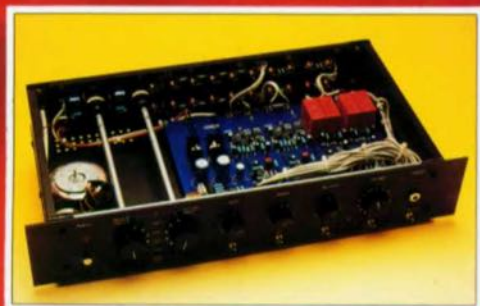


ELEKTOR

électronique



The Complet (II)
préampli haut de gamme
à 6 entrées

analyseur logique
pour IBM PC
et Atari ST

interface d'E/S à 8 bits
pour Atari ST



M1531 - 152 - 22,00 F



décodeur RDS autonome

SOMMAIRE



n°152
février 1991

Contrairement à ce que donne à penser la photo de couverture, le montage le plus important décrit dans ce numéro d'Elektor n'est pas le décodeur RDS autonome, mais l'analyseur logique pour IBM PC & Compatible et Atari-ST. Il n'est pas toujours facile de réussir un certain équilibre entre les différents domaines de l'électronique amateur. Nous nous y attachons du mieux possible.

Services

- 14 **elektor software service (ESS)**
- 14 **liste des circuits imprimés (EPS)**
- 17 **répertoire des annonceurs**
- 39 **circuits imprimés en libre service**

Informations

- 25 **redresseurs et doubleurs de tension**
D.A.J. Harkema
- 27 **elekture:** Guides Rapides de FRAMEWORK III ET EXECUTIVE, UNIX, LOTUS 1.2.3 Version 2.2 - circuits intégrés TÉLÉVISION
- 42 **et 55 tort d'elektor:** infocarte 169 - infocarte 176 - TOS-mètre - Installation d'une antenne parabolique
- 51 **l'a.b.c. de la mesure (III)**
mesure de courant et de puissance
F.-P. Zantls

- 55 **chip select:** TLE 4211/4214
- 62 **amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage**

RÉALISATIONS

Audio-Vidéo

- 19 **The Complet (II)**
préamplificateur haut de gamme universel à 6 entrées

Micro-informatique

- 28 **analyseur logique modulaire (I)**
pour IBM PC & Compatibles et Atari ST monochrome
K. Nischalke & H.-J. Schulz
- 52 **interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST**
une autre utilisation de l'interface MIDI
M. Breuer

Modélisme

- 34 **capacimètre CAR 7000**
pour accus CdNi et accus au Pb

Mesure

- 56 **pont L-C-R**
mesure par recherche d'équilibre
E. Chicken

Hautes-Fréquences

- 65 **décodeur R.D.S. autonome**
décodage par μ P8032
M. Ohsmann

amplificateur opérationnel double
NE 5532

elektor compocarte

Description générale

Le NE 5532 est un amplificateur opérationnel double au bruit intrinsèque extrêmement faible. Ce composant convient tout particulièrement aux circuits audio professionnels, aux instruments de mesure, aux circuits de commande et aux amplificateurs téléphoniques.

Cet amplificateur opérationnel est doté d'une compensation interne pour un gain ≥ 3 . On adapte la réponse en fréquence en fonction de l'application à l'aide d'un condensateur externe.

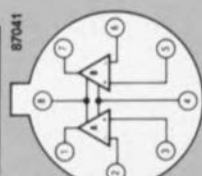
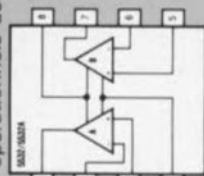
Le NE 5532 est compatible (broche à broche) avec les amplificateurs opérationnels des types LM358, MC1458, RC4558, TL062, TL072 et TL082.

Boîtiers:

Brochage:

DIL 8 broches

- | | |
|---|---------------------------------|
| 1 | Sortie A |
| 2 | Entrée inverseuse A |
| 3 | Entrée non-inverseuse A |
| 4 | Tension d'alimentation négative |
| 5 | Entrée non-inverseuse B |
| 6 | Entrée inverseuse B |
| 7 | Sortie B |
| 8 | Tension d'alimentation positive |
- Philips, Valvo



TO-99

Fabricants:

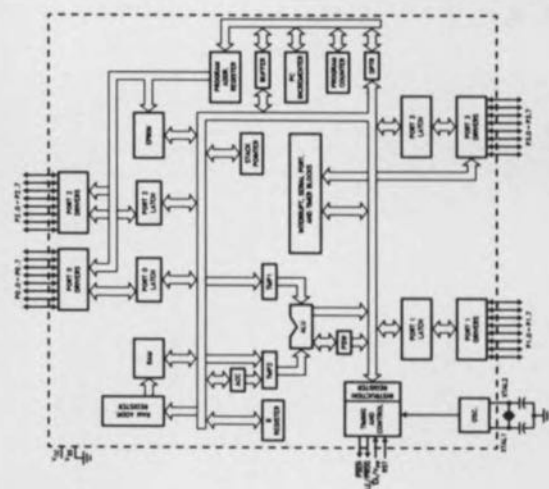
D58

elektor - infocartes

8032 AH
Intel

micro-contrôleurs
2

elektor infocarte 180



Le 8032AH d'Intel est un micro-ordinateur mono-puce à 8 bits de la famille des MCS-51. Ce type de micro-contrôleur intègre 256 octets de RAM mais ne possède pas d'EPROM (mémoire effaçable aux ultraviolets).

Caractéristiques techniques:

- 2 compteurs d'événements à 8 bits
- 2 compteurs d'événements à 16 bits
- Structure d'interprétation à 2 niveaux de priorité.
- RAM adressable au niveau du bit.
- Set de 111 instructions (dont 64 à cycle unique).
- Capable de gérer un espace mémoire de programme de 64 Koctets.
- Capable de gérer un espace mémoire pour données de 64 Koctets.

À l'exception des types 8031 et 8032, les membres de la famille des MCS-51 possèdent une mémoire interne en EPROM. Dans le cas du 8032AH le bloc "EPROM" est compris dans la structure interne reliée à une mémoire en EPROM externe.

La plupart des micro-ordinateurs mono-puce à 8 bits du type MCS-51 comportent 2 compteurs d'événements/temporisateurs internes. Le 8032AH, comme le 8052AH, est doté de 3 compteurs d'événements/compteurs internes.

(Source Intel)

The Complet

2^e partie

haute qualité et options nombreuses... à un prix très abordable



Après nous être intéressés, dans la première partie, aux différents schémas, il est temps maintenant d'examiner le côté pratique des choses. Avant de mettre le fer à souder à chauffer, il vous faudra acquérir les platines et les composants nécessaires pour la réalisation de ce prestigieux montage. Il vous faudra encore quelques heures d'intense concentration avant de pouvoir, enfin, jouir de votre musique préférée par l'intermédiaire de The Complet.

Il n'est pas exclu qu'il y ait, parmi vous, certains lecteurs que l'examen des schémas publiés dans la première partie a surpris, voire qu'il y en ait certains autres qui ont été franchement effrayés par la complexité générale du dernier-né de nos préamplificateurs, **The Complet**, qui, comme l'indique son nom anglicisé, comporte toutes les fonctions dont peut rêver un audiophile.

Que tous se rassurent, un choix judicieux de la disposition des différents sous-ensembles garde à ce montage des dimensions fort raisonnables, comme vous le prouve la photo de couverture du mois dernier.

Dans l'article du mois passé nous nous sommes intéressés à la platine de bus qui outre les embases d'entrée et de sortie comporte encore un certain nombre de tampons et les commutateurs rotatifs permettant la sélection de la source d'entrée (SOURCE SELECT) et de la source du signal à enregistrer (RECORD SELECT). Cette approche permet de ne pas avoir à effectuer d'innombrables modifications des interconnexions des câbles. Les sélecteurs sont commandés depuis la face avant par l'intermédiaire de tubes élongateurs reliant l'organe

de commande placé sur la face avant, le bouton, à l'axe du rotateur concerné.

On retrouve sur la platine principale tous les composants représentés en figure 3 de l'article du mois précédent, exception faite des organes de commande implantés, bien entendu, sur la face avant.

La réalisation de la platine principale, un circuit double face à trous métallisés, ne devrait guère poser de problème, chacun des sous-ensembles s'étant vu attribuer un emplacement bien précis sur la platine.

La préparation du coffret et le câblage des organes de commande à la platine principale constituera en fait le "gros oeuvre" de cette réalisation. Il n'existe pas moins de 32 paires de connexions, sans compter les autres; aussi si l'on veut réaliser un câblage propre il faudra opter pour la technique aéronautique du câblage en bus. Nous y reviendrons. En voici assez en ce qui concerne la description globale de l'ensemble et l'aspect mécanique de ce préamplificateur.

Avant d'en arriver là, nous allons, comme promis le mois dernier, voir quelles sont les options possibles en ce qui concerne les types d'amplifi-

cateurs opérationnels utilisables, et ce avant de nous lancer dans la partie pratique de ce montage, la soudure.

Caractéristiques techniques mesurées:

Sensibilité d'entrée:

Entrée MD: 2,4 mV_{eff}
Entrées Ligne: 150 mV_{eff}

Impédance d'entrée:

Entrée MD: 47 k Ω
Entrées Ligne: 47 k Ω

Tension de sortie nominale:

1 V_{eff}

Impédance de sortie

(Tape Out et Line Out): < 100 Ω

Tension de sortie maximale:

9,5 V_{eff}

Bande passante:

Entrée MD: 20 Hz à 20 kHz $\pm 0,3$ dB

Entrées Ligne: 5 Hz à 1 MHz $\pm 0,5$ dB

(à charge de 10 k Ω)

Rapport signal/bruit:

Entrée MD: > 80 dB (lin)

Entrées Ligne: > 100 dB (lin)

(entrées court-circuitées)

Séparation des canaux:

(Entrées Ligne) > 100 dB (1 kHz)

> 70 dB (20 kHz)

(pour impédance de source < 600 Ω)

Diaphonie:

(Entrées non utilisées

terminées à 600 Ω): > 100 dB (1 kHz)

> 80 dB (20 kHz)

Distorsion harmonique

(Lin In, 1 V en sortie): < 0,003% (20 Hz à 20 kHz)

Distorsion d'intermodulation

(Lin In, 1 V en sortie): < 0,005% (250 Hz/4 kHz, 4:1)

L'embaras du choix

La qualité du son fourni par **The Complet** dépend, pour une grande part, du type des amplificateurs opérationnels utilisés et de celui des condensateurs implantés dans le trajet du signal. En ce qui concerne ces derniers, nous en aurons vite terminé. Le concept du schéma est tel qu'il n'existe, en tout et pour tout, qu'un seul condensateur sur la totalité du trajet du signal, depuis l'embase d'entrée Line-In jusqu'à celle de sortie baptisée Line-Out; il se trouve à proximité immédiate de la sortie. Nous avons prévu sur la platine la place suffisante pour l'implantation de deux condensateurs de forte capacité montés en parallèle, C24/C25 et C56/C57. Le meilleur choix consiste à utiliser des condensateurs du type MKP, dont le prix est malheureusement directement proportionnel à la qualité. L'option venant en seconde position est celle des condensateurs MKT. On peut également penser à une combinaison constituée d'un MKP et d'un MKT.

À la sortie de la section MD (magnéto-dynamique) aussi, on trouve une paire de condensateurs, C62/C63 et C30/C31, mais, vu leur faible valeur, le choix entre un MKP et un MKT devrait moins tenir au prix qu'à la disponibilité.

En cas de mise en circuit du réglage de tonalité, le signal doit traverser un certain nombre de condensateurs, détour inévitable (3 étoiles ?) en cas de présence d'un réglage de tonalité.

Sachant que ce dernier dispositif se traduit toujours par une certaine perte de qualité sonore, il n'y a aucune raison de trop se casser la

tête quant au type de condensateurs utilisés dans cette partie du montage.

Nous en arrivons maintenant à la qualité des amplificateurs opérationnels. Le choix est ici très ouvert. Nous n'allons pas jusqu'à affirmer que la qualité du son est directement proportionnelle au prix des composants utilisés. Il s'agit plutôt de trouver le type d'amplificateur opérationnel convenant à une situation donnée. Nous allons passer systématiquement en revue tous les circuits intégrés que comporte le montage. Pour vous donner le maximum d'informations nous vous proposons dans le **tableau 1** les caractéristiques techniques spécifiques d'un certain nombre d'amplificateurs opérationnels. On notera que les types de circuits intégrés donnés ci-dessous sont compatibles broche à broche avec le circuit intégré dont on retrouve le numéro de type dans le schéma.

IC1. Il nous faut ici un amplificateur opérationnel au bruit intrinsèque faible et présentant la tension de dérive (*offset*) la plus faible possible. Le 5532 (de Signetics, filiale américaine de Philips, entre autres) constitue ici un choix à la fois bon et abordable. Il existe une version plus rapide de ce composant, le 5535; le SSM2132 est un circuit encore plus rapide. Dans sa gamme, National Semiconductor propose le LM833, dont les caractéristiques rappellent beaucoup celles du 5532. Plus cher et relativement rapide (doté en outre d'entrées à FET) nous avons le AD712 d'Analog Devices. Si vous êtes un fervent de la famille OP, vous avez le choix entre un OP270 (version

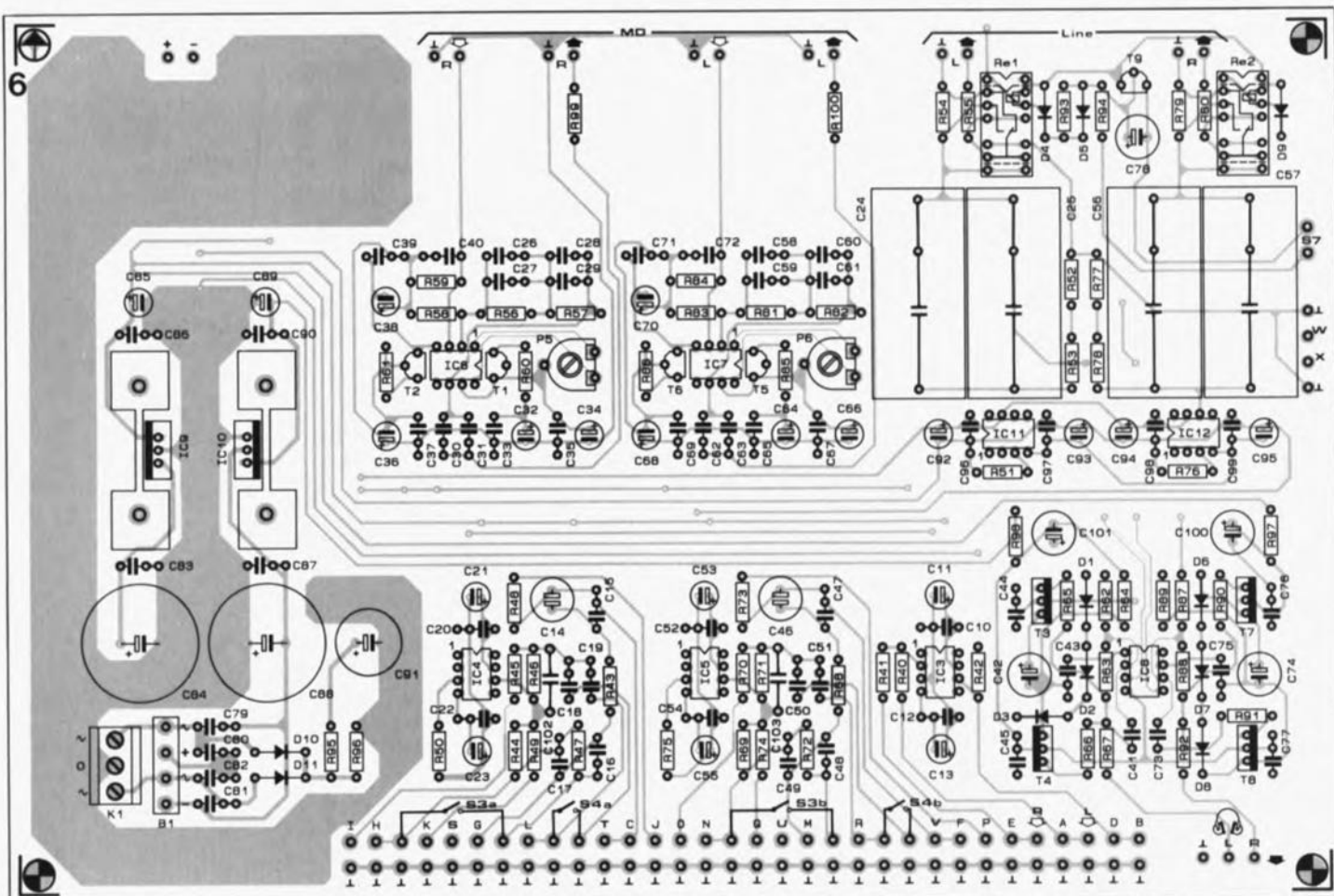
double de l'OP27) et un OP249 (taux de montée rapide et entrées à FET). Du côté de chez Burr-Brown, vous avez les options OPA2107 et OP2604, composants dotés tous deux d'entrées à FET. Il existe une alternative particulièrement bon-marché, le TL072; ce circuit intégré possède lui aussi des entrées à FET, mais présente un niveau de bruit intrinsèque supérieur à celui du 5532.

IC2. Ce composant appelle les mêmes remarques que IC1. Ici cependant, la caractéristique de tension de dérive faible prend une importance primordiale, sachant que toutes les variations nées à cet endroit subissent, une amplification additionnelle sur leur chemin vers la sortie. Il est recommandé cependant, en raison de bruits de commutation et de changements de niveau qui peuvent avoir lieu aux sorties Tape-Out lors d'une commutation du canal d'entrée à l'aide du sélecteur de source, d'opter pour des entrées à FET. Les circuits intégrés qui répondent à ces deux critères sont les AD172, OP249, OPA2107 et OPA2604. À nouveau, la solution la plus économique s'appelle TL072.

IC3. Le circuit de sommation (addition) mono exige la présence d'un amplificateur opérationnel à bruit faible. Outre l'OP27, on pourra faire appel, soit au 5534A soit au SSM2134. Ces composants ont cependant l'inconvénient de ne pas être stables à gain unitaire, de sorte qu'il vous faudra, en cas d'utilisation de ce type d'amplificateurs opérationnels, monter un petit condensateur de 22 pF entre les broches 5 et 8 du circuit intégré concerné, côté pistes de la platine. Il n'est pas

Tableau 1. Caractéristiques techniques principales des différents types d'amplificateurs opérationnels utilisables. (toutes valeurs "typiques" pour $U_b = \pm 15$ V).

	U_b max	I_{supply} (par amp.)	Input offset voltage	Input offset current	Input bias current	Input imp.	CMRR	gain- bandw. product	slew rate (V/ μ s)	U_{noise} (nV/ $\sqrt{Hz}$) (10 Hz/ 1 kHz)	min. R_{load}	unity- gain stable
ampli-ops simples:												
TL071 (FET)	± 18 V	1,4 mA	3 mV	5 pA	30 pA	1 T Ω	86 dB	3 MHz	13	45/18	2 k Ω	oui
NE5534 (bip.)	± 22 V	4 mA	0,5 mV	20 nA	500 nA	100 k Ω	100 dB	10 MHz	13	9/4	600 Ω	non ($A \geq 3$)
SSM2131 (FET)	± 20 V	5,1 mA	1,5 mV	6 pA	130 pA	—	92 dB	10 MHz	50	38/13	1 k Ω	oui
SSM2134 (bip.)	± 22 V	4,5 mA	0,3 mV	15 nA	350 nA	100 k Ω	114 dB	10 MHz	13	4,5/3,5	600 Ω	non ($A \geq 3$)
OP27 (bip.)	± 22 V	2,5 mA	30 μ V	12 nA	15 nA	4 M Ω	120 dB	8 MHz	2,8	3,8/3,2	600 Ω	oui
OP37 (bip.)	± 22 V	3 mA	30 μ V	12 nA	15 nA	4 M Ω	120 dB	63 MHz	17	3,8/3,2	600 Ω	non ($A \geq 5$)
AD711 (FET)	± 18 V	2,5 mA	0,3 mV	10 pA	15 pA	3 T Ω	88 dB	4 MHz	20	45/18	2 k Ω	oui
LT1028 (bip.)	± 22 V	7,6 mA	20 μ V	18 nA	30 nA	300 M Ω	126 dB	75 MHz	15	1/0,9	600 Ω	non ($A \geq 2$)
LT1115 (bip.)	± 22 V	8,5 mA	50 μ V	30 nA	50 nA	250 M Ω	123 dB	70 MHz	15	1/0,9	600 Ω	non
ampli-ops doubles:												
TL072 (FET)	± 18 V	1,4 mA	3 mV	5 pA	30 pA	1 T Ω	86 dB	3 MHz	13	45/18	2 k Ω	oui
NE5532 (bip.)	± 22 V	4 mA	0,5 mV	10 nA	200 nA	300 k Ω	100 dB	10 MHz	9	12/5	600 Ω	oui
NE5535 (bip.)	± 18 V	1,8 mA	2 mV	15 nA	65 nA	6 M Ω	90 dB	1 MHz	15	50/30	600 Ω	oui
LM833 (bip.)	± 18 V	2,5 mA	0,3 mV	10 nA	500 nA	—	100 dB	15 MHz	7	7/4,5	2 k Ω	oui
SSM2132 (bip.)	—	4 mA	—	—	—	—	—	16 MHz	15	—/6	600 Ω	oui
OP249 (FET)	± 18 V	5,6 mA	0,2 mV	6 pA	30 pA	1 T Ω	90 dB	4,7 MHz	22	75/17,2	2 k Ω	oui
OP270 (bip.)	± 18 V	2 mA	50 μ A	5 nA	15 nA	400 k Ω	110 dB	5 MHz	2,4	3,6/3,2	2 k Ω	oui
AD712 (FET)	± 18 V	2,5 mA	0,3 mV	10 pA	25 pA	3 T Ω	88 dB	4 MHz	20	45/18	2 k Ω	oui
OPA2107 (FET)	± 18 V	4,5 mA	100 μ V	1 pA	4 pA	10 T Ω	94 dB	4,5 MHz	18	301/9	2 k Ω	oui
OPA2604 (FET)	± 24 V	4,75 mA	100 μ V	10 pA	25 pA	1 T Ω	100 dB	10 MHz	25	30/11	600 Ω	oui



nécessaire de disposer d'entrées à FET; les réalisateurs de ce montage ne disposant que d'un budget serré pourront à nouveau faire appel à un TL072.

IC4/IC5. Remarques identiques à celles faites pour IC3. Il ne faudra pas oublier le condensateur additionnel en cas d'utilisation d'un 5534A ou d'un SSM2134.

IC6/IC7. Nous avons opté ici pour un LT1028 de Linear Technology de façon à introduire le niveau de bruit le plus faible possible du côté préamplificateur MD. Nous avons cependant constaté que ce type de composant peut connaître des problèmes de stabilité, dont il est extrêmement difficile d'identifier la cause. Un nouveau membre de cette famille de composants, le LT1115, possède pratiquement les mêmes spécifications que le 1028, sans en connaître les problèmes de stabilité. Si vous tenez à limiter le prix de revient du montage, vous pourrez opter pour un OP27, un choix parfaitement valable au demeurant. Autres alternatives: le 5534A ou le SSM2134. Avec ces deux derniers types de circuit intégré il faudra donner aux résistances ajustables P5 et P6 une valeur de 100 k Ω et, à nouveau, penser à implanter un condensateur de 22 pF entre les broches 5 et 8 du circuit intégré.

IC8. Un 5532 convient parfaitement au sous-ensemble du casque d'écoute. Sachant que dans cette partie du montage prend place une certaine amplification et que dans un casque d'écoute le moindre bruit devient audible, on optera de préférence pour un type de circuit au bruit intrinsèque aussi faible que possible. On peut aussi utiliser un 5535, un SSM2132, un LM833 ou un OP270. Ceux qui envisagent de demander fréquemment des tensions de sortie élevées (supérieures donc au $1V_{eff}$ nominal) peuvent faire appel, pour cet amplificateur opérationnel double, à un circuit intégré à entrées à FET. Un 5532 comporte en effet des diodes de protection à ses entrées; de ce fait il peut, en cas de surmodulation de l'amplificateur du casque d'écoute, naître une petite composante continue aux sorties Ligne!

IC11/IC12. La raison majeure du choix d'un 5534 est ici sa capacité de fournir un courant suffisant aux impédances faibles (à partir de 600 Ω). Le SSM2134 possède cette caractéristique lui aussi. La plupart des amplificateurs opérationnels à FET ont des problèmes lorsqu'ils sont confrontés à des charges d'impédance aussi faible. S'il n'est pas dans vos intentions de charger jamais votre préamplificateur à des impédances inférieures à quelque

2 k Ω , vous pourrez, sans arrière-pensée, opter pour un AD711 ou un TL071.

Nous venons de faire le tour des possibilités. Comme vous le voyez, les options ouvertes sont nombreuses. Le seul problème qui risque de se poser est la disponibilité de certains types d'amplificateurs opérationnels. Nous ne pouvons que vous inciter à vous renseigner auprès de votre revendeur habituel sur le prix et la disponibilité du composant de votre choix.

La construction

Maintenant que vous savez quels composants vous voulez utiliser, il ne vous reste plus qu'à mettre la main dessus pour pouvoir enfin commencer la partie la plus grisante de ce montage, sa réalisation physique. L'implantation des composants sur les deux platines n'appelle pas de commentaire particulier et ne devrait pas poser de problème.

On notera que dans la liste des composants il est fait mention de condensateurs mesurés à 1%. Ceci est destiné aux riches amateurs qui peuvent se permettre une telle sélection. Des condensateurs ayant une tolérance de 5% font parfaitement l'affaire.

Les deux régulateurs de tension présents sur la platine principale dont on retrouve la sérigraphie de

Figure 6. La platine principale possède des dimensions respectables, ce qui explique que nous devions ici vous présenter la sérigraphie de l'implantation des composants à échelle réduite.

Liste des composants

Résistances:

R40, R41, R43, R44, R63, R64, R68, R69, R88, R89 = 6 k Ω
R42 = 3 k Ω
R45, R60, R61, R70, R85, R86 = 12 k Ω
R46, R47, R51, R71, R72, R76 = 1 M Ω
R48, R49, R73, R74 = 2 k Ω
R50, R75 = 18 k Ω
R52, R77 = 1 k Ω 1%
R53, R78 = 5 k Ω 2 1%
R54, R79 = 10 k Ω
R55, R80 = 47 Ω
R56, R81 = 88 k Ω 7 1%
R57, R82 = 7 k Ω 5 1%
R58, R83 = 154 Ω 1%
R59, R84 = 47 k Ω 5 1%
R62, R87 = 1 k Ω
R65, R66, R90, R91 = 27 Ω
R67, R92, R94 = 100 Ω
R93 = 47 k Ω
R95 = 68 Ω / 0,5 W

R96 = 2k Ω
R97,R98 = 4k Ω
P1 = 10 k Ω stéréo
log.
P2 = 10 k Ω version
balance
P3 = 22 k Ω lin.
P4 = 10 k Ω lin.
P5,P6 = 100 k Ω ajust

Condensateurs:

C10,C12,C20,C22,C3
3,C37,C52,C54,C65
,C69,C79 à C82 =
47 nF cér.
C11,C13,C21,C23,C3
2,C36,C53,C55,C64
,C68 = 47 μ F/25 V
C14,C46 =
10 μ F/40 V bipolaire
C15,C16,C17,C35,C3
9,C43,C47 à
C49,C67,C71,C75,C-
83,C86,C87,C90 =
100 nF
C18,C50 = 1nF8
C19,C51 = 1nF2
C24,C25,C56,C57 =
10 μ F MKP ou MKT
C26,C27,C58,C59 =
18 nF MKT (mesuré à
1%)
C28,C60 = 5nF6 MKT
(mesuré à 1%)
C29,C61 = 3nF9 MKT
(mesuré à 1%)
C30,C62 = 47 nF
MKT (mesuré à 1%)
C31,C63 = 120 nF
MKT (mesuré à 1%)
C34,C38,C66,C70,C8
5,C89 = 10 μ F/25 V
radial
C40,C72 = 47 pF
styroflex
C41,C73 = 100 pF
styroflex
C42,C74 =
100 μ F/10 V radial
C44,C45,C76,C77 =
150 nF
C78,C91 =
220 μ F/25 V radial
C84,C88 =
2 200 μ F/40 V radial
C92,C93 =
100 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs:

B1 = B80C1500
T1,T5 = BC550C
T2,T6 = BC560C
T3,T7 = BD139
T4,T8 = BD140
T9 = BC517
IC3 à IC5 = OP27
(PMI)
IC6,IC7 = LT1028
(Linear Technology)
IC8 = NE5532
(Philips-Signetics)
IC9 = 7815
IC10 = 7915
IC11,IC12 = NE5534
(Philips-Signetics)

Divers:

S3,S4 = inverseur
miniature double

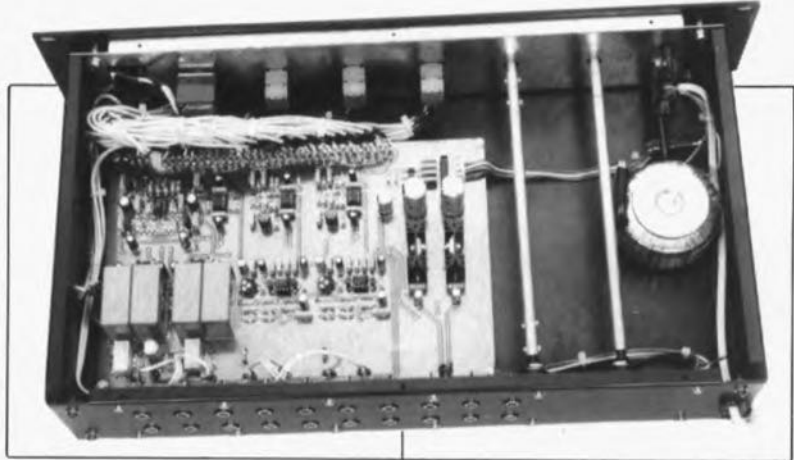
l'implantation des composants en **figure 6** seront doté chacun d'un radiateur. S'il est dans vos intentions d'utiliser des supports pour les circuits intégrés, prenez-en de bonne qualité. Nous continuons d'affirmer que dans le cas de montages audio haut de gamme, moins l'on a de points de transfert, mieux cela vaudra; cette affirmation reste d'actualité, pour les supports en particulier. Si vous savez de quoi il retourne, soudez directement les circuits intégrés à leurs emplacements respectifs. On notera cependant que la présence de supports de bonne qualité permet le remplacement facile d'un type d'amplificateur opérationnel par un autre; on peut ainsi faire une comparaison objective du son obtenu.

Côté platine des sorties, on utilisera des embases Cinch de bonne qualité que l'on vissera directement aux endroits prévus sur la platine. Les deux commutateurs rotatifs sont eux aussi soudés à même la platine. Si vous n'avez pas l'intention d'utiliser le préamplificateur MD présent sur la platine principale, il faudra implanter deux ponts de câblage, l'un entre les points **J** et **K** d'une part et **L** et **M** de l'autre sur la platine des sorties. Il faudra ensuite implanter un pont entre les points **A** et **B** et **E** et **F** (on pourra utiliser pour cela une combinaison de barrette auto-sécable à 3 contacts et de cavalier de court-circuit) sachant que de toutes façons nous ne disposons pas (encore) d'une platine N/A distincte. On dote ensuite tous les points de connexion de picots, ce qui facilitera le câblage ultérieur.

Après avoir terminé la réalisation des deux platines, vous pourrez commencer par voir quelle disposition leur donner dans le coffret que vous avez prévu pour ce préamplificateur. Comme le montre le plan de câblage représenté en **figure 7**, la platine principale trouvera place dans la partie droite du coffret de manière à ce que les prolongateurs d'axe des commutateurs glissent (sans les toucher bien entendu) le long des radiateurs des régulateurs de tension. Le transformateur viendra se caser dans l'espace resté ouvert dans la partie gauche du coffret.

La liste des composants donne un type de transformateur torique utilisable, mais il en existe bien évidemment des dizaines d'autres.

La disposition des organes de commande sur la face avant détermine le placement de la platine du bus dans la partie arrière du coffret. Il vous faudra voir, en fonction des dimensions du coffret, s'il vous reste



suffisamment de place pour la mise en place d'une embase secteur à fusible intégré, ou s'il vous faut faire appel à un câble avec dispositif anti-arrachement. Si vous optez pour cette seconde solution, il ne faudra pas oublier d'implanter le portefusible, doté du fusible adéquat, à proximité du transformateur par exemple.

Nos experts ont dessiné une face avant en plastique autocollant, que nous vous avons proposée en **figure 6** de la première partie de la description de ce montage. Votre The Complet aura ainsi une finition qui n'aura rien à envier à celle d'un appareil du commerce. Avant de mettre ce revêtement en place, il est préférable de percer les orifices dans les faces avant et arrière du boîtier en utilisant le cas échéant le film plastique comme gabarit de perçage (ou une photocopie à l'échelle 1, à vérifier, car certaines photocopies introduisent des erreurs de reproduction). Pour le perçage de la face arrière, on pourra utiliser la platine de bus dont nous vous avons proposé la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 5** de l'article du mois dernier.

Ce n'est qu'après avoir terminé cette étape "mécanique" de la réalisation que l'on pourra monter les deux platines et les différents organes de commande. Si vous utilisez des potentiomètres de marque Bourns, il est bon de savoir que la section de leur axe est de 6,3 mm et non pas de 6 mm, diamètre plus courant.

Vous pouvez maintenant vous attaquer à la partie la plus délicate de cette réalisation: la mise en place du câblage interne. Attention à respecter les règles habituelles pour la partie de l'alimentation reliée au secteur. Nous savons, que d'un montage à l'autre, nous "radotons" (ne cessons de répéter la même chose)... mais que devien-drons-nous si à chaque montage nous perdons un, voire plusieurs, de nos lecteurs ?

Les connexions à l'interrup-

teur-secteur et les points d'entrée du secteur en particulier doivent être parfaitement isolés. On choisira, pour les câbles véhiculant un signal audio, du câble de bonne qualité, tout en évitant tout excès de taille: on risque des problèmes de connexion sur la platine principale dès lors que le diamètre du câble concerné dépasse 5 mm environ, ceci en raison de l'écartement relativement faible des picots de soudure.

On commencera par établir les liaisons entre la platine de bus (les embases et les commutateurs rotatifs) et le circuit imprimé principal. 4 paires d'interconnexions relient les entrées et sorties des étages MD avec la platine de bus (**K** et **M** du bus avec entrées MD gauche (**L**) et droite (**R**) de la platine principale, **J** et **L** du bus avec sorties MD gauche et droite de la platine principale). Les sorties des tampons de la platine du bus sont reliées aux entrées du circuit principal. Les connexions des sorties Ligne ne devraient pas poser de problème.

L'alimentation de la platine du bus est prise sur la platine principale à travers une paire de connexions réalisées en fil souple. Il nous reste à effectuer les connexions aux organes de commande. Le nombre impressionnant de picots est dû à la nécessité d'associer une ligne de masse à chacun des picots véhiculant un signal audio, point de masse auquel viendra se connecter le blindage de chaque câble de liaison. Ce n'est que sur les potentiomètres de volume et de balance que le blindage du câble remplit effectivement son office, étant soudé à ses 2 extrémités; pour ce qui est des autres interconnexions, le blindage reste en l'air à son autre extrémité.

Il est recommandé, lors du câblage, de garder à portée de main le plan de câblage représenté en **figure 7** où l'on trouve indiquées très précisément toutes les liaisons à effectuer. Les deux sous-ensembles du schéma principal de la **figure 3** du premier article encadrés par une ligne pointillée (réglage du volume et de la balance) doivent être câblés manuellement.

Du côté de l'embase du casque d'écoute, il faudra s'assurer que le contact de travail est bien isolé par rapport au corps de l'embase; si tel n'était pas le cas, il existerait un risque non négligeable de boucle de masse. Le seul point de masse du boîtier est relié à la ligne 0 (nul) de l'alimentation. Lorsque toutes ces opérations ont été menées à bien, et vérifiées soigneusement, vous pourrez sans doute vous targuer d'être le fier possesseur d'un préamplificateur parfaitement fonctionnel. Il n'est pas exclu cependant, vu la complexité du câblage à réaliser, qu'il y ait l'un ou l'autre petit problème de démarrage. Il est peu probable que vous ayez des difficultés du côté de l'électronique, celle-ci devrait sans doute fonctionner comme il faut dès le départ. Il ne vous reste plus qu'à trouver un amplificateur adéquat, que pensez-vous de **The Discret** et une bonne paire d'enceintes, feuillotez quelques numéros plus anciens d'Elektor, pour constituer un ensemble parfait.

Savourez tout le plaisir d'une réalisation personnelle !

En marge

Sous le titre original de "Si tu n'en possède pas, construis-en un", le magazine spécialisé en HiFi et fort prisé outre-Rhin, **Audio**, a effectué dans son numéro de décembre l'étude comparative de 2 kits de préampli/ampli. Les deux équipes concurrentes: "**The Preamp**", l'un de nos préamplificateurs les plus appréciés (décrit dans les numéros 101 à 103, novembre et décembre 1986 et janvier 1987, associé à "**The Discret**" (décrit dans les n° 148 et 149, octobre et novembre 1990) d'une part et le préamplificateur d'Albs PAM-7 associé à l'amplificateur DAC-MOS 360 de cette même société.

Si les produits d'Albs, disponibles sous la forme de modules terminés, n'ont pas su convaincre totalement le responsable des tests d'Audio, la combinaison proposée par Elektor lui a, semble-t-il, fait plus plaisir: Bernard Fuß, rédacteur, ne dit-il pas

aux lecteurs d'Audio "La combinaison proposée par Elektor fut une véritable révélation", avant de conclure en souhaitant à Elektor, au nom d'AUDIO, de nombreux possesseurs fiers et satisfaits.

Lors du classement final, **The Discret** s'en tire avec les meilleures notes, atteignant 80 points, ce qui le classe dans la catégorie "haut de gamme" avec "4 oreilles" Audio, **The Preamp** qui commence à avoir un certain âge, s'en tire avec les honneurs, récoltant 65 points et finissant en classe "supérieure" (3 oreilles).

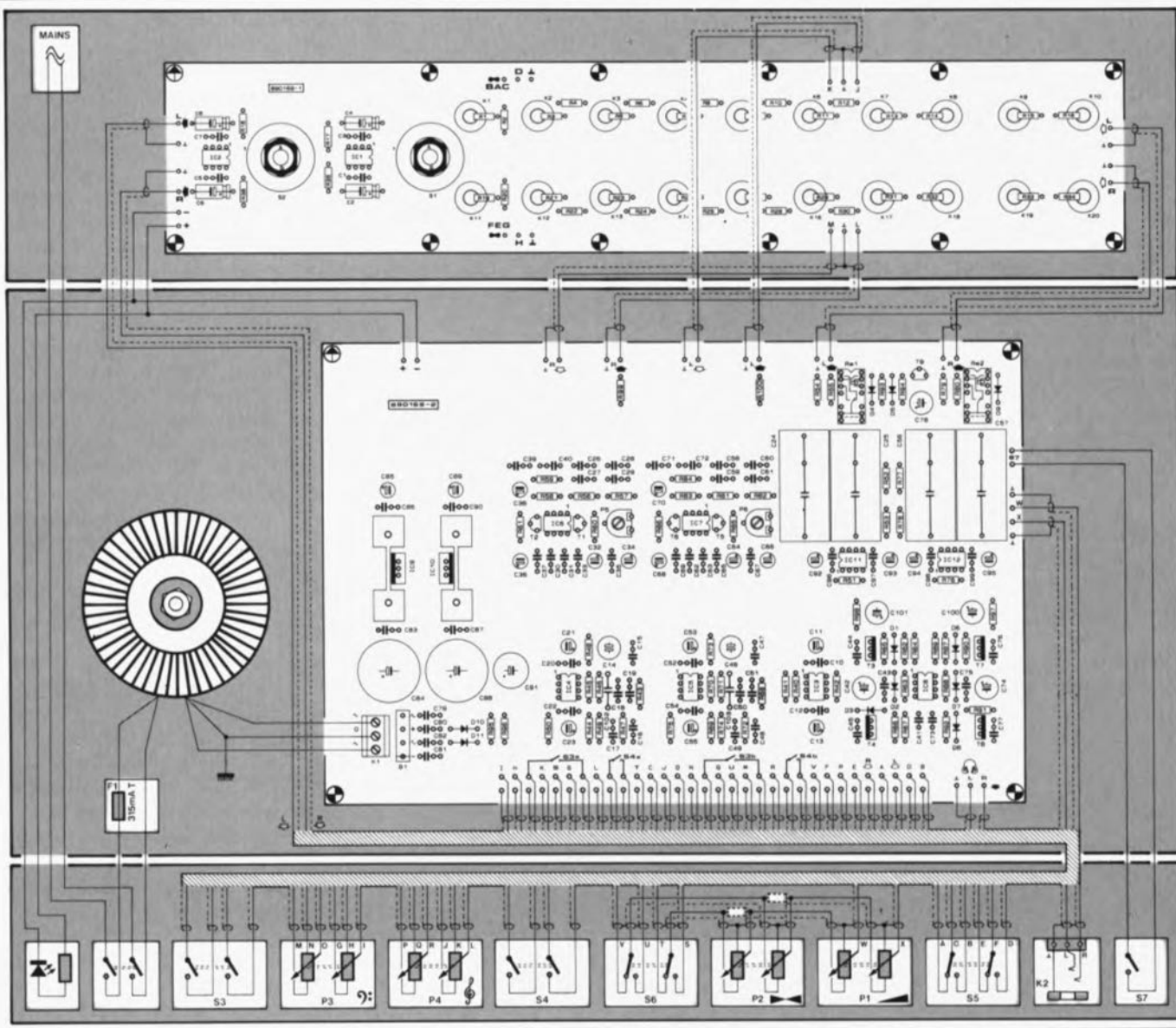
Puisqu'il s'agissait d'un test comparatif, mentionnons les notes de la paire concurrente: Albs PAM-7 (50 points) et DAC-MOS 360 (45 points) eurent tous deux droits à la classe "moyenne" (avec 2 oreilles).

Ndlr: Il n'est pas interdit, nous semble-t-il, lorsque l'occasion se présente, de se soumettre au jugement éclairé de professionnels et d'en être fier lorsqu'il est élogieux à ce point.

S5, S6 = inverseur miniature double
S7 = inverseur miniature simple
Re1, Re2 = relais miniature, tension de bobine de 12 V,
1 inverseur (tel que Siemens V23101-A0006-B101 ou SDS DS2E-M-DC12)
embase 6 mm stéréo pour casque d'écoute
radiateur pour IC9 et IC10
bornier triple
encartable pour alimentation secteur
interrupteur secteur à poussoir (SHADOW)
embase secteur CEE à fusible incorporé,
F = 0,5 A retardé

Figure 7. Plan de câblage indispensable pour effectuer les toutes les interconnexions nécessaires au fonctionnement de The Complet.

7



redresseurs et doubleurs de tension

de nouveaux schémas pour des tensions plus élevées

d'après une idée de D.A.J. Harkema

“... L'alimentation est réalisée à l'aide d'un pont de redressement et d'un condensateur de filtrage électrolytique ...”. Il est fort probable que dorénavant cette phrase “standard” ne suffise plus pour décrire le circuit de l'alimentation d'un montage: de nouveaux schémas de redressement méritent sans le moindre doute que l'on s'y intéresse un peu plus en leur accordant l'attention qu'ils justifient.

Le nouveau circuit de redressement objet de cet article date d'il y a deux ans déjà. Il arrive quelquefois qu'un circuit récent mette un certain temps avant d'être découvert, d'autant plus que dans le domaine des alimentations on ne s'attend plus guère à des révélations renversantes. Cette fois-ci, c'est l'un de nos lecteurs qui a attiré notre attention sur ce schéma relativement nouveau dont il a même réalisé une variante intéressante sur laquelle nous reviendrons un peu plus loin.

Les principes

Commençons notre expédition dans le monde du redressement par le circuit de base, à une seule diode et un condensateur de filtrage (ou de charge), avant de passer à ses variantes.

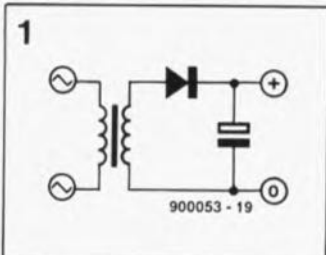


Figure 1. Circuit de redressement mono-alternance à trajet de courant unique.

La **figure 1** montre la forme la plus simple que puisse prendre un circuit de redressement. Il s'agit, vous l'avez sans doute deviné, d'un redresseur mono-alternance monophasé. C'est un nom bien lourd à porter par un circuit aussi simple. Il tombe cependant parfaitement bien pour nous permettre de placer une remarque quant à la dénomination d'un tel circuit: il arrive que le nombre des "phases", "voies", et autres "alternances" que comporte un circuit de redressement ne soit pas très clair.

L'adjectif numéral (chiffre) associé aux phases indique le nombre des tensions alternatives (phases) comporte l'alimentation. Dans le cas du circuit de la figure 1 il s'agit évidemment d'une seule tension, d'où le qualificatif de "monophasé". Outre ce redresseur monophasé unique nous connaissons (mieux, peut-être) les redresseurs biphasés voire triphasés même. Le circuit de redressement à trois phases est très courant dans le domaine de l'électricité de puissance (redresseur de courant triphasé).

Le second qualificatif, indi-

quant le nombre d'"alternances", se réfère aux demi-ondes de la tension alternative qu'utilise le circuit de redressement. C'est du nombre d'alternances que dépend comment (par quels "trajets") le courant peut arriver au condensateur électrolytique. Dans le cas d'un redresseur mono-alternance, on n'utilise qu'une demi-onde, positive ou négative, de la tension alternative pour charger le condensateur électrolytique et pour fournir un courant à la charge connectée à l'alimentation.

Le courant ne circule que dans une seule "direction", c'est-à-dire à travers l'unique diode que comporte ce type de circuit de redressement. Dans un circuit de redressement à double alternance, on fait appel **et** à la demi-onde positive **et** à la demi-onde négative pour alimenter la charge: le courant circule alternativement, en fonction de la polarité de la demi-onde, par l'un ou l'autre des deux "trajets" possibles. Ce dernier principe de redressement a des avantages, non seulement en ce qui concerne la partie de la tension alternative, mais également de celle de la tension continue.

Pour mieux comprendre de quoi il retourne, il nous faut examiner la figure 1 d'un peu plus près. Ce circuit constitue une charge extrêmement défavorable pour le transformateur. L'une des demi-ondes de la tension alternative, produite par ce transformateur, est purement et simplement ignorée. L'autre, la demi-onde positive dans ce schéma, est prise en compte uniquement si la tension fournie par le transformateur dépasse celle présente aux bornes du condensateur de charge. Il se produit des crêtes de tension importantes qui constituent une charge asymétrique pour le transformateur et peuvent entraîner l'apparition d'harmoniques.

Si l'on approche le schéma de la figure 1 du côté de la tension continue, il faudra remarquer que cette situation est loin d'être parfaite, elle non plus. Le condensateur de charge n'est chargé (brièvement) qu'une fois par période.

Le reste du temps, c'est le condensateur lui-même qui doit fournir à la charge le courant (qu'il a stocké). La tension aux bornes du condensateur baisse de ce fait et entraîne inévitablement

l'apparition la fameuse ondulation de la tension continue.

Il est possible de réduire progressivement cette ondulation soit par augmentation de la capacité du condensateur de charge, soit par abaissement du courant de charge et/ou par augmentation de la fréquence de la tension alternative (dans ce dernier cas, le condensateur est rechargé plus fréquemment).

Dans les circuits d'alimentation, on utilise de ce fait des condensateurs électrolytiques de forte capacité, alors que la plupart des autres applications (circuit redresseur de mesure ou démodulateur MA —modulation d'amplitude— par exemple) se satisfont d'un condensateur de capacité beaucoup plus faible.

Pont de redressement

Si on le compare à celui de la figure 1, le circuit de la figure 2 est beaucoup plus efficace, non seulement du côté alternatif, mais également de l'autre, celui de la tension continue. Par l'intermédiaire de 4 diodes montées "en pont" (d'où la dénomination de "pont de redressement"), la tension alternative à mono-phasée est redressée dans les deux directions (par deux voies donc). Le nom d'origine de ce circuit, "pont de Graetz", est légèrement démodé; dans cet article nous tenons à l'utiliser, ne serait-ce que pour souligner la différence qui le distingue par rapport aux autres ponts de redressement. S'il vous arrive de lire des articles et des livres concernant l'électronique écrits il y a quelques années déjà, vous serez sans doute tombé assez souvent sur ce nom.

Le fait que le circuit de la figure 2 représente une charge symétrique pour le transformateur et que d'autre part le condensateur soit chargé deux fois par période —lors de la demi-onde positive et lors de la demi-onde négative—, constituent les avantages les plus importants de ce circuit. Il a pourtant un inconvénient: au cours de son

trajet à travers le condensateur et la charge, le courant doit inévitablement traverser deux diodes. Dans ce pont de redressement il se produit alors une chute de tension égale à deux fois la tension de seuil d'une diode. Dans le circuit de la figure 1 cette chute est limitée à la valeur d'une tension de seuil seulement... puisqu'il n'y a qu'une diode.

Le circuit de la figure 3 constitue une variante du circuit de la figure 1: un double redresseur mono-alternance, permettant par exemple de générer soit une tension d'alimentation symétrique, soit, si l'on ne fait pas appel à la borne 0, une tension d'alimentation asymétrique de valeur double, disponible alors entre les bornes positive et négative. Ce doubleur de tension est plus connu, pour les amateurs de cinéma et d'électronique, sous le nom de "circuit de Delon". En cas d'application d'une charge symétrique à ce circuit, ou lors de son utilisation comme doubleur de tension, la charge des deux demi-ondes du côté de la tension alternative est également symétrique. Ceci résulte en une diminution sensible du nombre et de l'importance des harmoniques superposées aux signaux. En cas de connexion d'une charge asymétrique, ce circuit présente cependant les mêmes inconvénients que ceux caractérisant le schéma de la figure 1.

Biphasé

Pour réaliser un circuit de redressement biphasé, on fait, en règle générale, appel à un transformateur dont l'enroulement secondaire comporte une prise intermédiaire. Les deux tensions présentes au secondaire sont de ce fait déphasées de 180°.

Le circuit de la figure 4 n'est pas l'exemple idéal d'un circuit de redressement biphasé. Il s'agit, plus exactement, d'un redresseur mono-alternance à deux trajets de courant qui, comparé au circuit de la figure 3, ne présente pas d'avantages particuliers. Les deux circuits sont en fait identiques. Le

redresseur double alternance à deux voies de la figure 5 est beaucoup plus utile. Dès qu'il s'agit de réaliser une alimentation symétrique on pourra faire appel à ce schéma.

Puisque les deux condensateurs de filtrage sont rechargés deux fois par période, la charge, du côté primaire du transformateur, de la demi-onde positive est identique à celle de la demi-onde négative. Du côté secondaire du transformateur cela n'est vrai qu'en présence d'une charge symétrique à la sortie.

En cas de connexion d'une charge asymétrique, la somme des deux enroulements secondaires prend la forme d'une charge symétrique pour l'enroulement primaire. Ceci est vrai également pour un redresseur mono-alternance bi-trajet (le circuit de la figure 5, par exemple, après avoir supprimé les diodes D3 et D4 et le condensateur C2).

Une petite remarque pour terminer ce paragraphe: en dépit du fait que les diodes du circuit de la figure 5 soient interconnectées de la même façon que celles de la figure 2, nous nous demandons s'il est possible de parler d'un pont de redressement. Il est facile de retrouver l'analogie entre ces deux circuits: imaginez mentalement l'absence de la prise intermédiaire sur l'enroulement du secondaire ainsi que celle de la borne 0 (masse) et remplacez C1 et C2 par un condensateur unique. Dans ce cas on retrouve le circuit de la figure 2. Si au contraire, nous nous intéressons à la fonction des composants, le circuit de la figure 5 est loin d'être identique à un pont de redressement (supprimez mentalement les diodes D3 et D4 et le condensateur C2 !).

Cela justifie, à notre humble avis, que l'on ne parle pas d'un "pont de redressement" si l'on se réfère au schéma de la figure 5 (il nous faut pourtant avouer que nous l'oublions aussi de temps en temps). Nous reviendrons plus tard sur l'analogie que présentent ces deux circuits.

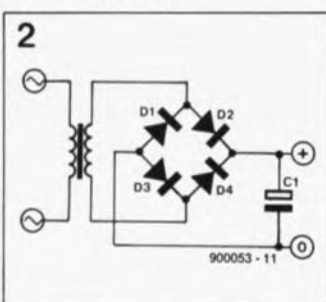


Figure 2. La dénomination officielle de ce circuit de redressement double alternance à deux voies est pont de Graetz ou, tout simplement aujourd'hui, pont de redressement.

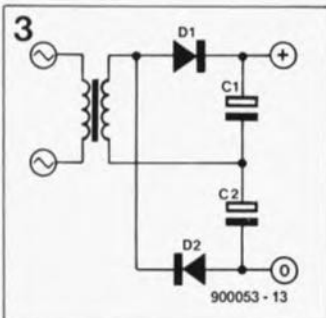


Figure 3. Ce schéma d'un double redresseur mono-alternance est en fait un circuit de Delon qui peut servir au doublement de la tension ou encore à la génération d'une tension symétrique lorsque l'on dispose d'un transformateur n'ayant qu'un seul enroulement secondaire.

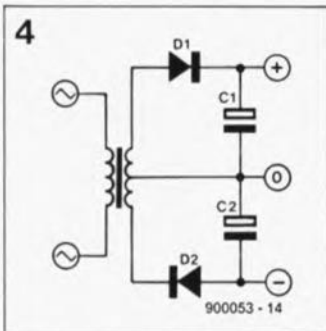


Figure 4. Un redresseur mono-alternance bi-trajet.

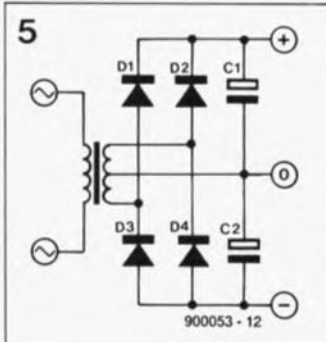


Figure 5. Ce circuit de redressement double alternance à deux voies permet la génération de tensions symétriques à partir d'un unique pont de redressement.

Une tension plus élevée

Intéressons-nous maintenant aux multiplicateurs de tension; le doubleur de tension de la figure 3 constitue un premier exemple de cette catégorie de circuits fort intéressants. Il est possible que le schéma de la figure 6 vous paraisse très familier. On le retrouve souvent sous forme de cascade; le schéma de base (figure 6 sans le condensateur de charge C3) est alors mis en série un nombre x de fois dans le but de générer une tension continue plus élevée à partir d'une tension alternative faible. Dans sa forme de base — connue sous le nom de "circuit de Villard" — la tension de sortie maximale est égale au double de la valeur de crête de la tension alternative présente à l'entrée du redresseur.

Le circuit fonctionne de la façon suivante: lors de la demi-onde négative de la tension, le condensateur C1 est chargé à travers la diode D3 jusqu'au niveau de la valeur de crête de la tension alternative (la numérotation des composants peut vous sembler bizarre; elle permet de mieux s'y retrouver dans les figures suivantes). Lors de la demi-onde positive, cette tension est additionnée à la tension du transformateur par l'intermédiaire du condensateur C1. Ceci signifie que le condensateur C3 peut être chargé à travers la diode D5, jusqu'à ce que sa charge atteigne un niveau égal au double de la valeur de crête de la tension alternative. Belle théorie, n'est-ce pas? Dans la pratique, il est évident que la tension aux bornes du condensateur C1 baisse lorsque celui-ci se décharge dans le condensateur C3. Si, de plus, on a connecté une charge au circuit, celle-ci produit également une chute de tension. En termes techniques cela signifie que ce schéma, vu comme source de tension, se caractérise par une impédance interne relativement élevée.

Le circuit de Gisper

Voilà enfin le premier des nouveaux circuits auxquels

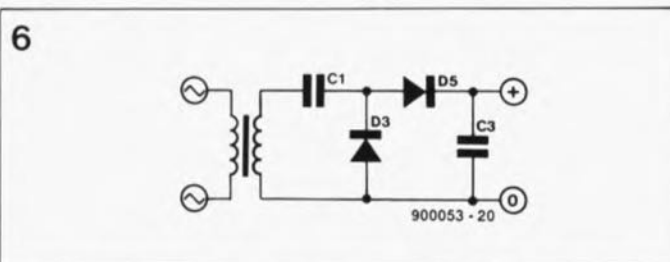


Figure 6. Le circuit de Villard est un doubleur de tension que l'on peut monter en cascade.

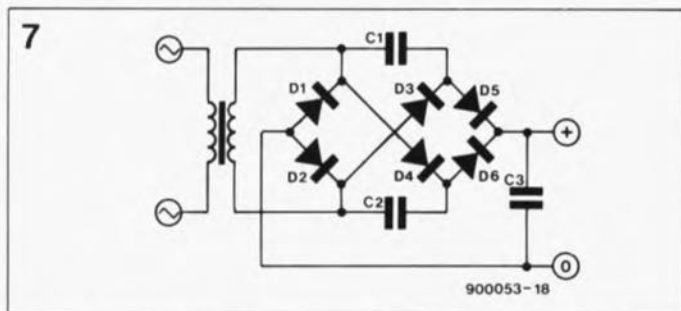


Figure 7. Le pont de Gisper est en fait un circuit de Villard à deux voies.

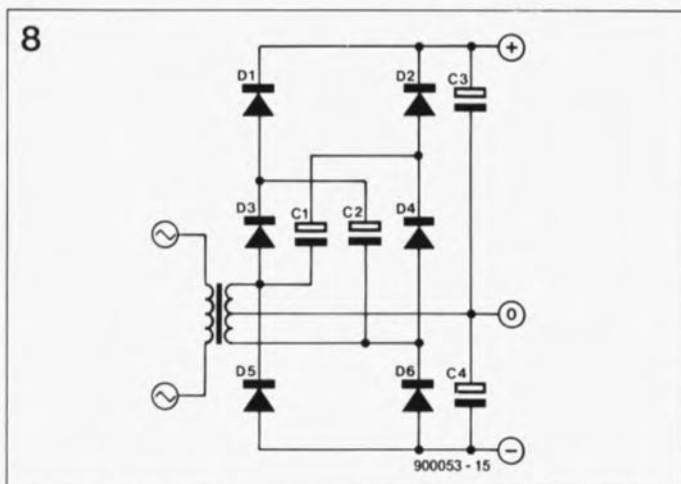


Figure 8. Ce schéma est la version double alternance du circuit de Gisper de la figure 7.

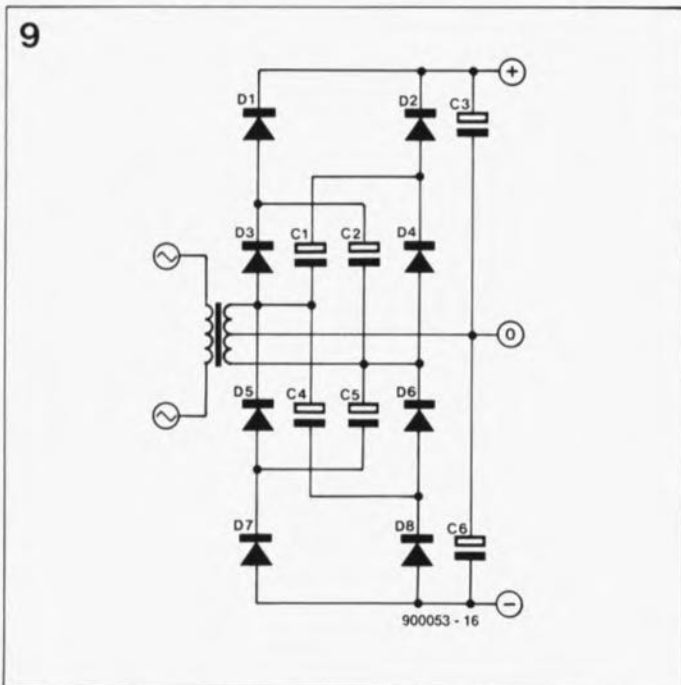


Figure 9. Un circuit de Gisper qui, à l'image du pont de redressement de la figure 5, sert ici de source de courant symétrique.

fait allusion le sous-titre de cet article. Le premier des circuits est dû à Mr. Th. Gisper de l'école universitaire d'ingénieurs de Zürich (en Suisse pour ceux qui ne le sauraient pas).

Il s'agit en fait, comme le montre la figure 7, d'une hybridation du pont de Graetz et du circuit de Villard. Les diodes D1 et D2 font office, tant dans le schéma de la figure 2 que dans celui de la figure 7, de redresseurs mono-alternance. Le reste du "pont de Gisper" consiste en deux circuits de Villard. Contrairement au circuit de Villard, le pont de Gisper fait appel à un redressement double alternance. Dans le circuit de Villard, le condensateur de charge n'est rechargé qu'une fois par période, même si pendant l'autre moitié de cette période il est procédé à des "travaux préliminaires".

Le circuit de Gisper a les mêmes atouts que le pont de Graetz. Il y a un chargement identique (symétrique) des deux demi-ondes de la tension alternative, ce qui se traduit par un rendement plus élevé du transformateur et par une diminution des harmoniques. Le circuit convient de ce fait parfaitement à une application dans le domaine des hautes fréquences.

Du côté sortie aussi, le circuit de Gisper présente le même avantage que le pont de Graetz. Puisque le condensateur de charge est rechargé deux fois par période, il est possible d'appliquer au circuit une charge bien plus élevée que cela ne serait possible dans le cas d'un circuit de Villard comparable. À l'image du circuit de Villard, le pont de Gisper est en outre capable de doubler la tension; il admet en outre d'être mis en cascade (en série).

La version à double alternance du circuit de Gisper illustrée en figure 8 est due à l'un de nos lecteurs, D.A.J. Harkema, et présente des analogies avec le pont de Graetz biphasé de la figure 5. Dans ce circuit, la tension aux bornes 0 et + est égale au double de la valeur de crête de la tension alternative

10

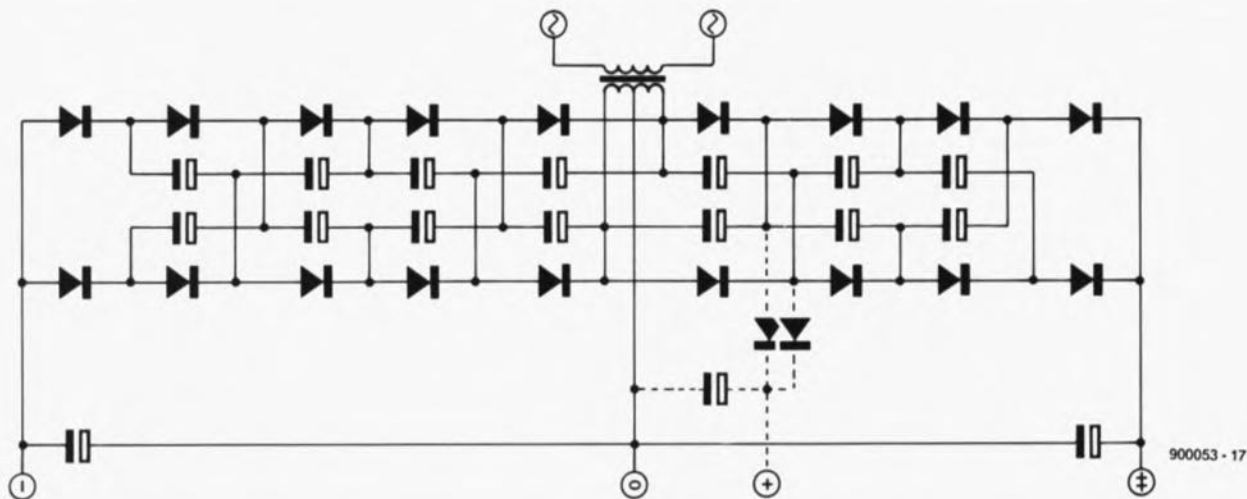


Figure 10. Comme c'était le cas avec le circuit de Villard, le circuit de Gisper peut également être monté en cascade (mis en série).

(d'une phase), mesurée, faut-il le préciser, hors-charge. À l'image du circuit de la figure 5, la tension négative est générée sans doublement de tension. En ce qui concerne la production de la tension positive, Mr Harkema a utilisé en fait une variante biphasée du pont de Gisper.

La figure 9 montre nettement

que cela peut se faire également pour la tension négative. La mise en cascade du circuit de Gisper, mentionnée plus haut, est représentée en version biphasée dans la figure 10.

Si tant est que l'on ait besoin d'une tension moins élevée, il est possible de dériver la tension requise sur n'importe lequel des branchements de

la mise en cascade. Les lignes pointillées de la figure 10 montrent nettement comment réaliser un tel branchement à l'aide de deux diodes.

Le but principal de cette présentation de deux nouveaux circuits de redressement et de doublement (multiplication même) de

tension est de vous inciter à faire des essais personnels lors de la réalisation de l'un de vos prochains montages. Que peut-on faire de mieux pendant les longues et sombres soirées d'hiver qui nous attendent encore ?

ELEKTURE

FRAMEWORK III et EXECUTIVE

D.-J. David

UNIX

P. Pons/U. Chouchena

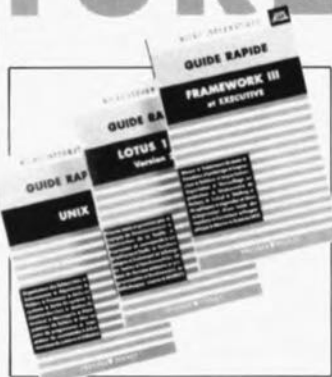
LOTUS 1.2.3 Version 2.2

A.-C. Guiheneuf

Presses Pocket (P.S.I.) propose une série d'ouvrages de poche consacrés aux logiciels actuels les plus courants.

Ces guides rapides sont des véritables livres d'apprentissage d'un logiciel, d'un langage ou d'un système d'exploitation. Ils présentent toutes les notions nécessaires à leur bonne utilisation ainsi que leurs principales commandes ou instructions. Les Guides Rapides ne retiennent que l'essentiel d'un produit et permettent au lecteur d'être efficace rapidement sans avoir à assimiler des notions qui ne lui serviront en fait que très rarement. Écrits de manière progressive, ils conduisent le lecteur jusqu'à un bon niveau de connaissance.

Nous vous proposons de découvrir 3 d'entre eux.



FRAMEWORK III et EXECUTIVE

Framework permet de disposer en un seul logiciel d'un traitement de texte, d'un gestionnaire d'idées, d'une base de données, d'un tableur, d'un générateur de graphiques et d'un module de communication. L'utilisateur a ainsi sous la main un ensemble puissant qui s'est rapidement imposé comme l'un des logiciels intégrés majeurs du marché.

Traitant à la fois de Framework III et de Framework Executive, version simplifiée de Framework III, ce livre permettra à son lecteur d'explorer toutes les facettes de ce logiciel.

UNIX

Nous ne vous faisons pas l'affront de vous présenter Unix. Ce système d'exploitation multitâche et multi-

utilisateur est devenu un standard dans le monde professionnel. Il est surtout adapté aux réseaux de micros et aux mini-ordinateurs. Par opposition à un système comme MS-DOS, Unix permet à un utilisateur d'effectuer plusieurs tâches en même temps et est en mesure de gérer plusieurs utilisateurs simultanément. Ce sont ces qualités qui ont contribué au succès d'Unix dans les entreprises.

LOTUS 1.2.3

Lotus 1.2.3 est l'un des tableurs les plus utilisés sur PC et compatibles. Ses possibilités évoluées, aussi bien au niveau du tableur que des graphiques et de la base de données, ses performances (rapidité de calcul, etc.) et ses macros évoluées en font un outil réellement professionnel. Standard du marché, Lotus 1.2.3 s'est vendu à plus de 3 millions d'exemplaires dans le monde et a su générer autour de lui tout un ensemble de produits complémentaires facilitant la vie de l'utilisateur.

Editions P.S.I.

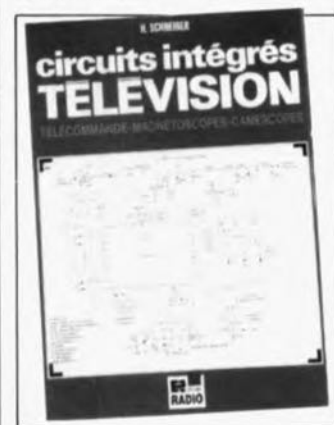
6-10, bd Jourdan
75014 Paris
tél.: (1) 45.06.06
fax: (1) 45.89.87.99

circuits intégrés TÉLÉVISION

H. Schreiber

Il n'est pas rare qu'à la rédaction nous recevions des demandes de schémas concernant l'un ou

l'autre téléviseur, magnétoscope ou caméscope. Ce troisième volume d'une collection d'ouvrages consacrés à la télévision sous toutes ses formes ne comporte pas moins de 87 schémas consacrés aux divers aspects de domaine de plus en plus complexe de la transmission d'images sous quelque forme que ce soit. Il passe en revue les applications de 120 circuits spécialisés. Avec les deux ouvrages précédents de cette série, l'amateur de dépannages télévision disposera d'un capital de plus de 320 schémas pour l'aider dans sa quête de cette panne si capricieuse. Un ouvrage à recommander à tous les dépanneurs télévision (dans l'âme).



Editions Radio
189, rue Saint-Jacques
75005 Paris

analyseur logique

1^e partie: présentation initiale et générale

Dès lors qu'il s'agit d'effectuer des mesures sur des circuits numériques complexes, il ne faut pas longtemps pour se rendre compte des limites de l'utilisation d'un oscilloscope. Il vaut mieux, dans ce cas, faire appel à un analyseur logique, le spécialiste des cas délicats, lire des signaux multiples et à variation fréquente. L'inconvénient des analyseurs logiques disponibles dans le commerce est que leur prix dépasse de bien loin les possibilités financières de la majorité d'entre nous.

Nous n'avons pas jusqu'à affirmer que le montage dont nous commençons la description dans ce numéro soit un projet de quelques dizaines, voire centaines de francs, mais il est, en tout état de cause, notablement moins cher qu'un appareil tout fait du commerce aux performances équivalentes.

pour IBM PC,
Compatibles
et Atari ST
monochrome

Caractéristiques techniques de l'analyseur logique:

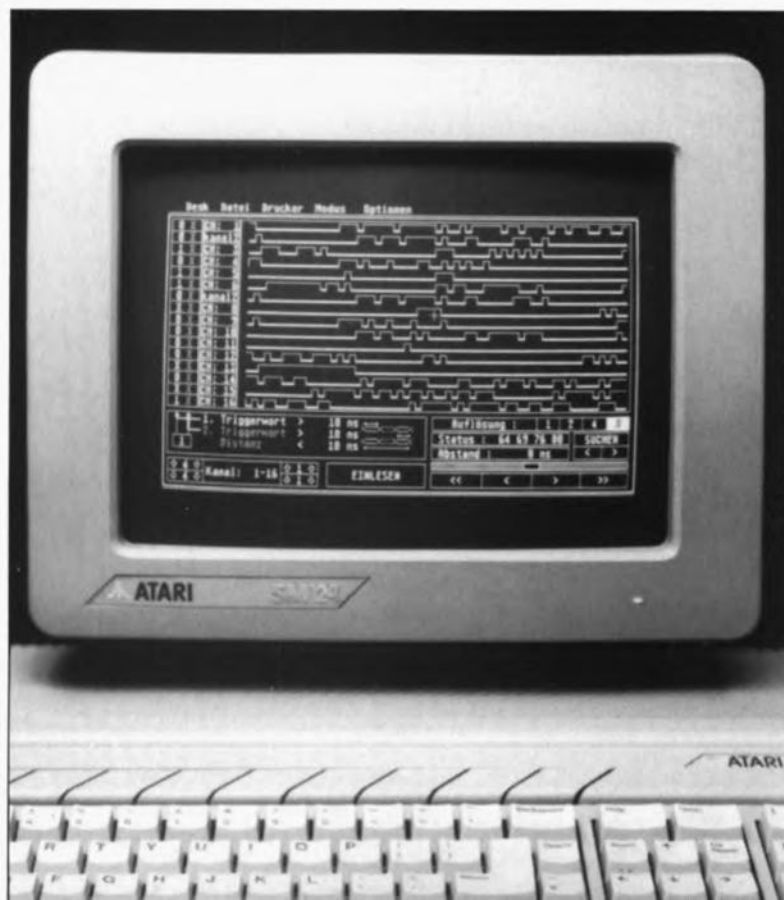
Mémoire: 2 048 échantillons/canal
8 192 échantillons/canal (en mode 100 MHz)
Nombre de canaux par carte de RAM: 16
4 (en mode 100 MHz)
Nombre de cartes de RAM: de 1 à 4
Horloge: 100 MHz
25 MHz
1 MHz
externe (25 MHz max.)
Nombre de valideurs d'horloge: (hors-mode 100 MHz),
ajustable(s) pour être actif(s) au niveau haut, bas ou inhibé
Type de déclenchement: déclenchement central
Patron de déclenchement: ajustable par canal à 0, 1 ou X
Durée minimale du patron de déclenchement: de 20 ns à 5,12 µs
Déclenchement "arm": de 20 ns à 2,56 µs
Durée de la fenêtre de déclenchement: de 40 ns à 81,92 µs
Logiciel: pour Atari ST et compatibles (écran monochrome)
pour PC-XT/AT
Possibilités offertes par le logiciel: son énumération nous amènerait bien trop loin.

En fait, comparer un oscilloscope à un analyseur logique n'est pas parfaitement objectif. De par leurs principes différents, l'oscilloscope visualise des variations chronologiques de tension, alors que l'analyseur logique affiche lui des données prises en compte au cours d'un intervalle de temps donné. Il n'est pas exclu de ce fait, que pour une application donnée, il vous faille faire appel simultanément aux deux appareils.

Supposons que l'on ait, à l'aide d'un analyseur logique, découvert un signal dont les données ne sont ce qu'elles devraient être. L'oscilloscope permet alors de vérifier si ce problème est dû à l'évolution de la tension de ce signal - un niveau logique haut qui reste coincé à 1,5 V par exemple ou à toute autre raison. Outre cette différence de principe, l'analyseur logique a l'avantage de disposer, en règle générale, d'un nombre de canaux d'entrée notablement plus important que celui que possède un oscilloscope.

Dans le cas de mesures à effectuer sur des montages à microprocesseur en particulier, le nombre de signaux à contrôler augmente de façon vertigineuse. Examiner séparément chacun de ces signaux n'est guère instructif sachant que c'est très précisément le rapport des différents signaux entre eux qui est important dans ce cas-là.

Même s'il ne s'agit que d'examiner le comportement d'un "antique" microprocesseur à 8 bits comportant 16 lignes d'adresses, faites le compte et vous aurez vite fait de constater qu'il faut plus que les 2, voire au mieux les 4, canaux mis à disposition par un oscilloscope, aussi moderne soit-il.



À l'image d'un oscilloscope, l'analyseur logique connaît également un déclenchement dont les caractéristiques sont cependant adaptées au traitement d'une information numérique. Plutôt que de déclencher à un niveau de tension donné, un analyseur logique déclenche à l'apparition aux entrées d'une combinaison (un patron) de bits prédéfinie.

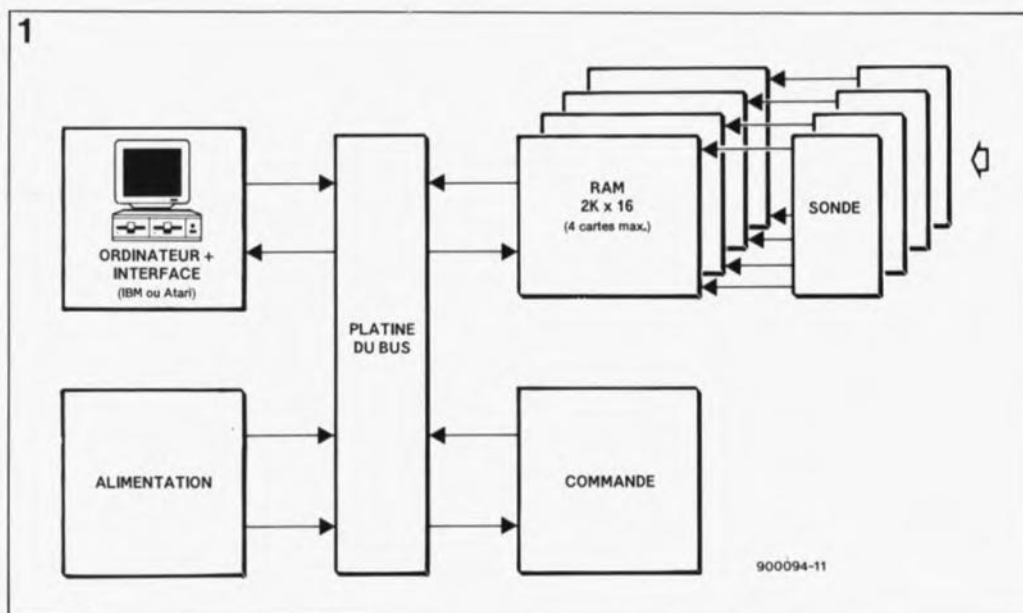
L'une des composantes inévitables d'un analyseur logique moderne est un ordinateur avec son logiciel dédié. La plupart du temps, les fabricants intègrent l'ordinateur et le reste de la logique, un écran et un panneau de commande, dans un seul et unique coffret. En ce qui concerne cet analyseur logique, nous avons opté pour un système indépendant travaillant de concert avec un système micro-informatique distinct.

L'analyseur logique peut être connecté, via une interface, soit à un (IBM)-PC (ou Compatible), soit à un Atari ST (et Compatibles). Nous faisons ainsi d'une pierre deux coups. Le logiciel associé à chacun de ces types d'ordinateur, différent bien entendu, se charge du traitement et de la visualisation des données recueillies par la partie matérielle de l'analyseur logique.

Première partie du synoptique

Puisque nous avons soulevé un coin du voile, autant voir de quoi il en retourne plus précisément. Nous allons, pour ce faire, nous aider du synoptique représenté en **figure 1**. On y retrouve la structure générale de l'analyseur logique. Le premier bloc, celui de l'ordinateur et son interface, a été évoqué plus haut. L'interface connectée à l'ordinateur est reliée à la platine du bus de l'analyseur logique par l'intermédiaire d'un câble multibrin. L'analyseur logique proprement dit se subdivise en deux parties: une platine de commande et la mémoire composée de 1 à 4 cartes de RAM. Le circuit de commande de l'analyseur logique est un circuit relativement autonome qui ne nécessite l'ordinateur que pour son initialisation, c'est-à-dire pour la définition de son réglage en début de processus de mesure. Cette autonomie est d'une importance capitale, car rares sont les ordinateurs capables de traiter en temps réel des fréquences d'horloge de 25 ou 100 MHz.

Les tâches principales de la circuiterie de commande sont d'assurer la chronologie des déclenchements et l'adressage de la mémoire. La taille



de la mémoire est toujours de 2 K, sa largeur de mot est de 16 bits au minimum (1 carte de mémoire) et de 64 bits au maximum (4 cartes de mémoire). Les données stockées dans la mémoire sont captées par une sonde. Cette sonde n'est en fait rien de plus qu'une série de tampons, étages indispensables lorsqu'il s'agit de transporter sur une certaine distance et cela sans qu'ils ne subissent d'altération, des signaux numériques dont la fréquence (fondamentale) peut atteindre jusqu'à 25 MHz. Cette approche présente un second avantage: celui de limiter au strict minimum pour le circuit en cours d'examen, la charge constituée par la sonde.

L'utilisation d'une sonde permet en outre la réalisation d'un câblage plus professionnel entre l'analyseur logique et le circuit à tester. La liaison entre la sonde et la carte de RAM prend la forme de morceaux de câble plat d'une longueur approximative de 1 m, les liaisons entre la sonde proprement dite et le montage en cours de test se faisant elles à l'aide de faibles longueurs de câble souple dotées de grippe-fils ou d'un autre dispositif de connexion adéquat. Cette approche permet d'éviter les salades de connexion tout en réduisant les risques de problème à leur minimum. La constitution physique des sondes est en outre telle, que pour l'établissement de liaisons plus longues il est possible de faire appel à une mise en série de plusieurs sondes.

Seconde partie du synoptique

Pour vous permettre de vous faire une meilleure idée de la constitution de l'analyseur logique, nous vous

proposons un second synoptique, celui de la **figure 2**. Ce schéma se concentre sur la (les) carte(s) de RAM et la platine de commande, composantes de montage qui feront l'objet de l'article du mois prochain. Nous n'avons pas représenté les liaisons vers l'ordinateur sachant qu'elles n'apportent rien à la compréhension du fonctionnement du circuit.

Pour la prise en compte des données par les sondes on a le choix entre plusieurs fréquences d'horloge: 100 MHz, 25 MHz, 1 MHz et un signal d'horloge externe. Nous reviendrons un peu plus loin sur le principe de fonctionnement légèrement différent du mode 100 MHz.

La fréquence d'horloge détermine la fréquence (dans le sens du nombre de fois par unité de temps) des transferts des données présentes sur les entrées de la sonde vers le verrou implanté à l'entrée de la carte de RAM - en mode 100 MHz, le bloc "input latch/shift register" (verrou d'entrée/registre à décalage) change de fonction pour remplir celle de registre à décalage.

Une fois que les données ont été prises en compte - les données d'entrée ont été échantillonnées - elles sont écrites en RAM suite à la validation du signal de commande R/W. Le compteur d'adresses est ensuite incrémenté. Ce processus se répète. Lorsque la RAM est pleine, l'écriture reprend aux adresses du début, l'information la plus récente écrasant les données les moins fraîches. Nous reviendrons sur l'intérêt de cette approche.

En vue d'obtenir le déclenchement de l'analyseur logique à l'instant voulu, le dispositif de reconnaissance de mot (*word-recognizer*) compare les données prises en

Figure 1. Ce synoptique très grossier pourrait donner l'impression que la platine du bus constitue le circuit imprimé le plus important de cet analyseur logique; cela n'est certainement pas le cas, bien qu'il soit indispensable.

compte et stockées dans la mémoire avec la donnée présente dans le verrou de mot (*word-latch*). Dans ce verrou il est indiqué, pour chaque bit, s'il doit, pour que l'ensemble réponde à la condition de déclenchement, être à "0", à "1", ou si son état est indifférent (X).

Si le dispositif de reconnaissance de mot a reconnu le mot (patron) de déclenchement requis, cette information est transmise, via les lignes "trigger" (déclenchement) et "ARM" (armé), au compteur de déclenchement n°1 (*trigger counter 1*).

Ces deux lignes n'assurent de fonction distincte qu'en mode 100 MHz. Pour les autres modes, elles sont interconnectées électroniquement. Si les lignes "trigger" et "ARM" indiquent que la condition de déclenchement requise est présente, le compteur n°1 va vérifier la présence de cette condition pendant une durée de longueur suffisante. La condition de déclenchement doit rester présente tant que ce compteur poursuit son comptage. Si tel n'est pas le cas, il n'y aura pas de déclenchement de l'analyseur logique.

Si le compteur n°1 a fini de compter, la condition de déclenchement est remplie, sous les deux aspects en question, à savoir combinaison de bits et sa durée de sa présence, de sorte que l'analyseur logique est déclenché. Le compteur de déclenchement n°2 et le compteur de durée de fenêtre ne remplissent pas de fonction dans le déroulement du processus que nous venons de décrire.

Ils n'entrent en jeu que lorsque l'on se trouve en mode 100 MHz.

Après que le compteur de déclenchement n°1 ait donné le signal de début de processus, la logique de commande (*logic control*) fournit un signal d'horloge au compteur de post-déclenchement (*post trigger counter*) qui compte alors le nombre d'échantillons des données d'entrée pris en compte, après le déclenchement. Dès que ce nombre a atteint 1024, ce compteur donne un signal d'arrêt, signal qui s'en va également vers l'ordinateur sous la forme d'une interruption. Par cet arrêt après 1024 impulsions d'horloge, nous évitons l'écrasement des 1024 octets stockés en mémoire avant l'instant de déclenchement.

Ceci nous permettra ultérieurement de faire effectuer par l'ordinateur une analyse non seulement des données prises en compte après le déclenchement mais aussi de celles stockées juste auparavant. On comprend mieux ainsi le pourquoi de l'écriture continue en RAM avant l'instant de déclenchement.

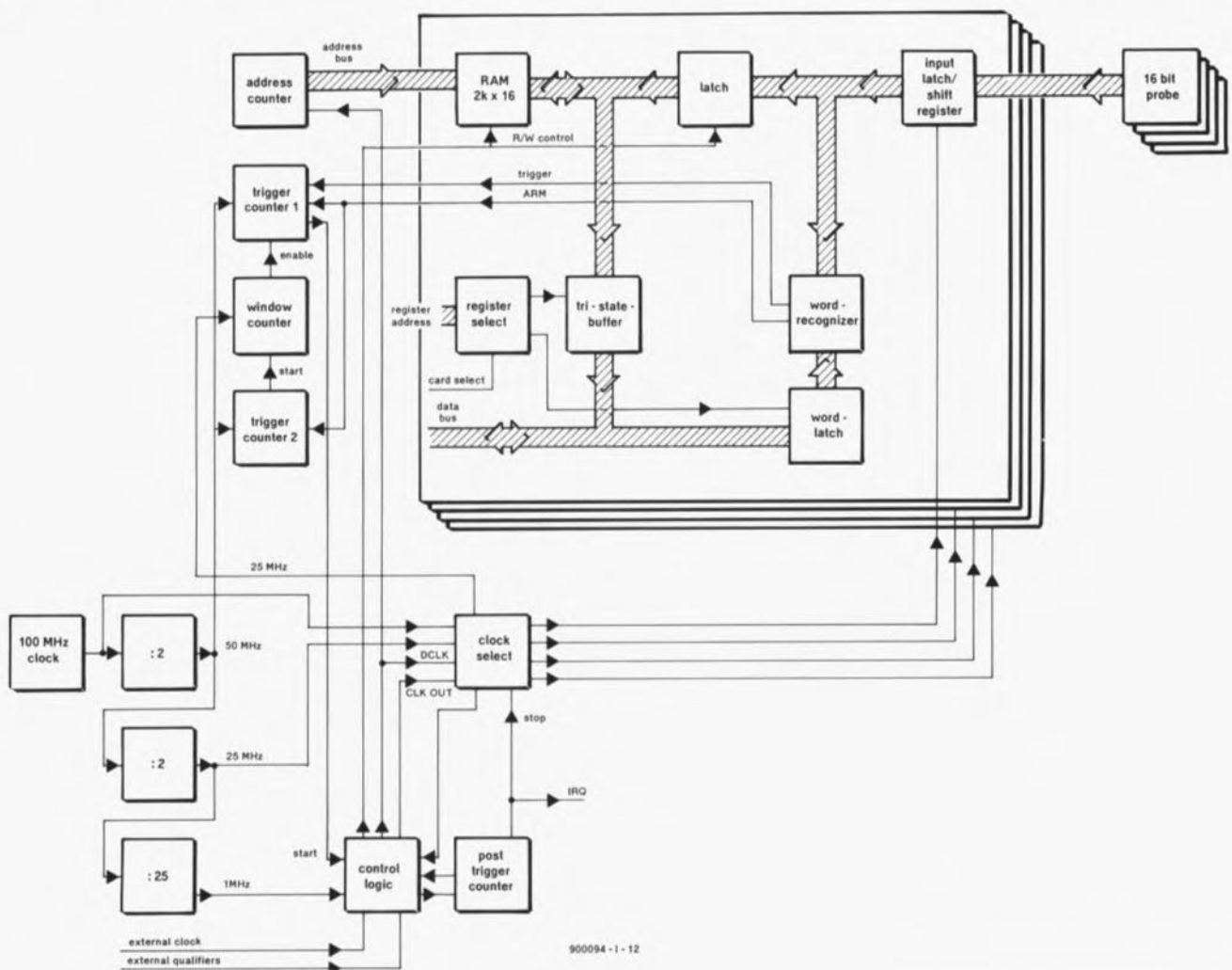
Dès que l'analyseur logique est arrêté, l'ordinateur peut entrer dans la danse. Via, entre autres, le sélecteur de registre (*register select*) et le tampon à 3-états (*tri-state buffer*), les mots de 16 bits de large sont divisés en 2 octets de 8 bits traités ensuite par l'ordinateur.

Le fonctionnement de principe du circuit en mode 100 MHz n'est guère différent de celui que nous venons de décrire, à ceci près que les choses vont plus vite.

Cette augmentation de vitesse va de pair avec un petit problème: la RAM n'est pas en mesure de suivre ce train d'enfer. Nous avons bien entendu imaginé une solution. Le registre à décalage, que nous utilisons sinon comme verrou d'entrée, sert alors de registre à décalage à grande vitesse. Nous glissons à chaque fois 4 échantillons de

Figure 2. Lors de la prise en compte des données, la circuiterie de commande et la carte de RAM, associées à la carte de la sonde, travaillent indépendamment de l'ordinateur.

2



données successifs dans ce registre à décalage. Ce faisant nous abaïssons à 25 MHz la fréquence à laquelle la RAM se voit appliquer les données. Le verrou (*latch*) intercalé entre la RAM et le registre à décalage fait en sorte que les données soient présentes aux entrées de la RAM pendant une durée suffisamment longue. Cependant, en dépit du décalage, la stabilité des données aux sorties du registre à décalage ne dépassera pratiquement jamais les 10 ns.

Ajoutons deux remarques, l'une agréable, l'autre moins, au sujet du mode 100 MHz. Commençons par la seconde. Lorsque nous utilisons le registre à décalage comme verrou, nous disposons de 16 entrées par carte de RAM. En mode 100 MHz, de par l'opération de décalage, ce nombre tombe à 4 entrées par carte de RAM seulement. Comme nous le disions, nous avons également une bonne nouvelle, deux même en fait. Il devient possible en mode 100 MHz d'écrire 4 fois plus de données en RAM puisque nous pouvons "caser" 4 échantillons par adresse. Il est en outre possible, en raison du petit nombre d'entrées concerné, de diviser le dispositif de reconnaissance de mot en 2 parties, ce qui augmente les possibilités de déclenchement. Les points que nous venons d'évoquer sont en fait les seules différences entre le mode 100 MHz et les autres mode de fonctionnement.

Suite à cette division du système de reconnaissance de mot, les signaux "trigger" et "ARM" sont distincts. Commençons par la partie du dispositif de reconnaissance de mot chargée de fournir l'impulsion "ARM".

En cas de reconnaissance de la condition de déclenchement, le compteur de déclenchement n°2 est démarré. À l'image du compteur n°1 dans les modes moins rapides, ce compteur est chargé de vérifier que la condition de déclenchement reste maintenue pendant une durée suffisante. Si tel est bien le cas, le compteur de fenêtre (*window counter*) est lancé. Pendant que ce compteur est actif il peut se présenter 3 situations:

- le mot de déclenchement ARM réapparaît,
- la condition de second déclenchement est remplie,
- le compteur de durée de fenêtre arrive à la fin de son comptage.

Dans le premier de ces cas, le compteur de déclenchement n°2 est remis à zéro, ce qui est également le cas du compteur de durée de fenêtre. Le processus de déclenchement redémarre à zéro.

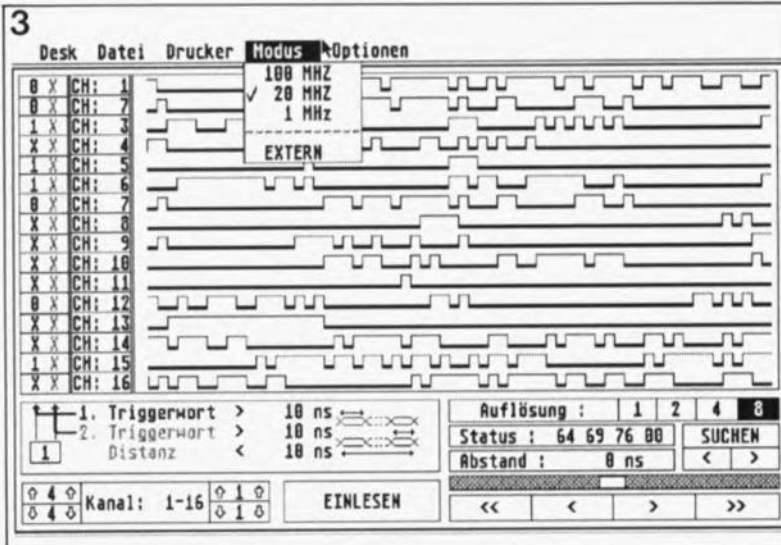


Figure 3. Cette recopie d'écran permet de se faire une idée, très imparfaite, de l'aspect du logiciel associé à cette réalisation. La version définitive sera en anglais.

La seconde condition de déclenchement est remplie si, après son déclenchement par la seconde partie du dispositif de reconnaissance de mot, le compteur n°1 a fini de compter (et qu'il produit alors une impulsion de début de processus). En d'autres termes, l'analyseur logique est mis au travail si, après déclenchement par l'impulsion "ARM", il y a, dans un intervalle de temps donné, notre fameuse fenêtre, un second déclenchement.

Dans la troisième et dernière situation, l'intervalle de temps, la fenêtre, dans lequel aurait dû avoir lieu le second déclenchement s'est écoulé sans que celui-ci n'ait eu lieu. Le circuit attend alors le premier déclenchement (ARM). Ce double déclenchement présente des avantages, en particulier lorsqu'il s'agit d'effectuer des mesures sur des systèmes à microprocesseur où l'on retrouve à intervalle régulier une combinaison (patron) de bits donnée. Le couplage l'un à l'autre de 2 patrons de bits accroît sensiblement la possibilité d'obtenir un déclenchement stable et indiscutable.

Le logiciel

La figure 3, qui montre le logiciel dans sa version d'origine, rassurez-vous il y aura, en temps voulu, une version anglaise, le français ayant l'inconvénient majeur et gravissime pour ce genre d'applications d'avoir des mots trop longs pour une utilisation en micro-informatique, montre une faible partie des possibilités de traitement des données accumulées par le matériel.

Les possesseurs d'Atari ST auront sans doute reconnu un écran typique de leur machine préférée. Comme vous l'imaginez sans doute, il s'agit de la version 0.0, écrite en langue de Goethe. Très prochaine-

ment, quand le moment sera venu, nous pourrons vous proposer une version en anglais.

La version pour PC de ce programme aura les mêmes possibilités que la version pour Atari ST (monochrome) mais son aspect graphique sera bien entendu différent.

Hormis les textes des 5 menus déroulants, la figure 3 montre toutes les possibilités offertes par le logiciel. Dans la colonne la plus à gauche il est possible de définir les 2 mots de déclenchement – le mot de déclenchement n°2 est, on le voit, inactif pour l'instant.

Le programme peut stocker jusqu'à 4 situations de déclenchement. Le chiffre encadré placé sous cette colonne de définition des mots de déclenchement indique la situation en vigueur à cet instant précis.

Il existe, ensuite, une possibilité de définition de la durée minimale des patrons de déclenchement et de celle de la fenêtre de déclenchement. Dans la colonne située à droite des mots de déclenchement on retrouve la dénomination des signaux. En plus de l'information standard peu parlante que constitue le numéro de canal, l'utilisateur a aussi la possibilité d'ajouter une indication plus explicite d'identification des signaux concernés. Rien n'interdit non plus d'opter pour une succession différente des signaux, voire pour la répétition à l'écran de certains d'entre eux. On peut de cette manière regrouper les signaux parents, sans qu'il ne soit nécessaire de repositionner les grappe-fils. Si, à la suite de quelques repositionnements, vous ne savez plus très bien où vous en êtes, vous pourrez retrouver, à l'aide de cette colonne, la correspondance entre les grappe-fils et chacun des signaux.

La partie la plus importante de la surface de l'écran est, bien

4

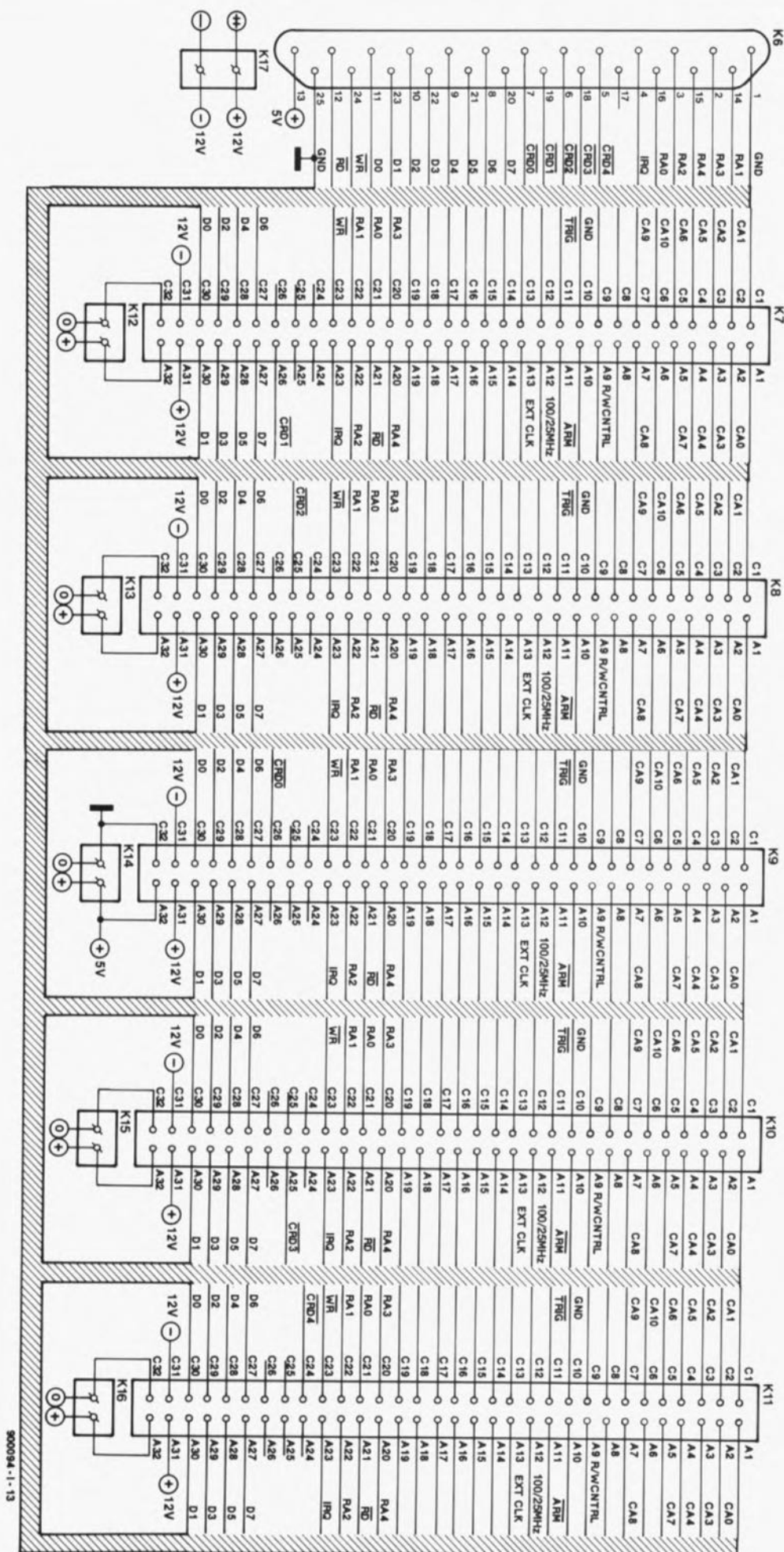


Figure 4. L'électronique, si tant est que l'on puisse utiliser ce terme, de la platine du bus n'est en fait rien de plus que l'interconnexion physique d'un certain nombre de connecteurs à l'aide de liaisons qui sont ici les pistes du circuit imprimé.

5

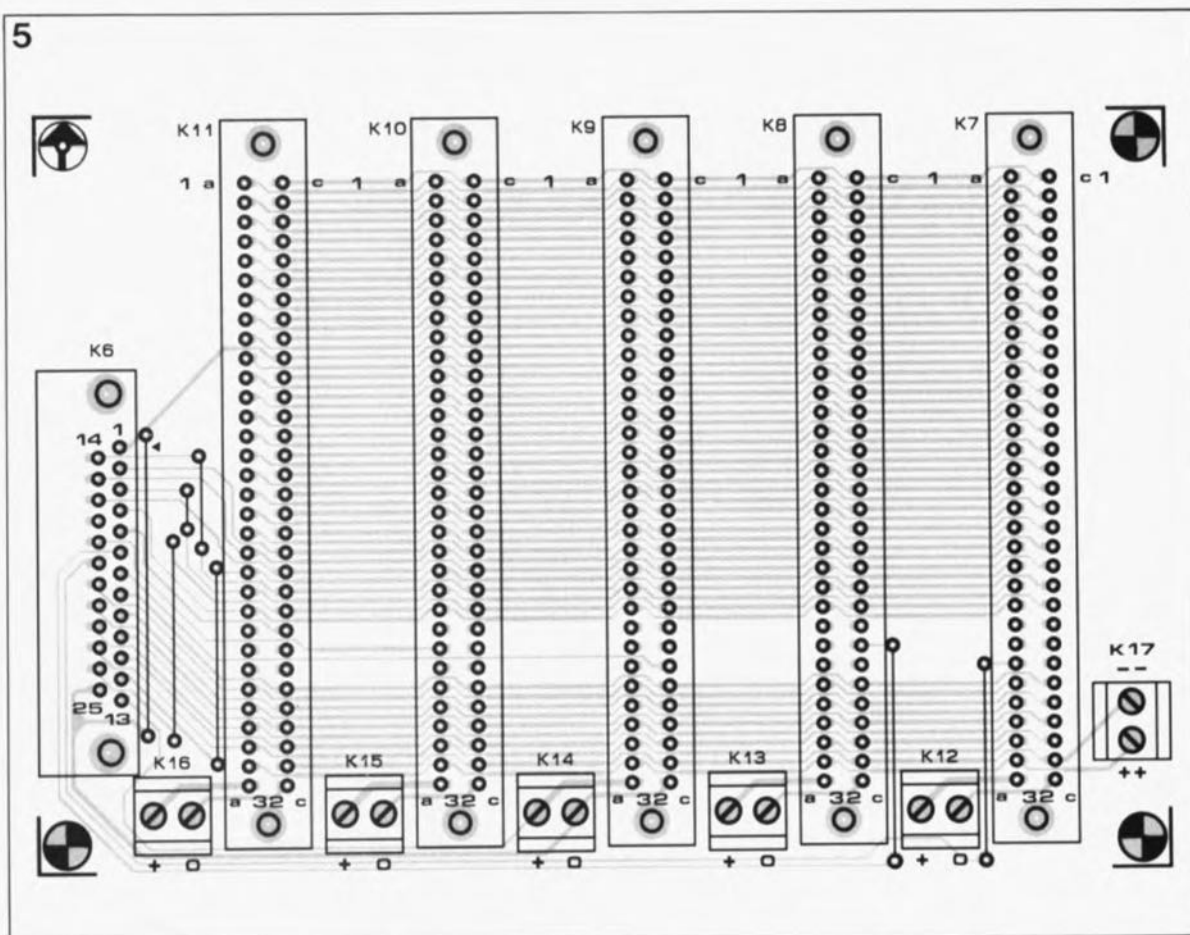


Figure 5. Représentation de la séri-graphie de l'implantation des composants de la platine du bus.

Liste des composants

Divers:

- K6 = connecteur-D mâle à 25 broches en équerre encartable
- K7 à K11 = connecteur femelle à 32 broches doubles (a-c) DIN41612
- K12 à K17 = bornier double encartable

entendu, réservée à la visualisation des signaux. Il est possible de mettre 16 signaux sur l'écran.

Il faudra faire apparaître les canaux additionnels par défilement vertical (*scrolling*) de l'écran à l'aide de la fenêtre située dans le bas gauche de l'écran.

La commande de déplacement latéral des signaux se fait à l'aide du bandeau inférieur droit (< > >). Le bandeau situé juste au-dessus sert à indiquer la position du curseur (invisible sur cette recopie d'écran), vue à partir de l'instant de déclenchement et la donnée (hexadécimale) correspondant à cette position – il va sans dire que dans la version définitive on a un curseur non-transparent.

Le champ "Auflösung (résolution)" permet de choisir le nombre d'échantillons que l'on veut voir apparaître simultanément à l'écran. Les menus déroulants mettent, de gauche à droite, les informations suivantes à notre disposition:

- informations concernant le programme (Desk),
- le chargement et la sauvegarde sur disque des données à analyser (Datei = File),
- l'impression des données (Drucker = Printer),
- le choix de la fréquence d'horloge (Modus = Mode)
- plus un certain nombre de fonctions faisant partie de catégories diverses (Optionen = Options).

Les amateurs de programmes anglais n'auront pas de problème pour s'y retrouver.

La platine du bus

Le premier élément matériel que nous vous proposons pour cette réalisation, n'est sans doute pas le plus impressionnant de l'ensemble, bien qu'il constitue la "colonne vertébrale" de ce montage complexe; il simplifie très sensiblement l'interconnexion des différentes cartes.

La platine, dont on retrouve la séri-graphie de l'implantation des composants en **figure 5**, peut recevoir jusqu'à cinq cartes d'un format pouvant atteindre le format "europe". Un sixième connecteur, K6, sert à effectuer la liaison de ce "fond de panier" à l'interface pour ordinateur indispensable pour l'interconnexion ultérieure de l'analyseur logique à l'ordinateur concerné.

La grande majorité des signaux est commune à l'ensemble des platines constituant l'analyseur logique, situation classique dans le cas de circuits imprimés interconnectés via un bus. Seuls les 5 signaux de sélection de carte, les lignes du +5 V et de l'alimentation, sont distincts pour chacune des cartes, ce qu'illustre d'ailleurs très éloquemment le schéma de la **figure 4**.

Il ne nous semble pas que la réalisa-

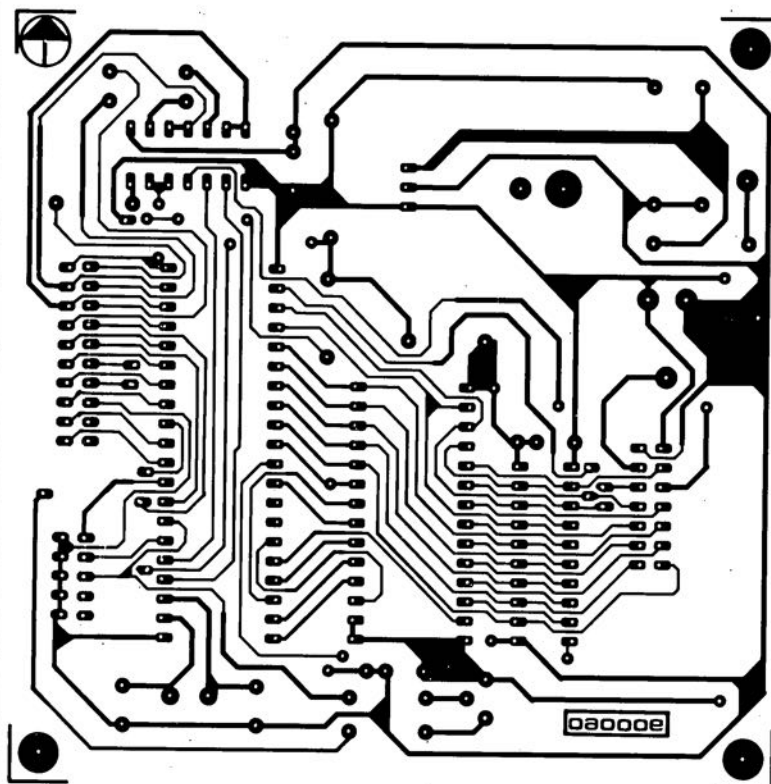
tion de cette platine de bus doive poser le moindre problème à ceux d'entre vous qui ont décidé de se lancer dans ce projet exceptionnel. Il suffit de positionner correctement les connecteurs (attention à la numérotation des broches), de vérifier qu'ils sont bien enfichés et d'en effectuer une soudure propre en évitant, de préférence, les pâtes. Notre expérience nous a appris qu'il est extrêmement délicat de dessolder un connecteur à 64 broches sans abîmer la platine; cette opération ne réussira qu'à de très rares "professionnels" du dessoudage.

Dans l'article du mois prochain nous passerons à la description de deux des sous-ensembles les plus importants de cette réalisation, à savoir la carte de RAM et la platine de la sonde. Nous espérons que vous n'aurez pas trop de peine à attendre le numéro du mois prochain. **K**

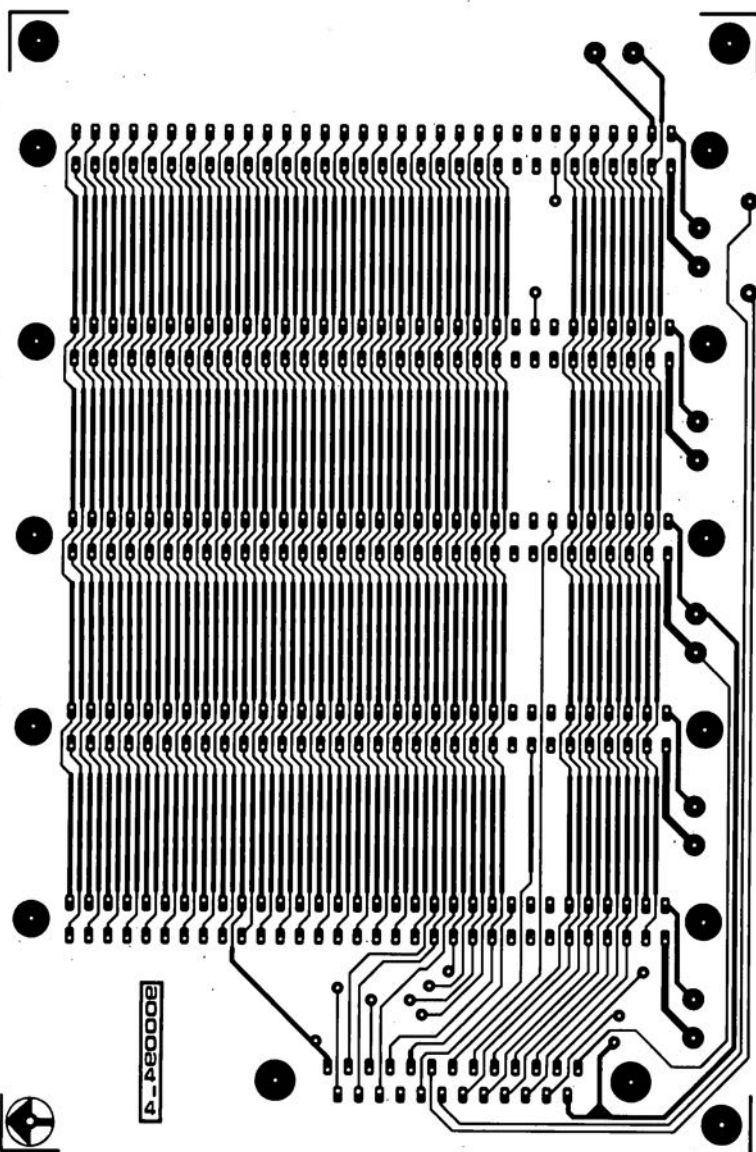
Le mois prochain:

- analyseur logique pour PC (et Compatibles) et pour Atari ST (II)
- préampli MC très haut de gamme
- wattmètre efficace
- traceur de signaux universel
- gradateur pour éclairage halogène multi-spots à télécommande IR

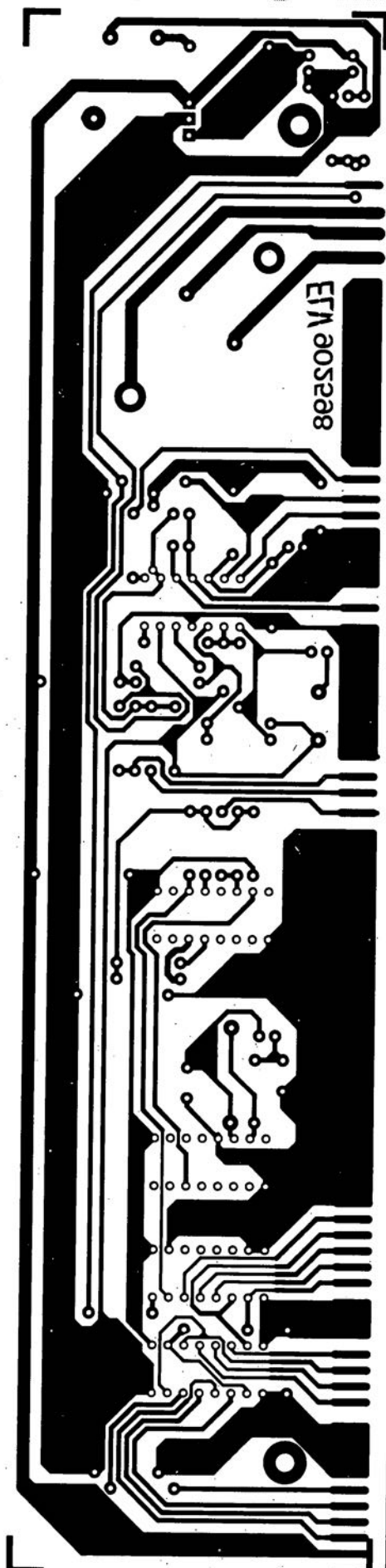
SERVICE



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du processeur



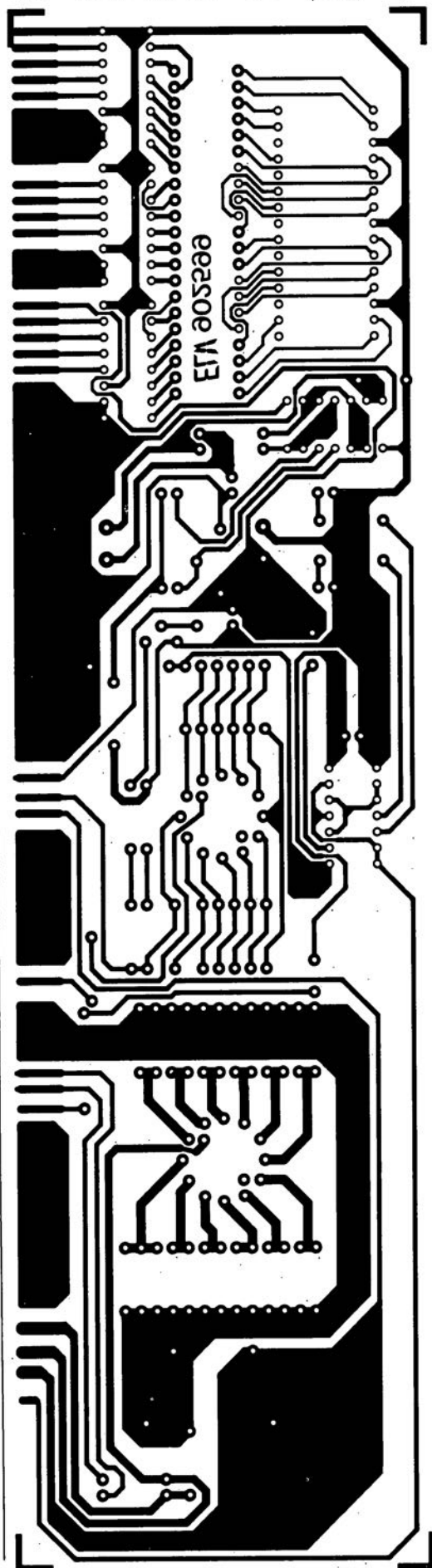
analyseur logique pour IBM PC et Atari-ST: le bus "fond de panier"



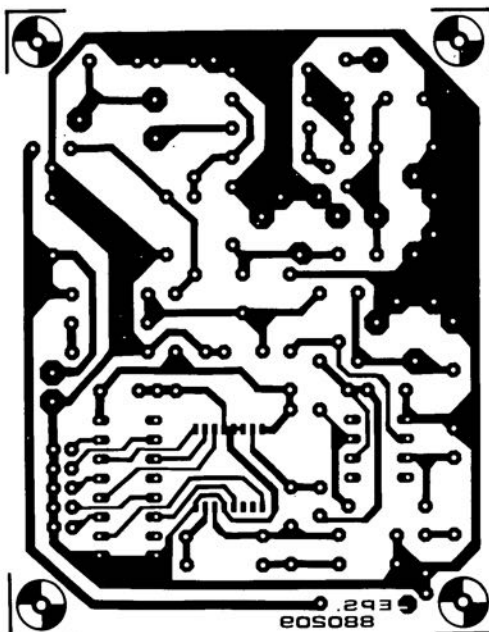
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine principale

SERVICE

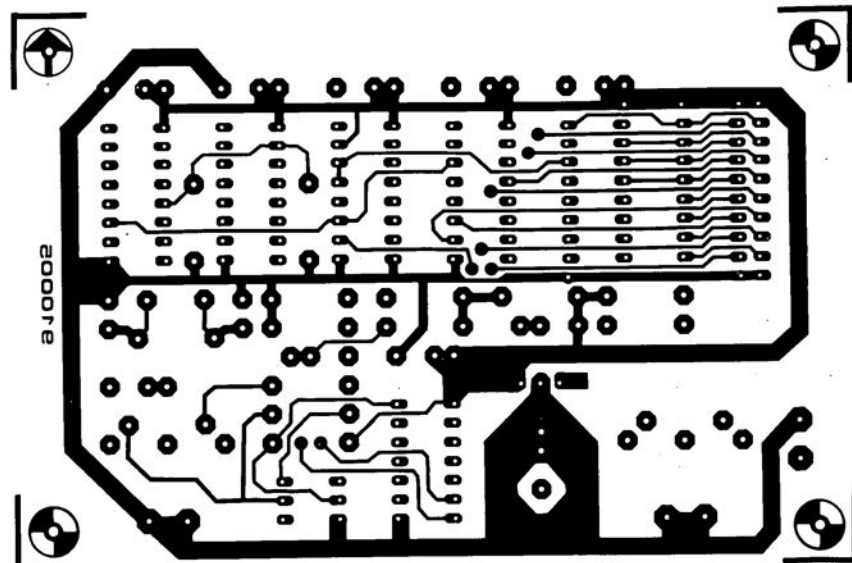
En raison de sa taille, nous ne pouvons pas vous proposer à sa taille réelle, le dessin du circuit imprimé principal de "The Complet", une platine double face à trous métallisés



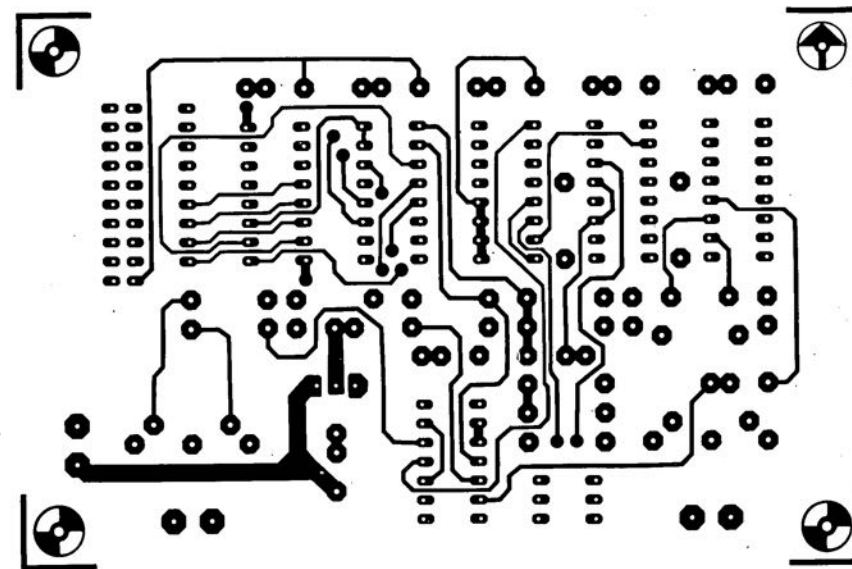
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine de l'affichage



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du décodeur



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST

capacimètre CAR 7000

pour accus rechargeables CdNi & Pb



Cet article décrit les tenants et aboutissants de la réalisation d'un instrument de mesure qui permet de déterminer et de vérifier la capacité des accus, qu'ils soient au CdNi ou au plomb. Ce montage associe une reproductibilité aisée de la réalisation à un grand confort d'utilisation une fois l'instrument terminé.

Une simple mesure de la tension disponible aux bornes d'un accu ne fournit pas une information fiable sur les performances dont il sera capable ultérieurement, qu'il s'agisse d'un accu au Cadmium-Nickel (CdNi) ou d'un accu au plomb (Pb). Sachant, dit le dicton, qu'une chaîne a la solidité de son chaînon le plus fragile, règle qui vaut également dans le cas d'associations de cellules constituant un accu "multi-cellules", il nous a semblé intéressant de décrire la réalisation d'un capacimètre pour accu, instrument chargé **uniquement** de **visualiser**, après une mesure précise, la **capacité réelle** d'un accu et non pas de faire office de chargeur d'accu.

Le capacimètre CAR 7000 permet de déterminer aisément, et avec une bonne précision, la capacité d'un accu multi-cellules, voire si on le veut, celle de chacune des cellules

qui le composent, ceci à condition bien entendu de pouvoir accéder à leurs différentes bornes. Ceci facilite sensiblement l'association optimale d'un certain nombre de cellules, sélection qui se traduit en outre par un fonctionnement plus fiable de l'appareil alimenté par l'accu en question.

Au cours de la vie d'un accu – et de ceux au CdNi en particulier – une décharge partielle, ou une recharge faite trop tôt, peut entraîner la formation de "couches de contact". Le capacimètre CAR 7000 est capable de détecter ce phénomène et fournit des informations précises concernant la charge réelle disponible. Si l'on a procédé à une recharge de l'accu et qu'un nouveau test montre que sa capacité a augmenté, il est possible, en faisant appel à une série de décharges/recharges, de régénérer partiellement (voire totalement) l'accu en question.

Dans la suite de cet article nous reviendrons à ce sujet fort intéressant que constitue la "réanimation" d'accus cliniquement "morts".

Les principes

La capacité d'un accu s'exprime en règle générale en "Ah", ou ampère-heure; on se réfère pour cela à une durée de décharge de 10 heures environ effectuée à un courant de décharge de $I/10$; cette dernière valeur signifie qu'il circule un courant ayant une valeur égale à 10% de capacité nominale de l'accu. Un exemple: si notre accu possède une capacité nominale de 10 Ah, le courant de décharge vaudra $10 \text{ Ah} / 10 = 1 \text{ A}$.

La charge que peut "stocker" un accu dépend, si l'on ne tient pas compte de ses caractéristiques physiques (taille) et techniques (type, procédé de fabrication), de la

température et de l'importance réelle du courant qui circule. En simplifiant, on peut dire que:

■ plus la température de service est basse, plus la capacité de l'accu est faible. Il est bon de noter en passant que des températures excessivement élevées entraînent également une réduction de la capacité d'un accu.

■ plus le courant drainé par la charge est important, plus la charge disponible sera faible.

Les accus au plomb

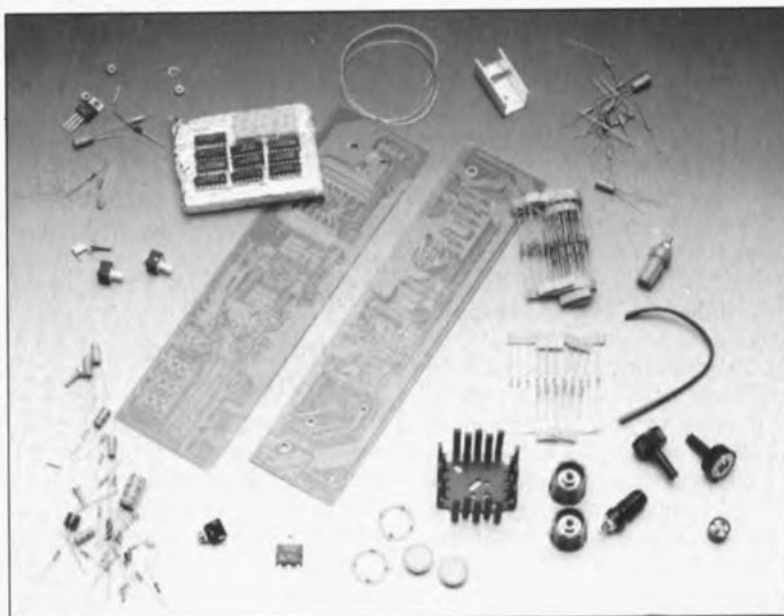
Restons-en donc aux accus au plomb et penchons-nous sur leur "mode d'emploi". Les accus au plomb présentent une tension nominale de 2,0 V par cellule; en raison de leur rapport prix/performance très favorable, ils sont utilisés pour de nombreuses applications. On les retrouve aussi bien dans des caméscopes que dans les modèles réduits où ils fournissent de l'énergie au moteur électrique d'un aéronef ou à celui d'un "petit bateau" (publicité gratuite) par exemple.

Pour garantir une longévité correcte aux accus au plomb il est impératif, cependant, de respecter quelques règles de base. Il faut, pour commencer, éviter de mettre un accu en "mort latente" en procédant à son déchargement total; il est donc primordial d'éviter que la tension résiduelle par cellule ne tombe à zéro. Dès que la charge disponible est totalement épuisée, un processus de destruction rapide démarre à l'intérieur de l'accu. Dans le cas d'une batterie de démarrage (d'un véhicule quel qu'il soit), ce processus mène à sa destruction totale au bout de quelques heures déjà.

Il est absolument nécessaire de fait de recharger immédiatement un accu ayant atteint un état de décharge extrême.

Il vaut donc mieux veiller à ce qu'un accu au plomb conserve une certaine charge résiduelle pour le recharger ensuite le plus tôt possible. Dans la plupart des caméscopes il existe par exemple un petit circuit qui coupe sans rémission la tension d'alimentation de l'appareil dès que la charge résiduelle de l'accu atteint un certain niveau appelé de ce fait tension de référence de fin de décharge. Il nous faut pourtant insister sur le fait qu'en dépit de ce dispositif, il reste très important de recharger dès que possible, le plus tôt sera le mieux, l'accu en question.

Il existe ensuite un second aspect digne d'intérêt: le durcissement des



Il s'agit de passer de ceci... à cela (voir figure 1).

plaques à l'intérieur d'un accu au plomb. Selon le type d'accu et sa structure, un stockage prolongé risque d'entraîner un durcissement des plaques et une passivité de plus en plus importante, même si l'accu en question est rechargé régulièrement ou connecté à un circuit de maintien de charge. Il est recommandé de ce fait, une fois par mois environ, de faire subir à l'accu un cycle de décharge/recharge. Ce traitement garantit le maintien à son niveau maximal de la capacité de l'accu en question.

Les accus au cadmium-nickel

Les accus CdNi, qui connaissent eux une tension de cellule de 1,2 V, se caractérisent en outre par une résistance interne extrêmement faible. Ils sont de plus très robustes et insensibles au dimensionnement de la charge qu'ils doivent alimenter. Il est de fait possible de les stocker longtemps sans que leur état de charge n'en souffre.

Les cellules "bouton" dont se compose par exemple un accu CdNi de 9 V (6F22 destiné à remplacer une pile compacte de tension similaire) se distingue par une décharge spontanée extrêmement faible qui est de l'ordre de 50% par an seulement. De ce fait, au bout de 2 ans, ce type d'accu dispose toujours de 25% de sa capacité initiale. La décharge spontanée des autres types d'accus ronds — tels que les MONO, BABY et MIGNON par exemple — est plus importante. Ce genre d'accus est au bout de son latin (vide) au bout d'un peu plus de 3 ans, et cela même sans que l'on y ait connecté de charge. Cette différence notable entre les différents types d'accus quant à leur comportement en décharge spontanée est dû à leur constitution interne.

Si l'on recharge un accu CdNi après un long stockage, il se peut que sa capacité maximale n'atteigne pas sa valeur nominale. Après quelques cycles de décharge/recharge on dispose, en règle générale, à nouveau de la capacité initiale.

Si l'on veut toujours pouvoir disposer de la capacité maximale d'un accu CdNi il est nécessaire de se rendre compte de l'effet des "couches de contact", phénomène déjà mentionné en début d'article. Selon le type d'accu, on peut avoir formation d'une telle couche de contact, limitant la capacité de l'accu, lorsque l'on procède à la recharge totale d'un accu qui n'était pas suffisamment déchargé. Une multiple répétition de ce processus de recharge complète après décharge partielle, fait prendre à la couche de contact des dimensions telles que l'accu en question en devient inutilisable. Il est pourtant possible, en faisant appel à un processus de décharge bien calibré effectué aux conditions nominales, que l'on fait suivre ensuite par une recharge faite dans les règles de l'art, de rendre aux couches de contact leur caractéristiques originelles, pour retrouver une capacité proche de celle qu'avait l'accu à l'origine.

Dans le paragraphe "Régénération d'accus" nous reviendrons à ce sujet.

La capacité

Dès lors que l'on parle de la capacité d'un accu, le courant de décharge joue un rôle important. Si l'on décharge un accu de 4 Ah à un courant de 0,4 A, ce courant peut circuler pendant 10 heures avant que l'accu ne soit épuisé ($4 \text{ Ah} / 0,4 \text{ A} = 10 \text{ h}$). Au contraire, s'il circule un courant de décharge de

4 A, la durée de décharge atteindra, **théoriquement**, 1 heure ($4 \text{ Ah} / 4 \text{ A} = 1 \text{ h}$). En pratique cela n'est pas vrai. La charge disponible chute de façon notable aux intensités de courant importantes (perte qui peut aller jusqu'à 20%, voire 50% même !). À un courant tel qu'il épuise l'accu en quelques minutes, la capacité disponible peut même être inférieure à 20% de la capacité nominale.

Si au contraire, le courant de décharge est plus faible, la charge disponible augmente rapidement. Un simple calcul nous apprend que, théoriquement, l'accu de notre exemple peut fournir un courant de 0,2 A pendant 20 heures ($0,2 \text{ A} \times 20 \text{ h} = 4,0 \text{ Ah}$). Dans la pratique, ce courant de 200 mA peut circuler pendant 21, voire 22 heures même, puisque la capacité disponible sous un tel courant de décharge est plus élevée. Cette règle s'applique tout aussi bien aux accus au cadmium-nickel qu'aux accus au plomb.

Outre de rares exceptions (publicités plus ou moins "optimistes") la valeur de la capacité d'un accu ou d'une batterie s'exprime, en règle générale, (et fort justement) par un chiffre basé sur une durée de décharge sur 10 heures. C'est également cette durée standard que l'on retrouve à la base du fonctionnement du capacimètre pour accus rechargeables, CAR 7000.

Utilisation et fonctionnement

Le CAR 7000 a été conçu pour la mesure de la capacité de majorité des accus (CdNi ou au plomb) actuellement disponibles dans le commerce, de capacité comprise entre 0,11 Ah (bloc 9 V par exemple) et 4,0 Ah (format pile MONO entre autres). Le capacimètre permet tant

la connexion d'accus rechargeables (cellules) individuels que celle d'accus multi-cellules.

La tension la plus faible à laquelle le CAR 7000 peut travailler correspond de ce fait à la tension d'une unique cellule CdNi de 1,2 V tandis que la tension maximale est celle d'un ensemble comportant 12 cellules au plomb, c'est-à-dire $12 \times 2 \text{ V} = 24 \text{ V}$.

L'alimentation du CAR 7000

Avant que nous puissions connecter un accu au capacimètre, il faut bien entendu alimenter cet instrument de mesure. Il est recommandé d'utiliser à cet effet un petit module d'alimentation-secteur, capable de fournir une tension (non régulée) comprise entre 12 V et 15 V, à un courant de 300 mA. Ce module est connecté au capacimètre par l'intermédiaire d'un jack qui peut être enfiché dans l'embase que comporte la face arrière du capacimètre.

Choix du nombre de cellules

Au centre de la face avant se trouve un commutateur rotatif à 12 positions qui permet d'indiquer à l'appareil le nombre exact de cellules que comporte l'accu à tester. Si, par exemple, il s'agit de vérifier un seul accu rechargeable du type R20 (MONO), il faudra tourner ce commutateur dans le sens anti-horaire jusqu'à ce que le repère du bouton se trouve sur "1" et que le commutateur soit en position "1". Il va sans dire que ce commutateur permet de sélectionner n'importe quel nombre compris entre 1 et 12.

Si vous ne connaissez pas le nombre de cellules que comporte l'accu à tester, il suffit d'une simple mesure de tension pour le déterminer. Une cellule CdNi bien chargée fournit

une tension de 1,22 V lorsque la charge qu'elle alimente consomme 1/10 de sa capacité nominale. Dans les mêmes conditions, une cellule d'un accu au plomb fournit une tension de 2,0 V. Après avoir déterminé (à l'aide d'un multimètre par exemple) la tension que fournit l'accu, il suffit de diviser cette valeur par 1,22 (dans le cas d'un accu CdNi) ou par 2 (s'il s'agit d'un accu au plomb) pour trouver le nombre exact des cellules.

Prenons un exemple pour illustrer cette technique:

On tire un courant de 200 mA d'un accu bien chargé ayant une capacité de 2,0 Ah. La tension mesurée est de 9,76 V; on en déduit que l'accu comporte 8 cellules ($9,76 \text{ V} / 1,22 \text{ V} = 8$). Si par contre la tension mesurée est de 9,5 V, le calcul nous apprend qu'il s'agit de $9,5 \text{ V} / 1,22 \text{ V} = 7,79$ éléments ! Il va sans dire qu'un accu ne peut comporter qu'un nombre entier de cellules. Il faudra alors arrondir vers le haut le chiffre trouvé, ce qui donne à nouveau 8 cellules.

Choix de la capacité nominale

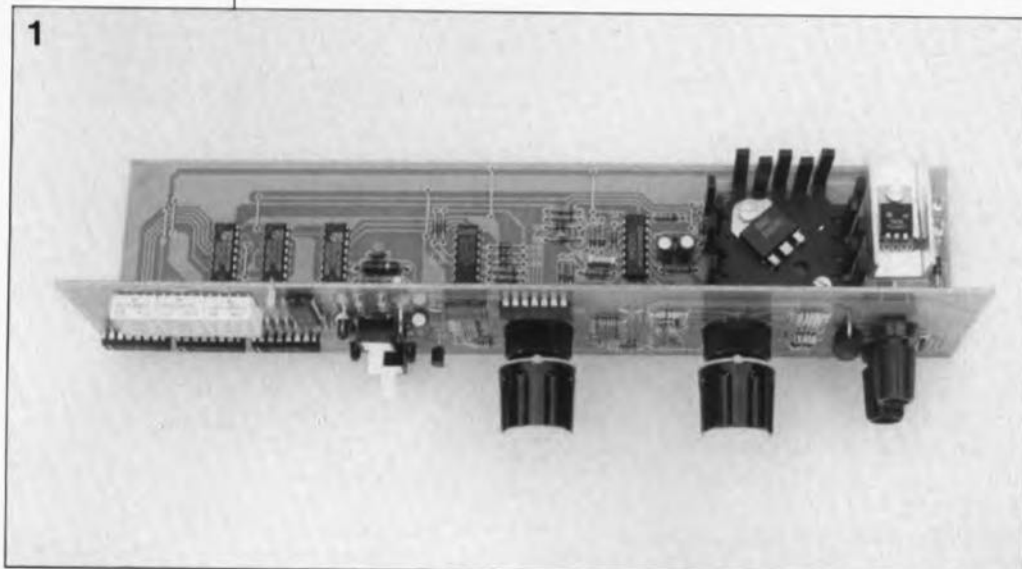
Le second commutateur rotatif, à douze positions lui aussi, permet de choisir, en 12 niveaux, la capacité nominale de la plupart des accus CdNi ou au plomb disponibles dans le commerce. En règle générale, la capacité d'un accu est affichée sur son boîtier. La capacité la plus faible est celle du bloc 9 V de type 6F22 (110 mAh) tandis que la valeur la plus élevée, celle de 4 Ah, correspond à un accu du type MONO. Le commutateur rotatif permet de choisir de nombreuses valeurs intermédiaires.

Le courant de décharge utilisé par le CAR 7000 est fixé, à l'aide du commutateur rotatif, à une valeur égale à 1/10 de la capacité nominale choisie, $I = C/10$. En cas de connexion d'un accu de capacité C égale à 0,11 Ah il circule de ce fait un courant I de 11 mA. Si par contre nous connectons un accu de 4 Ah au capacimètre, ce courant sera de... 400 mA bien évidemment.

Si, à l'occasion, il vous faut tester un accu dont la capacité nominale ne correspond pas exactement à l'une des valeurs sélectables à l'aide du commutateur S2, il faudra choisir, parmi les options offertes par S2, la valeur se rapprochant le plus de la capacité de l'accu à tester.

Supposons que nous ayons un accu d'une capacité nominale de 1,1 Ah et

Figure 1. Vue "aérienne" de l'ensemble constitué par l'assemblage des deux platines composant le capacimètre pour accus rechargeables CAR 7000.



que nous voulions le tester à l'aide du CAR 7000. Dans de telles conditions, la seule solution disponible consiste à choisir la valeur la plus proche, c'est-à-dire 1 Ah. Cela signifie que l'accu est déchargé à un courant de 100 mA et non pas de 110 mA. Si l'accu dispose bien des 100% de sa capacité, le capacimètre devrait afficher, à la fin du processus, une valeur de 110 (%); ceci s'explique par le fait que, vu la capacité disponible, le courant de décharge, qui n'est que de 100 mA, peut circuler pendant 11 heures au lieu de 10, si la décharge s'était faite à 110 mA.

La valeur affichée devra être corrigée d'un facteur correspondant très exactement à la différence entre la capacité nominale choisie à l'aide du commutateur S2 et la capacité nominale réelle de l'accu testé. Il est possible de calculer la correction à l'aide de la formule suivante:

$$VC = \frac{CC \cdot VA}{CR}$$

formule dans laquelle

VC = Valeur d'affichage Corrigée,
CC = Capacité nominale Choisie,
VA = Valeur Affichée et
CR = Capacité nominale Réelle.

En substituant aux unités mentionnées dans cette formule les valeurs de notre exemple, nous obtenons le résultat suivant:

$$VC = \frac{1,0 \text{ Ah} \cdot 110\%}{1,1 \text{ Ah}} = 100\%$$

Ceci illustre qu'il est possible, sans trop de problèmes et avec une fiabilité suffisante, de tester également des accus d'une capacité nominale réelle quelque peu exotique.

Pour ne rien vous cacher, il nous faut signaler qu'il est également possible de tester un accu de, disons 2,0 Ah, en optant pourtant avec S2 pour une valeur de 4,0 Ah ce qui résulte en un courant nominal de décharge égal au double de la valeur normale. La durée de décharge est dans ces conditions de 5 heures, ce qui résulte en un affichage de 50(%), si tant est que l'accu était bien chargé à 100% de sa capacité. Un courant de décharge plus important a pourtant, comme nous avons mentionné plus haut déjà, un effet de réduction de la capacité de l'accu. Si l'accu était vraiment chargé à 100%, la valeur affichée sera quelque peu inférieure à 50(%).

Théoriquement, la valeur maximale affichable peut être 999(%), ce qui correspond ainsi à une durée de décharge de 99,9 heures c'est-à-dire de dix fois la durée normale à laquelle s'attend le capacimètre. Un

dépassement, improbable, de cette durée entraîne la remise à zéro de l'affichage et la reprise du comptage à zéro.

Choix du type d'accu

Le capacimètre CAR 7000 est conçu pour le test d'accus CdNi et celui d'accus au plomb. Le bouton-poussoir inférieur présent dans la partie gauche de la face avant permet un choix entre ces deux types d'accus. Chaque action sur ce bouton-poussoir entraîne le passage à l'autre possibilité, choix visualisé par l'illumination d'une LED. Il est important de bien choisir le type d'accu à tester, sachant que ce choix, associé à la sélection du nombre correct de cellules, se traduit par une tension de référence de fin de décharge la plus adaptée au type d'accu concerné. Ces données sont indispensables à une mesure correcte et fiable de la capacité de l'accu.

Branchement de l'accu

Dans la partie droite de la face avant du CAR 7000 on trouve deux bornes universelles femelles destinées à la connexion de l'accu à tester. Ces bornes permettent, soit l'introduction de fiches bananes de 4 mm, soit la fixation vissée des câbles introduits dans l'orifice qu'elles comportent.

Il faudra connecter le pôle positif de l'accu à la borne rouge (supérieure) et le pôle négatif à la borne noire (inférieure). Il nous faut insister sur le fait qu'il est impératif d'établir de bons contacts et ce avec des câbles de section convenable (fonction du courant à véhiculer).

Si, par un hasard malencontreux, vous faites une erreur de polarité, le capacimètre attirera votre attention sur cette situation erronée en produisant un signal sonore. Si vous deviez vous trouver confronté à une telle situation, il faudra déconnecter immédiatement l'accu pour remédier à cette erreur de polarité. L'instrument comporte une diode de protection interne qui court-circuite l'accu et protège ainsi son électronique propre. Pour éviter qu'en dépit de cette protection, le circuit ne soit endommagé, il est important que la durée d'une telle erreur de polarité soit la plus courte possible.

IMPORTANT:

Il nous faut insister sur le fait que **l'accu à tester doit être totalement chargé** avant qu'il ne soit mis à l'épreuve du capacimètre.

Le CAR 7000 est un **instrument de test** (ou de mesure si vous voulez)

qui **détermine la capacité d'un accu**. Il ne s'agit en aucun cas d'un chargeur d'accu !

Le début de la mesure

Une action sur le bouton-poussoir "Début" lance la mesure et, simultanément, entraîne la remise à zéro de l'affichage numérique à 3 chiffres. Cette action est suivie presque aussitôt par l'illumination de la LED "Test". Normalement, la procédure de test dure une dizaine d'heures. La connexion d'un accu dont la capacité, pour l'une ou l'autre des raisons mentionnées plus haut, est différente de celle indiquée sur son boîtier peut se traduire pourtant par une durée de test plus courte ou plus longue. Si par exemple la capacité nominale réelle est supérieure de 20%, le test prendra 12 heures. Si au contraire elle n'est que de 50%, tout le cycle de mesure sera terminé au bout de 5 heures.

Dès que la tension résiduelle de l'accu atteint le niveau de la tension de référence de fin de décharge, la LED "Test" s'éteint. L'illumination de la LED "Ready" indique alors que le processus de test est achevé et que la valeur affichée donne le pourcentage de la capacité nominale dont dispose l'accu testé.

Si l'on a testé un accu d'une capacité nominale de 1,4 Ah et que l'affichage indique une valeur de "100" cela veut dire que cet accu peut fournir 1,4 Ah sur 10 heures. Un affichage de "80" signifie lui que l'accu n'est capable de fournir que $1,4 \text{ Ah} \times 0,8 = 1,12 \text{ Ah}$.

Il est recommandé de recharger le plus vite possible un accu après l'avoir soumis au test du capacimètre. Puisque le processus de décharge cesse dès que la tension résiduelle atteint le niveau de référence de fin de décharge, un accu qui resterait connecté au capacimètre ne subirait pas de dommage. Il est pourtant préférable, comme nous le disions plus haut déjà, de recharger dans les plus brefs délais tout accu déchargé.

La régénération d'accus

Les accus au plomb, et les accus CdNi en particulier, peuvent, pour des raisons très diverses, perdre leur "capacité" de stocker de l'énergie, de sorte que le courant disponible diminue. S'il s'agit d'accus CdNi, ce phénomène se manifeste rapidement si l'on ne décharge l'accu que partiellement avant une nouvelle recharge.

Si dans un cas pareil, le CAR 7000

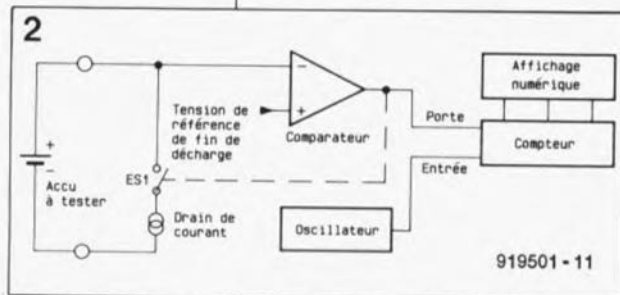
indique une capacité sensiblement moins élevée que celle à laquelle vous vous attendiez (30(%) par exemple), il est recommandé de recharger aussitôt l'accu pour le soumettre à un second test. L'affichage, à la fin d'un nouveau test, d'une valeur légèrement plus élevée (35(%) par exemple) indique que la capacité de l'accu peut être rétablie et il faudra continuer le cycle de recharge/test jusqu'à ce que la valeur affichée n'augmente plus. En agissant de cette façon, il est possible de rétablir la capacité d'un accu à 50%, voire même à une valeur très proche de 100%, de sa capacité initiale. La pratique nous a appris que cette technique de rétablissement fonctionne très bien, même avec un accu dont la capacité était tombée à un pourcentage inférieur à 30%.

Après cette introduction très détaillée sur les notions de base concernant les accus CdNi et au Pb et un examen rapide du mode d'emploi du CAR 7000 nous allons nous intéresser, dans les paragraphes suivants, au côté matériel de cette réalisation: l'électronique du capacimètre pour accus rechargeables CdNi/Pb.

Le synoptique

La figure 2 montre le synoptique du CAR 7000; il illustre bien l'interconnexion et la disposition des différents sous-ensembles du montage, permettant déjà de se faire une certaine idée sur le fonctionnement de l'appareil.

Figure 2. Synoptique du capacimètre pour accus rechargeables CdNi/Pb.



Par l'intermédiaire de l'interrupteur électronique ES1, l'accu à tester est relié à un circuit consommateur de courant qui le décharge à un courant constant et que nous avons baptisé dispositif de "drain de courant". Ces termes recouvrent un circuit bien plus simple que ne le donne à penser l'appellation. Du point de vue électronique, ce circuit est une source de courant qui ne fonctionne pas comme une source, mais plutôt comme une charge drainant un courant; d'où le nom "drain de courant".

Simultanément au début du processus de décharge, la porte du

compteur numérique totalisant les impulsions (10 par heure) en provenance de l'oscillateur à quartz est libérée.

Un accu qui ne dispose que de 80% de sa capacité nominale permettra la circulation d'un courant de 10% de cette capacité nominale pendant 8 heures seulement et non pas pendant 10 heures comme cela devrait être le cas. À la fin de cette période de 8 heures, la tension de référence de fin de décharge est atteinte et le comparateur qui se trouve en aval de la porte du compteur bloque celle-ci. Ainsi, les impulsions de l'oscillateur à quartz ne peuvent plus être totalisées. Cela veut dire que pendant ces 8 heures, 8 x 10 impulsions sont totalisées, ce qui se traduit, vous le devinez sans doute, par l'affichage de "080". Ergo: ce pauvre accu ne dispose que de 80% de sa capacité nominale !

Pour effectuer un second test, il suffit de connecter un accu **bien chargé** au CAR 7000 et d'appuyer sur le bouton "Début". Le compteur et l'affichage sont remis à zéro et le cycle de décharge/comptage recommence.

Passons à l'électronique

La figure 3 montre l'électronique complète du capacimètre pour accus rechargeables CdNi & Pb, baptisé CAR 7000. La tension d'alimentation non régulée gagne, par l'intermédiaire d'une embase pour connecteur d'alimentation de 3,5 mm et un morceau de fil de câblage souple à deux conducteurs, les points ST1 et ST2 de la platine principale. À travers la diode de protection D22, cette tension est appliquée au régulateur IC1, un 7808, à la sortie duquel on dispose de la tension d'alimentation régulée de 8 V nécessaire à notre circuit. Les condensateurs C1 et C2 servent de tampons et éliminent toute tendance à l'entrée en oscillation que pourrait présenter cette tension; ils assurent son filtrage.

Les pôles de l'accu à tester sont reliés, à travers les deux bornes universelles femelles intégrées dans la face avant, aux points ST3 (pôle positif) et ST4 (pôle négatif) du circuit. Si une erreur de polarité se produit lors de cette connexion, la diode de protection D1 court-circuite la tension en provenance de l'accu. Dans ce cas-là, le comparateur IC2A commute et sa sortie passe du niveau haut au niveau bas, entraînant, par l'intermédiaire de la

diode D4, l'entrée en fonction de l'oscillateur IC2B qui attaque le transducteur sonore STR1, un résonateur piézo-électrique (ou buzzer). Toute erreur de polarité se traduit alors immédiatement par l'émission d'un signal sonore. Si l'accu à tester est connecté correctement, le comparateur IC2A bloque l'oscillateur à l'aide de la diode D4; la diode D1 fonctionne quant à elle dans le sens inverse (et bloque donc).

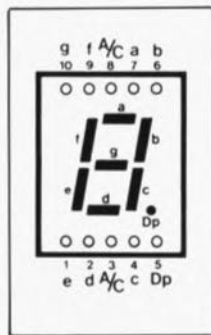
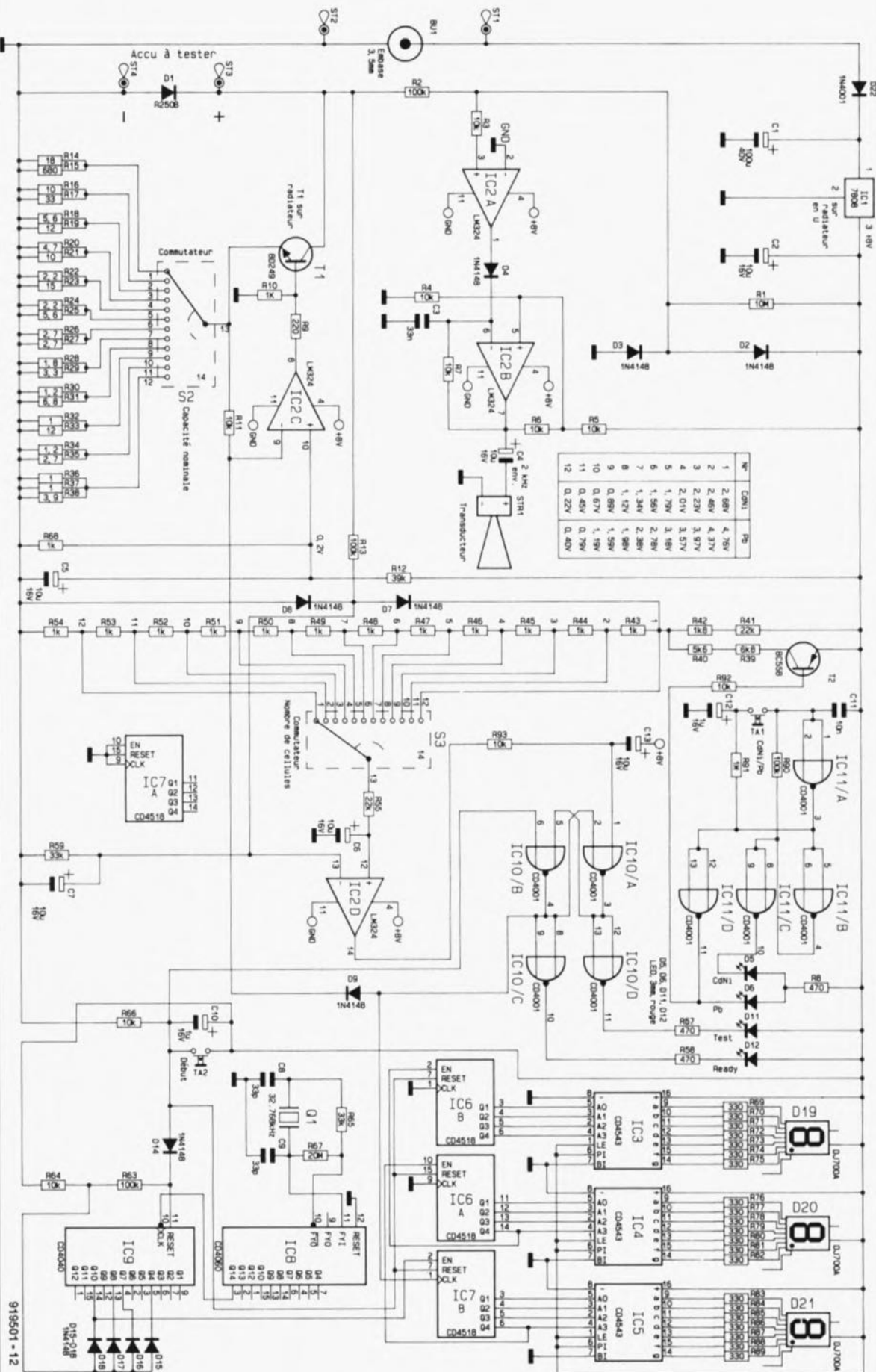
Après vous avoir mis en garde en vous parlant de ce qui se passe en cas d'erreur de polarité (nous espérons que cela ne vous arrive jamais... bien entendu), il est temps de passer à l'essentiel du circuit: le dispositif de consommation du courant de décharge.

Cette partie du circuit, réalisée autour du circuit intégré IC2C associé aux composants discrets connexes, assure la circulation d'un courant de décharge constant à travers le transistor T1, le commutateur rotatif S2 et les résistances R14 à R38 (en fonction de la position de S2). Voyons-en le détail:

Une tension de référence de 0,2 V exactement, en provenance du diviseur de tension R12/R68, est appliquée à l'entrée non-inverseuse (broche 10) de IC2C. Le condensateur C5 sert à la réduction du bruit. La sortie (broche 8) de cet amplificateur opérationnel commande, à travers la résistance R9, la base du transistor de puissance T1. Le courant de décharge circulant à travers ce transistor entraîne une chute de tension aux bornes des résistances d'émetteur (R14 à R38); la tension restante est appliquée, par l'intermédiaire de la résistance R11, à l'entrée inverseuse (broche 9) du IC2C. Une régulation prend ensuite place, de manière à ce que cette tension soit égale à la tension de référence présente à la broche 10 de ce circuit intégré. Cela signifie que les potentiels présents aux deux entrées de IC2C doivent être identiques. L'exemple suivant illustre ce processus:

Supposons que le commutateur S2 se trouve dans la position du schéma et que le courant de décharge soit de 10 mA, c'est-à-dire légèrement inférieur au niveau prescrit de 11 mA. La circulation d'un courant de 10 mA entraîne une chute de tension de 175 mV, la tension résultante est appliquée, à travers S2 et R11, à la broche 9 de IC2C. Puisque la tension présente à la broche 10 de cet amplificateur opérationnel est de 200 mV, la sortie de celui-ci fait en sorte de devenir plus positive, ce qui

3



Brochage de l'afficheur 7 segments à LED DJ700A.

Figure 3. L'électronique du CAR 7000. Notons la présence dans ce schéma d'un tableau indiquant les différentes tensions de référence en fonction du type d'accu à tester et du nombre de cellules qu'il comporte.

se rend le transistor T1 plus passant. Le courant circulant augmente de ce fait et la chute de tension aux bornes des résistances R14 et R15 devient si importante que le potentiel de la broche 9 de IC2C prend une valeur identique à celle du potentiel présent à la broche 10 de ce circuit. Dans notre exemple, cela signifie que le courant de décharge se fixe automatiquement à 11 mA environ.

Si le commutateur S2 se trouve en position 2, il circule un courant de 25 mA; en position 3, le courant est de 50 mA, augmentant jusqu'à atteindre la valeur maximale de 400 mA en position 12.

La valeur de chacune des résistances R14 à R38, chargées de fixer l'intensité du courant de décharge, a été calculée en tenant compte de la résistance des pistes cuivrées et de la résistance de contact introduite par le commutateur rotatif S2. Les déviations qui peuvent se produire éventuellement sont de l'ordre de 2% au maximum, ce qui rend superflu un étalonnage du circuit.

Le transistor-série de décharge T1 est un transistor de puissance du type BD249. Ce composant garantit une chute de tension collecteur/émetteur suffisamment élevée, même au courant de décharge maximal de 400 mA. Ceci permet de décharger même une unique cellule au CdNi dont la tension de référence de fin de charge ne dépasse pas 0,9 V; caractéristique très importante pour effectuer un test fiable de ce genre d'accu CdNi.

Puisque la puissance maximale dissipée atteint de l'ordre de 10 W, l'utilisation de ce transistor permet en outre de se contenter d'un radiateur de dimensions assez modestes. Attention cependant: lorsque la puissance dissipée atteint sa valeur maximale – ce qui arrive lorsque l'on teste un accu au plomb de 12 V nominaux comportant 12 cellules et ce à un courant de 0,4 A – ce radiateur chauffe beaucoup! En règle générale, c'est-à-dire pour des tensions allant jusqu'à 12 V, ce transistor ne s'échauffe que modestement.

L'essentiel étant expliqué, nous allons nous intéresser maintenant à la partie du circuit chargée de la régulation et de la détection de la tension de référence de fin de décharge. La chaîne des diviseurs de tension que constituent les résistances R39 à R54 génère les différentes tensions de références nécessaires en fonction du nombre de

cellules des accu à tester. Selon la position du commutateur rotatif S3, la tension de référence de fin de décharge peut ne concerner qu'une seule cellule (position 1, où seule la résistance R54 est prise en compte) soit encore un nombre quelconque de cellules, le maximum étant de 12 cellules. Cette tension de référence prise sur l'un des points nodaux des résistances R42 à R54 est appliquée, à travers la résistance R55, à l'entrée non-inverseuse (broche 12) de IC2D, un amplificateur opérationnel qui fait office ici de comparateur. La tension positive de l'accu est appliquée, par l'intermédiaire de la résistance R13, à l'entrée inverseuse (broche 13) de ce circuit intégré. Afin d'éviter que la tension d'entrée ne devienne trop élevée – ce qui arriverait au cas où la tension fournie par l'accu est de 24 V – on procède, à l'aide de la résistance R59, à une division de la tension. Les condensateurs C6 et C7 servent à diminuer la distorsion, les diodes D7 et D8 protégeant quant à elles le circuit contre des tensions d'entrées trop élevées.

Dès que la tension fournie par l'accu est inférieure au niveau choisi à l'aide du commutateur S3 – ce qui arrive si l'accu connecté atteint le niveau de la tension de référence de fin de décharge choisi – la tension appliquée à la broche 13 de IC2D devient inférieure à la valeur de la tension de référence présente à la broche 12. La sortie (broche 14) de l'amplificateur opérationnel commute et passe d'un potentiel bas à l'origine à un niveau haut; simultanément, la bascule de mémorisation IC10A/B est remise à zéro via la résistance R93. La sortie (broche 3) de cette bascule passe ainsi au niveau bas, la sortie (broche 4) passant elle au niveau haut. L'inversion introduite par les portes NAND IC10C/D produit maintenant l'illumination de la diode électro-luminescente (LED) D12, commandée à travers la résistance R58, visualisant ainsi la fin du cycle de mesure (ou "Ready", dit-on en bon français), la LED D11, "Test", s'éteignant elle.

À l'instant où la sortie (broche 4) de la bascule IC10A/B passe au niveau haut, l'entrée Porte (broche 1) du circuit intégré compteur IC7 est bloquée et l'entrée inverseuse (broche 9) de IC2C est forcée au niveau haut par l'intermédiaire de la diode D9, ce qui désactive le dispositif de drain de courant. Le cycle de décharge est terminé et l'affichage est gelé (ne bouge plus).

Avant de passer à la description du

fonctionnement de l'affichage numérique, il nous faudra nous intéresser à la commutation électronique entre la procédure de test pour des accu CdNi et celle à utiliser pour des accu au plomb. Cette commutation est déclenchée par l'intermédiaire du bouton-poussoir TAl associé au circuit intégré IC11. Les portes logiques IC11A et B, associées aux résistances R90 et R91 et au condensateur C12, font office de commutateur: chaque action sur TAl entraîne ainsi un basculement de niveau.

Si, par exemple, l'une des sorties (broche 3) est au niveau haut et la seconde (broche 4) au niveau bas, de par la présence de la résistance R90, les entrées 1 et 2 se trouvent également au niveau bas. Ce circuit se trouve à l'état stable. Le condensateur C12 se charge au potentiel du niveau haut à travers la résistance R91. La fermeture des contacts de TAl applique ce potentiel aux entrées de IC11A (broches 1 et 2). La sortie (broche 3) change de niveau, devenant basse, la broche 4 passant elle au niveau haut. Le maintien automatique, dû à la résistance R90, fait en sorte que le circuit reste dans ce nouvel état stable qu'il vient de trouver.

Pour garantir un bon fonctionnement du système, il est important que la valeur de la résistance R91 soit sensiblement plus élevée que celle de R90. Nous évitons ainsi un mauvais fonctionnement du circuit en cas d'action prolongée sur TAl.

Le condensateur C11 garantit la mise du circuit dans un état bien défini lors de l'application de la tension d'alimentation: la sortie (broche 3) est au niveau bas et la LED "CdNi" s'illumine. Une action sur le bouton-poussoir TAl entraîne une commutation, traduite par l'illumination de la LED "Pb" et l'extinction de la LED "CdNi".

Simultanément à celle de la diode D6 par la porte IC11D, on a une commande du transistor T2 à travers la résistance R92. Les résistances R39 et R40 sont de ce fait prises en parallèle sur les résistances R41 et R42, ce qui se traduit par l'application d'une tension plus élevée aux bornes du diviseur de la tension de référence de fin de décharge. Et voilà: nous disposons des nouvelles tensions de références de fin de décharge, destinées cette fois aux accu au plomb.

Intéressons-nous maintenant au circuit de l'affichage numérique

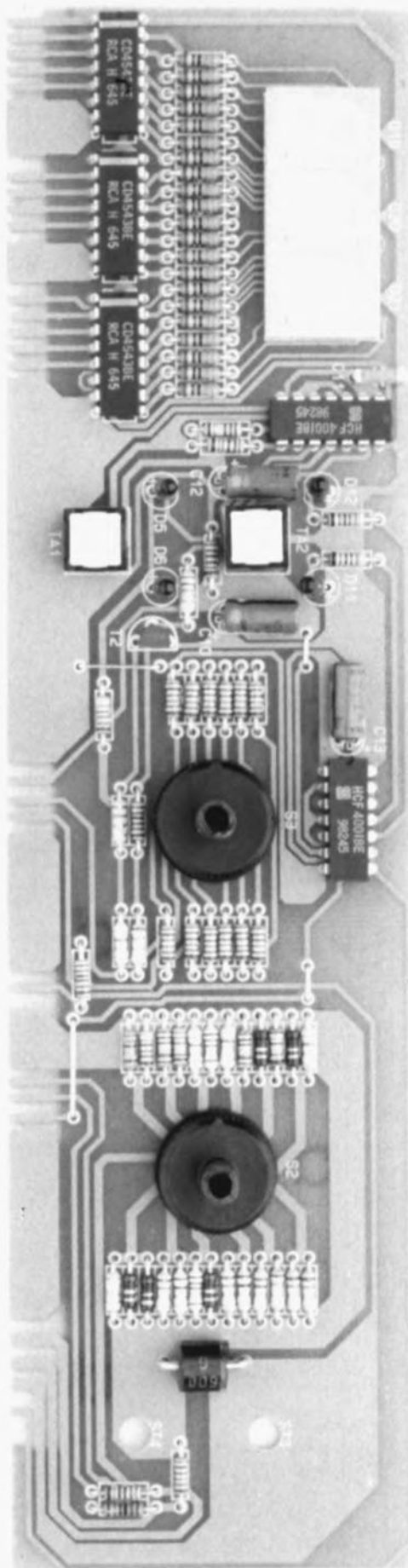
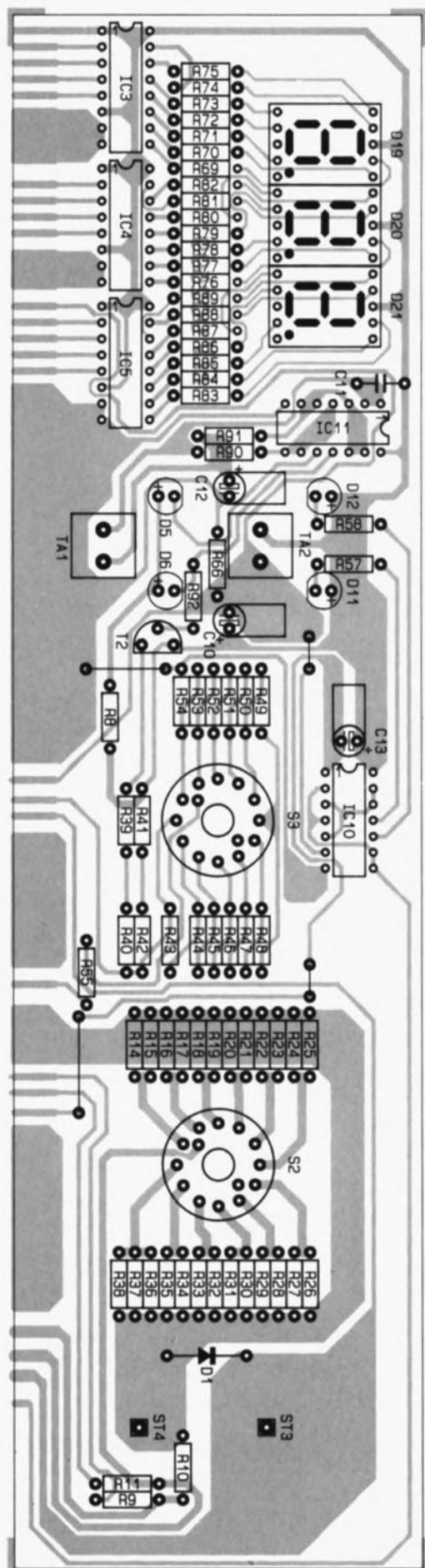


Figure 4. Platine de l'affichage terminée et représentation de la sériographie de l'implantation des composants.

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 10 M Ω
- R2, R13, R63, R90 = 100 k Ω
- R3 à R7, R11, R64, R66, R92, R93 = 10 k Ω
- R8, R57, R58 = 470 Ω
- R9 = 220 Ω
- R10, R43 à R54, R68 = 1 k Ω
- R12 = 39 k Ω
- R14 = 18 Ω
- R15 = 680 Ω
- R16, R21 = 10 Ω
- R17 = 33 Ω
- R18, R25 = 5 Ω 6
- R19, R33 = 12 Ω
- R20 = 4 Ω 7
- R22, R24 = 2 Ω 2
- R23 = 15 Ω
- R26, R27, R35 = 2 Ω 7
- R28 = 1 Ω 8
- R29 = 3 Ω 3
- R30, R34 = 1 Ω 2
- R31 = 6 Ω 8
- R32, R36, R37 = 1 Ω
- R38 = 3 Ω 9
- R39 = 6k Ω 8
- R40 = 5k Ω 6
- R41, R55 = 22 k Ω
- R42 = 1k Ω 8
- R59, R65 = 33 k Ω
- R67 = 20 M Ω
- R69 à R89 = 330 Ω
- R91 = 1 M Ω
- R56, R60 à R62 n'existent pas

Condensateurs:

C1 = 100 μ F/40 V
C2, C4 à C7, C13 =
10 μ F/16 V
C3 = 33 nF
C8, C9 = 33 pF
C10, C12 = 1 μ F/16 V
C11 = 10 nF

Semi-conducteurs:

D1 = R250B
D2 à D4, D7 à D9, D14
à D18 = 1N4148
D5, D6, D11, D12 =
LED rouge 3 mm
D19 à D21 =
DJ700A, afficheur
7 segments à LED
D22 = 1N4001
T1 = BD249
T2 = BC558
IC1 = 7808
IC2 = LM324
IC3 à IC5 = CD4543
IC6, IC7 = CD4518
IC8 = CD4060
IC9 = CD4040
IC10, IC11 = CD4001
D10 et D13 n'existent
pas

Divers:

Q1 = quartz
32,768 kHz
S2, S3 = commutateur
rotatif encartable,
1 circuit/12 positions
STR1 = transducteur
de son (buzzer)
TA1, TA2 = bouton-
poussoir encartable,
1 contact travail
radiateur en U pour
IC1
radiateur SK13 pour
T1
3 vis M3 x 10
3 écrous M3
1 rondelle éventail
2 picots de soudure
1,3 mm
110 mm environ de fil
de câblage souple à
2 conducteurs
0,4 mm²
250 mm environ de fil
argenté rigide

5

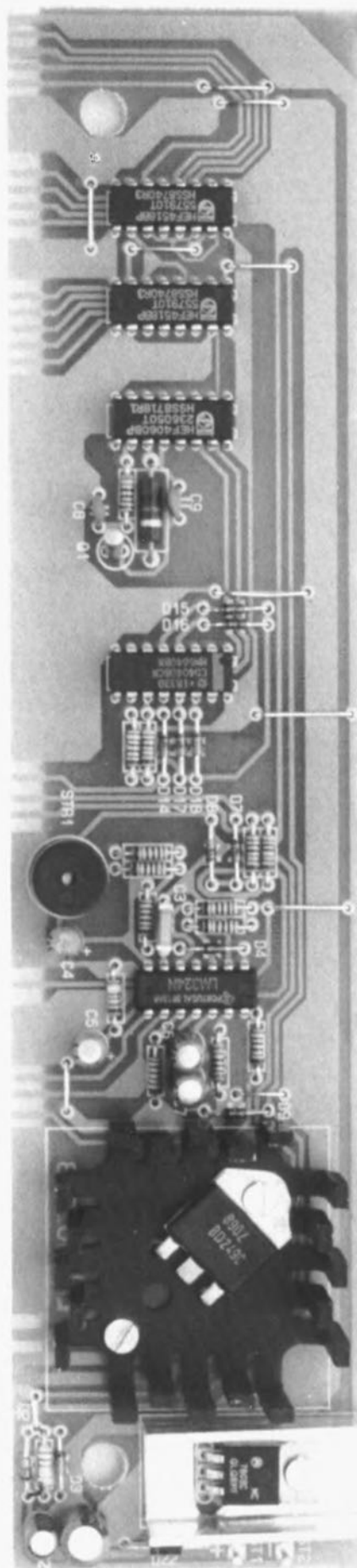
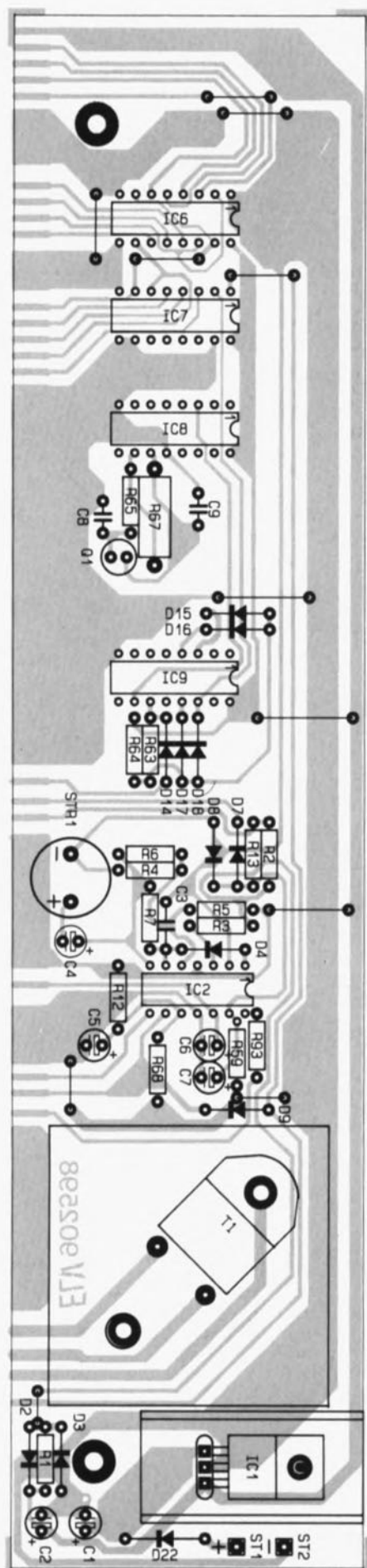


Figure 5. Vue de la platine principale avec représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants.

précédé de sa chaîne de compteurs. Une action sur le bouton-poussoir TA2 remet à zéro les compteurs IC6, IC7 et, par l'intermédiaire de la diode D14, le diviseur IC9. Le résultat de cette opération se traduit par l'affichage de la valeur "000". La fermeture des contacts de TA2 entraîne également le positionnement de la bascule IC10A/B (à travers sa broche 6). Sa sortie (broche 4) passe de ce fait au niveau bas, débloquent ainsi l'entrée "CLK" (broche 1) de IC7 et (à travers la diode D9) le circuit de drain de courant: le cycle de décharge commence.

La partie du circuit centrée sur IC8 constitue un oscillateur à quartz qui présente à sa sortie Q14 (broche 3) une fréquence de 2 Hz très exactement ($32\,768/2^{14}$). Cette fréquence est appliquée à l'entrée d'horloge (broche 10) du diviseur IC9 monté en aval. De par les composants connexes qui y sont reliés, diodes D15 à D18 et résistances R63 et R64, ce circuit intégré effectue une division par 720, de sorte qu'une fois toutes les 6 minutes (ce qui revient à 10 fois par heure, n'est-ce pas) il apparaît une impulsion à la sortie Q10 (broche 14) de ce circuit. Ces impulsions sont appliquées à l'entrée (broche 2) du compteur IC7. Si, par exemple, son entrée d'horloge "CLK" reste validée pendant 10 heures, les diviseurs IC6 et IC7 totalisent 10×10 impulsions, le résultat étant un affichage du chiffre "100".

Chacun des circuits intégrés compteurs du type CD4518 intègre deux compteurs décimaux (décade). Comme il ne nous faut que trois étages de division, l'une des décades (IC7A) reste inutilisée.

Nous faisons appel, pour la commande des trois afficheurs 7 segments à LED, à trois circuits intégrés décodeurs du type CD4543 (IC3 à IC5), qui commandent les afficheurs à travers les résistances limitatrices de courant (R69 à R89). Dès que la tension de l'accu à tester atteint son niveau de fin de décharge, le comparateur IC2D commute et repositionne la bascule IC10A/B. L'entrée "CLK" de IC7 bloque de ce fait et la totalisation des impulsions fournies par IC9 est terminée: la valeur affichée à ce moment est "stockée" et l'illumination de la LED "Ready" indique que le cycle de test est terminé.

La réalisation

pratique du capacimètre pour accus rechargeable fait appel à deux circuits imprimés. Le fait que ce montage ne nécessite aucun étalonnage est un atout important pour le succès de cette réalisation.

Nous commençons, comme d'habitude n'est-ce pas, par la mise en place des ponts de câblage, suivie par celle des résistances, des diodes etc. Après les composants de faible encombrement, nous allons procéder à la soudure des composants de taille plus importante. Il est recommandé, lors de l'implantation des composants, de faire attention aux points suivants:

Les quatre LED de la platine d'affichage sont à planter de manière à ce que leur partie supérieure se trouve à une distance de 9 mm (10 au maximum) par rapport à la surface du circuit imprimé.

Sachant que les deux commutateurs rotatifs S2 et S3 introduisent un espacement de 10 mm entre la platine et la face avant du montage, on peut envisager, pour des raisons de meilleure lisibilité, de faire en sorte d'introduire également un espacement de 2 mm entre la surface de la platine et le dessous des afficheurs D19 à D21. Dans ce cas, les broches des afficheurs arrivent au ras des trous prévus à leur intention, coté pistes.

Nous admettons que cette façon de faire ne facilite pas leur soudure; les afficheurs se trouveront alors à 2 mm seulement en retrait par rapport à la face avant ce qui améliore sensiblement la lisibilité de l'affichage.

Il est nécessaire de doter le régulateur IC1 d'un radiateur en U. Pour ce faire il faudra couder les broches de ce circuit à une distance de 3 mm environ de son boîtier avant de les introduire dans l'orifice oblong percé dans le radiateur. Le régulateur est ensuite mis en place (avec son radiateur) sur la platine. Il faudra commencer par fixer l'ensemble à l'aide d'une vis et d'un écrou M3, avant de procéder à la soudure des broches du régulateur.

Le montage du transistor de puissance T1 se fait selon une technique pratiquement identique à celle décrite tout juste pour l'implantation du régulateur IC1. On se contentera pourtant de ne couder que les deux broches extérieures de ce composant. Celle du milieu sera coupée à quelques millimètres du boîtier. Il est possible ensuite d'introduire les deux broches dans les trous percés dans le radiateur SK13 pour fixer l'ensemble à sa place sur la platine, fixation effectuée à nouveau à l'aide d'une vis et d'un écrou M3, associés à une rondelle éventail destinée à assurer un bon contact entre la partie métallique du boîtier du transistor (son collecteur) et la piste cuivrée de la platine. Il est recommandé en outre de doter le dos métallique du transistor d'un rien de

pâte thermo-conductrice avant de le positionner sur le radiateur.

L'embase femelle devant recevoir le jack amenant la tension d'alimentation se fixe dans la face arrière du boîtier. Le pôle positif de cet embase est relié au point ST1 de la platine principale, son pôle négatif au point ST2.

Une fois terminée la réalisation des deux platines, il restera à les assembler l'une sur l'autre. Pour ce faire, on positionne la platine de l'affichage à l'équerre par rapport à la platine principale, en veillant à ce que le circuit imprimé de l'affichage déborde de 2 mm (au maximum) vers le bas par rapport à la platine principale. Il est recommandé de commencer par la soudure d'une pastille à chacune des extrémités des platines. Cette solution facilite sensiblement une éventuelle correction de la position relative des deux platines. Vérifiez le positionnement des deux platines en les mettant dans la coquille inférieure du boîtier et si tout s'emboîte parfaitement, soudez ensuite toutes les "pastilles" restantes.

Veillez à ne pas produire de court-circuit entre deux pistes adjacentes lors de la réalisation de l'interconnexion des deux platines.

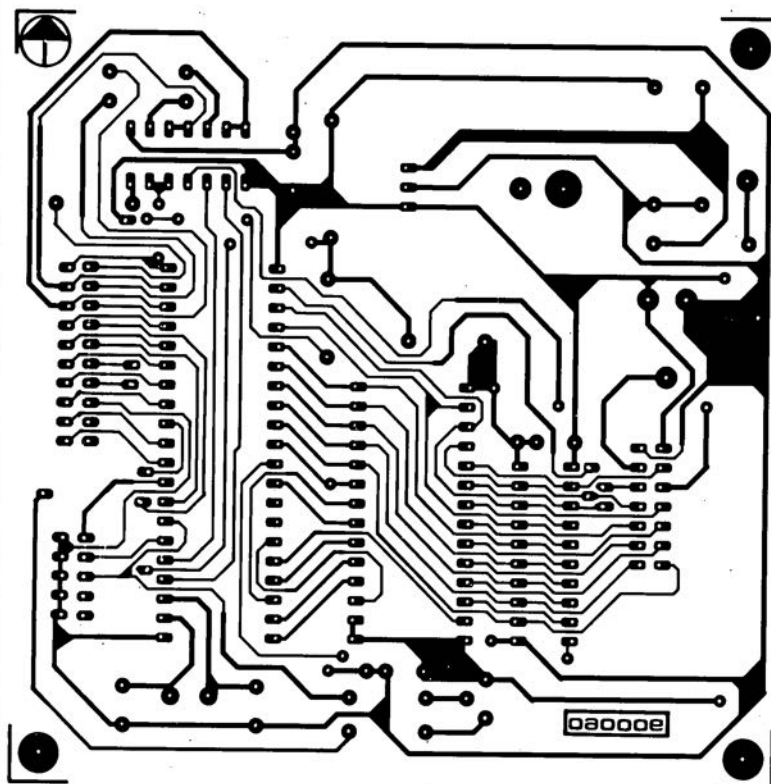
Les deux bornes universelles femelles, qui servent à la connexion de l'accu à tester, sont introduites dans les deux orifices prévus sur la face avant et fixées par l'arrière à l'aide d'un écrou. On dote chacune de ces bornes d'un morceau de fil de cuivre argenté semi-rigide de 10 mm environ. Lors de l'assemblage de la face avant et de la platine de l'affichage, ces deux morceaux de câble rigide sont ensuite introduits dans les orifices ST3 et ST4 positionnés juste "en face" de ces deux bornes. Ceci fait, il reste à les souder côté pistes de la platine.

On pourra maintenant positionner l'ensemble constitué par les deux platines associées aux faces avant et arrière dans la moitié inférieure du boîtier, pour y positionner ensuite la moitié supérieure et la fixer à l'aide des vis, des entretoises et des rondelles fournies avec le boîtier.

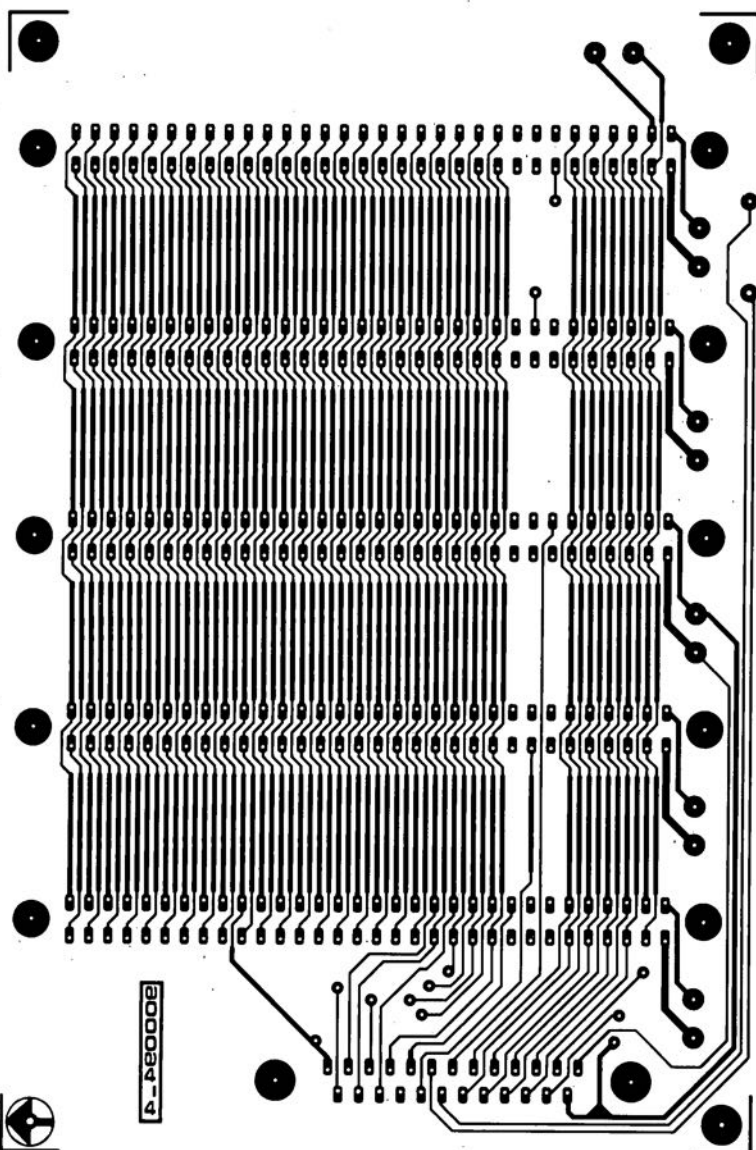
Le dernier petit travail consiste à raccourcir les axes des commutateurs rotatifs, à doter chacun d'entre eux de son bouton et à donner à leur repère la position requise.

Ceci termine la réalisation d'un appareil de mesure et de test qui, dans le monde du modélisme surtout, constituera un instrument pratique, d'utilisation confortable et indispensable... la sécurité avant tout.

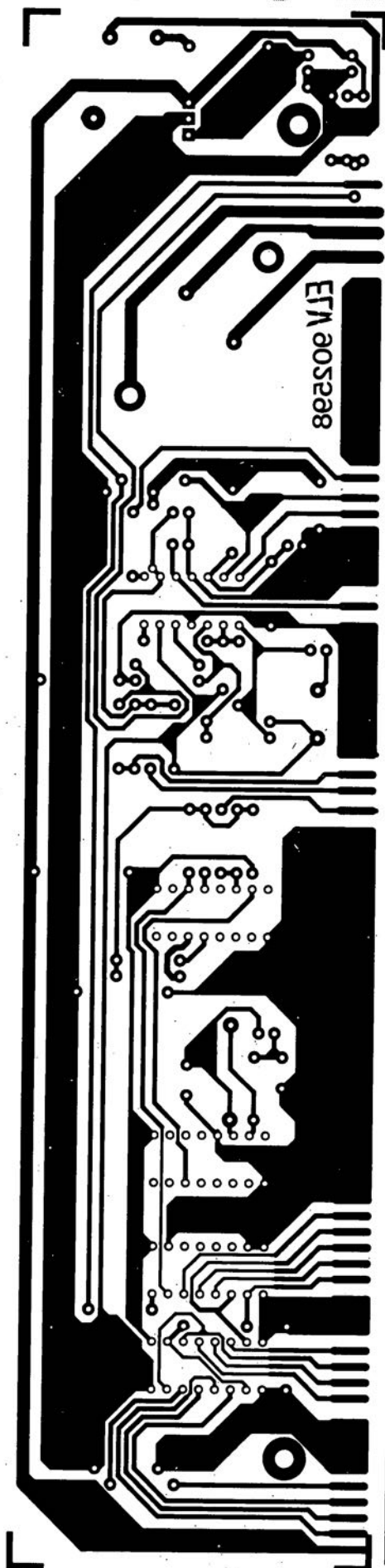
SERVICE



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du processeur



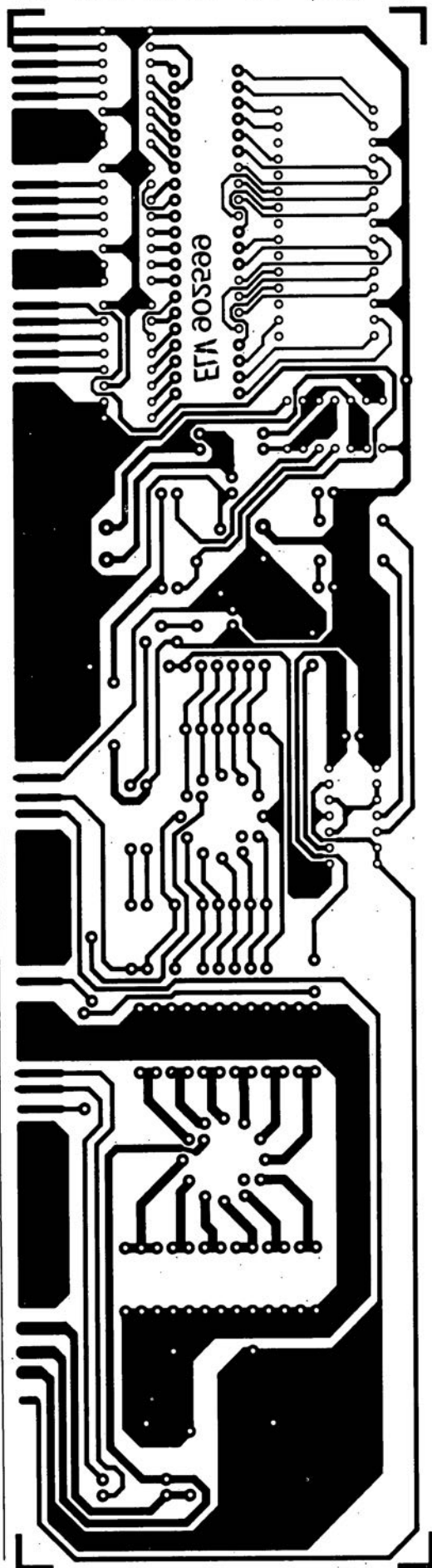
analyseur logique pour IBM PC et Atari-ST: le bus "fond de panier"



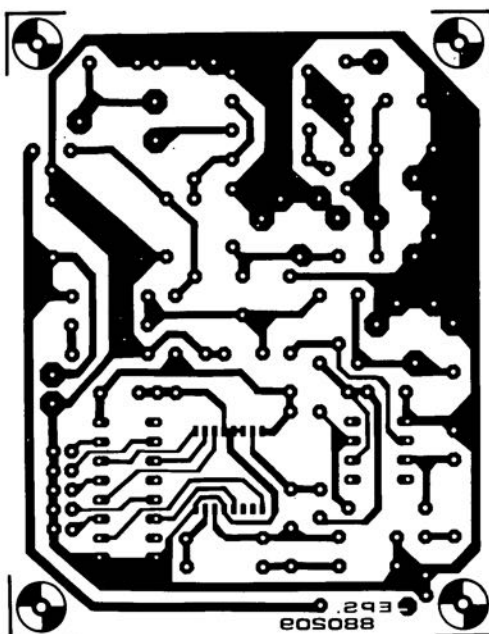
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine principale

SERVICE

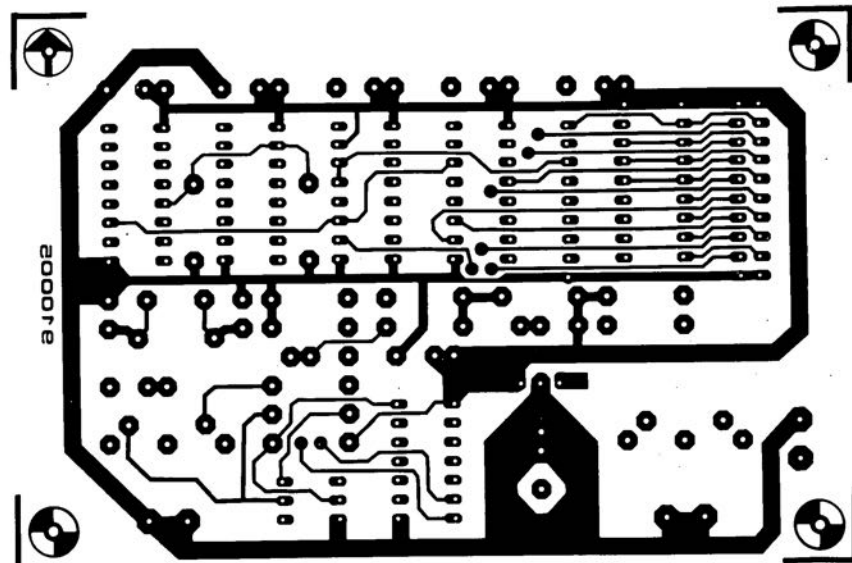
En raison de sa taille, nous ne pouvons pas vous proposer à sa taille réelle, le dessin du circuit imprimé principal de "The Complet", une platine double face à trous métallisés



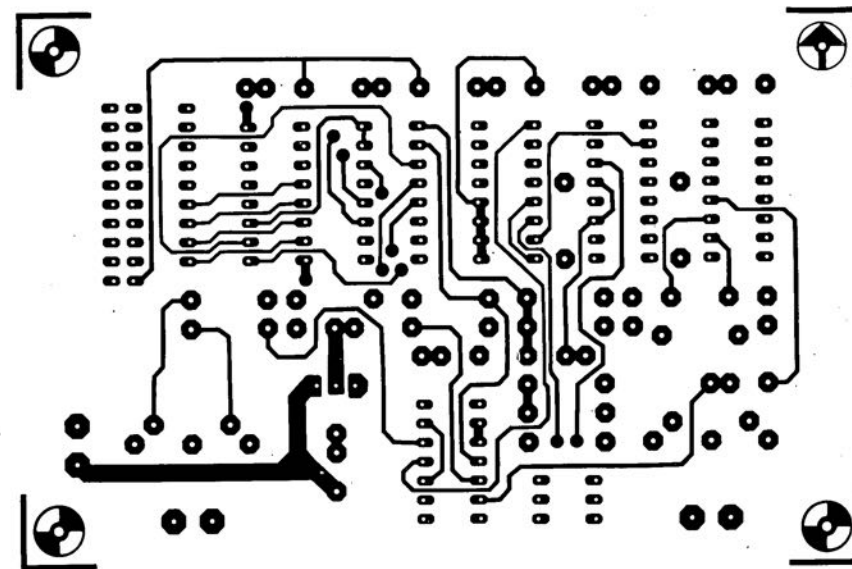
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine de l'affichage



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du décodeur



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST

l'a b c de la mesure

3^e partie: mesure de courant et de puissance

F.-P. Zantis

Outre la mesure de tensions, décrite dans l'épisode précédent de notre mini-cours sur la mesure, et celle de résistances, les mesures de courant et de puissance comptent parmi les mesures les plus importantes et les plus fréquemment effectuées dans un laboratoire d'électronique. Il est évident, de ce fait, que ce type de mesures joue le rôle principal dans ce nouvel épisode de l'abc de la mesure.

Les instruments pour la mesure de courant

Chaque galvanomètre à bobine mobile ou à cadre mobile est en principe un instrument de mesure de courant. Le débattement de l'aiguille est proportionnel à l'importance du courant qui circule à travers l'instrument. Attention pourtant: seuls les galvanomètres à utilisation industrielle, ceux destinés à être encastrés dans une armoire de distribution par exemple, sont conçus spécialement pour la mesure de la taille d'un courant. D'habitude, dans nos laboratoires électroniques nous faisons appel, lorsqu'il s'agit de mesurer un courant, à un multimètre. Les galvanomètres utilisés dans la plupart des multimètres analogiques ont un débattement pleine échelle pour un courant compris entre 50 μ A et 500 μ A, selon leur sensibilité. Puisque les courants à mesurer sont souvent beaucoup plus importants, il faut élargir cette plage de mesure. Dans ce but, la majeure partie du courant ne traverse pas le galvanomètre, mais passe par une résistance montée en parallèle sur celui-ci. On appelle cette résistance "résistance de shunt" ou encore "shunt" tout court. L'action sur le bouton de commande du multimètre, destiné à la sélection du calibre requis, entraîne la prise en parallèle de l'une des résistances-shunt, intégrées dans le multimètre (figure 1).

Dans le cas d'un multimètre numérique, la mesure du

courant est ramenée à une mesure de tension; notons que l'on y fait également appel à des résistances-shunt. Aux bornes de la résistance-shunt choisie, on mesure une tension dont la valeur est proportionnelle à l'importance du courant qui circule à travers le shunt. Cette fois encore, nous faisons appel à toute une série de shunts afin de doter l'instrument de mesure de plusieurs plages de mesure (calibres) possibles.

Les problèmes et les erreurs propres à la mesure d'un courant alternatif sont identiques à ceux rencontrés dans le cas de la mesure d'une tension alternative. Le résultat d'une mesure n'est correct que jusqu'à une fréquence donnée. Cette remarque s'applique également aux formes du signal à mesurer. Une valeur valable (réelle) est affichée uniquement si le signal à mesurer a une forme sinusoïdale pure. Les multimètres RMS (*Root Mean Square* = racine carrée moyenne, on dit aussi efficace vrai)

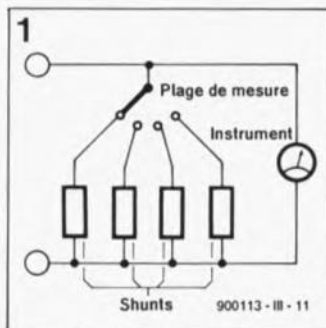


Figure 1. Pour élargir la plage de mesure de courant il faudra prendre quelques résistances en parallèle sur le galvanomètre de l'instrument de mesure.

coûteux dont nous avons déjà mentionné l'existence dans l'article du mois dernier constituent cependant une exception à cette règle. Ces instruments affichent pratiquement toujours la valeur efficace (réelle) et cela indépendamment de la forme du signal d'entrée.

Les erreurs de la mesure du courant

À l'image de la mesure d'une tension, mesure ayant constitué le sujet de l'article du mois dernier, la mesure d'un courant se caractérise, elle aussi, par certaines erreurs.

Il existe, pour commencer, l'erreur due à l'imprécision de l'instrument de mesure. Il nous est (et vous est) impossible, faut-il le préciser, d'avoir la moindre influence sur ce genre d'erreur.

Hormis ce premier problème il en existe un second, dû, lui aussi, à l'instrument de mesure. Lors d'une mesure de courant, l'instrument exerce inévitablement une influence sur l'objet à mesurer, ce qui ne manque pas d'entraîner une certaine erreur. Comme c'était le cas pour les mesures de tension, c'est encore la résistance interne de l'instrument de mesure utilisé qui produit cette erreur. Pour pouvoir mesurer le courant qui circule à travers une boucle, il faudra intercaler l'instrument dans la dite boucle. Il est évident que, pour ce faire, il faudra ouvrir cette boucle. Si l'instrument de mesure est pris en série dans la boucle il n'est pas étonnant que sa résistance

interne s'ajoute à la résistance totale de la boucle. Plus la résistance interne de l'instrument de mesure est élevée, plus l'erreur de mesure sera importante.

Un exemple: nous connectons une résistance de 3 Ω à une source de tension, fournissant une tension nominale de 12 V. Le courant qui circule alors à travers cette boucle est de:

$$I = U / R = 12 \text{ V} / 3 \Omega = 4 \text{ A.}$$

Si l'on prend en série sur cette boucle un multimètre ayant une résistance interne, R_i , de 0,5 Ω , la valeur du courant affichée par l'instrument est de:

$$I = U / R = 12 \text{ V} / (3 \Omega + 0,5 \Omega) = 3,43 \text{ A.}$$

Il est clair: l'erreur introduite par l'instrument de mesure est de quelque 17%! Plus l'instrument de mesure utilisé est sensible, plus sa résistance interne sera faible et plus l'erreur de mesure introduite sera faible.

Mesure de courant indirecte

Il est cependant possible de déterminer l'importance d'un courant circulant à travers une boucle donnée avec beaucoup plus de précision. Pour ce faire, il faudra mesurer la tension aux bornes d'une résistance à travers laquelle circule le courant dont on veut déterminer l'intensité. L'erreur introduite par ce processus de mesure est, dans l'exemple de la résistance de 3 Ω mentionnée plus

haut, négligeable. Il s'agit ensuite d'appliquer la loi d'Ohm (voir les exemples plus haut) pour trouver la valeur du courant. Cette méthode de mesure, dite "indirecte", fournit en règle générale des résultats plus fiables et plus exacts. Un atout supplémentaire de cette technique de mesure est le fait qu'il n'est plus nécessaire d'ouvrir la boucle de courant existante — interruption qui peut être fort délicate à effectuer dans le cas d'un circuit imprimé par exemple.

La mesure de courant **directe** au contraire permet la résolution d'un problème pratiquement insoluble relatif à la mesure d'une tension, à l'aide d'un multimètre simple. Examinons à cet effet la **figure 2**. Pour en déterminer le point de fonctionnement, il faudra mesurer la chute de tension aux bornes de la résistance de collecteur. L'utilisation d'un instrument de mesure simple ayant une résistance caractéristique de 20 K Ω /V par exemple, entraîne l'apparition d'une erreur de mesure très importante, due à la résistance interne de l'instrument.

Dans la présente situation il est probablement plus utile de mesurer le courant qui circule à travers cette résistance (plutôt que la tension à ses bornes), à condition pourtant que la résistance interne de l'instrument utilisé soit suffisamment faible. On obtient ensuite la valeur de la tension aux bornes de cette résistance en multipliant la valeur de résistance par celle du courant de collecteur. Il n'est pas possible de mesurer le courant de base du transistor. Ce courant est (dans l'exemple choisi) si faible qu'une mesure effectuée à l'aide d'un multimètre ordinaire ne donne pas un résultat exact.

Afin de pouvoir estimer l'erreur de mesure il faut absolument connaître la résistance interne correspondant au calibre de l'instrument de mesure sélectionné. Malheureusement la plupart des fabricants de multimètres ne fournit cette donnée que pour les plages de tension. Il est pourtant possible de déterminer cette résistance soi-même: il faudra commencer

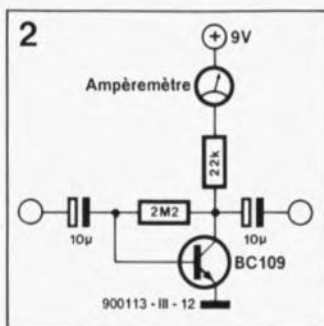


Figure 2. La mesure de courant direct permet, dans certains cas délicats, de mesurer une tension indirectement, ce qui réduit très sensiblement l'erreur de mesure.

par mesurer un courant constant (fourni de préférence par une source de courant constant). On prend ensuite plusieurs résistances de valeurs diverses en parallèle sur les bornes du multimètre. Si la valeur affichée par le multimètre est tombée à la moitié de la valeur mesurée avant la mise en parallèle d'une résistance, la valeur de la résistance externe (prise en parallèle) est identique à celle de la résistance interne du calibre concerné de l'instrument (voir **figure 3**).

Étalement de la plage de mesure

Il existe des multimètres qui sont dotés, outre les plages de mesure de courant protégées à l'aide d'un fusible et allant jusqu'à une valeur de 2 A, d'une plage supplémen-

taire — **sans protection** ! — qui permet la mesure d'un courant pouvant aller jusqu'à 10, voire 20 A. Remarquons qu'il est possible de mesurer des courants très importants avec n'importe quel multimètre. Pour ce faire il faudra procéder à un étalement externe de l'une des plages de mesure existantes.

Si l'on veut, par exemple, mesurer des courants plus forts avec un multimètre doté d'une plage de mesure de courant allant jusqu'à 2 A, il faudra faire appel à la même technique que celle utilisée pour le calcul de la résistance interne, processus décrit plus haut. La prise en parallèle sur les bornes d'entrée du multimètre d'une résistance de valeur identique à celle présentée par la résistance interne du multimètre, la moitié du courant à mesurer traversera ce "shunt externe". Il est alors parfaitement clair que la valeur affichée par l'instrument de mesure doit être doublée si l'on veut obtenir la valeur réelle du courant mesuré. Si nous nous servons de deux résistances shunt extérieures, il faudra multiplier la valeur affichée par trois, etc.

Il va sans dire que la résistance externe dissipe une certaine puissance, dont la valeur se calcule facilement à l'aide de la formule archiconnue que nous vous propo-

sons uniquement à titre de rappel:

$$P = I^2 \times R.$$

Il est de ce fait nécessaire d'utiliser pour ces résistances de shunt des composants capables de supporter des puissances élevées, tel l'exemplaire visualisé sur la photo de la **figure 3**. Les résistances de forte puissance ne sont malheureusement pas très précises (c'est le moins que l'on puisse dire). La précision des exemplaires courants est de 10%. S'il s'agit alors d'effectuer une mesure exacte, il faudra tenir compte de cette caractéristique ennuyeuse de ce genre de résistances.

Mesure de courant à l'aide d'un oscilloscope

Pour la mesure de courants importants, la technique la plus facile consiste bien souvent à faire appel à la mesure de courant indirecte.

Il peut se faire cependant que la boucle de mesure ne comporte pas de résistance traversée par le courant à mesurer et qui permettrait ainsi de déterminer la chute de tension à ses bornes. Dans ce cas-là nous allons tout simplement prendre en série dans cette boucle une résistance additionnelle. Il est important que la valeur de cette résistance soit faible par rapport aux résistances déjà présentes dans la boucle. Il suffit maintenant de mesurer la tension aux bornes de cette résistance pour déterminer ensuite, à l'aide de la loi d'Ohm, le courant qui la traverse. Si l'on fait appel à une résistance de 1 Ω , ce calcul devient parfaitement inutile: dans ces conditions la valeur de la tension affichée en volts [V] est identique à celle du courant de mesure exprimée en ampères [A], elle. Si l'on utilise une résistance de 0,1 Ω , il suffit de multiplier la valeur affichée par dix et si l'on se sert d'une résistance de 10 Ω il faudra diviser la valeur affichée par dix.

L'application de la méthode de mesure mentionnée ci-dessus permet de visualiser

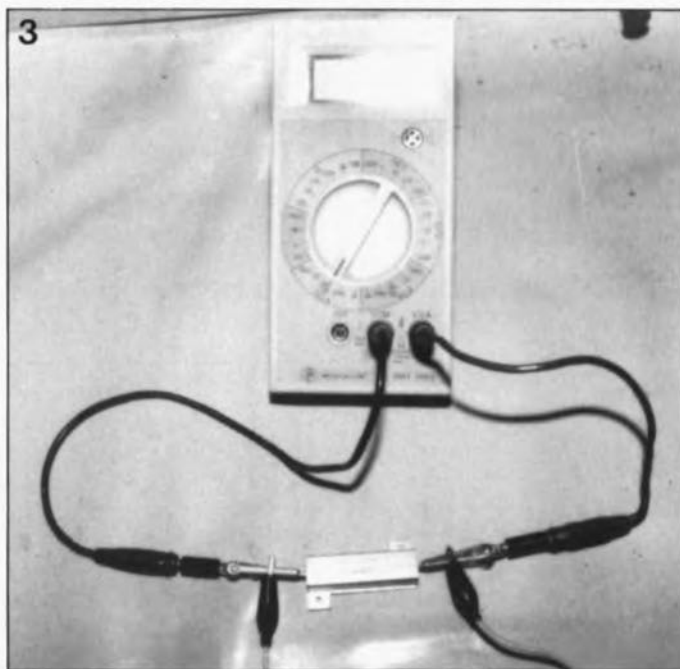


Figure 3. Un multimètre numérique auquel on a connecté une résistance de shunt externe.

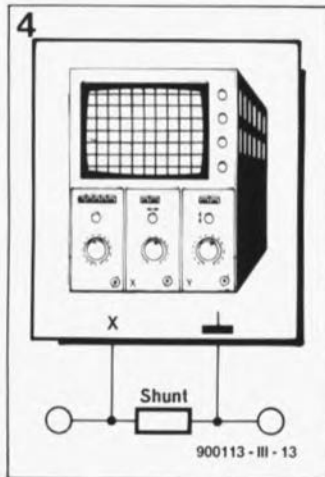


Figure 4. L'oscilloscope permet une mesure indirecte du courant.

un courant (sa progression, ses mouvements, ses fluctuations) à l'aide de n'importe quel oscilloscope, transformé à cet effet en ampèremètre (figure 4). Grâce à l'affichage très précis d'un oscilloscope, ce processus de mesure permet même de détecter aisément des crêtes de courant. Lors de ce processus de mesure de courant indirect il faudra également tenir compte du fait que la tolérance (imprécision) de la résistance de shunt utilisée augmente l'erreur de mesure. Il est cependant très pratique que nous puissions utiliser n'importe quelle résistance de l'une ou l'autre série normalisée. La seule chose à ne pas oublier est de tenir compte de la valeur de la résistance utilisée lors des calculs.

S'il est nécessaire d'effectuer une mesure de courant hors potentiel, nous nous servons, le plus souvent, d'une pince ampèremétrique que l'on positionne autour du câble dans lequel circule le courant à mesurer. La valeur de mesure est ensuite visualisée par l'affichage intégré de l'instrument ou par un oscilloscope relié à la pince. Les pinces ampèremétriques sont uniquement utilisées pour les mesures de courants de moyenne et de forte intensité. Les pinces qui fonctionnent selon la loi de l'induction (principe du transformateur) ne conviennent que pour la mesure de la composante alternative du courant circulant dans le câble. Il existe pourtant des pinces dotées d'un générateur à effet Hall

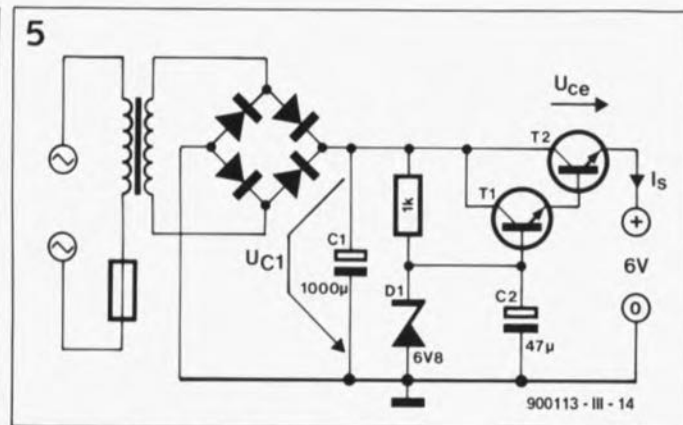


Figure 5. Un module d'alimentation-secteur très courant, réalisé avec deux transistors-série. Puisqu'on se limite à des mesures de grandeurs continues, il est facile de déterminer la puissance dissipée dans ce circuit. Il va sans dire que le principe de la mesure ne change pas si l'on utilise un régulateur de tension.

intégré qui permettent de ce fait également la mesure de courants continus.

Astuces pour la mesure de courant

Exception faite des mesures de courant effectuées à l'aide d'une pince ampèremétrique, il est toujours nécessaire, voire vital, de préparer la mesure d'un courant appareil ou circuit à examiner hors-fonction (non-connecté au secteur). Si l'on ne connaît pas suffisamment bien l'intensité du courant à mesurer il faudra toujours choisir le calibre le plus grand. Lors de la mesure proprement dite il sera toujours possible de choisir, le cas échéant, un calibre plus faible pour obtenir ainsi l'affichage d'une valeur exacte. C'est uniquement après avoir effectué une connexion (fiable) de l'ampèremètre au circuit à examiner que l'on y applique la tension d'alimentation.

Il est important aussi de veiller à ce qu'il ne se produise pas un courant de charge trop élevé (dû à des capacités importantes par

exemple) qui se traduirait par une surcharge de l'instrument de mesure ou par la destruction de son (ses) fusible(s) interne(s).

Mesure de puissance

L'acquisition d'un puissance-mètre comportant des circuits distincts pour la

mesure de courants et celle de tensions est rarement rentable.

Il suffit, pour déterminer occasionnellement une puissance, de mesurer séparément la tension et le courant concernés pour multiplier ensuite les deux valeurs mesurées.

La vérification de la puissance dissipée dans un circuit de régulation de tension constitue un exemple typique de ce processus de mesure de puissance.

La figure 5 montre un circuit caractéristique destiné à la régulation (stabilisation) d'une tension. Ce circuit génère une tension stable de 6 V environ à partir de la

tension variable présente aux bornes du condensateur C1. C'est la puissance dissipée, transformée en chaleur dans le transistor T2, qui nous intéresse. Cette puissance dissipée est égale au produit de la tension U_{CE} aux bornes du transistor T2 par le courant de sortie I_s . Il est parfaitement évident que nous pouvons déterminer l'importance de la valeur de la puissance dissipée à l'aide d'une simple mesure de tension suivie par une mesure de courant.

Il est beaucoup plus intéressant de déterminer le point de fonctionnement du circuit auquel la puissance dissipée dans le transistor atteint son maximum. Cela dépend en outre du "répondant" de la tension, c'est-à-dire de sa capacité à faire face à une charge plus ou moins importante, présente aux bornes du condensateur C1. La courbe de la figure 6 montre les résultats mesurés à des courants de sortie différents, de la puissance dissipée $P_D = f(I_s)$, du circuit de la figure 5.

Ce circuit atteint sa performance maximale lorsque le courant de sortie a une valeur légèrement supérieure à la moitié de la valeur maximale admissible, à savoir 300 mA. On en tire la conclusion que la tension d'entrée U_{C1} est relativement "molle": à des valeurs de courants plus importantes elle s'effondre et produit une diminution de la chute de tension aux bornes du transistor de régulation sachant que la tension de sortie reste constante elle. De ce fait la valeur de la puissance dissipée, P_D , diminue, elle aussi.

Dans cet exemple, la détermination de la puissance dissipée ne pose aucun problème pour la simple raison que les grandeurs à mesurer sont et une tension continue et un courant continu.

Une tension ou un courant sinusoïdal de fréquence faible ne posent pas de problème eux non plus. Il est possible, par exemple, par l'intermédiaire d'une mesure de tension et de courant au primaire du transformateur de

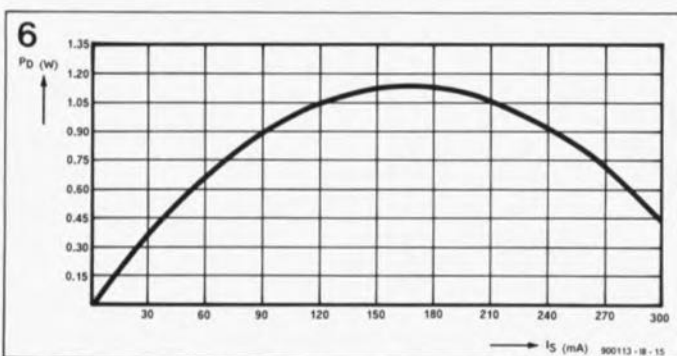


Figure 6. Relation de la courbe représentant la puissance dissipée en fonction du courant de sortie I_s .

la figure 5, de déterminer la puissance d'entrée. Attention cependant ! Puisqu'il s'agit ici de grandeurs alternatives associées à une réactance (les enroulements du transformateur), le résultat de la mesure est la puissance apparente, S .

Il est plus intéressant de déterminer la puissance réelle, P . Pour ce faire il faudra connaître le facteur de puissance $\cos \varphi$, ce qui permet d'appliquer la formule classique suivante :

$$P = U \times I \times \cos \varphi.$$

Pour déterminer le facteur de puissance il faudra faire appel à un oscilloscope à deux canaux. La figure 7 montre le circuit de mesure élémentaire nécessaire par cette mesure. L'un des canaux sert à visualiser la tension à l'écran, l'autre le courant. Les crêtes des lignes qui apparaissent sur l'écran de l'oscilloscope ne sont pas importantes ; c'est le déphasage des deux signaux qui nous intéresse, c'est-à-dire la distance entre le point de passage par zéro de la courbe de la tension et celui du passage par zéro de la courbe du courant. Si l'on se sert du schéma de la figure 7, c'est malheureusement l'inverse du courant que l'on mesure.

Il n'y a pas moyen d'éviter cela et il faudra en tenir compte lors de la lecture de l'écran. Un grand nombre d'oscilloscopes sont dotés d'une touche qui permet d'inverser -déphaser de 180° - l'un des signaux visualisés par l'écran. Ceci fait, les signaux sont en accord parfait comme l'illustre par exemple la photo de la figure 8. Cette photo montre le déphasage entre la courbe de la tension et celle du courant d'une station de soudure (un fer à souder thermo-régulé). Le shunt que nous avons utilisé lors de cette mesure avait une valeur de 1Ω , permettant ainsi de négliger l'erreur introduite.

Le déphasage entre les deux courbes est de deux traits de division. Une période ($= 360^\circ$) du signal nécessite 4 divisions de 5 traits chacune. Le déphasage qui

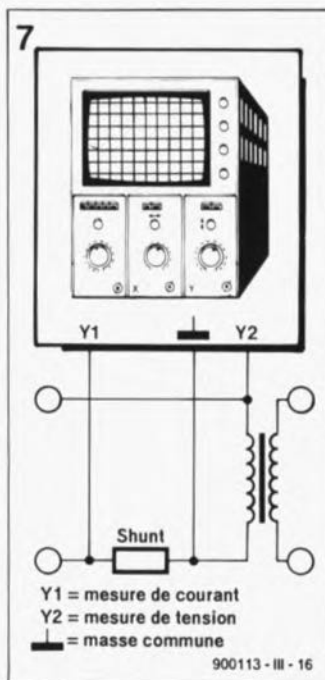


Figure 7. Un oscilloscope à deux canaux est l'instrument idéal pour déterminer le déphasage entre deux signaux. Puisque cet instrument n'est doté que d'un point de masse commun, il est inévitable que l'un des signaux soit inversé.

existe entre ces deux courbes a de ce fait une valeur de :

$$\varphi = \frac{360^\circ}{4 \times 5} \times 2 = 36^\circ$$

et un facteur de puissance de $\cos \varphi = \cos 36^\circ = 0,809$.

Pour des raisons bien évidentes de sécurité, et de façon à éviter un court-circuit par l'intermédiaire de la

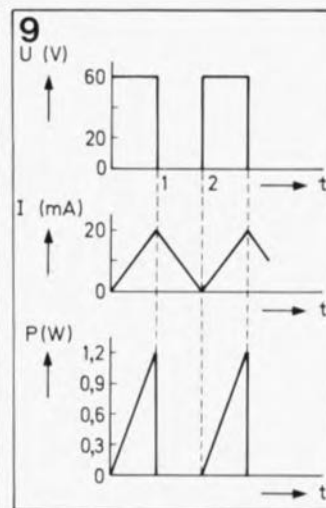


Figure 9. L'oscilloscope permet de déterminer la puissance, même si la tension et le courant ne sont pas de forme sinusoïdale.

borne de masse de l'oscilloscope, il va sans dire que nous n'effectuons pas une telle mesure en connexion directe avec le secteur, mais par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolation galvanique.

En mettant la puissance d'entrée du transformateur en relation avec sa puissance de sortie, nous obtenons le rendement, η . Afin d'avoir une vue générale du "comportement" d'un appareil alimenté par le secteur et du fait que nous ne faisons appel qu'à une mesure de tension et de courant, il est nécessaire de faire plusieurs calculs intermédiaires. De telles mesures se font beaucoup plus confortablement si l'on dispose

d'un ordinateur avec un logiciel adéquat tel qu'un tableur dans lequel il suffit de sauvegarder une fois seulement les formules et les constantes nécessaires. On "alimente" ensuite le logiciel avec les valeurs lues sur l'affichage de l'instrument de mesure. La plupart des logiciels (tableurs) ont la possibilité de reproduire les nouvelles valeurs calculées, non seulement sous la forme d'un tableau bien propre, mais aussi sous celle de graphiques de toutes sortes.

L'imprimante connectée à l'ordinateur permet de reproduire sur papier les données obtenues, quelle que soit leur forme.

La mesure de puissance devient beaucoup plus difficile lorsque des régulateurs à découpage ou des circuits à découpage de phase entrent en jeu. Dans ce cas, la forme du signal à mesurer n'est plus sinusoïdale et la plupart des multimètres ne fournissent plus de résultat utilisable. Seuls les multimètres RMS (*Root Mean Square*), capables d'évaluer des signaux de n'importe quelle forme, affichent encore des valeurs vraies (réelles).

S'il s'agit de mesurer un processus périodique, la vie se complique encore bien plus et seules beaucoup de peine et d'efforts nous permettront de nous en sortir : il faudra analyser sur l'écran de l'oscilloscope les courbes des grandeurs à mesurer. Ceci se fait plus aisément si l'oscilloscope permet l'affichage simultané de deux courbes : celle de la tension et celle du courant. Il n'est question de puissance réelle que lorsque les deux grandeurs ont une valeur utilisable et correcte. Pour obtenir un résultat valable, tel que la courbe de la puissance, il faudra retracer les différentes courbes sur l'écran de l'oscilloscope pour en déterminer la valeur moyenne.

Le mois prochain nous poursuivons notre petit cours de découverte de la mesure en générale avec la mise en pratique de mesures de résistance et de tension d'alimentation.

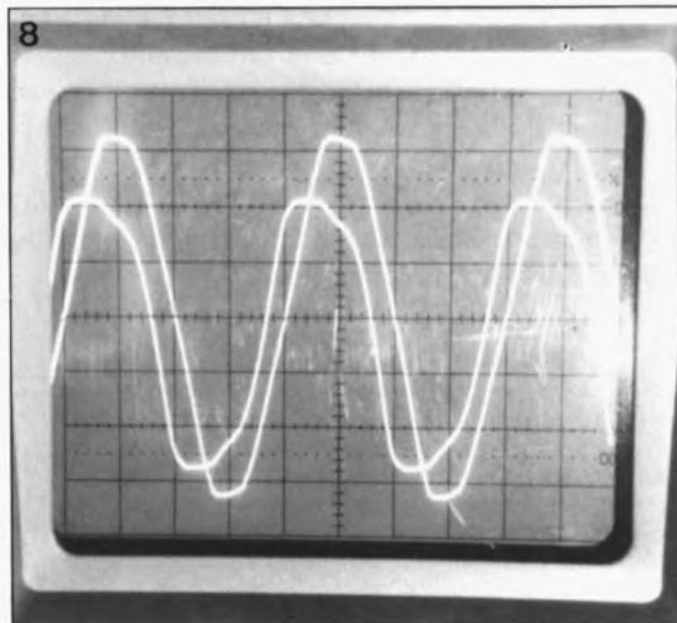
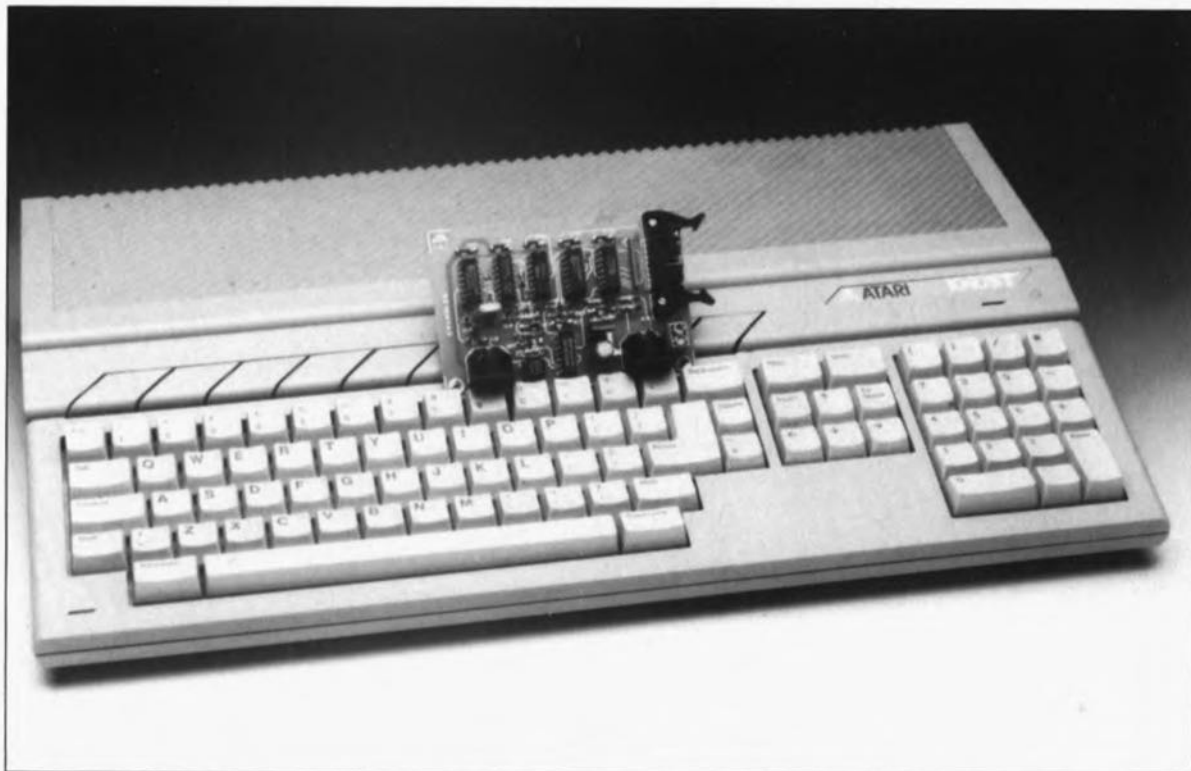


Figure 8. Mesure du déphasage entre le courant et la tension d'une station de soudure (un fer à souder doté d'un transformateur).

M. Breuer

interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST

une meilleure utilisation de l'interface MIDI



De par son environnement graphique, l'Atari-ST est, sans le moindre doute, un ordinateur fort utilisable. Ce qui lui manque cependant, est un port d'Entrées/Sorties (E/S, le fameux I/O omni-présent) simple, par l'intermédiaire duquel l'ordinateur pourrait commander des périphériques externes.

Le montage que nous vous proposons ici permet de remédier, à très peu de frais, à cette absence préjudiciable. Quelques composants ordinaires, il n'en faut pas plus, pour transformer l'interface MIDI série de l'Atari-ST en une interface d'Entrées/Sorties parallèle présentant un taux de transfert de 1 Koctet/s au minimum. Ce circuit a l'avantage décisif de ne pas nécessiter d'intervention au niveau de l'ordinateur lui-même; la seule chose dont il vous faudra disposer est un rien de logiciel qu'il sera extrêmement facile de créer à l'aide de l'interpréteur BASIC (OMICRON BASIC) fourni par Atari avec l'ordinateur.

En principe l'interface MIDI (*Musical Instrument Digital Interface*) de l'Atari-ST fonctionne comme n'importe quelle interface sérieuse faisant appel à une boucle de courant. Chaque octet de donnée est, selon le cas, soit lu par l'interface sérieuse, soit encore fourni par elle, et cela bit par bit. Si un bit se trouve à "1" (niveau haut) il ne circule pas de courant dans la boucle; si au contraire il s'agit d'un "0" (niveau bas) on verra passer un

courant de quelque 5 mA dans la boucle. Comme cela est bien souvent le cas, le courant circule ici aussi dans les récepteurs via un opto-coupleur. Cette approche garantit une séparation galvanique parfaite: rien n'interdit dans ces conditions aux divers périphériques connectés au système de se trouver à des potentiels de référence différents.

Le format des données respecte le

protocole RS-232C, un classique de la communication avec les périphériques. Après le bit de début, qui se trouve toujours à "0", on a 8 bits de données qui commencent par le bit de poids faible (LBS = *Least Significant Bit*). La séquence se termine par le bit d'arrêt, un "1".

Lorsqu'elle n'est pas utilisée, la ligne de données se trouve hors-courant et se trouve donc au niveau "1".

Le taux de transmission (*baudrate*) de l'interface MIDI de l'Atari-ST est

1

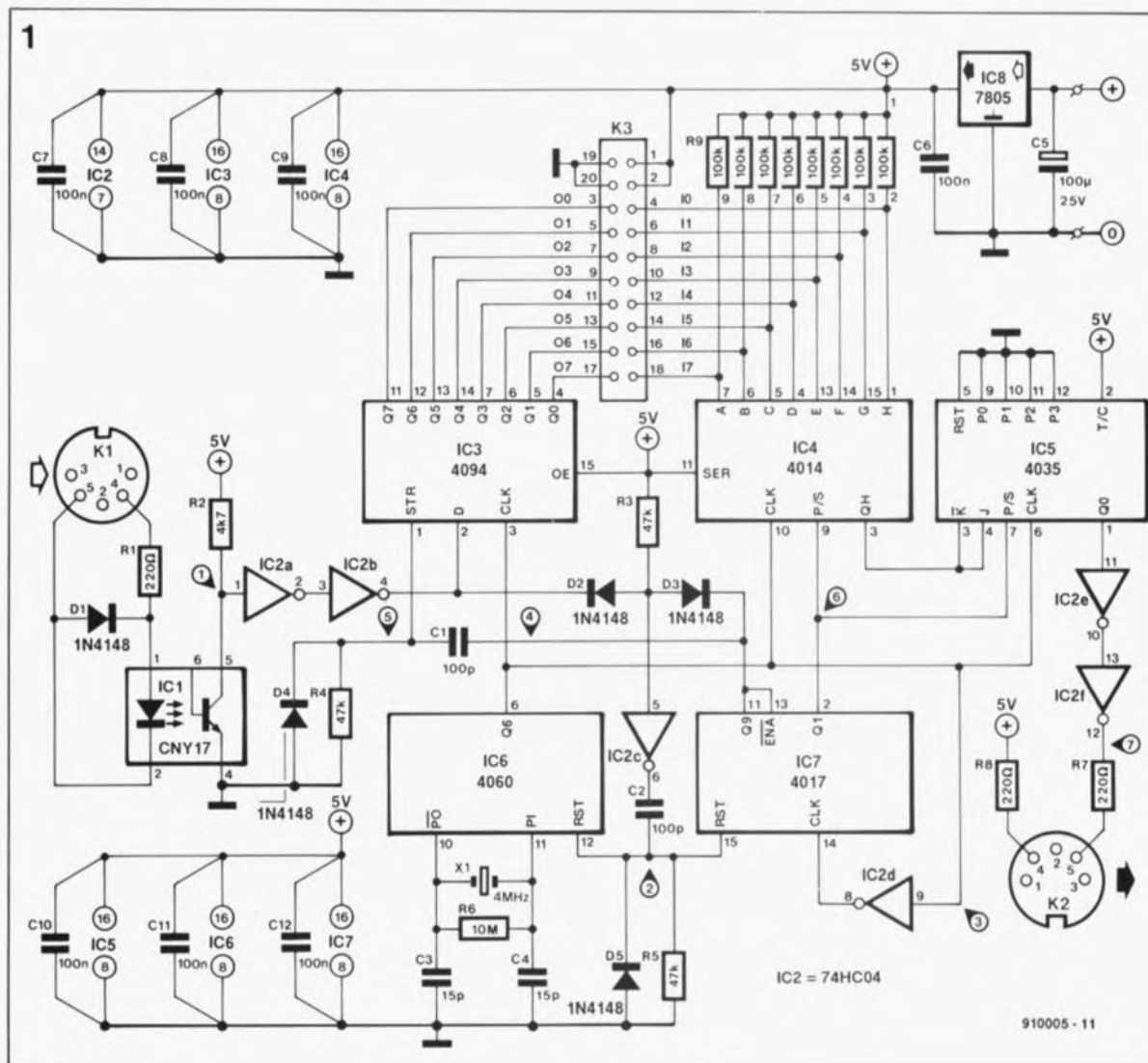


Figure 1. L'électronique de l'interface d'E/S MIDI à 8 bits.

Une fois n'est pas coutume, nous faisons appel à des circuits intégrés classiques.

de 31 250 bauds, de sorte qu'une vitesse de transmission de 1 Koctet/s sur un port parallèle ne devrait pas poser de problème.

Très souvent, la conversion parallèle-série fait appel à un UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* = Émetteur/Récepteur asynchrone universel).

Notre interface au contraire se targue de se débrouiller sans le moindre circuit intégré spécialisé; les conversions série-parallèle et parallèle-série se font à l'aide de quelques circuits intégrés CMOS standard.

L'électronique de l'interface

Le cœur de notre montage, dont on retrouve le schéma en figure 1, prend la forme d'un oscillateur/compteur binaire à 14 étages, IC6. Nous prenons sur la broche 6 du 4060 la fréquence de l'oscillateur, 4 MHz, après division par 128, pour l'appliquer aux registres à décalage IC3 à IC5 d'une part, et au compteur décimal IC7 de l'autre. Si l'on a utilisé un quartz de 4 MHz

pour X1, pris entre les broches PO et PI de IC6, cette fréquence utile est de 31 250 Hz très exactement, valeur qui est celle du taux de transmission de l'interface MIDI.

L'embase DIN K1 d'entrée est reliée à la sortie MIDI-OUT de l'Atari-ST. Le flux de bits sériel entre dans le montage à travers l'optocoupleur IC1 qui constitue, nous l'avons indiqué plus haut, une isolation galvanique entre l'ordinateur et les périphériques connectés à l'interface.

Après mise en forme du signal et sa double inversion due à la présence des inverseurs IC2a et IC2b, ce signal attaque l'entrée de données D du registre à décalage IC3. Le flanc descendant du bit de début produit, par l'intermédiaire de la diode D2 associée à l'inverseur IC2c et au condensateur C2, une impulsion très fine (dite en aiguille) de remise à zéro appliquée aux deux compteurs IC6 et IC7.

Lors du début d'une transmission de données, ceci définit des niveaux de sortie bien précis, la sortie Q9 de IC7 passant ainsi, par exemple, au

niveau "0". La diode D3 bloque toute nouvelle tentative de remise à zéro. L'application du 10^e signal d'horloge à IC7 fait repasser la sortie Q9 à un niveau logique positif (haut), par l'intermédiaire du condensateur C1, le flanc montant produit à l'entrée d'échantillonnage STR (*STRobe*) du registre à décalage IC3 une impulsion de prise en compte. Les diodes D4 et D5 limitent à -0,6 V l'amplitude des impulsions en aiguille naissant lors des flancs descendants. On dispose maintenant aux sorties Q0 à Q7, qui sont reliées aux contacts O7 à O0 respectivement, de l'octet de donnée sous format parallèle.

La figure 2 nous propose les chronogrammes de certains signaux disponibles en des points importants du circuit.

Simultanément à l'arrivée sur l'entrée sérielle du premier bit de donnée possible, le compteur décimal IC7 voit passer sa sortie Q1 à "1". De ce fait, les niveaux des signaux présents aux entrées I0 à I7 du connecteur K3, qui correspondent aux entrées A à H de

910005 - 11

2

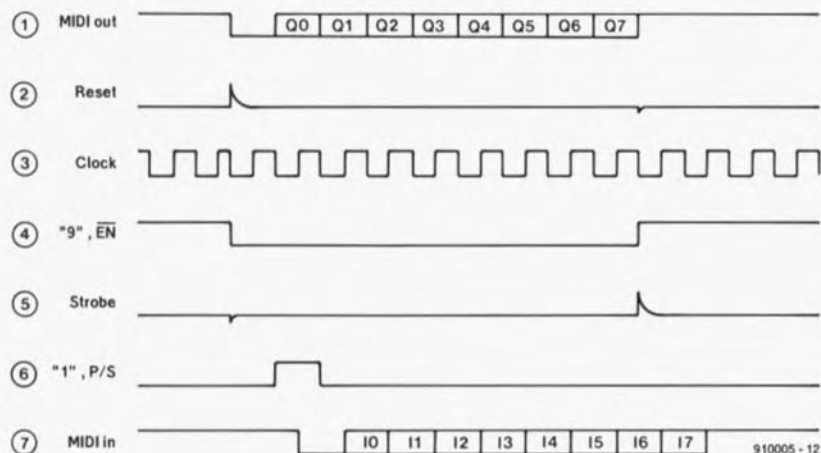


Figure 2. Chrono-diagrammes des signaux disponibles en différents points du circuit. Le fonctionnement du système s'explique presque de lui-même.

Liste des composants

Résistances:

R1, R7, R8 = 220 Ω
 R2 = 4 k Ω
 R3 à R5 = 47 k Ω
 R6 = 10 M Ω
 R9 = réseau résistif
 de 8 x 100 k Ω

Condensateurs:

C1, C2 = 100 pF
 C3, C4 = 15 pF
 C5 = 100 μ F/25V
 C6 à C12 = 100 nF

Semi-conducteurs:

D1 à D5 = 1N4148
 IC1 = CNY17
 IC2 = 74HC04
 IC3 = 4094
 IC4 = 4014
 IC5 = 4035
 IC6 = 4060
 IC7 = 4017
 IC8 = 7805

Divers:

K1, K2 = embase DIN
 à 5 contacts
 encartable
 K3 = connecteur mâle
 à 20 contacts DIL
 encartable
 X1 = quartz 4 MHz

Figure 3. Un environnement graphique convient particulièrement bien à la commande de l'interface; il est également possible de faire tourner l'interface dans l'arrière-plan.

IC4, sont lus dans le registre parallèle. Si, à l'arrivée du signal d'horloge suivant, le signal P/S repasse à "0", IC4 procède, lors du premier flanc montant suivant, à un transfert des données prises en compte, vers IC5, via sa sortie série QH. La sortie Q1 (de IC7) étant à "1", IC5 charge, via son entrée P0 qui se trouve forcée à la masse, un "0", niveau transmis, lors du prochain signal d'horloge, via les inverseurs IC2e et IC2f, vers l'entrée MIDI-IN de l'Atari-ST, pour y faire office de bit de début.

Ce bit est ensuite suivi par les 8 bits de donnée stockés dans IC4, en commençant par le bit de poids le plus faible. Comme l'entrée série de IC4 se trouve au niveau logique haut - puisqu'elle est reliée au +5 V - le 8^e bit peut uniquement être suivi par des "1": la ligne MIDI-IN (K2) reste au niveau logique haut.

Le logiciel

Sur l'Atari-ST, l'interface MIDI est dotée, à l'image de toutes les autres interfaces travaillant par octet (*byte-oriented*), d'un tampon d'entrée et repérée dans le BIOS du système. Il est relativement facile de ce fait de procéder à une interrogation quant aux états d'entrée et de sortie de l'interface, d'envoyer ou de recevoir des caractères. La plupart des compilateurs pour langages de haut niveau que connaît l'Atari-ST permettent ce type d'appels faisant référence au BIOS; il en va de même en ce qui concerne l'interpréteur BASIC fourni avec l'ordinateur.

L'utilisation de l'interface se fait en 3 étapes. On commence par l'émission de la valeur de sortie; on procède ensuite à une interrogation répétée de l'état d'entrée de l'interface MIDI, ceci pour vérifier qu'une valeur d'entrée est bien arrivée.

Après quelques interrogations infructueuses il faut admettre de deux choses l'une: soit qu'il n'y a pas d'interface connectée au système, soit encore qu'elle a été mise hors-fonction. Ce n'est qu'une fois que l'état d'entrée a indiqué l'arrivée d'un caractère que l'on pourra procéder à la lecture de celui-ci. Si vous vous demandez à quoi ressemble le programme remplissant une telle fonction, nous vous en proposons, dans le listing 1, sa version en C.

La figure 3, qui n'est pas une recopie d'écran, vous propose un exemple d'intégration graphique d'un programme de test. Le champ de dialogue visualise bit par bit les états des valeurs d'entrée (I0 à I7) et de sortie (Q0 à Q7). Le mode "Automatic" indique par exemple ici qu'un compteur logiciel effectue une incrémentation de la valeur de sortie toutes les 4 secondes. En mode "Manual" il est possible d'inverser chaque bit en le "cliquant". En cas d'absence de l'interface MIDI, les informations sont affichées sur un fond de couleur grise et non pas noire. Il existe pour cette réalisation une disquette de 3 1/2 (ESS 1574) compor-

tant les fichiers source des routines assembleur et C avec support graphique pour Atari-ST **monochrome**. On peut, à partir de ces éléments construire un fichier Accessory qui permet une sorte de pseudo-multi-tâche (*pseudo-multi-tasking*) qui commande l'interface en arrière-plan. C'est ainsi que, par exemple, on émet, par l'intermédiaire d'une interruption du temporisateur A inutilisé du MFP 68901 de l'Atari-ST, un octet toutes les millisecondes à travers l'interface MIDI. Si l'on donne au tampon d'entrée MIDI sa capacité maximale admissible, à savoir 32 Koctets, on pourra se contenter de n'appeler la rubrique Accessory que toutes les quelques secondes pour obtenir le traitement des données.

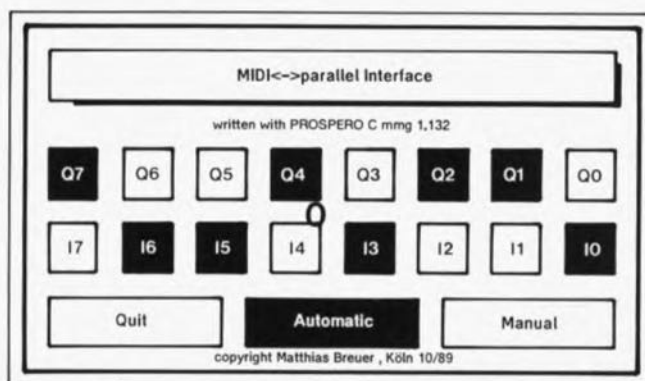
La réalisation

L'implantation des composants, qui se fera à l'aide de la sérigraphie représentée en figure 4 n'appelle pas de commentaire particulier. On remarquera qu'il s'agit d'un circuit imprimé double face à trous métallisés. Comme d'habitude, on commencera par la mise en place des composants de petite taille, tels que diodes et résistances pour finir par l'implantation des condensateurs, du réseau de résistances, des supports pour les circuits intégrés, du quartz, du connecteur K3 et des embases DIN encartables.

Ce n'est qu'après avoir procédé à un examen minutieux du travail effectué jusqu'à présent, et si l'on est satisfait, absence de court-circuit et de toute autre cause éventuelle de problème ultérieur, on pourra implanter les différents circuits intégrés, en respectant leur type et leur polarité.

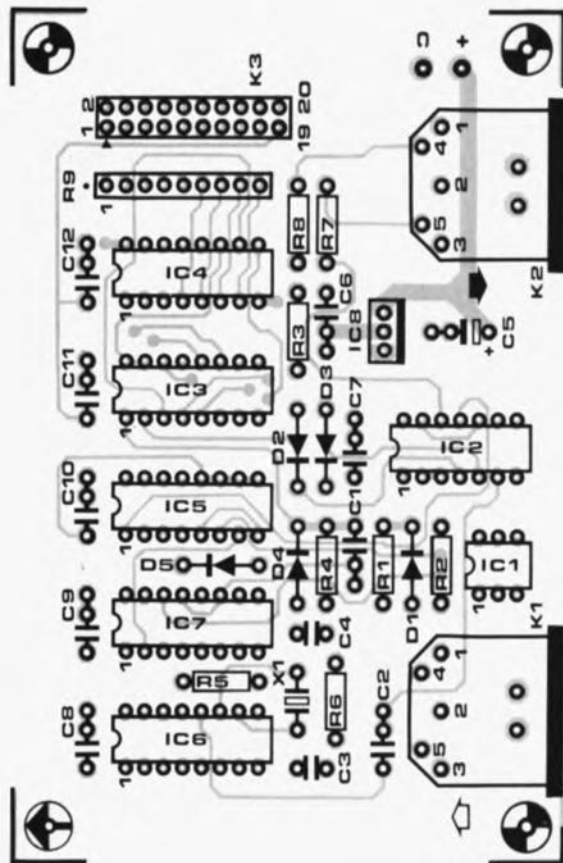
En cas de problème pour trouver le réseau résistif R9, on pourra envisager d'utiliser 8 résistances distinctes interconnectées de manière à simuler le réseau - la première résistance est implantée dans l'orifice n°2, son extrémité

3



910005-13

4



libre venant s'enficher dans l'orifice n°1. Chaque orifice suivant reçoit une résistance. L'extrémité libre de la 8e résistance implantée dans l'orifice n°9, à proximité de R8, est repliée à 90° de manière à venir toucher la broche repliée de la résistance R1. Les extrémités libres des

résistances n°2 à n°7 sont soudées directement à la connexion de la résistance n°8 qui passe au-dessus d'elles.

L'alimentation de l'interface MIDI pourra se faire par l'intermédiaire d'un module-secteur fournissant une

tension redressée de l'ordre de 9 V. On pourrait également, au vu de la faible consommation propre de ce montage, à savoir quelques milliam-pères, due à l'utilisation de circuits intégrés CMOS, envisager de l'alimenter directement par l'ordinateur. Cette solution a l'inconvénient de supprimer l'isolation galvanique entre le montage et l'ordinateur et de nécessiter la mise en place d'une paire de lignes d'alimentation (plus et masse) entre les points + et 0 de la platine et deux points convenables de l'ordinateur. Pour l'interconnexion entre les embases DIN de l'Atari-St et celles de l'interface MIDI, on pourra utiliser 2 câbles DIN standard. Il faudra éviter de leur donner une longueur supérieure à 5 m - on déterminera expérimentalement la longueur maximale admissible, à savoir celle que l'on peut adopter avant de rencontrer des problèmes). Voici votre Atari-ST doté de nouvelles possibilités. Nous vous laissons le choix des applications...

Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants d'un circuit imprimé double face dessiné à l'intention de ce montage.

Bien qu'il s'agisse d'un double face à trous métallisés, les dessins des pistes vous sont proposés dans les pages SERVICE au centre du magazine.

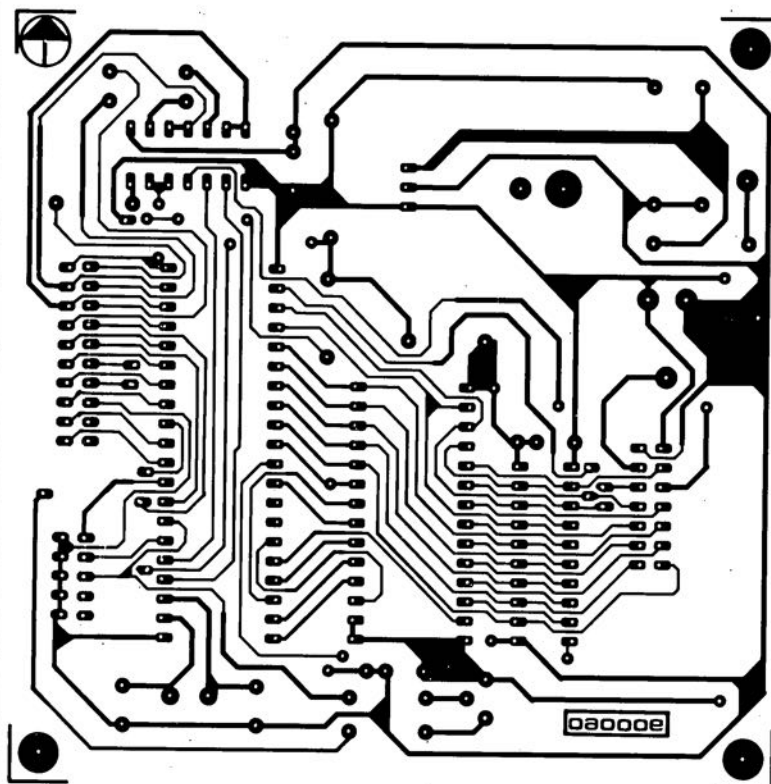
Listing 1.

```

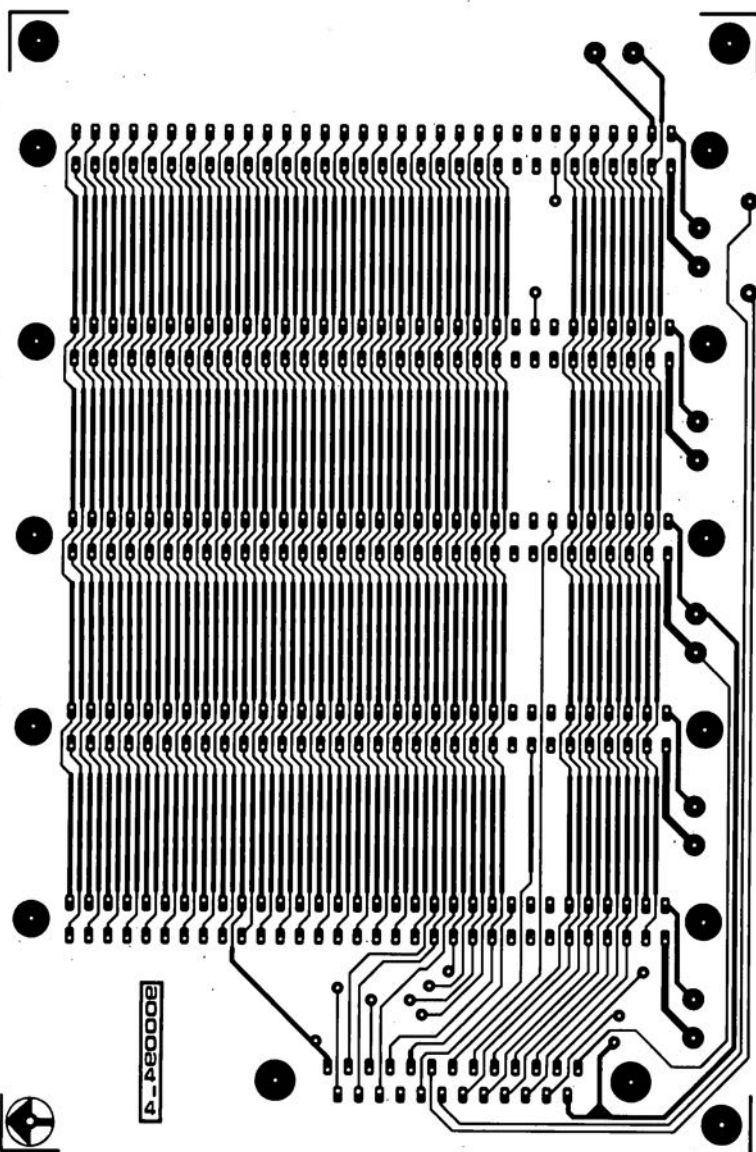
bios(3, 3, outvalue);
i = 10;
while (1 > 0 && bios(1, 3) != -1) {
    i = i - 1;
    if (i > 0) {
        inval = bios(2, 3);
    } else {
        printf("Interface E/S MIDI 8 bits pas en fonction/n");
    }
}

```

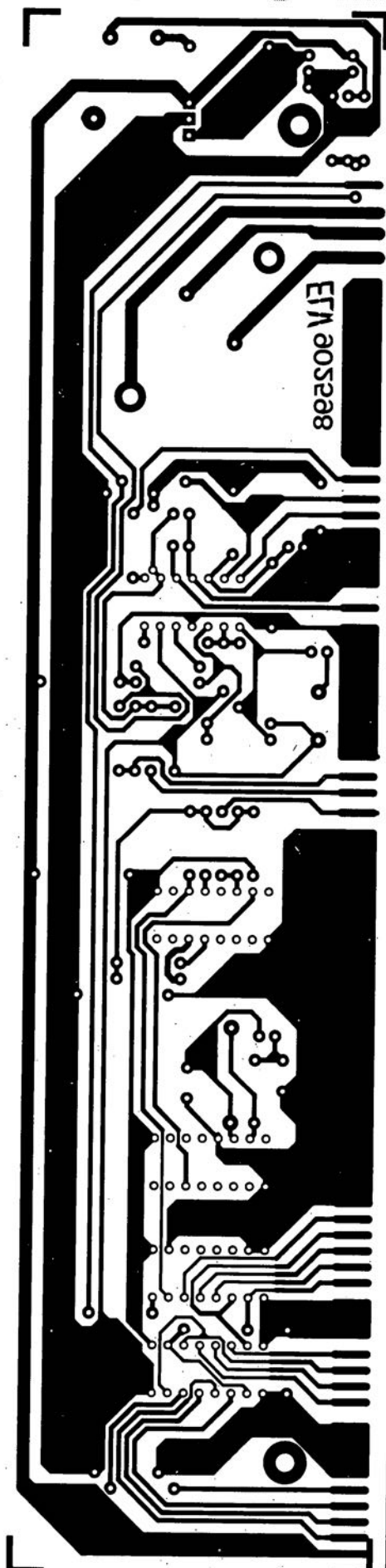
SERVICE



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du processeur



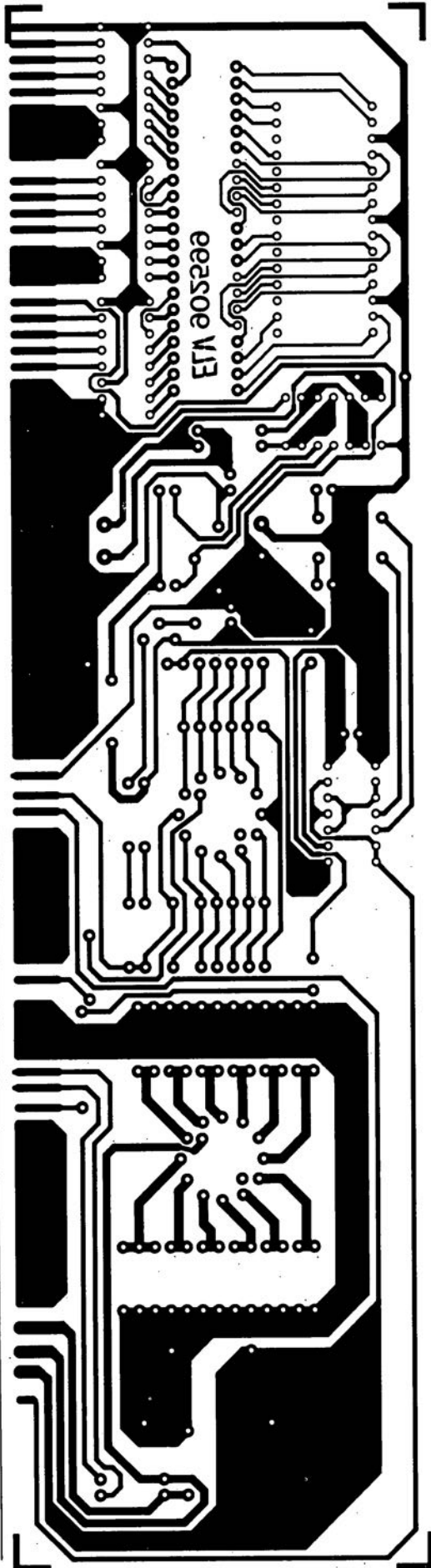
analyseur logique pour IBM PC et Atari-ST: le bus "fond de panier"



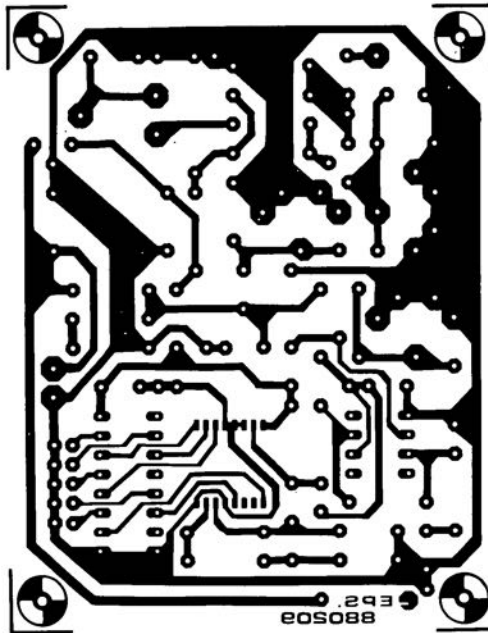
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine principale

SERVICE

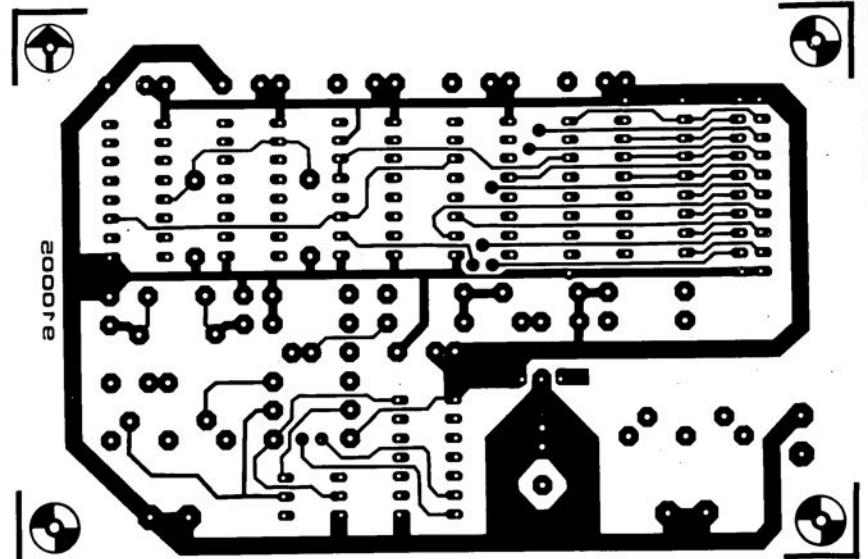
En raison de sa taille, nous ne pouvons pas vous proposer à sa taille réelle, le dessin du circuit imprimé principal de "The Complet", une platine double face à trous métallisés



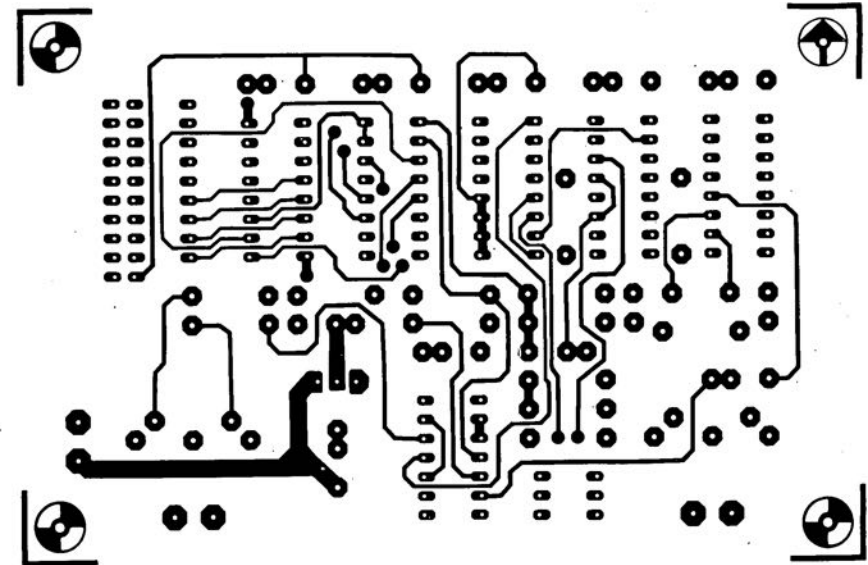
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine de l'affichage



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du décodeur



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST

TLE 4211/4214

Un contacteur intelligent qui surveille la charge

Pour commuter les charges dans les véhicules automobiles et dans les équipements industriels, Siemens propose désormais deux doubles commutateurs monolithiques intégrés du type N qui surveillent en même temps l'état de la charge commutée, grâce à une logique intégrée. Ils sont conçus pour des tensions d'exploitation atteignant 32 V et des courants allant jusqu'à $I_{\max 1} = 2$ A.

L'électronique industrielle, de même que les systèmes actionneurs dans les véhicules automobiles, ne nécessitent pas seulement des commutateurs électroniques commandés par des microprocesseurs; pour augmenter la fiabilité, il devient nécessaire de surveiller également la charge. Siemens propose à cet effet deux doubles commutateurs de puissance intelligents de type N qui commutent deux charges par rapport à la masse, indépendamment l'une de l'autre.

Le commutateur TLE 4211 pour $2 \times I_{\max 1} = 2$ A fonctionne avec une limitation de la puissance, une surveillance de la température et accepte des pointes de tension de 70 V. Une diode de puissance intégrée limite les tensions pour la commutation des charges inductives. La surveillance de la charge permet de détecter les surcharges, les charges trop faibles et les courts-circuits à la masse. De plus, si la tension d'alimentation est trop élevée, une grande partie de la logique du commutateur est désactivée. La température du boîtier P-T66-7 peut se situer entre -40 et $+125^{\circ}\text{C}$.

Le double commutateur de type N TLE 4214 pour $2 \times I_{\max 1} = 0,5$ A surveille non seulement la tension d'alimentation, mais aussi sa propre température, et désactive également certaines parties de la logique de commutation en cas d'échauffement inadmissible.

Siemens SA
39-47, Bd d'Ornano
93200 Saint-Denis
tél. : (1).49.22.43.14

E. Chicken
(G3BIK)

pont L-C-R

simple, élégant et très peu coûteux

Le pont à recherche d'équilibre proposé dans cet article esure les capacités comprises entre 1 pF et 10 μ F, les résistances allant de 1 Ω à 10 M Ω et les inductances de valeur comprise entre 1 μ H et 100 μ H. Ce montage constituera un auxiliaire précieux pour la détermination de la valeur de composants sans marque non-identifiables sinon. Le coût de la réalisation de cet appareil est inversement proportionnel aux nombreux services qu'il rendra, d'autant plus qu'il ne fait pas appel à des composants exotiques et que l'on pourra utiliser des composants de surplus que nous sommes tous à posséder dans nos tiroirs secrets.

L'idée ayant donné naissance à l'instrument proposé ici était celle d'un pont de mesure de capacité, ne comportant rien de plus qu'une paire de condensateurs, un potentiomètre linéaire au carbone de 10 k Ω , un écouteur à cristal, et quatre points de soudure, ni plus ni moins, ce qu'illustre d'ailleurs le schéma de la figure 1.

Il fallait disposer d'une tension alternative présentant une fréquence située dans le domaine audio pour alimenter le pont. Un rapide tour d'horizon a permis à l'auteur d'identifier un certain nombre de sources de signal possibles: un oscilloscope à signal de test rectangulaire de 1 kHz de 1V_{cc} pour auto-calibration, un générateur de signal BF mettant à disposition un signal sinusoïdal de 1 kHz d'une amplitude de quelques volts efficaces, un oscillateur audio de fabrication maison fournissant une tension de 2 V en sortie et, s'il fallait, faute de mieux, se résoudre au pire, le signal audio d'un poste à transistors calé sur un émetteur de musique pop.

Nous avons essayé ces différentes solutions et toutes se sont traduites par la production d'un signal parfaitement audible à l'aide d'un écouteur à cristal; la rotation du bouton de recherche d'équilibre a toujours pris la forme d'un zéro précis et parfaitement identifiable, ce qui garantit une

précision de mesure reproductible d'une mesure à l'autre plus qu'acceptable.

Nous avons remplacé les condensateurs par des résistances, avec des résultats tout aussi prometteurs, pour la mesure de résistances cette fois.

Mais qu'en est-il de la mesure d'inductances dans le domaine BF. Nous fîmes quelques spires de fil de cuivre émaillé sur un corps de 7 mm de section à noyau de ferrite. Nous avons ensuite pris un condensateur de 100 pF en parallèle sur la bobine. À l'aide d'un oscillateur à gate-dip nous avons ajusté la fréquence de résonance de l'ensemble à 15 MHz. Nous avons ensuite déterminé mathématiquement que l'inductance de la bobine était approximativement de 1 μ H. Elle simulerait l'inductance "inconnue" de valeur faible.

Nous avons fabriqué une autre bobine en bobinant un nombre dix fois plus important de spires de façon à lui donner une inductance nettement plus élevée. La valeur réelle est sans importance comme nous le verrons plus tard.

Après avoir remplacé dans le pont les deux condensateurs par les deux inductances, il fut à nouveau possible d'obtenir un zéro audio précis indiquant l'équilibre du pont.

Une rotation du noyau dans la bobine de 1 μ H attribuant une nouvelle valeur à l'inductance "inconnue" nécessitait inévitablement une action sur le potentiomètre si l'on voulait retrouver l'équilibre du pont. Ces différentes expériences nous confirmèrent la viabilité de l'approche basée sur un simple pont pour la mesure de la caractéristique typique des trois types de composants passifs, à savoir l'induc-

tance (L) des bobines, la capacité (C) des condensateurs et la résistance (R) des composants de même dénomination.

Pont équilibré pour la mesure de L-C-R

Commençons par examiner le diviseur de tension simple à base de résistances illustré en figure 2a. La différence de potentiel, ou autrement dit la chute de tension, aux bornes de la résistance RA est de:

$$U_A \cdot \frac{R_A}{R_A + R_B}$$

formule dans laquelle UA représente la tension d'alimentation.

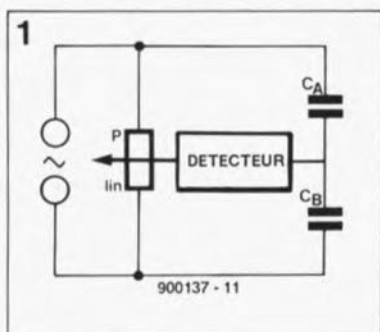
Intéressons-nous maintenant à l'autre diviseur de tension de la figure 2b qui comporte des valeurs de résistances non spécifiées mais différentes de celles de la figure 2a. La différence de potentiel, ou chute de tension, aux bornes de la résistance RC est de:

$$U_A \cdot \frac{R_A}{R_C + R_D}$$

La connexion des deux réseaux de division de tension en parallèle pour obtenir un pont de résistances classique, et leur alimentation à partir d'une tension d'alimentation commune, situation qu'illustre la figure 2c, ne modifie en rien les deux équations traduisant les différences de potentiel aux bornes des résistances RA et RC.

Cependant, si la chute de tension aux bornes de RA est différente de celle ayant lieu sur la résistance RC, le détecteur de tension pris entre les points nodaux RA-RB et RC-RD signale une différence entre les deux valeurs de chute de tension. Pourtant, si la chute de tension aux bornes de RA est égale à celle prenant place sur RC, la différence

Figure 1. Synoptique d'un pont de mesure de capacité.



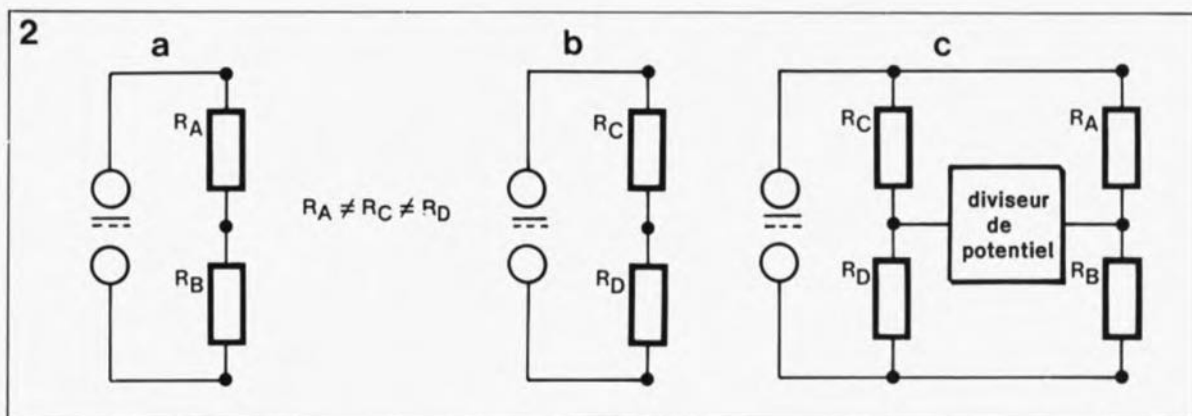


Figure 2. Différentes versions de diviseurs de potentiel. En a) et b) on a le modèle le plus simple de diviseur que l'on puisse imaginer. En c) ces deux diviseurs ont été associés pour constituer le pont résistif de base.

de potentiel est nulle et le détecteur de tension, qui peut prendre la forme d'un voltmètre, affichera zéro c'est-à-dire une tension "nulle".

Le pont électrique constitué par les deux réseaux de division RA-RB et RC-RD se trouve alors en équilibre, situation qui reste vraie, que la tension d'alimentation soit continue ou alternative. L'équation mathématique rendant une telle condition d'équilibre s'énonce de la manière suivante:

$$U_A \cdot \frac{R_A}{R_A + R_B} = U_A \cdot \frac{R_C}{R_C + R_D}$$

formule que l'on peut simplifier:

$$\frac{R_A}{R_B} = \frac{R_C}{R_D}$$

Si l'on connaît la valeur fixe de RB et qu'en outre le rapport RC/RD est connu lui aussi, il est possible, dans ces conditions "nulles", c'est-à-dire lorsque le pont est en équilibre, de déterminer la valeur réelle d'une résistance inconnue, RA, à l'aide de la formule suivante:

$$R_A = R_B \cdot \frac{R_C}{R_D} = (R_B \text{ connue}) \times$$

(rapport RC/RD).

Prenons un exemple: si l'on attribue à RC la même valeur qu'à RD, leur rapport est égal à 1,0 et la condition d'équilibre devient RA = RB, peu importe les valeurs réelles de RC et de RD. Seul est important leur rapport.

D'autre part si l'on fait en sorte que le rapport RC/RD soit ajustable et calibré, et que l'on puisse en outre commuter entre différentes valeurs de la résistance connue RB, il devient possible de déterminer la valeur la résistance inconnue RA sur une plage très étendue de valeurs.

L'échelle: principes de base

Pour une manipulation plus confortable de l'instrument, on peut

remplacer les résistances RC et RD par un potentiomètre rotatif linéaire de toute valeur de résistance adéquate; on le dotera d'une échelle circulaire et d'un bouton à repère. On calibre ensuite l'échelle de façon à lire le rapport des valeurs de résistance mesurées entre la borne centrale du potentiomètre et ses deux bornes extérieures, et cela aux différents angles de rotation du curseur.

À mi-course par exemple, les résistances mesurées entre la borne centrale et les deux bornes extrêmes devraient être, dans le cas d'un potentiomètre idéal, égales. Dans le cas d'une rotation aux 3/4 de la course, la résistance de l'une des sections devrait être trois fois celle de l'autre partie, ce qui nous donne un rapport de 3:1 et inversement.

En d'autres termes, dès que l'on tourne le curseur positionné à mi-chemin dans un sens, le rapport va croître de 1,0 vers l'infini; une rotation dans l'autre sens se traduira par une diminution progressive de ce rapport, de 1,0 jusqu'à zéro.

Bien que le mouvement de rotation d'un potentiomètre au carbone linéaire standard soit limité à quelque 300° (5/6 de tour), le hasard (qui comme on le sait, fait bien les choses, c'est du moins ce que dit le proverbe) veut que les rapports x10 et x0,1 tombent pratiquement à 90° de part et d'autre de la position médiane du potentiomètre. Ainsi, si la position à mi-chemin correspond au haut de l'échelle (360°, à midi dit-on en aéronautique), on pourra placer les repères x0,1, et x10 à 9 h (270°) et 3 h (90°) respectivement, les repères x0,01 et x100 étant positionnés eux à 240° et 120°; en voici assez pour une première approximation.

On peut ainsi déterminer la valeur d'une résistance par rotation du potentiomètre jusqu'à la détection d'un zéro. Le rapport indiqué sur l'échelle est ensuite à multiplier par la valeur de la résistance connue, RB.

Mathématiquement cette relation s'énonce:

$$R_A = R_B \cdot [\text{rapport } R_C/R_D \text{ au point zéro}].$$

Par l'attribution, à la résistance connue RB, d'un certain nombre de valeurs choisies, il est possible de modifier de manière adéquate la plage de mesure de la résistance inconnue RA. Pour simplifier plus encore les mesures, il est préférable d'attribuer aux résistances connues des valeurs rondes, telles que 100 Ω, 10 kΩ voire 100 kΩ, etc. Nous appelleront ces résistances connues, que pour des raisons pratiques on peut choisir en fonction de la plage requise, résistances de "calibre". L'échelle du potentiomètre comporte pour cette raison leurs valeurs.

Un exemple simple pour mieux comprendre la technique de calcul: supposons que nous ayons détecté un zéro à la position x0,05 du calibre 1 000 Ω; la valeur de la résistance est de: 1 000 x 0,05 = 50 Ω.

La mesure d'inductances

Le principe de mesure décrit ci-dessus, et représenté en figure 3a, est également applicable à la mesure d'inductances, les résistances RA et RB étant dans ce cas-là remplacées par des bobines, LA et LB, figure 3c. Pour fonctionner correctement, le circuit doit être alimenté par une tension alternative à une fréquence f suffisamment élevée pour produire des réactances inductives XA et XC respectivement, de manière à obtenir des différences de potentiel suffisantes pour une détection de zéro.

Les équations de différence de potentiel simplifiées en condition zéro s'écrivent:

$$X_A = X_B \cdot \frac{R_C}{R_D}$$

formule dans laquelle X représente

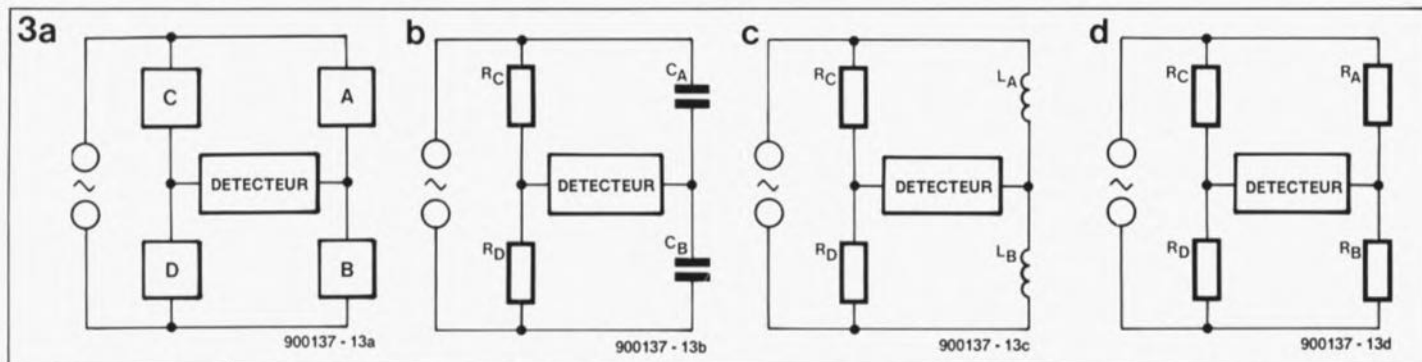


Figure 3. Différentes versions de ponts de mesure: en a) la version de principe, en b) celle servant à la mesure de capacités, en c) le circuit utilisé pour la mesure d'inductances, en d) celui de la mesure de résistances.

la réactance inductive dont l'expression est:

$$X = 2 \pi f L$$

Après simplification on obtient l'équation suivante:

$$L_A = L_B \cdot \frac{R_C}{R_D}$$

formule dans laquelle nous retrouvons le même rapport de multiplication R_C/R_D que celui rencontré au cours de la mesure de résistance. On l'aura compris: il est possible d'utiliser la même échelle de rapport et pour la mesure des résistances et pour celle des inductances.

La mesure de capacités

Pour mesure de capacités, les bobines L_A et L_B étant remplacées par des condensateurs, C_A et C_B ,

faut à nouveau travailler avec une tension d'alimentation alternative, de manière à disposer cette fois des réactances capacitives X_A et X_B . Les équations de différence de potentiel simplifiées en condition zéro s'écrivent:

$$\frac{X_A}{X_B} = \frac{R_C}{R_D}$$

formule dans laquelle X représente la réactance capacitive qui s'exprime selon la formule ci-après:

$$X = \frac{1}{2 \pi f C}$$

$$X_A = X_B \cdot \frac{R_C}{R_D}$$

qui, après simplification devient:

$$C_A = C_B \cdot \frac{R_D}{R_C}$$

On notera que dans cette formule le rapport de multiplication R_D/R_C est l'inverse de celui rencontré au cours des mesures de résistance et d'inductance. En pratique cela signifie qu'il nous faudra, pour la mesure de capacités, une échelle présentant une image en miroir de celle utilisée pour les deux types de mesure précédents. L'échelle qui comportait la suite de valeurs suivantes,

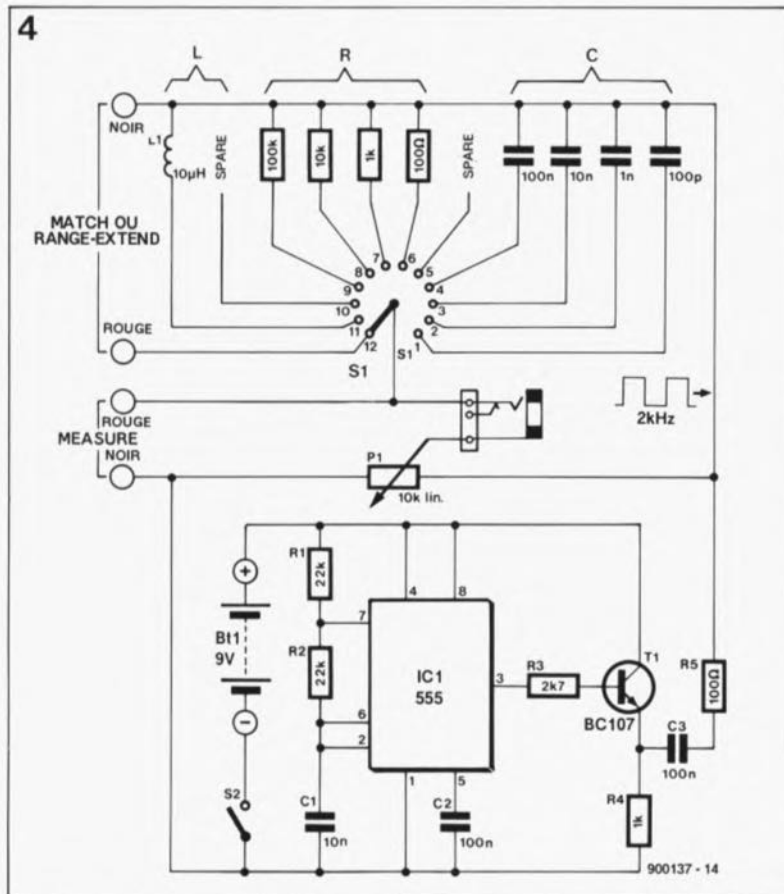
0,01 0,1 1,0 10,0 100,0,

prendra ainsi l'aspect suivant:

100,0 10,0 1,0 0,1 0,01 etc.

À nouveau une sélection adéquate de valeurs pour le condensateur C_B nous donnera les plages de mesure requises. Pour se simplifier la vie l'utilisateur optera de préférence pour des valeurs décadales, telles que 100 pF, 0,1 μ F, etc.

Figure 4. L'électronique du pont de mesure L-C-R.



Le concept du circuit

On retrouve en **figure 4** le schéma de l'électronique du pont L-C-R. IC1, un temporisateur du type 555, qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter, est utilisé ici en multivibrateur astable ayant une fréquence de répétition de quelque 2 kHz; il fournit un signal rectangulaire de $9 V_{cc}$.

Le signal de sortie de 2 kHz est tamponné par un transistor monté en émetteur-suiveur, T1, de façon à limiter, dans les calibres de résistance/réactance les plus faibles, la charge, par le pont de mesure, du circuit de sortie du 555.

La détection du zéro se fait à l'aide d'un écouteur à cristal (piézo-électrique). De par son impédance élevée ce composant fournit un signal plus audible que celui que produirait un écouteur standard. Ce niveau relativement important permet une détection du zéro plus aisée, en particulier lors de la mesure d'inductances.

La précision des mesures dépend, de façon importante, d'une part de la

tolérance des composants mis en circuit par le commutateur de calibre, SI, et de l'autre, de la qualité du potentiomètre linéaire PI utilisé pour la recherche de l'équilibre.

Le prototype de ce pont L-C-R utilisait, pour remplir cette fonction, un potentiomètre linéaire au carbone classique (un modèle de 1000 Ω devrait fort bien faire l'affaire lui aussi), des résistances haute-stabilité à tolérance serrée et une inductance HF de 10% de tolérance, disponible dans le commerce.

Il nous a semblé qu'un calibre unique de 10 μ H pour la mesure des inductances serait suffisant pour déterminer la valeur de composants de ce type utilisés en HF standard; nous avons cependant prévu une possibilité d'extension pour le domaine de mesure de chaque type de composant. On peut disposer de cette extension, soit en permanence par le câblage d'un CB, LB ou RB additionnel, au sélecteur de calibre, soit temporairement, par la connexion du composant adéquat aux bornes MATCH, le sélecteur de calibre étant mis en position "MATCH".

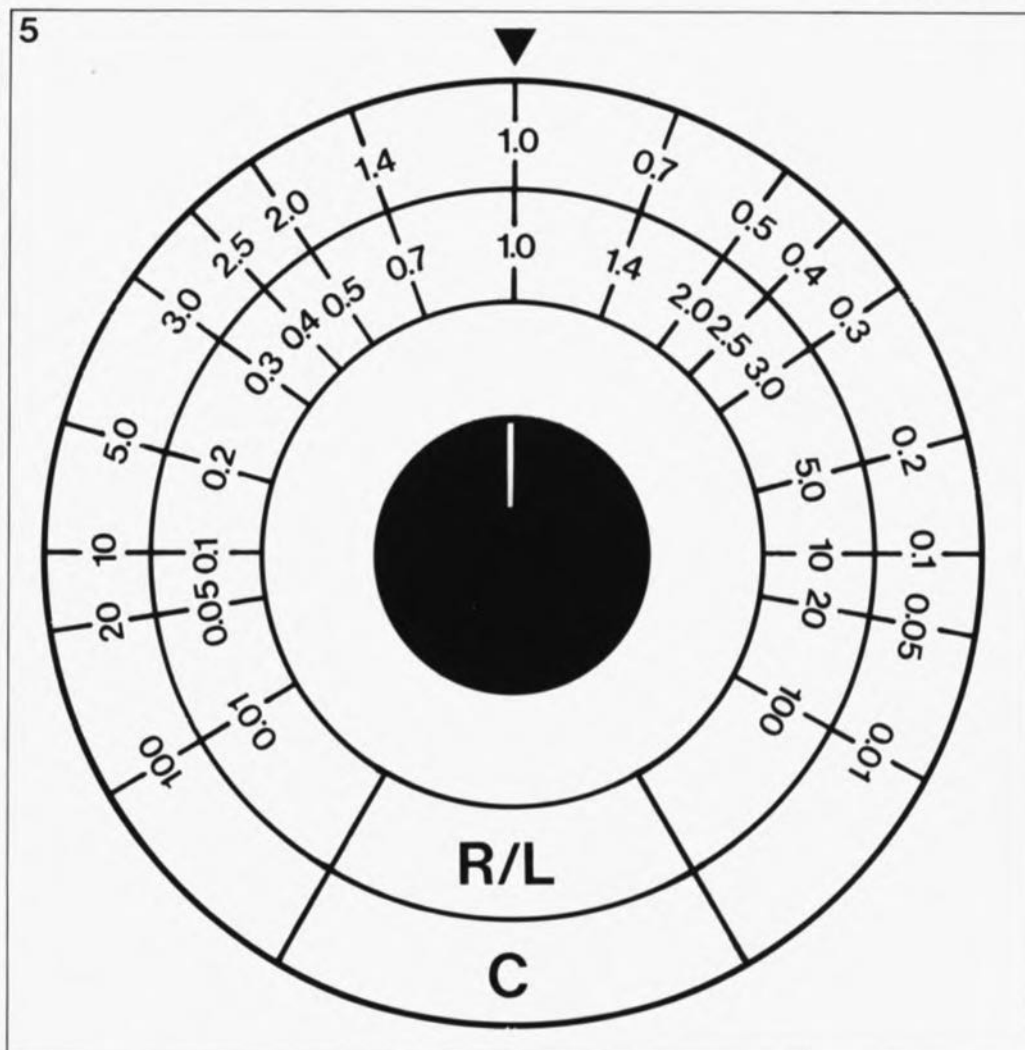
Les bornes MATCH servent également à l'appariement de valeur entre deux composants externes. Lorsque les deux composants concernés ont exactement la même valeur, le zéro tombe très exactement en face du repère "1,0" de l'échelle; lorsqu'ils ne sont pas appariés, l'échelle indique la valeur relative du composant connecté aux bornes MEASURE par rapport à celle du composant connecté aux bornes "MATCH".

Bien que le pont L-R-C n'ait pas été doté d'une tension de polarisation continue pour les condensateurs électrolytiques ou au tantale, il permet quand même la mesure, sans le moindre problème, de ces types de condensateurs.

Lorsque l'appareil est en fonction, la pile de 9 V doit fournir un courant de quelque 7 mA.

La construction

Vu qu'il n'est pas nécessaire de prévoir de blindage pour ce montage, la platine dotée de ses composants pourra prendre place dans un boîtier en plastique à couvercle amovible. Les organes de commande accessibles de l'extérieur, c'est-à-dire le potentiomètre d'équilibre, le commutateur de calibre, les bornes MATCH et



MEASURE, l'embase pour l'écouteur à cristal et l'inverseur marche/arrêt, sont montés sur le couvercle.

L'une des bornes de chacun des composants de "calibre" est soudée directement à la borne convenable du commutateur de calibre (RANGE), l'autre l'étant à un morceau de fil de cuivre relative-

ment rigide auquel on aura donné la forme d'un anneau ouvert.

Le commutateur rotatif RANGE est du type 1 circuit/12 positions miniature à axe plastique et à écrou de fixation; le but est d'éviter l'introduction de capacités parasites qui pourraient fausser les résultats lors de la mesure de la valeur de condensateurs en début de calibre

Figure 5. L'échelle du potentiomètre de recherche d'équilibre. Ce dessin est représenté à une échelle de 1:1,2 environ. Il faudra, le cas échéant, le réduire à la taille requise.

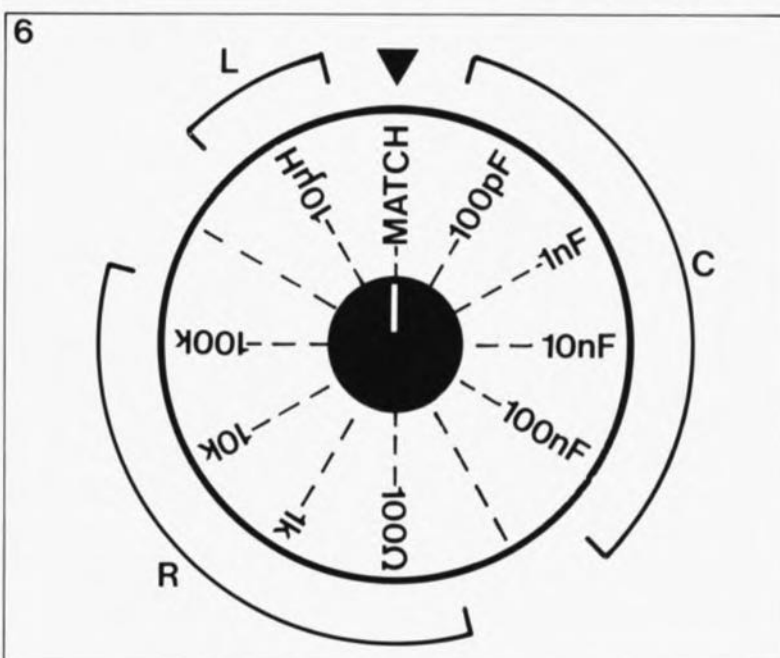


Figure 6. Le sélecteur comporte 4 calibres de capacités, 4 autres pour les résistances, 1 calibre pour les inductances et 1 dernier pour l'utilisation de composants externes.

"pF" (picofarad). Un méplat sur l'axe permet l'utilisation d'un bouton enfichable doté d'un chapeau amovible alignable avec le repère de la couronne.

Le dessin de la **figure 6** vous propose une échelle pour le sélecteur de calibre L-C-R.

Le potentiomètre au carbone linéaire utilisé pour la commande d'équilibre possède lui aussi un axe plastique que l'on choisira de préférence sans méplat de façon à permettre l'utilisation d'un bouton à couronne dont le repère sera aligné avec le 1.0 de l'échelle de rapport. Le circuit intégré 555, le transistor T1 et les 8 composants passifs seront implantés dans un morceau de platine d'expérimentation à pastilles de 35 à 40 mm de côté. On pourra mettre le circuit intégré sur un support. Le positionnement des composants ne présente pas la moindre criticité, ce qui explique que nous n'ayons pas prévu de dessin de leur implantation. La platine de l'oscillateur de 2 kHz est suffisamment légère pour être fixée par ses propres connexions aux bornes de mesure. Il restera à doter la pile compacte d'un dispositif de fixation élémentaire.

4 bornes terminales de 4 mm pour les entrées de mesure "MEASURE" et d'appariement "MATCH" permettent une connexion flottante voire vissée des composants à mesurer. La taille du boîtier est laissée à votre discrétion. Nous avons fait plusieurs versions de ce montage, l'une prenant place dans un boîtier de 75x75x45 mm, l'autre dotée d'une face avant de 65x120 mm. Cette dernière solution permet la mise en place d'échelles d'une bonne lisibilité et une disposition plus aisée des bornes terminales, de l'interrupteur et de l'embase destinée à l'écouteur à cristal.

L'étalonnage

Il est nécessaire de procéder à un étalonnage de l'échelle de rapport, car rien ne garantit que la caractéristique de la résistance linéaire du potentiomètre de recherche d'équilibre soit la même que celle présentée par le potentiomètre que nous avons utilisé nous-mêmes. L'exemple d'échelle circulaire représentée en **figure 5** pourra vous servir de modèle.

Bien que le potentiomètre standard ait une plage de rotation de quelque 300°, il est recommandé de limiter la plage utile à $\pm 90^\circ$ de part et d'autre du point central (rapports: x0.1, x1.0, x10) voire à $\pm 120^\circ$ (rapports: x0.01,

x1.0, x100) au grand maximum. La technique de calibration la plus facile consiste à enlever le bouton à repère et à glisser une échelle temporaire sur l'axe, le repère "1.0" se trouvant "à midi" (0°).

On aura doté l'échelle de deux anneaux destinés à recevoir les chiffres, celui placé à l'intérieur étant marqué "R/L" dans le secteur du bas; il servira à la mesure des résistances et des inductances; l'anneau extérieur baptisé "C" servant quant à lui à la mesure des capacités.

On enfiche l'écouteur dans l'embase prévue à son intention "PHONE", choisit le calibre 100 Ω et démarre l'oscillateur par le basculement de l'interrupteur marche/arrêt "POWER". La liste des composants préconise l'utilisation de 4 paires de résistances haute stabilité de tolérance faible. Nous nous en servons comme standard externe lors de la calibration et des essais de l'échelle.

On connecte la résistance de 100 Ω /1% aux bornes "MEASURE", et par rotation progressive de l'axe du potentiomètre de recherche d'équilibre, on recherche le niveau zéro du signal audible dans l'écouteur à cristal. On desserre alors l'écrou de fixation du bouton à couronne de manière à ce que le repère pointe très exactement en face du "1.0" (0°) de l'échelle, en veillant à ne pas bouger l'axe au cours de cette opération. On resserre l'écrou du bouton et l'on tourne le bouton de part et d'autre du "1.0" pour vérifier que le point zéro correspond toujours encore au repère "1.0" de l'échelle.

On passe ensuite en calibre 1 k Ω , et tout en laissant la résistance de 100 Ω en position, on joue sur la position du potentiomètre jusqu'à trouver le point de disparition du signal dans l'écouteur. Ce point devrait se trouver à "9 h" (270°). On marque alors le point correspondant de l'échelle "R/L" d'un "x0.1" puisque 1 k Ω x 0,1 = 100 Ω .

L'étape suivante consiste à sélectionner le calibre 10 k Ω et à rechercher le point zéro qui devrait se situer un peu plus vers la gauche, à quelque 240° . Ce point de l'échelle "R/L" est alors identifié par un "x0.01" (10 k Ω x 0,01 = 100 Ω). On remplace maintenant la résistance de 100 Ω par une résistance de 1 k Ω /1% et après avoir positionné le sélecteur de calibre sur 1 k Ω , on s'assure que le zéro du signal se trouve bien encore en face du "1.0" (0°).

On passe en calibre 100 Ω et, en ayant laissé la résistance de 1 k Ω en place, on devrait trouver le zéro à "3 h" (90°). Repérer le point correspondant de l'échelle "R/L" par le facteur "x10" (en effet 100 Ω x 10 = 1 k Ω).

On substitue maintenant une résistance de 100 k Ω à celle de 1 k Ω , et après avoir opté pour le calibre "1 k Ω ", on recherche le zéro du signal qui devrait se trouver à "4 h" (120°) environ. Le point correspondant de l'échelle "R/L" est marqué "x100" (1 k Ω x 100 = 100 k Ω).

Vous aurez sans doute noté que les ensembles de rapports x0.1 à x1.0 et x1.0 à x10 couvrent tous deux une plage de 90° , tandis que les rapports x0.01 à x0.1 et x1.0 à x100 couvrent un arc de 30° seulement. Ceci implique que les points de calibration inférieurs à x0.1 et supérieurs à x10 se resserrent de plus en plus, mais ceci n'empêche pas que les points soient parfaitement reproductibles avec une bonne précision, à condition d'avoir effectué une calibration soignée des points intermédiaires de chaque secteur.

On sent bien les points zéros aux extrêmes de la course du potentiomètre, bien qu'ils soient de plus en plus rapprochés. C'est dans ces conditions que l'on se rend compte des avantages présentés par une échelle de section importante. La majorité des mesures in vivo se situera dans les secteurs $\pm 90^\circ$, demi-cercle où les indications sont suffisamment écartées pour permettre une bonne lecture des résultats.

Pour la calibration des points intermédiaires de l'échelle il nous semble préférable de se limiter aux secteurs de 120° de part et d'autre du "1.0" et de faire appel à des valeurs entières décimales de résistances plutôt qu'à des valeurs de résistances prises dans les séries-E.

La technique la plus simple consiste à faire appel à un potentiomètre linéaire standard de 1 k Ω dont on dotera le curseur et l'une des bornes extrêmes d'une fil de liaison. À l'aide d'un multimètre on lui fait prendre différentes valeurs, 200, 300, 400 ... 900 Ω etc. On utilise successivement les valeurs ainsi fixées pour déterminer les points intermédiaires de l'échelle, c'est-à-dire x0.02, x0.03, x0.04 ... x0.09 en utilisant le calibre 10 k Ω ; on définit ensuite les points x0.2, x0.3, x0.4 ... x0.9 du calibre 1 k Ω , puis x2, x3, x4 ... x9 du calibre 100 Ω . De même, en utilisant les valeurs décimales

comprises entre 20 et 90 k Ω d'un potentiomètre de 100 k Ω on définit les points x20, x30, x40 ... x90 en utilisant le calibre 1 k Ω .

Tableau 1. Correspondance entre les repères des anneaux R/L et C.

Repère R/L	Repère C
0.1	10
0.2	5.0
0.3	3.3
0.4	2.5
0.5	2.0
0.6	1.7
0.7	1.4
0.8	1.3
0.9	1.1
1.0	1.0
0.01	100
0.02	50
20	0.05
80	0.013

L'échelle de calibration définie à l'aide des résistances est également utilisable pour la mesure des inductances; pour la mesure des capacités on se trouve en présence d'une échelle en miroir (100 en face du 0.01 et inversement). On garde les mêmes positions que pour les résistances, l'échelle des condensateurs, C, étant dotée aux points correspondants des valeurs inverses de celles présentes sur l'échelle "R/L", arrondies le cas échéant, comme l'illustre le **tableau 1**. L'opération d'étalonnage est maintenant terminée, le pont L-C-R est prêt à remplir la fonction pour laquelle il a été conçu.

Cela fonctionne-t-il?

Oui. Les résultats obtenus lors de la mesure de résistances peuvent être acceptés en toute confiance; il en est de même pour les capacités, à condition toutefois que les condensateurs concernés soient de bonne qualité électrique. En ce qui concerne les inductances, il faudra se rappeler que les équations d'équilibre ont été simplifiées par supposition que les inductances de faible valeur auraient une résistance nulle.

En pratique cela n'est pas le cas, et cette caractéristique varie en fonction du type de construction de la bobine HF concernée. Un exemple: l'inductance moulée de 10 μ H utilisée dans le prototype présente une résistance-série de 0,3 Ω due à l'extrême finesse du conducteur la constituant; si cette faible résistance est sans influence sur le résultat de mesures effectuées sur des inductances bobinées à l'aide d'un conducteur de caractéristiques simi-

lares, il n'en va nécessairement de même lors de la mesure d'inductances bobinées à l'aide de fil de section sensiblement plus importante.

Quoiqu'il en soit, la solution à la mesure d'inductance de bobines faites en conducteur de section plus forte est relativement simple; on utilisera les bornes "MATCH" auxquelles on connectera une inductance de 10 μ H réalisée en fil épais, elle. Notons que l'on peut fabriquer une bobine à air de 10 μ H en effectuant 24 spires serrées de fil de cuivre émaillé de 1 mm de section sur un tube de PVC de 25 mm de section extérieure pour obtenir une bobine de 24 mm de long; on peut également faire 32 spires de ce même fil de cuivre émaillé sur un corps de 20 mm de diamètre, la longueur de la bobine étant alors de 32 mm bien évidemment, soit encore 69 spires sur un corps de 12,5 mm de diamètre, la bobine faisant alors 69 mm. On dotera chacune de ces bobines de "queues" de 10 mm de long.

La mesure d'inductances de valeur inconnue réalisées en fil épais se fait alors selon la procédure normale, à ceci près cependant que le commu-

tateur S1 sera mis en position "MATCH" et non pas "L", l'inductance de 10 μ H en fil épais que vous aurez réalisée étant elle connectée aux bornes MATCH.

Pour vous permettre de vous faire une bonne idée du fonctionnement du pont L-C-R, essayez-vous à la mesure d'une sélection d'inductances, de condensateurs et de résistances et découvrez l'effet de la dispersion due à la tolérance sur les valeurs nominales des dits composants.

Essayez ensuite d'apparier des composants de même valeur nominale aux bornes "MATCH" et "MEASURE" jusqu'à obtenir le zéro du signal audio en face du repère "1.0" de l'échelle. Familiarisez-vous également avec la possibilité d'extension/modification du calibre en connectant un composant de valeur connue aux bornes "MATCH". Pour votre propre plaisir seulement essayez donc de mesurer l'effet relatif d'une inductance HF de faible valeur de ferrite sur son homologue en laiton.

Nous osons espérer, qu'en dépit de son extrême simplicité, cet appareil de mesure sera construit par un grand nombre de nos lecteurs. ■

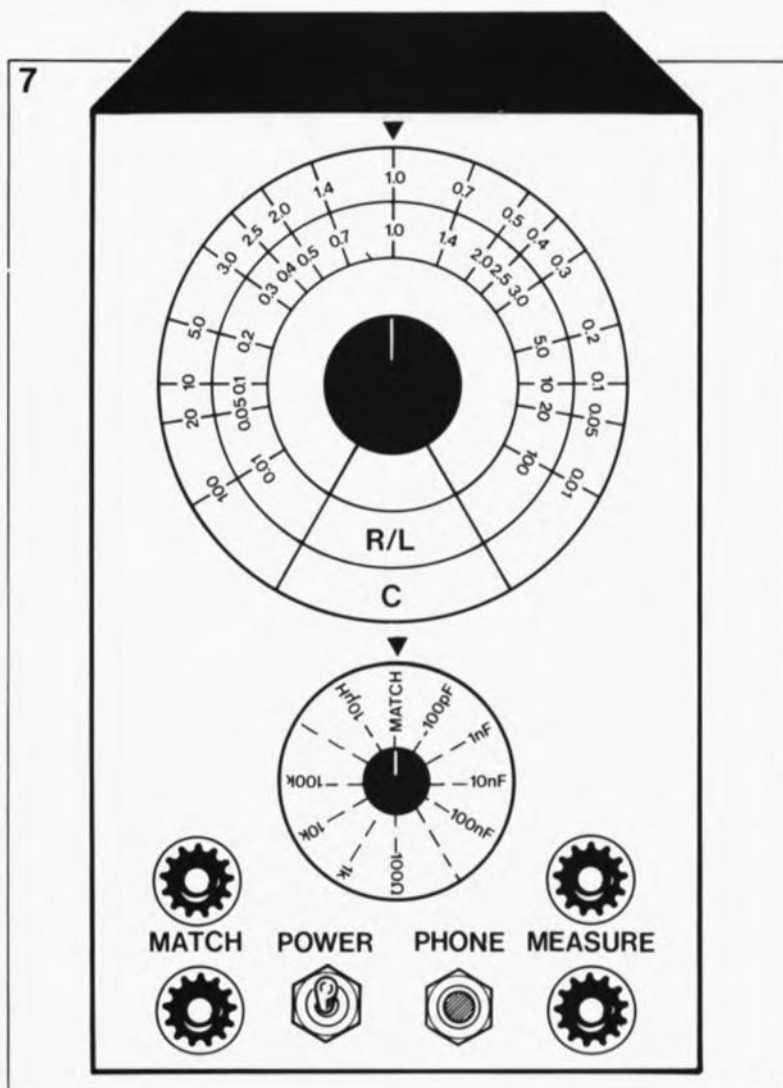


Figure 7. Exemple de face avant pour le pont de mesure L-C-R. Il faudra respecter l'échelle relative des deux graduations que comportent les organes de commande.

Liste des composants

Résistances:

R1, R2 = 22 k Ω /1%

R3 = 2 k Ω /7

R4 = 1 k Ω

R5 = 100 Ω

P1 = 10 k Ω lin.

résistances-étalon, film métal:

100 Ω /1% (2x),

1 k Ω /1% (2x),

10 k Ω /1% (2x),

100 k Ω /1% (2x)

Condensateurs:

C1, C2 = 10 nF

céramique

C3 = 100 nF

céramique

condensateurs-étalon:

100 pF/1% (2x), mica

argenté,

1 nF/1% (2x), mica

argenté,

10 nF/1% (2x),

polystyrène,

100 nF/5% (2x),

polystyrène

Inductances:

L1 = 10 μ H,

polypropylène

encapsulé

inductance-étalon:

10 μ H de réalisation

personnelle

Semi-conducteurs:

T1 = BC107

IC1 = 555

Divers:

S1 = commutateur

rotatif 1 circuit

12 positions

S2 = inverseur

miniature unipolaire

embase jack 3,5 mm

écouteur à cristal

4 douilles banane (2 x

noir, 2 x rouge)

pile compacte 9 V

boîtier plastique

(120x60x45 mm)

amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage

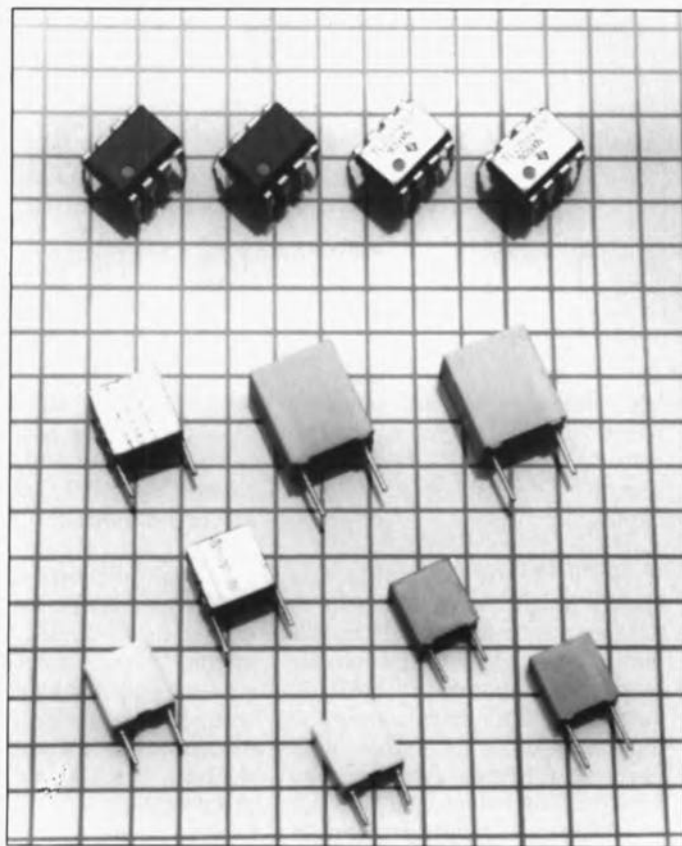
théorie et pratique

1^{ère} partie

Lorsqu'il s'agit d'amplifier de très faibles tensions continues avec la précision la plus élevée possible, les amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage constituent souvent la seule solution. Dans cet article nous décrirons la technique mise en oeuvre lors de l'utilisation de ces composants. Nous allons non seulement nous intéresser à l'aspect théorique de la mise en oeuvre de ces semi-conducteurs, mais également à l'aspect pratique de cette utilisation.

Dans le domaine de la technique de mesure les fabricants ne cessent de rechercher les processus permettant des mesures de plus en plus précises. La résolution toujours plus élevée des convertisseurs A/N et N/A (analogique/numérique et inversement) constitue l'une des preuves de cette quête incessante de l'ultime précision. Il va sans dire qu'une très grande précision n'est pas uniquement due à l'utilisation de convertisseurs à haute résolution (et partant précision). Quelle serait en effet l'utilité d'un tel composant si, une fois la mesure sur 18 bits effectuée, l'amplificateur de signal ne possède qu'une résolution de 16 bits ? La conséquence pratique du choix d'un convertisseur à haute résolution est que pour chaque bit additionner le mesuré, il faut doubler la précision du matériel chargé de traiter les signaux en aval.

En règle générale on préfère, quand cela est possible, traiter et/ou amplifier les signaux analogiques sous la forme d'une tension alternative. Un couplage en tension alternative a l'avantage de permettre d'utiliser des techniques simples et des amplificateurs relativement bon marché. Il existe pourtant un nombre important d'applications où le signal à évaluer se présente sous la forme d'une tension ou d'un courant continu: pensez, par exemple, aux éléments thermo-résistifs



et aux photo-diodes qui fournissent tous leur signal à un système d'acquisition de données, un multimètre en l'occurrence. Comme de tels capteurs ne fonctionnent qu'avec un couplage en tension continue, les amplificateurs linéaires utilisés posent sans doute de gros problèmes à un éventuel concepteur, en ce qui concerne leur tension de décalage (*offset*) et leur dérive. Les amplificateurs opérationnels de précision "ordinaires", tel que l'OP07 et l'OP77, constituent un

bon choix lorsqu'il s'agit de traiter des signaux en tension continue. Il existe cependant des types dont la dérive et le décalage sont encore plus faibles: les amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage (*chopper amps*).

Le "chopper" classique

Si on parlait, il y a des années déjà, d'amplificateurs par découpage ou d'amplificateurs indirects en tension

continue, tout le monde savait de quoi il retournait. Le processus de découpage (en anglais *to chop* = hacher, découper) s'effectuait à l'aide de ce que l'on pourrait appeler un "hachoir" électromécanique. La tension continue ou la tension alternative basse fréquence (B.F.) à amplifier était transformée ainsi en un signal de fréquence plus élevée. Le niveau de ce signal haute fréquence (H.F.) était amené à la valeur requise par l'intermédiaire d'un amplificateur en tension alternative, pour être transformé ensuite, par détection (synchrone), en une tension ayant retrouvé la fréquence d'origine. Au début on utilisait des relais à induit oscillant et plus tard des transistors de commutation bipolaires ou des transistors à effet de champ (*FET = Field Effect Transistor*).

La figure 1a montre le synoptique de principe d'un tel amplificateur classique. En figure 1b nous retrouvons, sous la forme de six graphiques, les tensions présentes aux différents points de mesure.

La tension d'entrée, U_E , est transformée en une tension pulsée (U_1) par l'interrupteur S1. Le condensateur C1 enlève ensuite la composante de tension continue du signal et U_2 subit, dans l'amplificateur opérationnel A1, un gain en tension alternative. Il s'agit ensuite de dériver de la

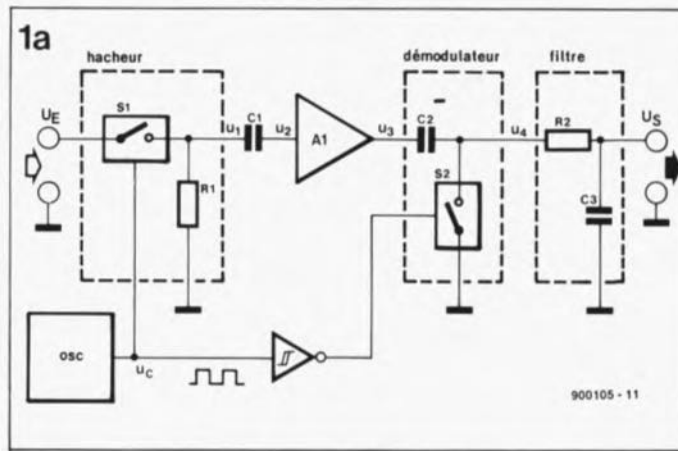
tension U_3 la forme originelle du signal qui présente pourtant une amplitude plus importante. C'est l'interrupteur S2 qui se charge de ce processus de démodulation. Lors de chaque seconde moitié de la période du signal de l'oscillateur, cet interrupteur à commande électronique met à la masse la borne droite du condensateur C2. Comme l'illustre nettement la courbe de la tension U_4 , cette commutation se traduit par un décalage du niveau de la tension continue. Finalement le filtre passe-bas (intégrateur) dérive, de la tension U_4 , la tension d'entrée amplifiée, U_5 .

Bien que ce processus d'amplification permette d'obtenir des caractéristiques de dérive assez intéressantes, il présente cependant aussi quelques inconvénients. Le "hacheur", par exemple, a tendance à produire assez souvent des impulsions parasites à la sortie et le circuit n'est pas doté d'une entrée de différenciation. La bande passante se limite en outre à quelques centaines de hertz seulement.

Intégration totale

À présent les amplificateurs par découpage intégrés ne fonctionnent plus selon le principe mentionné ci-dessus. Dans les circuits intégrés modernes le signal à amplifier n'est plus "haché" en petits morceaux. Ils font plutôt appel à une boucle de régulation chargée de compenser la tension de décalage d'entrée d'un amplificateur différentiel standard. Il existe de ce fait un nombre de points communs entre ces semi-conducteurs et les amplificateurs opérationnels "courants" que l'on trouve dans maintes réalisations d'Elektor. Ils comportent tous, par exemple, un étage de différenciation d'entrée. C'est en raison de ces analogies et du rapport plus ou moins éloigné entre le principe utilisé et le vieux principe de découpage évoqué plus haut, que l'on appelle ces composants des "amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage".

La figure 2 montre une application typique d'un tel ampli-



ficateur opérationnel: il s'agit d'un amplificateur de correction pour élément thermo-résistif.

Compensation de décalage automatique

La méthode mise en oeuvre pour la compensation de la tension de décalage (offset) des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage présente des analogies avec un processus utilisé pour compenser la tension d'offset (décalage) d'entrée, U_{OS} , d'un amplificateur opérationnel standard (figure 3). Pour effectuer la compensation de décalage à l'entrée non-inverseuse requise, cette méthode fait appel à l'application d'une tension de valeur de $-U_{OS}$ à l'entrée de l'amplificateur opérationnel (figure 4). Il est nécessaire de ce fait qu'un circuit de régulation automatique pour la tension de décalage d'entrée, mesure, d'une manière ou d'une autre, la tension U_{OS} pour ajuster aussi précisément que possible la valeur de la tension $-U_{OS}$, appliquée à l'entrée non-inverseuse.

La technique la plus pratique consiste à mesurer la tension de décalage d'entrée entre les entrées de l'amplificateur opérationnel concerné. La figure 5 montre un amplificateur opérationnel monté en amplificateur inverseur. Ce type de circuit permet aussi de calculer la valeur de la différence entre la tension présente à l'entrée inverseuse et celle appliquée à l'entrée non-inverseuse:

$$(U_p - U_n) = \left\{ \frac{(1 - E)}{R1 + R2} \cdot U_E + E \cdot U_{OS} \right\} [1].$$

À première vue cela semble bien compliqué. Si l'on part cependant de l'idée que $-U_E$ ne comporte pas de composante de tension alternative, la formule peut être très sensiblement simplifiée. Le gain en boucle ouverte, A_{bo} , est, dans le cas d'une tension continue, très grand: de l'ordre de 100 000. Dans la formule suivante, E est de ce fait pratiquement égale à 1:

$$E = \frac{1}{1 + \frac{R1 + R2}{A_{bo} \cdot R1}} [2]$$

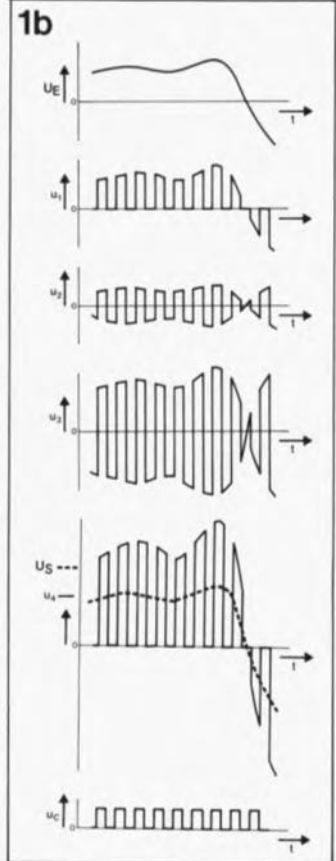


Figure 1. Le schéma de principe d'un amplificateur par découpage classique (1a) avec représentation graphique des différentes tensions (1b).

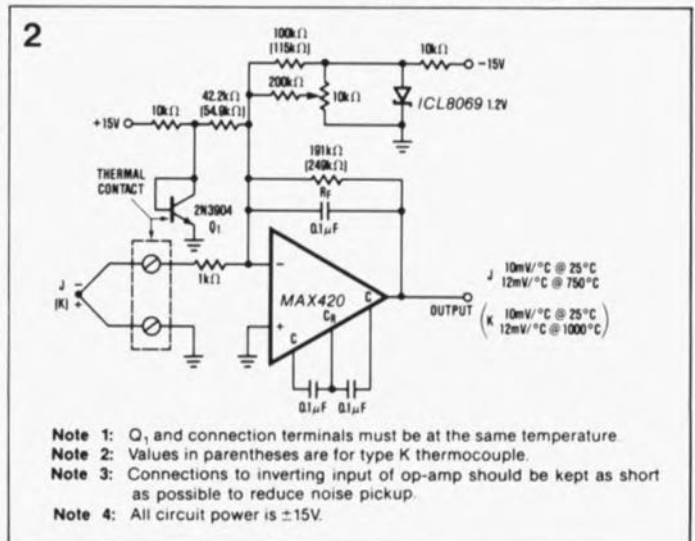


Figure 2. Dans cette application d'un amplificateur avec compensation des positions de comparaison pour élément thermo-résistif on fait appel à un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage. (source MAXIM)

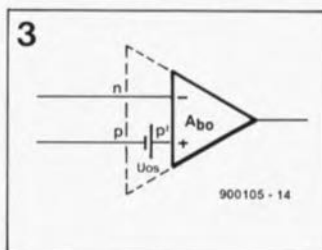


Figure 3. Le synoptique d'un amplificateur opérationnel avec une tension de décalage d'entrée, U_{OS} .

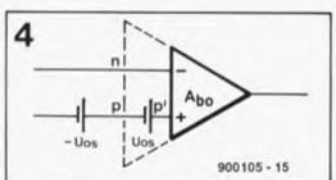


Figure 4. Il est possible de compenser la tension de décalage d'entrée par l'intermédiaire de l'application (mise en série) d'une source de tension dont la valeur est de $-U_{OS}$.

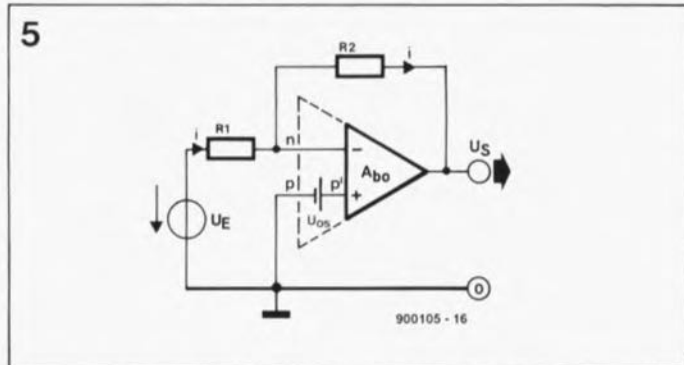


Figure 5. À condition que la tension d'entrée, U_E , ne comporte pas de composante de tension alternative, la tension de différence entre l'entrée inverseuse et non-inverseuse est toujours de $-U_{os}$.

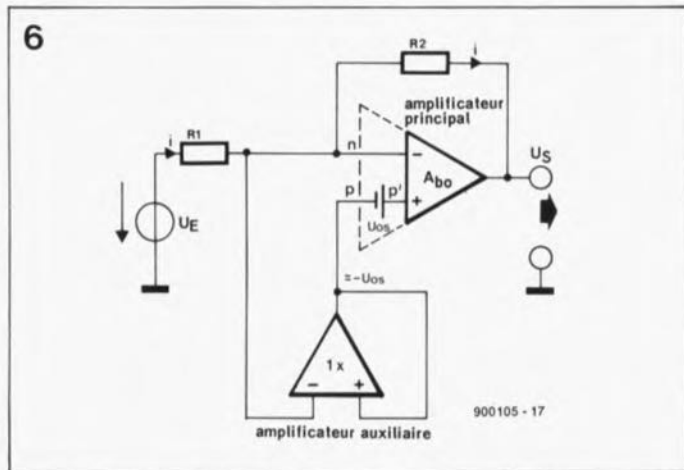


Figure 6. Un premier circuit de principe pour une compensation automatique de la tension de décalage U_{os} .

Si $E \approx 1$, la formule [1] change:

$$(U_p - U_n) \approx -U_{os} [A_{bo} \rightarrow \infty] \quad [3]$$

La tension de sortie, U_s , du circuit de la figure 5 est de ce fait:

$$U_s = E \cdot \left(\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot U_{os} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_E \right) \quad [4].$$

Le circuit de la figure 6 répond aux considérations mentionnées plus haut. Un amplificateur auxiliaire complémentaire mesure et compense la tension de décalage d'entrée de l'amplificateur opérationnel principal. La formule représentant la valeur de la tension de sortie,

$$U_s = E \cdot \left(\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot (1 - E) \cdot U_{os} - \frac{R_2}{R_1} \cdot (2 - E) \cdot U_E \right) \quad [5],$$

montre nettement que l'influence de la tension de

décalage d'entrée a diminué d'un facteur $-E$. Si le gain en boucle ouvert est de 100 000 et si $R_1 = R_2$ ce facteur de diminution prend une valeur de 50 000 ! Comparée à l'erreur de décalage du circuit de la figure 5 qui, dans ces conditions, était de l'ordre de $2 \cdot U_{os}$, la tension d'erreur du circuit de la figure 6 n'est plus que $1/25\,000 \cdot U_{os}$!! En courant continu, rien n'interdit plus, de ce fait, d'utiliser la formule

$$U_{os} \approx -\frac{R_2}{R_1} U_E [A_{bo} \rightarrow \infty] \quad [6].$$

Pour être complet il faut préciser que le décalage de l'amplificateur opérationnel ne peut être compensé que lorsque celui de l'amplificateur auxiliaire l'a déjà été. Dans le schéma de la figure 6, l'amplificateur auxiliaire est connecté comme s'il n'y avait pas le moindre problème avec sa propre tension de décalage. Il va sans dire, ce que vous savez sans doute, qu'il est impossible de fabriquer des amplificateurs opération-

nels qui ne présentant pas le moindre décalage. C'est pour cette raison que les fabricants font appel à tout un arsenal d'astuces techniques et électroniques, telle que la compensation automatique de la tension de décalage.

Pour ce faire il faudra que l'amplificateur auxiliaire mesure d'abord sa propre tension de décalage d'entrée pour corriger ensuite le décalage de l'amplificateur principal. Le synoptique de la figure 7 illustre ce processus subdivisé en deux phases distinctes.

Lors de la première phase, le commutateur électronique S1 se trouve en position A. Les entrées de l'amplificateur auxiliaire (de gain unitaire: 1x) sont de ce fait court-circuitées et sa tension de sortie est égale à sa tension de décalage, U_{os1} . Tout juste avant l'instant où S1 commute pour prendre la position B, la tension de décalage U_{os1} est mise en série sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur auxiliaire par l'intermédiaire d'un circuit échantillonneur/bloqueur (E/B-1). Ceci implique qu'à partir de cet instant, l'erreur de décalage de cet amplificateur est compensée.

Lors de la seconde phase, le commutateur S1 relie l'entrée positive de l'amplificateur auxiliaire à l'entrée positive de l'amplificateur principal. La suite des événements est

conforme à celle représentée en figure 6. Puisque la tension de décalage est toujours compensée à l'aide de l'échantillonneur/bloqueur E/B-1, une tension de $-U_{os2}$ reste présente à la sortie de l'amplificateur. Le second circuit échantillonneur/bloqueur, E/B-2, stocke alors cette tension. Du fait que le circuit E/B-2 est pris en série sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel principal, la tension de décalage d'entrée de ce dernier est automatiquement compensée.

Puisque les deux phases mentionnées ci-dessus se répètent à des intervalles réguliers, l'erreur de décalage des deux amplificateurs opérationnels est toujours corrigée de façon optimale. Dans un tel circuit de compensation automatique, il devient pratiquement impossible qu'une variation de la tension de décalage d'entrée se produise par l'effet de facteurs externes tels qu'une variation de la température, ou changement de la durée ou du niveau de la tension d'alimentation.

Après cette description des principes de fonctionnement des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage nous nous intéressons, dans la seconde partie de cet article, à la technique et aux applications pratiques de ces merveilles de l'électronique moderne.

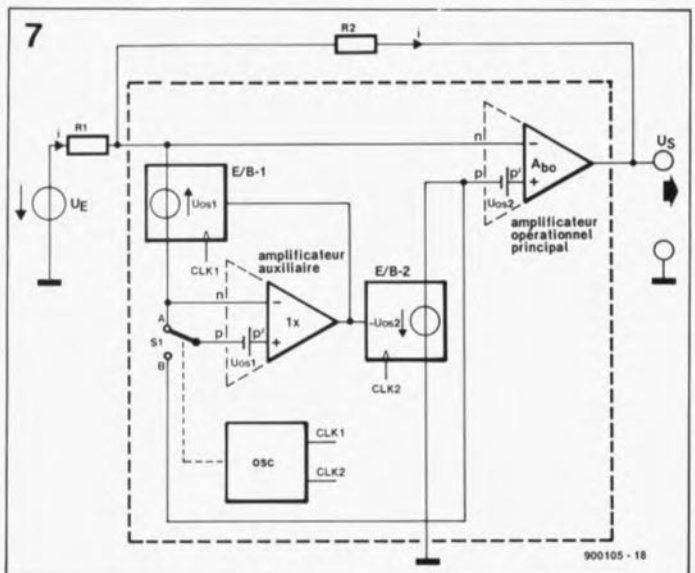
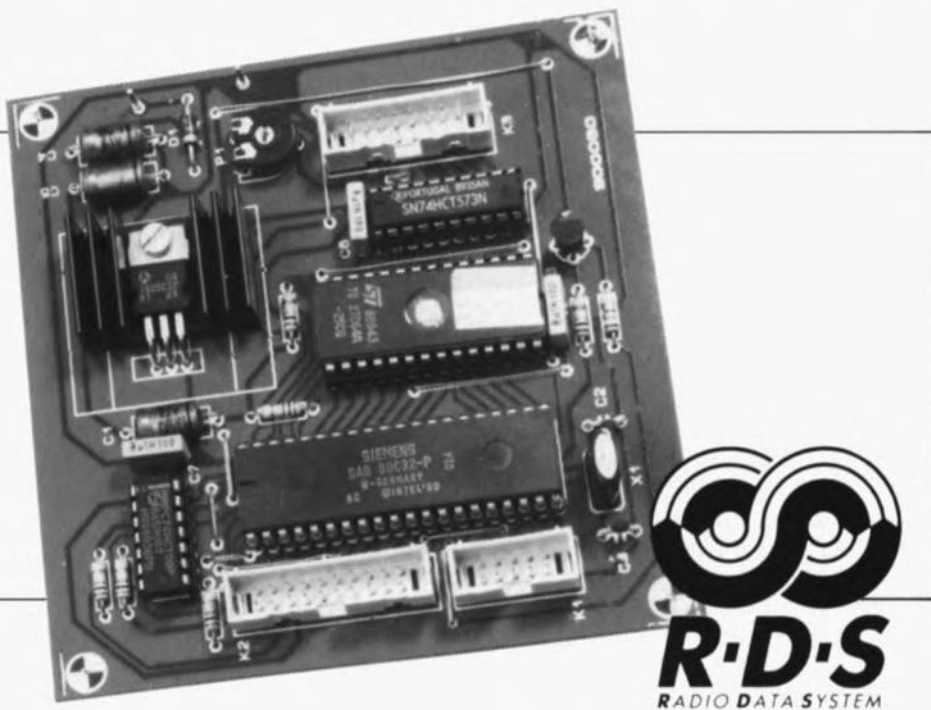


Figure 7. La tension de décalage de l'amplificateur opérationnel principal subit une compensation automatique lors d'un cycle en deux phases.

décodeur R.D.S. autonome

M. Ohsmann

accédez à la R.D.S. grâce au décodage par μP



Bien que nous pensions, à l'époque de la publication, dans le n° 138 (décembre 1989), de pas moins de trois articles consacrés au décodage R.D.S. (*Radio Data System*), qu'il s'agissait d'un sujet intéressant, mais nous ne nous attendions pas à une telle réponse de la part de nos lecteurs. Bien que nous ayons proposé un démodulateur R.D.S. et les logiciels associés pour Atari ST et IBM PC, nombreux ont été ceux d'entre vous à nous faire savoir qu'ils auraient apprécié la description d'un système de décodage R.D.S. autonome. Le voici sous la forme d'une platine à microprocesseur dotée d'un logiciel en EPROM.

Les informations sont visualisées sur un affichage à cristaux liquides (LCD).

Voici plus de 2 ans que de nombreux pays européens se sont lancés dans la modernisation de leur système de radiodiffusion, le dotant du R.D.S. La superposition sur le signal audio d'un second signal véhiculant un certain nombre d'informations concernant la station reçue, le programme capté et bien d'autres éléments intéressants, voilà ce à quoi se résume la R.D.S. À condition de disposer du décodeur/démodulateur adéquat, l'auditeur peut visualiser ces informations additionnelles.

Jusqu'à aujourd'hui, la R.D.S. est resté un domaine réservé presque exclusivement aux auto-radios (très haut de gamme (plusieurs milliers

de francs); depuis très peu, un certain nombre de tuners "high end" de salon au prix similaire, d'origine asiatique pour la plupart, comportent également un décodeur R.D.S. Si vous disposez d'un tuner relativement récent, sans informations R.D.S., voici votre chance de faire apparaître les données les plus importantes sur un affichage LCD, si tant, bien évidemment, est que cette révolution technique vous intéresse.

Caractéristiques techniques

La liste des possibilités offertes par la R.D.S. est longue; rares cependant sont les instances en France et dans

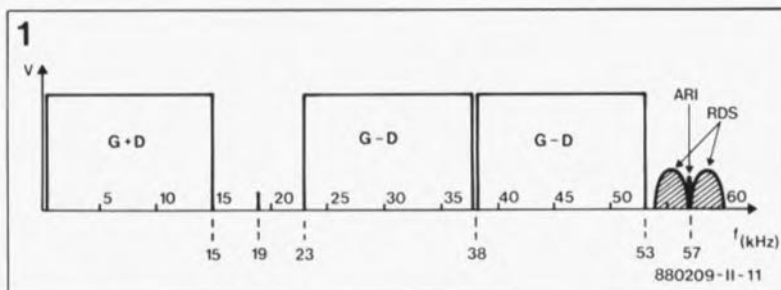
le reste de l'Europe d'ailleurs – il n'y a aucune raison que nous fassions un complexe d'infériorité à ce sujet – à les utiliser toutes. Comme les choses ne vont sans doute pas changer très vite au cours de prochaines années, le décodeur R.D.S. proposé dans cet article ne décode que les informations les plus intéressantes et les plus importantes disponibles à ce jour.

Faisons-en la liste:

■ PI (*Program Identification*)

Le code PI comporte le code d'identification de la chaîne de programme (d'émetteurs en fait) ainsi qu'une identification du pays d'origine et de la portée de l'émetteur concerné.

Figure 1. Le signal stéréo en modulation de fréquence avec composantes R.D.S. et A.R.I.



■ PS (*Program Service name*)

PS indique à l'auditeur, par l'intermédiaire d'un mot de 8 caractères en code ISO-646 (qui correspond aux chiffres et lettres du code ASCII), le nom du programme. Cette information est intéressante dans le cas des récepteurs domestiques en particulier étant donné que le nombre de stations que l'on peut recevoir ne cesse d'augmenter. On pourra ainsi faire la différence entre deux stations, ce que le type d'émissions qu'elles émettent ne permet plus toujours aussi aisément.

■ TP/TA (*Traffic Program/Traffic Announcement*)

Avec une meilleure répartition des stations R.D.S., l'information TP sera intéressante pour les auto-radios puisqu'elle indique l'émission d'une information routière. En Allemagne la fonction TP/TA remplacera progressivement le système A.R.I. (*Autofahrer Rundfunk Information* = informations radiodiffusées pour l'automobiliste); sur les auto-radios dotés de ce système, la LED jaune s'allume et le signal TA interrompt la lecture, qu'il s'agisse de celle d'une cassette ou de celle d'un D.A.N. |ouvrons une parenthèse: il semblerait qu'en dépit de toutes les recommandations gouvernementales, le terme CD se fasse quand même sa petite place au soleil, pour permettre la retransmission d'informations routières.

■ PTY (*Program Type*)

Ce code donne des informations relatives au contenu du programme; il peut, par exemple s'agir de nouvelles, de musique classique, de jazz, de rock - on notera qu'il n'est pas prévu pour le moment de code distinct pour la publicité.

■ RT (*Radio Text*)

est une information de 64 caractères qui permet la visualisation d'une information quelconque ayant trait au programme (en-tête de nouvelle, titre d'un morceau de musique, description du programme, information concernant des difficultés de circulation...).

Le protocole de transmission

La figure 1 illustre le spectre des fréquences d'un signal FM stéréo comportant les informations A.R.I. et R.D.S. La porteuse auxiliaire de 57 kHz subit une double modulation: par le signal A.R.I. à fréquence de modulation faible, le cas échéant, et par le signal R.D.S. ensuite. Pour éviter que le signal R.D.S. n'ait d'influence néfaste sur le signal A.R.I., ce signal subit une modulation en amplitude avec suppression de la fréquence de la porteuse, de sorte que les deux bandes latérales du signal R.D.S. se collent de part et d'autre du signal A.R.I. La largeur de ces bandes latérales correspond d'assez près au taux de transmission binaire du signal R.D.S., à savoir 1 187,5 bauds.

Une donnée R.D.S. complète de 26 bits de long telle que la représente la figure 2 comporte de ce fait une donnée de 16 bits qui commence toujours par le bit de poids fort (MSB = *Most Significant Bit*) suivi par un mot de vérification de 10 bits. Un ensemble de 4 blocs constitue un groupe de 104 bits. La transmission se fait en mode continu, sans séparation entre les blocs ou les groupes, ce qui se traduit par une durée de transmission de 87,5 ms par groupe. Le mot de vérification redondant à 10 bits destiné à la

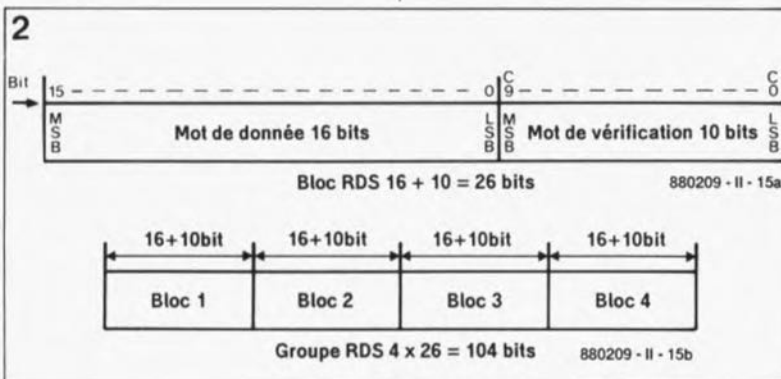
détection d'erreurs, et à leur correction, garantit une qualité de transmission de haut niveau. Quelques opérations mathématiques, d'une complexité redoutable puisque basées sur un polynôme du type $x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + a$ où $a = 1$, permettent d'extraire le mot de vérification du mot de donnée; la fonction de cette vérification est de faire en sorte que lors de décodage les blocs de données reconnus synchronisent le décodeur pour pouvoir effectuer un traitement des données par bloc ou par groupe. Chaque groupe R.D.S. est caractérisé par un code donnant le type de groupe, information contenue dans les 6 premiers bits (bits 15 à 11, rappelons-nous que nous commençons par le bit de poids fort) du bloc n°2 du groupe. Lors de cette transmission, on n'attribue pas une information spécifique à chaque groupe; au contraire, les types de groupe comportent des informations concernant plusieurs fonctions. Tous les types de groupes véhiculent les trois codes les plus importants, à savoir PI (16 bits dans le premier bloc), PTY et TP (bits 9 à 5 et bit 10 du second bloc). Ces codes ont ainsi le taux de répétition le plus élevé. Les autres codes traités par le logiciel se trouvent dans le quatrième bloc. Le troisième bloc transmet, soit des données PI (groupe de type B), soit des informations de fréquences alternatives AF (non traitées).

La démodulation

La première tâche du démodulateur R.D.S., dont nous reproduisons le schéma en figure 3, est d'extraire les données du signal R.D.S. à codage multiple du spectre des fréquences, en faisant appel à un filtre passe-bande de 57 kHz et d'autre part de récupérer dans les deux bandes latérales le signal R.D.S. d'origine. Le filtrage est effectué par le filtre passe-bande à 3 étages constitué par les inductances fixes L1 à L3 associées aux condensateurs ajustables C2, C7 et C10. L'ajustable permet de jouer sur le gain du premier étage centré sur le transistor T1. L'émetteur-suiveur T2 assure l'adaptation d'impédance à la sortie du filtre, le réglage en tension continue du filtre étant l'affaire des résistances R6 et R7.

À la sortie de T2 on découvre l'amplificateur opérationnel IC1 chargé de donner un gain de 100 environ au signal et de transmettre ce signal, auquel la résistance R11 associée à la diode D2 a donné un niveau TTL, au circuit de démodulation R.D.S., un SAA 7579T dont la structure interne est représentée en figure 4.

Figure 2. Un groupe R.D.S. combine 4 blocs constitués chacun de 16 bits de données et de 10 bits de vérification. Le mot de vérification sert à la détection d'erreurs et permet en outre la reconnaissance des blocs et la synchronisation.



3

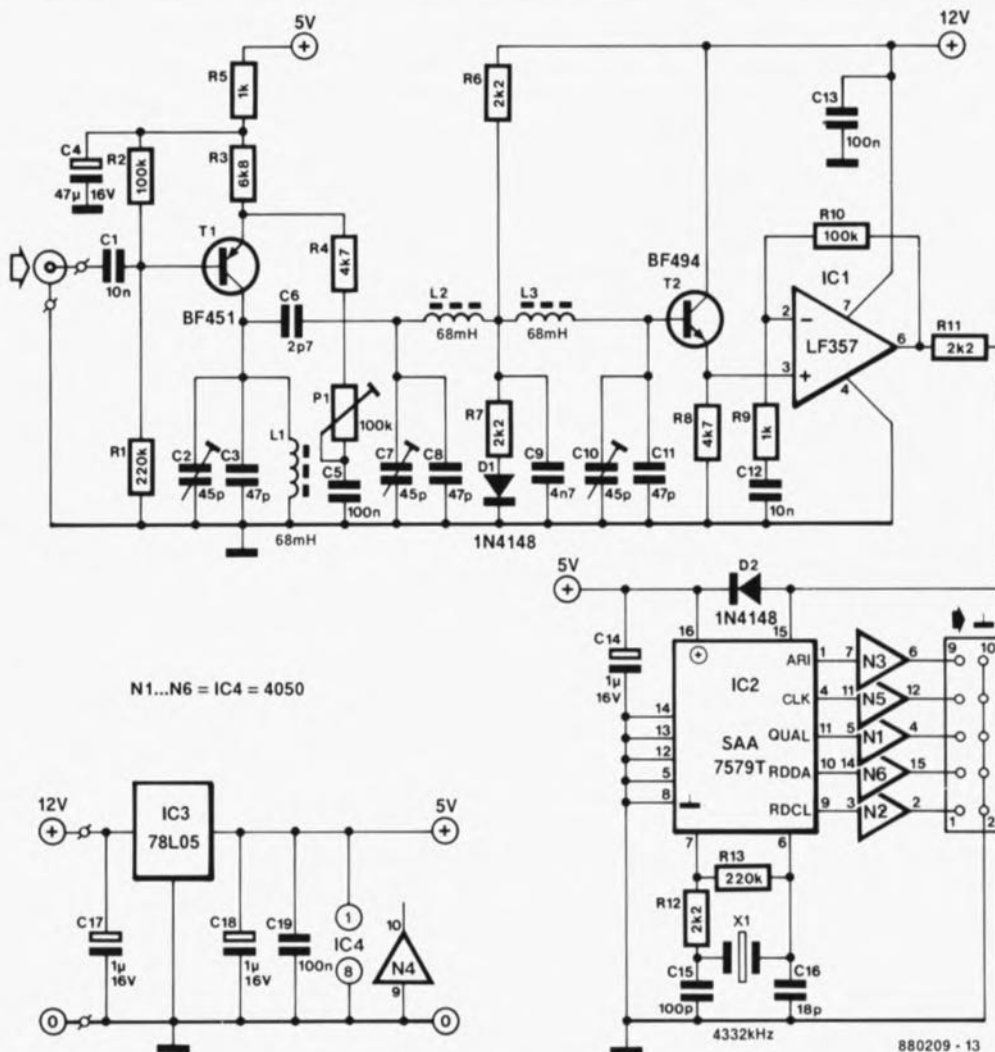


Figure 3. L'électronique du démodulateur R.D.S. dont les caractéristiques particulières sont l'accord à trois étages et le circuit spécial de Philips en version CMS.

Arrivé en ce point, ce signal commence à attaquer une boucle de Costas dotée d'un oscillateur de 4,332 MHz qui démodule enfin le signal R.D.S. et lui restitue la porteuse de 57 kHz dont on l'avait "débarassé" lors de la génération du signal R.D.S. Après être passée par un diviseur, la porteuse est disponible à la sortie RDCL, à un taux de transmission correspondant au signal d'horloge de 1 187,5 Hz. La conversion du signal R.D.S. se fait dans les blocs de fonction baptisés "décodeur symboles biphasés" et "décodeur différentiel de phase". On dispose maintenant, à la sortie RDDA, du signal d'origine ayant une phase synchrone avec celle du signal d'horloge. Un changement de niveau de la sortie RDDA se fait toujours 4 μ s très exactement avant un changement de niveau de la sortie RDCL. Un troisième signal, QUAL (pour *quality*), indique si les données disponibles à la sortie RDDA sont valides. Ceci est le cas pendant les 417 μ s suivant un flanc d'horloge, qu'il soit positif ou négatif. De par la présence des portes N1 à N6, tous les signaux de sortie présentent un niveau compatible TTL. Pour de plus amples infor-

mations concernant le dit décodage ou les autres signaux de sortie, nous vous renvoyons à la description du **démodulateur R.D.S. à SAA 7579T** cité en référence 1 de la bibliographie.

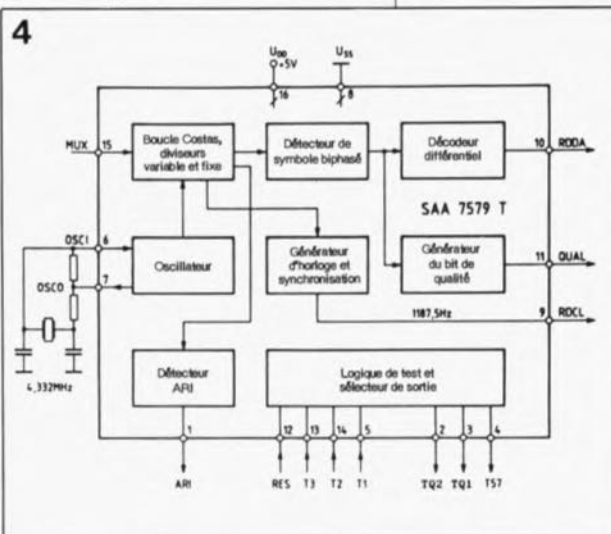
Le décodeur

Un micro-ordinateur mono-carte autonome traite les données R.D.S. et les visualise sur un affichage LCD (figure 5). Cet ordinateur mono-carte est utilisable pour de très nombreuses applications; il n'y a aucune raison de restreindre son utilisation à la seule fonction de décodeur R.D.S. Il ne faudra donc pas être surpris de trouver sur la platine un certain nombre de composants qui pourraient sembler superflus pour la présente application. Cette approche permet d'utiliser cette platine pour bien d'autres projets... que nous laissons votre imagination.

Un simple coup d'oeil vous aura sans doute permis d'identifier le micro-contrôleur, IC2; il s'agit d'un 80C32. IC3 est un verrou d'adresses utilisé pour les adresses de poids faible. Le transfert se fait sous la baguette de l'impulsion ALE (**Address Latch**

Enable) fournie par IC2. L'EPROM IC4, une 2764 de 8 Koctets, contient le programme. C'est ici le signal **PSEN** du contrôleur qui assure la chronologie de la mise des données sur le bus... de données (on s'en serait douté, mais il vaut mieux le dire). Le réseau RC R4/C1 assure l'initialisation du processeur à la mise sous tension, la fameuse opération de Reset. L'affichage alphanumérique autonome à LCD est relié au circuit par l'intermédiaire du

Figure 4. Structure interne du SAA 7579T.



5

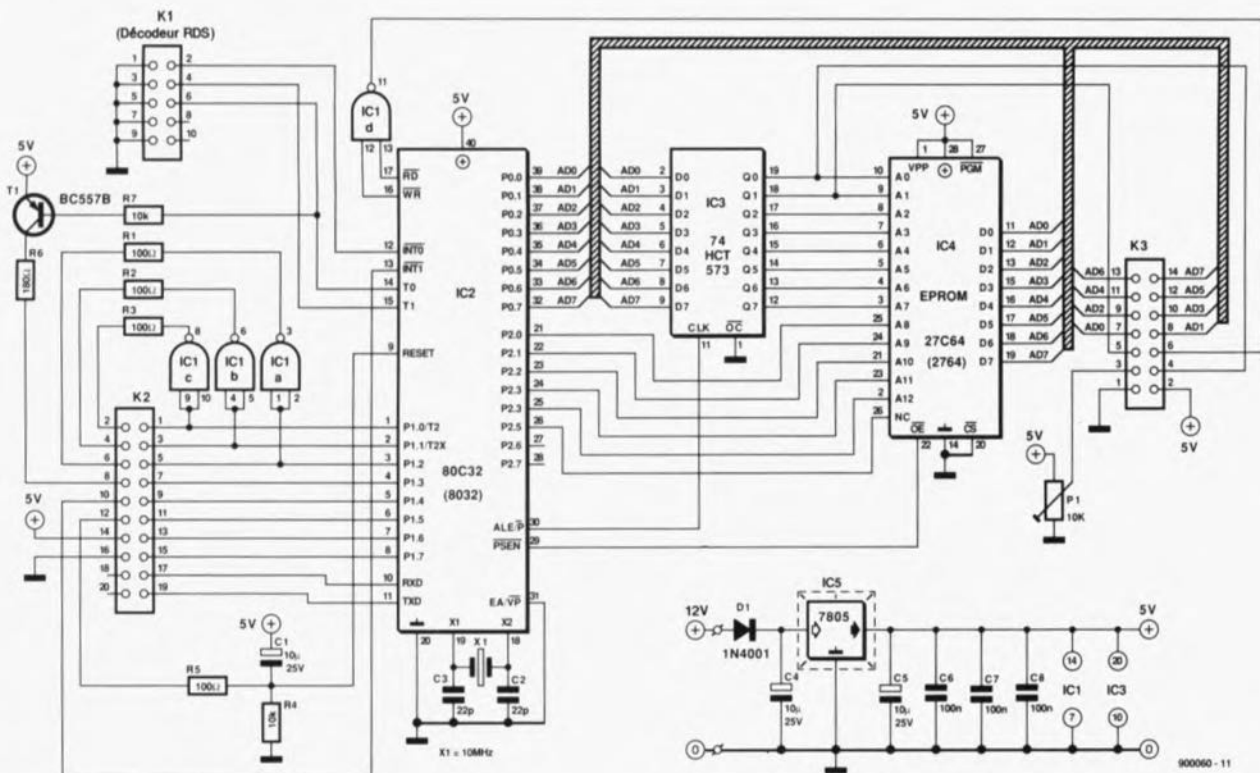


Figure 5. Schéma de la platine du micro-contrôleur; la disposition adoptée permet d'en envisager l'utilisation pour d'autres applications.

Liste des composants du décodeur R.D.S.

Résistances:

R1 à R3, R5 = 100 Ω
R4, R7 = 10 kΩ
R6 = 180 Ω
R8 = 470 Ω
P1 = 10 kΩ ajustable

Condensateurs:

C1, C4, C5 = 10 μF/25 V
C2, C3 = 22 pF
C6 à C8 = 100 nF

Semi-conducteurs:

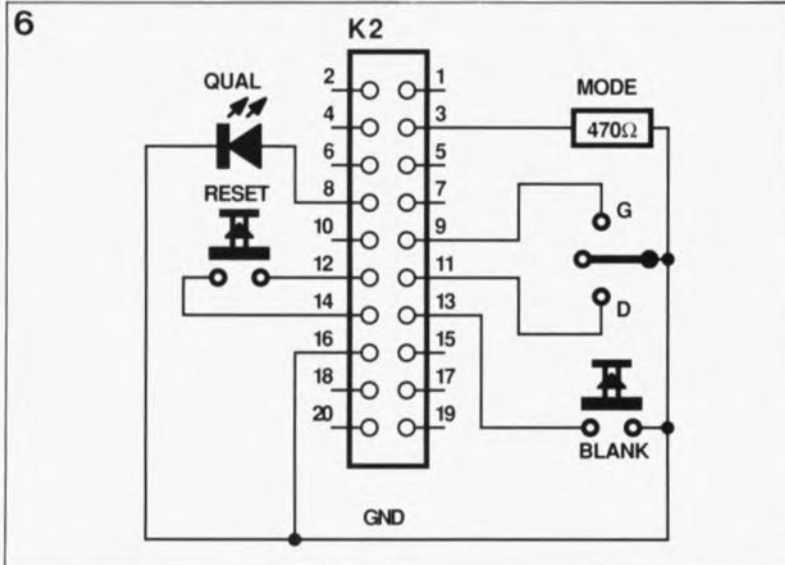
D1 = 1N4001
D2 = LED
T1 = BC557B
IC1 = 74HCT00
IC2 = 80(C)32 (Intel)
IC3 = 74HCT573
IC4 = 27(C)64 (ESS 5954)
IC5 = 7805

Figure 6. Connexion des organes de commande au connecteur K2.

connecteur K3. La validation des données est faite à l'aide d'un signal distillé par IC1d à partir des signaux de lecture $\overline{RD}$ (*Read*) et d'écriture $\overline{WR}$ (*Write*) fournis par le contrôleur.

On relie en outre deux lignes d'adresses de poids faible à l'afficheur; A0 sert de signal de remise à zéro, A1 servant quant à lui à la commutation entre l'écriture et la lecture ($\overline{R}/\overline{W}$). La résistance ajustable P1 permet de régler le contraste de l'affichage. Les données RDCL, RDDA et QUAL en provenance du décodeur R.D.S. arrivent directement au micro-contrôleur par l'intermédiaire du connecteur K1. Le signal d'horloge RDCL

produit, à travers la ligne INT0, une interruption, qui autorise la prise en compte des données RDDA arrivant sur l'entrée T1 de IC2. Le bit de qualité QUAL est visualisé par la LED D1; rien n'interdit d'appliquer cette donnée à l'entrée T0 du processeur pour disposer d'une information donnant la qualité du signal entrant. La commande se fait à l'aide des organes de commande, boutons-poussoirs et inverseur, connectés au port P1 de IC2 par l'intermédiaire du connecteur K2 selon les indications de la figure 6. Le décodeur R.D.S. n'utilise pas les ports tamponnés P1.0 à P1.3; il n'y a bien entendu pas de contre-indication à les utiliser pour une éventuelle application différente de cette platine à μ -contrôleur.



La présence sur la platine d'un régulateur intégré de 5 V s'explique par le désir de pouvoir alimenter ce décodeur à partir d'une batterie de voiture.

Après une remise à zéro, qu'elle soit due à une action sur le bouton-poussoir RESET ou à une mise sous tension du système est sans importance, on voit apparaître le message "ok" sur l'affichage, le programme essayant ensuite de décoder les données qui lui arrivent du démodulateur R.D.S.

S'il y réussit, on verra, comme l'illustre la figure 7, apparaître l'information d'identification de programme PI de la station sous la forme de 4 caractères hexadécimaux, ceux placés le plus à gauche de l'affichage. Après un double point de séparation, on trouve aux 2 positions suivantes le type de programme, PTY, information exprimée elle aussi sous format hexadécimal. Cette information est suivie par un "+" ou un "-", selon que l'émetteur concerné diffuse ou non des informations de trafic (TP). Lors de l'émission d'informations routières (TA = 1), on voit apparaître à cet endroit un rectangle noir. Les 8 dernières positions de l'affichage servent à la visualisation du nom de la station. Outre les 16 caractères évoqués, l'affichage procède à une mémorisation interne de 64 caractères supplémentaires. C'est sur ce champ que l'on trouve alors les informations de Radio-texte (RT).

L'inverseur S1 (gauche/droite) permet un déplacement de la fenêtre de 16 caractères, de sorte que l'on peut lire les informations de Radio-texte. Le bouton-poussoir S2 (BLANK = effacement) efface l'affichage, un autre, S3 (Reset) sert à produire une impulsion de remise à zéro. Si l'on actionne S2 pendant une remise à zéro, le programme passe en mode d'auto-test. Au cours de ce test, il est procédé au comptage du nombre d'erreurs du décodeur recensées au cours de 1 000 flancs du signal d'horloge; le nombre correspondant est visualisé sur l'affichage. Ce mode de test est un excellent auxiliaire pour obtenir un réglage précis du récepteur sur la station émettrice.

L'affichage

Il n'est pas fréquent, sur nos montages, que nous vous proposons plusieurs possibilités. Le choix de l'affichage à cristaux liquides est très ouvert. Ce qu'il nous faut, c'est un afficheur alphanumérique à contrôleur intégré comportant au minimum 1 ligne de 16 caractères. Cependant, si l'on achète un tel afficheur au prix normal il n'est pas exclu que l'on paie notablement plus cher que si l'on achetait un afficheur LCD de surplus, comportant 2 lignes de 16, voire de 40 caractères. On pourra utiliser la plupart des afficheurs à matrice de points, des fabricants Hitachi, Sharp, utilisant le contrôleur HD 44780 (Hitachi). Il existe sans doute d'autres afficheurs, tels que le LTN211 de Philips basé lui aussi sur un HD 44780, utilisables pour cette application, mais nous ne les avons pas tous essayés. Dans la liste des composants nous vous proposons plusieurs types d'affichage, qui devraient tous pouvoir être commandés par le décodeur.

Réalisation, étalonnage et test de fonctionnement

Que pourrions-nous bien vous raconter sur l'implantation des composants, tant sur la platine du démodulateur (figure 9) que sur celle du micro-contrôleur, que vous ne sachiez déjà? Le seul point ardu de cette réalisation est la soudure du circuit de démodulation puisqu'il s'agit d'un CMS. Les autres composants sont disponibles chez la majorité des revendeurs d'électronique. L1 à L3 sont des inductances fixes de la gamme proposée par Toko, qui est quasiment le seul fabricant à fournir ce type de composant en version grand-public.

L'implantation du montage dans un récepteur quelconque pose elle des

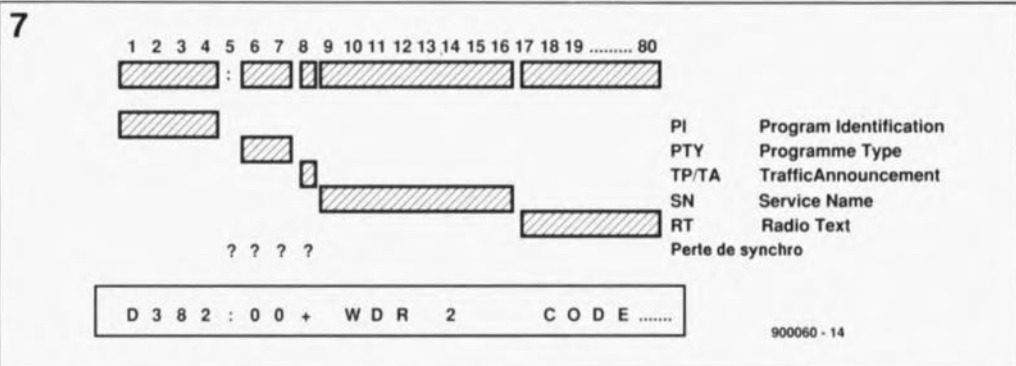


Figure 7. Distribution des informations visualisées par l'afficheur LCD.

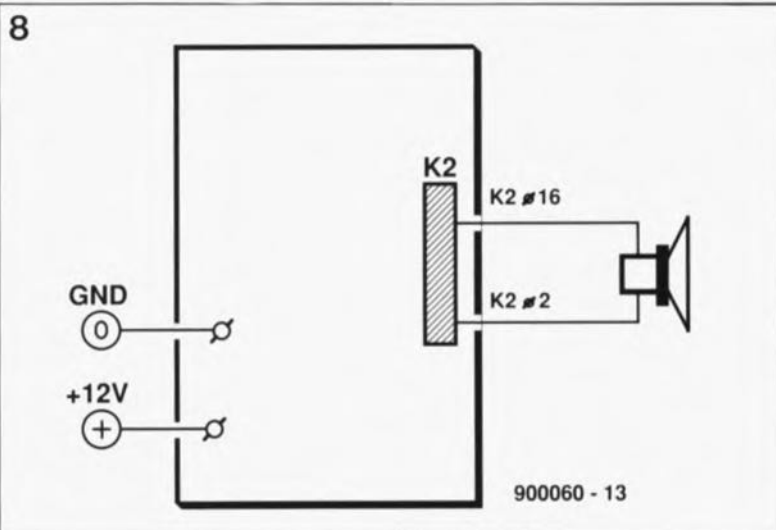


Figure 8. En mode de test, seul est connecté à la platine du micro-contrôleur, outre l'alimentation bien entendu, un haut-parleur miniature.

problèmes plus difficiles à résoudre. Sachant que les deux sous-ensembles de cette réalisation émettent un signal HF relativement puissant sur un spectre assez étendu, il est indispensable en pratique de les mettre dans un enclos de blindage métallique ne comportant pas de fente d'aération. Il est bon en outre de séparer les deux circuits par une épaisseur de tôle de blindage. Le montage relativement dense des composants permet l'utilisation de boîtiers de blindage en tôle de fer blanc du type de ceux disponibles dans le commerce. L'entrée du démodulateur, le connecteur des organes de commande (K2) et celui de l'affichage (K3) pourront, par

exemple, être des connecteurs de type sub-D.

L'étalonnage du démodulateur est lui, bien plus simple. Après avoir trouvé un émetteur travaillant en R.D.S., on joue sur la position de PI jusqu'à disposer à la sortie de l'amplificateur opérationnel d'une tension de crête de quelque 10 V. Les trois condensateurs ajustables C2, C7 et C10 sont positionnés de façon à obtenir le signal d'amplitude maximale sur l'émetteur du transistor T2.

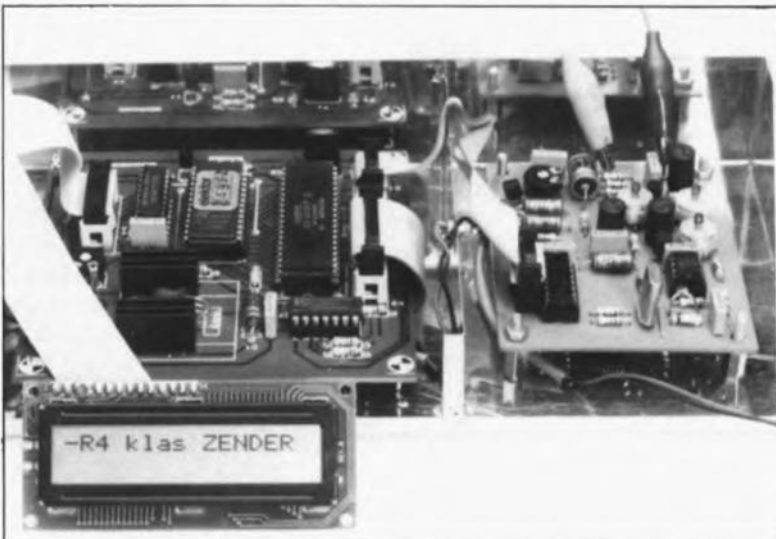
L'étape suivante du réglage consiste à brancher un haut-parleur miniature au connecteur K2 de la platine du micro-contrôleur, et ceci avant d'y avoir connecté la circu-

Divers:

X1 = quartz 10 MHz
 1 afficheur alphanumérique LCD à 1 ligne de 16 caractères, tel que H2570 (Hitachi), LM16152A (Sharp) ou VK2116L (Vikay), LTN211 (Philips Composants) voire à configuration différente tel que LM016L (2x16), LM018L (2x40), LM038L (1x20), tous de Hitachi

S1 = inverseur simple
 S2, S3 = bouton-poussoir contact travail
 K1 = connecteur mâle à 10 contacts DIL encartable
 K2 = connecteur mâle à 20 contacts DIL encartable
 K3 = connecteur mâle à 14 contacts DIL encartable
 1 radiateur pour IC5

Liste des composants du démodulateur (reprise du n°138, décembre 1989)



Résistances:

R1, R13 = 220 k Ω

R2, R10 = 100 k Ω

R3 = 6k Ω 8

R4, R8 = 4k Ω 7

R5, R9 = 1 k Ω

R6, R7, R11, R12 = 2k Ω 2

P1 = 100 k Ω ajust.

Condensateurs:

C1, C12 = 10 nF

C2, C7, C10 = ajust.
45 pF

C3, C8, C11 = 47 pF
Styroflex

C4 = 47 μ F/16 V

C5, C13, C19 = 100 nF

C6 = 2pF7

C9 = 4nF7

C14, C17, C18 = 1 μ F/16 V

C15 = 100 pF

Styroflex

C16 = 18 pF Styroflex

Selfs:

L1 à L3 = self fixe de
68 mH avec capot
ferrite $\pm$ 7 mm de
diamètre

Semi-conducteurs:

D1, D2 = 1N4148

T1 = BF451

T2 = BF494

IC1 = LF 357

IC2 = SAA 7579T

(Philips Composants)

IC3 = 78L05

IC4 = 4050

Divers:

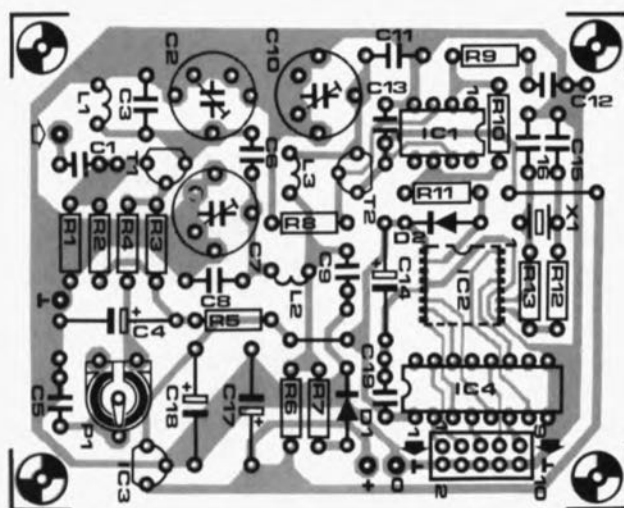
X1 = quartz

4,332 MHz/20 pF
parallèle

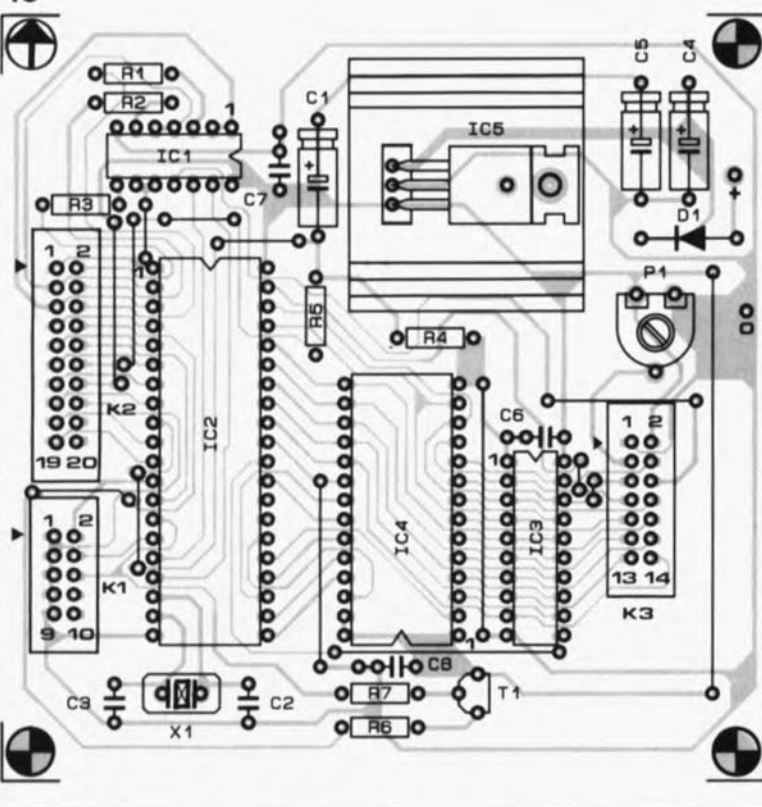
Figure 9. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine du démodulateur...

Figure 10. ... et celle de la platine du micro-contrôleur.

9



10



vérifiant la polarité correcte de la connexion. On effectue ensuite le câblage des organes de commande au connecteur K2, voir figure 6, et l'on met l'ajustable P1 en position médiane. La résistance de 470 Ω forçant la broche 3 de K2 à la masse indique au processeur qu'il doit fonctionner en décodeur R.D.S. et non plus en générateur de mélodie.

Une fois l'ensemble remis sous tension, on devrait voir apparaître tous les pixels de la ligne supérieure de l'affichage, si tant est que l'on utilise un afficheur de 2 lignes. Si l'on effectue une rotation lente de P1 vers la gauche, on verra apparaître le message "ok" sur l'afficheur. Après avoir coupé la tension d'alimentation on relie le démodulateur d'une part au récepteur et de l'autre au connecteur K1. Après une nouvelle remise sous tension, on verra s'afficher le message libérateur "ok". Lors de la syntonisation du tuner sur un émetteur R.D.S., on verra s'illuminer la LED "QUAL" et apparaître sur l'affichage le code d'identification de la station qui répondra au modèle illustré en figure 7.

Le seul point délicat de cette dernière étape, est de trouver sur votre tuner les points auxquels connecter les pinces crocodile servant à amener le signal au démodulateur. Il faudra trouver l'emplacement idéal sur le trajet du signal entre le décodeur FM (discriminateur) et le décodeur stéréo.

Vous disposez maintenant des éléments vous permettant de mettre votre tuner au standard actuel.

Comme nous l'écrivions dans l'article cité en référence 4), le système R.D.S. s'appuie sur les émetteurs FM de France Inter. Certains émetteurs de Radio France, de France Musique, de France Info véhiculent également ce signal. Comme le logiciel est proposé en EPROM (ESS954), il vous est possible de le désassembler pour éventuellement le doter de fonctions additionnelles, ce que ne permet pas l'utilisation d'un micro-contrôleur dédié du type 68705P3, programmé une fois pour toutes.

Littérature:

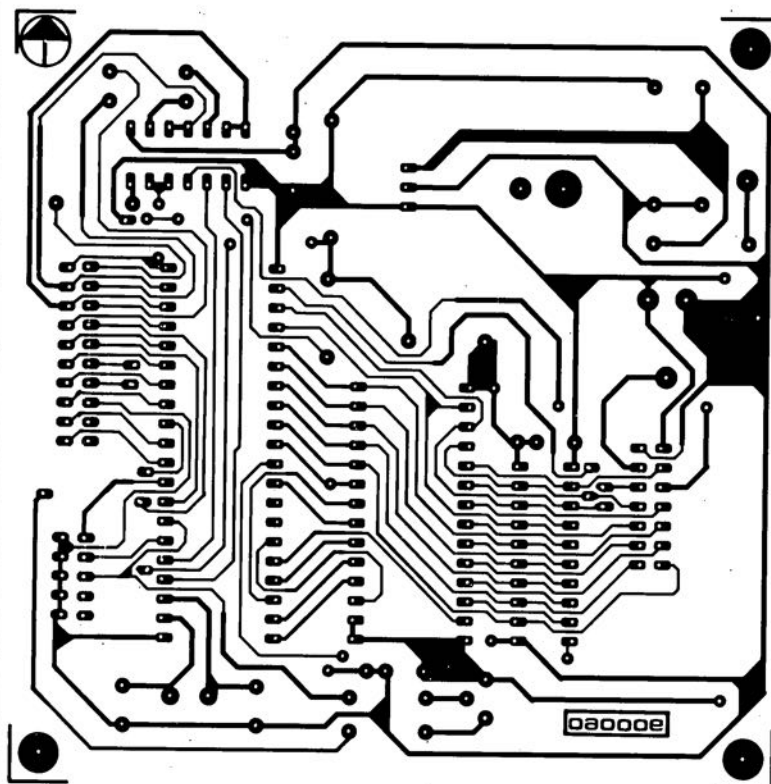
- 1) **■ démodulateur R.D.S.** à SAA 7579T, Elektor n°138, décembre 1989, page 36 et suivantes;
- 2) **■ décodage R.D.S. pour Atari**, idem, page 59 et suivantes;
- 3) **■ décodage R.D.S. pour IBM PC**, idem, page 68 et suivantes;
- 4) **■ le R.D.S.: Radio Data System**, idem, page 21 et suivantes.

terie externe (démodulateur, inverseur, boutons-poussoirs, affichage,...). Seule est appliquée la tension d'alimentation et comme nous le disions le haut-parleur pris entre les broches 6 et 16 de K2 (voir le plan de la figure 7).

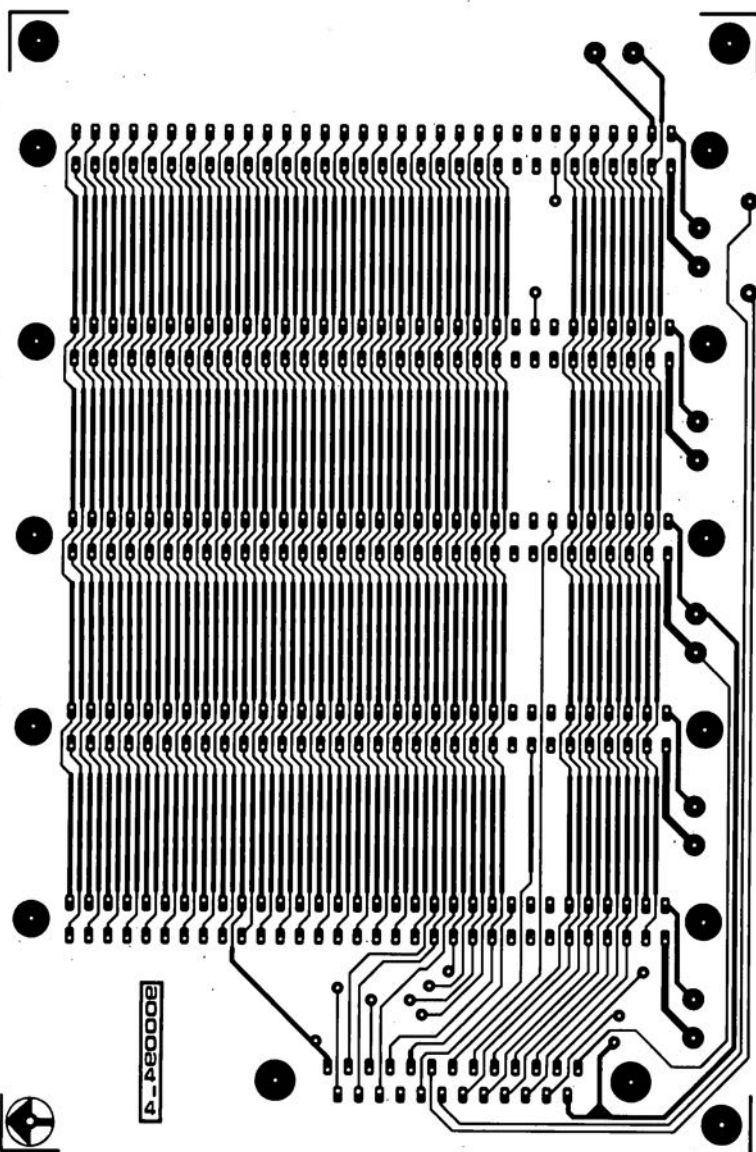
Lors de l'application de la tension d'alimentation, on devrait entendre retentir une mélodie. Si tel n'est pas le cas, il y a sans doute une erreur au niveau de l'implantation des composants ou des soudures. Il faudra se donner le temps de remédier à ce problème avant de poursuivre les essais. Si tout se passe comme prévu, on coupera l'alimentation, avant de connecter l'affichage en



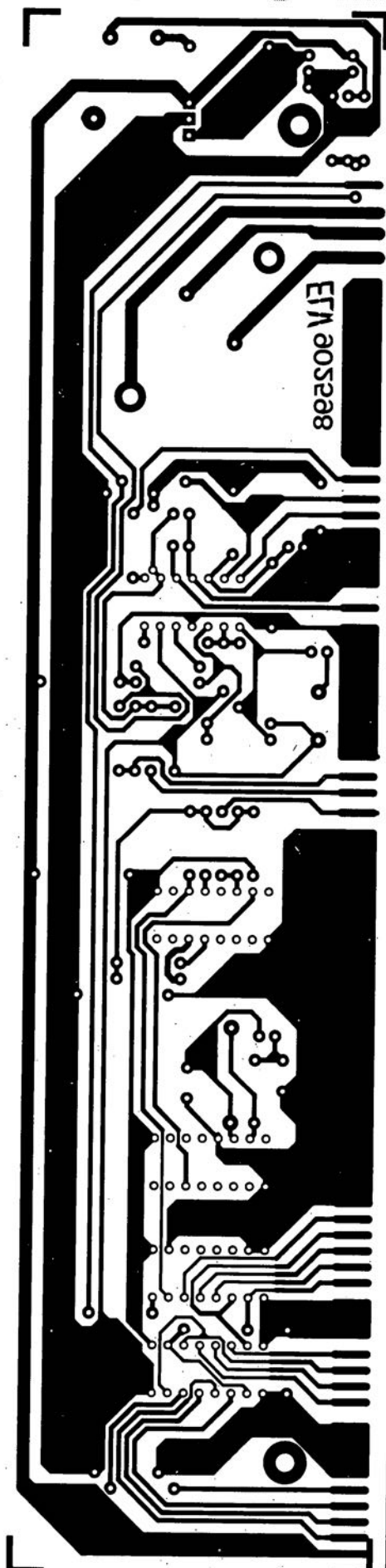
SERVICE



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du processeur



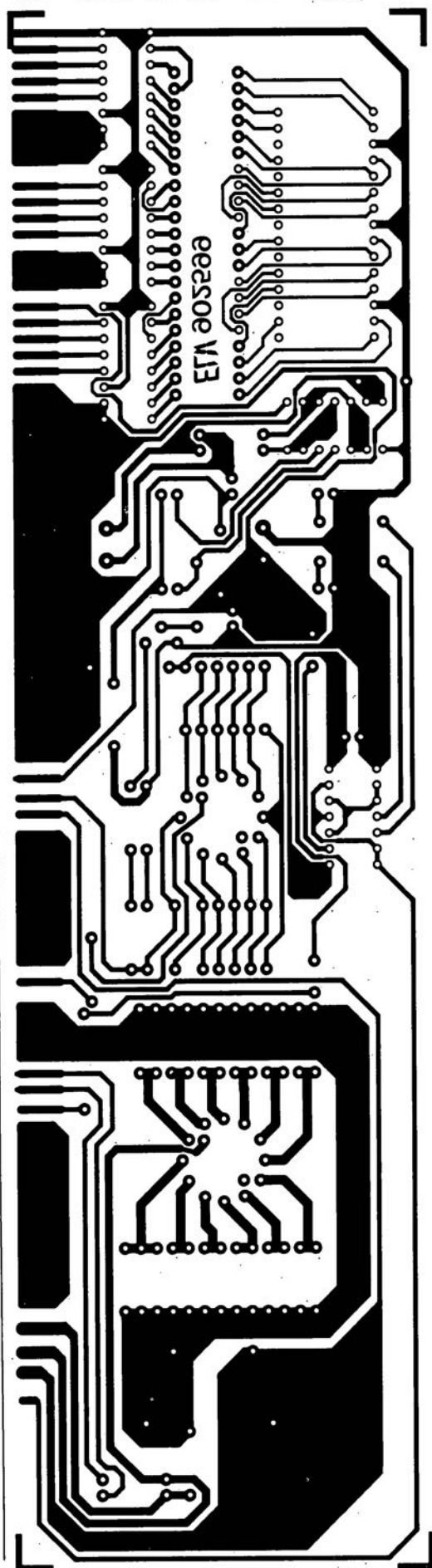
analyseur logique pour IBM PC et Atari-ST: le bus "fond de panier"



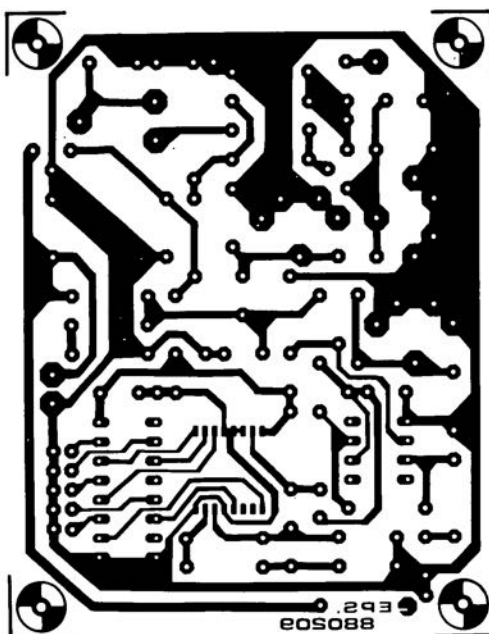
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine principale

SERVICE

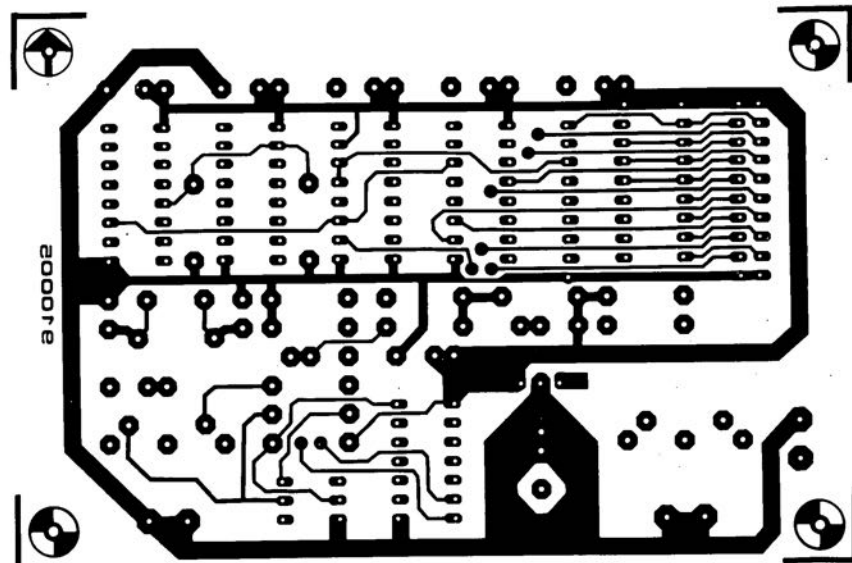
En raison de sa taille, nous ne pouvons pas vous proposer à sa taille réelle, le dessin du circuit imprimé principal de "The Complet", une platine double face à trous métallisés



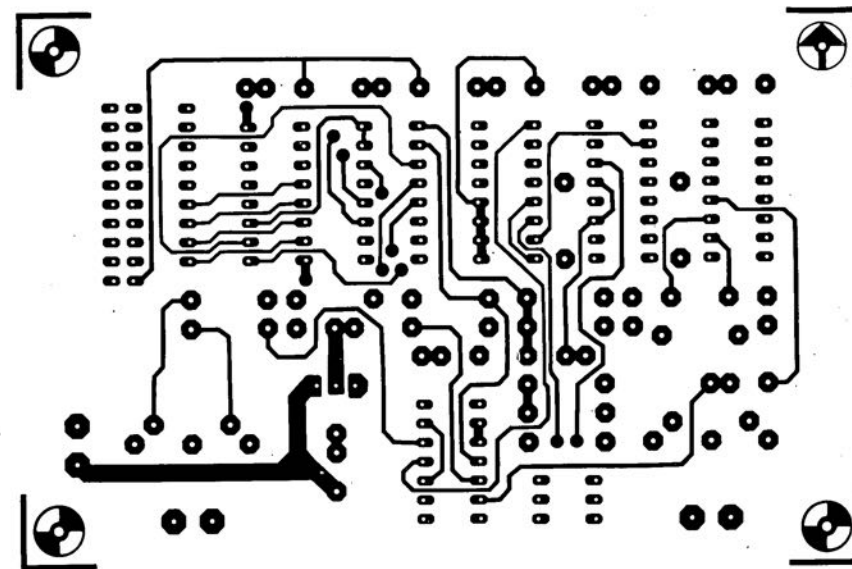
capacimètre pour accus CdNi & Pb: la platine de l'affichage



décodeur R.D.S. autonome à μ P8032: circuit du décodeur



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST



interface d'E/S à 8 bits pour Atari-ST

LE TORT

décodeur R.D.S. autonome
Elektor n°152, février 1991, page 65...

L'article incriminé n'indique pas très explicitement comment faire pour connecter l'afficheur à cristaux liquides à la carte du microprocesseur. Un coup d'oeil à la photo de la page 69 aura apporté une réponse partielle à cette question.

Les types d'afficheurs mentionnés dans la liste des composants possèdent 14 broches de connexion en une rangée de 14 ou 2 rangées de 7 broches. La solution la plus simple consiste à connecter l'extrémité libre du câble plat directement aux différentes broches de l'afficheur LCD. On pourrait, dans le cas d'une embase de 2 x 7 broches faire appel à un morceau de câble plat à 14 brins doté

d'un connecteur 2 x 7 points, mais cette approche se traduirait par des problèmes de mise en place de l'afficheur, ce connecteur se trouvant sur l'avant. Il n'est pas question de mettre le connecteur sur le dos de l'afficheur puisque cela se traduirait par une inversion "en miroir" du connecteur. Le point 1 du connecteur est normalement parfaitement identifié. Attention, dans le cas d'un connecteur 2 x 7, la numérotation se fait en quinconce. Il est possible ainsi de connecter directement le câble plat sans avoir à faire d'acrobaties.

L'autre extrémité du câble plat est dotée d'un connecteur 2 x 7 broches femelle de dimensions convenables. Les broches 1 de l'embase et du connecteur sont souvent identifiées par un petit triangle. L'embase comporte une

encoche de détrompage, le connecteur étant lui doté de l'ergot correspondant de sorte que l'on ne devrait pas pouvoir se tromper.

posemètre d'agrandissement multi-points
Elektor n°153, mars 1991, page 66

Il manque un condensateur à l'appel dans la liste des composants: C16, qui se trouve bien dans le schéma, est un 33 pF.

SIMCAD

Elektor n°154, avril 1991, page 21
IC1 à IC3 et IC8 à IC12 doivent être du type HCT en cas d'utilisation d'un 8031 ou d'un 8052-AH-BASIC.

EPROM défectueuse ?

Le décodeur RDS décrit dans le numéro 152 d'Elektor a parfaitement fonctionné pendant des années. Très récemment il a cessé de fonctionner. Un examen critique a révélé que le logiciel contenu dans l'EPROM avait été annihilé, suite semblerait-il à une manipulation répétée de l'interrupteur de mise en et hors-fonction par les enfants. Vous m'avez fait parvenir une nouvelle EPROM. Au bout d'un jour de bon fonctionnement seulement la même panne s'est reproduite (l'affichage reste éteint en dépit d'un décodage du signal RDS visualisé par la LED "quality": extinction ou clignotement lent de la LED à l'écoute de stations

RDS connues. La vérification et le remplacement du microcontrôleur n'a rien changé à la situation. Pouvez-vous me donner l'un ou l'autre conseil me permettant de déterminer l'origine de la panne ?

R. Monuisier

Il ne nous arrive que très exceptionnellement d'entendre qu'une EPROM a rendu l'âme après un long fonctionnement correct. Nous vous proposons quelques suggestions pouvant vous aider à déterminer quelques-unes des sources de panne possibles. Le premier pas consiste à s'assurer de la présence de la tension d'alimentation. On pourrait envisager de monter une diode zener (5V6/1 W) en parallèle sur la ligne d'alimentation de 5 V de l'EPROM pour une élimination d'éventuelles crêtes parasites véhiculée par cette tension. Un

mauvais contact de l'une des broches de l'EPROM dans son support nous semble une cause plus probable, mauvais contact empêchant par exemple le passage de la tension de 5 V vers la broche correspondante de l'EPROM. Dans ce cas-là l'alimentation de l'EPROM se fait par ses entrées d'adresses et de données, situation qui peut entraîner la destruction. Procédez à une vérification soignée du support de l'EPROM et assurez-vous de l'absence de contact trop lâche à ce niveau. En cas de doute on procédera au remplacement du support. Il ne faut **jamais** enfoncer la pointe d'une sonde pour oscilloscope dans l'un des contacts inoccupés d'un support. Assurez-vous à l'aide d'un multimètre de l'absence de chute de tension entre la broche du circuit intégré et le point de soudure correspondant situé sur le dessous de la platine.

La rédaction



B.P. 59