur cette face avant, l'appareil est alors prêt à fonctionner.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances 1/4 ou 1/2 W

R1 - 1,5 k Ω
R2 - 1,5 k Ω
R3 - 10 k Ω
R4 - 3,3 k Ω
R5 - 220 Ω
R6 - 220 Ω
R7 - 3,3 k Ω
R8 - 10 k Ω
R9 - 10 k Ω
R10 - 22 k Ω
R11 - 1 M Ω
R12 - 6,8 k Ω
R13 - 22 k Ω
R14 - 47 Ω
R15 - 27 Ω
R16 - 1 k Ω

• Condensateurs céramiques

C5 - 2,2 nF
C7 - 1,5 nF

C8 - 1,5 nF
C9 - 100 pF
C10 - 150 pF
C11 - 470 pF
C14 - 47 pF
C15 - 150 pF

• Condensateurs papier métal

C1 - 0,15 μ F
C2 - 0,1 μ F
C3 - 10 nF
C17 - 0,1 μ F

• Condensateurs chimiques

C4 - 100 μ F/12 V
C6 - 100 μ F/12 V
C12 - 22 μ F/25 V
C13 - 100 μ F/12 V
C16 - 470 μ F/25 V
C18 - 1 000 μ F/25 V

• Semiconducteurs

CI1 - μ A 709

CI2 - TAA 611 B

CI3 - CD 4011

D1 - OA 90

D2 - diode LED diamètre 5 mm

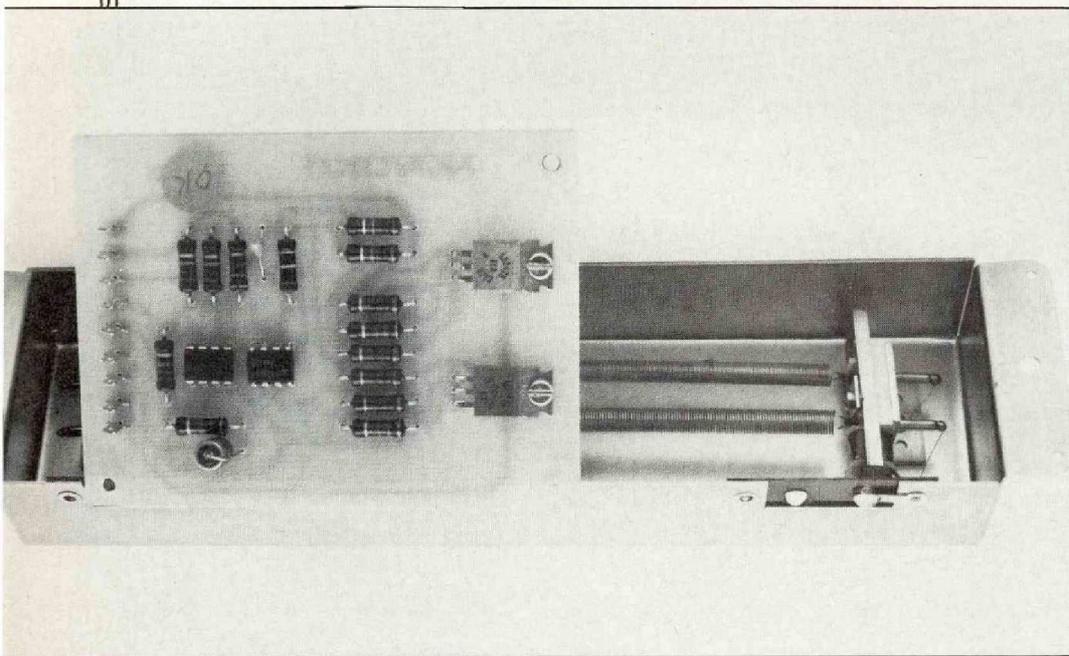
T1 - 2N 3819

• Divers

1 support CI 8 pattes
1 support CI 14 pattes
10 picots
1 bouchon 4 broches avec capot
1 coupleur piles
1 potentiomètre 22 k Ω
1 douille isolée noire
2 douilles isolées rouges
1 prise DIN 5 broches châssis
1 haut-parleur 7 cm
1 commutateur 2 circuits/
6 positions
2 commutateurs à glissière
pour CI

notre sélection du mois

REVERBERATION



La réverbération est un phénomène acoustique naturel bien connu, dû à la réflexion des ondes contre des parois. Pour s'en convaincre, il suffit de se rendre dans une église et prononcer quelques paroles, ou tout simplement pénétrer dans une pièce non aménagée. L'effet, quoique atténué dans le second cas, est tout de même bien présent. On peut artificiellement recréer ce son en électronique en utilisant une ligne à retard, celle-ci ayant pour but de transmettre un signal à travers un ou plusieurs ressorts.

Le circuit de réverbération R50 est associé avec une ligne à retard DME-05. Il permet d'obtenir un effet de décalage du son donnant à celui-ci un relief, une profondeur, comparable à ce que l'on constate dans une église.

C'est l'un des effets spéciaux les plus utilisés actuellement pour enrichir les timbres d'instruments ou de la voix humaine.

Le R50 se connecte soit entre l'ins-

trument (ou le micro) et le préampli, soit entre le préampli et l'ampli de puissance.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma de principe permet de suivre les différents étages de cette réverbération. Le signal est appliqué au travers des résistances R11 et R13 soit à un amplificateur de moyenne puissance, soit à un étage mélangeur.

L'étage de puissance comprend un ampli op. SFC-741 monté en inverseur et deux transistors complémentaires BD-241 et BD-242.

Le signal appliqué sur la broche 2 du 741 par le condensateur C2 est amplifié. Disponible sur la broche 6, il est transmis aux bases des transistors T1 et T2 au travers des résistances R2 et R6.

Au point commun des résistances d'émetteurs, une résistance de contre-réaction R10 réinjecte le signal sur l'entrée inverseuse de IC1. Avec la résistance R11, elle détermine

le gain en tension de cet amplificateur.

L'impédance de sortie de cet étage amplificateur est relativement faible, ce qui est indispensable pour attaquer la ligne de retard dont l'impédance d'entrée est de 8Ω .

Entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée de la DME-05 est insérée une résistance de 50Ω (R7 // R8).

Les principales caractéristiques de la DME-05 sont les suivantes :

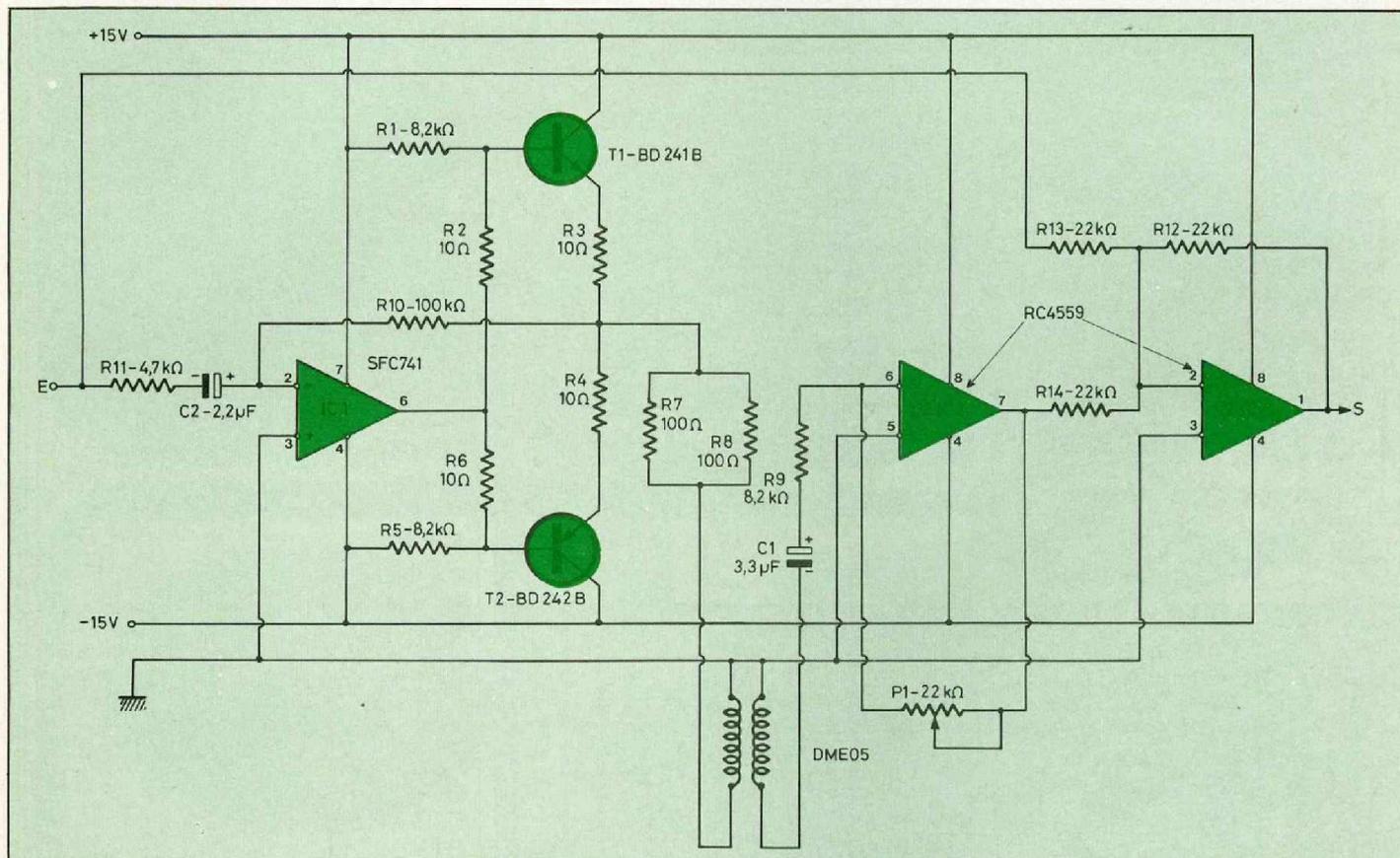
- retard : 15 m/s ;
- bande passante : 100 à 3 000 Hz ;
- impédance entrée/sortie : $8 \Omega/3 \text{ k}\Omega$.

Le signal est donc appliqué à un bobinage ayant une impédance de 8Ω lequel est récupéré ensuite par un deuxième bobinage dont l'impédance est beaucoup plus élevée, ici $3 \text{ k}\Omega$. La transmission est assurée par deux ressorts et se fait de la façon suivante : le signal part d'un bobinage et est réceptionné par le deuxième, puis réexpédié à son point de départ comme une balle de ping-pong dans un mouvement oscillatoire progressif et amorti.

Le condensateur C1 se charge de récupérer ce signal fortement atténué pour l'appliquer à un ampli op. monté également en inverseur. Il s'agit d'un 1/2 RC-4559, circuit intégré réputé pour être un faible bruit, ce qui est indispensable ici. Le gain en tension est déterminé par la valeur du potentiomètre P1 monté en résistance variable. Il permet donc d'agir sur le taux de réverbération, le gain maximum étant de 2,6, on a donc la possibilité de « colorer » le son à volonté.

Le signal réverbéré est ensuite mélangé au signal direct, lesquels signaux sont appliqués au second étage du RC-4559. La sortie broche 1 du circuit intégré permet de prélever cette modulation plus ou moins réverbérée à basse impédance, ce qui facilite les interconnexions avec un préamplificateur ou un ampli de puissance.

KIT R 50 NOVOKIT



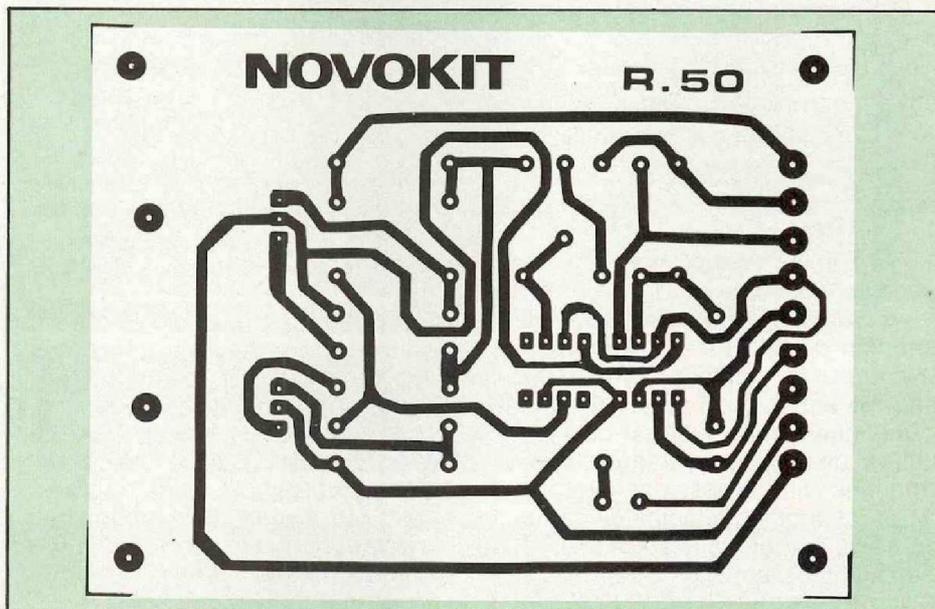
LE MONTAGE

Un circuit imprimé aux dimensions de 100 x 75 mm reçoit tous les composants à l'exception bien entendu de l'unité de réverbération DME-05 et du potentiomètre P1.

La nomenclature permet de connaître la valeur nominale de chaque composant. A noter qu'un second potentiomètre P2/22 kΩ peut être câblé en sortie de cette réverbération, ce qui permet alors de doser l'amplitude du signal réverbéré et d'éviter tout risque de saturation de l'étage suivant.

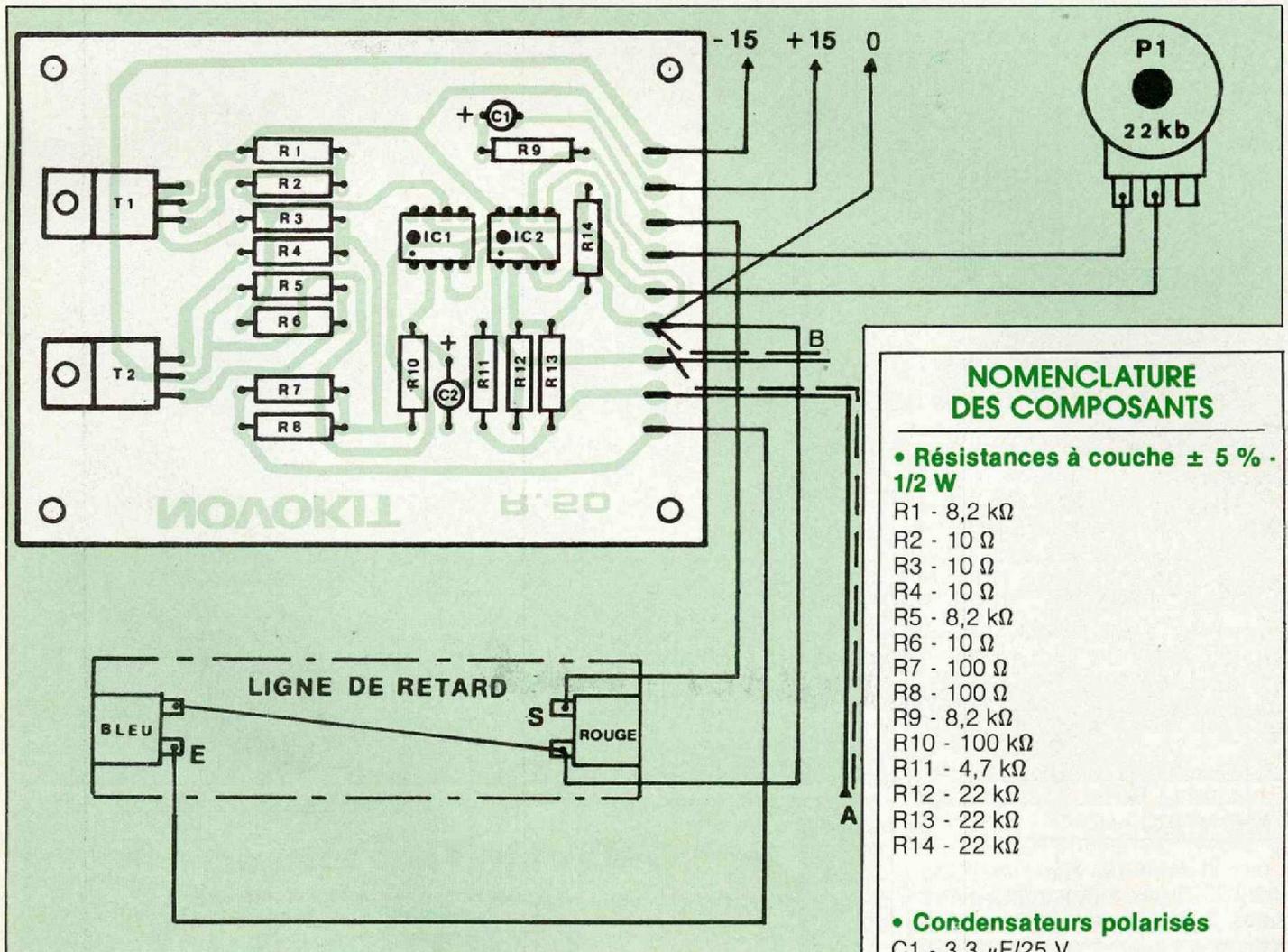
Les liaisons du R50 vers micro, préampli et ampli seront obligatoirement réalisées en fil blindé.

Il est inutile de prévoir des dissipateurs pour les transistors de puis-



KIT R 50 NOVOKIT

La réverbération R 50 de Novokit permettra de satisfaire tous les amateurs d'effets spéciaux.



Faire attention lors du raccordement de la ligne de retard au module, à ne pas intervenir le bobinage.

sance T1 et T2. Attention à l'orientation des condensateurs électrochimiques et des circuits intégrés. L'alimentation du R50 est réalisée impérativement en tension symétrique comprise entre ± 10 et ± 16 V.

A noter également qu'il est possible d'utiliser des lignes de retard de performances différentes, par exemple la MEB-02 dont les principales caractéristiques sont les suivantes :

- retard : 25 à 30 m/s ;
- bande passante : 100 à 3 000 Hz ;

- impédances entrée/sortie : 16 Ω /10 k Ω .

La ligne de retard sera collée sur un amortisseur en matériau élastique afin qu'elle ne soit pas perturbée par des vibrations mécaniques parasites. Les interconnexions sont simples, le point A véhicule la modulation en provenance du préampli ou du micro. La point B transmet cette modulation vers le préampli ou l'ampli.

Le potentiomètre P1 règle le niveau de réverbération.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche $\pm 5\%$ - 1/2 W

- R1 - 8,2 k Ω
- R2 - 10 Ω
- R3 - 10 Ω
- R4 - 10 Ω
- R5 - 8,2 k Ω
- R6 - 10 Ω
- R7 - 100 Ω
- R8 - 100 Ω
- R9 - 8,2 k Ω
- R10 - 100 k Ω
- R11 - 4,7 k Ω
- R12 - 22 k Ω
- R13 - 22 k Ω
- R14 - 22 k Ω

• Condensateurs polarisés

- C1 - 3,3 μ F/25 V
- C2 - 2,2 μ F/25 V

• Semiconducteurs

- T1 - BD 241 B
- T2 - BD 242 B
- IC1 - SFC 741
- IC2 - RC 4559 ou RC 1458

• Potentiomètres

- P1 - 22 k Ω log.
- P2 - 22 k Ω log.

• Divers

Unité de réverbération DME-05 ou MEB-02