

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 149

Led

EN SAVOIR PLUS : LE TUBE - CAUSERIE N°2

KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF POUR

MICROCONTRÔLEUR 68HC11 (5^{ème} partie)

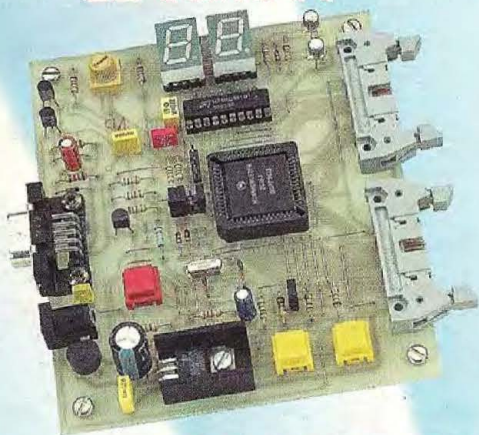
DIGICODE PROGRAMMABLE AVEC ALARME

ALIMENTATION STABILISÉE HAUTE TENSION

BOOSTER MULTICANAUX AVEC LE TDA 7294

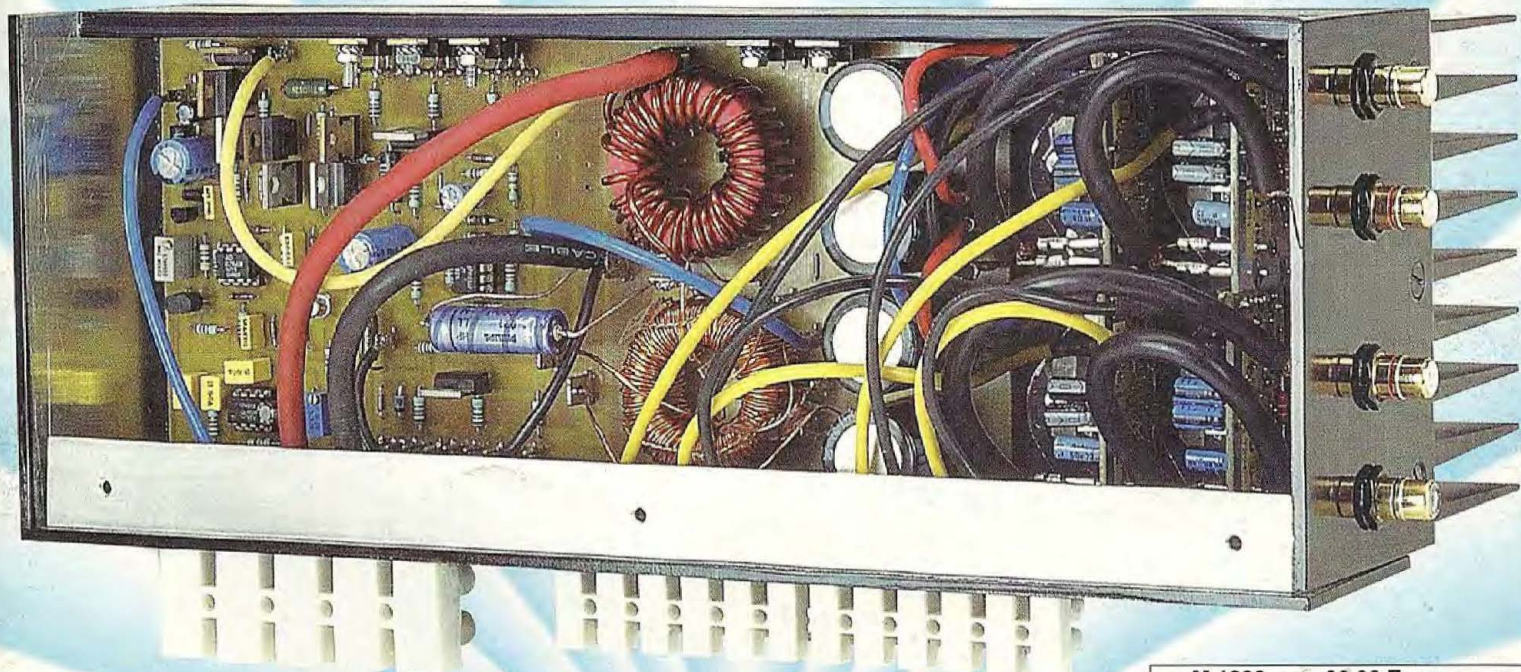
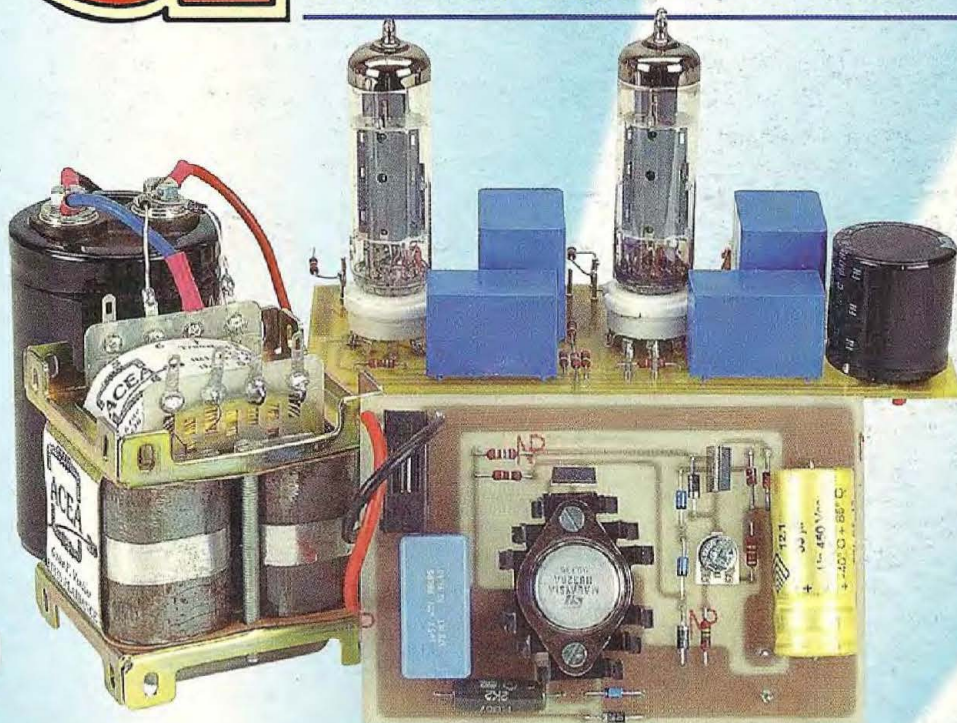
LA MICRO

LE 68HC11



L'AUDIO

LE TDA 7294



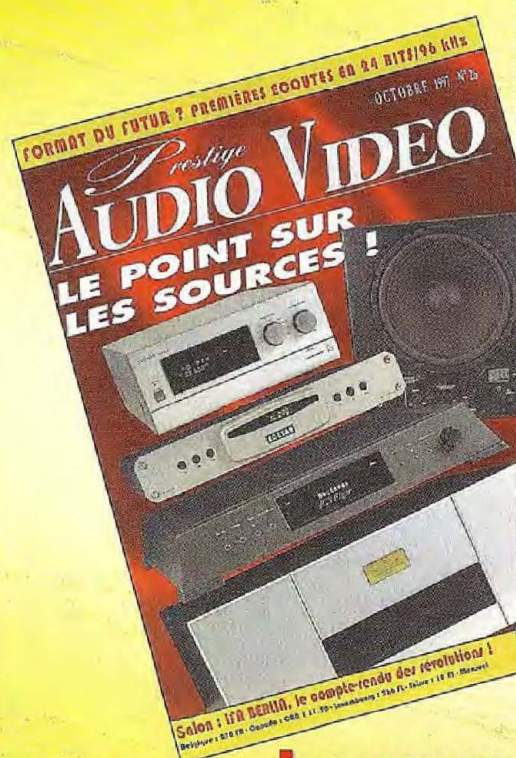
BOOSTER COMPACT DE 4 x 75 Weff

BIMESTRIEL SEPTEMBRE / OCTOBRE 1998 / BELGIQUE 204 F.B. / CANADA \$ 4,95

M 1226 - 149 - 28,00 F - RD



La revue mensuelle du haut de gamme en Haute Fidélité et Home Cinéma



La revue mensuelle d'initiation et de bancs d'essais en Hi-Fi, Vidéo et Home Cinéma



ST QUENTIN RADIO

Prix Toutes Taxes Comprises 20,6%

6 rue de St Quentin 75010 PARIS / Tél 01 40 37 70 74 - Fax 01 40 37 70 91

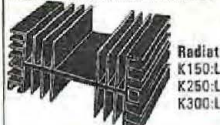
Prix donnés à titre indicatif

TRANSISTORS ET CIRCUITS INTÉGRÉS

IRF 150 69F	MPSA 42 2F
IRF 150 44F	MPSA 92 2F
IRF 530 12F	NE 5532AN 10F
IRF 540 15F	NE 5534AN 7F
IRF 840 18F	OP 22HP 45F
IRF 9530 15F	OP 77GP 19F
IRF 240 32F	OPA 604 22F
IRF 350 38F	OPA 627 139F
LF 356N 8F	OPA 2604 30F
LM 317T 5F	SSM 2017 30F
LM 317K 20F	SSM 2018 44F
LM 317HV 63F	SSM 2110 67F
LM 337T 8F	SSM 2120 73F
LM 344H 8F	SSM 2131 30F
HA2 2645-5 20F	SSM 2139 45F
LM 365T 67F	SSM 2141 36F
LM 675T 46F	SSM 2142 43F
LT 1028 80F	SSM 2210 35F
LM 3888 61F	SSM 2220 40F
MAT 02FH 89F	SSM 2402 67F
MAT 03FH 89F	SSM 2404 49F
MAX 038 148F	TOA 1514A 39F
MJ 15001 21F	TDA 1557 42F
MJ 15002 23F	TDA 2050 30F
MJ 15003 22F	TDA 7294 65F
MJ 15004 23F	2N 3055 11F
MJ 15024 33F	2N 3440 7F
MJ 15025 33F	2N 3904 2F
MJE 340 5F	2N 3908 2F
MJE 350 5F	2N 5401 3F
MPSA 06 2F	2N 5418 6,50F
MPSA 56 2F	2N 5551 3F

RADIATEURS

Radiateur C01161P/PR208	
150mm	98F
200mm	139F



Potent. PRO ALPS

AUDIO PROFESSIONNEL, doubles log 2x10K, 2x20K, 2x50K, 2x100K.
99F pièce, par 5 (*) : 89F, par 10 et + (*) : 85F
(*) : même panachés

Potent. SFERNICE PE 30

Piste Cermet, dissip. max 3W/70°C, axe métal 40mm, cosses à souder, MONO LINÉAIRE
470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K 75F

Potent. SFERNICE P11

Piste CERMET 1 Watt/70°C, axe long métal 50mm, pour Circuit Impr. MONO LINÉAIRE : 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 32F
MONO LOG. : 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 36F
STÉREO LINÉAIRE : 2x2K, 2x4K, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K, 2x1M 52F
STÉREO LOG. : 2x2K, 2x4K, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 64F



CONDENSATEUR POUR AMPLI TUBE REVUE LED

10µF/400V Polypropylène	135F
1500 µF/400V CO 39 (51x105mm)	188F
2200µF/385V RIFA	365F
4700µF/16V AEROVOX (5 picots)	150F

CONDENSATEUR CLASSE X2

Condens. MKT classe X2 (pour filtre antiparasites secteur). 250 AC. Radial.
0,22µF-7F / 0,33µF-8F / 0,47µF-9F / 0,1µF-6F / 47nF-5F / 12nF-4F

Radiateur peigne		
150, H=26, p=70mm		69F
250, H=40, p=70mm		112F
300, H=40, p=70mm		125F

Transformateurs pour tubes

Transformateurs fabriqués par M Chrétien, un grand Monsieur des transfo's!

Série 8020 / LED N°130
ALIMENTATION : 220V/230V (2,8 Kg) 375F
SORTIE HP : 8000 ohms (2 Kg) 455F

Série 4004 / LED n° 136/137
ALIMENTATION : 220V/230V (4 Kg) 505F
SORTIE HP : 4000 ohms (3 Kg) 555F

Série 2005 / LED N° 139
ALIMENTATION : 220V/230V (2,8 Kg) 365F
SORTIE HP : 5000 ohms (1,1 Kg) 265F

Série 1250 / LED N° 140
ALIMENTATION : 220V/230V (4,8Kg) 555F
SORTIE HP : 1250 ohms (2,4 Kg) 465F

Série 5008 "OCTUOR" / LED N° 143
ALIMENTATION : 220V/230V (5Kg env.) 595F
SORTIE HP : 2000 ohms 725F

Série 5008A "OCTUOR" classe A / LED N°145
ALIMENTATION : 220V/230V 595F
SORTIE HP : 625 ohms 750F

Série "LE CLASSIQUE" pour LED N°146
ALIMENTATION : 220V/230V 675F
SORTIE HP : 8400 ohms 725F
Self 10H/400mA 380F

Alimentation préampli à tube PR001
220V/230V - 2X300V - 2x8,3V (1,5Kg) 375F

Alimentation préampli à tube LED n°147
220V/230V - 2x220V - 2x8,3V, 0,74Kg 520F

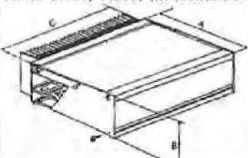
Double C. Fabricant ACEA.

COFFRETS ALUMINIUM

Série TM HIFI, noir
55275 L:275, P:150, H:55mm 175F
55360 L:360, P:150, H:55mm 188F
80275 L:275, P:150, H:80mm 155F
80360 L:360, P:150, H:80mm 205F

Série PR HIFI, sans radiateur, noir
PR MINI L:275, P:270, H:75mm 255F
PR MIDI L:360, P:270, H:75mm 280F
PR ST L:435, P:330, H:75mm 390F

Série PR HIFI, avec radiateur noir, épaisseur 40mm
PR MINI L:275, P:270, H:75mm 420F
PR MIDI L:360, P:270, H:75mm 465F
PR ST L:435, P:330, H:75mm 590F



ST QUENTIN
6, RUE DE ST QUENTIN
75010 PARIS
Le catalogue est gratuit pour les entreprises et les administrations
Le catalogue 98 St QUENTIN RADIO est DISPONIBLE

CÂBLE AUDIO PROFESSIONNEL

GOTHAM (Suisse)	(Le mètre)
GAC 1 : 1 cond. blindé ø 5,3mm, R. ou noir	12F
GAC 2 : 2 cond. blindés ø 5,4mm	12F
GAC 2 mini : 2 cond. blindés ø 2,2mm	5F
GAC 2 AES/EBU (pour son digital)	36F
GAC 3 : 3 cond. blindés ø 4,8mm	16F
GAC 4 : 4 cond. blindés ø 5,4mm	18F
MOGAMI (Japon)	(Le mètre)
2534 : 4 cond. (sym.) blindés ø 6mm	20F
2792 : 2 cond. blindés ø 8mm (+ gaine carb.)	12F
2582 : 2 cond. blindés ø 6mm	12F

CÂBLE Néglex pour Haut-parleur MOGAMI (Le mètre)
2972 : 4 cond. de 2mm², ø 10mm 48F
2921 : 4 cond. de 2,5mm², ø 11,5mm 48F
3082 : 2 cond. de 2mm², ø 6,5mm (pour XLR) 26F

CONDENSATEUR POLYPROPYLENE

4,7nF/630V axial	4F50	47nF/630V axial	9F50
10nF/630V axial	6F	100nF/630V axial	8F
22nF/630V axial	6F	220nF/630V axial	13F
33nF/630V axial	7F	470nF/630V axial	23F50

CONDENSATEURS WIMA
0,1µF/250V radial polypro. 4F50
0,22µF/250V radial polypro. 6F00
1µF/100V radial polycarbonate... 10F

FICHES PROF. NEUTRIK

Fiches JACK PRO.
Mono mâle 6,35mm 25F
Mono mâle coudé 6,35mm 25F
Stéréo mâle 6,35mm 32F
Stéréo mâle coudé 6,35mm 55F
Stéréo femelle prolongateur 55F

Fiches RCA PRO.
Doré, téflon, grâce à un système de ressort, la masse est connectée en premier 117F la paire

TUBES

ECC 81 70F	EL 84 SOVTEK
ECC 82 60F	L'unité 65F
ECC 83 60F	par 10 45F pièce
ECL 86 75F	EZ 81 89F
EL 34 135F	

Support NOVAL Circuit imprimé
Ø 22mm 22F pièce
Ø 25mm 22F pièce

FICHES AUDIO WBT

Connecteurs et prises RCA/Cinch
WBT-0101 165F
WBT-0108 195F
WBT-0125 145F
WBT-0144 90F
WBT-0145 105F
WBT-0147 90F
WBT-0201 150F
Connexions haut parleurs
WBT-0600 185F
WBT-0644 80F
WBT-0845 100F
WBT-0730 210F

Doc sur demande, joindre une enveloppe timbrée à votre adresse

Oui, veuillez me faire parvenir votre catalogue 98, au prix de 20F TTC remboursable au premier achat dépassant 100F.
Gratuit avec commande >100F

CÂBLE HP CULLMANN

2x0,75mm², transparent, 1^{er} âme: fils de cuivre clairs, 2^e âme: fils de cuivre étamés, construction d'âme: 2x24x0,20Cu clair.
Diam: 5,0x2,5mm. Isolation PVC 8F
2x1,5mm², transparent, construction d'âme: 2x395x0,07 OF Cu clair. Diam: 8,0x2,5mm. Isolation PVC 16F
2x4,0mm², transparent, construction d'âme: 2x1041x0,07 OF Cu clair. Diam: 4,0x12,5mm. Isolation PVC 48F
2x2,5mm², transparent, construction d'âme: 2x1281x0,05 OF Cu argenté. Diam: 10,5x3,6mm. Isolation PVC 25F

CÂBLE BF HAUT DE GAMME CULLMANN

2x0,57mm, avec marquage subergine, construction d'âme: 2x73x0,10LC-DFC, isolation: PE+PC-OCCLC-DFC, diam. ext: 2x5,0mm 26F
0,62mm, violet, construction d'âme: 80x0,10LC-DFC, isolation: PE+feuille d'aluminium+LC-DFC+PVC, diam. ext: 8,0mm 26F
Audio SPEED Signal, blindé double isolation, 1X0,38" 30F

FICHES RCA PRO

Fiches RCA Professionnelles dorées.
Mâle, à blocage sur femelle, pour câble de 8mm, rouge ou noir 48F la pièce
Mâle, téflon, doré, rouge ou noir, pour câble de 5,6mm max. 25F la pièce
Idem ci-dessus, pour câble de 8mm max 28F la pièce
Femelle, téflon, doré, rouge ou noir, pour câble de 5,6mm max. 28F la pièce
Chassis doré, avec bague d'isolation, rouge ou noir 23F la pièce
Chassis doré, téflon, avec bague d'isolation, rouge ou noir 32F la pièce

FICHES HAUT-PARLEURS DORÉES

Cosses à fourche
Pour fiche banane ou pour câble, rouge ou noir 26F la pièce
Fiches bananes ø 4mm
Pour fiche banane ou pour câble, rouge ou noir 15F la pièce
Fiches Haut-parleur chassis dorées isolées
Pour fiche banane ou pour câble diam 5mm.A vis courte, en rouge ou noir 28F la pièce
Idem ci-dessus mais vis longue 36F la pièce

ISISLITE & ARESLITE

Logiciel de conception de schémas et de circuits imprimés, sous Windows 3.1 et Win 95. Config. mini : 486DX2-66, 8Mb RAM, 10Mb HDD.

ISISLITE : saisie de schéma. Versions sans limitation de composants. Interface Windows, taille schéma de A4 à A0, copie/coller Windows vers d'autres applications, contrôle total d'un fil, style et couleur, points de jonction rond, carré ou losange, accès aux polices True Type de Windows, placement automatique de fils et points et jonction, dessin 2D avec Librairie de Symboles (ex: cartouche), librairie de composants standards, création de composants sur le schéma, affichage haute résolution avec les drivers d'affichage, sortie image, presse-papier ou imprimante Windows, créer, imprimer noir et blanc ou couleurs, possibilité d'extension vers les versions professionnelles avec ou sans simulation SPICE.

ARESILITE : dessin de circuits imprimés. Taille maxi : 80x80cm, routage manuel et automatique de 1 à 16 couches, contrôle des règles d'isolation électriques et physiques (DRC), éditeur graphique de nouveaux composants, composants standards et CMS, librairies extensibles, dessin 2D avec librairie de symboles (logo société), impression rapide noir et blanc ou couleurs, rotation des composants par pas de 0,1°, couper/coller vers applications Windows (Word), fonction défaire (Undo). Création de cheveu, possibilités d'extensions vers les versions professionnelles avec super routage en cause.

Les 2 logiciels 600F ttc

FICHES PRO. XLR NEUTRIK

	Prolongateur Male		Prolongateur femelle		Chassis	
	droit	coudé	droit	Coudé	mâle	fem.
3 br	30F	49F	35F	55F	30F	35F
3br noire	32F	--	36F	--	--	--
4 br	35F	55F	45F	68F	45F	48F
5 br	61F	--	61F	--	45F	65F
6 br	65F	--	70F	--	--	95F
7 br	75F	--	80F	--	--	--

EXPÉDITION COLISSIMO ENTREPRISE (*) UNIQUEMENT : mini 100F de matériel.
Tarifs postaux Ile de France (75,77,78,91,92,93,94,95) : 0 250g = 20F; 250g-2Kg = 28F, 2Kg-5Kg = 48F, 5Kg-10Kg = 58F, 10Kg-15Kg = 88F, 15Kg-20Kg = 108F. Autre dép. France Métropole : 0 250g = 28F; 250g-2Kg = 38F, 2Kg-5Kg = 58F, 5Kg-10Kg = 72F, 10Kg-15Kg = 88F, 15Kg-20Kg = 128F.
DOM-TOM et étranger nous consulter. Paiement : chèque, mandat, carte bleue. (*) comme un recommandé, récipissé à signer.

Horaires d'ouverture : du lundi au vendredi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 19h. Le samedi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 18h30. Fermé le samedi en juillet et août.

BON DE COMMANDE

à adresser aux EDITIONS PÉRIODES,
Service abonnements, 5, boulevard Ney 75018 Paris

N° 131

- L'électronique de l'infra-rouge (cours N°5)
- Les tubes électroniques (cours N°4 : la tétrode, la pentode, les tubes complexes)
- Carillon de porte de 10 notes
- Boîte à rythme programmée
- Amplificateur guitare 25 Weff (2e partie)

N° 132

- Le capteur de température LM335
- Serrure à carte codée
- Préampli différentiel pour micro symétrique
- Filtre anti-larsen pour microphone
- Doubleur de canaux pour oscilloscope
- Compteur universel
- Interrupteur sonore (clap inter)
- Générateur BF économique à très faible distorsion

N° 133

- La correction acoustique des locaux
- Minuterie programmable
- Automatisme d'éclairage
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (1ère partie)
- Convertisseur inverseur de puissance $\pm 12\text{ V} / 0,5\text{ A}$
- Alarme auto/moto à capteur inductif

N° 134

- La classe d'amplification A ou B
- Table de mixage
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (2e partie)
- Générateur de fonctions 20 Hz à 100 kHz en 4 gammes
- Automatisme de charge pour batteries au plomb 12 V

N° 135

- Le filtrage actif
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (3e partie)
- Commandes de moteurs
- Variateur de puissance et sécurité pour fer à souder
- Emetteur automatique FOXTROT
- Télécommande infra-rouge 16 voies programmables

N° 136

- Photocopies de l'article :**
- Amplificateur stéréo à tubes, Double push-pull d'EL84 - 2 x 28 Weff (1ère partie)
- Prix de l'article : 30 F

N° 137

- Le calcul des paramètres d'un haut-parleur
- Mini-Labo Audio (2e partie)
- Amplificateur pour instruments et sonorisation de 40 Weff
- Amplificateur stéréo à tubes, Double push-pull d'EL84 - 2 x 28 Weff (2ème partie)
- En savoir plus sur le HA2645 de HARRIS

N° 138

- Photocopies de l'article :**
- Amplificateur à tubes EL84, 2x5 Weff en classe A
- Prix de l'article : 30 F

N° 139

- Les cathoscopes ou tubes cathodiques (cours N°6)
- Le TDA 7294 de SGS-THOMSON, amplificateur stéréo de 2x70 Weff / 8 Ω ou 1 x 200 Weff / 8 Ω
- Amplificateur hybride tube/transistor : le TRANSITUBE, 2x35 Weff / 8 Ω en pure classe A
- Filtre actif pour caisson extrême-grave

N° 140

- Photocopies de l'article :**
- Le Quatuor, amplificateur classe A de 2x20 Weff à tubes EL84
- Prix de l'article : 30 F

N° 141

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°8 : correction de fréquence des signaux)
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée) : le MONSTRE - 2ème partie
- Minuteur cyclique
- Booster à tubes pour autoradio (double push-pull d'EL84) 1ère partie

N° 142

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°9 : La Rétroaction)
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée) : le MONSTRE - 3ème partie
- Préamplificateur tous tubes 5 entrées avec correcteur de tonalité débrayable
- Laboratoire miniature comprenant : Générateur de fonctions + alimentation stabilisée + chargeur de batteries CdNi

N° 143

- Les principes des haut-parleurs
- Décodeur PAL/RVB
- Traceur de courbes pour transistors NPN/PNP
- L'Octuor, bloc ampli mono de 54 Weff / 4-8-16 Ω , quadruple push-pull d'EL84

N° 144

- La vision artificielle
- Caméra CCD linéaire
- Filtre actif 24 dB/Octave
- Générateur BF - Fréquence-mètre - Périodmètre 0,1 Hz à 2 MHz (distorsion < 0,1 %)

N° 145

- Amplificateur à tubes, pour écoute au casque 8 Ω / 100 Ω / 300 Ω / 600 Ω
- Réalisez un kit de développement évolutif pour microcontrôleur 68HC11 (1ère partie)
- L'OCTUOR en classe A pour 40 Weff / 4-8-16 Ω
- Filtrage actif 2 voies, pour enceinte acoustique

N° 146

- Kit de développement pour 68HC11, jeu d'instructions et modes d'adressages (2ème partie)
- Régulateur de vitesse pour modèles réduits
- Le QUATUOR d'EL84 : classe A de 2 x 20 Weff (de l'anode à la cathode)
- Enceinte centrale pour cinéma à la maison
- Le CLASSIQUE : amplificateur de 2 x 20 Weff avec pentodes EL34

N° 147

- Kit de développement pour 68HC11, les interruptions, le Timer et la programmation de l'EEPROM (3ème partie)
- Étude et réalisation d'une alarme temporisée avec sirène et coupure d'allumage sur automobile
- Kit ALCION, enceinte 3 voies de Triangle
- Préamplificateur stéréo à tubes ECF82 pour entrées «haut niveau», lecteur de CD-Tuner, Magnétophone...

N° 148

- En Savoir Plus sur : le tube électronique (la lampe) causerie n°1
- Kit de développement pour 68HC11 4ème partie, Gestion de claviers matriciels
- Préamplificateur avec triode/pentode ECL86 en «MU follower»
- Alimentation de bougies glow-plug en vol
- Amplificateur hybride tubes/transistors de 2x50 Weff / 8 Ω

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de F par CCP ☐ par chèque bancaire ☐
par mandat ☐

30 F le numéro (frais de port compris)

Quelques numéros encore disponibles (prix 30 F) :
122, 123, 124, 125

Je désire :

...n° 131 ☐ ...n° 132 ☐ ...n° 133 ☐ ...n° 134 ☐
...n° 135 ☐ ...n° 137 ☐ ...n° 139 ☐ ...n° 141 ☐
...n° 142 ☐ ...n° 143 ☐ ...n° 144 ☐ ...n° 145 ☐
...n° 146 ☐ ...n° 147 ☐ ...n° 148 ☐

Photocopies d'article :

...n° 136 ☐ ...n° 138 ☐ ...n° 140 ☐

NOM : PRÉNOM :
N° : RUE :
CODE POSTAL : VILLE :

Led

Société éditrice :**Editions Périodes**

Siège social :

5 bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 51 000 F

Directeur de la publication

Bernard Duval

LED

Mensuel : 28 F

Commission paritaire : 64949

Locataire-gérant des Editions Fréquences

Tous droits de reproduction réservés textes et photos pour tous pays, LED est une marque déposée

ISSN 0753-7409

Services :**Rédaction - Abonnements :**

01 44 65 80 88 poste 7314

5 bd Ney, 75018 Paris

(Ouvert de 9 h à 12h30 et de 13h30 à 18 h - Vendredi : 17 h)

Ont collaboré à ce numéro :

Jean Abouly

Bernard Dalstein

Bernard Duval

Maurice-Jean Lobreau

Guillaume Tchekhov

Sylvain Duval

Abonnements

6 numéros par an :

France : 125 F

Etranger : 175 F

(Ajouter 50 F pour les expéditions par avion)

Publicité :

Henri Mézerette, poste 7060

Réalisation

- PV Editions

Frédéric Vainqueur

Secrétaire de rédaction :

Fernanda Gonçalves

Photos :

Antonio Delfin

Impression

Berger Levraut - Toul

6

**EN SAVOIR PLUS SUR : CAUSERIE N°2
LE TUBE ÉLECTRONIQUE (LA LAMPE)**

De la diode à la pentode, nous allons voir ensemble comment fonctionne un tube électronique. Le principe de base, identique pour tous les tubes, est un déplacement d'électrons de la cathode vers l'anode, dans une enveloppe vidée de son air.

14

**KIT DE DÉVELOPPEMENT POUR 68HC11
5^{ème} partie. MISE EN ŒUVRE D'UN
AFFICHEUR LCD ALPHANUMÉRIQUE**

Ce périphérique d'affichage est devenu incontournable en raison de son excellent rapport qualité/prix. En effet, disponible pour le prix de quelques afficheurs 7 segments, il assure simultanément l'affichage de textes et de données numériques, pour une consommation totale de l'ordre de 10 mW. Cependant, son jeu d'instructions très complet le destine à être piloté par un dispositif microprogrammé.

24

DIGICODE PROGRAMMABLE AVEC ALARME
Ils sont de plus en plus nombreux les digicodes à équiper les portes d'entrées des immeubles en cette époque où l'insécurité dans nos villes va sans cesse croissante. L'ouverture de la porte ne pouvant s'obtenir ici qu'après avoir « pianoté » dans le bon ordre 6 touches, on peut parler d'invulnérabilité, si l'on songe que le nombre de combinaisons possibles est de 5 765 760.

32

**ALIME STABILISÉE HAUTE-TENSION
POUR PRÉAMPLIFICATEURS À TUBES**

Afin d'accroître les performances des préamplificateurs à étages MU-Follower décrits dans les N° 147 et N° 148, nous vous proposons cette alimentation H.T. qui allie simplicité, efficacité et faible coût.

23

Service circuits imprimés + bulletin d'Abonnement

34

**AVEC LE TDA7294
RÉALISEZ****UN BLOC DE PUISSANCE 4 CANAUX
BOOSTER AUTOMOBILE DE 4 x 75 Weff
AMPLIFICATEUR DE SONO AUTONOME**

Nous proposons de découvrir le TDA 7294 en amplificateur de forte puissance pour automobile et/ou en sonorisation de plein air sur batterie 12 V.

Ce circuit intégré aux caractéristiques très intéressantes a déjà trouvé sa place dans de nombreuses applications industrielles.

Les plus connues étant les amplis BF pour téléviseurs haut de gamme, les amplis Hi-Fi, pour Home Cinéma... et aujourd'hui pour nos lecteurs une version d'ampli-automobile multicanaux.

48

MICRO VARIATEUR ET SWITCH

En radiocommande de modèles électriques, il est rare que l'on utilise la souplesse qu'offre un vrai variateur. Le plus souvent, on met le moteur à fond ou on le coupe, il n'y a pas beaucoup d'utilisations à mi-régime.

Pourtant, cela aide, par exemple dans la précision des atterrissages d'un avion, pour la précision des trajectoires ou le réalisme des évolutions.

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Il permet aux lecteurs d'obtenir des circuits imprimés en verre époxy, avec cuivre étamé, en versions percées ou non percées (une remise de 25 % est consentie aux abonnés).

Les gravures se faisant à réception de commande, les circuits imprimés des précédents numéros sont donc toujours disponibles.

DROITS D'AUTEUR

Les circuits, dessins, procédés et techniques publiés par les auteurs dans Led sont et restent leur propriété. L'exploitation commerciale ou industrielle de tout ou partie de ceux-ci, la reproduction des circuits ou la formation de kits partiels ou complets, voire de produits montés, nécessitent leur accord écrit et sont soumis aux droits d'auteurs. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

Le tube électronique (la lampe)

De la diode à la pentode, nous allons voir ensemble comment fonctionne un tube électronique. Le principe de base, identique pour tous les tubes, est un déplacement d'électrons de la cathode vers l'anode, dans une enveloppe vidée de son air.

UN PEU DE THÉORIE

PHÉNOMÈNE ÉLECTRONIQUE

Edison observa le premier qu'un filament incandescent, alimenté en courant continu noircissait le verre des lampes d'éclairage. Après analyse, il trouva un dépôt de même nature que celui du filament. Il y avait donc émission d'électrons sous l'effet de la chaleur du filament.

Un conducteur métallique a toujours un très grand nombre d'électrons libres dont l'agitation thermique croît avec la température.

A l'incandescence, la vitesse des électrons est telle qu'ils s'évadent du filament. L'électron est un **corpuscule dont on connaît la masse et la quantité d'électricité** qu'il transporte.

LA CATHODE

L'électrode incandescente qui émet les électrons est appelée cathode.

La quantité d'électrons par unité de surface et de temps est donnée par la formule de RICHARDSON.

$$i = a \cdot \theta^2 \cdot e^{-b/\theta}$$

a et b étant des constantes fonction du corps composant la cathode, et θ la température absolue du filament.

(Rappelons que le 0° absolu est égal à -273° Celsius) $\Rightarrow$ 0° K = -273°C.

En raison du terme exponentiel, l'émission est inappréciable au-dessous d'une certaine température, puis **croît très rapidement au-dessus de cette température**.

On emploie comme métal pour les

cathodes le tungstène qui, porté à 2 500°K donne 5 à 10 mA/watt consommé pour le chauffage, avec une durée de vie de 200 heures environ (fig 1).

On améliore et active l'émission électronique en le recouvrant d'une couche de certains oxydes (baryum, strontium).

La cathode, portée seulement à 1 200°K a alors une durée de vie pouvant atteindre 10 000 heures, et fournit 120 à 150 mA par watt consommé.

Deux sortes de cathodes sont utilisées :

- chauffage direct par courant continu ;
- chauffage indirect par courant alternatif industriel.

LA DIODE

Considérons une ampoule où règne un vide inférieur à $1,5 \times 10^{-12}$ mBar, réalisé, au moyen d'une pompe à vide, et maintenu avec l'aide de «**getters**» qui ont la propriété d'absorber les molécules gazeuses qui se dégagent lors de l'échauffement en cours d'utilisation. (Les getters sont les produits qui donnent l'aspect argenté aux lampes). Soit une

Figure 2

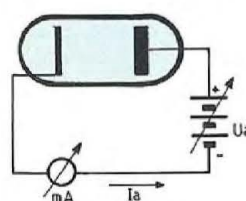


Figure 1

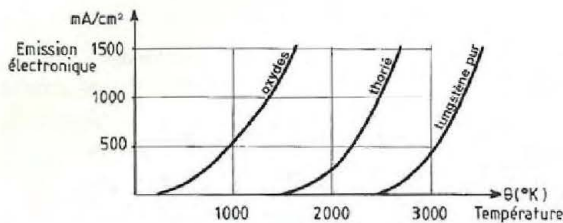


Figure 3

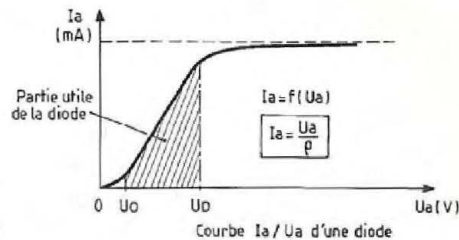
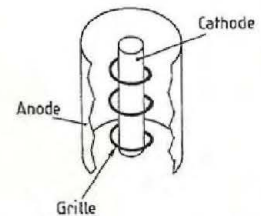


Figure 4



lampe vide d'air, dans laquelle nous disposons une cathode, dans son axe, entourée d'une **anode** (ou plaque). Nous insérons un Milli-ampèremètre dans le circuit d'alimentation variable anode/cathode, selon le dessin fig 2, (tension variable de 0 V à 250 V).

Lorsque la cathode est chauffée, le Milli-ampèremètre dévie et signale ainsi le passage d'un courant I_a .

Petite, précision importante.

Lors des premières études sur l'électricité, les générateurs (piles, accumulateurs), ayant 2 pôles, il fallait les nommer. **Arbitrairement**, on a dit que le courant électrique allait du (+) du générateur, vers le (-) du générateur, à travers le circuit extérieur alimenté par le générateur.

La fameuse loi de Murphy, qui déclare qu'à chaque fois que l'on peut se tromper, on se trompe, s'est merveilleusement appliquée !... En effet, dans notre montage, et tous les autres où interviennent des composants actifs, la cathode émet des électrons, qui sont captés par l'anode. Or la cathode est au pôle (-), et l'anode au pôle (+) de la source.

Le courant réel circule donc du (-) vers le (+), dans le circuit extérieur du générateur. Notre choix était faux. Devant le coût et les habitudes prises par les électriciens depuis un demi siècle, il a été convenu, **même si cela est faux**, que la convention choisie **resterait valable**.

Attention :

En conséquence, nous aurons le (+) sur

la plaque, et le moins sur la cathode. C'est faux, mais nous le savons, et avec l'habitude, ce n'est pas gênant.

Les mauvaises habitudes sont toujours les plus tenaces !...

1 - Si $U_a < U_0$: l'anode n'est pas à un potentiel positif **suffisamment** élevé.

Les électrons ne sont pas attirés, car ils ne peuvent franchir la charge d'espace constituant la cathode virtuelle. Nous n'aurons pas de déviation du Milli-ampèremètre, ou très peu (fig 3).

2 - Si $U_a > U_0$ et jusqu'à $U_a = U_0$: le courant croît donc **proportionnellement à la tension** de l'anode, et l'on peut écrire :

$$I_a = \frac{U_a}{\rho}$$

avec I_a = courant d'anode (mA), U_a = tension d'anode (V) et ρ = résistance interne de la lampe (kΩ).

Les électrons sont soumis à une attraction qui est proportionnelle à la tension anodique, et obéissent donc à la loi d'Ohm.

3 - Si $U_a \gg U_0$, le courant ne peut plus augmenter, car la cathode ne peut plus fournir d'électrons, même si la tension anodique augmente. C'est le régime de la **saturation**, qui entraînera un arrachement de la cathode, et donc la mort du tube électronique à brève échéance, (voir des arcs destructeurs cathode/anode avec des illuminations spectaculaires internes, mais d'une très brève durée).

Avec l'apparition des diodes à semi-conducteur, les tubes diodes ne sont plus guère employés, sauf applications très particulières, telles que les générateurs de bruit.

Il était nécessaire cependant de connaître les diodes afin de comprendre le fonctionnement des autres tubes électroniques.

LA TRIODE

Entre la cathode et l'anode, ajoutons une nouvelle électrode, la **grille** qui se présente sous la forme de mailles ou de spires dont le pas est plus ou moins large. Cette grille agit par attraction ou répulsion des électrons émis par la cathode (fig 4).

1 - Si la grille est négative, elle repousse les électrons, donc **diminution** du courant anodique.

2 - Si la grille est positive, elle attire les électrons, donc **augmentation** du courant anodique.

La grille agit ainsi sur le flux électronique à la manière d'une vanne. Elle régule donc le courant anodique.

Caractéristiques statiques des triodes.

Les éléments fondamentaux sont :

I_a = courant anodique instantané (en mA).
 I_g = courant grille instantané, si $U_g > 0$ V, (en mA).

U_a = potentiel de l'anode par rapport au potentiel de la cathode (en volts).

Le tube électronique (la lampe)

Figure 5

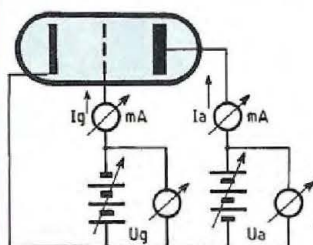


Figure 6

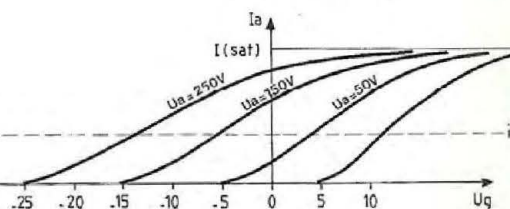


Figure 7

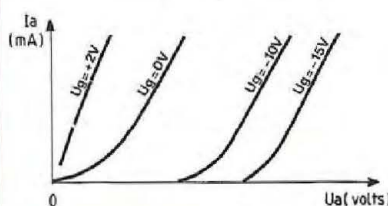


Figure 8

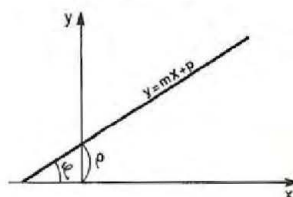


Figure 9

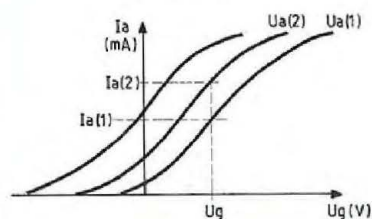
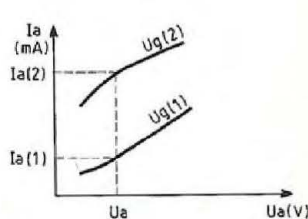


Figure 10



U_g = potentiel de la grille par rapport au potentiel de la cathode (en volts). Voir fig 5.

3 - Variations du courant anodique à tension d'anode constante.

On fera par exemple les mesures pour
 $U_a(1) = 50$ volts
 $U_a(2) = 150$ volts
 $U_a(3) = 250$ volts

On obtient pour U_g variant de -25 volts à +10 volts, le réseau visible en fig 6.

La théorie électronique expliquée pour les diodes s'applique et explique les courbes.

Pour les tensions U_a fortes et U_g faibles,

on obtient l'intensité de saturation (I_s), de même pour U_a faibles et U_g grandes, le courant d'anode I_a tend vers I_s . Evidemment le courant de saturation I_s varie comme le carré de l'intensité de chauffage de la cathode, donc de la tension appliquée au filament.

4 - Variations du courant anodique à tension grille constante (fig 7).

On fera les mesures suivantes

$U_g(1) = -15$ volts
 $U_g(2) = -10$ volts
 $U_g(3) = +2$ volts

avec U_a variant de 0 à 300 V

On remarque que pour $U_a < 0$ volt, il n'y a pas de courant anodique, car il faut que U_a soit à un potentiel positif par rap-

port à la cathode, sinon les électrons sont repoussés, et il ne passe aucun courant anodique.

5 - Coefficients de la triode.

On remarque sur les réseaux de courbes précédents que les parties extrêmes des courbes ont une forme parabolique, mais que les parties centrales sont pratiquement rectilignes. Les courbes semblent parallèles (fig 7).

On sait que dans le plan x, y la droite a une équation de la forme $y = mx + p$.

Pour $x = 0 \Rightarrow y = p$

Pour $y = 0 \Rightarrow x = -\frac{p}{m}$

Et $\tan \phi$ (coefficient angulaire) $= \frac{p}{m} = m$

Le courant anodique est une fonction linéaire des tensions U_a et U_g , soit :

$$p \cdot I_a = U_a + K \cdot U_g$$

Nous voyons donc que cette forme d'équation, venue des courbes relevées expérimentalement, a des coefficients qui sont des significations physiques.

$\rho = \frac{U_a + K \cdot U_g}{I_a}$ représente une résistance

C'est la résistance interne de la triode.

A une tension anodique U_a normale, du fait de l'action de la grille, il s'ajoute une tension supplémentaire fonction de U_g , soit $K \cdot U_g$. K est le coefficient d'amplification de la triode.

6 - Signification des coefficients ρ et K .

a) Signification de ρ (fig 9)

On a $p \cdot I_a = U_a + K \cdot U_g$

Soit U_g = valeur constante

Faisons varier la tension anodique de $U_a(1)$ à $U_a(2)$, le courant anodique passe de $I_a(1)$ à $I_a(2)$.

$p \cdot I_a(1) = U_a(1) + K \cdot U_g$

et $p \cdot I_a(2) = U_a(2) + K \cdot U_g$

Figure 11

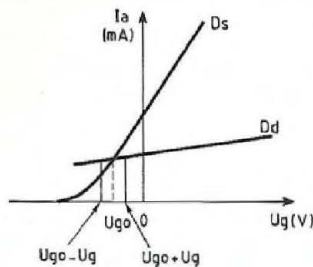
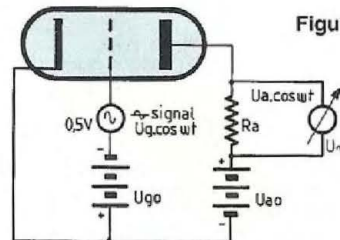


Figure 12



donc $\rho [Ia(1) - Ia(2)] = Ua(1) - Ua(2)$

$$\text{et } \rho = \frac{Ua(1) - Ua(2)}{Ia(1) - Ia(2)}$$

Ce qui s'écrit aussi

$$\rho = \frac{\Delta Ua(V)}{(k\Omega) \Delta Ia(mA)}$$

ρ se comporte bien comme une résistance.

7 - Signification de K (fig 10)

Soit $Ua =$ valeur constante

Faisons varier Ug de $Ug(1)$ à $Ug(2)$, la passe de $Ia(1)$ à $Ia(2)$.

$$\rho \cdot Ia(1) = Ua(1) + K \cdot Ug(1).$$

$$\text{et } \rho \cdot Ia(2) = Ua(2) + K \cdot Ug(2).$$

$$\text{donc } \rho \cdot [Ia(1) - Ia(2)] = K [Ua(1) - Ua(2)].$$

A une variation $[Ug(1) - Ug(2)]$ de la tension grille correspond une variation $\rho [Ia(1) - Ia(2)]$ **K fois plus grande.**

$K [Ug(1) - Ug(2)]$, d'où K est le **coefficient d'amplification.**

$$\text{Autrement, } Ia(1) - Ia(2) = \frac{K}{\rho} [Ua(1) - Ua(2)].$$

A une variation $Ug(1) - Ug(2)$ de tension grille correspond une variation d'intensité anodique Ia de $\frac{K}{\rho} [Ua(1) - Ua(2)]$.

$$\text{Ce qui s'écrit aussi } K = \frac{\Delta Ia \cdot \rho}{\Delta Ua}$$

$$\text{Remarquons aussi que } \frac{K}{\rho} = \frac{\Delta Ia (mA)}{\Delta Ua (V)}$$

Attention : le coefficient $\frac{K}{\rho}$ s'appelle la pente de la triode $\Rightarrow$ il s'exprime en mA/V

$$S (mA/V) = \frac{K}{\rho (k\Omega)}$$

Exemple : soit une triode du genre 1/2 ECC82

$\rho = 7,7 k\Omega$, $K = 17$, $S = 2,2 mA/V$

$Ua = 250 V$, $Ug = -8 V$, $Ia = 8 mA$

Une variation de la tension grille de 2 V, correspond à une variation du courant anodique de $2 \times 2,2 = 4,4 mA$, ce qui correspondrait à une variation de la tension anodique $7,7 \times 4,4 = 34 V$.

On vérifie bien que 2 V de variation de la polarisation de la grille a le même effet sur le flux cathodique qu'une variation de 34 V.

$$\text{En faisant le rapport } \frac{Ua}{Ug}, \text{ soit } \frac{34}{2} = 17,$$

on retrouve la valeur 17 de K, donnée par les tables concernant la 1/2 ECC82.

8 - Caractéristiques dynamiques (fig 11)

On superpose à la tension continue Ugo , une tension alternative $Ug \cos \omega t$.

On travaille sur une charge anodique Ra . Ici $\rho \cdot Ia = R \cdot Ia + K \cdot Ug$, Soit $(\rho + R) Ia = K \cdot Ug$ et

$$\Delta Ia = \frac{K}{R + \rho} \Delta Ug$$

Ainsi le terme $\frac{K}{\rho + R}$ est celui qui remplace $\frac{K}{\rho}$.

On s'aperçoit que la pente dynamique Dd est plus faible que la pente statique Ds. Le nouveau coefficient dynamique est

$$K' = \frac{K}{\rho + R}$$

On constate donc que $Ua \cdot \cos \omega t$ est toujours l'image de $Ug \cos \omega t$ (fig 12).

Si en continu, $Ua = K \cdot Ug$, en alternatif

$$Ua = \frac{K}{R + \rho} \cdot Ug$$

Avec l'exemple de la triode 1/2 ECC82

$$\Delta Ia = \frac{K}{R + \rho} \cdot \Delta Ug$$

$$\text{donc } \Delta Ia = \frac{17}{10 + 7,7} \times 0,5 = 0,5 mA$$

(avec $R = Ra = 10 k\Omega$)

La variation ΔUa est donc $0,5 \times 10 = 5 V$. La variation de 0,5 V de grille, entraîne une variation de 5 V de l'anode. En dynamique, le gain est tombé à 10, alors qu'il était de 17 en statique. La pente est passée de 2,2 à 1,2 mA/V.

$$\text{Dynamique } \Rightarrow K' = \frac{K \cdot R}{\rho + R}$$

9 - Une lampe électronique peut avoir 4 régimes de fonctionnement de base.

Evidemment, il existe une multitude de régimes intermédiaires.

a) Classe A : la tension Ugo est telle que l'on travaille dans la **partie rectiligne des caractéristiques.**

Le courant $Ia = \frac{K \cdot u}{R + \rho}$ est proportionnel à

u , et il n'y a pas de distorsion, car K est indépendant de la fréquence. **C'est la classe A (fig 13).**

Il n'y a pas de courant grille.

b) Classe A' : le courant Ia ne passe pas toujours, et on considère un **courant moyen. C'est la classe A'.**

Il n'y pas de courant grille.

Le tube électronique (la lampe)

Figure 13

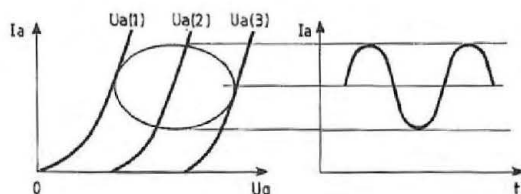


Figure 14

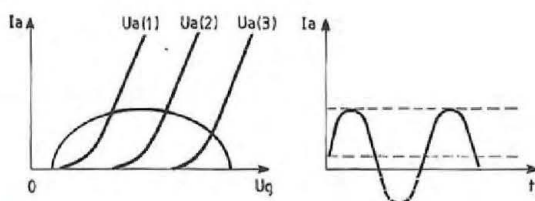


Figure 15

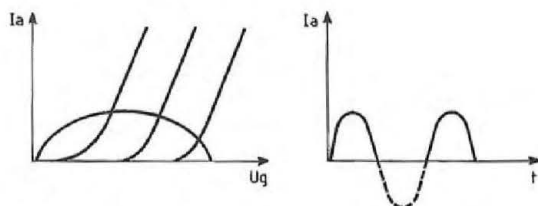
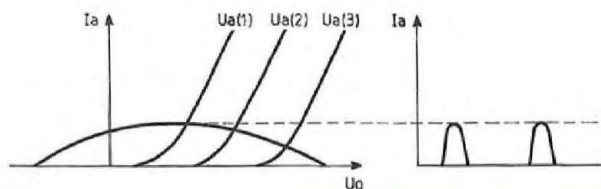


Figure 16



Même si U_g devient légèrement positive, l'attraction de la grille pendant cette période reste insuffisante pour vaincre la charge d'espace (fig 14).

c) Classe B : le courant ne passe que pendant une alternance. C'est la classe

B. Un courant grille peut apparaître sur certains tubes (fig 15).

d) Classe C : le courant ne passe que par impulsions. C'est la classe C. Un courant grille apparaît toujours (fig 16).

10 - Compléments sur la polarisation :

a) Régime A (fig 17)

$\Delta U_g \leq U$ polarisation

Convenablement réglés, les montages classe A donnent sans aucun artifice une **reproduction fidèle avec un minimum de distorsion.**

La forme des signaux dans le circuit d'anode est la même que celle des signaux appliqués à la grille de commande.

b) Régime B (fig 18)

Une seule alternance du signal d'attaque contribue à la formation du courant anodique.

La puissance obtenue est proportionnelle au carré de la tension de commande.

La grille peut devenir positive et consommer du courant.

Utilisé en Push-Pull et en Basse Fréquence, la puissance fournie peut-être 10 fois supérieure à celle obtenue par la classe A, sous réserve de certaines précautions.

La consommation est très minime au repos, mais devient importante à pleine puissance. Une certaine puissance d'attaque doit être fournie aux grilles, d'où l'obligation d'un étage driver à basse impédance.

c) Régime C (fig 19)

Cette classe n'est uniquement utilisée qu'en émission (amplification puissante d'oscillation HF de grande valeur).

Consommation anodique proportionnelle au carré de l'alternance du signal d'attaque, partie la moins négative donnant naissance au courant anodique.

La polarisation de base U doit être au moins égale au double de la polarisation en classe B.

Figure 17

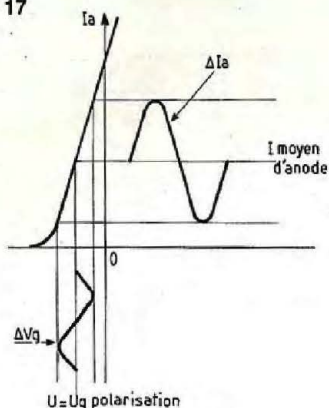


Figure 18

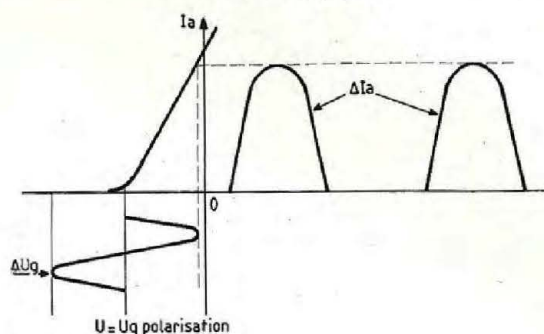


Figure 19

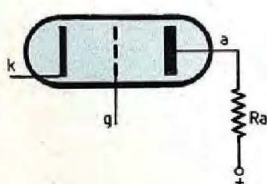
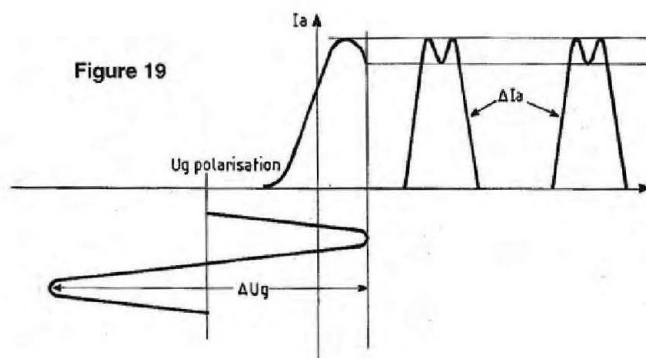


Figure 20A

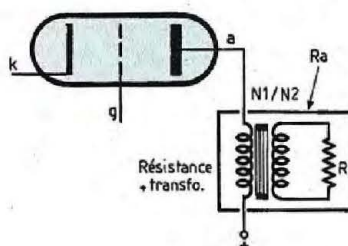


Figure 20B

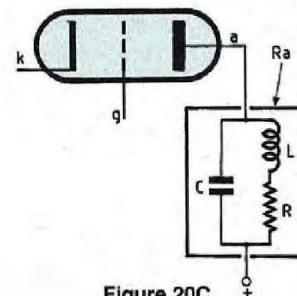


Figure 20C

Attention : en émission : la classe C est toujours utilisée sur l'étage HF modulé, car elle offre une **résistance de charge purement résistive au modulateur.**

11) Charges d'anode (fig 20A, B et C)

Dans le montage transformateur / résistance

$$R_a = \left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 R$$

N1 et N2 égal au nombre de tours des enroulements du transformateur.

Le montage est couramment utilisé en Basse Fréquence et en émission.

Le montage à charge accordée (ou non !) est couramment utilisé pour les oscillateurs, les amplis Moyenne Fréquence et Haute Fréquence.

$$R_a = \frac{L \cdot C \cdot \omega^2}{R}, \text{ avec } \omega = 2\pi F_o$$

L en μH , C en μF , R en Ω , F_o en Hz

Le tube électronique (la lampe)

Figure 21

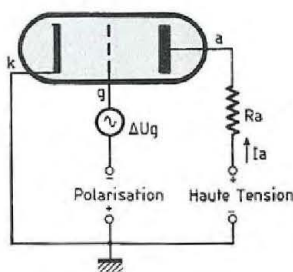


Figure 22

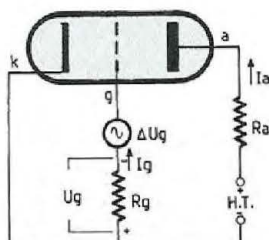


Figure 23

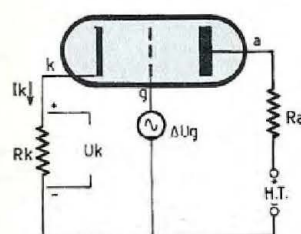


Figure 24

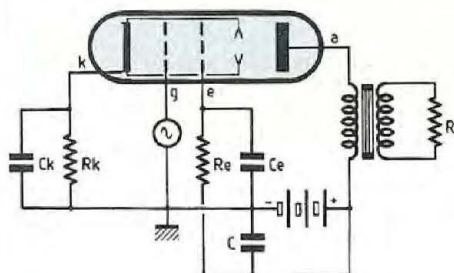


Figure 25

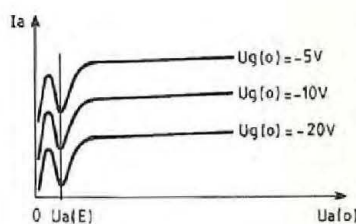
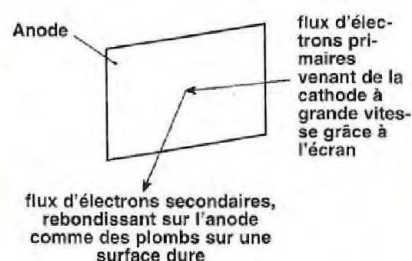


Figure 26



12 - Polarisations

Selon le cas, on fait appel à la **polarisation fixe** de la grille, polarisation fournie par un générateur (fig 21).

Ce montage de polarisation fixe est employé en classes B ou C, où il y a un risque de courant grille.

Lorsque le courant grille est important, on peut faire appel à la **polarisation grille** (fig 22), ce qui permet de supprimer la source de polarisation en HF (ou en BF pour les faibles signaux).

La valeur de la polarisation est $U_g = R_g \cdot I_g$

Attention : une régulation automatique s'établit pour que la polarisation reste stable. En effet, si I_g augmente, U_g augmente, la grille devenant plus négative, son courant diminue, et sa polarisation

diminue. Son courant augmente et sa polarisation augmente.

Le phénomène se retrouve jusqu'à l'équilibre. Toutefois, en Basse Fréquence, les signaux appliqués à la grille doivent rester faibles (quelques dixièmes de volts).

Pour une 1/2 triode ECC83, le courant grille est de 0,1 μA pour une résistance de grille de 10 M Ω .

On fait appel aussi à la **polarisation automatique** (fig 23).

On insère une résistance R_k entre la cathode et le (-) de la Haute Tension.

Cette résistance développe à ses bornes une tension U_k (de polarisation), telle que $U_k = R_k \cdot I_k$.

Ce type de polarisation est couramment utilisé en Basse Fréquence (amplifica-

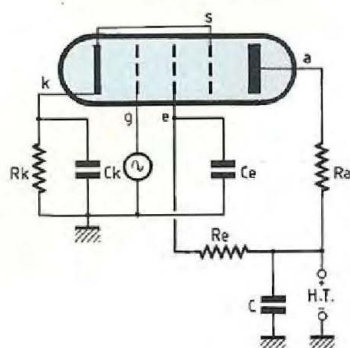
teurs, préamplificateurs) et en Haute Fréquence. Elle ne nécessite pas de source auxiliaire.

Un découplage est nécessaire pour éviter que la variation du courant anodique donc aussi du courant cathodique, engendrée par le signal sur la grille, ne fasse varier la polarisation cathodique. (Emploi de condensateurs de découplage).

LA TÉTRODE (fig 24)

Ayant remarqué que l'ajout d'une grille entre la cathode et l'anode était une amélioration et donnait naissance à une lampe aux caractéristiques tout à fait nouvelles, l'idée est venue rapidement d'en introduire une nouvelle entre la grille et l'anode. C'est l'**écran** qui a deux rôles :

Figure 27



a) A un potentiel positif voisin de celui de l'anode, il accélère les électrons émis par la cathode.

b) Séparant dans l'espace la grille de l'anode, l'écran réduit la capacité parasite C_{ga} , entre grille et anode, ce qui diminue le gain en Hautes Fréquences et facilite l'auto oscillation parasite (effet Miller).

Attention : dans nos applications, nous développerons l'effet des capacités grille/cathode et grille/anode, selon les différents montages possibles. De plus, nous appliquerons ces causeries à des montages bien oubliés, mais qui sont dignes d'éloges. Le tort de leurs créateurs a été d'innover, et donc de s'opposer aux industriels...!

Les résistances R_k , R_e sont des résistances de polarisation cathode et écran. Il peut aussi être employé une résistance d'anode.

Les condensateurs, C , C_k , C_e et éventuellement C_a , sont des condensateurs de découplage qui évitent le passage des courants de fréquence Basse Fréquence ou Haute Fréquence dans le système d'alimentation qui présente une impédance importante aux fréquences amplifiées, donc un risque d'auto-oscilla-

tion (accrochage) et une diminution du gain. Les caractéristiques des tétrodes i_a/U_a (fig 25) présentent des formes en creux. Si $U_a(0) < U_a(E)$, la polarisation de l'anode étant inférieure à la polarisation de l'écran, les électrons passent par le circuit cathode, grille écran, masse et cathode.

Le courant dans l'anode est faible pour $U_a(0) > U_a(E)$, la polarisation est telle que tous les électrons accélérés par l'écran arrivent sur l'anode, d'où un courant anodique élevé.

Toutefois, si $U_a(E)$ est supérieur à $U_a(0)$ l'écran capte les électrons et l'anode est déficitaire. Plus le signal grille augmente, moins le courant anodique augmente. La résistance interne devient négative, et la lampe oscille.

Ce phénomène, nuisible dans la plupart des cas, est employé pour construire des oscillateurs à «relaxation» (Non, nous ne sommes pas sous les cocotiers dans un hamac, même si cet oscillateur nous fait rêver...) Nous retrouvons ce genre d'oscillateur avec les transistors à uni-jonction. La pente est inchangée, mais ρ est multipliée par 1000.

LA PENTODE

Le fait que le bombardement électronique de l'anode soit grand, il y a naissance d'électrons secondaires (fig 26).

Cette émission secondaire s'oppose au flux primaire, d'où diminution du flux anodique dans une tétrode.

L'introduction d'une 3^{ème} grille supprimeuse entre l'écran et l'anode, mise au potentiel de la masse (ou de la cathode) n'a aucune influence sur le flux primaire, car les électrons se déplacent à grande vitesse.

Les électrons secondaires, émis par une anode positive, et à faible vitesse, sont refoulés par la supprimeuse à potentiel négatif par rapport à l'anode. Ils se recombinaient au flux primaire et sont donc captés par l'anode.

Les creux de la courbe i_a/U_a de la tétrode sont supprimés et la courbe linéarisée.

La résistance interne d'une tétrode et plus encore celle d'une pentode est élevée.

La pente restant du même ordre de grandeur (ou augmentant) que celle de la triode, le coefficient d'amplification des pentodes, ou tétrodes, est très grand.

Attention : l'effet Miller devient négligeable.

Le gain de la lampe augmente spectaculairement.

Exemple : pour une EL84, lampe de puissance en Basse Fréquence très utilisée et d'excellente qualité.

En Pentode	en Triode	
10,4 mA/V	6,4 mA/V	Pente
40 kΩ	25 kΩ	ρ
420	160	K
4,5 W	3 W	Puissance de sortie
10 %	8 %	Distorsion Charge (R_a)
7 kΩ	4kΩ	$U_{g\text{ eff}}$
3,4 Veff	8,7 Veff	i_a
48 mA + 11 mA (écran)	45 mA	U_a
250 V	250 V	$U_g(0)$
8,4 Veff	8,7 Veff	

Attention : avec les tétrodes, les variations sont moins spectaculaires, mais elles présentent un excellent avantage en puissance (montage Push-Pull que nous expliquerons), le niveau d'harmonique 3 est moins élevé. Même si l'harmonique 2 est légèrement plus important que pour les pentodes, le problème n'existe plus de par le principe même des montages Push-Pull.

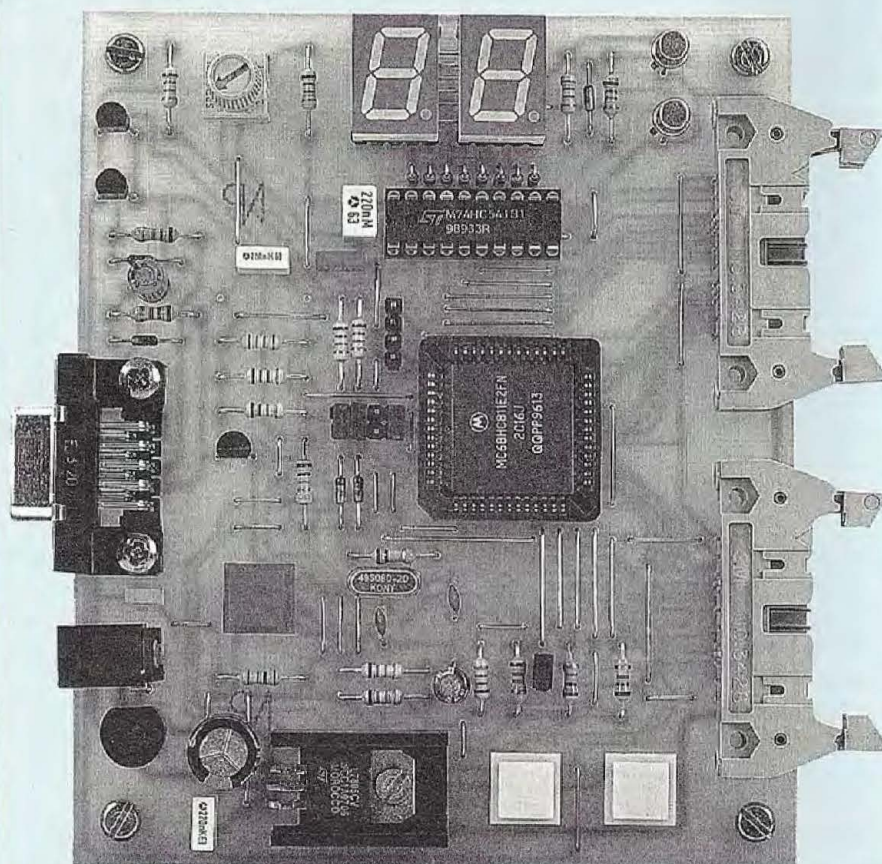
Nous y reviendrons dans une prochaine Causerie.

à suivre...

Maurice-Jean LOBREAU

KIT DE DÉVELOPPEMENT POUR 68HC11 MISE EN ŒUVRE D'UN AFFICHEUR LCD ALPHANUMÉRIQUE

Ce périphérique d'affichage est devenu incontournable en raison de son excellent rapport qualité/prix. En effet, disponible pour le prix de quelques afficheurs 7 segments, il assure simultanément l'affichage de textes et de données numériques, pour une consommation totale de l'ordre de 10 mW. Cependant, son jeu d'instructions très complet le destine à être piloté par un dispositif microprogrammé.



Associé à un microcontrôleur du type 68HC811E2 (doté de 2 Ko d'EEPROM), le kit de développement a donc intérêt à être équipé d'un module LCD. Le port d'extension doté des ports A et B permettra d'effectuer une connexion autonome avec l'afficheur,

puisque l'alimentation est également délivrée sur le port.

ORGANISATION INTERNE D'UN MODULE LCD

Du point de vue matériel, le module est réalisé autour d'un circuit imprimé dont la

face supérieure reçoit un panneau à cristaux liquides, comme indiqué en figure 1. La face inférieure, quant à elle, est dotée d'au moins un circuit intégré de technologie CMS : c'est le contrôleur du module. La face avant du module Samsung montre 14 broches alignées sous le panneau LCD. Cependant, certains fabricants disposent ce connecteur au dessus de l'afficheur, voire sur le côté en deux rangées de 7 broches. Rassurez-vous, dans la majorité des cas la numérotation des broches est indiquée, et l'affectation des broches reste identique pour chaque constructeur. L'organisation fonctionnelle d'un module est indiquée en figure 2. Un port d'entrée/sortie est doté de huit bits de données (D0..D7), associés à trois bits de contrôle (RS, E et R/W). L'utilisateur a accès directement à trois registres depuis ce port :

- un registre de données, bidirectionnel, qui reçoit les codes ASCII des caractères à afficher. Les codes seront ensuite stockés dans la DD-RAM, d'une capacité de 80 octets. Le registre de données permet aussi de lire le contenu de la DD-RAM.
- un registre de contrôle, destiné à recevoir les consignes de contrôle, comme effacer l'afficheur, déplacer le curseur, etc.. (accessible uniquement en écriture).
- un registre d'état qui est destiné à indiquer à l'utilisateur si le processeur interne est prêt à recevoir une instruction (accès en lecture seule).

La CG-ROM est une ROM génératrice de caractères qui fournit 192 motifs de caractères différents en matrices de 5 x 7 points. La relation entre le code à transmettre et le motif du caractère est donnée par le tableau 1. Il faut signaler que la correspondance ASCII est respectée uniquement entre les codes \$20 et \$7D de ce tableau, c'est-à-dire pour les chiffres de 0 à 9, les lettres majuscules et minuscules, et enfin quelques signes couramment utilisés. La DD-RAM reçoit les

LA FAMILLE 68HC11

Figure 1 : afficheur SAMSUNG 2x16, réf : KP03

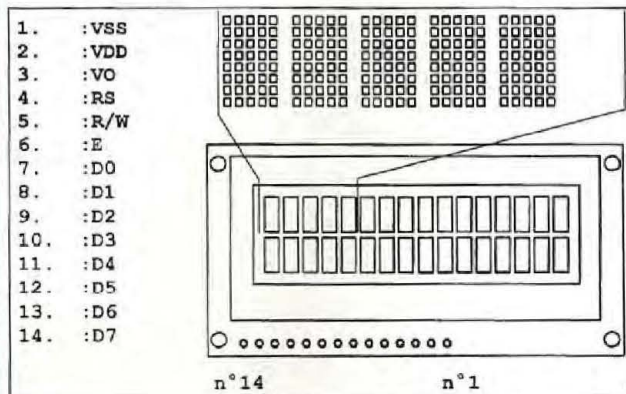


Figure 2 : organisation interne d'un module LCD Alphanumérique

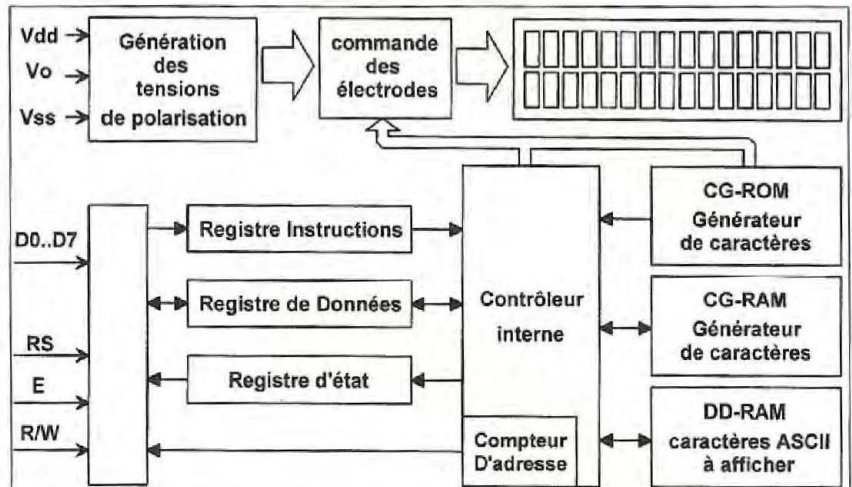


Tableau 1 :
correspondance entre code envoyé et caractère affiché

High-Order Low-Order 4 bit 4 bit	0000	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1010	1011	1100	1101	1110	1111
x x x x 0000	CG RAM (1)		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A
x x x x 0001	(2)	!	1	A	Q	a	9	0	7	7	4	3	q
x x x x 0010	(3)	"	2	B	R	b	r	T	I	W	x	p	0
x x x x 0011	(4)	#	3	C	S	c	s	J	U	T	E	e	w
x x x x 0100	(5)	\$	4	D	T	d	t	\	I	t	t	u	0
x x x x 0101	(6)	%	5	E	U	e	u	.	o	t	1	c	ü
x x x x 0110	(7)	&	6	F	V	f	v	7	0	2	3	p	Σ
x x x x 0111	(8)	'	7	G	W	w	7	7	7	7	7	q	π
x x x x 1000	(1)	(	8	H	X	h	x	Y	7	7	7	7	7
x x x x 1001	(2)	)	9	I	Y	i	y	7	7	7	7	7	7
x x x x 1010	(3)	*	:	J	Z	j	z	7	7	7	7	7	7
x x x x 1011	(4)	+	;	K	[	k	[	7	7	7	7	7	7
x x x x 1100	(5)	,	<	L	7	1	7	7	7	7	7	7	7
x x x x 1101	(6)	-	=	M	]	m	]	7	7	7	7	7	7
x x x x 1110	(7)	.	>	N	^	n	7	7	7	7	7	7	7
x x x x 1111	(8)	/	?	0	_	0	7	7	7	7	7	7	7

codes des caractères à afficher. L'adresse à laquelle est placé un code dans la DD RAM définit la position du caractère sur le panneau d'affichage. Le pointage d'un élément dans la DD-RAM ou la CG-RAM est déterminé par un compteur d'adresses interne, accessible en lecture par l'utilisateur.

Cas d'un afficheur à deux lignes de caractères

Les adresses de la seconde ligne ne sont pas consécutives à celles de la première ligne de caractères. Quand l'affichage est décalé, les adresses se décalent uniquement vers la droite ou vers la gauche d'une même ligne. Les adresses assignées à chacune des lignes sont les suivantes:

Ligne n°1 : \$00 à \$27

Ligne n°2 : \$40 à \$67

Cas d'un afficheur à une seule ligne de 16 caractères

Les adresses de la seconde moitié de la ligne ne sont pas consécutives à celles de la première moitié. Les adresses assignées à chacune des moitiés de lignes sont les suivantes :

Caractères 1 à 8 : \$00 à \$07

Caractères 9 à 16 : \$40 à \$47

UN KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF

Figure 3 : câblage du module LCD

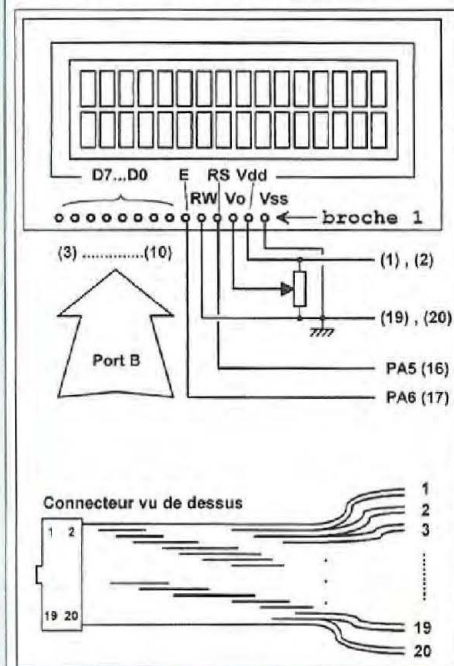


Tableau 2 : Timing des chronogrammes

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Enable cycle time	t_{cyc}	1000	—	—	ns
Enable pulse width	t_W	450	—	—	ns
Rise time	t_r	—	—	25	ns
Fall time	t_f	—	—	25	ns
Register select set-up time	t_{rsu}	140	—	—	ns
Read and write set-up time	t_{su}	140	—	—	ns
Data set-up time	t_{dsu}	195	—	—	ns
Data delay time	t_d	—	—	320	ns
Address hold time	t_{AH}	10	—	—	ns
Data hold time write	t_{WH}	10	—	—	ns
Data hold time read	t_{RH}	20	—	—	ns

Le module contient aussi une RAM génératrice de caractères (CG-RAM) grâce à laquelle l'utilisateur peut définir jusqu'à 8 motifs de caractères personnalisés. Signalons également que les modules d'affichage LCD peuvent fonctionner à partir d'un microprocesseur 4 bits ou 8 bits.

INTERFAÇAGE DU MODULE AVEC LE 68HC11

La figure 3 montre une solution d'interfaçage du module avec les ports A et B du 68HC11. Le module dispose de 3 bornes d'alimentation : VDD, VSS et Vo. Une tension de contrôle du contraste comprise entre 0 V et 5 V doit être appliquée sur la broche Vo, par l'intermédiaire d'un potentiomètre de 10 k Ω (le meilleur réglage sera obtenu entre 0 V et 1 V).

VDD est reliée à l'alimentation + 5 V, et VSS à la masse. Le bus de données [D0...D7] est dirigé sur le port B du 68HC11, tandis que les entrées de contrôle RS et E sont pilotées par deux bits du port A. Puisque le port B du kit ne fonctionne qu'en sortie, l'entrée R/W est

directement câblée à la masse. Les nombres indiqués entre parenthèses correspondent aux broches du connecteur d'extension HE10/20. Nous n'avons pas osé proposer de circuit imprimé spécifique pour le module LCD, étant donné que les 14 broches du module sont placées différemment en fonction du constructeur. Pour vous permettre de réaliser les connexions avec facilité, la correspondance entre les broches du connecteur d'extension et le câble en nappe est indiquée sous le schéma.

PILOTAGE DU MODULE LCD

A priori, l'affichage d'un caractère sur le module sera effectué en deux temps : il faut d'abord envoyer une information de positionnement du curseur dans le registre d'instruction, puis le code ASCII du caractère dans le registre de données. Le module affiche alors le motif de caractère à l'emplacement indiqué. En fait, selon le mode d'affichage initialisé par l'utilisateur, le processeur du module peut assurer automatiquement le déplace-

ment du curseur vers la droite ou vers la gauche. Dans ce cas, il suffit d'entrer une succession de codes ASCII pour obtenir l'affichage d'une suite de caractères.

La ligne de contrôle RS permet de préciser au module si la donnée qu'on lui envoie est une instruction (RS = 0) ou un caractère (RS = 1). L'entrée E, active sur front descendant, permet de valider la commande.

Les chronogrammes de la figure 4 indiquent les signaux à envoyer au module dans les deux cas. Le troisième chronogramme correspond à une séquence de lecture du registre d'état (BF) et du compteur d'adresse (AC).

Le rôle du bit d'état n'est pas négligeable : en effet, il passe à 1 lorsque le module est en cours d'exécution d'une opération interne. Pendant cette période, l'afficheur est incapable de traiter une autre instruction.

L'utilisateur peut alors consulter le registre d'état, afin d'envoyer une nouvelle instruction au module dès que le bit D7 revient à 0. Une autre approche consiste à déclencher une temporisation de durée appropriée après chaque sollicitation de

Figure 4 : chronogrammes de commande

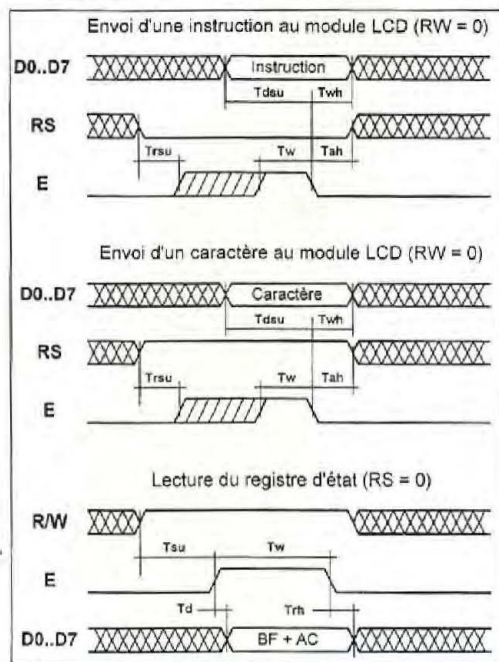


Tableau 3 : jeu d'instruction du module LCD Alphanumérique

Instructions	RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Time
Display Clear	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1,64ms
Cursor Home	0	0	0	0	0	0	0	0	1	*	1,64ms
Entry mode set	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	40µs
Display ON/OFF	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	40µs
Curs/Displ Shift	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*	40µs
Function Set	0	0	0	0	1	DL	N	0	*	*	40µs
CG-RAM address set	0	0	0	1	A-CG						40µs
DD-RAM address set	0	0	1	A-DD							40µs
Busy/Adress read	0	1	BF	AC							0
CG/DD-RAM write	1	0	Write DATA								40µs
CG/DD-RAM read	1	1	Read DATA								40µs

l'afficheur. Cette procédure permet d'utiliser le module uniquement en écriture. On remarquera que le contenu du registre d'état est présent sur le bus de données tant que E et R/W sont à l'état haut.

Le tableau 2 indique le timing à respecter pour que les échanges entre le microcontrôleur et le module LCD aient lieu dans de bonnes conditions.

JEU D'INSTRUCTIONS DU MODULE LCD

La liste des codes est indiquée dans le tableau 3 pour un afficheur compatible RTC, ce qui est le cas de la majorité (voire la totalité) des afficheurs alphanumériques actuels.

Effacer l'affichage (Display clear)

La DD-RAM est remplie avec le code \$20 (Espace). Le compteur d'adresse est remis à zéro. Si l'affichage a été décalé, la position initiale est rétablie. Après exécution de cette instruction, l'affichage disparaît et le curseur est ramené à la position située en haut à gauche.

Initialiser le curseur (Cursor home)

Le compteur d'adresse est remis à zéro. Si l'affichage a été décalé, la position initiale est rétablie. Le contenu de la DD-RAM n'est pas modifié. Le curseur ou le clignotement du caractère, si activé, est ramené à sa position initiale.

Initialiser le mode d'entrée des données (Entry mode set)

I/D (Inc./Dec.) : lorsqu'on envoie un code de caractère à afficher, le curseur se déplace d'une position d'affichage vers la droite (I/D = 1) ou la gauche (I/D = 0). Ce fonctionnement est valable également quand une donnée est lue ou écrite dans la CG-RAM.

S (Shift) : Quand S = 1, l'ensemble de l'affichage est décalé d'une position vers la gauche (I/D = 1) ou la droite (I/D = 0) après écriture d'un code de caractère dans la DD-RAM. Le curseur garde la même position relative sur l'afficheur. Si S = 0, l'affichage n'est pas décalé.

Remarque : Quand un décalage d'affi-

chage est exécuté, les 2 lignes sont décalées simultanément. Quand l'opération de décalage de l'affichage est répétée, les caractères d'une ligne ne sont pas déplacés vers l'autre ligne mais sont rebouclés sur la même ligne.

Allumer/éteindre l'affichage (Display ON/OFF)

D (Display) : l'affichage est allumé si D = 1. Quand D = 0, l'affichage est éteint, mais les codes de caractères sont conservés dans la DD-RAM.

C (Cursor) : le curseur est affiché à la position courante du compteur d'adresse si C = 1.

Quand C = 0, le curseur n'est pas visible.

B (Blink) : si B = 1, le caractère à la position du curseur clignote à 1,2 Hz environ.

Décaler le curseur/l'affichage (Cursor/display shift)

L'affichage et/ou le curseur sont décalés vers la droite ou la gauche. Pour un afficheur à deux lignes, le curseur se déplace de la 40^{ème} position de la ligne du haut

UN KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF

Figure 5 (1/2) : programme de gestion d'un afficheur 2x16 caractères

```
*****
* Gestion d'un afficheur LCD 2x16 caractères *
* Affichage d'un message sur chaque ligne *
*****

PORTB equ $1004
PORTA equ $1000

ORG $0000

DEBUT lds #$00C0
      bsr INIT ;initialiser l'afficheur
      ldx #TEXT1 ;pointer le texte...
      bsr SPAFF ;... puis l'afficher.
BOUCLE bra BOUCLE

INIT ldaa #$00111000 ;valider bus 8 bits+double ligne
     bsr SP1
     ldaa #$00001110 ;allumer afficheur + curseur
     bsr SP1
     ldaa #$00000110 ;décalage a droite du curseur
     bsr SP1
     ldaa #$000000001 ;effacer afficheur (DD-RAM)
     bsr SP1
     rts

SPAFF ldaa #$10000000 ;curseur a gauche, 1ere ligne
     bsr SP1
AFF1 ldaa 0,X ;contenu de l'adresse pointee par X dans A
     beq suite1 ;si [A]=$00, fin d'affichage 1ere ligne
     bsr SP2
     inx ;on deplace le pointeur dans le texte
     bra AFF1

suite1 ldaa #$11000000 ;curseur gauche, 2eme ligne
     bsr SP1
     inx
AFF2 ldaa 0,X ;contenu de l'adresse pointee par X dans A
     beq FIN ;si [A]=$00, fin d'affichage 2eme ligne
     bsr SP2
     inx ;on deplace le pointeur dans le texte
     bra AFF2

FIN rts
```

Figure 5 (2/2) : programme de gestion d'un afficheur 2x16 caractères

```
* validation du mot de controle *
* E = PA6 RS = PA5 *
*****

SP1 staa PORTB
    ldaa #$00000000 ;E=0 rs=0
    staa PORTA
    ldaa #$01000000 ;E=1 rs=0
    staa PORTA
    ldaa #$00000000 ;E=0 rs=0
    staa PORTA
    bsr TEMPO
    rts

* validation du caractere *
* E = PA6 RS = PA5 *
*****

SP2 staa PORTB
    ldaa #$00100000 ;E=0 rs=1
    staa PORTA
    ldaa #$01100000 ;E=1 rs=1
    staa PORTA
    ldaa #$00100000 ;E=0 rs=1
    staa PORTA
    bsr TEMPO
    rts

* temporisation de 250ms *
*****

TEMPO ldab #$01
T2 ldy #$7FFF
T3 dey
   bne T3
   decb
   bne T2
   rts

* texte a afficher *
*****

TEXT1 fcc " AFFICHEUR LCD "

      fcb $0
TEXT2 fcc " Revue LED 1998 "
```

à la première position de la seconde ligne. A la fin de la seconde ligne (adresse \$67), le curseur ne retourne pas à l'adresse \$00 mais à la première position de la seconde ligne (adresse \$40)

S/C (Shift/Cursor) : déplacement du curseur si **S/C = 0**. Lorsque **S/C = 1**, c'est tout l'affichage, avec le curseur, qui est décalé.

R/L (Right/Left) : décalage vers la gauche (**R/L = 0**), ou vers la droite (**R/L = 1**).

Initialiser le mode de fonctionnement (Function set)

DL (Data Length) sélectionne la largeur

du bus de données : 8 bits (**DL = 1**) ou 4 bits (**DL = 0**).

N (Number of lines) initialise l'affichage sur une ligne si **N = 0**, et deux lignes si **N = 1**.

Cependant, les afficheurs de 1x16 lignes utilisent en fait un mode d'affichage sur deux lignes de 8 caractères, ce qui est plutôt déroutant !

Remarque : cette instruction doit être exécutée au début du programme du microprocesseur, avant toute autre instruction (à l'exception de l'instruction de lecture du bit d'état et du compteur d'adresse).

Positionner l'adresse de la CG-RAM (CG-RAM address set)

Cette instruction permet au compteur d'adresses de pointer une adresse dans la CG-RAM.

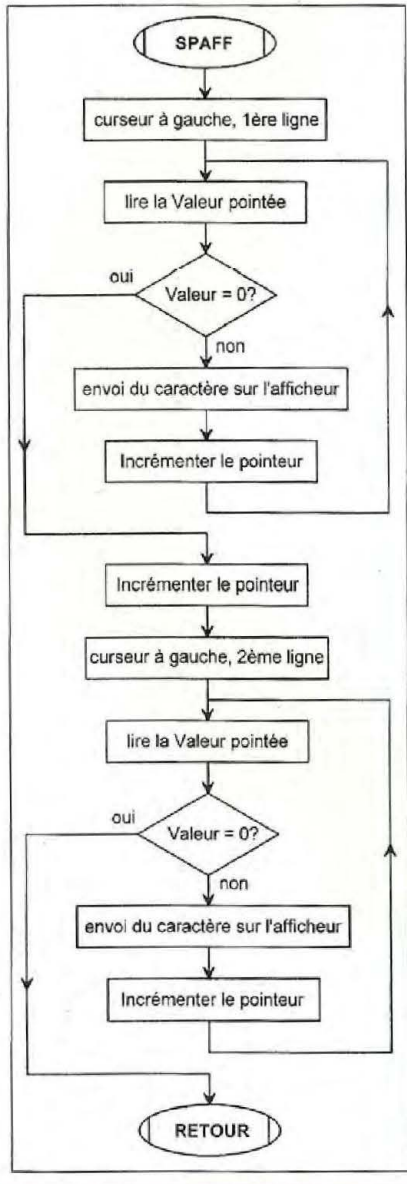
Un transfert de données pourra ensuite être réalisé entre le microcontrôleur et la CG-RAM.

Positionner l'adresse de la DD-RAM (DD-RAM address set)

Cette instruction permet au compteur d'adresses de pointer une adresse dans la DD-RAM.

Un transfert de données pourra ensuite être réalisé entre le microcontrôleur et la DD RAM.

Figure 6 : organigramme de gestion des deux chaînes de caractères



Lire le registre d'état et le compteur d'adresses (Busy flag/address read)

Le bit **BF** (busy flag) ne peut être que lu et indique si le module est occupé par le traitement d'une instruction. **BF = 1** indique l'état occupé (opération interne) et une nouvelle instruction ne sera pas acceptée tant que **BF** ne sera pas égal à 0. Cette instruction lit aussi le contenu du compteur d'adresses, exprimé par un

nombre binaire de 7 bits. Lors d'une lecture, le compteur d'adresses va contenir une adresse de la DD-RAM ou de la CG-RAM selon la dernière instruction d'adressage exécutée.

Ecrire une donnée dans la CG-RAM/DD-RAM (CG-RAM/DD-RAM data write)

Une donnée de 8 bits est écrite dans la CG-RAM ou la DD-RAM selon l'adresse spécifiée par le compteur d'adresses. Après écriture de la donnée dans la RAM, le compteur d'adresses est incrémenté ou décrémenté selon le mode d'entrée prédéfini.

Lire une donnée dans la CG-RAM/DD-RAM (CG-RAM/DD-RAM data read)

Une donnée de 8 bits est lue dans la DD-RAM ou la CG-RAM selon la dernière instruction d'adressage exécutée, à l'emplacement indiqué par le compteur d'adresses. Cette instruction doit être précédée par une instruction de positionnement d'adresse dans l'une des deux «RAM», ou une instruction de décalage du curseur.

Initialisation du module à la mise sous tension

A la mise sous tension, le module exécute une procédure d'initialisation automatique, qui assure les fonctions suivantes :

- Effacement de la DD-RAM
- Extinction de l'afficheur.
- Format des données: 8 bits
- Affichage sur une seule ligne
- Curseur fixe
- Déplacement du curseur vers la droite à chaque écriture de caractère

Pendant cette phase d'initialisation, qui dure environ 15 ms, le bit d'état est mis à l'état haut.

Il est toutefois préférable d'assurer l'initialisation du module par programmation avant d'envoyer les premiers caractères au module.

EXEMPLE D'UTILISATION DU MODULE

Pour cette première application, contentons-nous d'écrire le texte suivant sur les deux lignes du module :

«AFFICHEUR LCD»

«Revue LED 1998»

Un exemple de listing assurant cette fonction est indiqué en figure 5. Le port B assurera le transfert des données, tandis que le port A sera utilisé comme bus de contrôle (PA5 est câblé sur RS et PA6 sur E). La procédure «INIT» permet d'initialiser le mode de fonctionnement le plus classique du module, tandis que la procédure «SPAFF» assure l'affichage de notre message sur les deux lignes. Les deux sous-programmes SP1 et SP2 permettent de placer une donnée sur le port B puis de générer les signaux de contrôle adéquats (SP1 valide une instruction et SP2 valide un caractère). Afin de limiter la longueur du listing, on fait appel à une temporisation unique de 200ms environ après l'envoi de chaque code vers le module. La durée de temporisation a été volontairement choisie assez longue afin que le message apparaisse progressivement sur le module.

L'organigramme de la procédure «SPAFF», indiqué en figure 6, permet de comprendre la technique utilisée ici pour gérer une table de caractères. Remarquez que le texte est suivi du code \$00. Après chaque lecture dans la table, on vérifie que la valeur renvoyée est différente de zéro. Si c'est le cas, on considère que la totalité du message a été envoyée. Sinon, on envoie le code de caractère à l'afficheur et on incrémente le pointeur.

Cette technique permet de traiter des chaînes de caractères de longueurs différentes avec une seule et même procédure, sans utiliser de compteur dans la boucle.

UN KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF

Figure 7 : utilisation de la CG-RAM

```
*****
* Gestion d'un afficheur LCD 2*16 caracteres *
* Creation d'un caractere personnalise *
*****

PORTB equ $1004
PORTA equ $1000

ORG $0000

INIT lds #00C0
     ldaa #00111000 ;valider le bus 8 bits+ double ligne
     bsr SP1
     ldaa #00001100 ;allumer l'afficheur
     bsr SP1

* stockage d'un caractere personnel en CG-RAM *
*****

     ldx #TEXT1 ;pointer le fichier de configuration
     ldaa #01000000 ;pointer ler caractere en CG-RAM
     bsr SP1
     ldab #8
STOCKER ldaa 0,X
     bsr SP2
     inx
     decb
     bne STOCKER

* affichage du caractere personnalise *
*****

     ldaa #10000000 ;curseur a gauche, 1ere ligne
     bsr SP1
     ldaa #008 ;affichage caractere personnel
     bsr SP2
FIN bra FIN

TEXT1 fcb $04,$0A,$11,$11,$1F,$0E,$0A,$11
```

Figure 8 : configuration des matrices pour le BARGRAPH

DD-RAM = \$00	DD-RAM = \$01	DD-RAM = \$02
DD-RAM = \$03	DD-RAM = \$04	DD-RAM = \$05

Figure 9

```
*****
* Gestion d'un afficheur LCD 2*16 caracteres *
* Creation des caracteres personnalises *
* listing de transfert des codes en EEPROM *
*****

PORTB equ $1004
PORTA equ $1000

ORG $0000

fcb $00,$00,$00,$00,$00,$00,$00,$00
fcb $00,$00,$10,$10,$10,$10,$10,$10
fcb $00,$00,$18,$18,$18,$18,$18,$18
fcb $00,$00,$1C,$1C,$1C,$1C,$1C,$1C
fcb $00,$00,$1E,$1E,$1E,$1E,$1E,$1E
fcb $00,$00,$1F,$1F,$1F,$1F,$1F,$1F

ORG $0030

* validation du mot de controle *
* E = PA6 RS = PA5 *
*****

SP1 staa PORTB
     ldaa #00000000 ;E=0 rs=0
     staa PORTA
     ldaa #01000000 ;E=1 rs=0
     staa PORTA
     ldaa #00000000 ;E=0 rs=0
     staa PORTA
     ldaa #40
T1 decb
     bne T1
     rts

* validation du caractere *
* E = PA6 RS = PA5 *
*****

SP2 staa PORTB
     ldaa #00100000 ;E=0 rs=1
     staa PORTA
     ldaa #01100000 ;E=1 rs=1
     staa PORTA
     ldaa #00100000 ;E=0 rs=1
     staa PORTA
     ldaa #40
T2 decb
     bne T2
     rts
```

Afficheur LCD avec logique intégrée



LA FAMILLE 68HC11

Tableau 4 : personnalisation d'un caractère dans la CG-RAM

Code Caractère (DD-RAM)								Adresse CG-RAM						Motif de caractère (CG-RAM)										code
7	6	5	4	3	2	1	0	5	4	3	2	1	0	7	6	5	4	3	2	1	0	hexa		
0 0 0 0 0 0 0 0								0 0 0				zone non utilisé pour les motifs de caractères				0 0 1 0 0				\$04				
																0 1 0 1 0				\$0A				
																1 0 0 0 1				\$11				
																1 0 0 0 1				\$11				
																1 1 1 1 1				\$1F				
																0 1 1 1 0				\$0E				
																0 1 0 1 0				\$0E				
																1 0 0 0 1				\$11				
codes \$00 à \$07 ou \$08 à \$0F								bits 5 à 3: 000 à 111				Attention: ligne [111] = ligne du curseur												

Figure 10 (1/1)

```

*****
*****      Figure 10, 1/2:      *****
*****      Programme de gestion du BARGRAPH      *****
*****      horizontal sur module LCD 2x16      *****
*****

PORTA      EQU $1000
PORTB      EQU $1004
OPTION     EQU $1039
ADCTL      EQU $1030
AN0        EQU $1031
DATA1      EQU $0000
DATA2      EQU $0001
DATA3      EQU $0002
PILE       EQU $00C0
SP1        EQU $FC30
SP2        EQU $FC48

      ORG $0003

INIT       LDS   #PILE
          LDAA  #$10000000
          STAA  OPTION      ; Alimenter le Convertisseur A/N
          LDAA  #$00100000
          STAA  ADCTL       ; Initialiser conversion en continu
          ldaa  #$00111000  ; valider le bus 8 bits+ double ligne
          jsr   SP1
          ldaa  #$00001100  ; allumer l'afficheur
          jsr   SP1

* stockage des motifs du bargraph en CG-RAM *
*****

          ldx   #$FC00      ; pointer le fichier de configuration
          ldaa  #$01000000  ; pointer 1er caractere en CG-RAM
          jsr   SP1
          ldab  #48         ; compteur = 8x6 = 48 octets
STOCKER    ldaa  0,X
          jsr   SP2
          inx
          decb
          bne  STOCKER
    
```

UTILISATION DE LA CG-RAM POUR PERSONNALISER DES CARACTÈRES

La CG-RAM, d'une capacité de 64 octets, offre 8 matrices de 5x8 points qui peuvent être programmées par l'utilisateur. Pour afficher l'un des caractères issu de la CG-RAM, un code caractère compris entre 0 et 7 doit être écrit dans la DD-RAM. Les codes compris entre 8 et 15 renvoient les mêmes caractères que les précédents.

Le tableau 4 indique la correspondance entre le code de caractère, l'adresse de la CG-RAM et le motif affiché. Un pixel qui doit apparaître en noir sera positionné à l'état haut. Ce sont les bits de données 0 à 4 de la CG-RAM qui correspondent aux colonnes de chaque motif de caractère, tandis que les bits 5 à 7 ne sont pas utilisés.

Les bits d'adresse 0 à 2 de la CG-RAM sont associés à chacune des lignes d'un motif de caractère. La huitième ligne d'un motif correspond à la position du curseur. Si le curseur est affiché, une fonction **OU logique** est appliquée entre la huitième ligne de la CG-RAM et le curseur. En conséquence, si le curseur est affiché, il est recommandé de laisser les bits de la 8^{ème} ligne à l'état bas.

Signalons enfin que la zone inutilisée de la CG-RAM peut être employée comme un espace mémoire supplémentaire, le 68HC11 n'étant pas très riche à ce niveau.

Le listing présenté en figure 7 assure la configuration d'un caractère de la CG-RAM tel qu'il a été représenté sur le tableau 4, puis l'affichage du motif correspondant sur le module LCD. Attention, le listing de la figure 7 n'est pas complet! Il faut ajouter les sous-programmes SP1, SP2 et TEMPO listés en figure 5 pour que le programme puisse fonctionner. Notez que ces procédures pourraient très bien être installées définitivement en EEPROM. Vous pourriez également vérifier qu'on obtient le même résultat si on

UN KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF

```
*****
*****      Figure 10, 2/2:      *****
*****      Programme de gestion du BARGRAPH      *****
*****      horizontal sur module LCD 2x16      *****
*****
```

```
*****      PROGRAMME de GESTION      *****
*****
```

```
SUITE      LDAA  AN0      ;lecture potentiometre
           LSRA      ;limitation du Bargraph...
           LSRA      ;...à 63 barres maximum
           CMPA  DATA3      ;comparer la mesure précédente
           BEQ  SUITE      ;si identique, ne pas afficher
           STAA  DATA1
           STAA  DATA3
           BSR  CALCUL      ;conversion HEXA => BASE 5
           BSR  AFFICH
           BRA  SUITE
```

```
*****      CALCUL DU BARGRAPH      *****
*****
```

```
CALCUL      LDX  #5      ;1 matrice = 5 barres
           CLRA
           LDAB  DATA1      ;division de DATA1 par 5
           ADDB  #5      ;on ajoute 5 car la valeur...
           IDIV      ;...à diviser doit toujours...
           STAB  DATA1      ;...être supérieure à X (ici 5)
           XGDX      ;transfert du résultat dans...
           RTS      ;...le compteur de boucle B
```

```
*****      affichage du BARGRAPH      *****
*****
```

```
AFFICH      ldaa  #10000000      ; curseur a gauche, 1ere ligne
           jsr  SP1
           LDAA  #5
           STAA  DATA2
ENCORE      ldaa  DATA2      ;affichage barres de poids...
           jsr  SP2      ;...fort tant que B > 0
           DECB      ;décrémentatation du compteur B
           BNE  ENCORE
           ldaa  DATA1      ;affichage barres des unités
           jsr  SP2
           LDAB  #16      ;compteur d'effacement B=16
ENCOR2      ldaa  #00      ;effacement de la zone droite..
           jsr  SP2      ;...de l'afficheur.
           DECB
           BNE  ENCOR2
           RTS
```

choisit le code \$00 au lieu du code \$08 pour appeler notre motif de caractère.

RÉALISATION D'UN BARGRAPH À PARTIR D'UN MODULE LCD

La CG-RAM va nous permettre de créer les cinq blocs de points illustrés sur la

figure 8. A partir de ces motifs, il sera possible d'animer un Bargraph horizontal dont la résolution ne dépendra que de la capacité du module LCD. Avec un module de 16 caractères, il est possible d'aligner jusqu'à 5x16 barres dans le sens horizontal, soit 80 barres au total. A titre d'application, notre Bargraph visualisera sur 63 barres le niveau de tension préle-

vé sur le curseur du potentiomètre installé sur le kit. Comme ce programme est un peu long, nous allons placer la table des motifs et les sous-programmes SP1 et SP2 en EEPROM.

Le listing de la figure 9 a été généré dans ce but, et il a été calculé pour faire juste un peu moins de 100 octets, histoire de permettre un transfert en EEPROM à partir de VT11. Il n'y a plus qu'à le recopier et le placer en EEPROM à partir de l'adresse \$FC00. Les ressources seront alors disponibles aux adresses suivantes :

- \$FC00 : table de motifs pour les 6 blocs personnalisés ;

- \$FC30 : procédure SP1 (envoi d'une instruction au module) ;

- \$FC48 : procédure SP2 (envoi d'un caractère au module) ;

Remarquez que les sous-programmes SP1 et SP2 intègrent directement la temporisation nécessaire pour laisser au module le temps de traiter les données qu'il reçoit.

Enfin, vous trouverez le noyau du programme de réalisation d'un BARGRAPH en figure 10.

Il a été suffisamment commenté pour vous laisser le soin d'en analyser le fonctionnement.

La principale subtilité consiste à coder le résultat issu du convertisseur en base 5, car les matrices possèdent 5 colonnes. On passe par une division.

Le résultat indique le nombre de motifs pleins à aligner, tandis que le reste, de 0 à 4 suivant la valeur du dividende, indique le coefficient de remplissage du dernier motif à afficher. Ce principe permettrait d'obtenir un vu-mètre stéréophonique. En réalisant des barres qui évoluent verticalement, il est même possible de concevoir un analyseur de spectre audio jusqu'à 16 voies !

Bernard Dalstein

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
* Kit de développement pour 68HC11 - Carte 68HC11(Led N°145)		52,00 F	85,00 F	
* Digicode				
- Carte principale		64,00 F	104,00 F	
- Carte codeur DTMF		6,00 F	10,00 F	
- Carte clavier mono contact		20,00 F	31,00 F	
- Carte clavier double contacts		20,00 F	31,00 F	
* Alimentation Haute Tension		33,00 F	54,00 F	
* Booster				
- Carte alimentation		86,00 F	140,00 F	
- Carte amplificatrice		6,00 F	10,00 F	
* Micro-variateur		9,00 F	14,00 F	
Numéro d'Abonné :	Remise consentie 25 %			Total TTC x 3 4
Frais de port et emballage				10 F
Total à payer				F

NOM :
 PRÉNOM :
 N° : RUE
 CODE POSTAL :
 VILLE :

Paiement par CCP ☐ par chèque bancaire ☐ par mandat ☐

libellé à l'ordre de
EDITIONS PÉRIODES
 5, boulevard Ney, 75018 Paris
 Tél. : 01 44 65 80 88 poste 7314

EURO-COMPOSANTS

4, route Nationale - B.P. 13
 08110 BLAGNY
 TEL.: 03.24.27.93.42 FAX: 03.24.27.93.50
 Ouvert du lundi au vendredi (9h-12h/14h-18h) et le samedi matin (9h-12h).

Recevez ce catalogue
 contre 39 FF (60 FF
 pour les DOM-TOM et
 l'étranger).
 Gratuit pour les Ecoles
 et les Administrations.

**PLUS DE 8000
 REFERENCES
 FORMAT A4
 240 PAGES**

NOUVEAU CATALOGUE GENERAL 1999



Veuillez me faire parvenir le nouveau catalogue général Euro-Composants. Je joins mon règlement de 39 FF (60 FF pour les DOM-TOM et l'étranger) en chèque, timbres ou mandat.

NOM : PRÉNOM :

ADRESSE :

CODE POSTAL :

VILLE :

ABONNEZ-VOUS À

Led

Je désire m'abonner à **LED** (6 n° par an)

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 125 F AUTRES* : 175 F

* Ecrire en CAPITALES, S.V.P.

NOM :

PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL : VILLE :

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°.....

* Pour les expéditions «par avion» à l'étranger, ajoutez 50 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : ☐ chèque bancaire ☐ par CCP ☐ par mandat ☐

A retourner accompagné de votre règlement à :

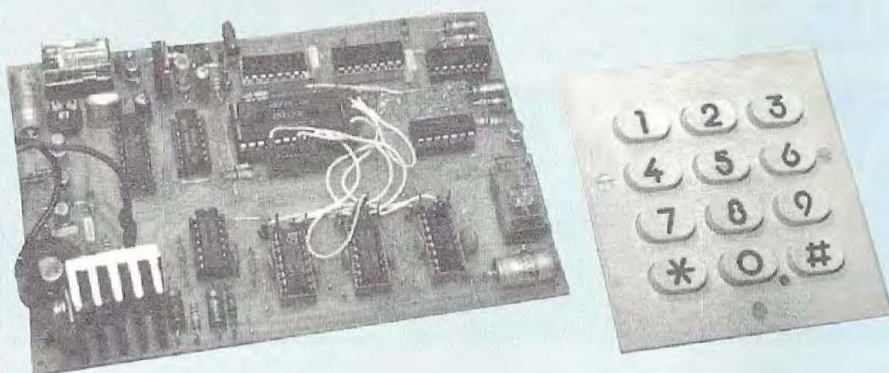
Service Abonnements, **EDITIONS PÉRIODES** 5, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 88 poste 7314

DIGICODE PROGRAMMABLE AVEC ALARME

665 280 COMBINAISONS (Clavier 12 touches)

5 765 760 COMBINAISONS (Clavier 16 touches)

Ils sont de plus en plus nombreux les digicodes à équiper les portes d'entrées des immeubles en cette époque où l'insécurité dans nos villes va sans cesse croissante. L'ouverture de la porte ne pouvant s'obtenir ici qu'après avoir «pianoté» dans le bon ordre 6 touches, on peut parler d'invulnérabilité, si l'on songe que le nombre de combinaisons possibles est de 5 765 760.



Nous avons pensé à la rédaction que la description d'une serrure mise au point voici quelques temps et faisant appel pour sa réalisation à des circuits classiques pouvait apporter une solution différente à ce qui existe actuellement sur le marché, pour un prix de revient nettement inférieur et tout en offrant une très bonne sécurité, comme on peut s'en rendre compte d'après les caractéristiques techniques ci-après :

a) Nombre de combinaisons à 6 chiffres :

665.280 (clavier 12 touches) et 5.765 760 (clavier 16 touches).

b) Possibilité de changer la combinaison programmée.

c) Obligation de composer la combinaison complète dans le temps programmé, sous peine de remise à 0 ou de déclenchement d'une alarme au 7^{ème} chiffre.

d) Arrêt de l'alarme possible seulement en effectuant la bonne combinaison dans un temps donné, puis blocage du système pendant toute la durée de l'alarme.

e) Possibilité de commande locale et à distance.

FONCTIONNEMENT DE L'ENSEMBLE

La figure N° 1 représente le schéma synoptique et les figures N° 2 à 7 les schémas des divers modules à l'exclusion des circuits de commande à distance que nous verrons par la suite.

Les figures N° 2 à 5 représentent les différents schémas du clavier de commande selon que l'on dispose de touches à un ou deux contacts par touche. Les figures N° 8 à 14 donnent tous les détails concernant les circuits imprimés, la mise en place des touches ainsi que le raccordement du circuit codeur DTMF faisant appel à un circuit intégré MK 5089, le tout monté dans un petit boîtier dont la face supérieure est représentée à la figure N° 12.

En ce qui concerne son fonctionnement, peu de choses à dire, de nombreuses descriptions ayant été faites dans différentes revues d'électronique, nous rappellerons seulement que l'appui sur l'une des touches engendre en sortie deux trains de fréquence BF bien définis qui seront ensuite appliqués sur le circuit d'entrée de notre serrure dont le schéma est représenté à la figure N° 6.

Nous trouvons tout d'abord Cl.2 SSI75T202 décodeur DTMF qui ayant comme le précédent fait l'objet de nombreuses descriptions ne nécessite pas une explication particulière sur son fonctionnement. Les signaux DTMF appliqués sur son entrée se retrouvent après divers traitements sur les sorties D1-D2-D4 et D8 sous forme de codes binaires ou hexadécimaux selon la configuration qui a été programmée ; il permet de générer 16 codes soit de 0 à F en hexa. Cl.3 sert d'interface de façon à attaquer avec un niveau suffisant Cl.4, décodeur 1 parmi 16 qui suit. Ce circuit en absence de signal a ses entrées A0 à A4 au niveau 0, sa sortie Q0 à 1 et toutes les autres sorties à l'état 0. L'envoi d'un signal DTMF, par l'appui d'une touche de clavier, provoque un état 1 sur la sortie

PIANOTEZ AVANT D'ENTRER

Figure 1

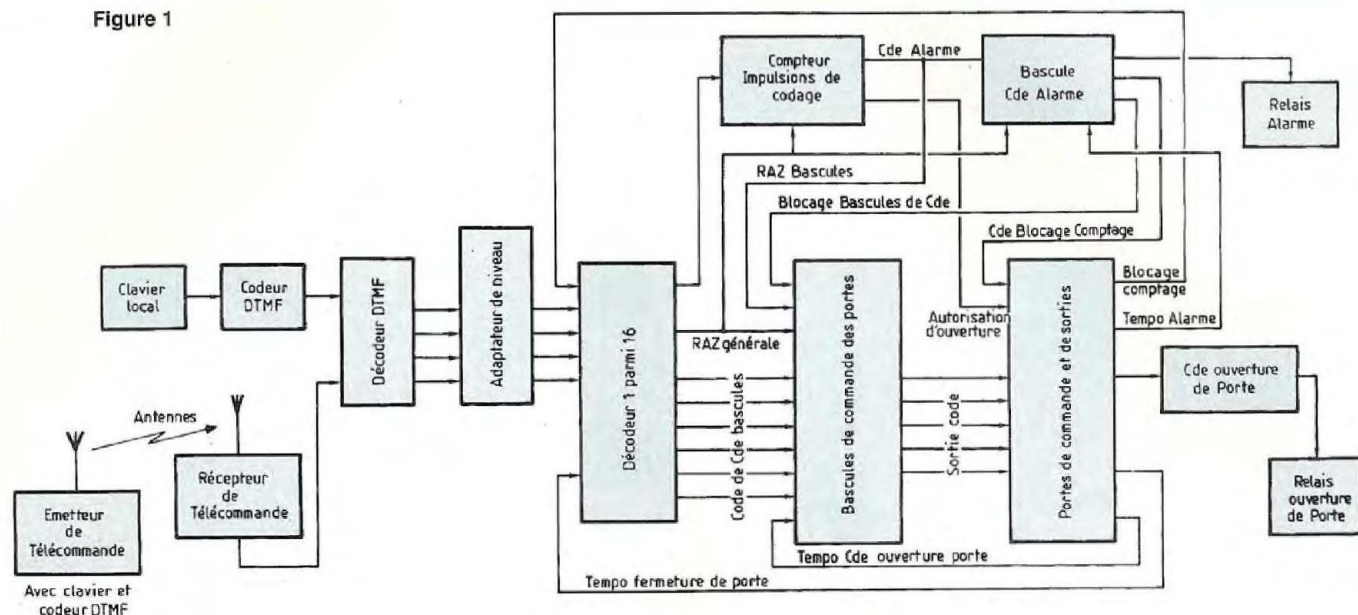


Figure 2

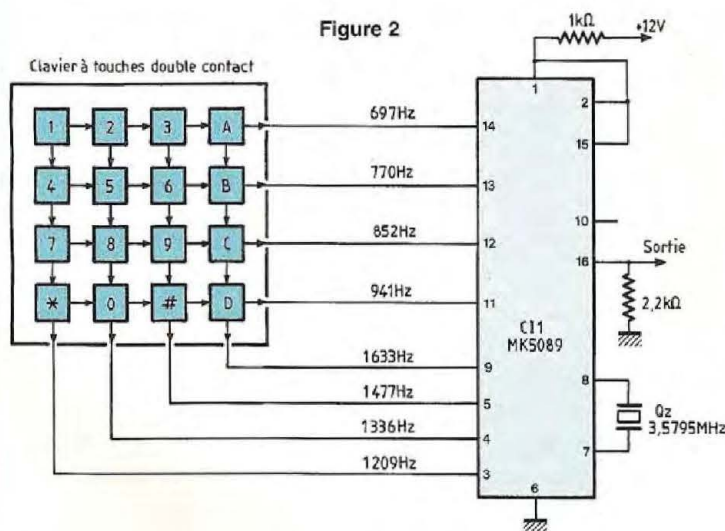
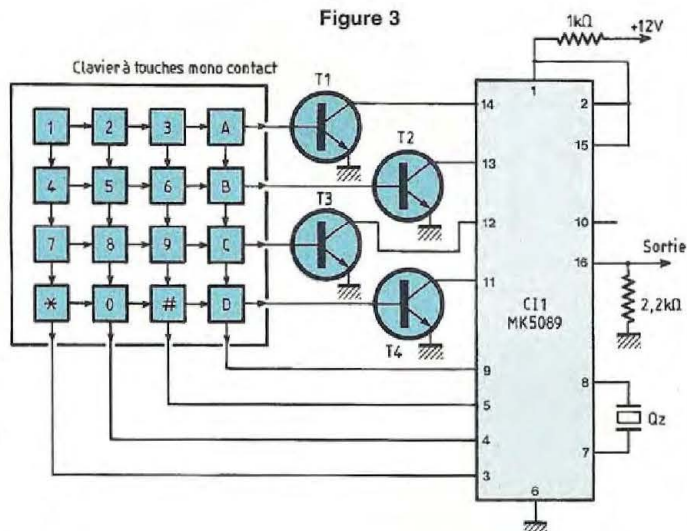


Figure 3



sélectionnée selon le code Hexa appliqué sur ses entrées. Le tableau N° 1 donne les correspondances touches-fréquences et état des entrées/sorties des circuits que nous venons de voir.

CI.6 - 7 et 8 sont des doubles bascules JK dont les entrées horloge reliées directement sur les sorties correspondant au code programmé ont leurs sorties Q à 0 et Q inverse à 1, de même que CI.11

relié à la sortie 7 du compteur décimal CI.5. Les entrées des portes ET N° 1 et 2 reliées aux sorties Q des bascules et à la sortie 5 de CI.5 sont de ce fait à l'état 0 de même que leurs sorties. T1 est donc bloqué et RL1 au repos, il en est de même de T2 et RL2. Par CI.11 la serrure est donc fermée et l'alarme arrêtée.

Si nous voulons actionner notre serrure, il faudra impérativement composer au

clavier la combinaison programmée, ici le 7-3-1-1-0-9 et pas une autre, dans l'ordre prévu et le temps imparti fixé à 10 secondes après la frappe de la première touche. Le fait d'appuyer sur la touche 7 provoque le changement d'état des sorties de la première bascule de CI.6, seule en état d'être activée. Son changement d'état déverrouille la seconde, et ainsi de suite. A la sixième touche appuyée, si l'on

DIGICODE À SIX CHIFFRES (5 765 COMBINAISONS)

Figure 4

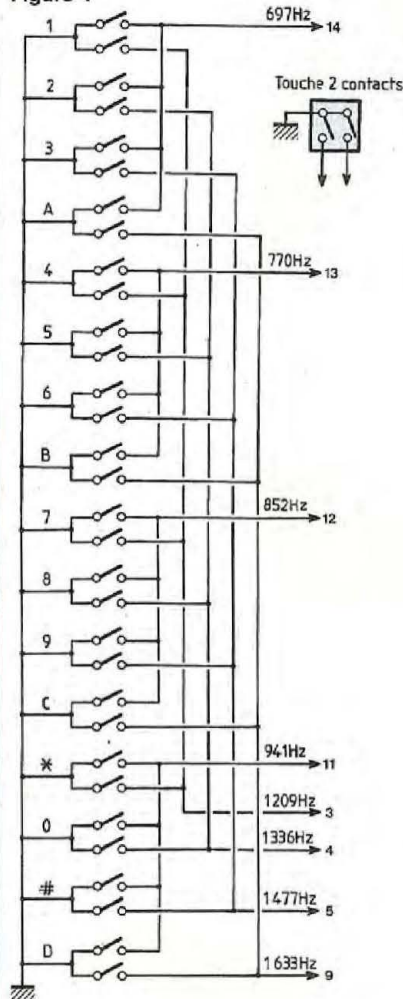


Figure 5

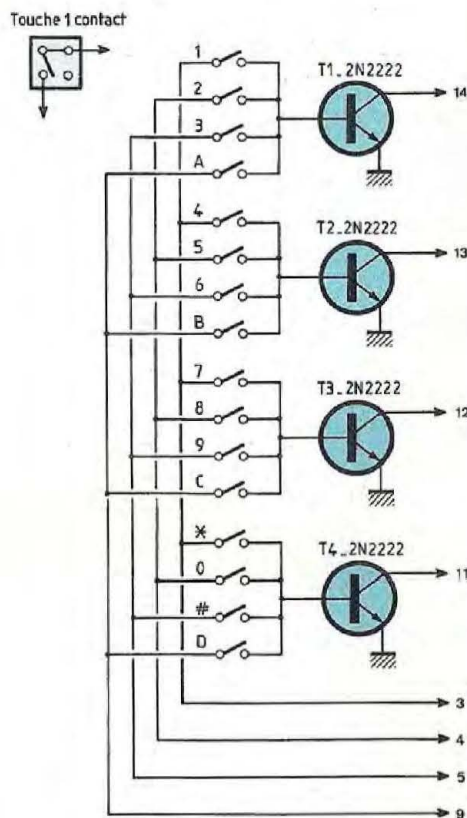
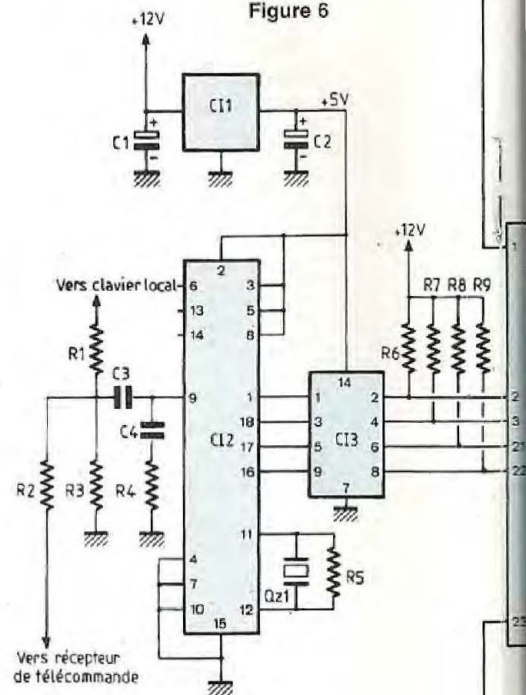


Figure 6



Notes : Code programmé :

7-3-1-1-0-9

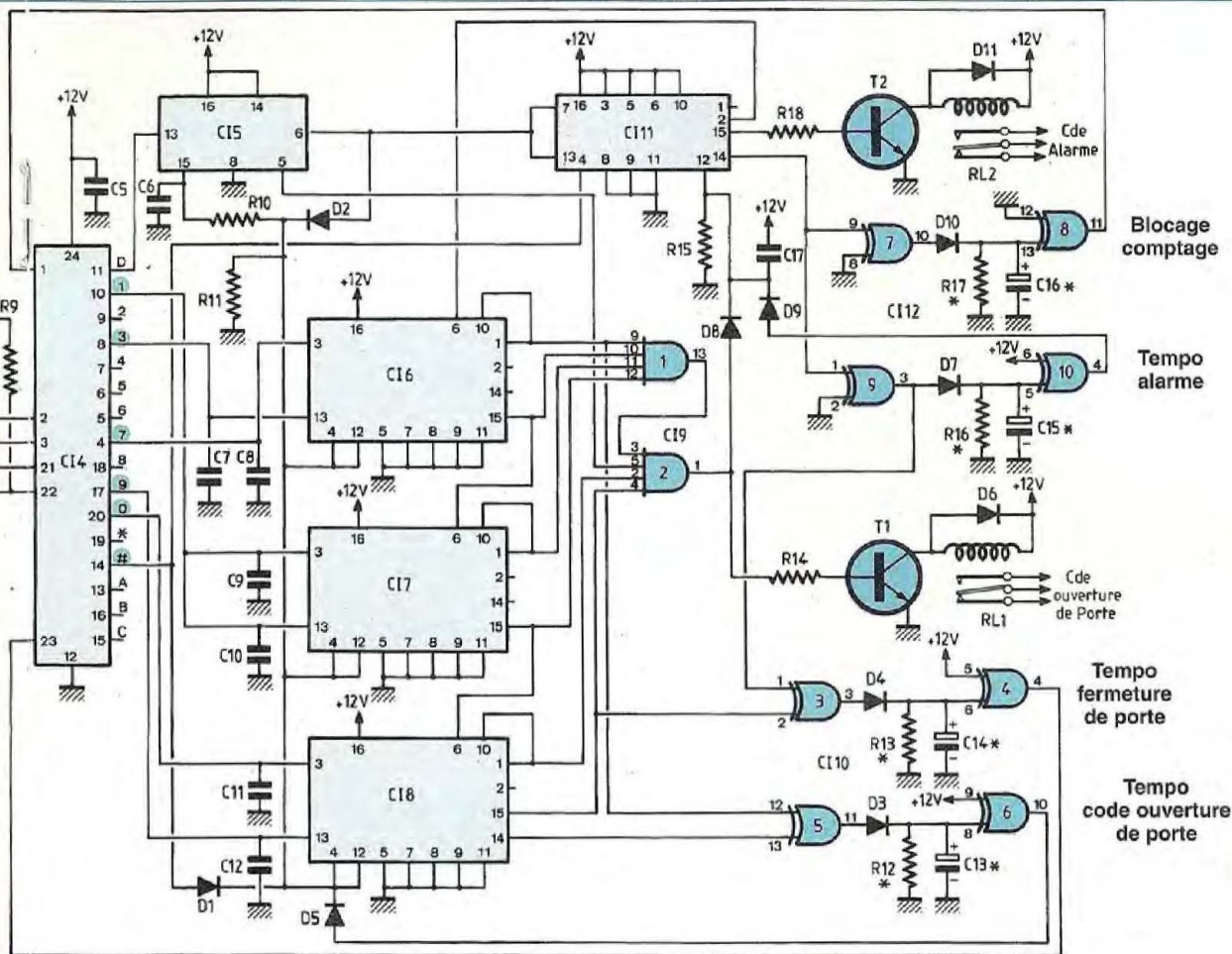
* R12, R13, R16, R17 : valeurs à ajuster selon tempo. souhaitée
Idem pour C13, C14, C15 et C16
Voir texte

à respecté le code programmé, toutes les sorties des bascules de Cl.6 à Cl.8 ont changé d'état, tandis que Cl.5 reliée à la sortie D de Cl.2 avance d'un pas à chaque frappe de touche. Ceci nous donne un état 1 sur toutes les entrées des portes 1 et 2 et par conséquent un état 1 en sortie, saturant T1 et entraînant le basculement de RL1 en position Travail, provoquant l'ouverture de la porte et le blocage de l'alarme, à condition comme nous l'avons précisé ci-dessus, que la combinaison complète ait été effectuée en moins de 10 secondes. Dans le cas contraire, la sortie de la porte 5 étant passée à 0 au changement d'état de la première bascule, C13 commence

à se décharger, 10 secondes plus tard la sortie de la porte 6 passe à son tour à 1, envoyant une impulsion sur les entrées RAZ de Cl.5-7 et 8, remettant ces circuits à leur état d'origine, tout sera à recommencer. Par contre, si la combinaison a bien été effectuée en moins de 10 secondes, le changement d'état de la dernière bascule provoque le retour à leur état d'origine des portes 5 et 6, permettant l'ouverture de la serrure. Dans le même temps, la porte 3 ayant changé d'état, la porte 4 après la constante de temps fixée par C14 et R13, bascule à son tour, envoyant une impulsion sur l'entrée de validation de Cl.4 provoquant une RAZ de toutes les sorties de

ce circuit, l'avance d'un pas de Cl.5 suivie d'une RAZ générale. T1 se bloque, RL1 revient au repos, provoquant la fermeture de la porte commandée par la serrure, fermeture qu'il est également possible de commander manuellement. Pour cela, il suffit, après son ouverture, d'appuyer sur n'importe quelle touche du clavier. Avant de refaire un nouveau code, il faudra impérativement effectuer une RAZ générale par la touche prévue à cet effet ; (ici la #) sous peine de provoquer inévitablement une mise en alarme. En règle générale, il est préférable d'effectuer une RAZ avant chaque numérotation, évitant ainsi tout risque de déclenchement d'alarme.

PIANOTEZ AVANT D'ENTRER



Voyons maintenant ce qui se passe si on n'a pas envoyé le bon code. Tant que l'on n'aura pas actionné le 7, aucune bascule ne pourra changer d'état, il en sera de même si après le 7 on appuie sur une autre touche que le 3, ou même si on actionne deux fois la même touche. Dans tous les cas, le compteur décimal C1.5 avance d'un pas et à la 7^{ème} touche activée envoie une impulsion sur les entrées horloge de C1.11 dont les sorties changent d'état. T2 se sature actionnant RL2, l'alarme démarre, tandis que C1.6 est bloqué par l'envoi d'un 0 sur son entrée J. Les bascules de C1.6-7 et 8 repassent à leur état d'origine par l'impulsion envoyée à travers D2, de même que C1.5 par cette

même impulsion légèrement retardée par R20 et C6.

A l'activation de l'alarme, on dispose de 10 secondes pour l'arrêter avant que les portes 7 et 8 fonctionnant de la même façon que les portes 3-4-5 et 6 ne viennent bloquer C1.4 par l'envoi d'un 0 sur son entrée de validation du verrou, empêchant tout transfert vers les sorties. Après quoi, il faudra attendre 2 minutes et 30 secondes pour que l'ensemble, par les portes 9 et 10, vienne arrêter l'alarme par l'envoi d'une RAZ sur la 2^{ème} bascule de C1.11. Pendant ces 10 secondes, il faudra d'abord envoyer une RAZ générale afin de remettre les bascules à leur état d'origine et débloquent la première bascu-

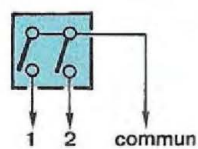
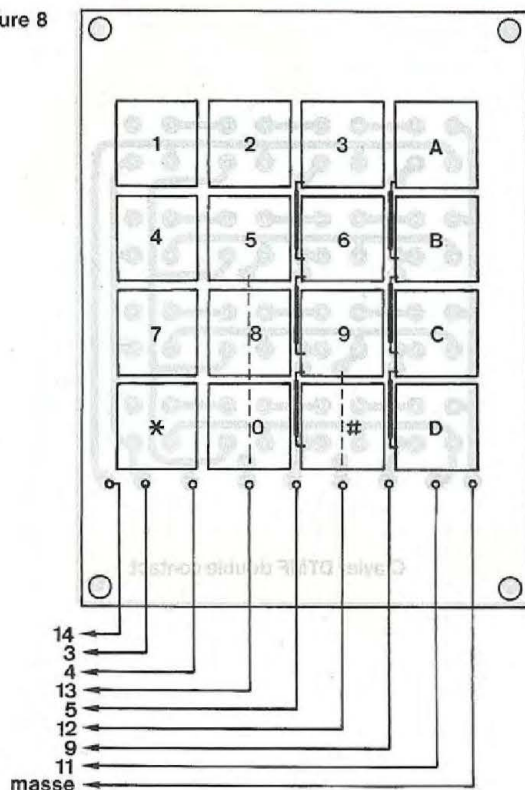
le de C1.6, puis composer la combinaison complète dans le temps imparti pour que l'alarme s'arrête et que la porte s'ouvre.

De tout ceci, il ressort que la seule possibilité d'actionner cette serrure ou l'arrêter dès qu'elle aura démarré, est la nécessité absolue d'effectuer la combinaison programmée, dans l'ordre prévu et le temps imparti. Toute autre manœuvre provoquera le démarrage de l'alarme. La seule possibilité en cas d'erreur en cours de combinaison, consiste à faire une RAZ puis à recommencer la combinaison.

De ce fait, pour quelqu'un ne connaissant pas le code, il est pratiquement impossible d'ouvrir la porte commandée par

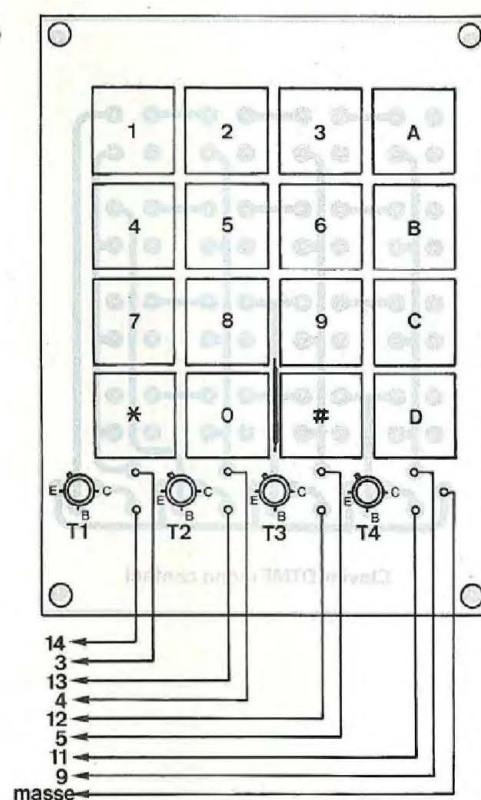
DIGICODE À SIX CHIFFRES (5 765 COMBINAISONS)

Figure 8

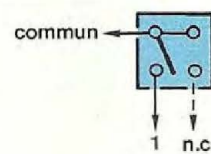


Double contact

Figure 9



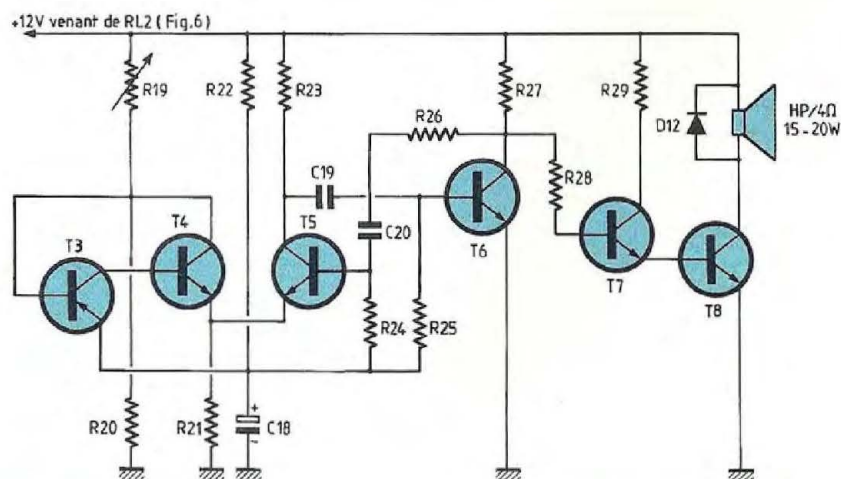
T1 à T4 :
2N2222



Mono contact

Touches carrées
de 12 mm de côté

Figure 7



PIANOTEZ AVANT D'ENTRER

Figure 10

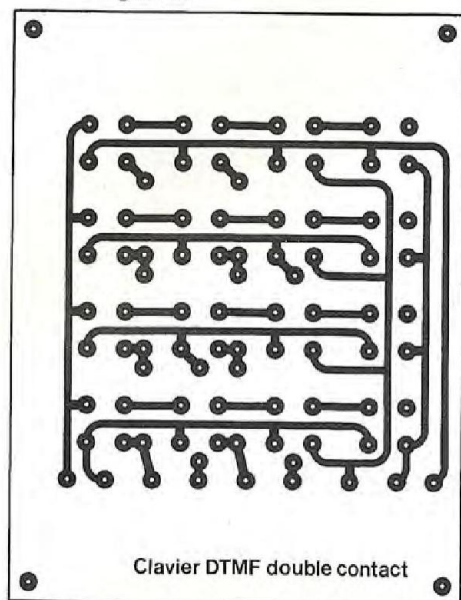


Figure 11

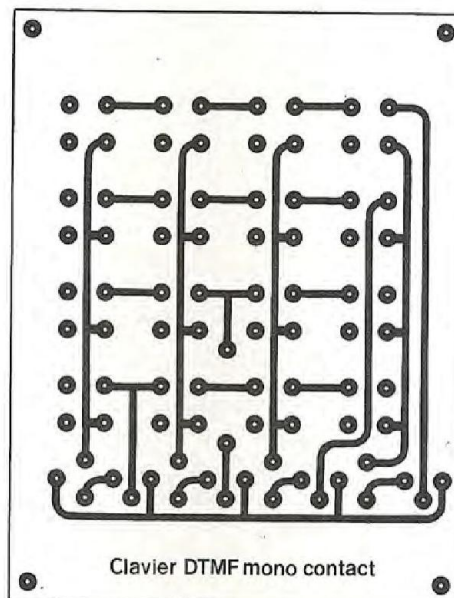


Figure 14

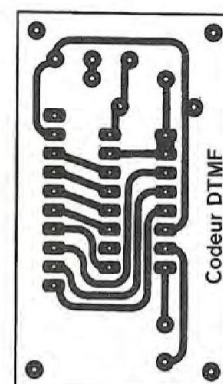


Figure 12

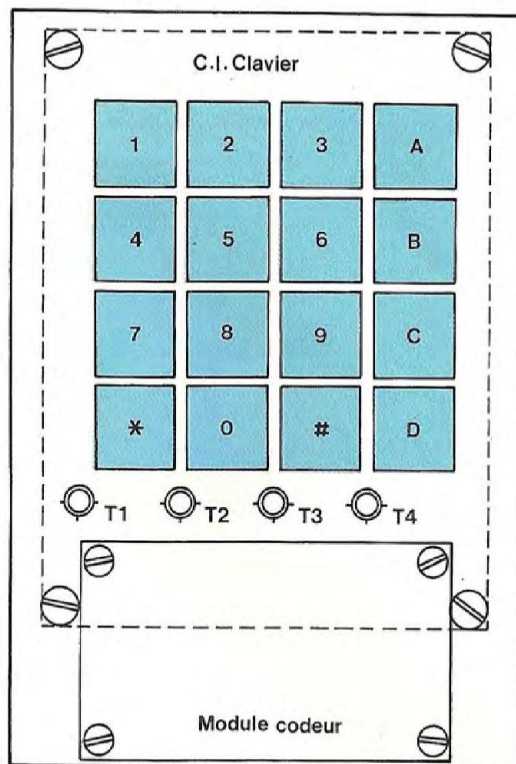
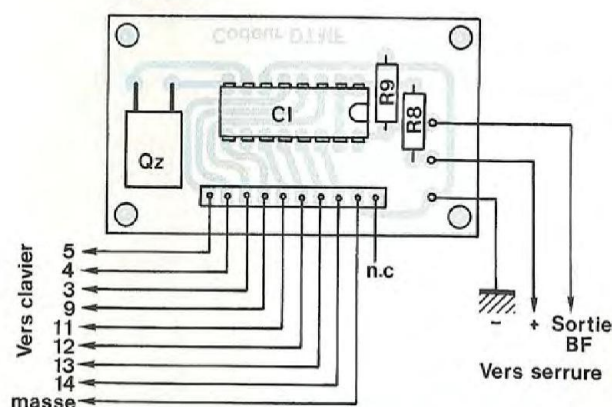


Figure 13



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

CLAVIER LOCAL

1 quartz 3,5795 MHz
16 touches mono ou double contact
4 transistors 2N2222
1 résistance 2,2 k Ω / 1/4 W

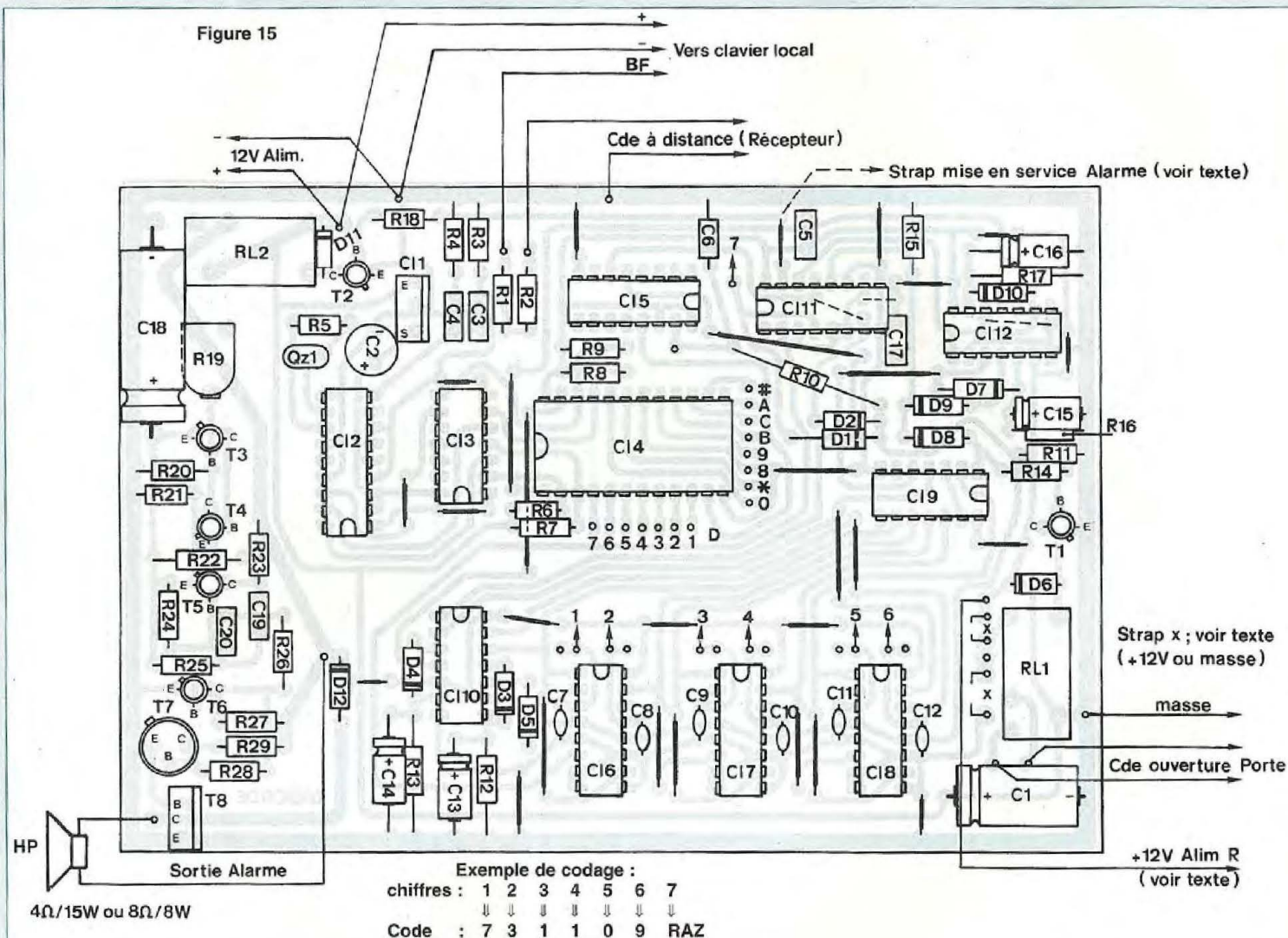
1 résistance 1 k Ω / 1/4 W
1 circuit intégré MK5089
1 boîtier métal TEKO type N 3A

cette serrure si l'on songe que le nombre de combinaisons possibles est de 5.765.760. Il faudrait plus de 2 ans

pour essayer toutes les combinaisons sans compter les temps de blocage et d'alarme qui ne manqueraient pas de

se produire à chaque essai infructueux. La figure N° 7 représente le schéma de la partie sirène, qui décrite dans une précé-

DIGICODE À SIX CHIFFRES (5 765 COMBINAISONS)



dente réalisation n'appelle aucune explication particulière.

MONTAGE ET CÂBLAGE DE L'ENSEMBLE

Les figures 8 à 12 donnent tous les détails de câblage et de montage du clavier de commande selon que l'on utilise des touches mono ou double contacts, tandis que les figures 13 et 14 représentent le circuit imprimé du module codeur DTMF.

Le câblage n'appelle aucune explication particulière, tous les détails sont donnés

sur les figures correspondantes. Il ne faut pas oublier de mettre en place les straps avant de monter les touches. Il est possible d'utiliser un clavier «prêt à l'emploi» vendu dans le commerce, mais en général, il s'agit de claviers 12 touches, ce qui réduira d'autant le nombre de combinaisons.

S'assurer qu'il s'agit bien d'un clavier du type DTMF ou tout au moins que l'on pourra le modifier en ce sens.

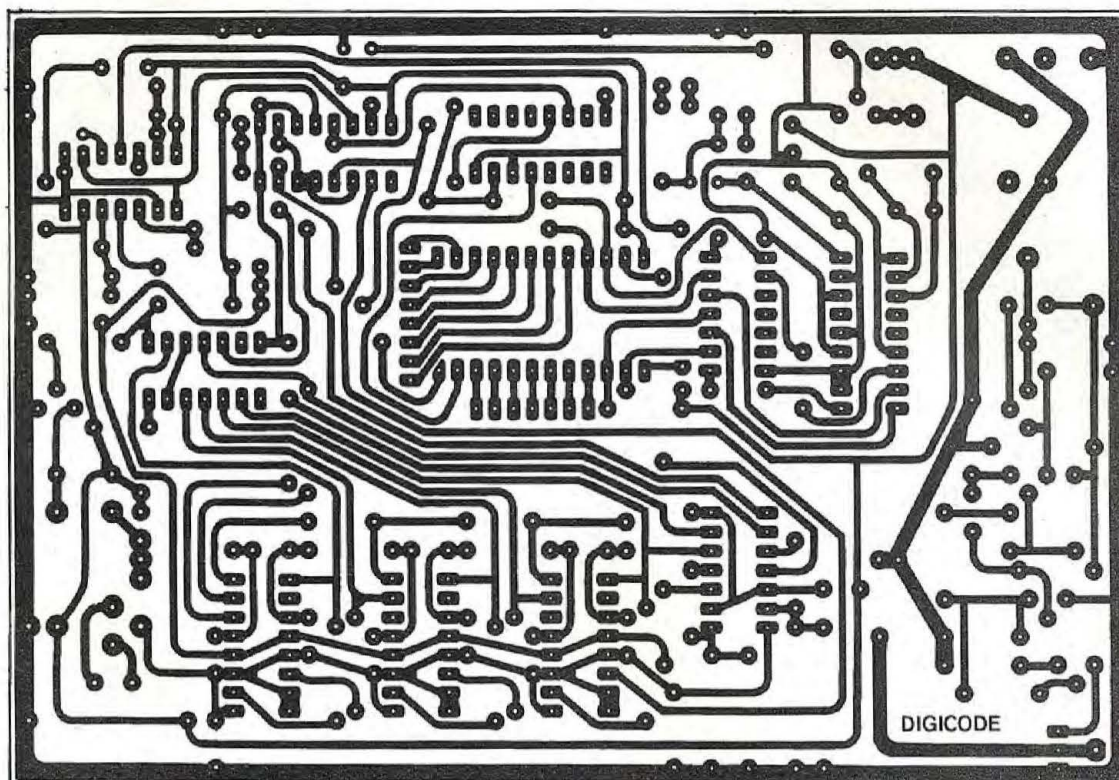
Les figures N° 15 et 16 représentent le circuit imprimé de l'ensemble serrure et sirène, peu de choses à dire sur le câblage. Tous les détails figurent sur les plans.

Les circuits intégrés pourront être soudés directement sur le circuit ou montés par l'intermédiaire de supports. Les straps de programmation du code seront effectués par l'intermédiaire de connecteurs miniatures enfichables au pas de 2,54, ce qui permettra de les déplacer facilement si l'on désire changer la combinaison qui peut indifféremment être composée de chiffres et de lettres. Le transistor T8 sera monté avec un radiateur afin d'éviter un échauffement excessif lors du fonctionnement de la sirène.

Jean Abouly

PIANOTEZ AVANT D'ENTRER

Figure 16



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

SERRURE ET ALARME

- Circuits intégrés

CI.1 : 7805
 CI.2 : 75 T SSI 202
 CI.3 : 74 LS07
 CI.4 : CD 4514 ou HEF 4514
 CI.5 : CD 4017 ou HEF
 CI.6-7-8 et 11 : CD 4027 ou HEF
 CI.9 : CD 4082 ou HEF

- Transistors

T1-2-4-5-6 : 2 N 2222
 T3 : 2 N 2907
 T7 : 2 N 1711
 T8 : TIP 31

- Quartz

Q1 : 3,5795 MHz

- Diodes

D1 à D5 et D7 à D10 : 1 N 4148
 D6 et D11 : OA202 ou 1 N 4001

- Relais

RL1 et RL2 : 12 V 250 Ω / 1 RT
 Miniature DIL type HB 112

- Résistances

R1-R2-R3 : 2,2 k Ω
 R4 : 22 Ω
 R5 : 1 M Ω
 R6 à R10 et R14, R18 : 10 k Ω
 R11 : 47 k Ω
 R12, R13, R16, R17 : de 1 M Ω à 2,7 M Ω
 (voir texte)
 R15 : 100 k Ω
 R19 : ajustable 4,7 k Ω
 R20 : 4,7 k Ω

R21 : 100 Ω

R22 : 1,5 k Ω

R23, R26, R27 : 1 k Ω

R24 : 39 k Ω

R25 : 10 k Ω

R28 : 1 k Ω

R29 : 100 Ω

- Condensateurs

C1 : 100 μ F / 25 V chimique axial
 C2 : 22 μ F / 25 V chimique axial
 C3, C4 : 1 μ F / 63 V Polyester
 C5, C17, C20 : 0,1 μ F / 63 V
 C6 : 10 nF / 63 V Polyester
 C7 à C12 : 330 pF / 50 V céramique
 C13, C14, C15 et C16 : 10 μ F à 100 μ F /
 25 V axial selon temps (voir texte)
 C18 : 100 μ F / 25 V axial
 C19 : 33 nF / 63 V

ALIMENTATION STABILISÉE HAUTE-TENSION POUR LES PRÉAMPLIFICATEURS MU-FOLLOWER ECF82 OU ECL86

Afin d'accroître les performances de vos préamplificateurs à étages MU-Follower décrits dans les N° 147 et N° 148, nous vous proposons cette alimentation H.T. qui allie simplicité et efficacité. Le schéma a longtemps fait ses preuves dans l'industrie puisqu'il était utilisé en son temps dans les oscilloscopes de laboratoire.

Remise au «goût du jour» avec des semiconducteurs récents, nous la faisons fonctionner en association avec le MU-Follower / ECL86. Les résultats obtenus sont excellents. Peu de composants sont nécessaires pour la réaliser comme l'indique le schéma théorique de la figure 1.

LE SCHÉMA

Il ne représente que la partie stabilisation avec une entrée en U_e , aux bornes de laquelle nous appliquons une tension continue redressée et filtrée.

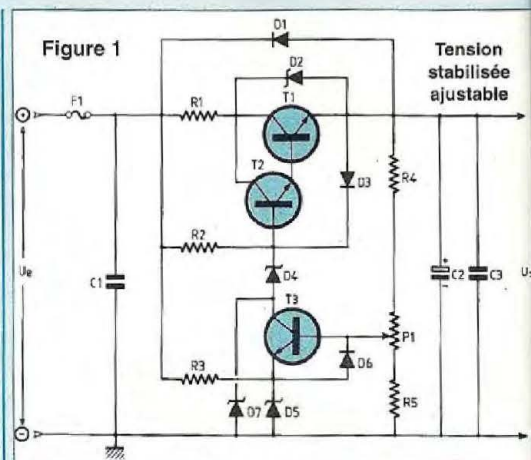
Cette tension U_e nous l'obtenons à partir d'un transformateur ACEA délivrant une tension secondaire de $2 \times 300 \text{ V}$. Cette tension alternative est redressée par deux diodes de type 1N4007 (ou toutes autres diodes H.T.). Le filtrage est assuré par une capacité de $470 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$, mais on peut également utiliser 2 condensateurs (voir 4) de $220 \mu\text{F} / 400 \text{ V}$ reliés en parallèle. Nous obtenons ainsi à la mise sous tension et à vide, environ 420 V aux bornes de U_e , donc aux bornes de $C1$.

La résistance $R1$ est une résistance de limitation qui protège l'alimentation en cas de surconsommation (court-circuit par exemple). Ce principe fonctionne parfaitement comme nous avons pu le constater lors de la première mise sous tension du module en association avec le MU-Follower ECL86.

Le fait de charger sa sortie U_s par le condensateur de filtrage de tête du préamplificateur [$C7 / 100 \mu\text{F} / 400 \text{ V}$] «vidé» évidemment, empêchait la montée en tension de l'alimentation, le courant de charge direct tiré par $C7$ étant trop important (environ 650 mA). Avec $R1$ de valeur nominale $2,2 \text{ k}\Omega$... nous n'obtenions en sortie que quelques dizaines de volts.

Les transistors $T1$ et $T2$ étant montés en Darlington, le gain en courant (β) en est grandement augmenté ($\beta_{T1} \cdot \beta_{T2}$).

La diode zéner $D2$ protège la jonction collecteur / émetteur de $T1$. La base du tandem $T1/T2$ est portée à un potentiel



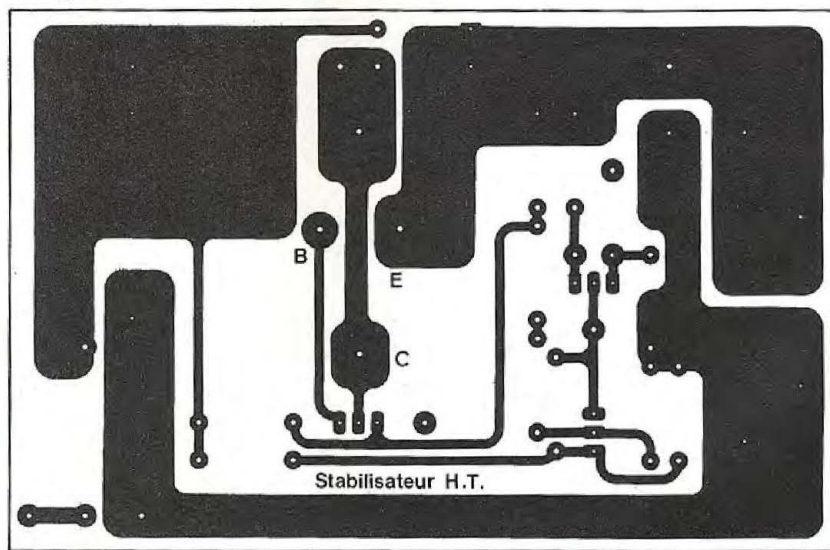
stable qui est déterminé par les diodes zénères $D4$ et $D7$ reliées en série. Elles sont polarisées à partir de $R2$.

Le transistor $T3$ est polarisé par $D7$ et $D5$, $D5$ étant alimentée par la résistance $R3$. Ces deux zénères fixent donc les tensions «collecteur» et «émetteur» de $T3$.

La base du transistor de commande $T3$ est reliée à un pont résistif variable, de part la présence de $P1$. Son action permet ainsi d'obtenir une tension stabilisée variable aux bornes de $C2$ et $C3$ en fonction de la position de son curseur.

$P1$ applique une fraction de U_s sur la base de $T3$.

Figure 2



EFFICACITÉ ET FAIBLE COÛT

LE CIRCUIT

Une surface d'époxy de 73 x 112 mm permet de regrouper tous les composants de cette stabilisation H.T.

La figure 2 donne le tracé des pistes cuivrées à l'échelle 1 afin de vous en faciliter la reproduction si vous ne faites pas appel à notre «Service circuits imprimés».

Aucune difficulté n'est à signaler dans la gravure de ce circuit, vu le peu de liaisons à effectuer.

LE MODULE

Le plan de câblage de la figure 3, associé à la nomenclature, doit vous garantir le succès dès la première mise sous tension.

Le condensateur non polarisé C3 est soudé côté pistes.

Vous noterez que nous avons prévu pour P1 la possibilité de souder un ajustable standard 1 tour ou, pour obtenir une variation plus souple de U_s , un multitours vertical.

Le transistor «ballast» T1 bien qu'étant encapsulé dans un boîtier métallique T03 est plaqué contre un petit dissipateur. Celui-ci tiédit après des heures de fonctionnement avec les deux ECL86.

Les transistors T2 et T3 en boîtiers T0220 étant surdimensionnés, ils ne chauffent pas.

Il n'en est pas de même pour la résistance bobinée R1, bien qu'étant un modèle 7 W. Il faut donc la surélever du C.I. lors de son soudage, d'environ 3 mm.

Bernard Duval

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances $\pm 5\%$ - 1/2 W

R2 : 100 k Ω
R3 : 680 k Ω
R4 : 1 M Ω
R5 : 82 k Ω
R1 : bobinée 7 W / 2,2 k Ω

D5 : zéner 24 V / 1,3 W
D7 : zéner 150 V / 1,3 W

- Condensateurs

C1 : 1,5 μ F / 400 V
C2 : 33 μ F / 450 V axiale
C3 : 0,47 μ F / 400 V

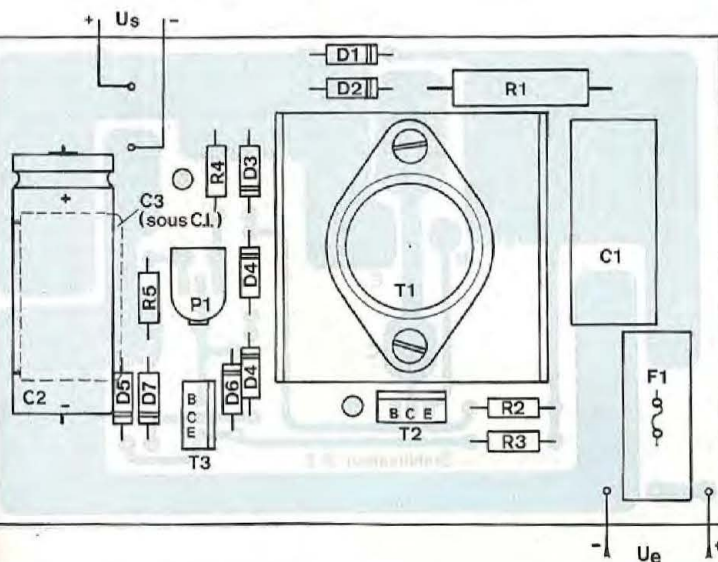
- Semiconducteurs

T1 : BU326A
T2-T3 : BUT11
D1, D3, D6 : 1N4007
D2 : zéner 180 V / 1,3 W
D4 : zéner 180 V / 1,3 W
+ 75 V / 1,3 W

- Divers

P1 : 47 k Ω
1 dissipateur pour T03
1 porte fusible C.I. avec fusible 150 mA

Figure 3



6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
(près de TOULOUSE)

☎ : 05 61 07 55 77
Fax : 05 61 86 61 89

LA QUALITÉ AÉRONAUTIQUE MILITAIRE ET SPATIALE AU SERVICE DE L'AUDIOPHILE

TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

faible induction 1 Tesla - capoté - primaire 220/230 V avec écran

LED N°	Secondaires	Poids	Prix TTC
136-140	2x225 V-2x6,3 V	4,0 kg	500 Frs
138	2x300 V-2x6,3 V	2,8 kg	350 Frs
142	PRÉAMPLI TUBES circuits «C»	1,2 kg	520 Frs
143-145	2x230/240 V-12 V	4,6 kg	550 Frs
145	2x280 V-2x6,3 V	2,8 kg	350 Frs
146	2x380-2x6,3 V-5 V	6,0 kg	580 Frs
147-148	PRÉAMPLI TUBES circuits «C»	1,0 kg	490 Frs
149	ALIM. H.T. / Préampli tubes 2x300 V + 6,3 V	1,0 kg	490 Frs

TRANSFORMATEUR DE SORTIE

LED N°	Impédance Prim	Impédance Sec	PU	Poids	Prix TTC
136	4 000 Ω	4/8/16 Ω	40 W	2,8 kg	480 Frs
138	5 000 Ω	4/8/16 Ω		1,2 kg	225 Frs
140	1 250 Ω	4/8 Ω	20 W	2,8 kg	520 Frs
143	2 000 Ω	4/8 Ω	60 W	4,0 kg	560 Frs
146	625 Ω	4/8 Ω	40 W	4,8 kg	580 Frs
Solo 145	7 000 Ω	8 Ω + 1 sortie		1,1 kg	590 Frs

8-100-300-600 Ω Ampli chaîne et casque, cuve moulée en «C»
+ 65 Frs par sortie supplémentaire

146	6 600 Ω	4/8 Ω		2,9 kg	610 Frs
146	seif 10H, tôle	330 Frs	circuit C		290 Frs

MONO-LAMPE : 30 W en «C» 300B cuve moulée
voir photo sur Nouvelle Revue du Son n°203 Déc. 96 page 4

1 300 Frs

AUTRES TRANSFO. ET SELFS : nous consulter LAMPES

ECC83	Prix Unit :	60 Frs	ECC82	Prix Unit :	60 Frs
EF 86	Prix Unit :	140 Frs	ECC81	Prix Unit :	65 Frs
ECL86	Prix Unit :	75 Frs	ECF82	Prix Unit :	70 Frs
GZ32	Prix Unit :	100 Frs	EZ80	Prix Unit :	53 Frs
EZ81	Prix Unit :	85 Frs			

LAMPES APPAIRÉES (prix par 2)

EL34	Prix :	265 Frs	EL84	Prix :	110 Frs
KT88	Prix :	550 Frs	6550	Prix :	670 Frs

Câble HP 2x2,5 mm² multibrins transparent, désoufflé Prix/m : 13,80 Frs
CONDITIONS de VENTE : Règlement par chèque joint à la commande.
PORT : 78 Frs le premier transfo, 25 Frs en plus par transfo supplémentaires.
LAMPES : de 1 à 4 : 38 Frs et de 5 à 10 : 58 Frs
Câble HP : 38 Frs pour 10 m ; 48 Frs pour 20 m (valable en FRANCE métropolitaine)

AVEC LE TDA7294 **RÉALISEZ UN BLOC DE PUISSANCE** **MULTICANAUX COMPACT** **À PARTIR D'UNE BATTERIE DE 12 V** **BOOSTER AUTOMOBILE** **AMPLIFICATEUR DE SONORISATION**

Après avoir utilisé le TDA 7294 en modes mono ou ponté dans le n°139 de Led puis dans un système hybride à lampes, (décrit dans le précédent numéro), nous vous proposons de découvrir ce même TDA 7294 en amplificateur pour automobile de forte puissance et/ou en sonorisation de plein air sur batterie 12 V. Mis sur le marché il y a deux ans par la société SGS Thomson, ce circuit intégré aux caractéristiques très intéressantes a déjà trouvé sa place dans de nombreuses applications industrielles. Les plus connues sont les amplis BF pour téléviseurs haut de gamme, les amplis Hi-Fi, pour Home Cinéma... et aujourd'hui pour nos lecteurs une version d'ampli-automobile multicanaux.

L'idée de départ nous est venue après la réalisation d'une étude personnelle d'une alimentation à découpage très compacte, destinée à réguler un moteur diesel. Vu les excellentes performances obtenues avec cette structure, nous avons fait le

rapprochement avec le TDA7294 qui, associé à ce type d'alimentation permettrait de concevoir un bloc de forte puissance dans un encombrement des plus restreint. De plus, nous pouvons garantir une excellente fiabilité de l'appareil grâce aux circuits internes de l'ampl. de puissance qui offrent une protection contre

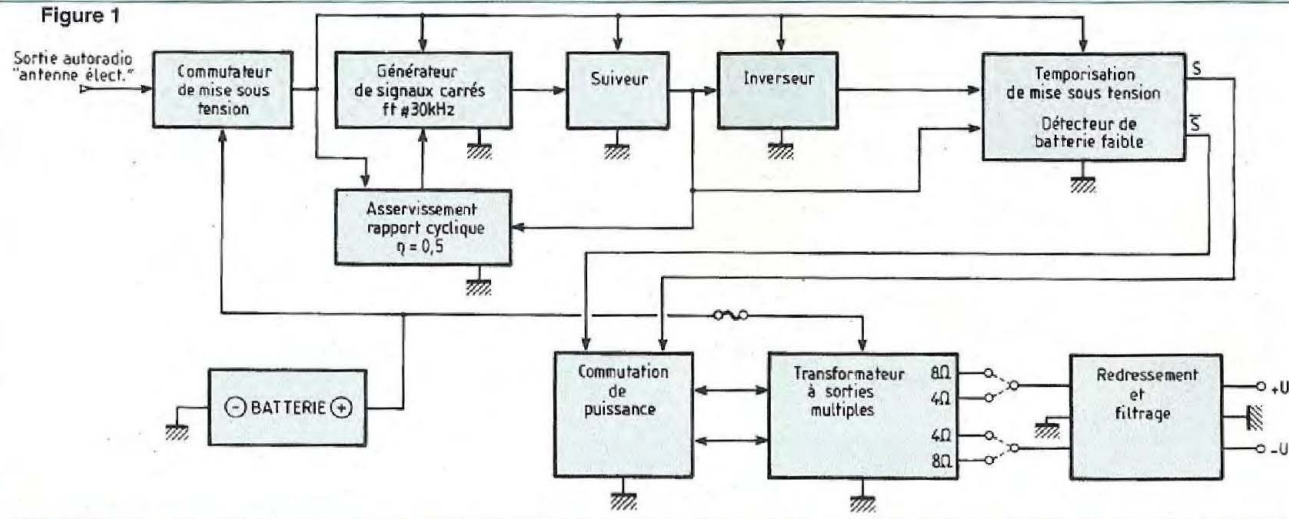
les courts-circuits en sortie H.P. et une autre contre les emballements thermiques au delà de 145°C.

Ajouté à cela, avec un muting qui élimine tout bruit intempestif à la mise «en» et «hors» service, il ne reste plus rien à dire si ce n'est «bravo» SGS Thomson.

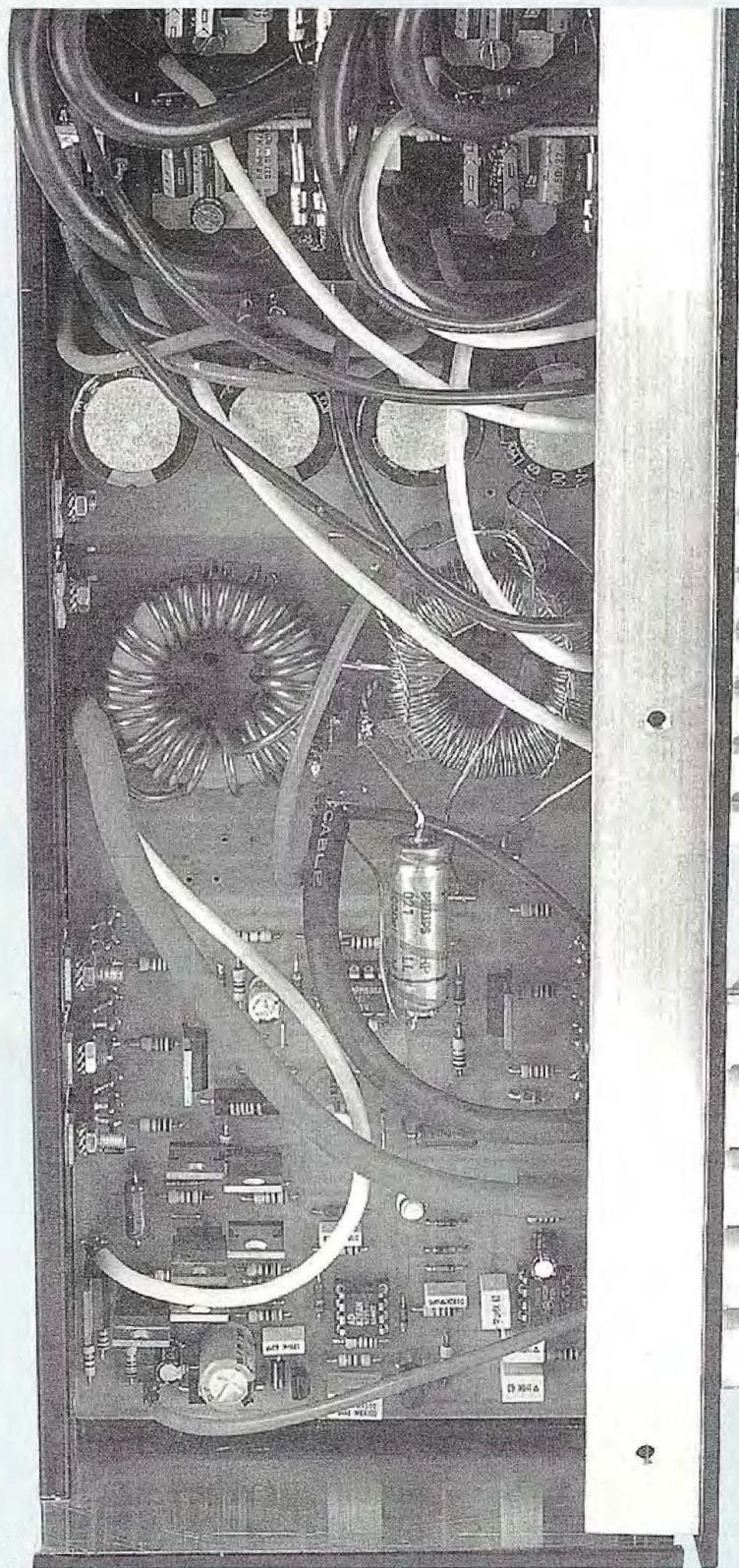
L'ALIMENTATION

Grande nouveauté de cette étude, elle est du type à découpage moyenne fréquence. Comme nous allons le constater au long de ce descriptif, la compacité de l'alimentation est très grande alors qu'elle offre des performances très poussées. A titre d'information, le premier transformateur que nous avons bobiné nous a délivré sans problème, et avant que nos appareils de commande ne «lâchent», une puissance active de 421 VA sur une surface de 40 mm de diamètre. Pas étonnant que les alimentations à découpage soient de plus en plus utilisées. Avec une progression de 5 % par an, elles atteignaient en France, en juin 1990, 80 % des alimentations d'équipements. A l'heure actuelle, il devient de plus en plus facile de concevoir ce type de structure car les performances et l'approvisionnement des composants électroniques se sont bien accrus, notamment au niveau des tores ferromagnétiques et des transistors de commutation MOS. Mais avant

Figure 1



UNE FORTE PUISSANCE SANS L'EDF



de poursuivre dans le détail, observons le schéma synoptique de la figure 1. Comme nous pouvons le constater, la mise sous tension se fait via la sortie «antenne électrique» de l'autoradio. De cette manière, on contrôle tout le système d'un seul coup. On remarque également la présence d'un asservissement de rapport cyclique $\eta = 0,5$ qui permet, comme nous le verrons plus loin, d'assurer un fonctionnement optimal du transformateur et des commutateurs de puissance. Le générateur de signaux quant à lui est du type à rampe avec remise en forme. Une fréquence de 30 kHz a été choisie car elle procure un bon rendement de l'alimentation, une forte puissance, ainsi que d'excellentes conditions de travail pour la partie «commutation». Pour ce qui est du suiveur et de l'inverseur, ceux-ci commandent l'étage final de puissance alternativement (un coup l'un, un coup l'autre) puisque le transformateur est doté d'un double enroulement primaire à point milieu, ce dont nous allons parler un peu plus loin. En ce qui concerne la fonction «temporisation de mise sous tension et détecteur de batterie faible», elle autorise ou non le passage des signaux issus du suiveur et de l'inverseur. Ainsi, lors de l'allumage de l'autoradio, on obtient un bon temps d'établissement des circuits oscillants et en même temps on préserve la batterie en empêchant ses plaques de se sulfater (cas d'une batterie ou plomb pour une tension inférieure ou égale à 10,8 V). Bien évidemment, le fonctionnement de l'appareil reste parfait du début à la fin. Enfin, pour finir, un dernier étage redresse et filtre les secondaires du transformateur par l'intermédiaire de diodes ultrarapides et de condensateurs à haute capacité en courant.

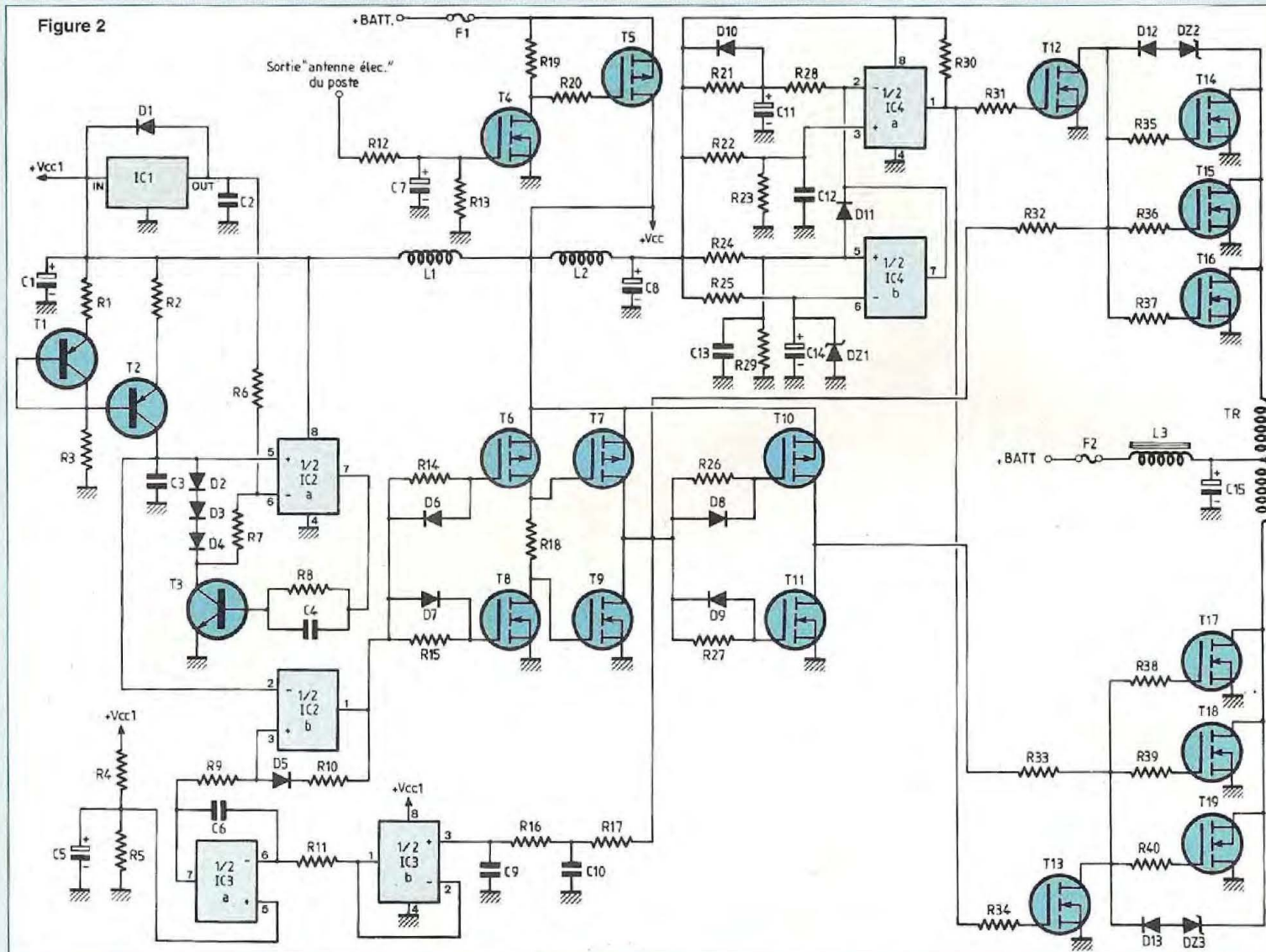
Une première analyse globale est faite sur cette alimentation de «course»

LA STRUCTURE

Pour l'approfondir, nous allons maintenant nous reporter au schéma structurel

4 x 75 Weff À PARTIR D'UN ACCUMULATEUR DE 12 V

Figure 2



de la figure 2. Si on commence par le commutateur de « mise en marche », on voit qu'il se compose de R12, R13, R19, R20, C7, T4 et T5. Lorsque l'autoradio est « allumé », on dispose sur la sortie « antenne électrique » d'un potentiel de + 12 V, qui entre sur un réseau R12-C7 chargé d'éliminer les éventuels parasites issus de cette ligne et qui pourraient perturber T4. Donc, dans ces conditions, T4 se retrouve saturé (car son V_{GS} est largement supérieur à 4 V). Le drain de T4 étant à 0 V, T5 sature également et on obtient en +Vcc la ddp de la batterie. Comme T5 a un R_{DS} (on) de 0,3 Ω et qu'il

passé 12 A, la perte entre drain et source est négligeable face aux courants demandés. Pour éviter tout risque d'acrochage, on a placé la résistance R20 (obligatoire lorsque l'on utilise du MOSFET). Le générateur de signaux carrés est alimenté quant à lui au travers d'une cellule L1-C1 qui absorbe tout les pics de commutation qui peuvent être générés par la structure globale.

Avec une fréquence de coupure

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1.C1}} \approx 2770 \text{ Hz}$$

et une pente de 40 dB/décade (filtre

d'ordre 2) le 30 kHz se retrouve donc atténué de plus de 40 dB, ce qui est parfait. La rampe du signal est réalisée grâce à R1, R2, R3, C3, T1 et T2. Un générateur de courant est bâti autour de R1, R2, R3, T1 et T2. La tension de seuil de T2 est compensée par T1 qui est monté en « diode ». De plus, comme ces deux transistors sont identiques, on a $U_{R2} \approx U_{R1}$, permettant ainsi une commande aisée du courant généré et ce, sur une large plage de températures. Ainsi donc, C3 se charge linéairement sous le courant constant I_C de T2, et ce jusqu'à une certaine valeur à laquelle intervient

UNE FORTE PUISSANCE SANS L'EDF

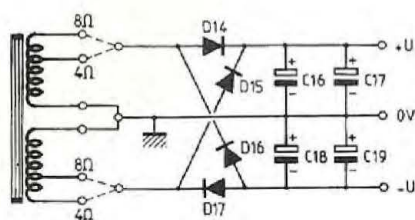
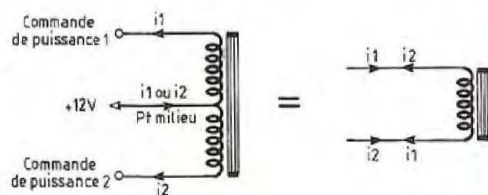


Figure 3



alors 1/2 IC2a. En fait, 1/2 IC2a est un amplificateur opérationnel monté en comparateur (il n'y a aucune contre réaction). On a opté pour cette solution car l'AOP utilisé possède un fort slew-rate de 350 V/ μ s et un courant de sortie élevé, ce qui assure un temps de réponse très faible du système. Si C3 se charge, cela implique que T3, D2, D3 et D4 sont bloqués (circuits ouverts partout). Ceci étant, on a en v^- le potentiel de sortie du régulateur IC1, soit 8 V. Lorsque U_{c3} atteint cette valeur fatidique, la sortie 7 de IC2 bascule en un temps «éclair» à V_{sat} , saturant ainsi T3 qui décharge quasi ins-

tantanément C3 jusqu'à la somme des trois tensions de seuil de D2, D3 et D4, soit à peu près 1,8 V. R7 étant mise à la masse, on se retrouve avec une ddp en v^- (entrée 6) de 2 V, ce qui implique que quand U_{c3} passe au dessous de cette limite, la sortie 7 de IC2 repasse à l'état bas. A noter la présence de C4 qui a pour effet de diminuer le temps de commutation de T3 par accumulation très rapide des charges sur la base de ce dernier. A part cela, on a volontairement choisi des tensions de seuil de 2 et 8 V pour ne pas être gêné par les tensions de déchets de IC2, et pour assurer une parfaite régulation de IC1, même avec une batterie chargée à 10 V (ce qui n'est jamais le cas).

La décharge étant presque instantanée (de l'ordre de quelques nanosecondes) et la charge durant 33 μ s, on obtient bien un signal en dents de scie dont la fréquence est de 30 kHz. Pour ce qui est de la remise en forme, celle-ci est assurée par IC2b qui compare $u_{c3}(t)$ avec le potentiel issu de l'asservissement (pour lequel nous allons bientôt voir le fonctionnement). La sortie finale du générateur (S1 de IC2b) est ensuite envoyée au suiveur constitué de R14, R15, R18, D6, D7, T6, T7, T8 et T9. Ce système, un peu particulier, est équipé d'un dispositif «d'anti court-circuit par conduction simultanée des transistors» (ouh la !). En effet, il est systématique de rencontrer des problèmes lorsque l'on veut réaliser un push-pull monté en sources communes avec des temps de commutation relativement faibles. Il suffit que le temps de montée (ou de descente) soit un peu plus long que prévu pour que les transistors «cliquent» où pour qu'ils s'échauffent fortement à cause d'une conduction simultanée de ceux-ci, aussi faible soit-elle. De plus, cette nuisance amène de terribles parasites dans la ligne d'alimentation.

C'est pour cette raison que nous avons introduit un dispositif qui décommute déjà le transistor en action avant de saturer l'autre. Ceci a été rendu possible par la présence de R14, R15, R18, D6, D7, T6

et T7. Regardons ce qui se passe lorsque v_1 IC2b passe de l'état 0 à l'état 1. Au niveau 0 logique établi, T6 est saturé et T8 bloqué. Au moment où cela change, T8 conduit presque instantanément par D7 alors que le V_{gs} de T6 diminue progressivement sous R14, ce qui signifie qu'à t_0 , T6 et T8 conduisent tous les deux. Bien évidemment, cela n'a aucune incidence car on a inséré entre les deux drains une résistance de limitation en courant. A cet instant on observe que T7 et T9 se trouvent de se fait bloqués. Ensuite, et après quelques nanosecondes, V_{gs} T6 s'annule, T6 se bloque et R18 tire la grille de T7 au niveau bas, le saturant alors. L'analyse reste la même pour le passage d'un état haut à un état bas de v_1 IC2b car à ce moment t_1 , T6 et T8 sont passants, donc T7 et T9 se mettent en saturation. De cette manière, on peut obtenir des fréquences de travail élevées avec des temps de montée ne dépassant pas les 40 ns, soit 0,04 μ s.

Comme on peut l'observer, le signal de sortie de ce suiveur (drains de T7 et T9) est d'une part injecté au commutateur de puissance 1 (composé de R32, R35, R36, R37, D12, D22, T14, T15 et T16), via R32. Il se retrouve également à l'entrée d'un double filtre R17-C10 et R16-C9 monté en cascade, et qui extrait la valeur moyenne du carré à 30 kHz (là, on est entré dans l'asservissement du rapport cyclique !). Ceci est rendu possible car la fréquence de coupure de ces deux cellules est très basse, de l'ordre de 16 Hz. Avec une pente d'atténuation de 40 dB/décade, il ne reste plus, aux bornes de C9, qu'une composante continue proportionnelle au rapport cyclique du suiveur. Rappelons à ce titre que l'on obtient la valeur moyenne d'un carré en multipliant ce rapport η ($T_{on}/T_{on} + T_{off}$) par l'amplitude du signal, qui est ici de $+V_{cc}$, soit 12 V environ. Pour ce qui est de U_{c9} , on l'envoie à l'entrée d'un buffer (v^- IC3b) qui permet de ne pas fausser la mesure du filtre, et ce grâce à une impédance d'entrée très élevée, de l'ordre de 1000 M Ω (entrée FET). Vient ensuite le

4 x 75 Weff À PARTIR D'UN ACCUMULATEUR DE 12 V

cœur de l'asservissement, bâti autour de R4, R5, R11, C5, C6 et IC3a. Cet intégrateur corrige automatiquement l'erreur de rapport cyclique en comparant l'image de celui-ci (valeur moyenne) à une ddp de référence, déterminée par R4 et R5, C5 servant de découplage. En effet, un rapport cyclique $n = 0,5$ implique une valeur moyenne de $V_{CC}/2$, ce qui impose que $R4 = R5$. En fonction de cela, on peut parfaitement voir que si $\eta < 0,5$, v_1 IC3b $< V_{CC}/2$ donc v_7 IC3a diminue jusqu'à avoir $\eta = 0,5$. Si cette structure peut paraître un peu complexe, elle n'est pas du tout exagérée car d'autres méthodes, infructueuses ont été essayées. Un NE555 monté en astable n'est pas assez stable dans le temps et en fonction de la température.

Le rapport cyclique bouge de quelques dixièmes, ce qui est suffisant pour déstabiliser le transformateur. Dans notre cas, il n'y a pas de soucis à se faire, car tout est corrigé automatiquement et très rapidement. Après le suiveur vient l'inverseur, constitué de R26, R27, D8, D9, T10 et T11. Comme on peut le remarquer, T10 et T11 sont montés en source commune, ce qui n'est pas dangereux dans le cas présent, car l'étage aval a des temps de montée très courts. De plus, la décommutation est quasi-instantanée, grâce à la présence de D8 et D9, alors que la saturation tient compte de R26 et R27 associées aux capacités de grilles de T10 et T11. Enfin, suiveur comme inverseur sont tous deux surdimensionnés pour pouvoir driver énergiquement les commutateurs de puissance qui, comme on peut le constater maintenant, sont excités alternativement (un coup l'un, un coup l'autre). Ceci est bien évidemment indispensable pour piloter le transformateur. Cette méthode a été retenue afin de minimiser la partie puissance. En effet, un enroulement primaire simple nous aurait imposé, pour fonctionner correctement, de faire une structure en pont au niveau des commutateurs, ce qui bien sûr aurait doublé le nombre des transistors, tout en multipliant par deux les pertes, sans par-

ler du surcoût et de la complexité accrue de la logique de commande.

Dans notre cas, le fait d'utiliser un primaire à point milieu permet d'arriver au même résultat qu'avec un montage en pont. Effectivement, si on se réfère au schéma de la figure 3 où est représenté l'enroulement primaire de notre transformateur, on voit parfaitement que le sens de circulation des deux courants i_1 et i_2 s'oppose en fonction du commutateur sélectionné. De ce fait on obtient un circuit magnétique dont le champ varie en même temps que le courant circulant dans la bobine du primaire. En contrepartie, cette technique demande un équilibrage parfait des enroulements, ce qui complique quelque peu la réalisation du transformateur. D'autre part, comme vous l'aviez certainement compris depuis un moment, les fameux commutateurs de puissance sont assurés par T14, T15, T16 pour l'un et T17, T18 et T19 pour l'autre. Chacun d'eux peut tenir 150 A (3x50 A) en continu et ils possèdent une très faible résistance série de 9,3 m Ω (0,0093 Ω). Là, on peut dire que l'on a déployé la grosse cavalerie... à petit prix. En ce qui concerne les diodes D12-DZ2 et D13-DZ3, elles permettent d'écarter le signal des primaires lors des changements d'état. Malheureusement, un transformateur est avant tout constitué de bobines qui ont bien évidemment un effet selfique, qui s'oppose toujours aux variations de courants. Ces phénomènes transitoires qui apparaissent sous la forme de pics pouvant atteindre la centaine de volts sont absorbés par les commutateurs eux-mêmes. Ils se voient saturés un court instant par les diodes zénères qui se mettent à conduire lorsqu'un pic dépasse environ 28 V. On élimine ainsi les perturbations dues aux rayonnements électromagnétiques tout en protégeant les transistors de puissance qui ne tolèrent guère plus de 50 V en V_{DS} .

Le redressement est assuré par quatre grosses diodes (D14, D15, D16, D17) en boîtiers T0220, qui présentent des temps de recouvrement de 50 ns (ce qui est

excellent pour la commutation) et des tenues en courant de 12 A/600 V, ce qui est parfait pour notre application.

Le stockage de l'énergie est réalisé par quatre capacités (C16, C17, C18, C19) de 4700 μ F/40 V. Bien que surdimensionnées par rapport à la fréquence de travail, il est important de pouvoir compter sur d'importants courants. Pour en finir avec cette analyse structurelle, nous allons maintenant passer à la fonction «Temporisation de mise sous tension et détecteur de batterie faible», bâtie autour de R21, R22, R23, R24, R25, R28, R29, R30, R31, R34, C11, C12, C13, C14, D10, D11, DZ1, T12, T13 et IC4 (ouf !). La temporisation, utile à la mise sous tension, agit comme suit : C11, initialement à 0 V, se charge sous $+V_{CC}$, à travers R21. Au moment où U_{C11} atteint la valeur du pont atténuateur formé par R22-R23 (soit $U_{R23} \approx 8$ V pour $V_{CC} = 12$ V) la sortie 1 de IC4 passe de l'état logique 1 à l'état logique 0 (car v^- devient supérieure à v^+). De ce fait, les transistors T12 et T13, au départ saturés, se retrouvent bloqués. Les signaux issus du suiveur et de l'inverseur peuvent donc parvenir jusqu'aux commutateurs de puissance. Ce temps de temporisation, de 5 secondes environ, est suffisant pour assurer une bonne stabilité des structures oscillantes après mise sous tension.

La décharge rapide de C11 est garantie par D10. En effet, si on veut que la structure fonctionne correctement à tout moment, même en rallumant l'appareil juste après l'avoir éteint, il faut que U_{C11} chute tout de suite après l'extinction. Pour la détection de «batterie faible», on la réalise en comparant l'image de la ddp $+V_{CC}$ par rapport à une valeur de référence, fixée par DZ1. $+V_{CC}$ passe dans un pont R24-R29 qui affiche le potentiel U_{DZ1} lorsque $+V_{CC} \approx 10,8$ V. Dans ce cas, v^- devient inférieur à v^+ , ce qui fait basculer la sortie 7 de IC4 à 0 V. Par conséquent, v^- IC4a = 0 V ce qui fait que v_1 IC4a passe à l'état haut, T12 et T13 saturant et le système se bloque. De plus, avec la présence de D11, on conserve

UNE FORTE PUISSANCE SANS L'EDF

Figure 4

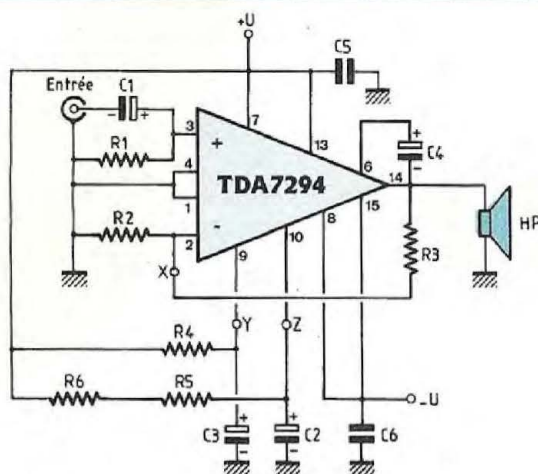
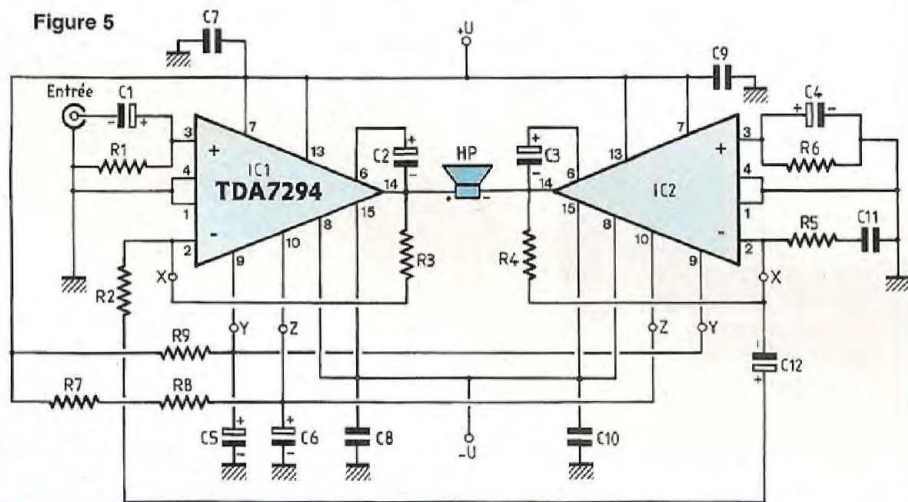


Figure 5



cet état jusqu'à l'arrêt de l'appareil par l'utilisateur, ce qui évite toute remise en route intempestive et non justifiée.

Terminons cette étude par le filtre L2-C8 qui élimine tous les parasites internes au module au dessus de 159 Hz, afin de ne pas perturber l'efficacité de cette dernière structure précommentée.

N'oublions pas non plus la très grande utilité de L3-C15 qui, en dehors de l'anti-parasitage, permet de protéger avantageusement les transistors de puissance T14 à T19 lors de la mise sous tension en freinant le courant de charge dévastateur.

L'AMPLIFICATION

Assurée par les, maintenant, célèbres TDA7294, elle devient ultra compacte. Le

schéma type d'application est proposé en figure 4 pour une version simple.

Le signal de modulation entre sur l'entrée non inverseuse via une capacité de liaison C1 qui bloque le continu.

La fréquence de coupure est déterminée par le réseau R1-C1 et vaut

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1.C1}} \approx 0,72 \text{ Hz}$$

L'impédance d'entrée dynamique est pratiquement celle de R1, celle du TDA7294 étant très grande ($\geq 100 \text{ k}\Omega$), ce qui nous ramène à $Z_e \approx 10 \text{ k}\Omega$. Pour ce qui est du coefficient d'amplification, celui-ci est déterminé par R2 et R3 et vaut :

$$A_v = 1 + \frac{R3}{R2}$$

soit dans notre cas 32 ($R3 = 22 \text{ k}\Omega$ et $R2 = 680 \Omega$), ce qui donne une bonne sensibilité d'entrée.

La fonction «muting» n'est utilisée qu'à la mise sous tension afin d'éviter le classique «cloc», tandis que le stand-by ne nous semble pas utile pour ce type d'application (tout bon autoradio d'aujourd'hui possède une telle entrée, peut-être plus connue sous le nom de téléphone).

UNE VERSION PONTÉE

Le TDA7294 se comportant très bien en mode ponté, nous avons prévu de pouvoir réaliser les deux versions à partir du même circuit. Le schéma type est donné en figure 5. Comme on peut le constater la structure est auto-déphasée. La sortie HP devient flottante. Pour les composants utilisés, il n'y a que peu de différences par rapport à une version simple mis à part le réseau R5-R11 qui élimine tout problème d'accrochages HF. L'amplification passe de 32 à 64, ce qui est tout à fait normal. Toutefois, si on souhaite faire un système triphonique avec des voies équilibrées (amplification identique), il faut ramener R3 et R4 à $11 \text{ k}\Omega$ au lieu de $22 \text{ k}\Omega$.

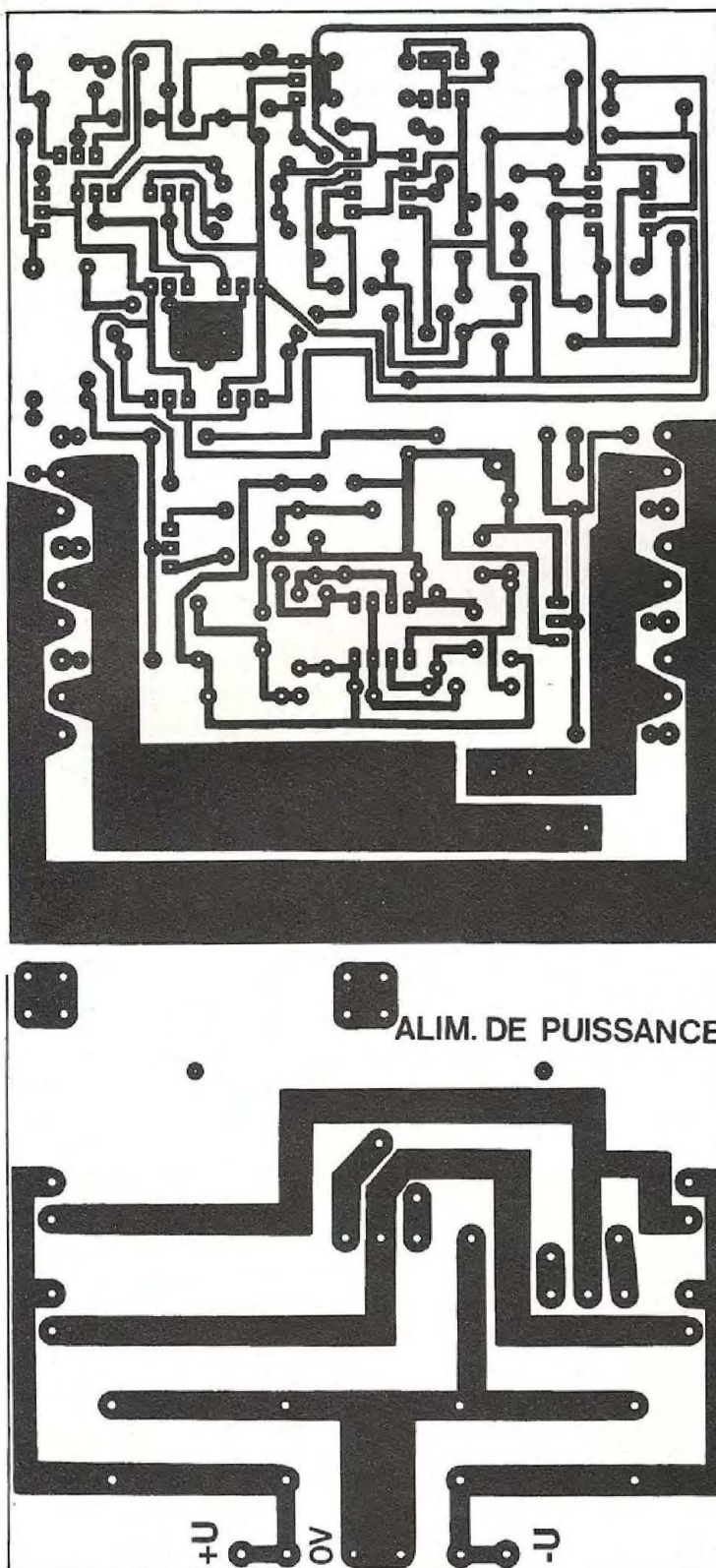
RÉALISATION DE L'APPAREIL

LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Au nombre de cinq (une alimentation pour quatre blocs amplificateurs), ils font l'objet des figures 6 et 7 et ne présentent pas de difficultés particulières. Pour les perçages, commencer au foret de $\varnothing 0,8 \text{ mm}$ pour tous les trous, puis continuer à $\varnothing 1 \text{ mm}$ pour les selfs axiales, les diodes zeners de 30 V, la 1N4007, les transistors et diodes en boîtiers T0220 (sauf pour les six transistors de puissance), les deux résistances bobinées $10 \Omega/3 \text{ W}$ et enfin les deux capacités de $1000 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ radiales. Pour les picots ronds à souder et les cosses «poignard», percer à $\varnothing 1,3 \text{ mm}$ alors que les condensateurs de $4700 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ nécessitent, eux, des perçages à $\varnothing 1,6 \text{ mm}$.

4 x 75 Weff À PARTIR D'UN ACCUMULATEUR DE 12 V

Figure 6



NOMENCLATURE

ALIMENTATION

- Résistances couche métallique 1 %
- 1/2 W

R4-R5 : 4,75 k Ω

R6 : 6,04 k Ω

R7 : 1,96 k Ω

- Résistances couche métal 5 %
- 1/2 W

R35 à R40 : 10 Ω

R18 : 47 Ω

R1 : 110 Ω

R14, R15, R24, R26, R27 : 470 Ω

R9, R12, R20, R29, R31, R34 : 1 k Ω

R2, R30 : 1,5 k Ω

R3, R19, R22 : 4,7 k Ω

R8, R11, R16, R17, R23, R25, R28 : 10 k Ω

R13, R21 : 100 k Ω

R10 : 1 M Ω

- Résistances bobinées 3 W

R32, R33 : 10 Ω

- Selfs axiales «Série SM»

L1 : 3,3 μ H

L2 : 1 mH

- Condensateurs

C3 : 1 nF LCC

C4 : 10 nF LCC

C2 : 100 nF LCC

C6, C9, C10 : 1 μ F LCC

C12, C13 : 2,2 μ F céramique

C5, C7 : 10 μ F / 16 V radial

C11, C14 : 100 μ F / 16 V radial

C1, C8 : 1000 μ F / 16 V radial

C15 : 4700 μ F / 16 V axial

C16 à C19 : 4700 μ F / 40 V - SNAP.EYSO7

- Semiconducteurs

D1 : 1N4007

D2 à D13 : 1N4148

D14 à D17 : BYT12Pi 1000

DZ1 : 6,8 V / 0,5 W

DZ2, DZ3 : 30 V / 1,3 W

T1, T2 : PN2907

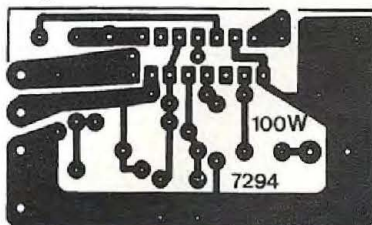
T3 : 2N2369A

T4 : BS170

T5 à T10 : IRF9530 (ou 9630)

UNE FORTE PUISSANCE SANS L'EDF

Figure 7



DES COMPOSANTS

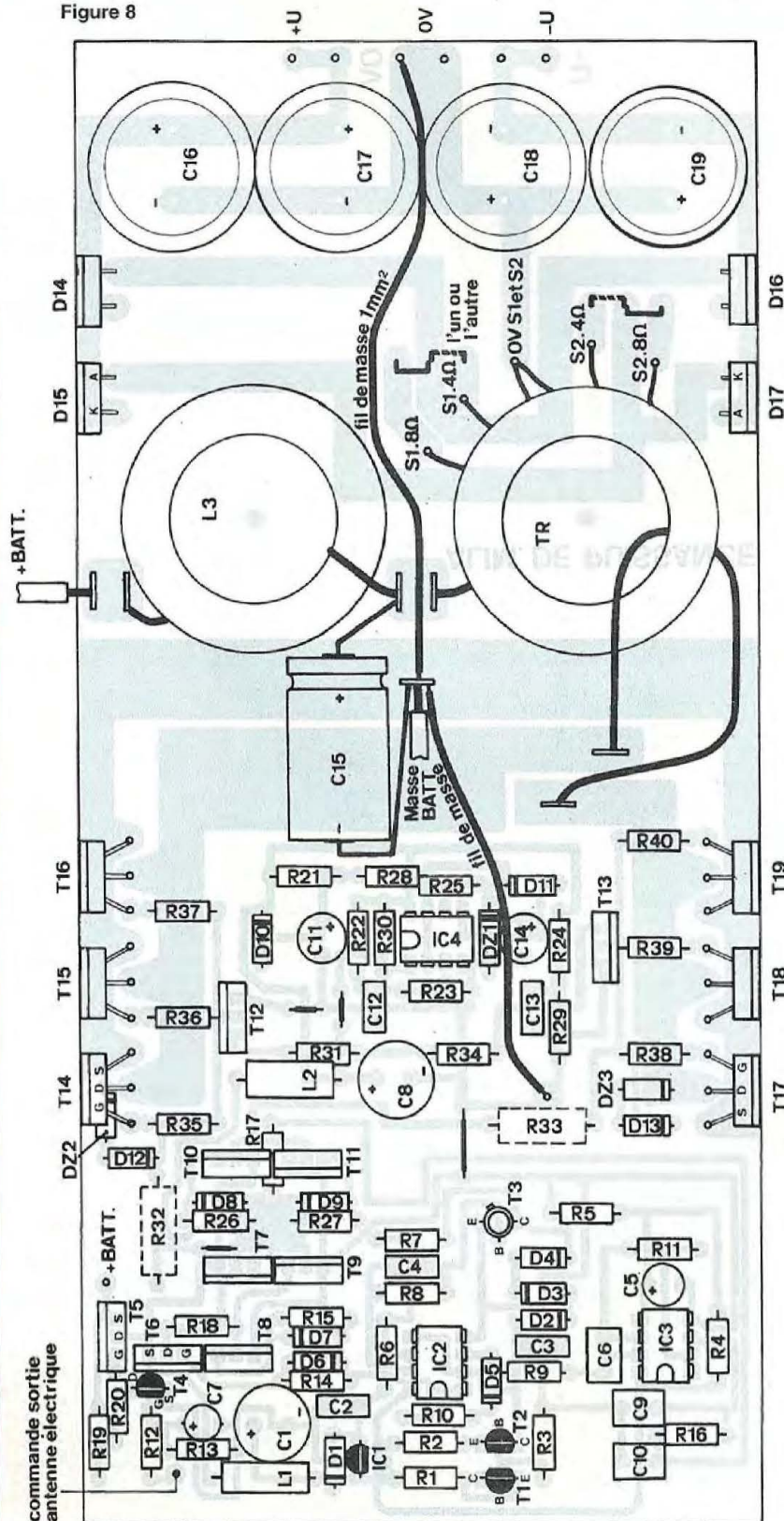
T8, T9, T11, T12, T13 : IRF530
T14 à T19 : IRFZ40
IC1 : 78L08
IC2 : AD826 AN
IC3 : LF412 CN
IC4 : LM393 N

Self L3 + transformateur TR disponibles pour la somme de 260,00 F (port compris) auprès de M. Sylvain Duval/LED, Hameau de Fleury, 17 rue des Sablons, 77540 Courpalay

DIVERS

1 dissipateur X 117
10 micas TO220
4 micas TO3 (pour les TDA7294)
14 canons courts
18 picots ronds à souder (pour les IRFZ40)
36 cosses «poignard»
1 lot de cosses à souder 6,35 (dispo chez Radiospares) code 117-7274
3 supports «tulipe» 8 broches
2 tores ferrite 3C85 Philips (dispo chez Selectronic) $\varnothing$ 36 mm
2 m de fil de cuivre émaillé $\varnothing$ 2 mm
2 m de fil de cuivre émaillé $\varnothing$ 1 mm
10 m de fil de cuivre émaillé $\varnothing$ 63/100
10 vis «tête fraisée» 3x15 mm
4 vis «tête plate» 3x10 mm
14 rondelles «éventail» $\varnothing$ 3 mm
10 écrous pour visserie de 3
50 cm de gaine thermo $\varnothing$ 4 mm (pour recouvrir les cosses poignards)
Câble silicone 1 mm² rouge, bleu, noir, jaune (1 m de chaque)
1 domino 50 A (5 plots attachés)
2 dominos 25 A (2x6 plots attachés)
23 vis «tête fraisée» avec écrous et rondelles freins
2 vis «tête plate» 4x30 mm (fixation domino 50 A)
4 vis «tête plate» 3x25 mm (fixation domino 25 A)
2 plaques alu 306 x 60 x 3 mm
2 plaques alu 114 x 75 x 3 mm
1 plaque alu 306 x 114 x 3 mm
1 équerre en alu de 20 x 20 x 2 mm (1 m) (plaques et équerre dispo. chez WEBER Métaux 9 rue de Poitou, 75003 Paris)
4 Cinch châssis téflon (2 rouges + 2 noires)

Figure 8



4 x 75 Weff À PARTIR D'UN ACCUMULATEUR DE 12 V

Figure 9

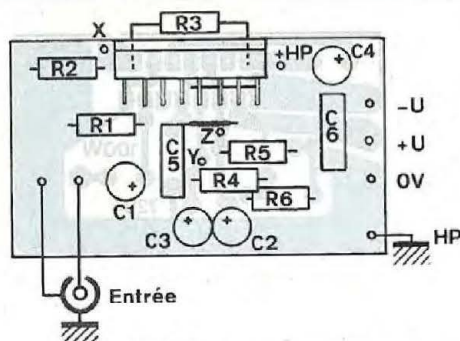


Figure 11

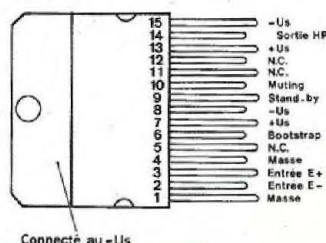
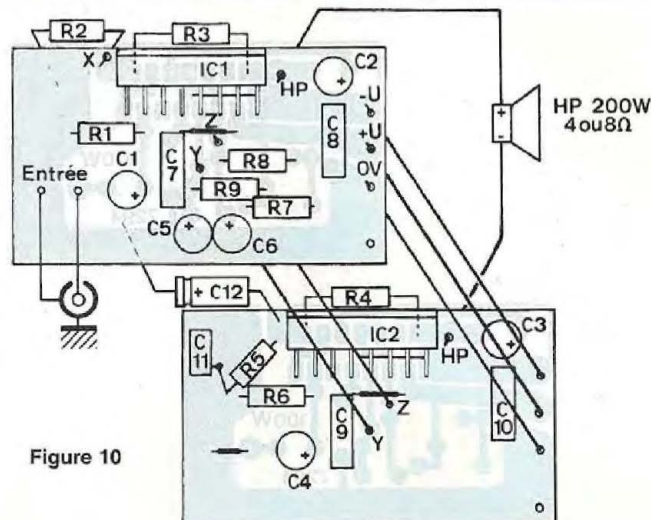


Figure 10



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLI SIMPLE

(pour 1 exemplaire)

- Résistances couche métal

± 5 % - 1/2 W

R2 : 680 Ω

R5 : 10 kΩ

R1, R3, R4 : 22 kΩ

R6 : 33 kΩ

- Condensateurs

C5, C6 : 100 nF (pas 7,5 mm)

C1 : 10 μF / 16 V radial

C2, C3, C4 : 22 μF / 16 V radial

- Semiconducteur

IC1 : TDA7294

AMPLI PONTE

(pour 1 exemplaire)

- Résistances couche métal

± 5 % - 1/2 W

R2, R5 : 680 Ω

R8 : 10 kΩ

R1, R6, R9 : 22 kΩ

R3, R4 : 11 kΩ (ou 22 kΩ voir texte)

R7 : 33 kΩ

- Condensateurs

C11 : 1 nF LCC

C7 à C10 : 100 nF (au pas de 7,5 mm)

C1, C4 : 10 μF / 16 V radial

C12 : 10 μF / 16 V axial

C2, C3, C5, C6 : 22 μF / 16 V radial

- Semiconducteurs

IC1, IC2 : TDA7294

Pour le TDA7294, ø 1 mm est un bon diamètre. Il est nécessaire, même si le circuit est déjà étamé, de renforcer les larges pistes du circuit d'alimentation au niveau des transistors de puissance IRFZ40. Il suffit simplement de chauffer le cuivre au fer à souder et d'y faire fondre une bonne couche d'étain. De cette manière, les capacités en courant de cette partie du circuit n'auront plus rien à craindre.

COMMENT SE PROCURER

OU RÉALISER LE

TRANSFORMATEUR ET LA SELF

Pièce maîtresse de cette alimentation, elle nécessite beaucoup de soins et de la

patience pour la réaliser. Il n'est pas évident de bobiner quelques centaines de spires pour le secondaire du transformateur avec un fil de cuivre de 0,63 mm² qui cisaille les doigts, pas plus qu'il n'est facile d'équilibrer les primaires avec du cuivre de ø 1 mm. De même pour la self L3 réalisée avec du fil de 2 mm de diamètre et pour laquelle il faut presque une pince à cintrer.

Conscient que cette étape peut devenir un réel handicap pour un bon nombre de lecteurs, l'auteur, spécialement équipé, se propose de réaliser pour les personnes intéressées self et transformateur de manière à ce que tout l'intérêt porté à cette réalisation de qualité ne soit pas

altéré. Ceci dit, pour les plus téméraires, nous allons indiquer la méthode de réalisation du transformateur. Les tores utilisés sont en ferrite 3C85 et présentent un diamètre extérieur de ø 36 mm.

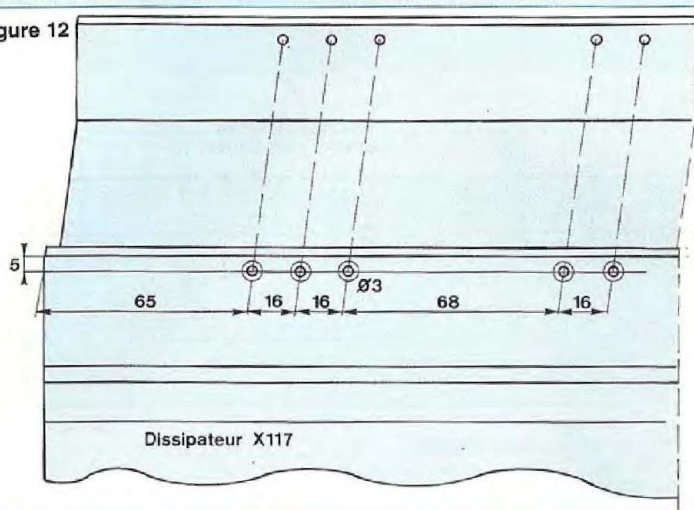
Pour la self, bobiner 30 spires avec du fil de cuivre de 3,14 mm² (ø 2 mm) de manière à ce qu'elles soient jointives et bien appliquées sur la périphérie du tore.

Une mise en garde en ce qui concerne

les ferrites. Celles-ci sont sensibles aux chocs et la moindre fêlure empêchera tout fonctionnement de l'élément considéré. Pour le transformateur, commencer bien sûr par bobiner les primaires. Pour cela utiliser du cuivre de ø 1 mm de diamètre, avec lequel on effectue les 15 pre-

UNE FORTE PUISSANCE SANS L'EDF

Figure 12



mières spires qui doivent être jointives mais non collées. A cette étape on doit arriver à la moitié du tore. De là faire sortir 3 cm de fil sans le couper et effectuer 15 autres boucles. Les deux extrémités des primaires doivent se trouver l'une en face de l'autre. Il est essentiel que tout le bobinage soit bien plaqué contre le tore pour que le flux soit maximal.

Faire attention également à ce que les parties entrantes et sortantes soient placées de la même façon, symétriquement, sinon on pourrait considérer qu'il y a 1/2 spire en plus, ce qui déséquilibrerait le primaire. Pour cette partie du transformateur, il n'y a pas de marquage particulier car on sait que le point milieu va au +BATT, via la self.

Pour ce qui est du premier secondaire, on procède comme suit.

Le départ de ce dernier doit se faire devant les deux cosses poignard «0 V» (voir le plan de câblage de la figure 8. On bobine 35 spires avec du fil de cuivre de $\varnothing$ 0,63 mm de diamètre (attention, ça coupe) de manière à ce qu'elles soient jointives et qu'elles recouvrent le bobinage du primaire. En effet, il est indispensable de réaliser un excellent couplage afin de minimiser les inductances de fuite qui créent des surtensions. Faire dépasser environ 7 cm de fil sans le couper puis terminer par 15 autres tours. Le fil d'arrivée (comme celui de départ) doit présenter une longueur de 7 cm, tandis que l'on fait repasser celui-ci dans la dernière

boucle de telle sorte que le bobinage ne se défasse pas !

Pour la numérotation, on commence le secondaire par S1 0 V. La première sortie se nomme S1 4 Ω tandis que l'extrémité finale est appelée S1 8 Ω . Pour le deuxième secondaire, réaliser le symétrique du premier, c'est-à-dire que l'on commence par bobiner 15 spires (départ face à la cosse S2 8 Ω). Tirer 7 cm de fil, et continuer par les 35 autres spires.

Les repères sont cette fois-ci différents car le fil de départ est appelé S2 8 Ω , tandis que l'intermédiaire est S2 4 Ω , pour finir à l'autre bout par S2 0V.

Le départ de tout enroulement à réaliser doit se faire de l'intérieur du tore, et de gauche à droite pour l'évolution de celui-ci. Le transformateur et la self étant prêts, il ne reste plus qu'à câbler tous les modules.

LE CÂBLAGE

Les mises en place des composants sur les circuits vous sont communiquées aux figures 8 pour l'alimentation, 9 pour le bloc ampli TDA7294 simple, et 10 pour le pontage de deux canaux. On commence toujours par insérer les plus petits composants pour finir par les plus gros. Pour le moment, on ne s'occupe pas des 6 transistors de puissance IRFZ40 qui seront câblés lors de la fixation du circuit. L'assemblage ne doit pas en principe poser de problème en se référant aux divers plans de câblage, associés aux

nomenclatures. Il ne faut pas oublier de souder, aux cartes amplificatrices, les résistances R3 dont les queues se trouvent reliées aux bornes 2 et 14 (voir figure 11 pour le brochage) des TDA7294, côté pistes. Enfin, et pour ne pas avoir une surprise désagréable lors d'une future mise sous tension (qui est le non fonctionnement) il est indispensable de couper la broche 11 du TDA7294 de manière à ce qu'elle ne dépasse pas du circuit, côté cuivre. Lors du câblage de cette puce, veiller à ce que la semelle métallique de celle-ci soit bien perpendiculaire au module et qu'elle dépasse légèrement pour assurer un bon contact avec le dissipateur.

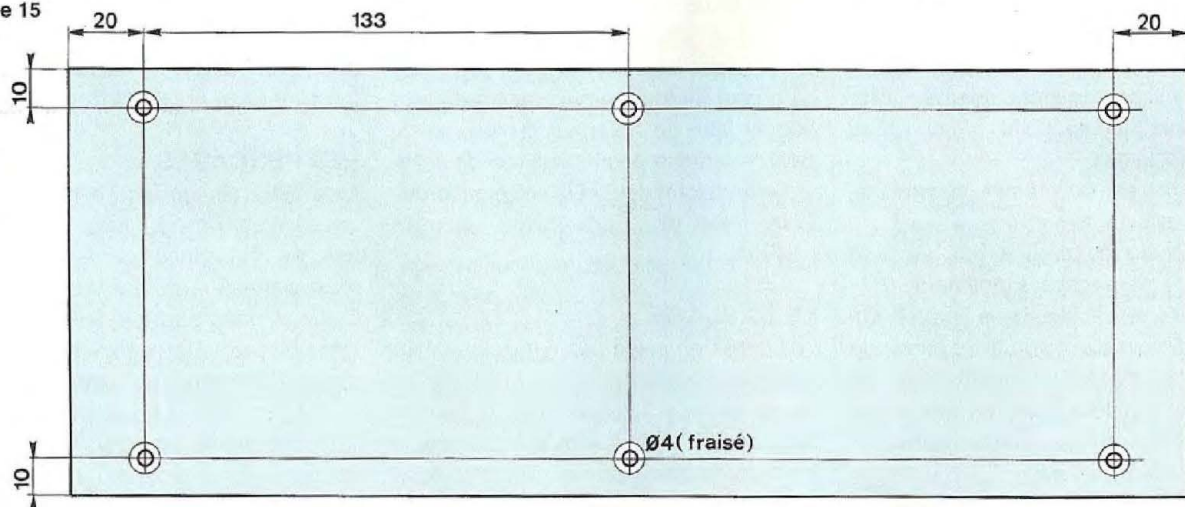
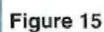
LE DISSIPATEUR

Il est déjà connu de nos services (pas de police !) pour avoir équipé «Le Monstre», amplificateur de très forte puissance développant 2x350 Weff (Led N° 140-141-142). Portant la référence X117, il s'avère très pratique à utiliser puisque toute l'électronique est logée à l'intérieur de la semelle. De ce fait, on obtient un bloc très puissant et surtout ultra-compact. Son pouvoir de dissipation est parfait pour notre application.

LES PERÇAGES

Le circuit d'alimentation est fixé en suspension par l'intermédiaire des 6 transistors de puissance et des diodes de redressement. Les TDA7294 sont quant à eux plaqués contre le fond. Pour commencer, percer les deux côtés du dissipateur en s'aidant du plan de perçages de la figure 12. Ce travail terminé, placer le circuit d'alimentation contre la semelle du dissipateur pour évaluer la place qu'il prend. Installer ensuite les quatre cartes amplificatrices (deux rangées de deux) comme le montrent les photos qui accompagnent cet article puis repérer au critérium les trous pour les fixations des TDA7294. On enlève ensuite le tout et on poinçonne les marquages précédemment effectués.

Figure 13



quatre capacités de 4700 μ F/40 V dépassent. Pour remédier à cela, et pour pouvoir fermer «la boîte», nous avons vissé des plaques d'aluminium qui servent en quelque sorte de prolongements de la semelle du X117. Découpées à nos cotes

UNE FORTE PUISSANCE SANS L'EDF

Figure 16

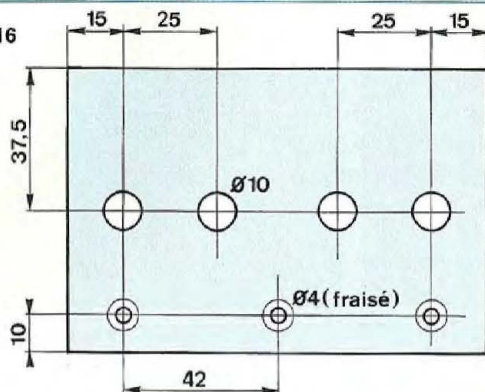
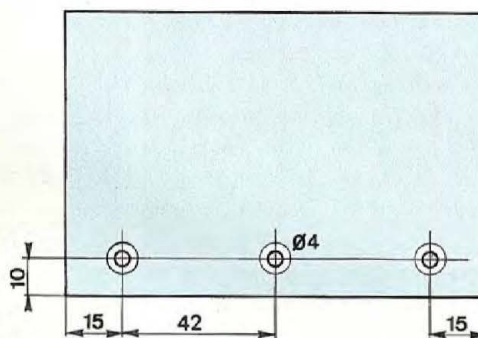


Figure 17



chez Weber métaux, dont vous trouverez les coordonnées dans la nomenclature, elles ont les dimensions suivantes :

- plaques fixées sur les côtés gauche et droit (sur les « rails ») : 306 x 60 x 3 mm
- plaque du dessous : 306 x 114 x 3 mm
- plaques avant et arrière : 114 x 75 x 3 mm.

Pour assembler ces plaques, prévoir également une équerre de 20 x 20 x 2 x 1000 mm.

Ces ajouts indispensables qui permettent d'obtenir un appareil parfaitement fini, offrent une bonne robustesse mécanique ainsi qu'une agréable souplesse d'utilisation. Pour mener à bien cette étape du montage, nous vous donnons la méthode qui a été employée. Usiner une des plaques de 306 x 60 mm, comme indiqué en figure 13, mais attention pas de n'importe quelle façon. Tout d'abord il faut effectuer les tracés au crayon et mettre un coup de poinçon pour repérer les forages. Couper une longueur d'équerre de 297 mm. Percer ensuite les 5 trous fraisés (à Ø4 mm) tout d'abord à Ø1,5 mm. Placer l'équerre sur la face opposée et l'aligner par rapport au trait tiré précédemment, comme l'indique le plan de perçages. On peut, par l'intermédiaire des trous de Ø1,5 mm, faire des repères au critérium sur l'équerre et percer également à Ø1,5 mm, après avoir poinçonné. Agrandir les 4 trous à Ø4 mm et fixer l'équerre.

Installer la plaque munie de son équerre contre l'un des côtés du dissipateur en

vérifiant que les deux extrémités débordent également de chaque côté de 3 mm. Les repérages au crayon étant faits sur le dissipateur, les poinçonner et les percer dans un premier temps à Ø1,5 mm.

Pour le second perçage, on a le choix entre deux méthodes : percer à Ø3,5 mm pour tarauder ensuite à Ø4 mm, ou alors percer à Ø4 mm pour fixer avec un système vis + écrou. Il devient alors possible de faire tous les autres trous.

Démonter l'équerre pour ébavurer les trous avec un foret de plus grand diamètre.

Nous allons pouvoir passer maintenant au flasque opposé qui, bien que moins complexe à travailler, est représenté en figure 14. Les méthodes de repérages, de perçages, etc...pour l'équerre et le dissipateur restent les mêmes que précédemment. On poursuit avec le fond du coffret (plaque de 306 x 144 x 3 mm) dont le plan de perçages est donné en figure 15. Les flasques (munis de leurs équerres) étant montés sur le dissipateur, poser la dernière plaque percée contre les deux équerres qui seront forcées à Ø3,5 mm puis taraudées à Ø4 mm selon les repères faits par les trous de fixation. Pour terminer cette partie mécanique, il ne reste plus qu'à fixer les faces avant et arrière. Les usiner comme l'indiquent les figures 16 et 17, en n'oubliant pas de préparer aussi le dissipateur pour les trous de fixation (en bas).

Enlever les plaques pour loger l'électronique.

INTERCONNEXIONS

Avant d'entrer dans les détails, précisons une chose. Des lecteurs l'ont sans doute remarqué, il y a une petite différence entre la maquette prototype et le circuit proposé. Il n'y a pas de quoi s'affoler (bien au contraire). Le module photographié est équipé de deux trimmers alors qu'ils ont disparu sur le circuit publié. Pour une question de commodité, il était pour nous beaucoup plus facile de faire varier les valeurs des résistances avec un tourne-vis que d'en changer x fois pendant les essais. La fréquence de travail et le rapport cyclique ayant été optimisés, nous avons donc remplacé les trimmers par leurs équivalences résistives mesurées à l'ohmmètre.

Nous allons nous intéresser maintenant au câblage des différents circuits entre eux. Pour commencer, occupons-nous des 6 transistors de puissance IRFZ40.

Mettre de la graisse au silicone sur les deux résistances bobinées R32 et R33 (situées côté pistes) et placer le circuit de telle façon que les picots ronds à souder soient positionnés face aux trous de fixations des IRFZ40.

Les résistances étant plaquées contre le dissipateur, équilibrer l'écart radiateur/circuit avec des câbles en papier (par exemple). Plier à 90° les pattes des transistors et des diodes à 2 mm du bord des boîtiers. On peut alors fixer les boîtiers TO220 sur les « rails » du refroidisseur, en

4 x 75 Weff À PARTIR D'UN ACCUMULATEUR DE 12 V

veillant à ce qu'ils soient parfaitement isolés (voir la figure 18).

Souder leurs pattes aux picots du module en ne lésinant pas sur la soudure. Pour les amplificateurs, limer un peu les angles des circuits, les bords du X117 étant ronds (ce qui peut gêner la bonne disposition de ceux-ci). L'isolement, effectué avec des micas pour TO3 (il n'en existe pas pour les boîtiers multiwatts) et des canons courts est obligatoire si on ne veut pas mettre l'alimentation en court-circuit (le -U est relié au boîtier). Il est indispensable de mettre de la graisse au silicone entre les divers boîtiers (tous confondus) et la semelle du dissipateur, afin de faciliter le transfert calorifique.

Lorsque tout ce petit monde est installé, il ne reste plus qu'à relier les modules amplis à l'alimentation via du fil au silicone de 1 mm² (rouge pour le +U, bleu pour le -U, noir pour le 0 V et jaune pour le +HP). On rappelle que pour les deux modules inférieurs (côté face avant), on se sert de queues de résistances (bobinées) pour connecter leurs lignes d'alimentation sur les circuits supérieurs.

Pour les liaisons HP, utiliser du câble de 1 mm² et de 20 cm de longueur environ. Pour la modulation (entrée du signal), le blindé est de rigueur. Le faire sortir de 10 bons centimètres. Il ne faut pas oublier de câbler le 0 V de sortie à la masse batterie. Pour les câbles de puissance de 8,5 mm², préparer le fil rouge d'une longueur de 20 cm (l'une des extrémités étant soudée sur la cosse 6,35 mm / +BATT, juste au dessus de la self L3).

Le fil noir fait 15 cm de longueur et est câblé sur la cosse 6,35 mm / 0 V. Pour le +BATT et l'entrée antenne électrique de la partie commande du module, prendre du fil de 1 mm² et de 15 cm de longueur. La préparation des divers fils étant faite, il ne reste plus qu'à les relier aux connecteurs (Cinch ou dominos) après avoir monté les flasques et les faces avant/arrière (équipés bien évidemment). Comme on peut le constater, tous les trous percés dans l'un des flasques servent aux passages des câbles de puis-

sance, de commande, et de sorties HP, ainsi qu'à la fixation des dominos (ils le sont à chaque extrémité). La réalisation de cet appareil touche à sa fin. Nous allons maintenant pouvoir passer à la mise sous tension, moment très attendu.

MISE SOUS TENSION

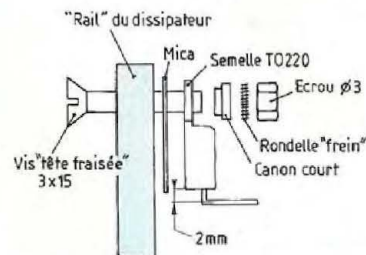
Moment crucial de toute réalisation, mais qui ne doit ici poser aucun problème, puisqu'il n'y a aucun réglage. Il vous faut une batterie correctement chargée, une source musicale quelconque et deux (ou quatre) haut-parleurs. Les câbles d'alimentation étant reliés, appliquer un +12 V (le {+} de la batterie) sur l'entrée «antenne électrique». Après une attente de 5 à 6 secondes, un petit crépitement doit se faire entendre dans le transformateur. Si tel n'était pas le cas, il faudrait vérifier l'état de sortie de la batterie. Pour les potentiels ±U, on doit obtenir environ ±40 V, selon le +BATT.

MESURES

Les mesures qui vont suivre ont été faites sur batterie seule et sur véhicule moteur tournant. Dans un premier temps, nous avons relevé, avec un accumulateur de 40 AH chargé à 12,05 V, une puissance de 4 x 60 Weff, les 4 canaux en service et sur des charges de 8 ou 4 Ω. Les chronogrammes que nous avons relevés sont exceptionnels. Le sinus à Pmax et à 1 kHz, visible sur l'oscillogramme A est parfait. Le carré observé à 1 kHz et au 3/4 de Pmax ne laisse apparaître aucune déformation (Osc B).

Le carré à 10 kHz et à la même puissance montre un temps de montée très rapide de 2 μs (Osc C), tandis que le 20 Hz est tout simplement «foudroyant (Osc D), surtout lorsque l'on sait qu'il est flashé au 3/4 de Pmax (bonjour la pression dans le grave). Pour terminer, on peut voir en (Osc E) le niveau de bruit en absence de modulation (calibre de l'oscilloscope sur 5 mV/Div), qui révèle en fait un rapport signal/bruit de 117 dB !!

Figure 18



La bande passante s'étend de 2 Hz à 50 kHz dans un couloir de 3 dB, ce qui est très large (même les chauves-souris pourront en profiter, puisqu'elles perçoivent les sons jusqu'à plus de 30 kHz).

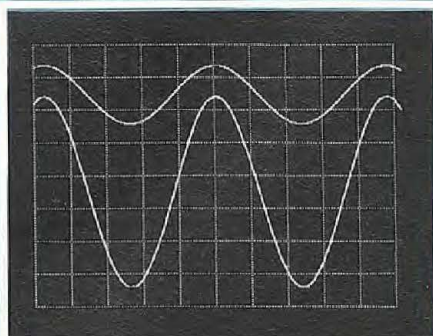
Sur véhicule, avec moteur tournant, (+BATT à +13,5 V), les résultats se sont montrés tout aussi époustouffants, avec des puissances plus impressionnantes encore de 4 x 78 Weff.

Cet appareil se révélera dans la pratique insaturable. Il faut savoir que les puissances qu'affichent la plupart des amplis du commerce (du genre 4x120 W) ne sortent pas plus de 4 x 30 Weff en réalité et encore, bien souvent sur charges de 2 Ω ! Si vous voulez comparer, sachez que notre appareil délivre alors 4 x 300 W en puissance crête, c'est vrai !, mais ces chiffres prometteurs ne sont qu'un mensonge commercial. Il en est de même avec bien des haut-parleurs, alors méfiance, car la puissante réalisation que vous avez entre les mains risque d'être dévastatrice !

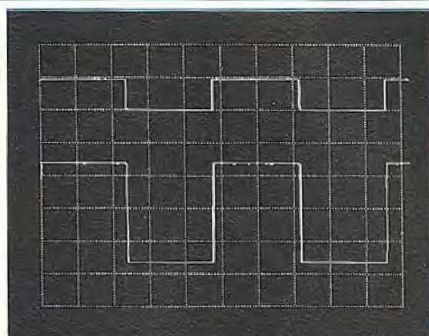
L'ÉCOUTE

Moment également très attendu, l'écoute s'est faite de deux manières. Une première fois en salon, la seconde en automobile. Dans le premier cas, l'écoute a permis de cerner toute la personnalité de l'appareil, les autres maillons étaient parfaitement connus. Ce qui nous a surpris tout d'abord ce fut la mise sous tension de l'appareil. Après les 5 secondes de temporisation, nous n'entendions toujours rien dans les haut-parleurs. Par acquis de conscience, nous avons lancé

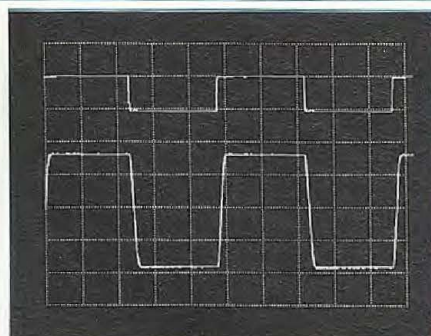
UNE FORTE PUISSANCE SANS L'EDF



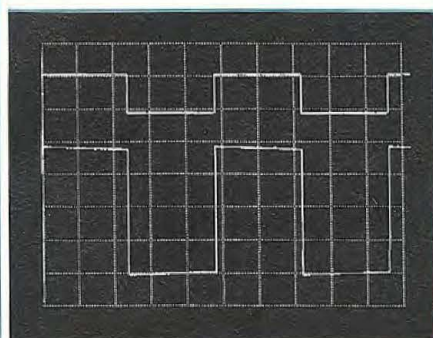
Osc A. Sinus à 1 kHz et à Pmax



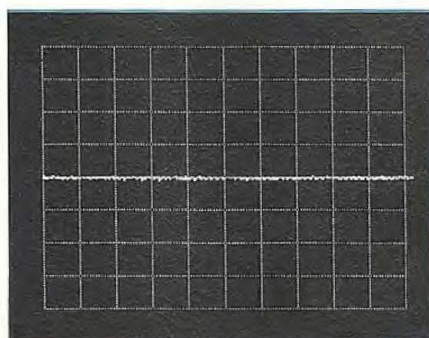
Osc B. Signal carré à 1 kHz



Osc C. Signal carré à 10 kHz



Osc D. Signal carré à 20 Hz



Osc E. Niveau du bruit !!

un premier CD. Là, comme par magie, la musique s'est faite entendre. Il est incroyable de constater un niveau de bruit aussi bas ! L'oreille collée contre la chambre de compression, malgré son rendement de 115 dB/1 W / 1 m, elle ne laisse percevoir qu'un très léger souffle. Bien entendu il n'y a aucune trace de 50 Hz (que l'on entend plus ou moins habituellement) puisqu'on travaille à une fréquence de 30 kHz. Dès les premières notes de musique, se fut la stupéfaction. La dynamique très importante n'a jamais été prise en défaut. La puissance du grave est impressionnante. Il fallait s'y attendre avec le carré observé à 20 Hz (Osc D). Pour le reste du spectre sonore, nous avons été tout aussi surpris, notamment par la douceur du médium et l'absence d'agressivité de l'aigu qui file très haut. Ceci, à l'évidence, est dû à la technologie Mos utilisée par SGS Thomson. L'écoute en voiture, fut un véritable plaisir. Comme prévu, les premiers instants d'écoute furent un régal. Nous avons

constaté une grande sensation de profondeur, comme si le volume de l'habitacle avait tout à coup augmenté. La pression acoustique est très forte, sans avoir à pousser le volume à fond ! (ce qui est impossible !). La réserve de puissance s'est parfaitement faite ressentir, la dynamique n'est jamais compressée. Les timbres sont retranscrits dans toute leur grandeur, il n'y a aucune lassitude ou fatigue d'écoute. Ça descend très bas, tout en montant très haut, sans agressivité, et dans la douceur totale.

LES DIVERSES APPLICATIONS

Du fait de sa polyvalence, cet amplificateur peut partout trouver sa place, c'est du très haut de gamme pour l'automobile. Sa réserve de puissance lui permet également de faire sans problème de la sonorisation en plein air en délivrant une pression acoustique impressionnante, à partir d'une simple batterie de 12 V.

L'appareil ponté peut délivrer 2 x 150 W efficaces avec des charges de 4 ou 8 Ω . Il permet, avec un accu de 40 AH, de tenir 4 heures, ce qui est très honorable. A puissance plus modérée, on peut espérer «tenir» plus de 6 heures avant la décharge totale de l'accumulateur. L'audiophile y trouvera également son compte, car l'alimentation proposée peut alimenter n'importe quels types d'amplificateurs à sorties symétriques fonctionnant en ± 40 V.

POUR CONCLURE

L'amplificateur proposé dans ce numéro associe robustesse, recherche approfondie et technologie de pointe en matière de haute fidélité intégrée. La disponibilité des transformateurs et selfs auprès de l'auteur (pour les lecteurs n'osant pas les bobiner eux-mêmes) rend cette réalisation accessible à tous. Il n'y a aucun réglage donc un succès assuré dès la première mise sous tension après avoir effectué une vérification rigoureuse des interconnexions.

Avec un prix de revient de l'ordre de 1400 F, cet amplificateur multicanaux de 4x75 Weff n'a pas d'égal dans le commerce.

Nous conseillons aux lecteurs d'associer ce bloc de puissance à de bons haut-parleurs, car nous parlons ici de vrais watts efficaces et non pas de puissance musicale ou de watts crête à crête.

Sylvain Duval

MICRO VARIATEUR ET SWITCH

En radiocommande de modèles électriques, il est rare que l'on utilise la souplesse qu'offre un vrai variateur. Le plus souvent, on met le moteur à fond ou on le coupe, il n'y a pas beaucoup d'utilisations à mi-régime.

Pourtant, cela aide, par exemple dans la précision des atterrissages d'un avion, pour la précision des trajectoires ou le réalisme des évolutions. On met un peu de «gaz» pour faire tourner l'hélice lentement. Elle peut même servir de frein, on la fait tourner alors moins vite que ne le demande la vitesse du modèle réduit.

Pour tous ceux qui n'utilisent pas ce genre de finesse, il est souhaitable d'avoir un interrupteur progressif. Voici donc un petit, tout petit et très simple montage qui est un vrai variateur. En avion, ce n'est pas grave de ne pas pouvoir inverser le sens de rotation du moteur !

Prix de revient : de l'ordre de 150 FF tout compris, avec les transistors, si vous faites de circuit imprimé !

FONCTIONNEMENT

Le schéma de la figure 1 met en évidence l'électronique utilisée.

(Graupner, je crois) prévoyez un petit montage en complément pour inverser le créneau.

Durant le créneau, un RC se charge à travers une résistance, à tension constante donc à courant constant. Vous pouvez régler cette durée, c'est un intégrateur primitif mais très efficace. Entre les créneaux, la décharge se fait à une vitesse donnée par l'équilibre du courant de charge par R1 et le courant de décharge par R2. On obtient un splendide triangle dont on va exploiter la forme (figure 2).

Quand le manche moteur est coupé, le créneau du récepteur est mini (1,2 ms), le courant de charge est insuffisant pour

porter la tension aux bornes de C3 au niveau de basculement de IC2A : le moteur reste coupé.

En poussant le manche, le créneau de commande augmente, ce qui augmente la durée de charge de C3 via R1. S'établit alors une tension moyenne qui s'ajoute au triangle. Quand la pointe du triangle de tension atteint à peu près la moitié de la tension d'alimentation, IC2A commence à basculer et T1 conduit.

Le moteur tourne à une vitesse donnée par la durée du créneau-triangle qui est au dessus du seuil de basculement (figure 3).

T3 est là pour actionner le frein : celui-ci court-circuite le moteur quand il ne tourne pas. Dès qu'il commence à tourner, il bloque le frein et stoppe le court-circuit.

C'est le rôle de IC2B, qui est réglé pour couper le frein au moindre créneau qui vient faire tourner le moteur. C'est fiable et absolument insensible aux parasites.

Le montage est BEC.

Vous retrouvez le bon vieux LM 2940 en alimentation régulée qui vous donnera du 5 V sans état d'âme pour votre récepteur.

Le système BEC est très simple mais très efficace et rigoureux. Si votre tension de batterie descend à moins de 4,8 V environ, le créneau d'entrée est quasiment

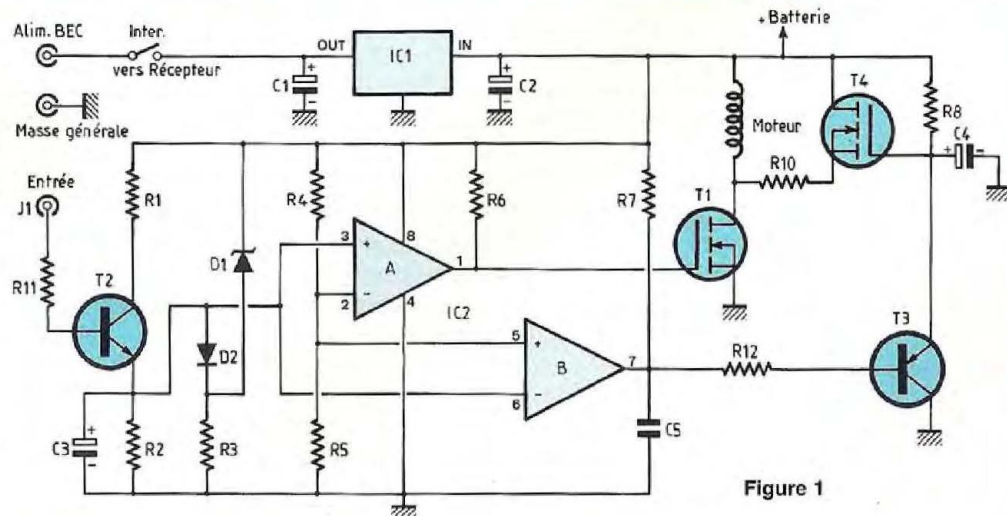
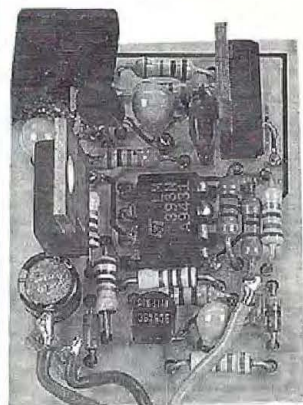


Figure 1

Figure 2

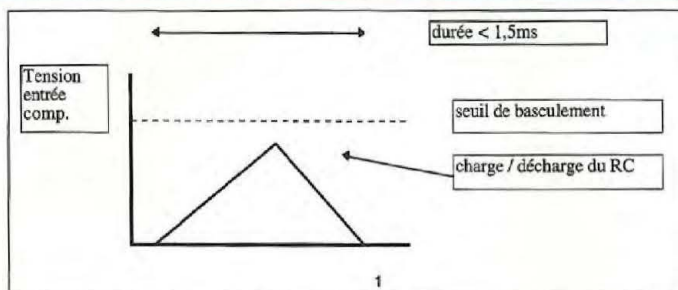


Figure 3

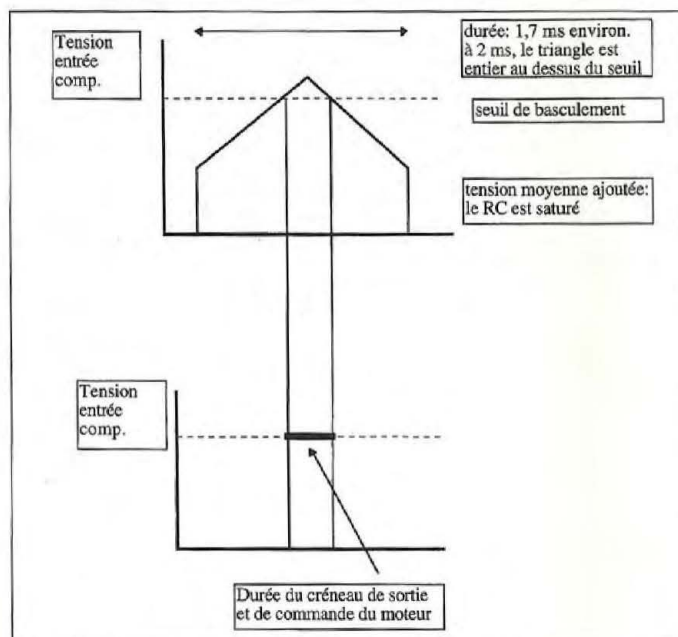


Figure 4a
côté pistes
cuivrées

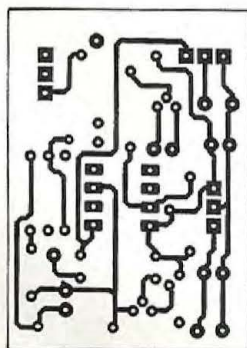
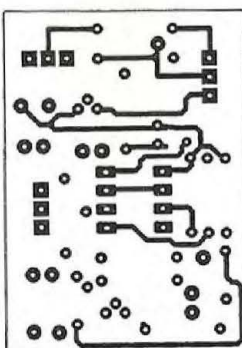


Figure 4b
côté composants



annulé et le moteur s'arrête. Quand vous le remarquerez, coupez le moteur au manche sinon cela va «pomper». Le BEC se débrayera quand vous aurez arrêté de tirer du courant sur la batterie avec le moteur, sa tension remontant alors. Le moteur se met en charge, la batterie

s'écroule de nouveau, le BEC bloque etc... : ça «pompe» ! Vous avez quand même une sécurité. Le MOSFET ne commute qu'à partir de 4,5 V environ, il se bloque spontanément en dessous. Vous aurez quand même ce qu'il faut pour alimenter le récepteur.

N'insistez pas car quand il va commencer à couper tout seul le moteur, c'est que la batterie est vraiment à plat.

Pour les MOSFETS, n'importe quel composant convient à condition qu'il puisse passer au moins 40 ampères continus avec une chute de tension à saturation de 0,03 V par ampère maximum (avec cette valeur, vous perdrez 0,6 V sous 20 A et le boîtier dissipera 12 W). Choisissez plutôt un MOSFET qui ne chute que de 0,015 V/A ou même moins si possible.

Je conseille infiniment l'IRLI 2203 qui passe 60 A avec des pointes à 400 A sous 50 V et avec seulement une chute de 7 milliohms par ampère !! Résultat : il ne chauffe pas. Son prix est très, très, raisonnable.

Si vous utilisez ce variateur (vu sa taille) pour le vol ultra-léger d'indoor, mettez deux BUZ 11 version CMS (allégée), cela suffira largement. Une version ultra légère de ce variateur peut concevoir avec des CMS, circuit de 2,5 x 2 cm... réservé aux électroniciens qui n'ont pas la tremblotte. Même schéma.

CIRCUIT IMPRIMÉ

Un petit circuit imprimé double face, pas particulièrement difficile à graver vous est proposé en figure 4.

Ce circuit suppose que vous utilisez des composants standards.

MONTAGE

Le schéma d'implantation des composants est proposé en figure 5.

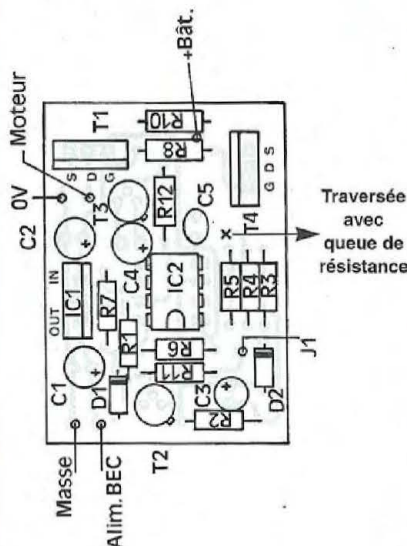
N'oubliez pas les traversées recto/verso. Certains composants se soudent donc des deux côtés, ceux dont les pattes servent de pont entre les deux faces.

Le reste des composants se soude sans problème.

Attention ! le MOSFET du frein est un canal N. Il est monté de façon à avoir sa Source reliée au Drain de l'IRLI2203. Ne l'inversez pas car il aurait sa diode de protection interne en sens passant et elle

MICRO VARIATEUR

Figure 5



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances $\pm 5\%$ 1/4 W

R1 : 2,2 k Ω
 R2 : 33 k Ω à éventuellement ajuster
 R3 : 470 Ω
 R4 : 8,2 k Ω
 R5 : 8,2 k Ω
 R6 : 2,7 k Ω
 R7 : 2,7 k Ω
 R8 : 47 k Ω
 R9 : non utilisée
 R10 : 2,2 Ω
 R11 : 10 k Ω
 R12 : 33 k Ω

C4 : 10 μ F / 25 V

C5 : 1 nF

- Semiconducteurs

T1 : NMOSFET, IRLI 2203 très vivement recommandé
 T4 : NMOSFET, BUZ 11 ou équivalent
 T2 : BC 107 ou équivalent
 T3 : PNP quelconque
 D1 : Zéner 3,3 V
 D2 : 1 N4148
 IC2 : LM393
 IC1 : LM 2940

- Condensateurs

C1 : 47 μ F / 10 V
 C2 : 47 μ F / 25 V
 C3 : 2,2 μ F tantale

- Divers

Prises : selon radio
 Boîtier : réf SL3 chez PERLOR RADIO
 01 42 36 65 50

claquerait très vite et le transistor avec ! Encore une fois, pas ou peu de réglages et cela marche du premier coup. Vérifiez à la loupe la qualité de vos soudures avant de brancher la batterie.

Pour vos essais, remplacez la bougie par une petite ampoule 12 V de voiture. Elle doit s'allumer quand votre manche de gaz est coupé et s'éteindre quand le moteur est «à fond». Si c'est l'inverse,

branchez l'entrée sur l'autre possibilité (J3 ou J1).

Bons vols.

Guillaume Tchekhov

LED VOUS INFORME...



National Semiconductor annonce un nouveau régulateur à découpage pour les alimentations de PC de bureau

Le LM2635 de National Semiconductor est un contrôleur de puissance entièrement compatible avec les dernières spécifications VRM (Voltage Regulator Module) d'Intel relatives aux convertisseurs de tension DC/DC. Il offre notam-

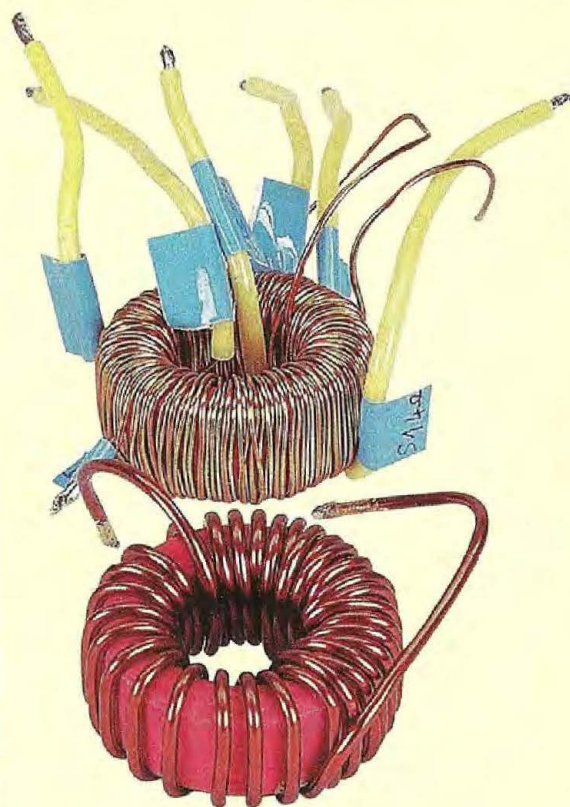
ment un temps de réponse transitoire aux variations de charge de 10 μ sec seulement, dans une application typique utilisant une self de 1,5 μ H. Cette vitesse de réaction est indispensable dans les applications utilisant les nouvelles générations de microprocesseurs.

Pour minimiser les phénomènes transitoires dus à d'importantes variations de charge, le LM2635 utilise deux comparateurs rapides associés à une architecture PWM (Pulse Width Modulation) en mode tension et à fréquence constante. Le régulateur intègre deux FET rapides, en technologie BiCMOS, pour commander les MOSFET-N de puissance externes. Il contient également une référence de tension de précision, accessible par d'autres régulateurs.

La tension de sortie peut être programmée par le CPU grâce à un convertisseur D/A 5 bits interne qui convertit le code reçu en une tension comprise entre 1,8V et 3,5V. La fréquence de fonctionnement est également réglable entre 50 kHz et 1 MHz, à l'aide d'une simple résistance externe. Le circuit est protégé contre les surcharges et les surtensions et fournit un signal de bon fonctionnement lorsque la tension de sortie est conforme aux spécifications.

Le LM2635 est déjà disponible en boîtier SOIC à 20 broches.

Fiche produit disponible sur le site Web de National Semiconductor :
<http://www.national.com/pf/LM/LM2635.html>



Transformateur et self
Éléments essentiels de
cette réalisation

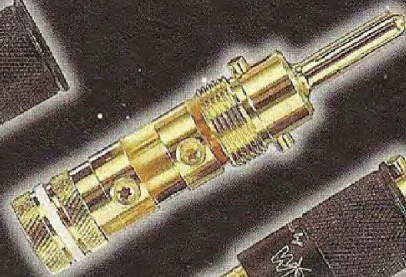
INTERCONNEXIONS

du
BOOSTER
4 x 75 Weff
avec
TDA7294

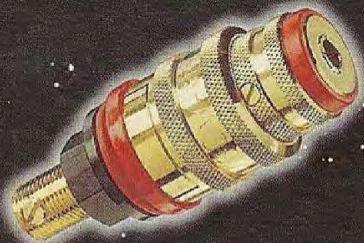
WBT®



WBT-0644 Banana plug
Fiche banane
52% de cuivre
3 couches d'or 24 carats



WBT-0700 Pole terminal
Fiche bornier
68% de cuivre
5 couches d'or 24 carats
(jusqu'à 400A d'intensité max.)



WBT-0108 Coaxial plug
Fiche coaxiale
68% de cuivre
5 couches d'or 24 carats
montage en sertissage
existe en version soudable



Qui
mieux que
BC Acoustique
pouvait
distribuer
les connexions
les plus célèbres
au monde ?

BC Acoustique

E N C E I N T E S H A U T E - F I D É L I T É

BP 306 - 94709 Maisons-Alfort Cedex - Tél. : 01 43 68 25 00

BC Acoustique distribue la gamme **WBT®** en France. Si l'aspect des produits **WBT®** a été imité, leur qualité reste inégalée ! Leur pourcentage de cuivre et leurs multiples couches d'or 24 carats ont décidé les plus grands constructeurs à adopter ces produits. Vous pouvez obtenir une documentation ou l'adresse des revendeurs **WBT®** sur simple demande.