ISSN 0753-7409

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 141

Led

EN SAVOIR PLUS : LES AMPLIFICATEURS

AUDIOFRÉQUENCE À TUBES / COURS N° 8

LE MONSTRE : AMPLIFICATEUR DE TRÈS

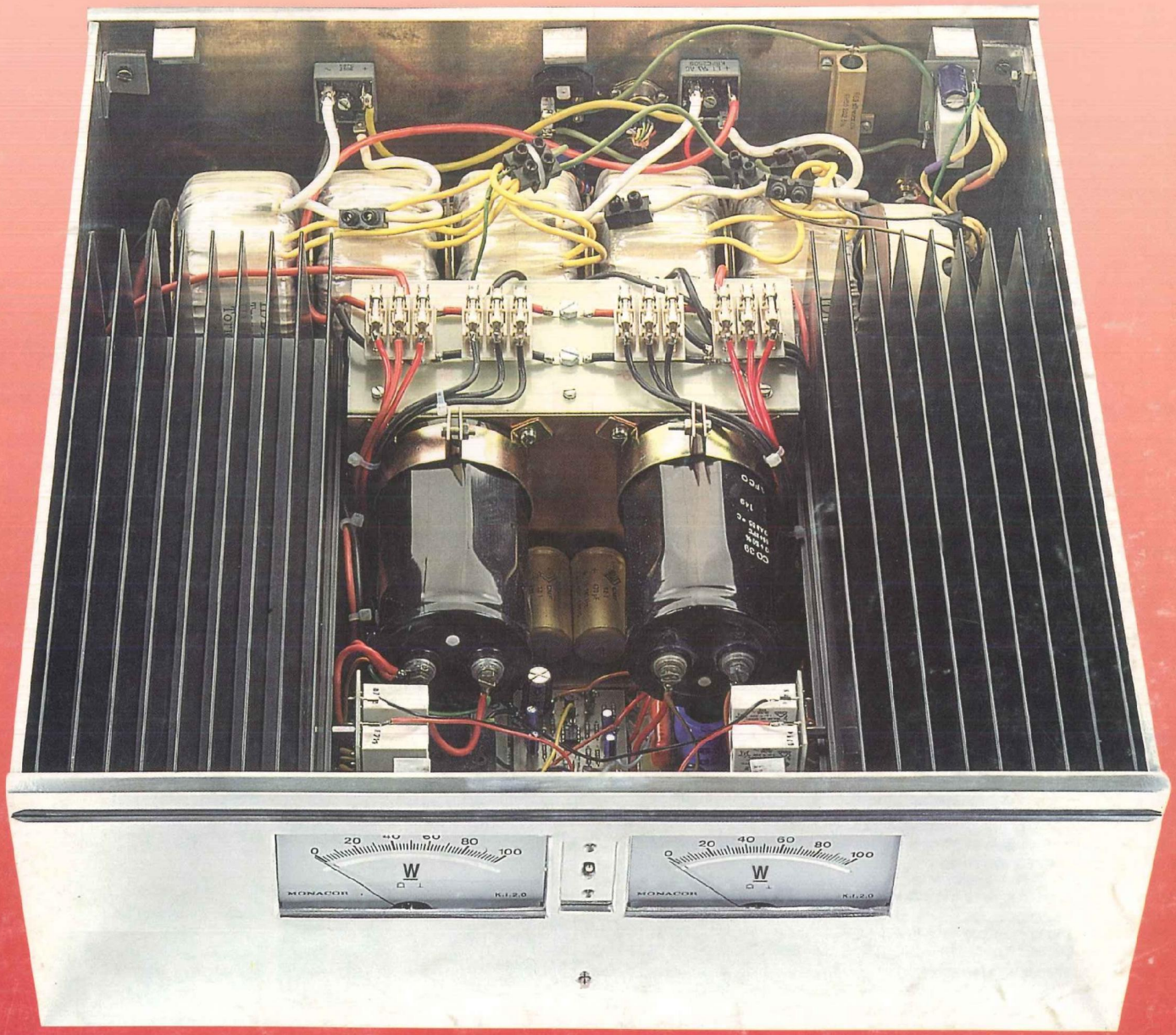
FORTE PUISSANCE STÉRÉO / PONTABLE

CONVERTISSEUR 12 V = / 220 V ~ DE 100 W

BOOSTER AUTO-RADIO À TUBES EL84

LE MONSTRE : UNE BÊTE DE 40 KG

2 x 350 Weff EN VERSION STÉRÉO - 1000 Weff EN MODE PONTÉ



M 1226 - 141 - 28,00 F

BIMESTRIEL MARS / AVRIL 1997 / BELGIQUE 204 F.B. / CANADA $ 4,95

St Quentin Radio

Prix donnés à titre indicatif

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

Transistors et Circuits Integres

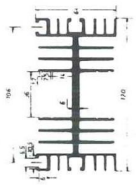
IRF 150 ..... 82F	MJ 15025 ..... 38F	TDA 7250 ..... 44F
IRFP 150 ..... 44F	MJE 340 ..... 5F	TDA 7294 ..... 81F
IRF 530 ..... 12F	MJE 350 ..... 5F	2N 3055 ..... 11F
IRF 540 ..... 20F	MPSA 06 ..... 2F	2N 3440 ..... 7F
IRF 840 ..... 24F	MPSA 56 ..... 2F	2N 3904 ..... 2F
IRF 9530 ..... 18F	MPSA 42 ..... 2F	2N 3906 ..... 2F
IRFP 240 ..... 32F	MPSA 92 ..... 2F	2N 5401 ..... 3F
IRFP 350 ..... 38F	NE 5532AN 10F	2N 5416 ..... 6,50F
LF 356N 9F	NE 5534AN 8F	2N 5551 ..... 3F
LM 317T 5F	OP 22HP 45F	
LM 317K 20F	OP 77GP 19F	
LM 317HVK 63F	OPA 604 ..... 26F	
LM 337T 8F	OPA 627 ..... 179F	
LM 344H plus fabriqué, équivalent HA2 2645-5 .... 55F	OPA 2604 ..... 40F	
	SSM 2017 ..... 30F	
	SSM 2018 ..... 44F	
LM 395T 27F	SSM 2110 ..... 67F	
LM 675T 56F	SSM 2120 ..... 73F	
LT 1028 ..... 60F	SSM 2131 ..... 30F	
LM 3886 ..... 61F	SSM 2139 ..... 35F	
MAT 02FH 89F	SSM 2141 ..... 30F	
MAT 03FH 99F	SSM 2142 ..... 51F	
MAX 038 ..... 148F	SSM 2210 ..... 35F	
MJ 15001 ..... 21F	SSM 2220 ..... 40F	
MJ 15002 ..... 26F	SSM 2402 ..... 57F	
MJ 15003 ..... 22F	SSM 2404 ..... 49F	
MJ 15004 ..... 23F	TDA 1514A 39F	
MJ 15024 ..... 33F	TDA 1520B 22F	

Radiateurs

Radiateur CO1161P/PR208

150mm 93F

200mm 139F



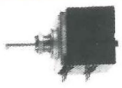
Potentiometre professionnel ALPS

AUDIO PROFESSIONNEL, doubles log 2x10K, 2x20K, 2x50K, 2x100K.

99F pièce,

par 5 (*) : 89F, par 10 et +(*) : 85F

(*):même panachés



Potent. SFERNICE Étanche PE 30

Piste Cermet, dissip. max 3W/70°C, axe métal 40mm, cosses à souder. MONO LINÉAIRE

470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K 75F

Condensateurs polypropylene

Sortie axiale, tension d'isolement : 630V

22nF 6F	47nF 8F	220nF 13F
33nF 7F	100nF 9F50	470nF 23F50

Condensateurs radiaux C039

CO 39 , faible résistance série, découplage BF et MF. 1500 µF/ 400V (51x105mm)..... 175F

+ Toute une gamme de condensateurs radiaux haute tension.

Condensateurs classe X2

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

Cette page ne représente qu'un aperçu de ce que nous distribuons, voir notre catalogue. (tarif sur disquette 3½ sous Windows, disponibles sur demande) .

IMPORTANT: vous aimeriez trouver des composants que nous ne faisons pas, faites-nous part de vos désirs et nous tenterons dans la mesure du possible de vous satisfaire.

Potent. SFERNICE P11

Piste CERMET 1 Watt/70°C, axe long métal 50mm, pour Circuit Imprimé

MONO LINÉAIRE : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 29F

MONO LOG. : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 34F

STÉRÉO LINÉAIRE : 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 48F

STÉRÉO LOG. : 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 59F

Modules Hybrides "MIPOT"

Appl. : transm. de données, syst. de sécurité etc...

Émetteur Subminiature 8mW, 433,92MHz 69F

Émetteur AM antenne intégrée 433,92MHz 149F

Récepteur AM 433 MHz 65F

Emet. AM sortie 50 ohms 433,92MHz 196F

Récep. AM S.hétérodyne 433,92MHz 202F

Émetteur FM antenne intégrée 433,92MHz 227F

Récepteur AM super hétérodyne 433,92MHz 576F

Modules Hybrides "ASTREL"

Emet. FM -PLL sortie 50 ohms 433 MHz 356F

Récept. FM -PLL sortie 50 ohms 433 MHz 663F

Antennes pour mod. hybrides

33cm ..... 86F | Rigide 17cm

17cm ..... 86F | version professionnelle 186F

Cable audio professionnel

GOTHAM (Suisse)

GAC 1 : 1 cond. blindé ø 5,3mm, rouge ou noir .. 12F le m

GAC 2 : 2 cond. blindés ø 5,4mm ..... 12F le m

GAC 2 mini : 2 cond. blindés ø 2,2mm ..... 5F le m

GAC 3 : 3 cond. blindés ø 4,8mm ..... 16F le m

GAC 4 : 4 cond. blindés ø 5,4mm ..... 18F le m

MOGAMI (Japon)

3080 : câble interface audio digital 110 ohms ..... 18F le m

2534 : 4 cond. (sym.) blindés ø 6mm ..... 20F le m

2592 : 2 cond. blindés ø 6mm (+ gaine carbone) 12F le m

2582 : 2 cond. blindés ø 6mm ..... 12F le m

CÂBLE Néglex pour Haut-parleur MOGAMI (Câble rond)

2972 : 4 cond. de 2mm², ø 10mm ..... 46F le m

2921 : 4 cond. de 2,5mm², ø 11,5mm ..... 46F le m

3082 : 2 cond. de 2mm², ø 6,5mm (pour XLR) ..... 20F le m

Fiches Prof. NEUTRIK

FICHES JACK PROFESSIONNELLES

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 Prof. XLR NEUTRIK

	prolongateur		chassis	
broche	mâle	fem.	mâle	fem
3 br	30F	35F	30F	35F
4 br	35F	45F	45F	48F
5 br	51F	61F	45F	65F
6 br	66F	70F		
7 br	69F	80F		

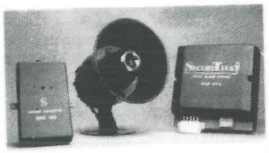
HA52Y système d'alarme "sans fil"

système d'alarme "sans fil" avec sirène flash sans fil "sclaire". La centrale d'alarme HA52Y dispense de travaux d'installation longs et coûteux d'un système d'alarme classique. Toutes les liaisons entre les différents éléments se font par radio, y compris avec la sirène extérieure. La sirène est alimentée par un cellule solaire incorporée et ne nécessite ni entretien, ni changement de pile. Le système 52Y a été conçu pour être mis en oeuvre par tout amateur disposant de l'outillage domestique de base. **Prix : 2495F**

Securytalk

Sécurytalk représente actuellement le SEUL système de protection DISSUASIF pour automobiles, susceptible de décourager un éventuel intrus de toucher à votre véhicule.

Son principe : couplé à votre alarme habituelle, le Sécurytalk analyse le comportement des personnes qui resteraient trop longtemps très près de votre véhicule. Deux messages vocaux sont transmis par haut-parleur, indiquant que le véhicule est protégé, et invitant un visiteur insistant à s'éloigner. Si ce dernier ne s'éloigne pas pas, Sécurytalk déclenchera votre alarme avant effraction. Il peut également être couplé à une télé-alarme (telle que PA-1) pour vous prévenir à distance. Livré avec module électronique à micro-contrôleur et synthèse de parole, module de détection hyper fréquence, haut-parleur et nécessaire de câblage. Alimentation 12V continus - 22mA. Deux types de messages sont livrables : automobile ou bateau (version tropicalisé)...



Prix : 790F

ITC 582

Multimètre digital 3½ digits/ 1999 pts **89F**

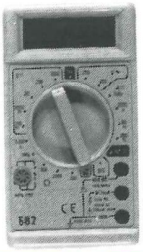
- Aff. cristaux liquides 3½ digits, polarité auto.
- Sélect. de gamme central rot., 30 positions
- Sensibilité de 100µV
- Indication de dépassement "1" à l'affichage
- Indication de polarité auto. sur gamme DC
- Toutes les gammes protégées sauf 10A
- Essai de diode par courant fixe 1,5mA
- Test hFE de transistor avec Ib=100µA
- Pas de BEEP sonore

Tension continu (DC) : de 100µV à 1000V

Tension alternative (AC) de 0,1V à 750V

Courant continu (DC) de 100pA à 10A

Résistance de 0,1ohm à 2Mohms



Module camera N & B miniature

Module CA-H34C: 54x38x27mm seulement 33g - Avec LED d'éclairement pour sujet rapproché - Caméra noir et blanc CCD 1/3" standard CCIR - haute sensibilité : éclairement minimum 0,1 Lux (F/1,8) - haute résolution : 380(H) x 450(V) lignes/ 297984 pixels - Alimentation : 12V nominal (11 à 13V dc/<150mA) - objectif miniature. **Prix : 895F**

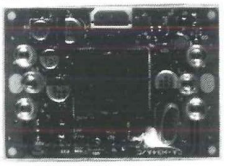


Photo échelle 1/2

Module CA-H32C: 37x38x27mm seulement 27g - haute sensibilité : éclairement 1 Lux - haute résolution : 380(H) x 450 (V) lignes/ 297984 pixels - Objectif grand angle standard - Branchement sur prise péritel - Alimentation : 12V. **Prix : 890F**

ITC 975

Multimètre digital 3½ digits/ 1999 pts **199F**

- Aff. cristaux liquides 3½ digits, polarité auto.
- Sélect. de gamme central rotatif
- Sensibilité de 100µV
- Indication de dépassement "1" à l'affichage
- Indication de polarité auto. sur gamme DC
- Toutes les gammes protégées sauf 20A
- Essai de diode par courant fixe 1,5mA
- Test hFE de transistor
- BEEP sonore pour continuité

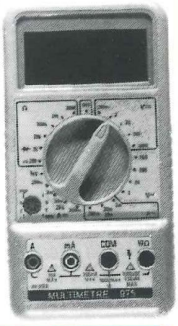
Tension continu (DC) : de 100µV à 1000V

Tension alternative (AC de 0,1V à 750V

Courant continu (DC) de 100pA à 20A

Courant alternatif (AC) de 1µA à 20A

Résistance de 0,1ohm à 2Mohms



Pour réaliser les «AMPLI» à TUBES de la revue LED !

Transformateurs fabriqués par M Chrétien, un grand Monsieur des transfos.!

TRANSFO SÉRIE 8020 LED N°136
ALIMENTATION : 220V/230V - 2x220V + 2x6,3V (2,8 Kg) 345F
IMPÉDANCE : 8000 ohms / 4, 8, 16 ohms (2 Kg) 425F

TRANSFO SÉRIE 4004 LED n° 137/138
ALIMENTATION : 220V/230V - 2x220V + 2x6,3V (4 Kg) 480F
IMPÉDANCE : 4000 ohms / 4, 8, 16 ohms (3 Kg) 499F

TRANSFO SÉRIE 2005 LED N° 139
ALIMENTATION : 220/230V - 2x300V + 2x6V3 (2,8 Kg) 345F
IMPÉDANCE : 5000 ohms / 8 ohms (1,1 Kg) 255F

TRANSFO SÉRIE 1250 LED N° 140
ALIMENTATION : 220/230V - 2x225V + 2x6V3 (3Kg env.) 520F
IMPÉDANCE : 1250 ohms / 8 ohms (2 Kg env.) 435F

TUBES

ECC 83	60F
ECC 82	60F
EL 34	135F
EL 84 Version ÉCO ...	35F
EL 84 SOVTEK	65F
EZ 81	89F
Support NOVAL CI	22F
par 10	19f pièce
COFFRET TM 55360 (noir) Prix	188F
COFFRET TM 80205 (noir) Prix	132F

EXPÉDITION COLISSIMO ENTREPRISE (*) UNIQUEMENT : mini 50F de matériel : jusqu'à 500g : 28F, de 0,5 à 3Kg : 38F, de 3 à 7Kg : 58F, de 7 à 10Kg : 78F, de 10 à 15Kg : 98F, de 15 à 20Kg : 128F. Paiement : chèque, mandat, carte bleue. (*) : équivaut à un recommandé

Faites le total des masses des différents transfo pour évaluer le poids approximatif, ajoutez quelques centaines de grammes pour l'emballage.

N'hésitez pas à nous demander un devis pour la fourniture des composants de vos réalisations.

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.

Catalogue St Quentin Radio : 15 F au comptoir/ 30F par correspondance. Gratuit pour toute commande dépassant 100F.

Appliquez une remise de 10% par 10 pièces de même référence.

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI
N° 141
Led

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
1, 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 :**
(1) 44.65.80.88 poste 7314
1 bd Ney, 75018 Paris
(Ouvert de 9 h à 12 h 30
et de 13 h 30 à 18 h
Vendredi : 17 h)

Ont collaboré à ce numéro :

Georges Matoré
Sylvain Duval
Paul Gélineau
Bernard Duval

Abonnements
6 numéros par an :
France : 125 F
Etranger : 175 F
(Ajouter 50 F pour les expéditions par avion)

Publicité
Régie publicitaire EGC
17 rue Paul Séramy
77300 FONTAINEBLEAU
Tél : 60 72 25 11
FAX : 60 74 05 33
M. Vincent MIAUX

Réalisation
- PV Editions
Photogravure
Sociétés PRS et PCS
Impression
Berger Levrault - Toul
Photos
Antonio Delfin

4

EN SAVOIR PLUS SUR: LES AMPLIFICATEURS AUDIO À TUBES ÉLECTRONIQUES

Avec ce cours N° 8, nous allons porter notre attention sur les principes essentiels à observer dans la confection des amplificateurs Audiofréquence. Nous verrons comment s'effectue l'indispensable correction de fréquence des signaux à la lecture des bandes magnétiques et des disques polyvinyle.

14

LE MONSTRE : AMPLIFICATEUR PROFESSIONNEL DE 2 x 350 Weff / 8 Ω OU 1000 Weff / 8 Ω EN VERSION PONTÉE (2e PARTIE)

Nous allons poursuivre cette étude théorique avec le symétriseur qui va permettre en mode ponté de disposer de plus de 1 000 Weff / 8 Ω, puis nous verrons les étages alimentation, temporisation et protections HP. Nous terminerons par la réalisation de toutes les cartes électroniques qui une fois assemblées donneront vie à notre MONSTRE.

32

MINUTEUR CYCLIQUE

Ce montage permet la mise en fonction d'un appareil branché sur le secteur pour une durée et avec une périodicité données. Il peut être utilisé pour piloter une pompe d'aquarium, une ventilation ou encore pour faire subir des tests d'endurance à vos réalisations électroniques. Le montage comporte deux sous-ensembles : une carte de base, qui sera suffisante dans la majorité des applications, et une carte optionnelle d'extension.

36

BOOSTER À TUBES POUR AUTO-RADIO EN DOUBLE PUSH-PULL D'EL84

Cette étude peut être scindée en deux montages totalement indépendants, à savoir un convertisseur continu / alternatif (12 V = 220 V ~) et un bloc amplificateur à tubes.
Le convertisseur d'une puissance de 100 watts délivre un signal alternatif sinusoïdal de fréquence 50 Hz et peut donc alimenter bon nombre d'appareils dans des endroits dépourvus de réseau EDF.
La section basse fréquence est assurée par un étage à tubes fonctionnant en double push-pull. Le chauffage des filaments des tubes est assuré par le 12 V de la batterie, tandis que la haute tension est fournie par le convertisseur après redressement et filtrage du 220 V ~.
L'association de ces deux études permet la réalisation d'un booster dont l'écoute est époustoufflante. D'autres applications sont évidemment envisageables : sonorisation en plein air pour orchestre

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

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'auteur. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

en savoir plus sur...

Les amplificateurs audio à tubes

Nous continuons de porter notre attention sur les principes essentiels à observer dans la confection des amplificateurs Audiofréquence, plus précisément équipés de tubes électroniques. Nous verrons comment s'effectue l'indispensable correction de fréquence des signaux, à la lecture des bandes magnétiques et des disques polyvinyle.

Lors de notre précédent entretien nous avons démonté le mécanisme d'un amplificateur Audiofréquence de puissance 4,2 watts et celui d'un autre, de puissance 11 watts...
Nous avons vu quelles précautions prendre pour éviter les amorçages d'oscillations et les ronflements.
Nous avons défini les principes essentiels à observer en matière de câblage, de disposition des composants...
Poursuivons notre investigation !

DONNÉES D'UN PROJET

Pour conduire un projet de chaîne amplificatrice Audiofréquence il nous faut impérativement connaître deux paramètres, qui sont la puissance sortie requise et la grandeur tension du signal entrée, à traiter...

PUISSANCE SORTIE

Les récepteurs radio du temps des "lampes", équipés de tubes électroniques, étaient classiquement dotés d'un étage sortie Audiofréquence développant une puissance maximale de quelques watts.
La haute fidélité, la Hi-Fi, est née du jour ou la technique sut réduire la surface occupée sur les disques par les enregistrements, nous offrant les disques "microsillons", d'abord en monophonie, puis en "stéréo"...
Certains postes radio furent pourvus d'une platine tourne-disque incorporée...
Leurs étages sortie, destinés au traitement du signal Audiofréquence issu de la détection (signal AF transmis par radio), étaient utilisés pour l'amplification du signal délivré par la tête de lecture du bras de la platine.
Les premiers électrophones "valises", portables, étaient constitués d'une platine tourne-disque, dont le bras était pourvu d'une cellule de lecture piézo-électrique.
Le traitement du signal était confié à un amplificateur "mono" incorporé, classiquement construit autour d'un tube composite ECL 80.
Lors de notre entretien du numéro 131 de la revue, rappelez vous nous avons fait la connaissance des tubes composites, lesquels groupent deux tubes électroniques distincts dans la même ampoule...
Chez la série "80", à culot NOVAL (9 broches), le tube ECL (80) est un tube composite triode-pentode.
Son code d'identification s'interprète comme suit :
- E = chauffage du filament de cathode sous 6,3 volts
- C = triode (préamplificatrice)
- L = pentode de puissance.

Précisons que la puissance maximale que peut développer la pentode de l'ECL 80 est de 1 watt.
Le couvercle des électrophones valises, porteur du haut-parleur dont il jouait le rôle de baffle acoustique, était dégondable, séparable, qui pouvait être éloigné du corps de la valise, d'une distance d'à peu près un mètre, soit de la longueur du câble reliant la bobine mobile du haut-parleur au secondaire du transformateur sortie.
Les premières chaînes amplificatrices "mono" étaient conditionnées en un meuble, leur puissance sortie se situait à une dizaine de watts.
La stéréophonie voyait le jour, elle connaissait un essor rapide, faisant surgir les "ensembles stéréo", les enceintes acoustiques séparées des meubles abritant les chaînes amplificatrices "en double".

Quant à eux, les électrophones portables "stéréo", avec leur amplificateur double, recevaient deux couvercles dégondables, porteurs chacun d'un haut-parleur !
Pour la sonorisation des salles de spectacles, ou des grands espaces, il était classique de rencontrer des amplificateurs audiofréquence, à tubes électroniques, d'une puissance d'une cinquantaine de watts, développée par un montage push-pull construit autour de deux tubes tétrodes 6L 6, ou deux pentodes EL 34...
Avec les transistors nous avons connu la "montée" en puissance, atteignant les centaines de watts !
Curieusement, certains constructeurs se mirent à vanter les mérites de leurs chaînes amplificatrices Hi-Fi "passant" de 40 à 100 000 hertz, cependant que les amateurs ont toujours su qu'une oreille "normale" ne perçoit rien des "fréquences acoustiques" situées au-dessus de 20 000 hertz...
Pour la conduite d'un projet de chaîne amplificatrice, nous devons impérativement connaître deux paramètres, qui sont la puissance sortie requise et la grandeur tension du signal à traiter.
La chaîne amplificatrice assurera la (bonne !) liaison entre l'entrée et la sortie, elle délivrera en sortie un signal, de puissance, qui sera une image amplifiée, aussi fidèle que possible, du signal entrée.
L'amateur a pleinement conscience de l'inutilité d'installer des puissances audiofréquence de plusieurs centaines de watts, pour satisfaire à son plaisir d'écoute !
Il sait parfaitement qu'il doit développer, en sortie de sa chaîne amplificatrice, une puissance de grandeur suffisante, mais sans excès, appropriée à l'espace, au volume de son local, au rendement de ses enceintes pour lui procurer (en privé !) une écoute confortable.
Il faut bien dire qu'il n'est aucune formule fixant la grandeur de la puissance acoustique à installer dans un local, tout au plus les dimensions du local en question guident dans le choix de la puissance.
Par contre il est essentiel de savoir, cependant que très souvent ignoré, que la qualité de la restitution des fréquences acoustiques dépend des dimensions du local d'écoute.
La reproduction des fréquences acoustiques "basses" sera d'autant meilleure que les dimensions du local seront grandes !
Un contrebassiste refusera de se produire dans une chambre de bonne, un joueur de piccolo se montrera moins exigeant pour ce qui est de l'espace qui lui est accordé...
Nous avons vu qu'un étage sortie d'une chaîne peut être mono-tube, construit par exemple autour d'un unique tube de puissance EL 84, développant ainsi une puissance sortie de 4,2 watts.
Il peut être aussi constitué de deux tubes du même type EL 84, associés en montage push-pull et développer une puissance sortie de 11 watts.
De telles puissances suffisent déjà pour couvrir des besoins usuels d'écoute en privé !
Nous estimons (il s'agit là d'un avis personnel) qu'une puissance acoustique de deux fois 4 watts suffit, pour une écoute en stéréophonie dans un local d'un espace au sol d'une dizaine de mètres carrés, alors que les ressources d'une puissance de deux fois dix watts ne seront pas convenablement exploitées...
L'amateur est très exigeant sur la qualité de la restitution du son et il a toujours été pleinement conscient du fait que l'amplification a tendance à introduire des altérations du signal traité.
C'est pourquoi il ne "pousse" jamais l'amplification au-delà du nécessaire qui, toutes choses égales, lui suggère l'ambiance de la prise de son, mais ne la reproduira jamais !
Il reste un point d'importance à mentionner, à souligner !
Ce que nous pouvons, ce que nous devons dire, c'est que le problème de l'écoute est indissociable du problème du bruit et que le véritable problème du bruit est essentiellement un problème d'éducation...
L'amateur (le vrai...) est pleinement conscient des nuisances qu'il peut infliger à son voisinage et il les évite !
Il sait en outre que physiologiquement le bruit engendre des lésions irréversibles de l'ouïe et qu'il est aussi sage que prudent de prévenir le dommage !

GRANDEUR TENSION DES SIGNAUX

Le moment est venu que nous fassions un tour d'horizon des diverses sources, des dispositifs fournisseurs de signaux, ainsi que des grandeurs tension des signaux délivrés, que nous avons à traiter dans la pratique.
Il nous est absolument indispensable de connaître la grandeur tension de tout signal à amplifier !
C'est en effet à partir d'une telle grandeur que nous devrons choisir le type d'amplificateur, voire la cascade d'étages amplificateurs à mettre en œuvre, dans la constitution d'une chaîne, en fonction des cœfficients d'amplification de tension procurés par nos montages.
Nous avons jugé bon, pour satisfaire à la curiosité, d'indiquer la grandeur de l'impédance de la source, du fournisseur du signal à amplifier.
- Microphone dynamique à basse impédance : 5 mV, 600 ohms
- Microphone dynamique à haute impédance : 200 mV, 10 kiloohms
- Microphone à électret : 1 volt, 1 mégohm
- Capteur magnétique pour guitare : 600 mV, 500 kiloohms
- Cellule céramique, équipant le bras de lecture d'une platine tourne-disque polyvinyle : 200 mV, 100 kiloohms
Cellule magnétique, équipant le bras de lecture d'une platine tourne-disque polyvinyle : 5 à 10 mV, 50 kiloohms, à f = 1 kHz
- Tête de lecture de bande magnétique, chez un magnétophone : 0,5 mV, 10 kiloohms (f = 1 kHz)
- Signal radio, disponible sur une prise ménagée sur un récepteur radio, un tuner, un magnétophone, un lecteur de cassettes, un lecteur de CD (laser) : 4 à 500 mV, 50 à 100 kiloohms...
Ouvrons une parenthèse !
Nous sommes sans cesse confrontés au problème d'adaptation des impédances...
Nous rappelons, une fois encore, que le

Les amplificateurs audio à tubes électroniques

signal à amplifier est délivré par le générateur, le fournisseur, lequel possède une résistance interne, qui lui est propre, que nous appelons sa résistance sortie.
L'étage suiveur est le récepteur, doté d'une résistance interne, qui lui est propre, que nous appelons sa résistance d'entrée.
Transfert d'énergie parlant, de générateur à récepteur, le rendement maximal est atteint lorsque la résistance d'entrée du récepteur est de même grandeur que la résistance sortie du générateur.
Cependant une liaison entre étages s'effectue toujours facilement, dans de bonnes conditions, lorsque la résistance d'entrée du récepteur est grande devant celle de sortie du générateur.
Dans notre parler imagé nous disons alors que le récepteur ne "tire" pas trop, ne "pompe" pas trop (de courant) sur le générateur...
Au cours de notre dernier entretien nous avons vu que lorsque le tube électronique fonctionne "sans courant de grille", son espace grille-cathode présente une valeur résistive extrêmement élevée, disons de grandeur infinie...
L'injection du signal à amplifier s'effectuant dans la grille de commande du tube, la résistance grille-cathode est par conséquent la résistance d'entrée de l'étage amplificateur !
Voilà pourquoi notre préférence va au fonctionnement du tube électronique "sans courant de grille"...
Le plus souvent les étages construits autour de tubes électroniques présentent l'énorme avantage d'offrir des résistances d'entrée de valeur très élevée.
Voilà qui arrange bien nos affaires !

ÉTAGE SORTIE MONO-TUBE

Lors de notre précédent entretien nous avons démonté le mécanisme d'un amplificateur audiofréquence de puissance (sortie) 4,2 watts.
La figure 1 reprend le schéma structurel de ce montage amplificateur.

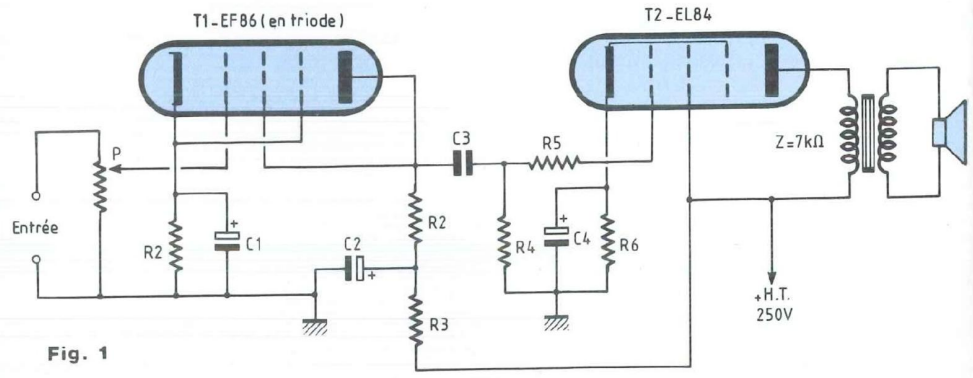


Fig. 1

Nous rappellerons le rôle essentiel joué par la résistance de "neutrodynage", désignée R5 sur le schéma, disposée dans le circuit de grille du tube pentode EL 84, c'est T2, autour duquel est construit l'étage sortie (de puissance).
La résistance en question s'oppose à l'amorçage d'oscillations au sein d'un étage à grand cœfficient d'amplification.
Elle empêche l'entrée spontanée en oscillation de l'étage amplificateur.
Nous avons également découvert (notre dernier entretien) l'intérêt de disposer, dans le circuit d'alimentation H.T. (Haute Tension) de l'étage préamplificateur (tube T1, EF 86), une cellule de filtrage complémentaire R-C soit R3 et C3 sur le schéma.
Le tube EL 84, de l'étage final, fonctionne en pentode, sa grille-écran étant directement connectée au (+) H.T.
Peut-être pourriez-vous vous reporter au numéro 131 de la Revue...
Lors de notre entretien de ce numéro 131, consacré aux tubes multigrilles (tétrode, pentode et autres) nous avons analysé le rôle, le fonctionnement de la grille-écran, celui de la grille suppresseuse, etc.
Nous avons appris à déterminer la valeur résistive de la résistance d'écran, laquelle conditionne l'intensité du (si faible !) courant de polarisation de la grille-écran, depuis le (+) H.T.
Nous avons vu comment stabiliser le potentiel de cette électrode, à l'aide d'un condensateur de "découplage d'écran", comme nous le disons communément, qui doit normalement être disposé entre la grille-écran et la masse.
Cet indispensable condensateur facilite le "bouclage" des signaux variables traités chez l'amplificateur, il leur fait éviter la traversée de la source d'alimentation, pour achever, pour boucler leur circuit.
Mais il est possible, pour polariser la grille-écran, de la connecter directement avec la ligne d'alimentation (+) H.T., en quel cas il n'est pas nécessaire d'installer de condensateur de découplage d'écran (schéma présenté par la figure 1).
C'est alors le condensateur de filtrage, disposé en sortie de la cellule d'alimentation secteur qui assure le découplage, tout simplement...
Chez l'étage de puissance du montage de la figure 1, tel qu'il est constitué, un signal de grandeur tension maximale, en pointe, 5 volts, appliqué sur la grille de commande du tube pentode EL 84, conduit à l'obtention d'une puissance sortie développée (maximale) de 4,2 watts.
Il nous faut par conséquent présenter, à l'entrée de cet étage, un signal dont la grandeur tension maximale soit de ...5 volts.
Supposons que nous devions traiter un signal disponible sur la prise ménagée sur un lecteur de cassettes, précisément à l'intention d'un amplificateur externe à l'appareil.
Nous venons d'indiquer précédemment

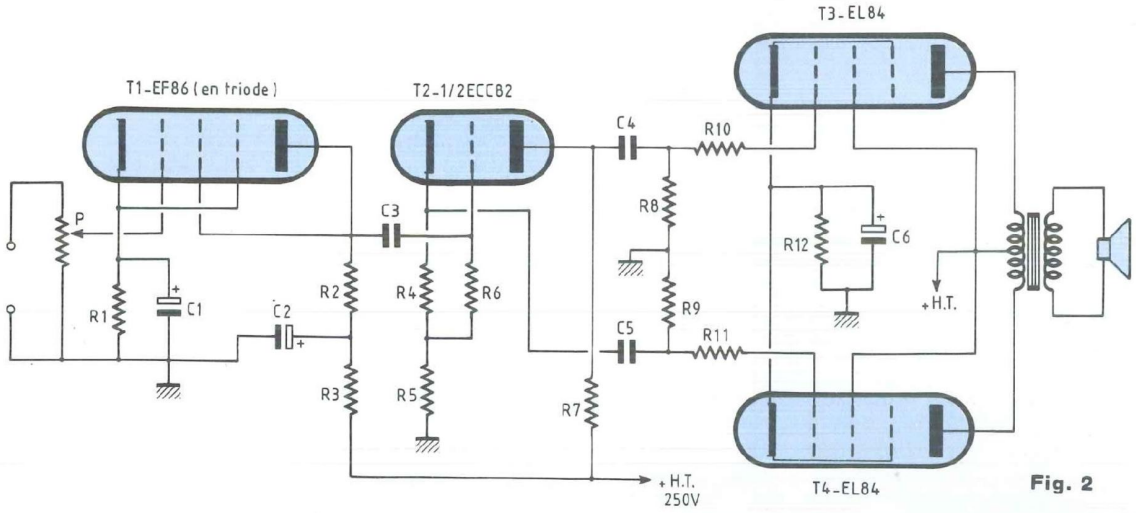


Fig. 2

que la grandeur tension d'un tel signal est de l'ordre de 500 millivolts.
Pour élever la grandeur tension du signal à traiter à la hauteur des 5 volts demandés en entrée de l'étage sortie de notre amplificateur, nous devons envisager une préamplification de cœfficient :

(5 volts / 0,5 volt), soit dc 10

Nous optons pour l'étage préamplificateur du montage de la figure 1, construit autour du tube T1, une pentode EF 86 en fonctionnement triode, c'est-à-dire dont la grille-écran est connectée avec l'anode.
Ce montage, tel qu'il est constitué, offre un cœfficient d'amplification de 28, lequel couvre à coup sûr, très confortablement, les besoins formulés (de grandeur 10), nous ménageant une bonne réserve de sensibilité...
Tout cela est-il clair en votre esprit ?
Les caractéristiques et performances du montage en question figurent, en compagnie de bien d'autres (!), au tableau "Étages Amplificateurs à Résistances-Condensateurs", que nous vous avons présenté lors de notre entretien du précédent numéro de la Revue...

ÉTAGE SORTIE PUSH-PULL

Désirant une puissance audiofréquence plus importante, nous nous tournons vers le montage push-pull...
La figure 2 reprend le schéma de notre réalisation à montage push-pull de deux tubes pentodes EL 84, analysé lors de notre précédent entretien.
Les deux tubes associés fonctionnent sans courant de grille, ce qui autorise leur commande par tube déphaseur et non pas avec le concours d'un transformateur.
Pour les mêmes raisons que chez le montage précédent, à sortie mono-tube, un signal radio est parfaitement bien traité par ce montage, cependant qu'une puissance sortie de plus de 11 watts est atteinte, contre 4,2 ...
Une chaîne "stéréo", constituée de deux ensembles amplificateurs identiques de ce type, procure un grand confort d'écoute.

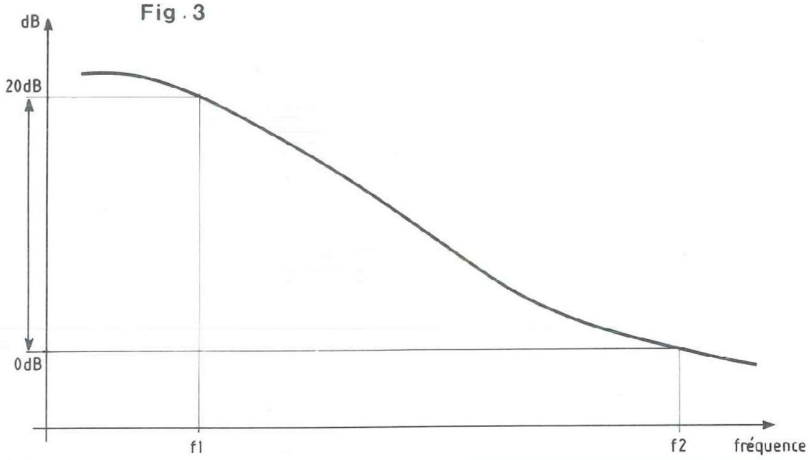
PRÉAMPLIFICATION DES SIGNAUX

Les deux montages, dont nous venons de revoir le fonctionnement, se prêtent parfaitement et directement au traitement de signaux disponibles aux prises ménagées sur un récepteur radio, un tuner, un lecteur de CD, un lecteur de cassettes...
Par contre ils ne sont pas adaptés au traitement direct, sans autre disposition, de signaux "son" délivrés par des cellules de lecture de bandes magnétiques, comme de disques microsillons, en polyvinyle, les disques "noirs" !
D'une part ces signaux sont beaucoup trop faibles, qui nécessitent une préamplification complémentaire, d'autre part leur profil exige une "correction de fréquence".
Voyons le pourquoi des choses, commençons par les signaux son, des enregistrements sur bandes magnétiques...
Les enregistrements magnétiques sont des enregistrements analogiques, ils sont porteurs d'un signal mémorisé, dont la grandeur tension, à la restitution, à la lecture, est proportionnelle à la pression acoustique subie par les microphones, lors de la prise de son.
Les enregistrements magnétiques sont entachés de "souffle", qui les accompagne, altère leur qualité, en se superposant à eux, pouvant aller jusqu'à les masquer, les "noyant", les faisant

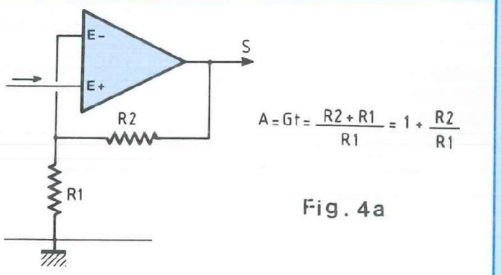
Les amplificateurs audio à tubes électroniques

disparaître totalement.
Les techniciens évaluent le phénomène, le quantifient, l'exprimant sous la forme du rapport des tensions respectives, par exemple
tension signal / tension souffle, ou encore tension signal / (tension signal + tension souffle)
Le souffle est inhérent au principe d'enregistrement, il est dû à la faible grandeur tension des signaux traités.
Pour pallier cet inconvénient, des efforts considérables ont été développés dans la recherche des meilleurs dépôts métalliques à coucher sur les bandes.
C'est ainsi que les cassettes aux oxydes de fer, les plus anciennes, appelées cassettes Fer (symbole Fe), ont cédé la place aux cassettes aux oxydes de chrome Cr02, aux cassettes "Métal", fer-chrome, au symbole Fe-Cr.
Disons que le prix d'une bande magnétique est assez bien le reflet de la qualité des enregistrements qu'elle permet de réaliser...
Le souffle est un phénomène audible, qui est essentiellement constitué de signaux acoustiques de fréquences assez élevées.
Dès le début, dès l'apparition de la technique des enregistrements a été suggéré un remède toujours appliqué, en raison de son efficacité, sa simplicité dans son principe !
Le remède consiste, à l'enregistrement, à amplifier davantage, préférentiellement, les signaux de fréquences élevées.
Le souffle, qui est un complexe de signaux de fréquences élevées, se trouve par là même également amplifié.
Voilà qui semble particulièrement paradoxal, mais il n'en est rien, voyez la suite !
A la restitution du signal enregistré, à la lecture de la bande magnétique impressionnée, l'opération inverse est effectuée, les signaux de fréquences élevées, donc le souffle, sont moins amplifiés que les autres, ceux de fréquences "basses"...
Les signaux de fréquences élevées étant moins amplifiés que les autres, le souffle se trouve également, lui aussi, moins amplifié !
Cette technique du traitement préparatoire des signaux lors de l'enregistrement et du traitement conjugué, à la lecture, est appelée Expansion-Compression...

Fig . 3

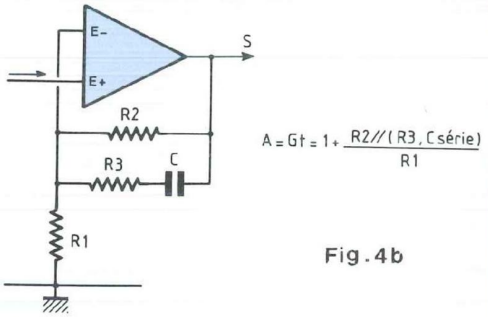


Les signaux de fréquence élevée subissent, à l'ENREGISTREMENT sur bande magnétique, une amplification 10 fois plus importante que ceux de fréquence basse, c'est l'EXPANSION.
Les signaux de fréquence élevée subissent, à la LECTURE de la bande magnétique impressionnée, une amplification 10 fois moins importante que ceux de fréquence basse, c'est la COMPRESSION.
Le procédé a été breveté, mondialement.
La société dépositaire en a vendu bon prix les droits d'exploitation.
Puis elle a conçu et développé des modèles déposés de circuits intégrés spécialisés destinés à être installés chez les montages transistorisés exploitant le procédé...
Nous avons reproduit, par la figure 3, l'allure générale de la courbe de réponse d'un montage préamplificateur associé à une tête de Lecture de bande magnétique.
Selon la nature du dépôt sur la bande magnétique, le profil de la courbe présente des variantes, mais il faut bien se dire que la courbe à la Lecture doit, dans tous les cas, être la réplique symétrique, complémentaire de celle à l'enregistrement...
Certains magnétophones acceptent de "passer" indifféremment tous les types de bandes magnétiques, Fer, Chrome, Métal...
Même si des progrès technologiques, réels et considérables, ont été réalisés, nous maintenons que notre préférence va toujours aux appareils dotés de circuits électroniques commutables, adaptables à volonté, spécifiquement au type de bande utilisé !
Nous ne faisons pas de procès d'intention en disant, n'en déplaise à quiconque, qu'une oreille, même peu avertie, sait apprécier la possibilité d'adaptation au type de bande magnétique utilisé !
Sur la courbe représentée par la figure 3 vous remarquez que deux fréquences sont repérées, f1 et f2, la fréquence f2 étant supérieure à la fréquence f1.
Pour la commodité de la mise en page du dessin, nous n'avons pas respecté les échelles des coordonnées horizontales, ni verticales, mais cela n'altère aucunement notre raisonnement !
Conventionnellement, la fréquence f1, de 50 hertz, est commune à tous les types de bandes magnétiques, cependant que la fréquence f2 est une caractéristique spécifique au type de bande, Fer, Chrome, Métal...
Vous notez les ordonnées 0 dB (pour zéro décibel) et 20 dB (pour 20 décibels). Cela signifie que l'amplification de tension des signaux de fréquence f1 doit



$A = Gt = \frac{R2 + R1}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$

Fig. 4a



$A = Gt = 1 + \frac{R2 // (R3, C série)}{R1}$

Fig. 4b

être supérieure de 20 décibels, par rapport à l'amplification de tension des signaux de fréquence f2.
En d'autres termes, les signaux de fréquence basse doivent être amplifiés 10 fois plus, en tension, que ceux de fréquence élevée, à la Lecture, bien entendu...
L'estimation en décibels vous chagrinerait-elle ?
Rappelons-nous !
En amplification de tension, le gain Gt de tension est l'expression logarithmique du rapport de la grandeur de la tension U2 à la grandeur de la tension U1, la tension U2 étant le résultat de l'amplification de la grandeur tension U1.
Gt, en décibels (dB) = 20 log [tension U2 / tension U1]
Si Gt = 20 dB, c'est que log [tension U2 / tension U1] = 1
L'antilog de 1 est 10, donc [tension U2 / tension U1] = 10.
Si Gt = 20 dB, c'est que la tension U2 est dix fois plus élevée que la tension U1...
Mais si la tension U2 est inférieure, en grandeur, à la tension U1, le rapport U2 / U1 est inférieur à 1, donc le gain en tension, de valeur (U2 / U1), est inférieur à 1, l'unité.
Le gain, exprimé en décibels, est négatif, parce que le logarithme d'un nombre plus petit que 1 est négatif !
Si U2 est 10 fois plus petite que U1, le gain Gt a pour grandeur log (1/10), soit -20 dB.
Un simple coup d'œil sur la courbe représentée par la figure 3 nous dit que l'amplification de tension des signaux de fréquence f1 est 10 fois plus élevée que celle des signaux de fréquence f2.
Cela traduit bien le fait que nous sommes en présence d'une courbe de réponse Lecture !
Pour obtenir un tel profil de courbe de réponse, nous devons appliquer une rétroaction corrective à l'amplificateur, mettant en œuvre un filtre sélectif favorisant l'amplification des signaux de fréquences basses.
Reportons-nous aux schémas de principe que nous présente la figure 4.
Ces schémas de montages sont destinés à supporter notre raisonnement, à montrer comment se conduit la détermination des caractéristiques des constituants des montages.
Chez le montage schématisé par la figure 4a nous rencontrons un amplificateur de tension non-inverseur, pourvu d'une boucle de rétroaction constituée des résistances R1 et R2.
Le cœfficient A d'amplification de tension, encore appelé gain de tension (Gt) du montage, nous est connu par l'expression.
A (ou Gt) = (R2 + R1) / R1
laquelle peut s'écrire sous la forme
A (ou Gt) = 1 + (R2 / R1)
Chez le montage de la figure 4b, également amplificateur de tension non-inverseur, la boucle de rétroaction est constituée par l'association des résistances R1, R2, R3 et du condensateur C et nous avons alors
A, ou Gt = 1 + [R2 // (R3, C série)] / R1
C'est particulièrement l'association R2, R3, C qui retiendra notre attention...
Nous savons qu'un condensateur, vis-à-vis d'un signal de fréquence f, présente une résistance apparente, une impédance, Zc, laquelle dépend de sa capacité C et de la fréquence f du signal, grandeurs associées dans l'expression :

$Zc = 1 / (2 \pi.f.C)$

Cette expression nous dit bien que l'impédance d'un condensateur diminue avec la montée en fréquence des signaux traités !
La grandeur de l'impédance offerte par un condensateur sous les fréquences basses peut être démesurément élevée, infinie, cependant que sous les fréquences très élevées l'impédance du condensateur est extrêmement basse, qui tend vers le court-circuit...
Le cœfficient A d'amplification, ou gain de tension Gt, chez le montage schématisé par la figure 4b, nous est connu par l'expression :

A (ou Gt)=[(R2 // (R3, C série))+R1] / R1

qui peut s'écrire

A (ou Gt) = 1 + [R2 // (R3, Zc série)] / R1

La montée en fréquence entraîne une diminution de l'impédance Zc du condensateur C, avec pour conséquence une baisse de la valeur résistive de l'association (R3, Zc série), dont il résulte une baisse du gain de tension chez l'amplificateur (figure 4b).
Voilà qui va dans le sens désiré, à savoir d'amplifier moins, à la Lecture de la bande magnétique, les signaux de fréquences élevées, par rapport à ceux de fréquences basses...
Nous avons analysé, rappelez-vous, le comportement d'une association série (et aussi d'une association parallèle !) d'une résistance et d'un condensateur, en fonction de la fréquence du signal injecté dans le système.
Nous avons défini la fréquence de coupure, f_c, également appelée, en correction de fréquence, fréquence d'intervention, pour laquelle l'impédance du condensateur C est de grandeur égale à la valeur résistive de la résistance R, qui lui est associée

$f_c = 1 / (2\pi.R.C)$

Nous intéressant aux dipôles et quadripôles sélectifs, nous avons vu que la fréquence de coupure f_c marque l'évolution de l'impédance résultante de l'assemblage (R, C), sur la courbe de réponse du filtre.

Les amplificateurs audio à tubes électroniques

Les fabricants de bandes magnétiques indiquent, sur leurs cassettes, un paramètre "ÉGALISATION", ou "ÉQUALIZATION" (en langue anglaise), exprimé en microsecondes.
Une microseconde = 1 µs = (10^{-6}) seconde
- Cassette "Fer" (Fe) : Eq = 120 microsecondes
- Cassette "Chrome" (Cr02) : Eq = 70 microsecondes
- Cassette "Métal" (Fe, Cr) : Eq = 70 microsecondes

Il s'agit d'une constante de temps, du produit "R.C" d'une valeur résistive par une capacité, qui va nous guider dans la détermination des éléments R3 et C, constitutifs de la boucle de rétroaction disposée chez le montage amplificateur (figure 4b).
A l'index Eq = 70 microsecondes, spécifique à une bande magnétique Métal (ou encore à l'oxyde de chrome, Cr02), correspond la fréquence f2, fréquence "élevée" sur la courbe de réponse Lecture (figure 3), donnée par l'expression

$f2 = 1 / (2 \pi.R3.C)$

Nous avons : $R3.C = 70 . (10^{-6})$

$f2 = 1 / [2\pi. (70.10^{-6})]$

soit : f2 = 2 275 hertz

Donnons par exemple au condensateur C du montage (figure 4b) la capacité de ... 47 nanofarads et calculons la valeur résistive conjuguée de sa résistance associée R3.

Comme : $R3.C = 70.(10^{-6})$

$R3 = 70.(10^{-6}) / 47.(10^{-9})$

Nous obtenons :

R3 = ... 1 500 Ω, avec C = 47 nF

Etes-vous bien d'accord avec nous ?
En adoptant ces deux grandeurs, R3 = 1 500 ohms et C = 47 nanofarads, l'amplification des signaux sera considérablement réduite au-delà de la fréquence f2 (2 275 Hz), correspondant à la caractéristique Eq, de 70 microsecondes, de la bande magnétique de l'exemple...
Nous pouvons maintenant déterminer la valeur résistive de R2, résistance qui fait partie de la boucle de rétroaction associée à notre amplificateur de la figure 4b.
La fréquence f1, de grandeur 50 hertz, selon le standard, sera la seconde fréquence d'intervention, notre second paramètre directeur.
Nous associons la résistance R2 et le condensateur C dans l'expression de la fréquence d'intervention f1.

$f1 = 50 Hz = 1 /(2\pi.R2.C)$

Nous déduisons :

$R2 = 1 / [2\pi.50.47.(10^{-9})] = 68$ kiloohms

Il reste à choisir la valeur résistive de la résistance R1, laquelle conditionne la grandeur du Gain de tension, du cœfficient A d'amplification, en se conjuguant avec l'association (R2, R3, C).
Réfléchissons !
Nous savons (encore !) que la grandeur de l'impédance, ou capacitance, offerte par le condensateur C, est d'autant plus élevée que les fréquences des signaux traités sont basses.
Sous une fréquence de 20 hertz, l'impédance du condensateur est de grandeur

$Zc = 1 / [2\pi.20.47.10^{-9})]$ soit ...
170 kiloohms
Une pareille grandeur, devant celle de la valeur résistive de la résistance R1, conduit à l'obtention d'un cœfficient A d'amplification de tension, ou de gain de tension Gt, voisin de (R2 / R1).
Désirant obtenir un gain de tension de grandeur (raisonnable) 150, selon des fréquences inférieures, se situant vers les 20 Hz, nous donnons à R1 la valeur résistive de grandeur :

R1 = 68 000 / 150 = ... 470 ohms

Le calcul, par le détail, des valeurs du gain de tension recueilli, conditionné par les grandeurs attribuées aux résistances et au condensateur du montage (figure 4b) est pour le moins fastidieux !
Nous sommes en effet en régime variable et nous traitons des grandeurs qui ne sont pas que des résistances pures, "ohmiques", nous opérons sur des compositions vectorielles d'impédances...
Nous pouvons toutefois dire que le procédé exposé, de détermination des caractéristiques des constituants, est fiable.
Il conduit à l'obtention de résultats conformes aux spécifications de l'Expansion-Compression.
Les signaux de fréquences basses seront beaucoup plus amplifiés que ceux de fréquences élevées, le profil de la courbe de réponse de notre montage amplificateur se rapprochera très convenablement de celui type (figure 3).
Pour d'évidentes raisons de difficultés d'approvisionnement des matériels et pour de non moins évidentes raisons de ... prix de revient, nous n'envisagerons pas l'étude, suivie de la construction d'un magnétophone équipés de tubes électroniques, pas plus que de transistors d'ailleurs !
Ce qui compte pour nous c'est de savoir que les signaux audiofréquence disponibles en sortie d'un magnétophone ont subi une correction Expansion lors de la gravure de la bande magnétique, au niveau de l'Enregistrement et la correction Compression, au niveau de la Lecture.
Nous présenterons ces signaux sortie à l'entrée de nos amplificateurs audiofréquence, équipés de tubes électroniques...
Mais nous aurons vu ensemble à quoi servent et comment sont effectuées les corrections de fréquence chez les signaux gravés, mémorisés sur bande magnétique.

Tel était le but que nous nous étions proposé, pour aborder plus aisément maintenant l'étude de la correction de fréquence à la lecture des disques microsillons.

Car la réalisation d'un préamplificateur équipé de tubes électroniques, destiné à l'écoute de ces disques, est absolument facile et mérite d'être conduite, qui procure de si grandes satisfactions...

CORRECTION R.I.A.A.

Pour amener le signal délivré par la tête magnétique de lecture, équipant le bras d'un tourne disque, à l'entrée d'un préamplificateur audiofréquence, un élément de câble blindé suffit !
Il est facile de se réaliser un préamplificateur AF d'excellente facture, pour traiter le signal en question, pour un prix particulièrement intéressant...
Un amplificateur audiofréquence sera construit, qui parachèvera la réalisation, l'investissement pour l'ensemble de la chaîne amplificatrice demeure réellement très accessible...
Voilà qui permet d'écouter des disques "Microsillons" avec un plaisir sans égal, grâce aux tubes électroniques.
C'est ce que nous vous souhaitons...
Le principe d'Expansion à la gravure / Compression à la lecture des signaux de fréquences élevées, que nous venons d'analyser, s'applique non seulement à l'exploitation des bandes magnétiques, mais aussi à celle des disques analogiques !
Excusez-nous de répéter que la grandeur tension d'un signal analogique, restitué à la lecture, est proportionnelle à celle du signal enregistré, mémorisé.
En matière de disques polyvinyle, disques "plastique", ou disques "noirs", une convention a été adoptée par fabricants et constructeurs, elle est connue sous le sigle R.I.A.A., pour Record (enregistrement) Industry Association of America, une expression qui n'a nullement besoin d'être traduite en français...
L'allure générale de la courbe de réponse Lecture des disques analogiques nous est présentée par la figure 5.
Vous conviendrez avec nous qu'elle ressemble beaucoup à celle qui caractérise les bandes magnétiques !
Il va sans dire que la courbe Enregistrement et la courbe Lecture R.I.A.A. sont des répliques réciproquement complémentaires l'une de l'autre !
Nous relevons, sur la courbe Lecture de la figure 5, la présence de trois fréquences d'intervention conventionnelles, f1 (50 Hz), f2 (600 Hz) et f3 (2 120 Hz).
Vous nous pardonnerez d'avoir "triché" sur l'échelle des fréquences (figure 5), de l'avoir "tassée", pour une mise en page plus commode du dessin, ce qui d'ailleurs ne saurait en rien altérer notre raisonnement...
Nous avons également triché sur l'échelle (verticale) des coefficients d'amplification...
Un dispositif particulier doit naturellement être mis en œuvre, au niveau de l'amplification, pour conditionner la correction de fréquence voulue, à la lecture (comme à l'enregistrement !).
En simple nous dirons que l'amplification, à la Lecture, doit être 10 fois plus importante à 20 hertz qu'à 1 000 hertz, 10 fois plus importante à 1 000 hertz qu'à 20 000 hertz...
La figure 6 nous présente le schéma de principe d'un montage théorique, lequel va servir de support à notre raisonnement, avant de passer à la concrétisation, c'est promis !
La boucle de rétroaction est constituée de l'assemblage série parallèle (R1, C1), (R2, C2) et de la résistance R3.
Vous avez déjà déduit que le problème était pour nous de déterminer les grandeurs résistives et capacitives de ces composants associés, pour une réaction bien marquée selon les fréquences d'intervention f1, f2, f3...
C'est ce à quoi nous allons procéder !
Chez l'étage amplificateur de la figure 6, l'impédance résultante de l'assemblage (R1, C1), (R2, C2), soit (Z rés), se

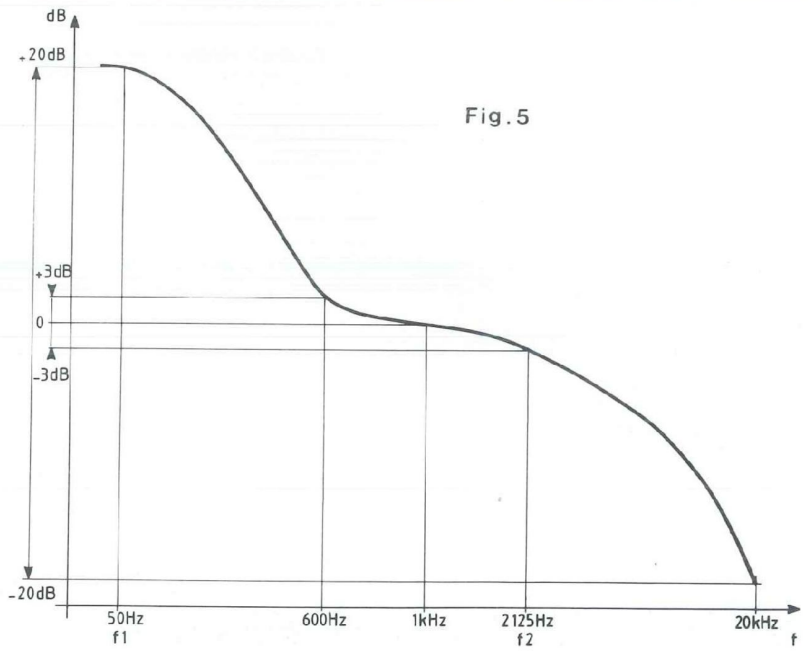


Fig.5

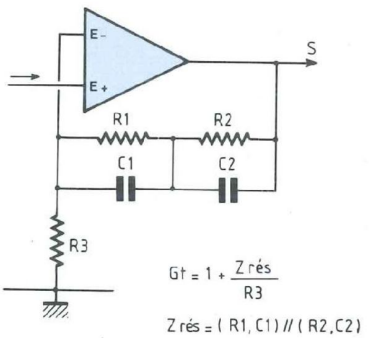


Fig.6

Les amplificateurs audio à tubes électroniques

combine avec la résistance R3, pour donner le cœfficient A d'amplification, ou Gain de tension, de grandeur :

A = (Z rés + R3) / R3,

qui peut s'écrire : 1 / (Z rés / R3)

En présence de signaux de fréquences les plus "basses", disons inférieures à 20 hertz, l'impédance offerte par les condensateurs C1 et C2 est très grande, elle n'influe alors pratiquement pas sur la valeur résistive des résistances R1 et R2, associées en parallèle à C1 et C2.
Il en résulte que la valeur du cœfficient A d'amplification tend vers

A = 1 + (R1 + R2) / R3, pour f < 20 Hz

La résistance R1 et son condensateur associé C1 constituent un filtre sélectif.
Nous les choisissons de caractéristiques telles que la fréquence d'intervention (de coupure) f1, de ce filtre soit de 50 hertz !

50 Hz = 1 / (2π.R1.C1)

Donnons à C1 la capacité de 47 nanofarads, comme précédemment, chez le montage de la figure 4b, conçu pour la correction des signaux sur bandes magnétiques.
Calculons la valeur résistive à donner à R1.

R1 = 1 / [2π.50.47.(10^{-9})

R1 = 68 kiloohms

Nous montons en fréquence !

Arrive le moment où l'impédance offerte par le condensateur C1, impédance qui va diminuant, conditionne, avec la résistance R2, une fréquence d'intervention, de grandeur 600 hertz.
Nous rappelons que cette fréquence, comme nous l'avons vu, est conventionnelle (R.I.A.A.).
Calculons la valeur résistive de la résistance R2.

R2 = 1 / (2π.600 Hz.C1)

R2 = 1 / [2π.600.47(10^{-9})]

R2 = ... 5,6 kiloohms

Nous montons en fréquence !
Arrive le moment où l'impédance offerte par le condensateur C2, impédance qui va diminuant, conditionne, avec la résistance R2, laquelle lui est associée en parallèle, de valeur résistive 5,6 kiloohms, une fréquence d'intervention de grandeur 2 120 hertz.
Cette fréquence, nous l'avons vu, est conventionnelle (standard R.I.A.A.).
Calculons la valeur capacitive à donner à C2.
C2 = 1 / (2π.2 120 Hz.R2)

C2 = 1 / (2π.2 120.5 600)

C2 = 15 nanofarads
La valeur du cœfficient A d'amplification de tension, ou gain de tension (Gt) du système de la figure 6, nous est connue par l'expression

A = 1 + (Z rés / R3),

expression dans laquelle (Z rés) est l'impédance résultante de l'assemblage série-parallèle (R1, R2), (C1, C2).

Excusez-nous de répéter que ce cœfficient A, qui est aussi le gain de tension, est maximal pour des signaux les plus bas en fréquence !
La raison en est toute simple !
La capacitance (impédance) des condensateurs C1 et C2, devant la fréquence de ces signaux, est alors maximale et influe peu sur les valeurs résistives de R1 et R2 dans leur combinaison avec les capacitances de C1 et C2.
Aux fréquences les plus basses, disons de 20 hertz, le gain de tension recueilli chez le montage tend vers :

A (ou Gt) = 1 + (R2 + R3) / R1, soit... 74 000 / R1

Désirant un gain de tension de l'ordre de 150 sous ces fréquences les plus basses, nous donnons à R1 la valeur résistive de :

R1 = 74 000 / 150 = ... 470 ohms

Nous venons de voir comment déterminer, en toute simplicité, les caractéristiques des constituants résistances et condensateurs à associer dans la constitution d'une boucle de rétroaction pour la correction en fréquence.
Le profil de la courbe de réponse du système, prévu pour la lecture des disques microsillons, disques polyvinyle, sera très voisin de celui du standard R.I.A.A.
Nous vous remercions de votre fidélité et nous vous donnons rendez-vous au mois prochain !

à suivre...

Georges Matoré

EDITIONS PERIODES

1, boulevard Ney 75018 PARIS

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue. N'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

BON DE COMMANDE

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

N° 131

Rubriques
- 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

Rubriques
- 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

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

N° 134

Rubriques
- 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

Rubriques
- 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

Rubriques
- En savoir plus sur le MAX038
- Comprendre le son des tubes
- Amplificateur à tubes. Double push-pull d'EL84 - 28 Weff (1ère partie)
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (4e partie)
- Mini-Labo Audio (1ère partie)
- Symétriseur de signaux audios

N° 137

Rubriques
- 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

Rubriques
- Le redressement avec tubes électroniques diodes (cours N°5)
- Amplificateur à tubes EL84, 2x5 Weff en classe A
- Amplificateur à transistors, 2x100 Weff en classe A-B
- Amplificateur à circuits intégrés TDA 1510 / TDA 1515
- Analyseur de spectre audio

N° 139

Rubriques
- 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

Rubriques
- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°7)
- Le Quatuor ! Amplificateur classe A de 2x20 Weff à tubes EL84
- Le traitement numérique du signal
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée)
- Booster auto-radio économique de 2x18 Weff / 4 Ω

Jusqu'au 31 mai :
125 F les 6 numéros.

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)

Je désire :

... n° 131 ☐ ... n° 132 ☐ ... n° 133 ☐ ... n° 134 ☐
... n° 135 ☐ ... n° 136 ☐ .. n° 137 ☐ ... n° 138 ☐
... n° 139 ☐ ...n° 140 ☐

NOM ..... PRENOM .....

N° ..... RUE .....

CODE POSTAL ..... VILLE .....

LE MONSTRE

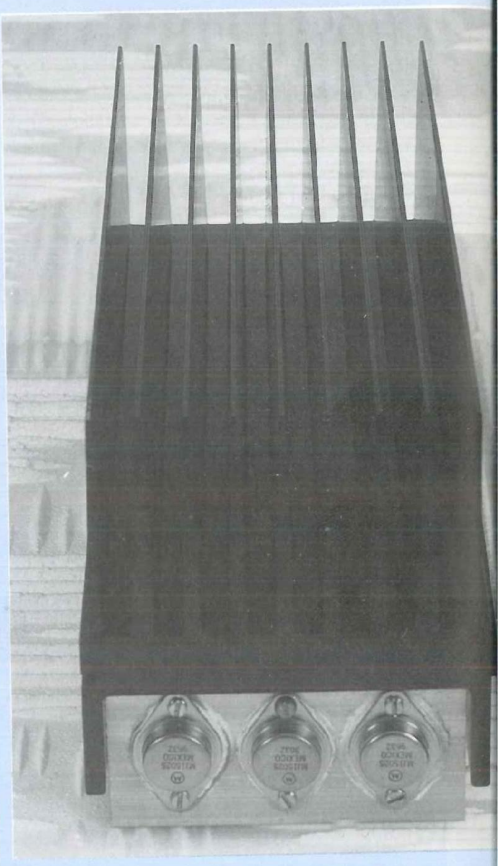
AMPLIFICATEUR PROFESSIONNEL 2 x 350 Weff / 8 Ω ou 1000 Weff / 8 Ω

2e partie

Dans notre précédent numéro, nous avons fait connaissance avec ce projet "monstrueux" ! la réalisation d'une unité de puissance de 2 x 350 Weff / 8 Ω (ou en version pontée de 1 x 1000 Weff / 8 Ω). Les deux synoptiques ont permis d'en dévoiler la composition d'une part et de voir les différents étages utilisés d'autre part.

Nous avons ensuite découvert le "big" schéma de principe de cet amplificateur stéréophonique abondamment commenté, en s'appuyant sur de nombreux calculs, sur le choix judicieux des étages utilisés ainsi que sur les composants sélectionnés.

Nous allons poursuivre cette étude théorique avec le symétriseur qui va permettre en mode ponté de disposer de plus de 1 000 Weff / 8 Ω, puis nous verrons les étages alimentation, temporisation et protections HP. Nous terminerons par la réalisation de toutes les cartes électroniques qui une fois assemblées donneront vie à notre MONSTRE.



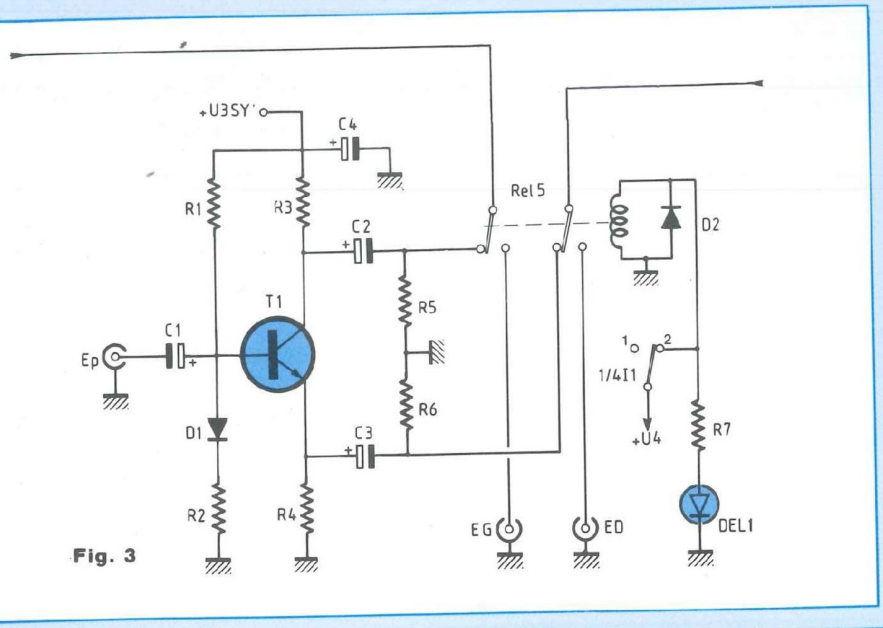


Fig. 3

LE SYMÉTRISEUR

Visible également sur la figure 3 pour faciliter la compréhension générale de notre système, la structure du symétriseur se trouve dessinée en bas, du schéma. On ne peut plus simple, elle ne se compose que d'une cellule de déphasage, formée de R1, R2, R3, R4, R5, R6, C1, C2, C3, D1 et T1. Pour un bon fonctionnement de cet étage, qui implique une opposition de phase parfaite à 180 ° ainsi qu'une amplitude rigoureusement égale entre les deux signaux, il est nécessaire que R3 et R4 soient identiques. En partant de là, on obtient une amplification de 1 en attaquant directement la base de T1 par le signal d'entrée. Sachant d'autre part que la sensibilité des blocs amplis est, dans le pire des cas de 3 Veff, il faut

donc calculer la tension d'alimentation +U3SY nécessaire au symétriseur de manière à ce qu'il assure un minimum de 3 Veff sur le collecteur et l'émetteur de T1. Pour cela, il faut connaître quelle est l'amplitude maximale qu'il est possible d'obtenir sur les deux jonctions de T1. Ceci est tout de suite visible car si l'on prend T1 bloqué, aucun courant ne traverse R3 et R4, donc UR3 et UR4 = 0V. Si maintenant on prend T1 saturé, ce qui revient à dire que collecteur et émetteur forment un court-circuit, on se rend compte que UR3 = UR4 = +U35SY/2 (puisque R3 = R4). Voilà, on sait maintenant que l'amplitude crête à crête sur le collecteur et l'émetteur de T1 sera de +U3SY/2-0=+U3SY/2. Si l'on désire obtenir en sortie du symétriseur une tension de 5 Veff pour s'assurer une certaine marge de sécurité, la tension d'alimentation +U3SY nécessaire doit être 2x (2x5$\sqrt{2}$) V soit environ + 28 V continu. En réalité, on la fixe à + 32 V pour pallier aux pertes dûes au transistor. Pour ce qui est des résistances de sorties S1 et S2, elles équivalent à R3 et R4. Avec 180 Ω pour R3 et R4, il n'y aura aucun problème pour driver les 10 kΩ d'impédance d'entrée des deux blocs amplis. Vient ensuite la polarisation de T1, qui se fait via R1, R2 et D1, C1 servant de capacité de liaison pour bloquer le continu issu de la base de T1. On sait que l'amplitude maximale de sortie vaut +U3SY/2, ce qui, en d'autres termes, signifie que le point de repos doit se situer à +U3SY/4. Pour cela, il faut que :

$$\frac{R1.R2}{R1+R2} = 1/4$$

Seulement, il existe une infinité de valeurs pour lesquelles R2 = 3R1, et, dans notre cas, il faut adapter R1 et R2 en fonction de l'impédance d'entrée voulue, du gain en courant du transistor T1 et enfin de la résistance d'émetteur qui, en dynamique, n'est autre que l'association de R4//R6//Ze ampli. Et oui, C2 et C3 sont des condensateurs de liaisons qui éliminent les ddp continues issues du collecteur et de l'émetteur de T1, tandis que R5 et R6 chargent S1 et S2, de façon à ce qu'il n'y ait pas de gros "clocks" lors du passage en stéréo/ponté. Ceci pour dire qu'en fait S1 et S2 sont chargées par 5 kΩ, ce qui ne pose aucun problème.

Pour calculer R1 et R2, on rappelle l'expression littérale de la résistance d'entrée d'une telle structure, qui est :

$$Rin = \frac{R_B\,[h11 + (h21+1)\,Re]}{R_B + h11 + (h21+1)\,Re} \quad \text{avec } R_B$$

association parallèle de R1 et R2 et Re qui vaut : R4//R6//Ze ampli 1. On vous passera tous ces calculs fastidieux en donnant R_B = 14 kΩ, ce qui implique que R1 = 18 KΩ et R2 = 56 kΩ, pour un h21≥ 200 et un h11 # 300 Ω.
Nous avons fait le tour de ce symétriseur. On précisera toutefois que REL5 permet, sous l'action de I2, d'aiguiller la modulation vers les entrées des blocs amplis soit à partir des signaux de modulation extérieurs (en mode stéréo), soit à partir des sorties S1 et S2 du symétriseur (en mode ponté). Ce dernier cas se reconnaîtra par l'illumination d'une diode led en façade de l'appareil.

L'ALIMENTATION

Point clé d'un amplificateur, elle est trop souvent négligée. Que ce soit en classe A ou en classe A-B, une bonne alimentation doit pouvoir, à tout moment, fournir une quantité d'énergie très importante. Certains constructeurs semblent oublier que la musique est une succession de signaux transitoires parfois très violents. Il n'y a qu'à passer le test suprême d'une mezzo soprano pour se rendre tout de suite compte de la qualité d'un appareil. Ce n'est déjà pas évident lorsque l'on a tout mis en œuvre sans considération de prix de revient, alors avec une mauvaise alimentation, ce genre de test est totalement exclu et inutile. Combien d'amplificateurs de sonorisation sont mals conçus ! Ils peuvent être vendus à bas prix... il n'y a rien dedans ! Obtenir 1000 W avec une charge de 8 Ω nécessite des intensités crêtes de 16 A ! Ce n'est pas facile de stocker une telle énergie, mais avec les moyens techniques qui nous sont offerts, ce n'est pas non plus vraiment un problème. Pour ces raisons nous avons utilisé en filtrage trois condensateurs qui totalisent 14100 µF/250 V sous un courant de 47,1 A à 85 °C et à 100 Hz (qui monte à plus de 90 A à 35°). Impressionnant ? non ! nécessaire, pour écouter une musique vivante, dynamique.

Le redressement est assuré par deux ponts de 50 A/600 V tandis que pour la transformation de la tension secteur il est fait appel à une batterie de 5 transformateurs qui totalisent 1500 VA/110 V, ce qui n'est pas trop. Si l'on considère que la partie ampli a un rendement (n) de 75 %, ce qui est le maximum possible, il faut 1300 VA minimum pour "sortir" le kilowatt. Pour la section "ampli en tension", on ajoute en série à l'alimentation de puissance un sixième transformateur. Après redressement et filtrage, on effectue une régulation à +157 V de + U1S. Mais comme un bon schéma vaut mieux qu'un long discours, nous vous proposons de vous reporter à la figure 4. Comme expliqué précédemment, on retrouve les trois capacités C4, C5 et C6 qui assurent à la partie puissance une énergie colossale, disponible aux bornes +U2B1 et +U2B2. En fait, comme on peut le constater, tous les transformateurs ne sont pas reliés en série. On commence par TR1 et TR2. Là on redresse puis on filtre une première fois les 2x22 V des deux secondaires, ce qui nous donne 62 V continu en +U3e. De là, on régule à +32 V +U3sy, + U3B1 et +U3B2 via IC3, R13 et R14. C14 sert de découplage à R13 pour limiter le bruit au maximum, alors que C15 filtre la sortie de IC3 pour compléter l'action de C14. Pour ce qui est de D11 et D12, ces deux diodes protègent l'ADJ et le OUT de IC3 de manière à ce que le potentiel de +U3e ne descende pas en dessous de +U3SY, ce qui aurait pour conséquence de détruire le régulateur. Vient ensuite le redressement de TR3, TR4 et TR5 (reliés tous les trois en dérivation), effectué par PR2. Pour obtenir +U2B1 et +U2B2, PR1 et PR2 sont branchés en série comme si TR1 à TR5 l'étaient, à la différence près qu'ici on utilise deux ponts. Cet assemblage est le seul possible pour obtenir plusieurs tensions qui restent indépendantes les unes des autres, malgré tout. Pour finir, on redresse, le dernier transformateur, TR6 (dont les deux secondaires sont reliés en série) via PR3, qui lui même dérive avec PR2 et PR1. De cette façon, on obtient aux bornes de C9 une ddp de l'ordre de +190V, ce qui augmente +U2B1 et +U2B2 de 35 V environ. A la suite de C9 viennent deux structures qui font monter +U1eB1 et +U1eB2 de façon linéaire (et non logarithmique), de 0 à +185 V en une

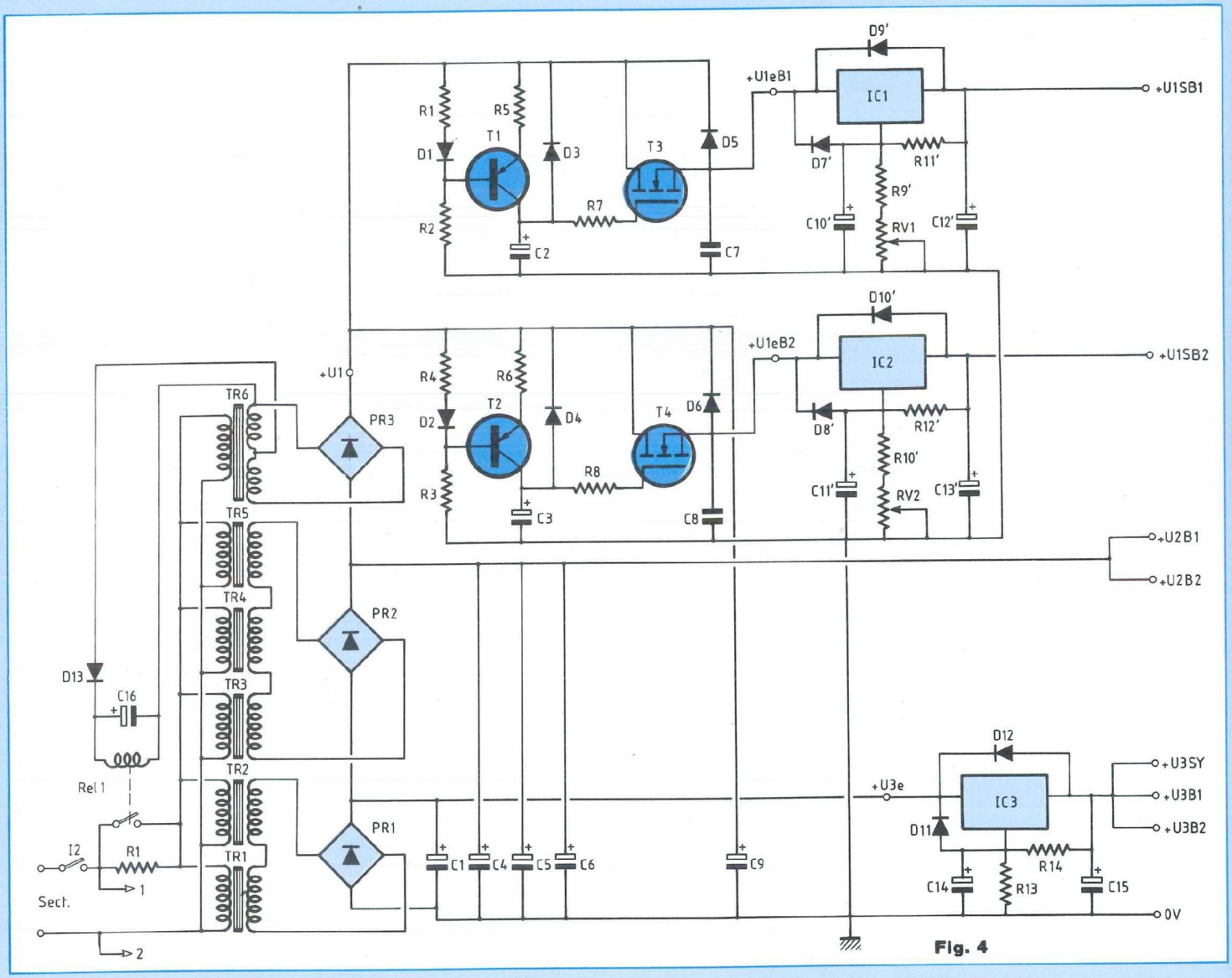


Fig. 4

dizaine de secondes.
Du fait qu'elles sont strictement identiques, nous ne donnerons que l'analyse structurelle de l'étage du haut. De suite, on remarque la présence d'un générateur de courant (R1, R2, R5, D1 et T1) qui charge C2 à courant constant, ce qui explique la montée linéaire de la tension. En effet, on sait que le courant traversant une capacité à l'expression mathématique suivante :

$$ic = C.\frac{duc}{dt}$$

sachant que ic et C sont des constantes, en calculant l'intégrale de :

$$d.\frac{uc}{dt} = \int d\,\frac{uc}{dt}$$

on obtient :

$$uc = \frac{I.t}{C}$$

En fonction de cela il devient facile de choisir R1, R2 et R5 en fonction de C et du Ic sélectionné. Or, vu la faible valeur du courant Ic, on utilise un suiveur de tension constitué du transistor Mos-Fet/T3, R7 et C7 servant à éviter toute mise en oscillation du système.

Pour ce qui est de D3 et D5, ces deux diodes permettent de décharger C2 et C7 lorsque l'alimentation est coupée. Pour terminer, on précisera que cette structure est absolument indispensable pour ne pas détruire l'étage amplificateur en courant de la carte, figure 3. En effet, en observant la partie R10, R11, R12, R13, R14, R15, D1,C5,T7,T8,T9 et T10, on peut remarquer qu'une mise sous tension instantanée provoquerait un courant de base, dans T7 et T9, très élevé pour charger C5. En conséquence, il y aurait destruction des deux jonctions émetteur-base. Ce système permet une mise en

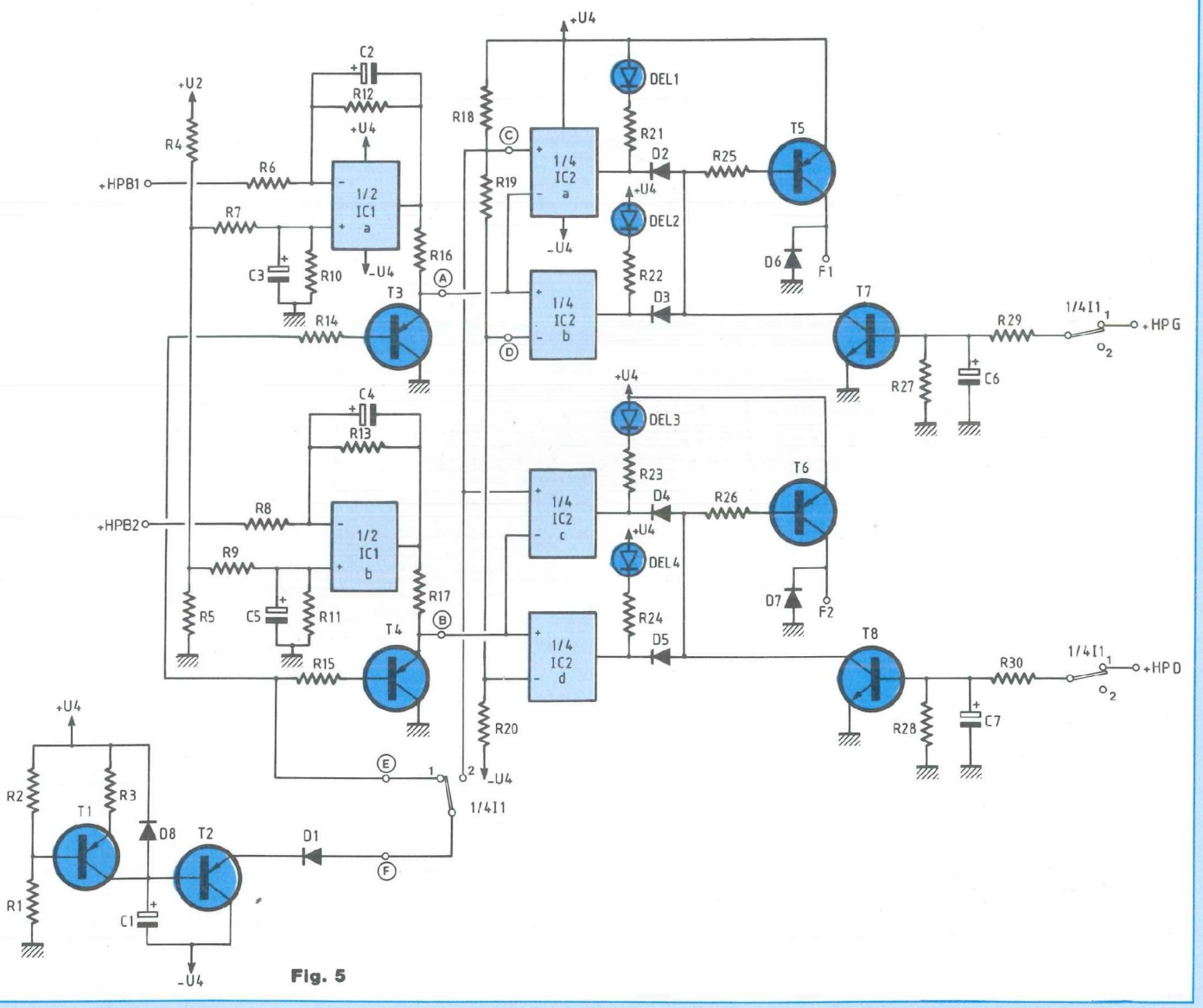


Fig. 5

fonctionnement douce de tous les composants, ce qui est un gage de fiabilité dans le temps. A la suite viennent les modules de régulation, constitués de R9, R11, RV1, C10, C12, D7, D9 et IC1 pour le bloc ampli n°1 et de R10, R12, RV2, C11, C13, D8, D10 et IC2 pour le bloc ampli n°2. Ceux-ci assurent une régulation parfaite à + 157 V, quelle que soit la puissance demandée, de manière que ces + 157 V se situent toujours au dessus de + U2, afin que les pertes soient compensées. Le réglage sera obtenu par le biais de RV1 et RV2 qui permettent des variations comprises entre + 146 V et + 168 V, ce qui est parfait pour cette application. On rappelle au passage que l'expression qui lie la ddp de sortie d'un régulateur avec les éléments résistifs qui lui sont attribués est :

$$U1SB1 = 1{,}25\left[1 + \frac{R9 + RV1}{R11}\right] \text{ ou encore}$$

$$U1SB2 = 1{,}25\left[1 + \frac{R10 + RV2}{R12}\right]$$

Pour clore le chapitre alimentation, nous allons porter notre attention sur la mise sous tension de celle-ci. En effet, vu la batterie de transformateurs utilisés, il n'aurait pas été possible de faire démarrer cette "machine" en alimentant directement les six primaires. Nous en avons fait les frais, le disjoncteur "tilt", les courants réactifs étant trop violents. Alors pour remédier à cela, nous avons placé une grosse résistance de limitation qui absorbe l'effet selfique. Une fois les potentiels établis, l'un des deux enroulements de TR6 alimente REL1 qui court-circuite R1. Ainsi, on annule tout

problème de mise sous tension. Avant d'entreprendre la réalisation de l'appareil, nous allons aborder un dernier point qui est celui de la temporisation des enceintes en mode Ponté.

TEMPORISATION ET PROTECTIONS H.P.

Inutile pour une utilisation en stéréo, la temporisation est absolument obligatoire pour le montage en pont. En effet, il y a des pointes de plus de 80 V continu à la mise sous tension, ce qui peut être destructeur pour l'enceinte. De structure assez modeste, elle fait l'objet de la figure 5. La temporisation est extrêmement simple et ne se compose que de R1, R2, R3, C1, D1, D10, T1 et T2. L'ensemble forme un générateur qui charge un condensateur C1 à courant constant, en une vingtaine de secondes environ. D10 permet la décharge de C1 lors de la coupure de l'alimentation. T2 sert de suiveur pour que les autres circuits n'affaiblissent pas le courant du générateur, ce qui pourrait empêcher la charge de C1. L'interrupteur I1 étant en position 1, la temporisation sature T3 et T4 jusqu'à ce qu'elle ait terminé son action, à partir de la mise sous tension. De là, on force à 0V les entrées + et - de IC2, repérées par (A) et (B). Analysons le fonctionnement des comparateurs. Reliés deux à deux, ils forment deux comparateurs à fenêtre (pour a et b et c et d). Deux références de tensions sont fixées aux points (C) et (D). Elles sont les images des ddp continues à ne pas dépasser, éventuellement recueillies en sorties des amplis, et qui s'élèvent à + 0,64 V et - 0,64 V. De ce fait, comme on a 0 V en (A) et (B), toutes les sorties de IC2 sont à l'état haut. T5 et T6 sont alors bloqués, REL3 et REL4 (voir figure 3) sont au repos, ce qui permet à C11 de se charger en douceur au travers des haut-parleurs. S'il intervenait un problème quelconque qui fasse qu'une composante continue apparaisse sur le + de C11, T7 (ou T8 selon la voie incriminée) se saturerait, provoquant celle de T5 (ou T6) qui activerait REL3 et REL4 pour couper la sortie. En effet, T7 et T8 fonctionnent en émetteur commun, une charge positive sur leurs bases les fait se saturer. C'est ce qui se passerait ici grâce aux atténuateurs filtrants que sont R29, R27 et C6 (ou R30, R28 et C7) qui court-circuitent les signaux dynamiques pour ne laisser passer que le continu. Maintenant, lorsque +HPB1 et +HPB2 sont à U2/2 et que la temporisation a terminé son action, 1/2IC1a et 1/2IC1b surveillent étroitement le fonctionnement des amplis 1 et 2. Une dérive de ± 5 V est tolérée pour +HPB1 et +HPB2. Passé ce cap, l'alerte est donnée et les enceintes sont déconnectées. Le système est simple et fait appel à deux structures différentielles atténuatrices (pour que IC1 puisse fonctionner, dans sa gamme de tension d'alimentation de ± 12 V) et filtrantes (pour ne traiter que le régime statique). Les tensions +U2/2 et +HPB1 sont comparées par les entrées + et - de 1/2IC1a. Un écart de ± 5 V se traduit par une variation de ± 0,64 V en sortie de 1/2IC1a, qui fait alors basculer 1/4IC2a ou 1/4IC2b (cela dépend du sens de variation) au øL, sature T5, fait commuter REL3 et REL4 qui coupent l'enceinte. A noter que dans ce mode, T7 et T8 ne servent qu'à la mise sous tension, en cas d'urgence. Maintenant, en configuration pontée, les choses se passent autrement. Effectivement, il ne faut pas que le haut-parleur se trouve raccordé à la mise sous tension, et ce pour les raisons évoquées en début de chapitre. L'interrupteur étant basculé en position 2, le circuit de temporisation tire le point (C) à - U4 au départ. Par conséquent IC1a et b n'ont plus aucune influence et les sorties de IC2a et c se retrouvent au ø L. T5 et T6 commutent, activent REL3 et REL4 et de ce fait la charge est hors service. Les secondes passent, les potentiels s'équilibrent et se stabilisent tandis que le potentiel de temporisation augmente. Arrivé à + 0,64 V, D1 se bloque, si tout se passe normalement (+HPB1 et +HPB2 # + U2/2) alors IC2a et IC2c repassent à l'état haut, bloquant T5 et T6. Ainsi, REL3 et REL4 retrouvent leur point de repos et le H.P. est connecté. Simple non ? I1 en position 2 implique aussi que T7 et T8 soient complètement désactivés et que REL1 aiguille bien les entrées des deux blocs amplis vers le symétriseur, tout en allumant une petite diode led DEL1, qui informe l'utilisateur que le système est ponté (fig. 3). En ce qui concerne les diodes D2, D3, D4 et D5, elles permettent de rendre les sorties de IC2 indépendantes. Chaque couple (D2, D3 et D4, D5) forme un "OU" logique. Grâce à ce procédé, on peut savoir précisément d'où provient un problème de fonctionnement par la visualisation de DEL1 à DEL4. Si DEL1 s'allume, on sait de suite que les transistors NPN du bloc 1 (MJ15024 ou 2N3440) sont à incriminer. De même, si DEL2 s'illumine, c'est que le problème vient très probablement des PNP complémentaires (MJ15025 ou 2N5416). La déduction est la même pour le bloc 2 avec DEL3 et DEL4. Pour en terminer avec ce chapitre, on ajoutera que D6 et D7 sont des diodes de récupération d'énergie qui annihilent la surtension provoquée par la bobine des relais lorsque l'alimentation est coupée. Elle détruirait les transistors de commande T5 et T6. Quant à D8, elle décharge C1 lors de l'arrêt de l'appareil. Pour ce qui est de R21, R22, R23 et R24, elles polarisent la sortie des comparateurs à l'état haut car leur structure est du type à collecteur ouvert. Nous allons maintenant pouvoir passer à la réalisation de l'amplificateur en donnant, pour terminer, le schéma de l'alimentation de cette dernière étude, en fig. 6. Ultra classique, elle se passe de commentaire.

RÉALISATION DE L'AMPLIFICATEUR

. LE BLOC DE PUISSANCE

Il est à prévoir en double exemplaires, que ce soit pour une écoute stéréophonique ou en mode ponté.

. LE CIRCUIT IMPRIME

Donné à l'échelle 1 pour le rendre reproductible, celui-ci fait l'objet de la figure 6. La gravure, du type simple face, ne pose aucun problème. Dans un premier temps, tous les trous seront percés à 0,9 mm, de manière à pouvoir placer tous les composants, mis à part les picots ronds à souder pour lesquels il faut percer à 1,2 mm (pour qu'ils puissent entrer en force). Exception faite des transistors de puissance accompagnés de leurs résistances bobinées d'émetteurs, ainsi que des deux transistors de compensation en température, T13 et T14, tous les composants prennent place sur le circuit imprimé. On commencera par souder le strap ST1 puis on continuera par les diodes D2, D3, D8 et D9, toutes les

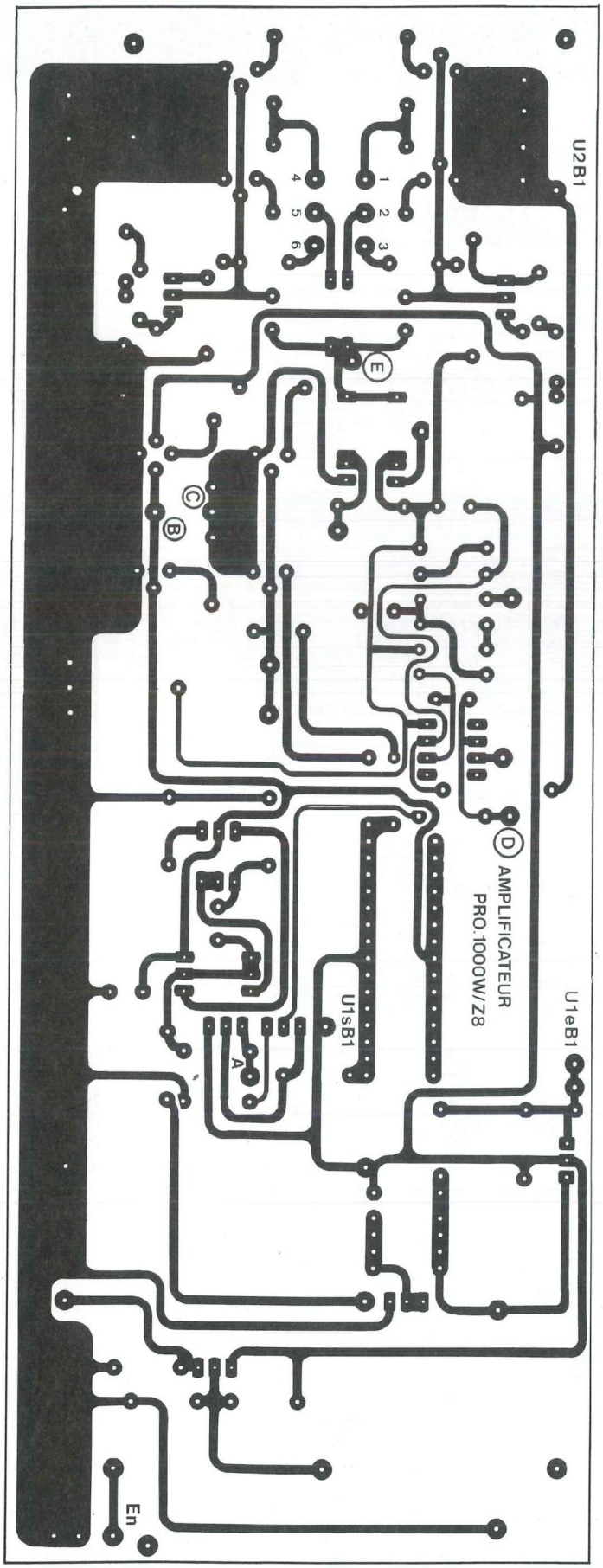


Fig. 6

résistances (sauf les 15 composants appelés R7), les diodes de redressement 1N4007 D7' et D9' (ou D8' et D10'), les deux transistors T3 et T5 en prenant soin de bien les orienter. Pour cela, celui du dessous (T5) doit se câbler méplat vers soi. T3 qui vient par dessus doit présenter son méplat à l'autre de manière à ce qu'ils soient en contact l'un avec l'autre. On ajoutera d'ailleurs entre les deux corps une petite goutte de silicone pour parfaire l'échange thermique. On pliera les pattes à 90 ° avant de les souder. Viennent ensuite les autres transistors TO92 comme T1, T2 et T2', puis tous les boîtiers TO5 (T7, T8, T9, T10, T15, T15', T16 et T16') et le support tulipe 8 broches. Après cela, on s'intéressera à R7. En effet, ces quinze résistances doivent être surélevées de 10 mm du circuit imprimé pour être refroidies correctement. On plie d'abord toutes les pattes des composants. On utilise 4 entretoises hexagonales de 10 mm que l'on insère, vis/écrous côté pistes, aux trous de fixation du module. On introduit les quinze composants dans leurs emplacements, on retourne la plaque et on soude (en prenant soin que les résistances soient toutes bien jointes). Déposer de la soudure en abondance de façon à obtenir une grosse piste (sans pour cela exagérer non plus). Pour les deux transistors T4 et T6, on prendra soin de bien les isoler par une semelle mica enrobée de silicone. Idem pour les deux dissipateurs mis dos à dos sur lesquels on pourra y déposer également un peu de graisse afin d'obtenir un échange thermique parfait. On fixe sommairement les deux MJE340 sur le double radiateur et on présente le tout au circuit imprimé. On enfonce au maximum les deux boîtiers, on soude les transistors puis on fait un serrage correct. Idem pour IC1 (ou IC2), on fera attention à ce que le trou de fixation du TL783 coïncide bien avec celui du dissipateur, avant de le câbler. Après avoir mis en place tous les picots, on s'occupera des composants soudés côté pistes. Il s'agit de C4, la capacité de compensation en fréquence, de la résistance bobinée R11 et de celles au carbone de 2 W, R16 et R17. A noter que la partie supérieure des 3 corps devra dépasser de 11 mm par rapport au circuit, de manière à ce qu'ils soient refroidis par l'énorme dissipateur. On n'oubliera pas non plus les quatre autres éléments résistifs R35, R35', R36

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLIFICATEUR
(pour un bloc)

- Résistances à couche métallique ± 1 % 1/2 W
R18, R21 - 750 Ω
R29 - 25,5 kΩ
R30 - 88,7 kΩ
R31 - 3,57 kΩ
R32 - 73,2 Ω
R33 - 5,90 kΩ
R34 - 13 Ω

- Résistances à couche métallique ± 5 % 1/2 W
R1, R2 - 22 kΩ
R3 - 18 kΩ
R4 - 4,3 kΩ
R5 - 150 kΩ
R6 - 1,5 kΩ
R8 - 12 Ω
R9 - 24 kΩ
R9' - 4,7 kΩ
R9* (ou R10*) - 4x56 kΩ
R10 - 75 Ω
R11' (ou R12') - 120 Ω
R12, R14 - 68 Ω
R13, R15 - 10 Ω
R19, R20 - 13 Ω
R35, R35', R36, R36' - 1,2 Ω

- Résistances à couche métallique ± 5 % 1 W
R7 - 15 x 15 kΩ

- Résistances à couche carbone ± 5 % 2 W
R16, R17 - 12 kΩ

- Résistances bobinées 7 W
R11 - 5,6 kΩ
R22 à R27 - 0,27 Ω

- Ajustable 25 tours vertical
RV1 (ou RV2) - 2 kΩ

- Condensateurs céramiques et chimiques
C1, C5 - 22 µF / 450 V axial
C2, C12' (ou C13') - 100 µF / 250 V axial
C3, C8 - 47 µF / 25 V radial
C4 - 100 pF ou 220 pF polystyrène 1 % axial
C6, C7 - 1000 µF / 16 V radial
C9 - 100 µF / 25 V radial
C10 - 2,2 µF céramique multicouches
C10' (ou C11') - 10 µF / 450 V axial
C11 - 10 000 µF / 100 V / C039

- Semiconducteurs
T1, T3, T5 - 2N5551
T2, T2' - MPSA42
T4, T6, T12, T13, T14, - MJE340
T7, T8, T9, T10, T16, T16' - 2N5416
T11 - MJE350
T15, T15' - 2N3440
T17, T19, T21 - MJ15024
T18, T20, T22 - MJ15025
IC1 - CA3140E
IC1' (ou IC2') - TL783C
D1 à D4, D7 à D9 - 1N4148
D5, D6, D10, D9' (ou D10'), D7' (ou D8') - 1N4007

- Divers
4 x dissipateurs ML61
4 x dissipateurs ML840
2 x dissipateurs ML33
1 x dissipateur X117 IDDM
2 équerres alu 50x50x5 mm
6 x mica T03
4 x mica T0126
1 x mica T0220
12 x canon isolant T03
1 x canon isolant T0220
12 x vis tête plate 3x15 mm
4 x vis tête plate 3x5 mm
1 x vis tête plate 3x15 mm
3 x vis tête fraisée 3x10 mm
18 x rondelle éventail
14 x écrou pour vis ø 3 mm
2 x entretoise nylon 5 mm
6 x cosse à souder ø 3 mm
6 x porte fusible pour circuit imprimé
6 x fusible 4A rapide
1 x support tulipe 8 broches
1 x relais subminiature type FBR211, 1RT / 12 V (dispo chez Selectronic)
2 x relais type 40-61 Finder, 1RT 16A (dispo chez Selectronic)
câble silicone 2,5 mm² rouge, noir, jaune (environ 1,5 m)
câble silicone 1 mm² rouge, noir, jaune (environ 1,5 m)
câble extra souple 0,38 mm² rouge, noir, vert (environ 1 m)
30 x picot rond à souder mâle et femelle

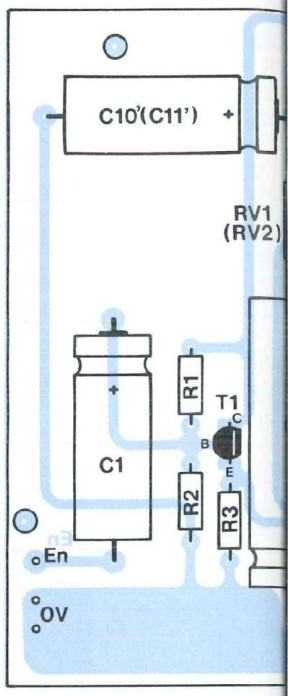
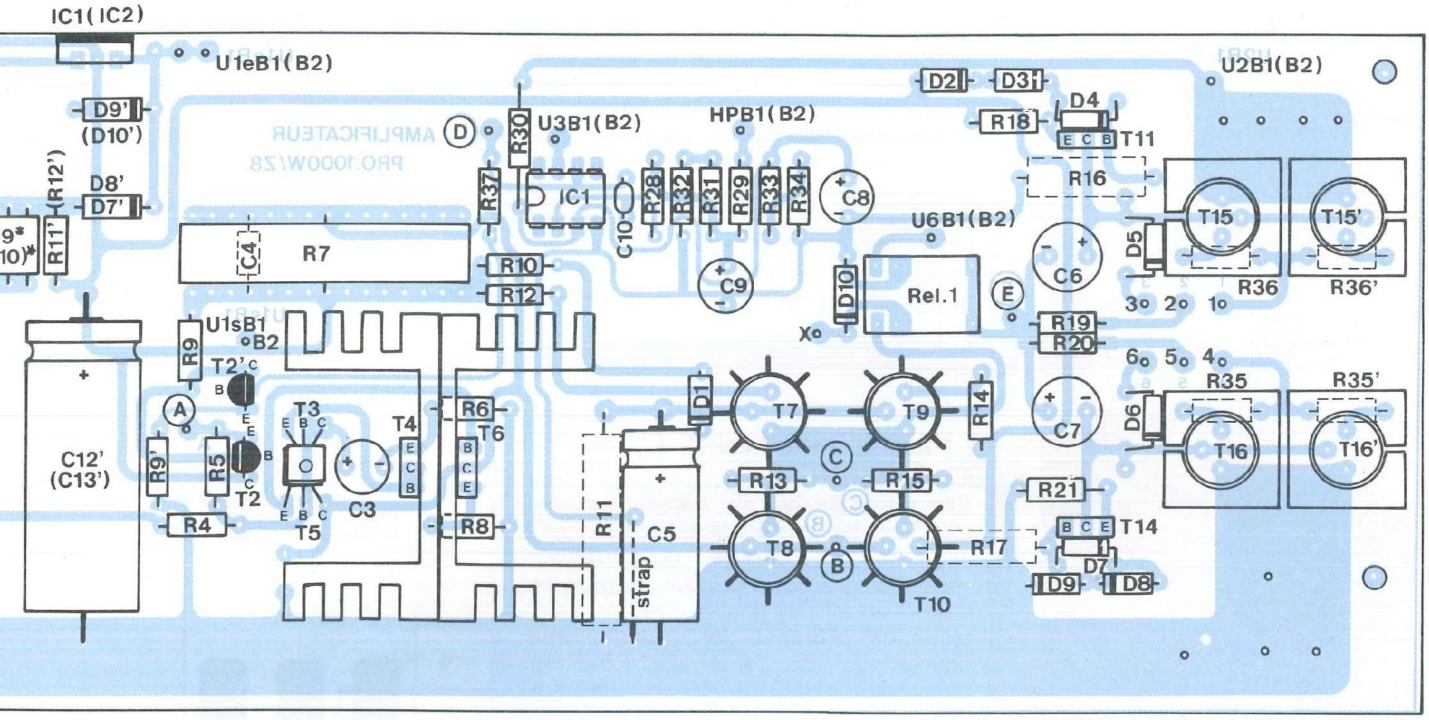


Fig. 7



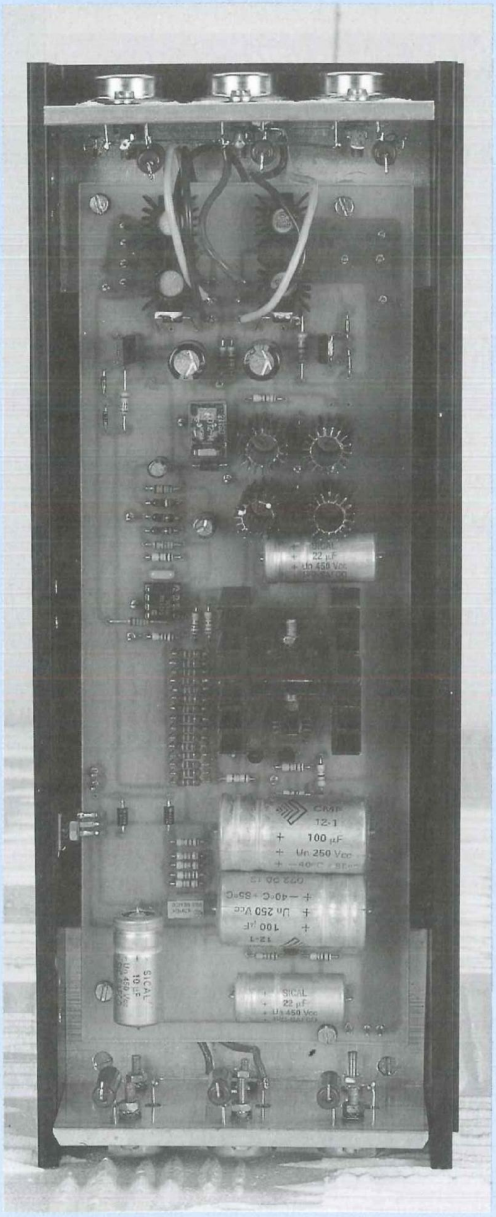
et R36' de 1,2 Ω/0,5 W. Une fois que tout est implanté sur le circuit (condensateurs, dissipateurs divers, etc...) on vérifiera que les diodes D1, D4, D5, D6 et D7 se trouvent bien en contact avec les dissipateurs et les transistors. Utiliser une goutte de silicone à chaque fois pour être sûr du bon échange thermique, surtout qu'il s'agit de diodes de compensation en température. Bien entendu, on exécutera toutes ces opérations en s'aidant de la nomenclature des composants ainsi que du schéma d'implantation donné en fig. 7. Nous allons maintenant pouvoir nous occuper de l'équipement des dissipateurs munis de leurs équerres.

. LE DISSIPATEUR : INFORMATIONS IMPORTANTES.

Étant donné qu'il n'existait pas chez les revendeurs, des dissipateurs capables de satisfaire nos besoins, nous en avons sélectionné un modèle dans le catalogue de IDDM. Le mastodonte qui porte la référence X117 est capable de dissiper des puissances colossales. De plus, Il est merveilleusement adapté à notre réalisation. Esthétique, pratique puisque formant un ensemble ultra compact avec le circuit encastré à l'intérieur, nous sommes sûrs qu'il rencontrera le succès qu'il mérite auprès de nos lecteurs, sensibles à la fiabilité, au côté pratique ainsi qu'à l'innovation. Le seul problème avec cette barre d'aluminium à ailettes de 300 mm de longueur pour 117 mm de hauteur et 114 mm de largeur réside dans le fait qu'il n'y a pas d'emplacement de prévu pour des boîtiers TO3. Ceci ne nous a pas freiné pour autant et avons réalisé nous-mêmes des équerres à nos mesures en aluminium de 5 mm (!) d'épaisseur. Ainsi, on obtient un résultat similaire à celui que l'on aurait eu avec des boîtiers plaqués directement sur le dissipateur.

. LE DISSIPATEUR : EQUIPEMENT

Celui-ci reçoit les six transistors de puissance, les six résistances bobinées d'émetteurs, les deux transistors de compensation en température T12 et T13, et enfin le circuit imprimé fixé par des entretoises, avec le régulateur vissé sur le côté. Pour le montage des six boîtiers TO3, il faut faire attention au sens ainsi qu'à l'isolation de ceux-ci. Pour cela, placer la carte au fond du dissipateur, comme pour la fixer (un seul sens est possible). Ceci étant fait, mettre les trois NPN/MJ15024 côté gros condensateurs jaunes (C2, C12' ou C13' etc....), alors que les PNP seront face aux drivers T15, T15', T16 et T16'. Pour l'isolation, un schéma est donné en figure 8 avec une coupe équerre/transistor. En ce qui concerne la figure 9, elle montre le montage adopté pour les deux transistors NPN et PNP au centre, avec la fixation commune des transistors de température (un par équerre). A noter que dans ce cas, les canons isolants du bas se trouvent côté boîtier TO3, plaqués par une rondelle plate plus la vis de fixation. Pour le câblage des deux MJE340 fixés sur les équerres, on relie ensemble les broches collecteur/base (pattes du milieu et de droite lorsque l'on a le boîtier face à soi). On y soude, pour celui situé avec les trois MJ15024, deux fils souples de 0,38 mm^2 de section et de 32 cm de longueur chacun. Le rouge se soude sur les deux broches collecteur/base tandis que le jaune vient se câbler sur l'émetteur, qui est la patte restante. Un troisième fil, de couleur bleue et de même longueur, est soudé sur les trois



bases des transistors de puissance. Pour relier les bases entre elles, on utilise du fil de cuivre étamé de 10/10e. Le câble bleu se soude sur la base du transistor central, comme l'indique la figure 10. En ce qui concerne l'autre équerre, les opérations sont similaires à ceci près que les trois petits fils rouge, bleu et jaune passent de 32 cm à 8 cm de longueur et que le câble silicone vire du rouge au noir, avec une même longueur. Il ne reste plus qu'à fixer les trois petits circuits supportant les portes fusibles et les deux relais sur le côté du dissipateur (portes fusibles aux extrémités et relais au centre), souder les picots femelles aux extrémités des petits fils souples et fixer le grand module ampli en tension. On recommence les mêmes opérations pour le second bloc. Les circuits imprimés portes fusibles et relais sont reproduits aux figures 11, 11a, 12 et 12a. Nous allons maintenant pouvoir passer à la réalisation de l'alimentation.

CABLAGE DES ALIMENTATIONS

. PARTIE PUISSANCE ET AMPLI EN TENSION

Elle regroupe les six transformateurs toroïdaux, les trois ponts redresseurs, les capacités de filtrage, la carte de régulation à + 32 V et celle de montée linéaire en tension dont les circuits et les plans de câblages sont donnés aux figures 13, 13a, 14 et 14a. Pour les régulations +U1SB1 et +U1SB2, celles-ci sont déjà câblées puisqu'elles prennent place sur les deux modules "ampli en tension". Suivent les trois capacités de filtrage C4, C5 et C6 de 4 700 µF/250 V chacune, les 5 x 470 µF/160 V représentées par C9 et montées sur circuit imprimé (voir fig. 15 et 15a) avec PR3, la petite carte recevant D13, C16 et REL1, et, pour finir l'interrupteur d'alimentation générale I2. Pour cette partie du travail, il n'y a pas de difficulté particulière, mis à part le montage électrique des transformateurs où la rigueur s'impose pour qu'ils fonctionnent tous en phase. Pour cela, on se reporte au plan de câblage de la figure 16, à partir duquel cette étape devient un jeu d'enfant. Le câble utilisé entre les dominos, les ponts PR1, PR2, les condensateurs C4, C5, C6 et les sorties +U2B1, +U2B puis "0 V repéré A" est de type au silicone de 2,5 mm^2 de section. Pour les câbles qui arrivent sur les trois modules, on utilise toujours du fil souple siliconé mais de 1 mm^2, tandis que ceux qui sortent de ces mêmes circuits (montée... et filtrage...) font 0,38 mm^2 , les courants étant peu importants. Nous ne donnons pas de précision (pour l'instant) sur la longueur de ces conducteurs car elles dépendront de la disposition et du coffret adoptés par le

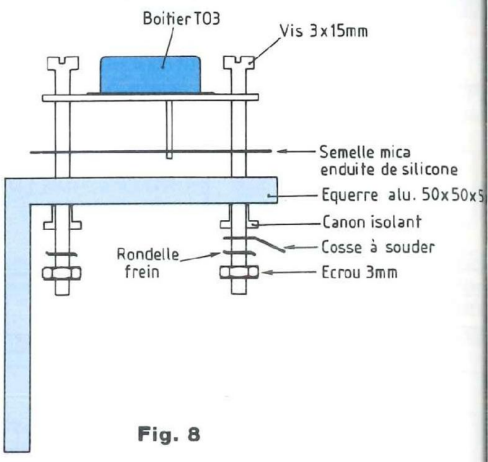


Fig. 8

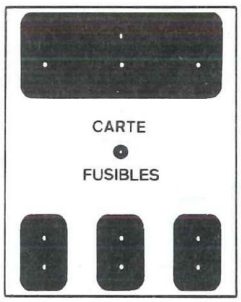


Fig. 11

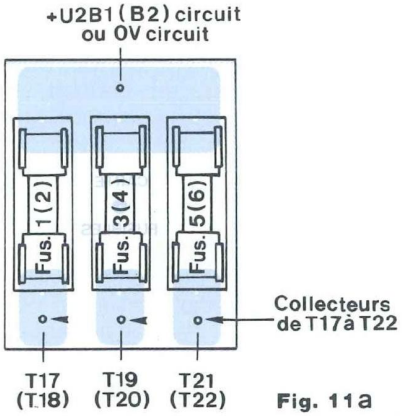


Fig. 11a

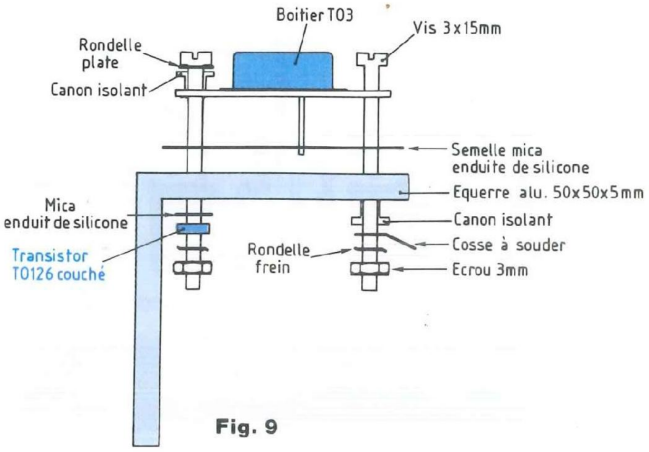


Fig. 9

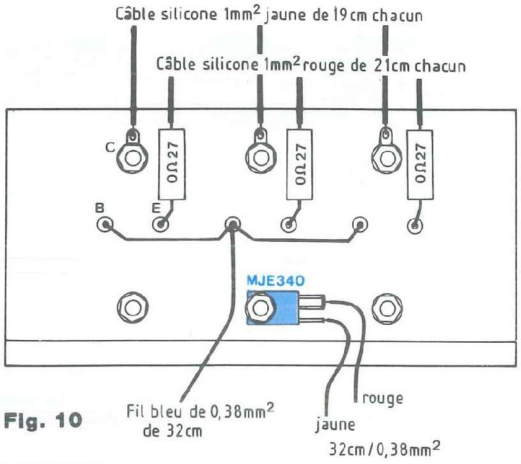


Fig. 10

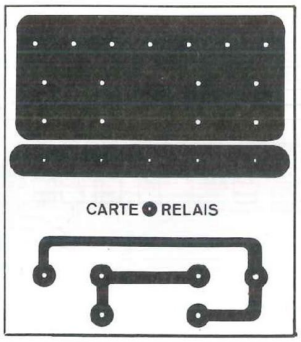


Fig. 12

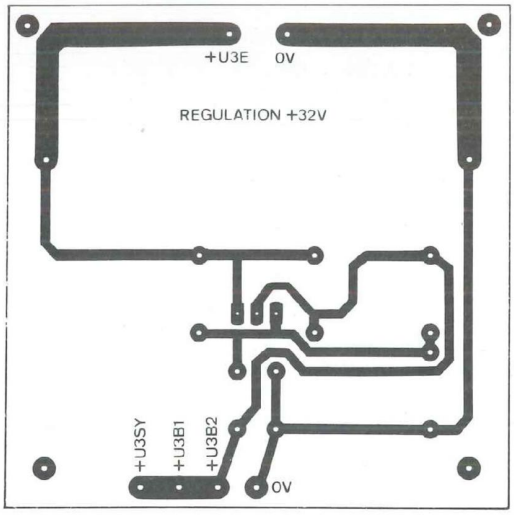


Fig. 13

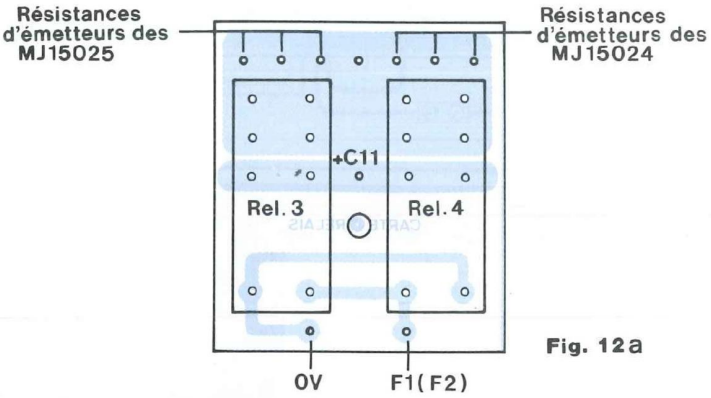


Fig. 12a

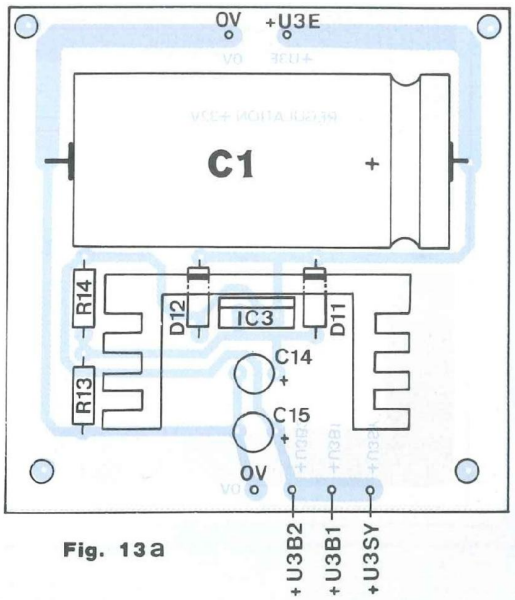


Fig. 13a

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIM RÉGULATION + 32 V

- Résistances à couche métallique ± 5 % 0,5 W

R13 - 3 kΩ
R14 - 120 Ω

- Condensateurs

C1 - 4700 µF / 63 V axial
C14 - 10 µF / 63 V radial
C15 - 10 µF / 63 V radial

- Semiconducteurs

D11, D12 - 1N4007
IC3 - LM317T

- Divers

1 x dissipateur ML33
1 x mica T0220
1 x canon T0220
1 x vis tête plate 3x10 + rondelle éventail + écrou
6 x picot rond à souder mâle et femelle

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION AMPLI EN TENSION

- Résistances à couche métallique ± 1 % 0,5 W
R1, R4 - 2,21 kΩ
R2, R3 - 182 kΩ
R5, R6 - 1,74 kΩ

- Résistances à couche métallique ± 5 % 0,5 W
R7, R8 - 4,7 kΩ

- Condensateurs
C2, C3 - 100 µF / 385 V radial
C7, C8 - 2,2 µF / 250 V MKT
C9 - 5x470 µF / 160 V axial

- Semiconducteurs
T1, T2 - MPSA92
T3, T4 - IRF840
D1, D2 - 1N4148
D3 à D6 - 1N4007
PR3 - pont redresseur 4 A / 600 V

- Divers
1 x transformateur torique 220 V / 2x12 V / 50 VA

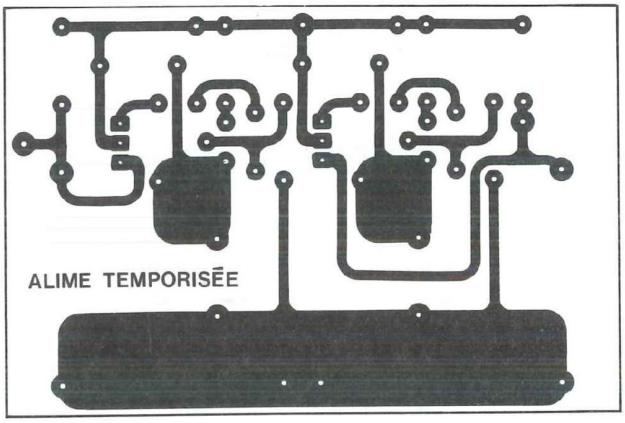


Fig. 14

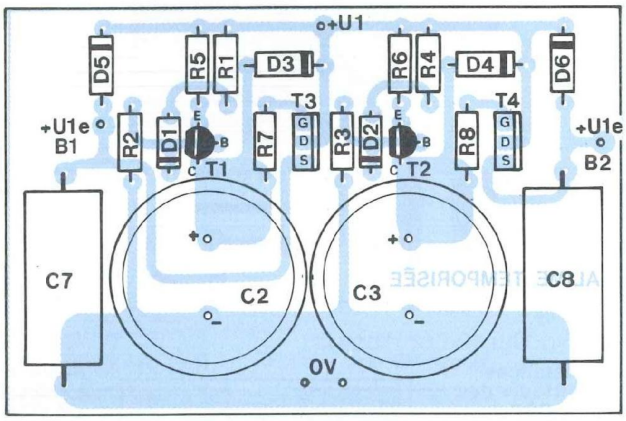


Fig. 14a

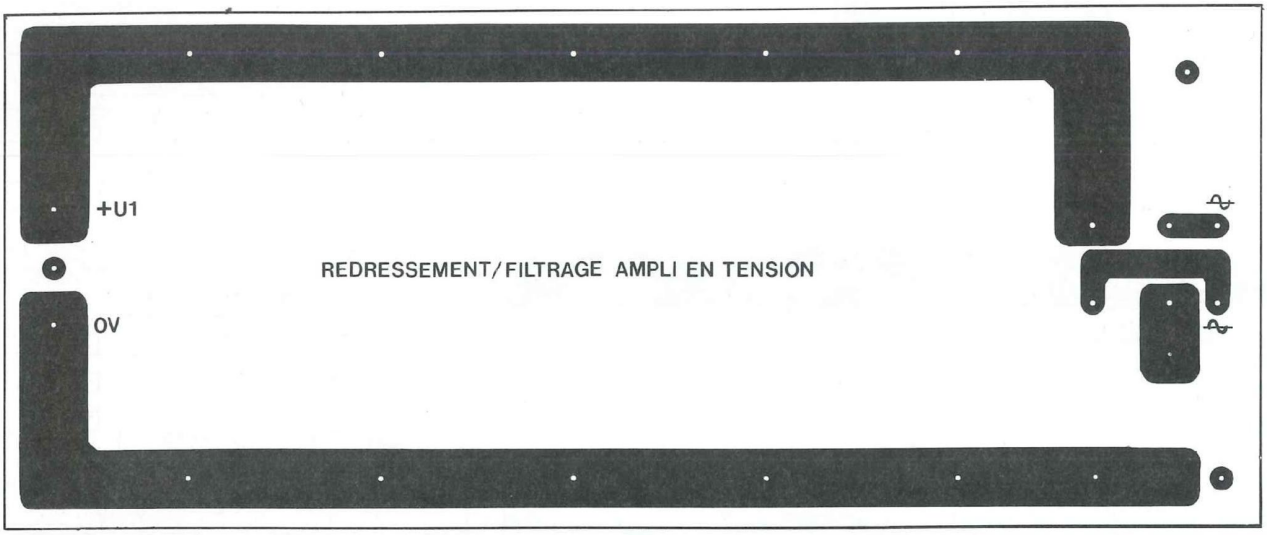


Fig. 15

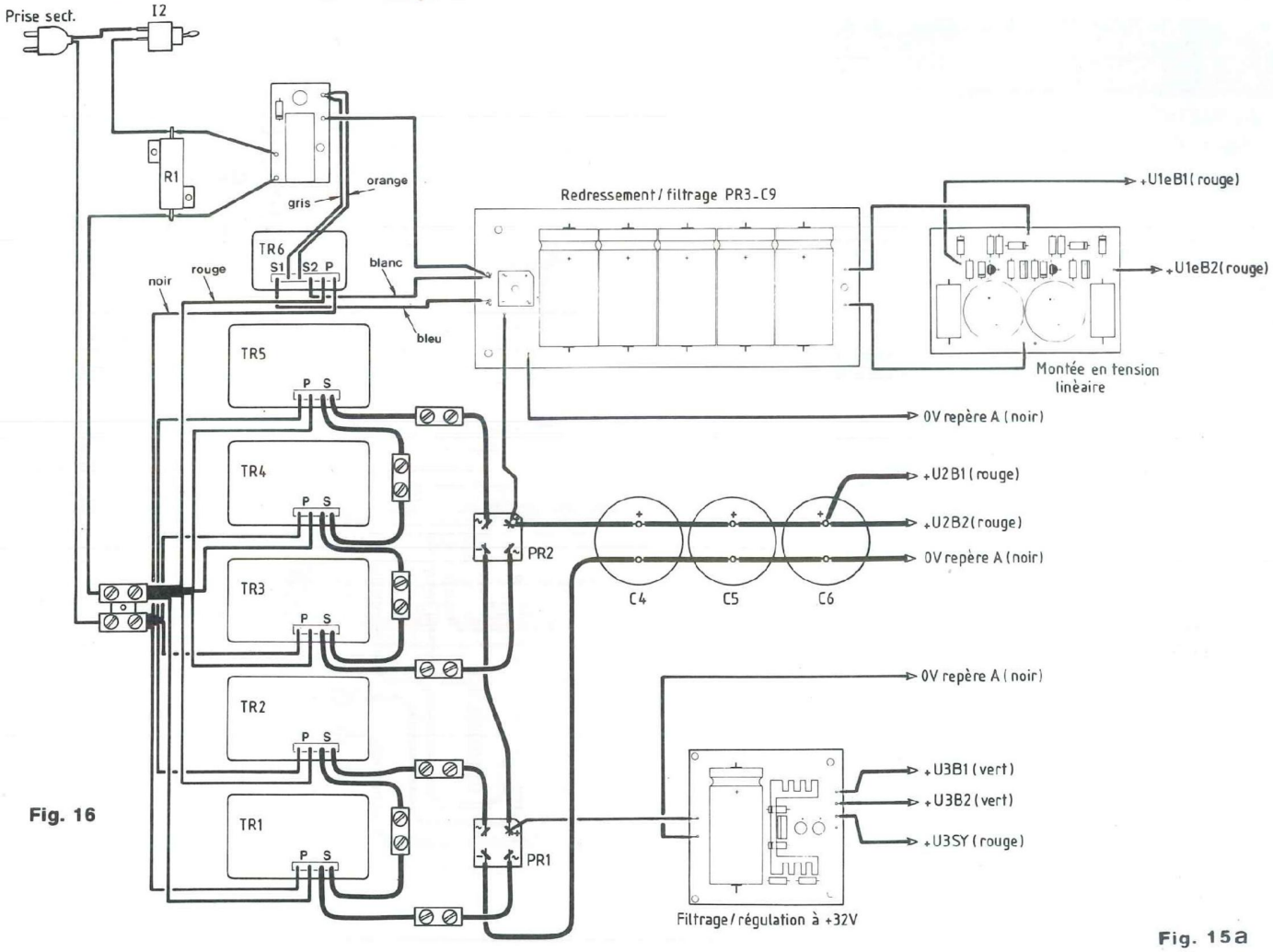
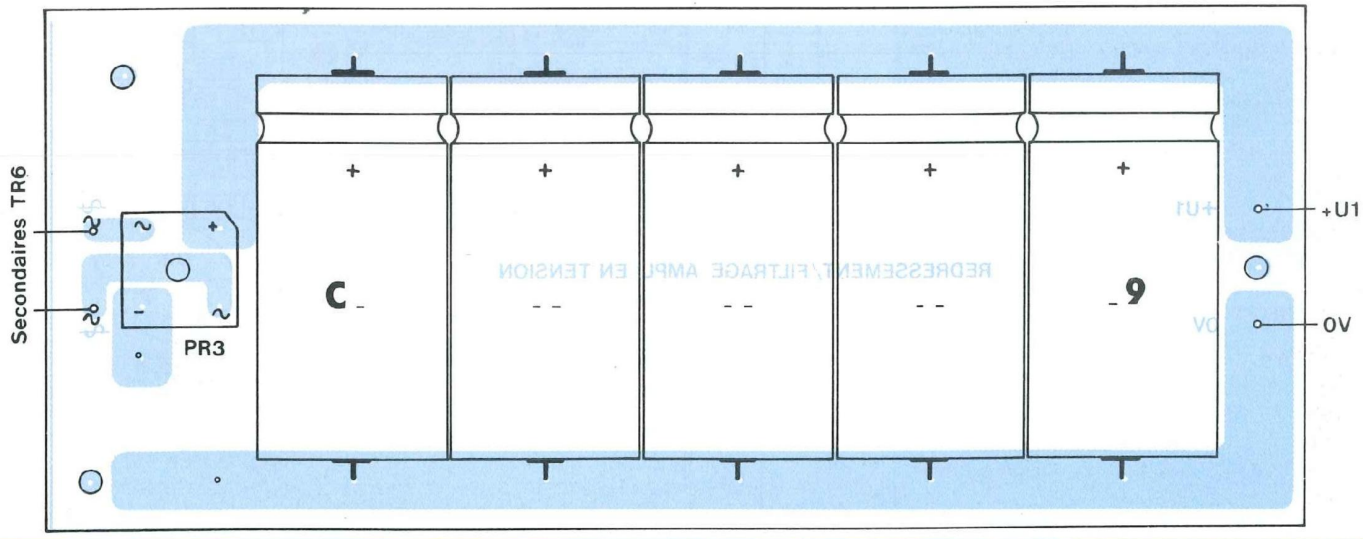


Fig. 16

Fig. 15a



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION DE PUISSANCE (pour les deux blocs)

- Résistance 50 W pour montage sur radiateur
R1 - 4,7 Ω

- Condensateurs
C1 - 1000 µF / 16 V radial
C4, C5, C6 - 4700 µF / 250 V série aluminium industrielle (dispo chez Radiospare)

- Semiconducteurs
D1 - 1N4007
PR1, PR2 - pont redresseur 50 A / 600 V

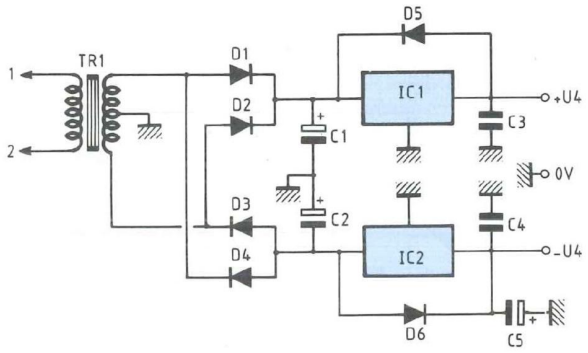
- Divers
- TR1 à TR5 - 220 V / 22 V / 300 VA (IDDM)
- REL1 - relais 1RT / 16 A / 12 V (dispo chez Selectronic)
- I2 - interrupteur poussoir à enclenchement bipolaire série 8000 (sorties à cosses)
- une prise secteur
- neuf dominos pour câble 3,5 mm²
- trois brides de fixation pour C4, C5, et C6 type UTE2738 + 6 vis M5x10 + 6 rondelles anti desserrage
- câble silicone 2,5 mm² rouge et noir (environ 1 m)
- câble extra souple 0,38 mm² rouge, vert et noir (environ 1,5 m)

ALIM TEMPO / PROTECTION

- Condensateurs
C1, C2 - 4700 µF / 16 V radial
C3, C4 - 100 nF MKT
C5 - 1000 µF / 16 V

- Semiconducteurs
D1 à D6 - 1N4007
IC1 - 7812T
IC2 - 7912T

- Divers
TR1 : transformateur moulé E32TR16 (2x12 V / 16 VA)
5 x picot rond à souder mâle et femelle
4 x entretoise hexogonale femelle/femelle 10 mm



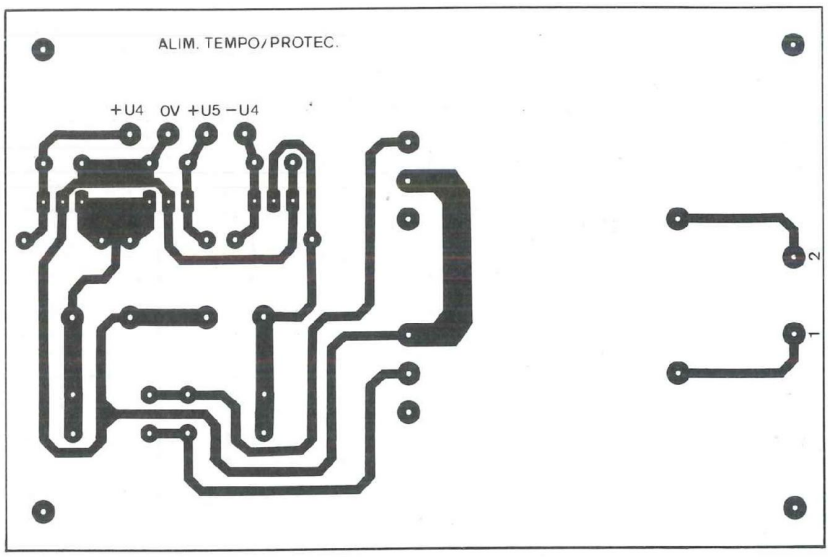


Fig. 19

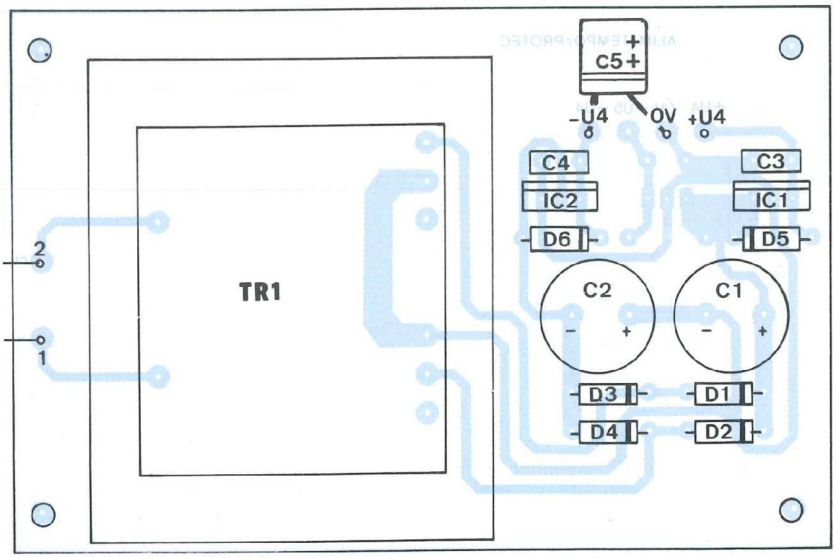
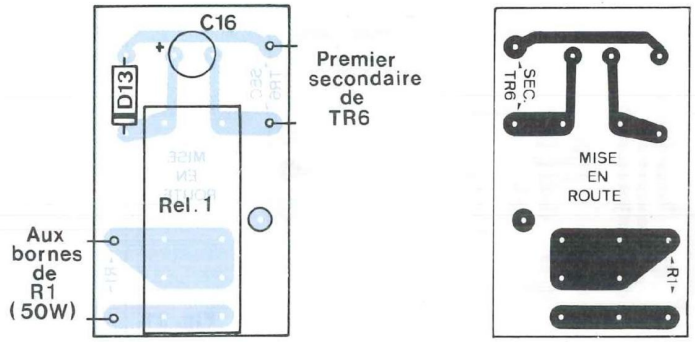


Fig. 20



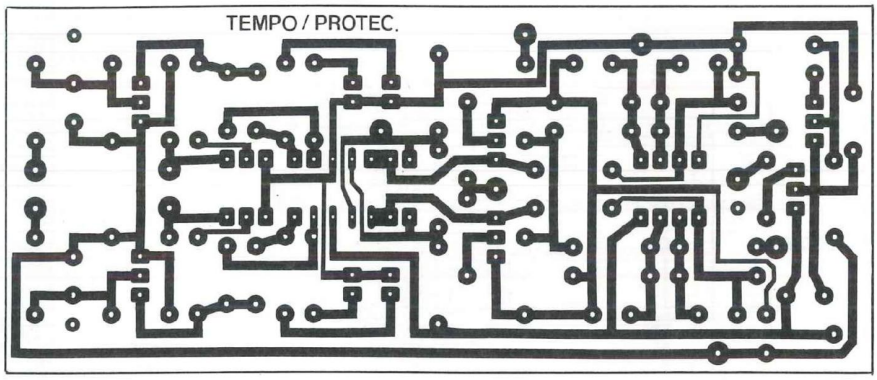


Fig. 17

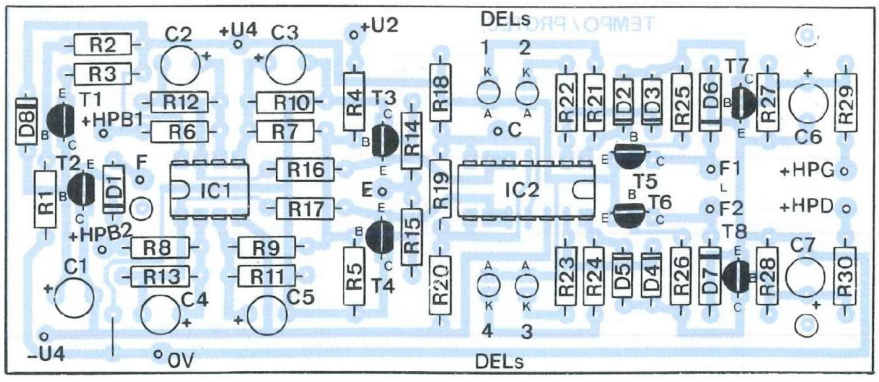


Fig. 18

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

TEMPO / PROTECTION (pour les deux blocs)

- Résistances à couche métallique 1 % 0,5 W
R4 - 12,1 kΩ
R5 - 12,7 kΩ
R6 à R9 - 499 kΩ
R10 à R13 - 43,2 kΩ
R18, R20 - 1,15 kΩ
R19 - 80,6 Ω

- Résistances à couche métallique ± 5 % 0,5 W
R1 - 560 Ω
R2 - 270 Ω
R3 - 13 kΩ
R14, R15 - 100 kΩ
R16, R17 - 47 kΩ
R21 à R24 - 2,2 kΩ
R25, R26 - 10 kΩ
R27, R28 - 1 kΩ
R29, R30 - 15 kΩ

- Condensateurs
C1 - 1000 µF / 16 V radial
C2 à C5 - 10 µF / 16 V radial
C6, C7 - 330 µF / 16 V radial

- Semiconducteurs
D1 à D5 - 1N4148
D6 à D8 - 1N4007
T1, T3 à T6 - BC327
T2 - BC516
T7, T8 - BC337
IC1 - LM1458
IC2 - LM339
DEL1 à DEL4 - Diodes Led haute luminosité rouge

- Divers
12 x picot rond à souder mâle et femelle
1 x inverseur miniature à levier série 5600 tétrapolaire

lecteur. A ce propos, nous les informons que notre prototype n'utilise pas un boîtier du commerce, car non seulement ceux-ci coûtent une fortune mais ils ne sont pas assez solides pour supporter la totalité de notre électronique. Quant à l'esthétique, elle se passe de commentaire. Le coffret que nous vous proposerons est "du sur mesure", en aluminium poli de 5 et 10 mm d'épaisseur. Autant dire que l'amplificateur, une fois terminé, est d'une esthétique qu'un produit du commerce pourra envier. Vous découvrirez la "bête" dans le prochain numéro. Le câblage de l'alimentation principale étant terminé, nous allons maintenant passer aux circuits de temporisation/protection du continu.

. CIRCUITS DE PROTECTION/ TEMPORISATION/ALIMENTATION

Comportant assez peu de composants, ce module doit être rapidement câblé. On

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

SYMÉTRISEUR

- Résistances à couche métallique ± 5 % 1/2 W
R1 - 39 kΩ
R2 - 13 kΩ
R3, R4 - 180 Ω
R5, R6 - 10 kΩ
R7 - 1 kΩ

- Condensateurs
C1 - 22 µF / 25 V axial
C2, C3 - 100 µF / 25 V axial
C4 - 1000 µF / 63 V axial

- Semiconducteurs
T1 - BD677A
D2 - 1N4007
D1 - 1N4148

- Divers
REL5 : relais national HB2 12 V/2 RT
3 x prise cinch (RCA) femelle châssis
8 x picot rond à souder mâle et femelle
DEL 1 : diode Led rouge haute luminosité ø 3 mm
4 x entretoise hexagonale femelle/femelle 10 mm

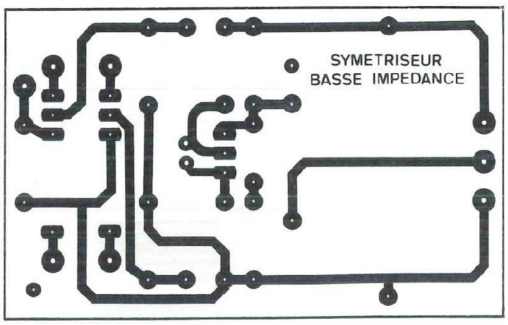


Fig. 21

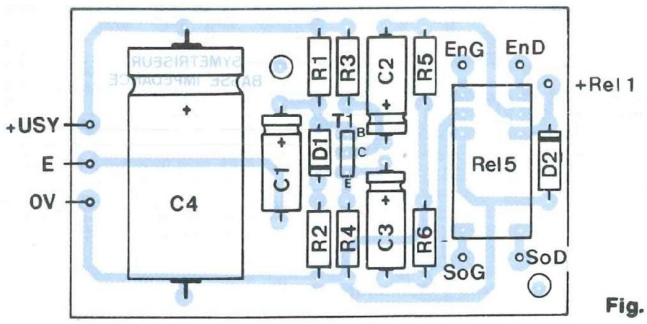


Fig. 21a

s'aide de l'implantation du circuit donné en figure 17, du plan de câblage figure 18 et de la nomenclature. Comme toujours, on commence par souder les composants de petites tailles, telles les diodes 1N4148, les résistances. Suivent les supports de circuits intégrés, les transistors et enfin les capacités radiales. Il ne reste plus qu'à réaliser l'alimentation en utilisant les figures 19 et 20 où figurent implantation et plan de câblage.

CIRCUIT DEPHASEUR

Il ne manquait plus que lui pour en terminer avec le câblage des divers modules. Relativement simple à mettre en œuvre, ce dernier module ne doit poser aucun problème en se reportant aux figures 21 et 21a.

INTERCONNEXIONS GENERALES ET ESSAIS PRELIMINAIRES

Les interconnexions comprennent les liaisons électriques entre tous les modules. Etant donné que le plan d'interconnexions de l'alimentation générale a déjà été vu, on se contente de renommer les divers fils qui en proviennent. Avant tout, nous allons commencer par les tester. On laisse toutes les sorties "en l'air" puis on relie momentanément tous les 0 V (repère A) ensembles. Pour commencer, on branche un voltmètre entre le 0V et le +U1eB1. Tout de suite après le raccordement de la prise au secteur, on doit entendre le relais REL1 commuter. Pendant ce temps, on surveille la montée en tension de +U1eB1 qui doit être douce et constante. Au bout de 30 secondes, on doit atteindre la valeur de 185 V environ.

On poursuit les mesures en plaçant les pointes de touches aux bornes + et - de C4, C5 ou C6, on doit relever une valeur de 155 V minimum. Pour clore cette première étape, on contrôle la tension présente entre +U3B1 (ou +U3B2 ou encore +U3sy) et le 0 V. On doit lire + 32 V sur l'afficheur du voltmètre. Bien entendu, au cas où l'un de ces trois chiffres ne serait pas correct, il conviendrait de rechercher l'erreur commise. Une mesure complémentaire peut aider le manipulateur. L'appareil de mesure en position AC, on mesure la tension aux bornes ~ (ou AC) de PR1, PR2 et PR3. On doit successivement trouver 44 V, 66 V et 24 V. Si tel n'était pas le cas, il suffirait de revoir les phases des transformateurs en se reportant au plan de câblage de la figure 16. On éteint par le biais de I2 l'alimentation et on décharge le tout avec une résistance bobinée de 560 Ω/10 W, en la plaçant entre +U1eB1 et 0 V. Ainsi, on arrive à décharger toutes les capacités de filtrage. Lors de cette opération, on prendra garde à ne pas se faire "chatouiller" les doigts avec les quelques 180 V continus, ni de se brûler avec l'élément résistif. Une fois les condensateurs vidés, on procédera à un dernier contrôle de +U1eB2 en plaçant le

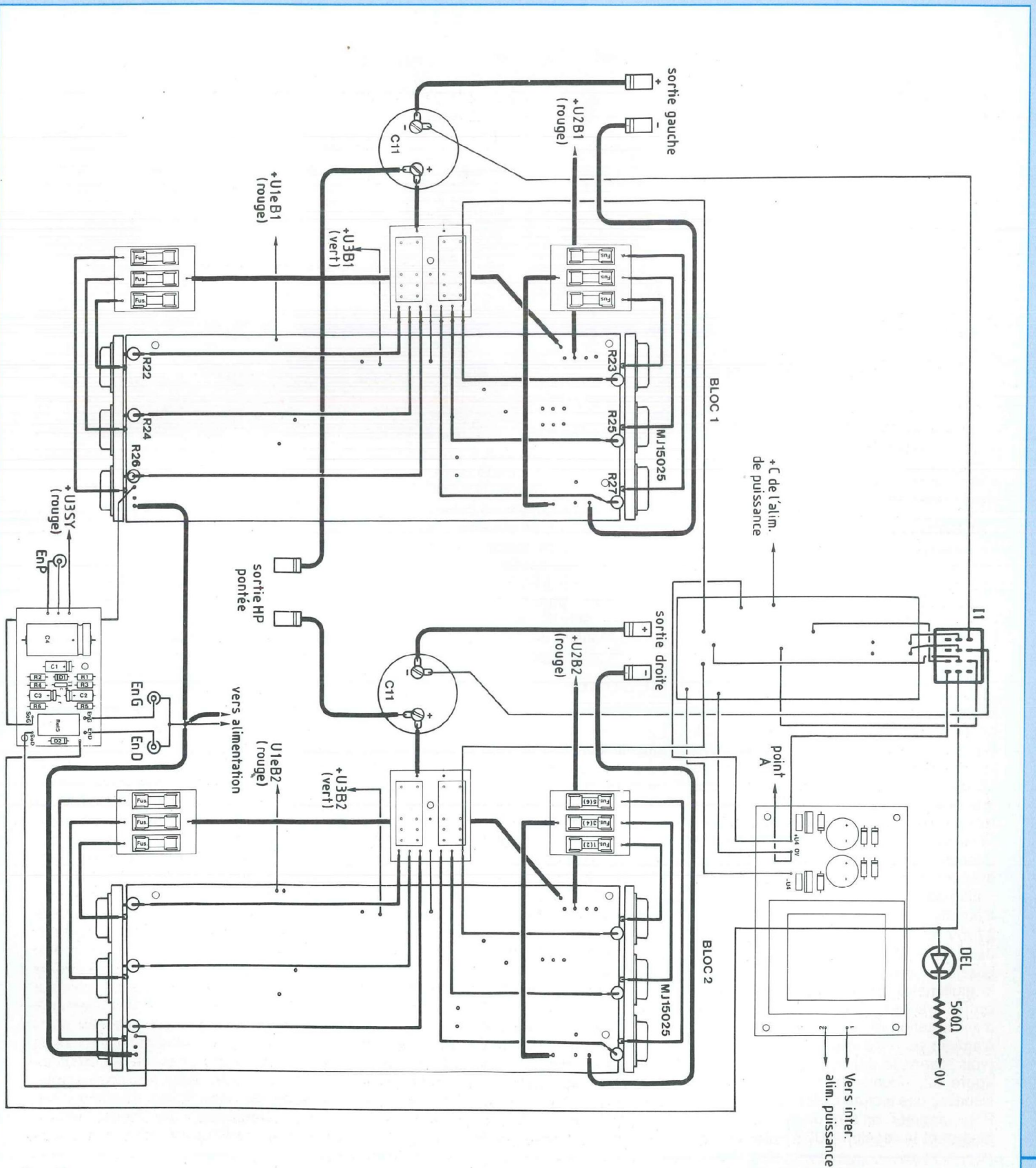
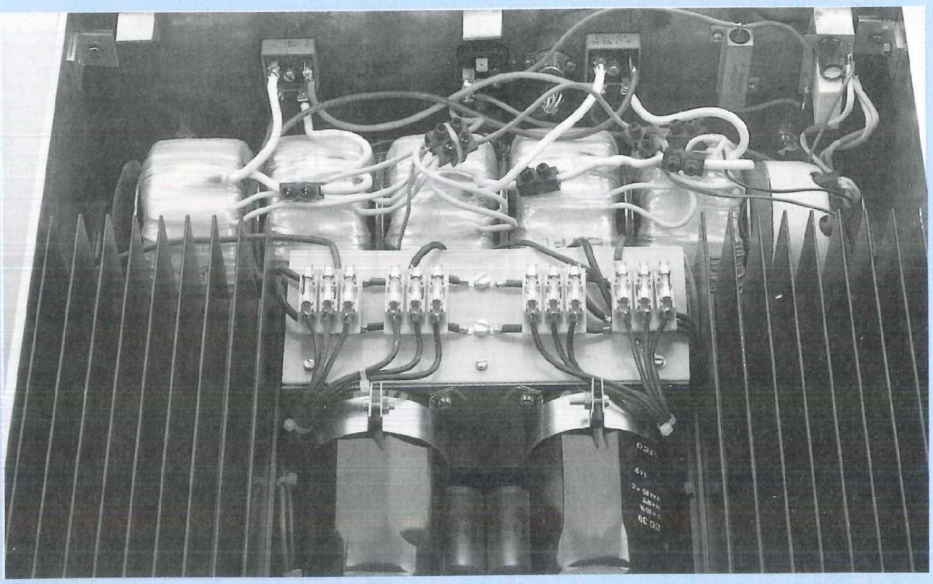

sortie gauche
+U2B1 (rouge)
C11
+U1eB1 (rouge)
+U3B1 (vert)
R22
R24
R26
R23
R25
R27
MJ15025
BLOC 1
+C de l'alim. de puissance
+U3SY (rouge)
EnP
sortie HP pontée
sortie droite
+U2B2 (rouge)
C11
EnG
EnD
vers alimentation
U1eB2 (rouge)
+U3B2 (vert)
point A
MJ15025
BLOC 2
DEL
560Ω
0V
Vers infer. alim. puissance

Fig. 22

voltmètre (en position continu) entre +U1eB2 et le 0 V. En basculant I2, on doit constater une montée en tension lente, avec une valeur plafond identique à celle de +U1eB1, soit 185 V. Il ne reste plus qu'à décharger à nouveau les condensateurs et à poursuivre les interconnexions. Il suffit de se reporter au plan de câblage précis de la figure 22. Les traits fins représentent des câbles de section 0,38 mm^2, qui alimentent les sections ampli en tension, asservissement, entrées modulation des blocs amplis et du symétriseur, ainsi que le module de temporisation et de protection contre le courant continu. Les gros câbles de 2,5 mm^2 correspondent aux lignes d'alimentations de puissance et aux sorties haut-parleurs (après les relais). Les conducteurs de section moyenne (1 mm^2) concernent les fils entre les cartes relais et les résistances d'émetteurs. Cette étape étant terminée, nous allons pouvoir procéder aux premiers essais.

. ESSAIS ET REGLAGES

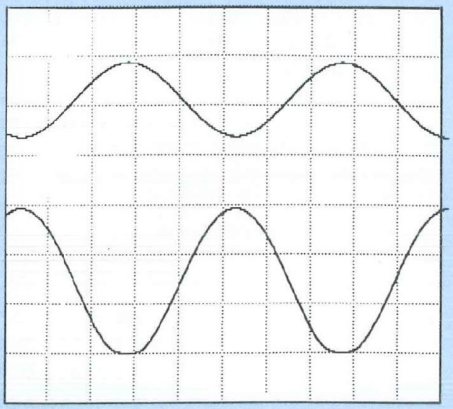
Le câblage de tous les éléments étant vérifié, nous pouvons procéder à la première mise sous tension, suivie des réglages de +U1SB1 et +U1SB2. Pour ce faire, on place les 12 fusibles de 4A dans leurs logements, on charge les sorties (droite et gauche) par des résistances bobinées de 8,2 Ω/7 W et on alimente le tout. Après 30 secondes environ, on place un multimètre (en position volt-continu : VDC) entre le 0 V et le + de C12' (ou C13') comme l'indique la figure 22. Par le biais de RV1 et RV2, on règle +U1SB1 et +U1SB2 à + 157 V. De cette manière, on se préserve une bonne marge de sécurité pour assurer la régulation en toutes circonstances. Ensuite, on vérifie le courant de repos en plaçant les pointes de touche du multimètre aux bornes des résistances d'émetteurs. On doit trouver entre 15 et 27 mV, ce qui correspond à un courant de 170 à 300 mA. Il est également possible d'obtenir ce résultat en insérant le multimètre (en position ampéremètre) entre +U2B1 (ou + U2B2), sortie d'alimentation et le + U2B1 (ou +U2B2) d'arrivée sur les cartes "ampli en tension" (voir l'exemple donné pour le bloc 2 en figure 22, à côté de FUS2). Ainsi, on visualise une lecture directe de l'intensité. Pour terminer, on fera un dernier test en mesurant la tension +U2B1 (ou + U2B2



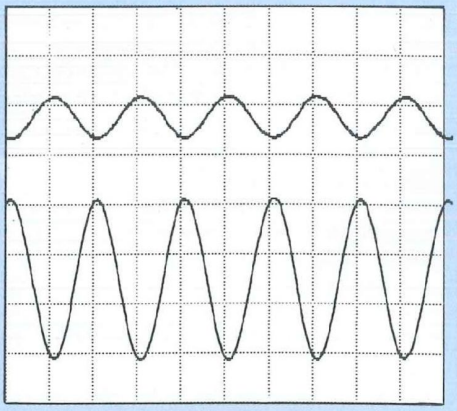
c'est la même), puis la ddp présente aux bornes des deux condensateurs C11. Les deux dernières valeurs doivent indiquer, à quelques volts près, +U2B1/2. En actionnant I1, on observera que REL5 bascule bien, de manière à ponter les deux blocs. Les essais sont terminés, les réglages étant très limités. Nous allons maintenant passer au chapitre des mesures, afin d'observer au "scope" de quoi le Monstre est capable.

MESURES

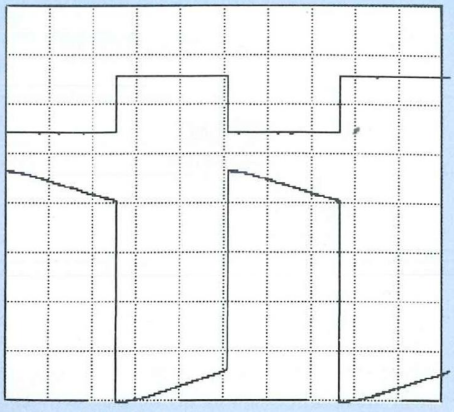
La puissance mesurée d'un bloc amplificateur est de 350 W eff/8 Ω. En mode ponté, elle s'élève à 1 035 W eff., toujours sur une charge de 8 Ω, avec 226 V alternatif au secteur. Avec 235, voire 240 V, on dépasse très certainement les 1 100 W eff. Inutile de dire que pour effectuer ces mesures peu communes, nos habituelles résistances de charge n'étaient pas du tout de taille à absorber de telles puissances. Celles construites pour l'occasion ont nécessité 34 résistances de 50 W, montées sur deux énormes radiateurs de 6 kg chacun !!!! De cette manière, de sérieux tests d'endurance ont pu être faits, telle l'application d'un signal carré Vobulé de 0 à 10 kHz, et à 75 % de la puissance maximale (ce niveau est le plus terrible pour les transistors de puissance, avec un échauffement maximum de ceux-ci). En ce qui concerne les mesures proprement dites, nous avons relevé quatre oscillogrammes en version stéréo, numérotés de 1 à 4, et cinq autres en mode ponté, repérés de 5 à 9. Comme on peut le constater, les signaux restent toujours aussi propres, que ce soit à Pmin ou à Pmax. Pas de distorsion et, plus spectaculaire encore, pas le moindre bruit pour les très faibles puissances de 1,4 à 4 mW (oscillogrammes 2 et 9). Ceci témoigne d'un rapport signal/bruit tout à fait exceptionnel, ce qui est rare pour un appareil aussi musclé. En 1 et 5, on trouve respectivement les signaux d'entrée (en haut) et de sortie à Pmax de l'amplificateur en fonctionnement stéréo. Il développe 350 W eff/8 Ω par canal. L'autre représente la sortie pontée seule, car elle est flottante et aucune référence de masse ne peut être prise (donc pas de signal d'entrée visible). Avec 226 V au secteur, on obtient 1 035 W eff/8 Ω. Pour les signaux carrés, on remarque la très grande énergie fournie à 20Hz (voir oscillogrammes 3 et 7), encore accentuée lorsque l'on ponte les deux canaux, preuve d'une excellente alimentation et d'un très bon compromis réalisé avec les capacités de liaison. Par contre, attention aux haut-parleurs de mauvaise qualité ! Le 10 kHz, visible sur les oscillogrammes 4 et 8, passe très bien et les temps de montée sont excellents (d'autant plus qu'il n'y a pas de contre-réaction) : 1,7 µs en stéréo et, ce qui est logique, 3 µs en mode ponté, puisque les deux voies s'additionnent. Pour information, de "bons" amplis utilisés en sonorisation annoncent 7 µs à



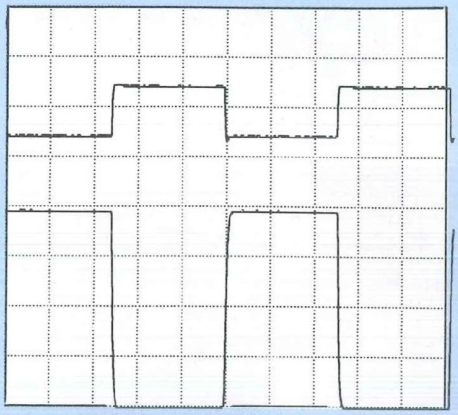
1- Pmax à 1 kHz : 350 Weff/8 Ω (EDF : 226 V)



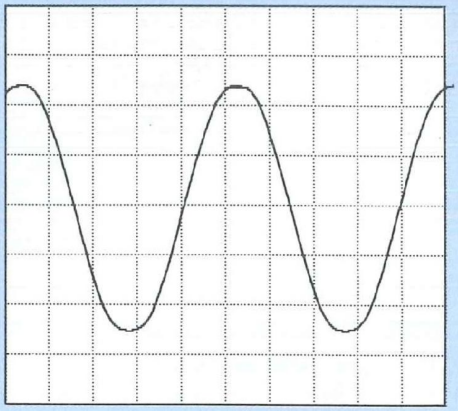
2- Pmin à 1 kHz : 1,4 mW



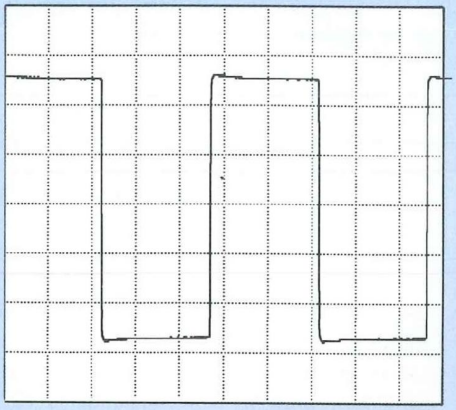
3- Carré à 20 Hz



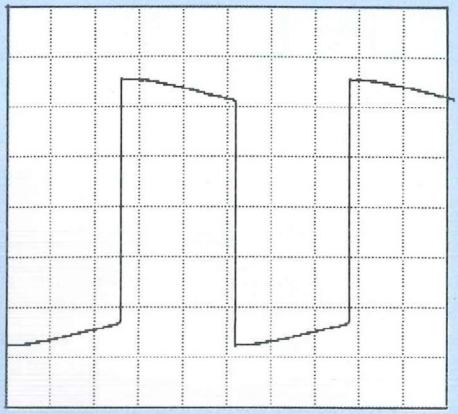
4- Carré à 10 kHz t = 1,7 µs



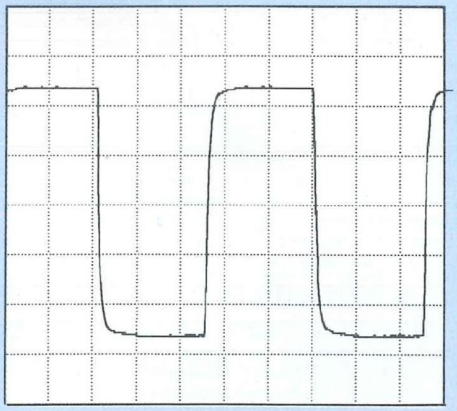
5- Pmax à 1 kHz : 1035 Weff/8 Ω (EDF : 226 V)



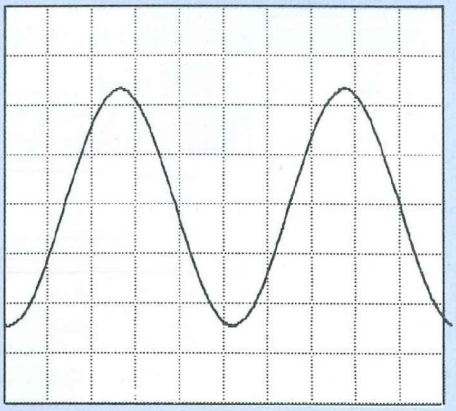
6- Carré à 1 kHz



7- Carré à 20 Hz



8- Carré à 10 kHz t = 3 µs



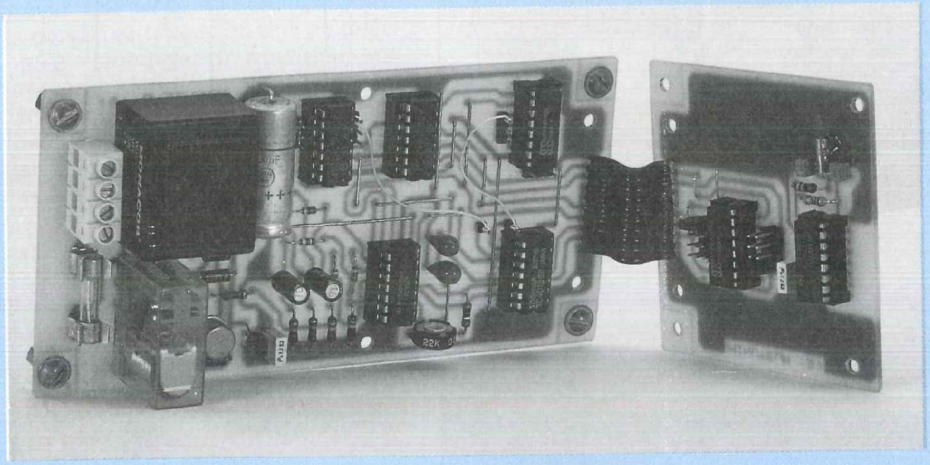
9- Pmin à 1 kHz : 4 mW

10 kHz. On voit rarement dans les bancs d'essais des mesures à basse fréquence, pourtant révélatrices de la qualité d'un appareil. Pour en revenir à notre 10 kHz, on complète l'analyse en observant que la stabilité est parfaite (pas d'overshoot, ou suroscillation si on préfère) pas d'accrochage H.F. (le câblage est très important à ce niveau). Que ce soit à Pmin ou à Pmax (avant saturation) la valeur du temps de montée reste stable.
Les mesures s'achèvent pour le moment. Nous vous révélerons dans le prochain numéro les valeurs du rapport signal/bruit, la bande passante (très large vu la rapidité de l'appareil, on l'estime de 0,5 Hz à plus de 200 kHz dans un couloir de 3 dB) etc.
La mise en coffret étant alors terminée, nous pourrons vous fournir des chiffres précis.

à suivre...

Sylvain Duval

UN MINUTEUR CYCLIQUE



Ce montage permet la mise en fonction d'un appareil branché sur le secteur pour une durée et avec une périodicité données. Il peut être utilisé pour piloter une pompe d'aquarium, une ventilation ou encore pour faire subir des tests d'endurance à vos réalisations électroniques. Le montage comporte deux sous-ensembles : une carte de base, qui sera suffisante dans la majorité des applications, et une carte optionnelle d'extension.

SCHÉMA DU MONTAGE

LA CARTE DE BASE

Le schéma de la carte de base est donné à la figure 1a. Le principe général de fonctionnement est celui d'une bascule astable réalisée en technologie numérique. La bascule proprement dite est du type RS et est constituée par IC5c et IC5d. Les réseaux de résistances, condensateurs et diodes associés à chacune de ces portes permettent une initialisation correcte du montage à la mise sous tension. La valeur de C3 étant double de celle de C4, la bascule se positionne au démarrage dans l'état "actif". La sortie de IC5c commande le relais RE1 par l'intermédiaire du transistor T1 ; relais qui commute à son tour le 220 V sur le bornier d'utilisation.

Les constantes de temps de la bascule sont élaborées au moyen des compteurs IC1 et IC2 pour la phase "repos" et IC3 pour la phase "active". Six durées différentes sont possibles pour chaque phase selon les liaisons établies avec les sorties des compteurs. La connexion J0⇔Jn définit la durée de la phase "active" alors que la connexion K0⇔Kn définit celle de la phase "repos". Les deux bascules D contenues dans IC4 transforment les signaux issus des compteurs en impulsions acceptables par la bascule RS. La base de temps nécessaire au fonctionnement est fournie par IC5a qui oscille à la fréquence de 1 Hz ; l'ajustable R1 permettant de s'approcher de cette valeur idéale. Nous verrons plus loin que cette base de temps élémentaire peut être remplacée par une carte d'extension afin d'accroître les performances du montage. L'ensemble est alimenté à partir du secteur au moyen du transformateur TR1. La tension redressée (+12 V) alimente directement le relais afin d'éviter de surcharger le régulateur IC6 alors que le reste du montage puise son énergie à la tension +9 V régulée. Le chronogramme proposé en figure 4 illustre tout ce qui vient d'être décrit.

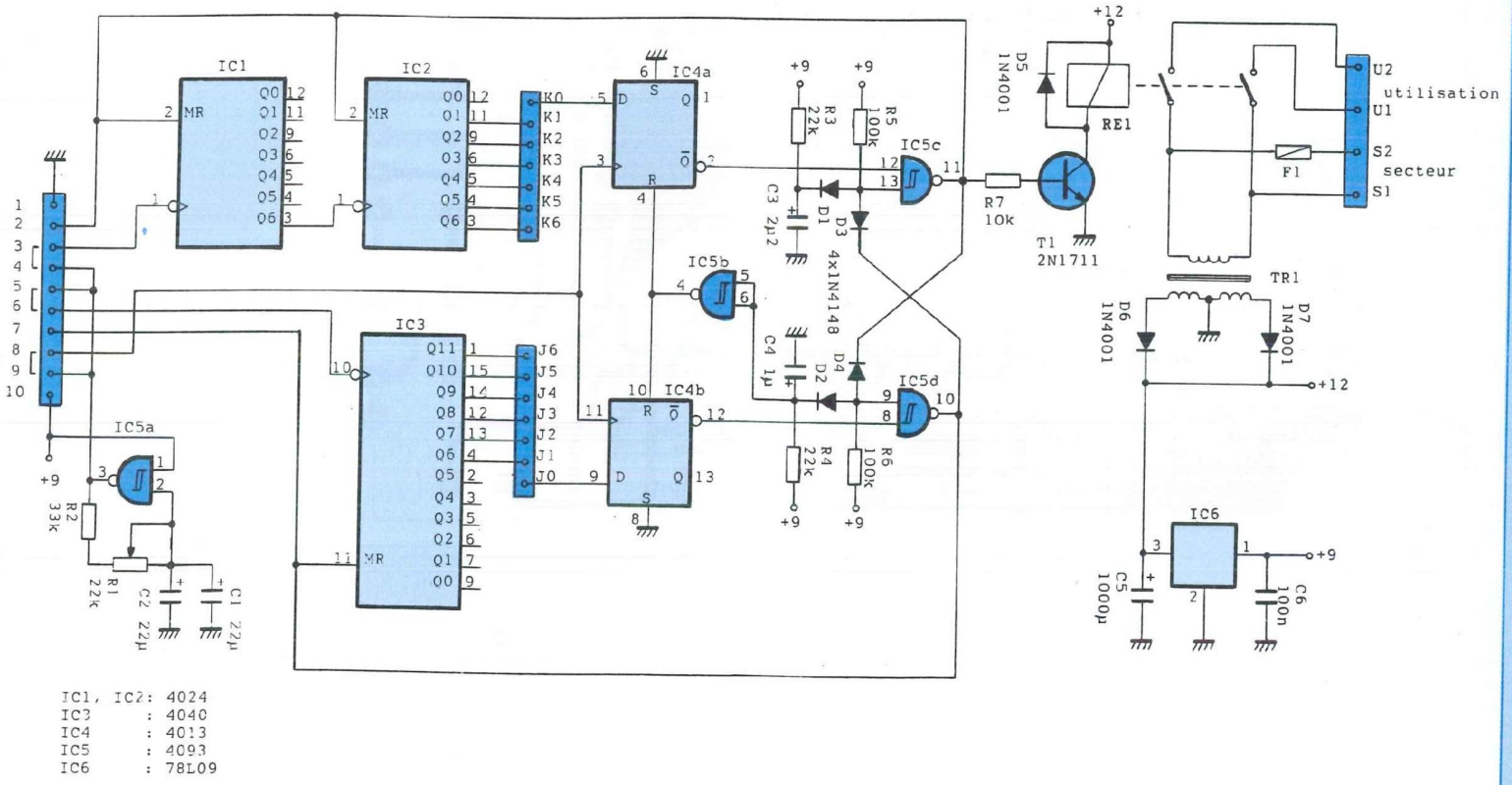
LA CARTE D'EXTENSION

Le schéma de la carte d'extension est présenté à la figure 1b. Cette carte optionnelle se substitue à l'oscillateur présent sur la carte de base et permet d'augmenter la précision et la durée des constantes de temps de la bascule décrite au paragraphe précédent. La précision est obtenue grâce au quartz QZ qui anime le diviseur IC1 à la sortie duquel on dispose d'une fréquence de 2 Hz. Les deux compteurs IC2a et IC2b ajoutent des étages de prédivision dans chacune des branches associées respectivement à la phase "repos" et à la phase "active". Le choix du facteur de prédivision est effectué au moyen d'un cavalier parmi les quatre valeurs proposées. Le tableau présenté au paragraphe mise en service indique toutes les combinaisons de constantes de temps qu'il est possible d'obtenir sur le montage.

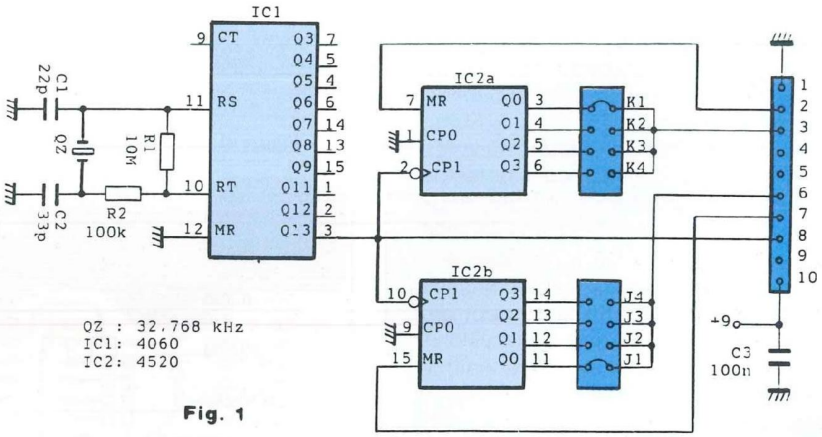
RÉALISATION PRATIQUE

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

La figure 2 représente le tracé des circuits imprimés de la carte de base et de la carte d'extension. Il sera peut-être nécessaire de retoucher le dessin de la carte de base en fonction du relais et du porte-fusible que vous aurez approvisionnés car le format de ces composants est variable selon les fabricants. Cette réalisation a été conçue pour être logée dans un coffret en ABS de dimensions 150x80x50 mm (série BIM 2000) ; il faut pour cela découper les coins des circuits imprimés selon le contour indiqué. Les trous pour les composants sont percés comme d'habitude selon le diamètre de leurs connexions (0,8 mm pour la plupart et, sur la carte de base, 1 mm pour C5, D5, D6, D7 et 1,2 mm pour R1, TR1, RE1, le porte-fusible et le bornier). Si vous avez



IC1, IC2: 4024
IC3 : 4040
IC4 : 4013
IC5 : 4093
IC6 : 78L09



QZ : 32,768 kHz
IC1: 4060
IC2: 4520

Fig. 1

prévu de monter la carte d'extension, percez aussi dans chaque plaquette les quatre trous de fixation à 3,2 mm.

L'IMPLANTATION COMPOSANTS

En s'aidant de la figure 3 et de la nomenclature des composants, il ne devrait pas y avoir de difficulté pour mener à bien cette opération. Les straps sont soudés en premier, suivis des composants par ordre croissant de taille en veillant à bien respecter l'orientation de ceux qui sont polarisés ; les circuits intégrés étant montés de préférence sur support. La liaison entre la carte de base et la carte d'extension est réalisée simplement au moyen d'une courte nappe de dix conducteurs. Si vous n'utilisez pas la carte d'extension, il vous faudra ponter les points 3-4, 5-6 et 8-9 du "connecteur" de la carte de base.

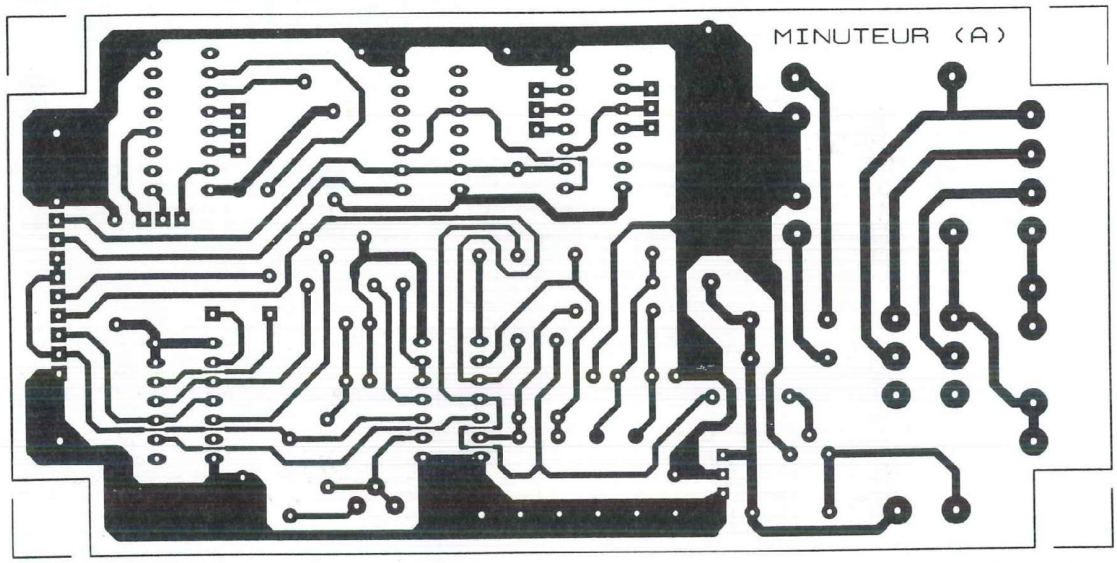


Fig. 2

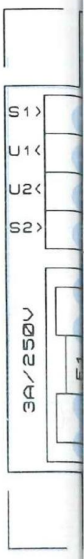
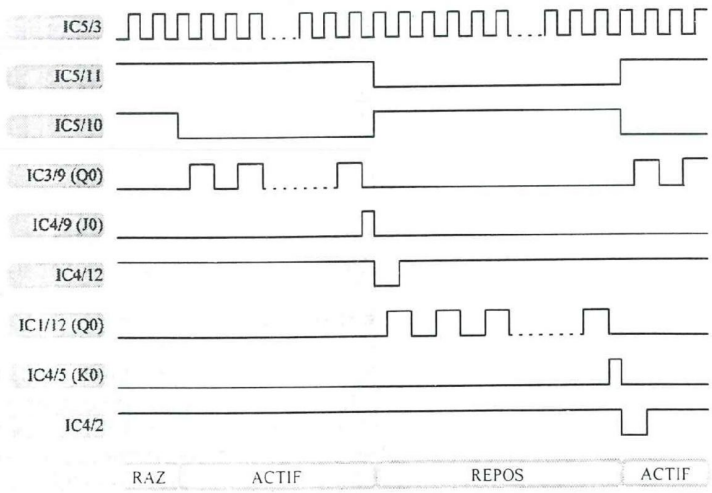


Fig. 3

secondes	hh:mn:ss	PHASE ACTIVE, J0 relié à:				PHASE REPOS, K0 relié à:			
64	00:01:04	J1							
128	00:02:08	J2	J1						
256	00:04:16	J3	J2	J1		K1			
512	00:08:32	J4	J3	J2	J1	K2	K1		
1024	00:17:04	J5	J4	J3	J2	K3	K2	K1	
2048	00:34:08	J6	J5	J4	J3	K4	K3	K2	K1
4096	01:08:16		J6	J5	J4	K5	K4	K3	K2
8192	02:16:32			J6	J5	K6	K5	K4	K3
16384	04:33:04				J6		K6	K5	K4
32768	09:06:08							K6	K5
65536	18:12:16								K6
cavaliers sur la carte d'extension ⇨		**J1 (*)**	**J2**	**J3**	**J4**	**K1 (*)**	**K2**	**K3**	**K4**

(*) ou pas de carte d'extension

Figure 4: chronogramme

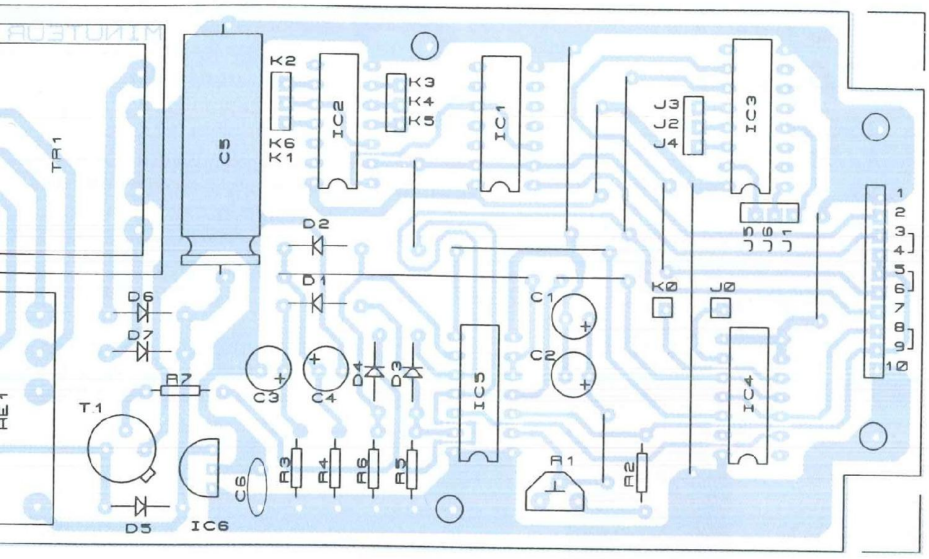


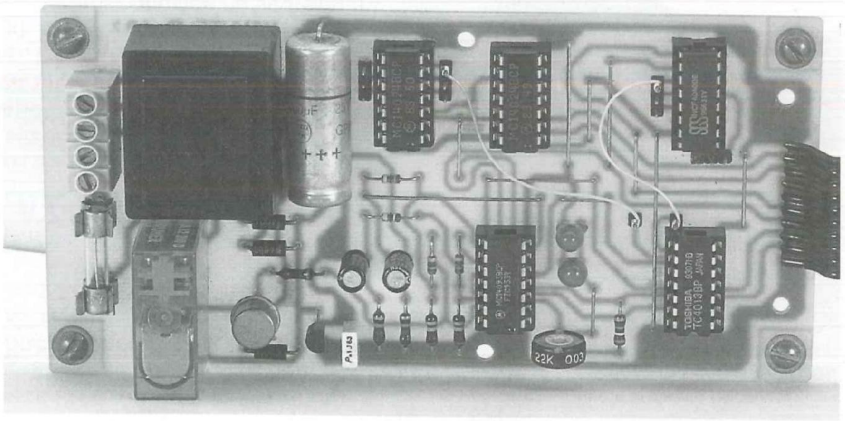
MISE EN SERVICE

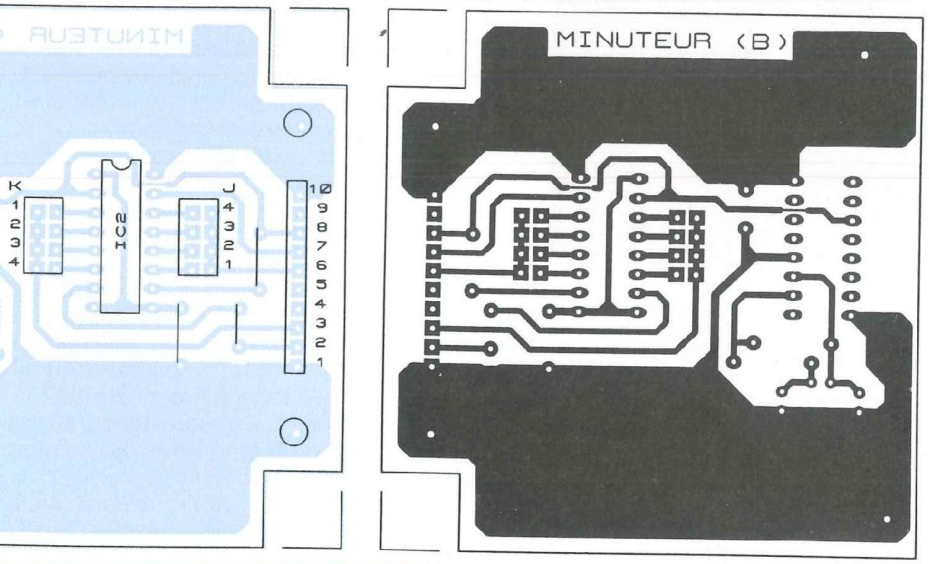
Avant de procéder à la mise sous tension du montage, un contrôle du travail effectué s'impose (qualité des soudures, absence de court-circuit, etc...). Ensuite, en s'aidant du tableau, établissez les liaisons correspondant aux constantes de temps désirées pour chacune des deux phases. Sur notre prototype, ces liaisons sont réalisées en wrapping sur des barrettes de connexion sécables mais le système peut être rendu polyvalent par l'adjonction de commutateurs accessibles à l'utilisateur. L'assemblage mécanique de l'ensemble fait appel à quatre entretoises, les faces composants des cartes étant placées en vis-à-vis. Ces différentes opérations étant effectuées, branchez le secteur sur les points S1 et S2 du bornier et assurez-vous du bon fonctionnement du minuteur cyclique. Dans le cas où la carte d'extension n'est pas montée, réglez R1 pour obtenir une fréquence aussi proche que possible de 1 Hz sur la sortie de IC5a.

Paul Gélineau

LA BONNE PÉRIODICITÉ







NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

CARTE DE BASE

*** Résistances**
R1 : 22 kΩ ajustable
R2 : 33 kΩ
R3, R4 : 22 kΩ
R5, R6 : 100 kΩ
R7 : 10 kΩ

*** Condensateurs**
C1, C2 : 22 µF / 16 V tantale
C3 : 2,2 µF / 63 V aluminium radial
C4 : 1 µF / 63 V aluminium radial
C5 : 1000 µF / 25 V aluminium axial
C6 : 100 nF / 63 V MKT

*** Semiconducteurs**
D1 à D4 : 1N4148
D5 à D7 : 1N4001
T1 : 2N1711
IC1, IC2 : CD4024
IC3 : CD4040
IC4 : CD4013
IC5 : CD4093
IC6 : 78L09

*** Divers**
TR1 : transfo moulé 220 V / 2x9 V 1,5 VA
RE1 : relais 12 V 2RT, contacts 8 A, montage debout
F1 : fusible 5x20 mm, 3 A
Divers : porte-fusible, bornier 4 points, barrette de connexion sécable.

CARTE D'EXTENSION

*** Résistances**
R1 : 10 MΩ
R2 : 100 kΩ

*** Condensateurs**
C1 : 22 pF céramique
C2 : 33 pF céramique
C3 : 100 nF / 63 V MKT

*** Divers**
QZ : quartz horloger 32,768 kHz
IC1 : CD4060
IC2 : CD4520
Divers : barrettes de connexion 2x4 points avec cavalier, nappe 10 fils, entretoises.

BOOSTER À TUBES POUR AUTO-RADIO EN DOUBLE PUSH-PULL D'EL84 2 x 30 Weff / 4 ou 8 Ohms

Cette idée est partie d'une demande de l'un de nos lecteurs passionné de réalisations à tubes qui nous demandait : est-il possible d'alimenter les filaments des pentodes EL84 en 12 V ? Pourquoi pas ! c'est bien déjà ce que nous faisons avec la double triode ECC83 que nous alimentons tantôt en + 6,3 V et parfois en + 12 V, selon que les filaments sont reliés lors de l'étude du circuit imprimé en série ou en parallèle. Il suffit de faire de même avec les tubes EL84.

Cette demande qui semblait banale à priori nous a lancé sur ce projet d'un booster à tubes, donc alimenté en "tout continu" à partir d'une batterie de + 12 volts (cela existe aux USA, pourquoi pas en France !). Nous savons également que certains audiophiles puristes n'utilisent pas le réseau EDF. Ils trouvent que le 220 V alternatif fourni par cette société ressemble de plus en plus à tout sauf à une sinusoïde pure de fréquence 50 Hz et que dans ces conditions les qualités de fonctionnement d'un amplificateur s'en trouvent altérées. Ils préfèrent avoir recours à des batteries reliées en série qui fournissent les potentiels nécessaires au bon fonctionnement de leurs électroniques.

Un tel projet devrait donc également les séduire, un amplificateur à tubes que l'on ne relie pas au secteur...

Pour les mêmes raisons, ce bloc de puissance à tubes devrait retenir l'attention des musiciens jouant en plein air pour sa puissance de sortie non négligeable et sa bonne autonomie.

UNE BATTERIE DE 12 V

Le chauffage des filaments des tubes pentodes EL84 s'effectue à partir d'une tension de 6,3 V, valeur théorique qui peut varier entre 6 V et 6,5 V sans aucune incidence (un peu plus étant même préférable aux dires de spécialistes pour qui le tube n'a plus de secrets à révéler. Cette tension, nous l'avons vu dans de précédents numéros, peut être alternative ou continue. Cependant, de biens meilleurs résultats sont obtenus par un chauffage en continu des filaments, le rapport signal/bruit de l'amplificateur s'en trouvant amélioré, notamment par l'absence de grésillements produits par les enceintes.

Avec notre batterie, le chauffage en continu des tubes est obligatoire mais il doit être de + 6 V. Il serait absurde de prévoir une régulation qui permettrait d'obtenir cette tension à partir du + 12 V, sachant que la consommation d'une EL84 est de 760 mA (3 A pour un étage double push-pull !).

Le fonctionnement serait assuré, mais avec un rendement de seulement 50 %, quel gâchis !

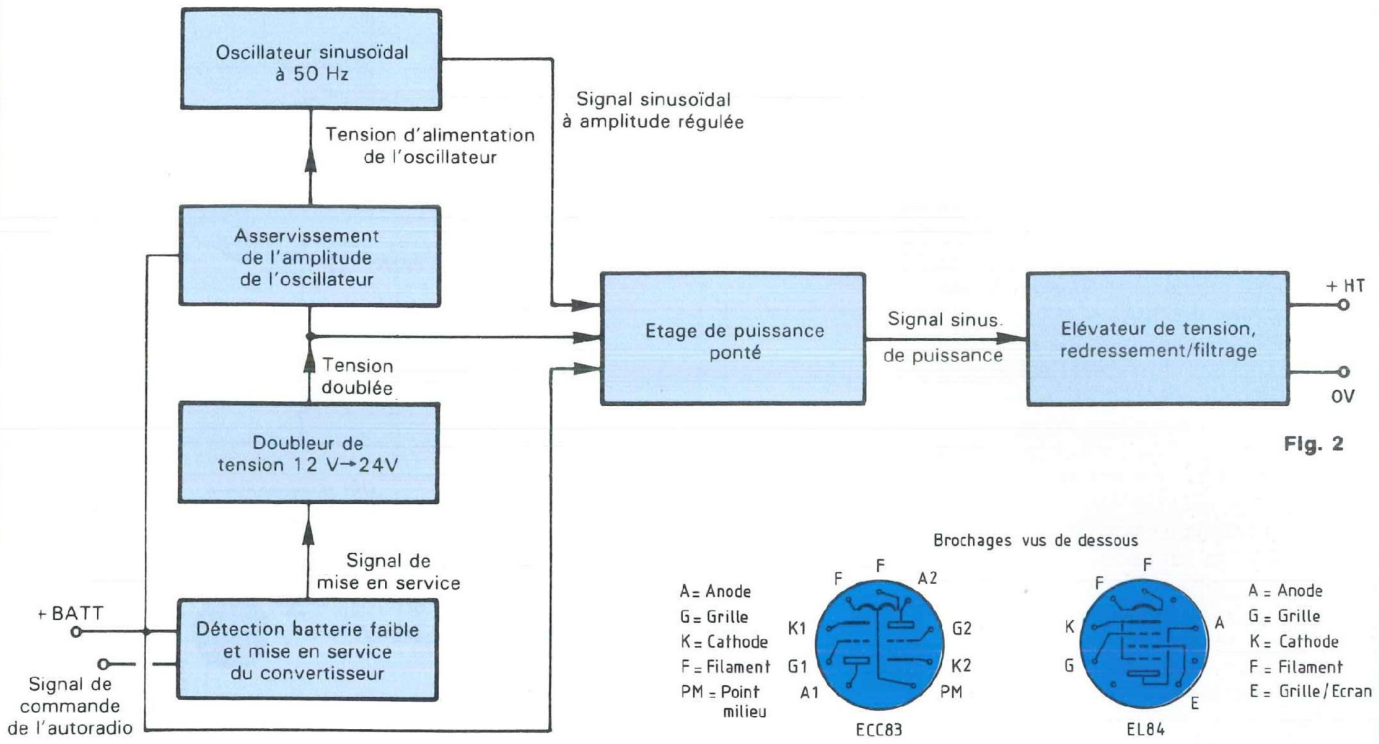


Fig. 2

Fig. 1

La solution est toute simple. En se reportant à la figure 1 où nous avons reproduit le culot des tubes ECC83 et EL84, nous voyons que la pentode est chauffée au niveau des broches 4 et 5. En alimentant ces tubes en série et deux à deux, nous obtenons le même résultat que pour la double triode ECC83 alimentée en + 12 V, à partir des broches 4 et 5 (la broche 9 restant libre, les filaments sont reliés en série).
Nous obtenons ainsi notre chauffage en continu et à bon marché, pas de diodes de redressement, pas de condensateur de filtrage, pas de transformateur.

LA HAUTE TENSION

Deuxième problème à résoudre, celui de la haute tension nécessaire au fonctionnement des tubes et qui doit être de l'ordre de + 300 V. Mais comment obtenir 300 V à partir d'une batterie de 12 V ?
Plusieurs solutions sont envisageables, la meilleure à notre avis étant celle qui consiste à fabriquer un signal sinusoïdal parfait de fréquence 50 Hz à partir d'un oscillateur à pont de Wien. Ce signal pilote alors le secondaire d'un transformateur dont la réversibilité permet de retrouver à son primaire le 220 V ~.
Après redressement et filtrage, l'alternatif se transforme en une tension continue de + 311 volts (tension mesurée à vide et égale à $220.\sqrt{2}$).

LE CONVERTISSEUR

Commençons l'étude de ce booster par la section alimentation, nous verrons ensuite rapidement l'étage de puissance qui n'est autre que le double push-pull publié dans les n°136 et 137 de Led. Celui-ci ayant largement fait ses preuves (à partir du réseau EDF), ce n'est pas en portant le chauffage des filaments de + 6,3 V à + 12 V... et quelques dixièmes que ses performances vont s'en trouver modifiées. On peut donc s'attendre à une écoute époustouflante dans une automobile.

LE SCHÉMA

Tout d'abord le synoptique de la figure 2 permet de voir les différents étages utilisés pour cette alimentation haute-tension.
Le point fort de ce système réside dans le fait qu'il fonctionne à basse fréquence, 50 Hz comme le secteur EDF, et en sinusoïdal, éliminant ainsi tout problème parasitaire (ce qui ne serait pas le cas avec un signal carré).
Nous voyons également que le signal pilote est asservi en amplitude, d'où une tension alternative au primaire du transformateur stable et de là stable ensuite en continu après redressement et filtrage.
Un étage de puissance permet de fournir au secondaire du transformateur une puissance suffisante que l'on récupère ensuite transformée au primaire (tension élevée et courant faible). Voyons maintenant dans le détail le

fonctionnement du convertisseur en nous reportant à la figure 3.

- Le générateur sinusoïdal

Son principe est tout ce qu'il y a de plus classique puisque fonctionnant autour d'un oscillateur à pont de Wien, formé par R1, R2, R3, C1, R4, C2 et 1/4 IC1. Afin de ne pas charger sa sortie, un suiveur de tension pilotera directement le bloc de puissance de gauche, le droit de conception identique étant drivé en opposition de phase, via l'inverseur formé par C3, R5, R6 et 1/4 IC1.

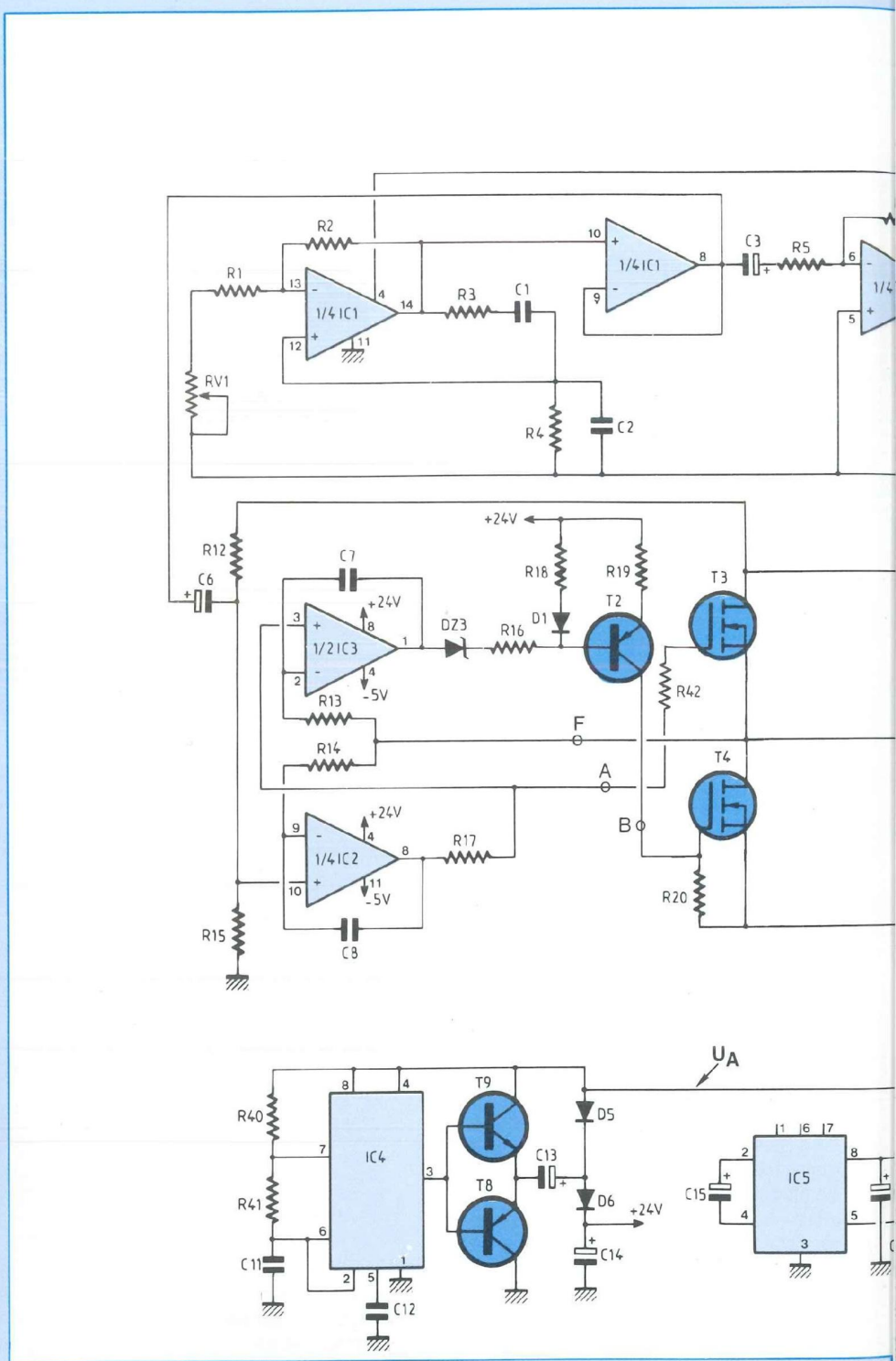
Le point milieu, autorisant une excursion maximale du signal alternatif est assuré par R7, R8 (pont diviseur de tension) et 1/4 IC1 monté lui aussi en suiveur.

Le dernier point à traiter concernant la génération du 50 Hz est la régulation d'amplitude de la sinusoïde, conditionnée directement par la tension d'alimentation. Pour cela, on a fait appel à un système asservi permettant de conserver un signal aux bornes du transformateur non écrêté et ce, quelle que soit la tension de la batterie. Ainsi, pour une d.d.p. supérieure ou égale à 12 V, on conserve une amplitude nominale de 5,65 V correspondant aux 9 Veff pour le primaire de TR1. En revanche, pour des tensions inférieures à 12 V, on réduit proportionnellement cette amplitude de manière à conserver une sinusoïde pure. Cet asservissement, constitué de T1, DZ1, DZ2, R9, C5, R10, R11 et 1/4 IC2 permet non seulement de remplir les conditions énumérées précédemment, mais aussi de compenser les tensions de déchet des amplis OP, ce qui est réalisé grâce à DZ2. L'intégrateur bâti autour de C5, R10 et 1/4 IC2 prend en compte la d.d.p. de la batterie et celle se trouvant sur l'émetteur de T1 moins la tension de seuil de DZ2. En cas de changement de l'un des potentiels, l'ampli OP modifie son niveau de sortie (broche 1) de manière à ce qu'il y ait toujours une différence égale à U_{DZ2} entre U émetteur de T1 et U batterie. Pour R11, celle-ci sert de tirage pour assurer une bonne conduction de DZ2. R9, quant à elle limite le courant dans DZ1, cette zéner fixe l'amplitude maximale du signal.

T1 est un amplificateur en courant, suiveur de tension, alimentant IC1 tout entier.

- L'étage de puissance

On commence par le choix des transistors de puissance qui exclut la technologie bipolaire à cause du $V_{CE.SAT}$ trop important. L'utilisation des transistors Mos-Fet permet de pallier cet inconvénient, à condition que leurs $R_{DS.ON}$ soit le plus petit possible. Nous avons choisi le BUK 455-60A qui non seulement est facile d'approvisionnement mais aussi présente d'excellentes caractéristiques électriques. Il tient 41A avec un $R_{DS.ON}$ de 0,038 Ω. L'élévateur



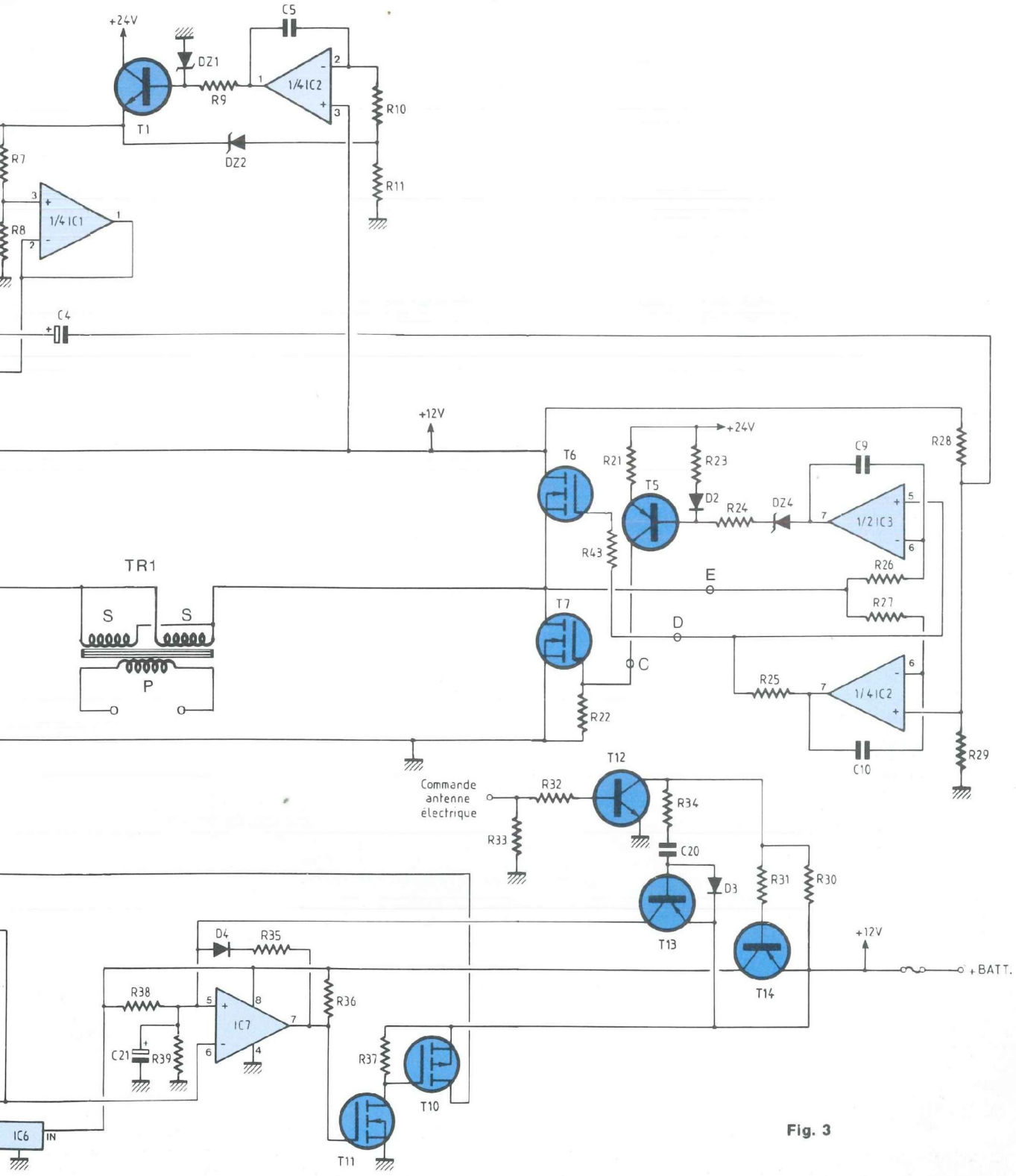

+24V
C5
DZ1
R9
1/4 IC2
R10
T1
DZ2
R11
R7
1/4 IC1
R8
C4
+12V
+24V
T6
R21
R23
C9
R28
T5
D2
R24
DZ4
1/2 IC3
R43
R26
TR1
S
S
P
E
T7
R27
D
C
R25
1/4 IC2
R22
C10
R29
T12
Commande antenne électrique
R32
R34
R33
C20
D3
R31
R30
T13
T14
+12V
+ BATT.
D4
R35
R38
IC7
R36
C21
R39
R37
T10
T11
IC6
IN

Fig. 3

de tension fait appel à un transformateur torique de 120 VA.
Le primaire de 220 V~ fournit une tension secondaire de 9 V~.
La structure amplificatrice employée à pont en H présente l'avantage de ne pas avoir de composante continue en sortie.
Pour pouvoir tirer une puissance de 120 VA au primaire de TR1, il faut bien "pomper" au moins la même puissance au secondaire, et même plus, car le cos φ n'est pas égale à 1 (compris entre 0,85 et 0,95).
On arrive donc à :

$$I_{secondaire} = \frac{120}{9} = 13{,}33 \text{ A eff}$$

ce qui correspond à :

$$I_{secondaire} = 13{,}33\sqrt{2} = 18{,}85 \text{ A crête}$$

Les chutes de tension engendrées dans chaque paire de transistors, T3 et T7 pour une alternance, T6 et T4 pour l'autre sont de l'ordre de :

2 x 0,038 (Ω) x 18,85(A) ≠1,43 V.

Les chutes sont compensées par le fait que l'on n'utilise pas la totalité de la d.d.p. de la batterie.
Expliquons nous.
Un système ponté permet de fournir la tension d'alimentation positive et négative à la charge. Il n'y a pas de point de référence puisque c'est une structure flottante ce qui, dans notre cas, ne pose pas de problème. Ce que l'on sait c'est que le secondaire du transformateur TR1 fournit une tension de 9 Veff, ce qui implique que le signal alternatif que l'on doit injecter nécessite une amplitude de $9\sqrt{2}$ = 12,73 V. La compensation des pertes sera donc réussie pour une tension de batterie de :

12,73 + 1,43 = 14,15 V,

ce qui est le cas, surtout si le moteur du véhicule est en fonctionnement (14,4 V dans ce cas).
Nous allons maintenant nous intéresser à la structure qui commande les transistors de puissance.
Voyons de près la partie du schéma qui regroupe les éléments R12, R15, C6, C7, 1/2 IC3, DZ3, R16, R18, D1, R19, R20, T2, R13, R14, R17, C8 et 1/4 IC2.
Si on considère à la base que l'on injecte un signal sinusoïdal d'amplitude 6 V sur le (+) du condensateur C6, on se retrouve alors avec la même chose sur la patte 10 (entrée non inverseuse) de IC2, mais centré autour de $U_{BATT}/2$, soit 6 V, R12 étant égale à R15 et C6 servant de condensateur de liaison.
On peut constater avant toute chose que l'association de 1/4 IC2, R17, R14, C8 et T3 constitue un suiveur de tension. En effet, on entre sur la broche 10 de IC2 et le retour se fait par l'intermédiaire de T3 monté en drain commun. Bien entendu l'ampli OP compense à sa sortie les 4 V de V_{GS} du Mos-Fet afin qu'il puisse conduire. C'est là qu'intervient le doubleur de tension.
Son fonctionnement basé sur l'utilisation du monostable NE555 (IC4) se fait sur les charges successives des deux condensateurs C13 et C14. En effet, la sortie 3 du 555 étant à l'état bas, C13 se charge sous la tension U_A via D5 et T8 (T8 servant, tout comme T9, d'amplificateur en courant afin de ne pas surcharger la sortie de IC4) moins, bien entendu,, la tension de seuil de D5 égale à 0,6 V et le V_{BE} de T8 de même valeur, 0,6 V également.
Au passage à l'état haut du 555, C13 ayant à ses bornes une tension de 12 V - 1,2 V = 10,8 V, on va se retrouver avec une tension de 21,6 V aux bornes de C14, soit : $U_{C14} = U_A - V_{BE} / T9 + U_{C13} - U_{D6}$
La charge de ces condensateurs est cadencée à la fréquence d'horloge du 555 qui est ici de 100 Hz.
Revenons à l'utilité de ce doubleur dans l'alimentation des amplis OP. Le fait qu'il faille une tension de 4 V entre grille et source pour qu'un transistor Mos-Fet conduise justifie déjà de l'emploi de ce doubleur.
Il est effectivement impératif de pouvoir disposer de toute la tension de batterie pour "piloter" par la suite le secondaire du transformateur d'une manière optimale. Or, pour avoir 12 V sur la source de T3, il faut obligatoirement appliquer, au minimum, une d.d.p. de 12 + 4 = 16 V sur la grille. Pourquoi minimum ? Eh bien tout simplement parce que ce potentiel V_{GS} doit croître en fonction du courant I_D que doit fournir le transistor. Cet équilibrage sera évidemment compensé par la broche (8) de IC2 en cas de besoin.
En ce qui concerne les éléments R14, R17 et C8, ils permettent de stabiliser le fonctionnement du transistor (par R17) ainsi que celui de 1/4 IC2, dont la bande passante est limitée par R14-C8.
Voyons maintenant le rôle de la tension négative de - 5 V.
Le fait que le signal sinusoïdal issu de notre oscillateur soit compris entre 0 V et 12 V (à peu de choses près) n'autoriserait pas un fonctionnement optimum des amplis OP si ceux-ci étaient alimentés en tension unique 24 V. Au moment où la sinusoïde atteindrait 0 V, la sortie des amplis passerait à + V_{SAT}, ce qui n'est pas le but recherché.
Le circuit intégré IC5 est un composant qui crée une tension négative de - 5 V à partir d'un + 5 V. Cette tension négative est appliquée aux broches (4) de IC3 et (11) de IC2, contournant ainsi le problème d'écrêtage de la sinusoïde qui se produirait si ces broches (4) et (11) étaient reliées à la masse.

L'analyse de ce suiveur étant terminée, passons à celui qui permet d'avoir l'alternance négative, réalisé autour de 1/2 IC3, R13, C7, DZ3, R16, R18, D1, R19, T2, R20 et T4. Si le raisonnement est similaire au premier, on peut d'ores et déjà constater que le transistor de puissance T4 étant monté en source commune, on ne va pas pouvoir exploiter directement la sortie (1) de IC3, il faut d'abord en inverser la phase. C'est chose faite avec l'amplificateur inverseur de gain unitaire que constituent R16, R18, R19, R20, D1 et T2.
On terminera en disant que l'ampli OP ajuste son potentiel en broche (1) de manière à ce que V^+ (broche 3) = V^- (broche 2), V^+ étant le signal de grille de T3.
Nous avons préféré adopter ce système plutôt que de prendre directement la modulation issue de l'oscillateur, pour empêcher les transistors T3 et T4 de conduire simultanément. A part cela, DZ3 permet, lorsque la sortie de IC3, broche (1) est en saturation haute, de bloquer totalement T2 et, par voie de conséquence T4.
Le fonctionnement des transistors T5, T6, T7 et celui des amplis OP 1/2 IC3, 1/4 IC2 étant en tout point identique à la branche que nous venons d'étudier, nous ne l'aborderons pas.
Voyons maintenant la mise en route.

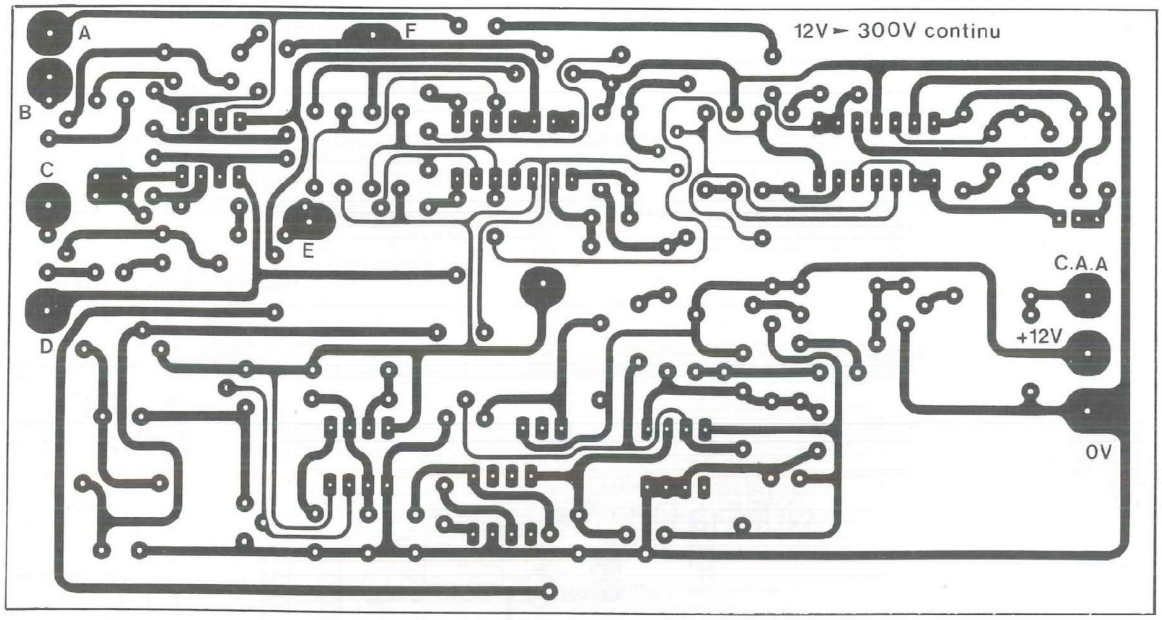


Fig. 4

- La mise en route du convertisseur

On se sert pour cela de la sortie autoradio utilisée également pour la levée de l'antenne électrique. Un état haut appliqué sur l'entrée de commande sature T12 qui, lui même, sature T14, permettant d'alimenter IC7 et IC6. A ce même moment, T13 conduit un court instant (fixé par R34 et C20) et amène un niveau haut sur l'entrée non inverseuse, broche (5) de IC7. Ainsi la sortie, broche (7) passe à + 12 V, sature T11 qui en fait autant avec T10.

Alors, à ce moment là, le reste du circuit se met à fonctionner.

Toutefois, si la batterie était trop faible, de l'ordre de 10,8 V, le comparateur IC7 basculerait à nouveau à 0 V, bloquant ainsi tout le système. De plus, pour qu'il n'y ait pas de remise en route intempestive, on bloque IC7 par le biais de D4 et R35. Le fonctionnement ne peut alors être rétabli qu'à condition que la source d'énergie soit suffisante et que l'autoradio ait été préalablement éteint.

- La haute tension disponible

Elle est obtenue après redressement et filtrage de la tension alternative fournie par le primaire de TR1.

RÉALISATION DU CONVERTISSEUR

- Le circuit imprimé

Le dessin des pistes cuivrées est fourni en figure 4 à l'échelle 1. Les pastilles sont forées à ø 0,8 mm sauf pour celles des diodes D5 et D6 et celles du transistor T10 dont le diamètre passe à ø1 mm.

Pour les interconnexions utilisant des picots à souder, prévoir des trous de ø 1,3 mm. Bien que la gravure de ce C.I. ne doive poser en principe aucun problème, vérifier avant le câblage de la plaque l'absence de court circuit entre pistes. Détecter également qu'aucune micro-coupure du cuivre ne viendra perturber le fonctionnement du convertisseur. Il est plus facile de contrôler à la lumière (et à la loupe) le C.I. vierge que câblé.

- Le câblage du module

Celui-ci regroupe tous les composants permettant la gestion du système et la commande des transistors.

L'insertion de ceux-ci sur la plaquette se fait au moyen de la figure 5 et de la nomenclature.

On commence par souder les éléments les plus plats, à savoir les straps. On continue avec les diodes, les résistances, les circuits intégrés, les picots, les transistors...

Le module câblé et vérifié, dissoudre la résine de la soudure et pulvériser une couche de vernis.

Le circuit imprimé reçoit tous les composants à l'exception des transistors de puissance T3, T4, T6 et T7 (sans oublier les résistances R20, R22, R42 et R43).

Les Mos-Fet sont vissés sur un imposant coffret dissipateur et les interconnexions s'établissent suivant le dessin de la figure 6 (veiller au bon isolement des boîtiers T0220). Il est précis et ne nécessite pas de commentaires supplémentaires.

*** ESSAIS**

Court circuiter R38 (uniquement pour les essais).

Relier le convertisseur à une batterie et appliquer un potentiel de 12 V sur la commande d'antenne électrique.

L'oscillateur se "lance", plus ou moins vite en fonction de la disparité des composants (5 à 30 s), on doit alors mesurer une tension alternative de 220 V environ, au primaire du transformateur.

Si l'oscillateur ne "démarre" pas, contrôler à l'ohmmètre les valeurs de R2, R3 et R4, résistances de précision.

BOOSTER AUTOMOBILE À TUBES

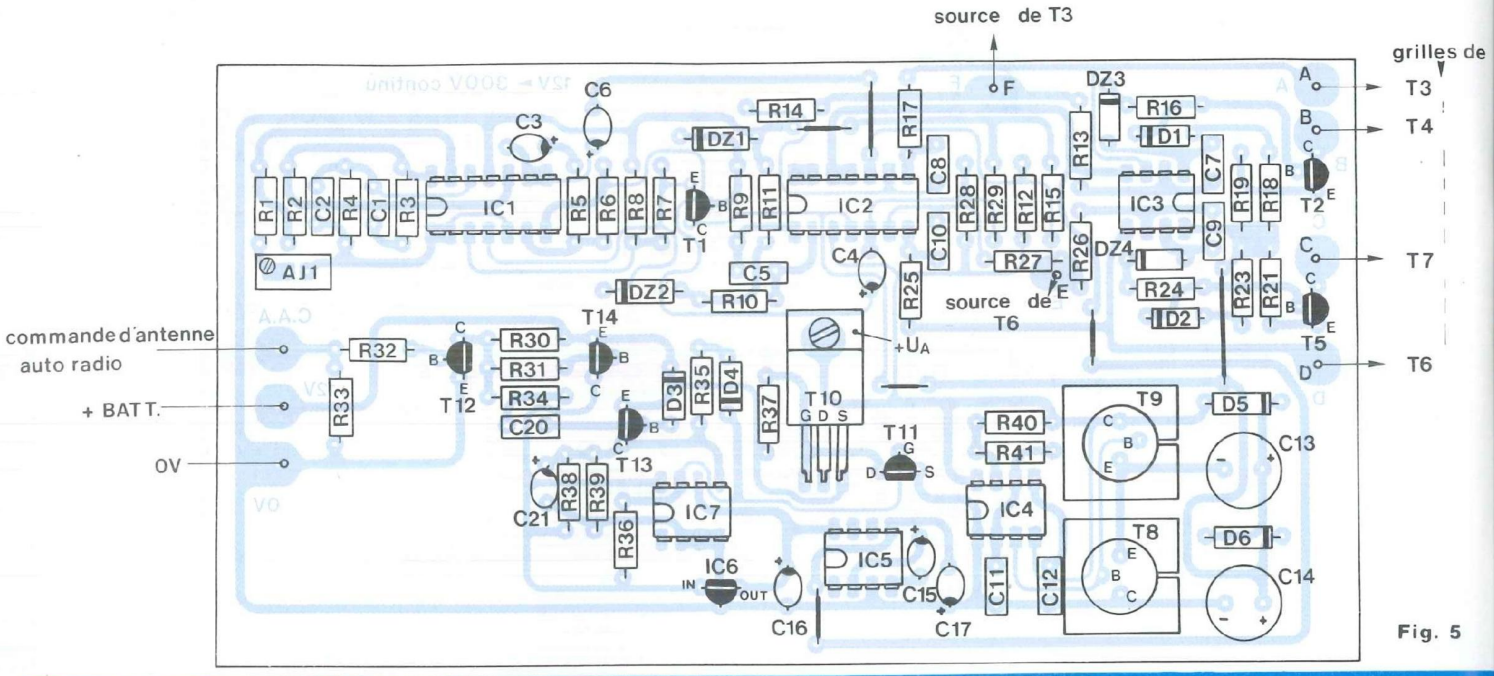


Fig. 5

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

CONVERTISSEUR 12 V / 300 V

- Résistances à couche métallique ± 1 % - 1/2 W

R2 - 20 kΩ
R3 - 31,6 kΩ
R4 - 31,6 kΩ
R38 - 11,5 kΩ
R39 - 10 kΩ

- Résistances à couche métallique ± 5 % - 1,2 W

R1 - 8,2 kΩ
R5 - 10 kΩ
R6 - 10 kΩ
R7 - 10 kΩ
R8 - 10 kΩ
R9 - 1 kΩ
R10 - 10 kΩ
R11 - 1 kΩ
R12 - 10 kΩ
R13 - 1 kΩ
R14 - 1 kΩ
R15 - 10 kΩ
R16 - 8,2 kΩ
R17 - 1 kΩ
R18 - 1 kΩ
R19 - 100 Ω
R20 - 10 kΩ
R21 - 100 Ω
R22 - 10 kΩ
R23 - 1 kΩ
R24 - 8,2 kΩ
R25 - 1 kΩ
R26 - 1 kΩ
R27 - 1 kΩ
R28 - 10 kΩ
R29 - 10 kΩ
R30 - 10 kΩ
R31 - 4,7 kΩ
R32 - 4,7 kΩ
R33 - 1 kΩ
R34 - 4,7 kΩ
R35 - 1 kΩ
R36 - 4,7 kΩ
R37 - 4,7 kΩ
R40 - 680 Ω
R41 - 6,8 kΩ
R42 - 10 kΩ
R43 - 10 kΩ
AJ1 - 2 kΩ

Condensateurs (pas 5,08)

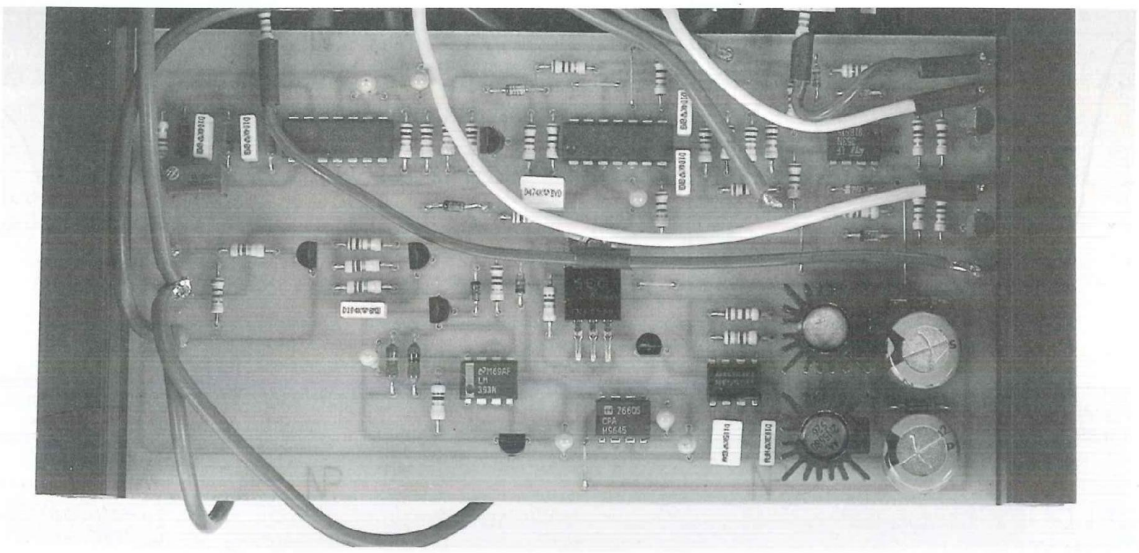
C1 - 100 nF
C2 - 100 nF
C3 - 10 µF / 16 V tantale
C4 - 10 µF / 16 V tantale
C5 - 470 nF
C6 - 10 µF / 16 V tantale
C7 - supprimée
C8 - 100 nF
C9 - supprimée
C10 - 100 nF
C11 -1 µF
C12 - 10 nF
C15 - 10 µF / 16 V tantale
C16 - 10 µF / 16 V tantale
C17 - 10 µF / 16 V tantale
C20 - 100 nF
C21 - 10 µF / 16 V tantale

- Électrochimiques

C13 - 1000 µF / 25 V radial
C14 - 1000 µF / 25 V radial
C18 - supprimée
C19 - supprimee

- Semiconducteurs

IC1 - TL084
IC2 - TL084
IC3 - LF353
IC4 - NE555
IC5 - LTC1044 ou ICL7660
IC6 - 78L05
IC7 - LM393N
T1 - MPSA06
T2 - BC516



Secondaires transfo TR1

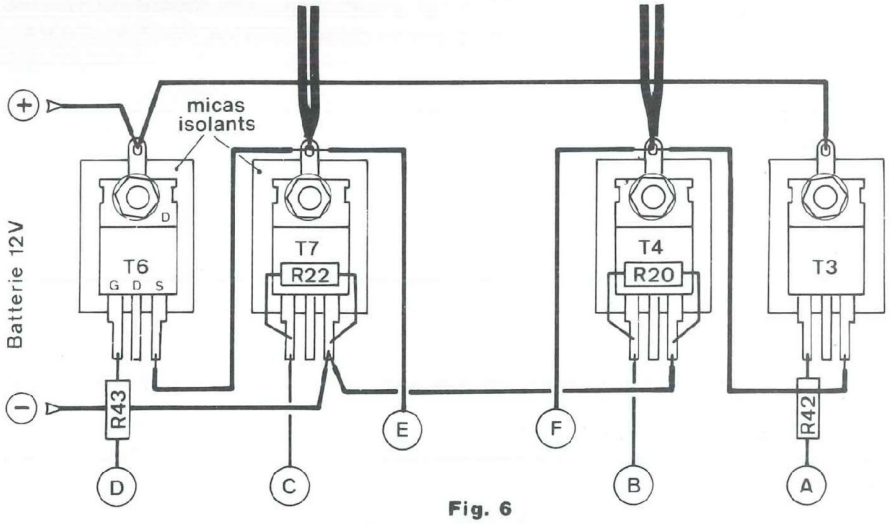


Fig. 6

3 - BUK 455-60A
4 - BUK 455-60A
5 - BC516
6 - BUK 455-60A
7 - BUK 455-60A
8 - BC161
9 - BC141
10 - IRF9530
11 - BS170
12 - MPSA06
13 - MPSA56
14 - MPSA56
1 à D4 - 1N4148
5 - D6 - 1N4001
Z1 - 15 V / 0,5 W
Z2 - 3,3 V / 0,5 W
Z3 - DZ4 - 2,4 V / 0,5 W

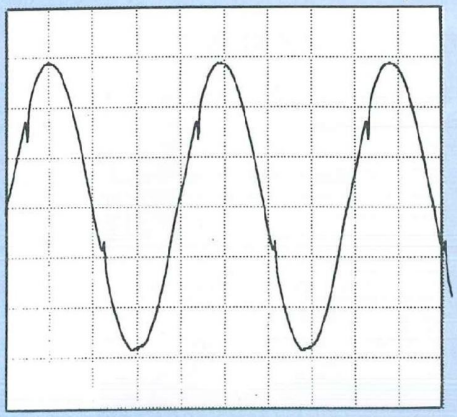
Divers

x transformateur torique 220 V / 2x9 V / 20 V.A.
x diode de redressement rapide, genre YV26E (1000 V / 1 A / 75 ns)
x mica isolant pour boîtier T0220
x canon isolant court pour T0220
x coffret dissipateur IDDM Réf C170
sserie de 3 x 10 mm
x dissipateur ML61
x cosse à souder ø 3 mm

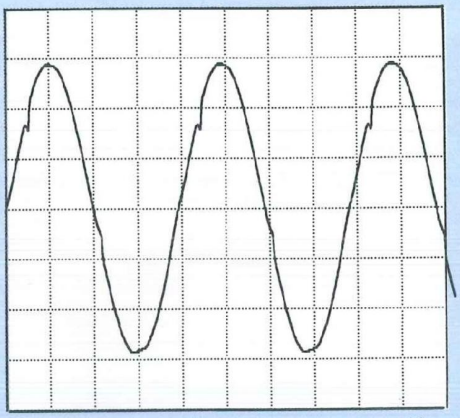
R3 et R4 doivent avoir des valeurs identiques, tandis que R2 vaut deux fois R1 + AJ1. Ajuster AJ1 pour que sa mise en série avec R1 donne une valeur ohmique égale à celle de R2/2, soit 10 kΩ. Veiller également à l'appairage des condensateurs C1 et C2.
Si l'oscillateur fonctionne, on doit mesurer avec un multimètre sur le calibre alternatif, entre les broches (1) et (8) de IC1 une tension de 4 V environ.
On doit mesurer par rapport à la masse les tensions continues suivantes :

- + 12 V sur le drain de T10
- Environ + 21 V sur le strap situé à côté de T10
- - 5 V sur le strap situé au-dessous de IC5
- + 13 V à + 14,5 V sur la broche (4) de IC1
- + 6,5 V à 7,25 V sur la broche (1) de IC1

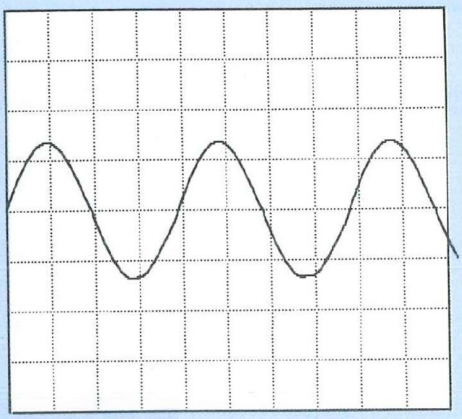
Les essais terminés et conformes aux indications fournies, on retire le strap de la résistance R38.



A- Signal aux bornes du secondaire 220 V du transformateur torique.



B- Idem, mais en chargeant le primaire 9 V par un condensateur non polarisé de 22 µF



C- Signal pilote en sortie du pont de WIEN.

QUELQUES MESURES SUR LE PROTOTYPE

- Tension batterie : 12,44 V
- Tension de sortie à vide : 200 V ~ au primaire du transformateur
- Tension pilote : 4,7 Veff en sortie du pont de WIEN
- Tension aux bornes du secondaire du transformateur TR1 : 8,27 Veff
- Consommation à vide : 1,9 A
- Fréquence du signal pilote : 51 Hz
- Tension en charge : 185 Veff pour une consommation de 100 watts (ampoule électrique) avec Ubatt de 12,15 V

Nota :
Ces mesures sont effectuées en statique avec une batterie de +12,44 V. En fonctionnement sur un véhicule, la tension continue montant à environ 14,4 V, le signal pilote croissant vers 9 Veff ~, c'est une tension alternative de 220 V qui serait présente aux bornes du primaire du transformateur.

REMARQUE

Ce convertisseur que nous destinons à l'alimentation H.T. d'un amplificateur Hi-Fi à tubes peut très bien servir à de toutes autres applications, telle que l'alimentation d'appareils fonctionnant en 220 V ~ :
- ampoules électriques (100 W max pour l'étude de base proposée)
- rasoir électrique
- sèche cheveux

La puissance de 100 W peut être d'autre part augmentée très facilement. Il suffit pour cela de relier en parallèle aux Mos-Fet T3, T4, T6 et T7 d'autres BUK 455-60A, sans oublier bien entendu de remplacer le transformateur de 120 VA par un modèle 220 VA, 330 VA, 470 VA...

LA HAUTE TENSION

- Le schéma

Comme nous l'avons signalé en début d'article, nous profitons de la réversibilité du transformateur TR1 qui nous permet de disposer d'une tension alternative de 220 V à son primaire, ou presque...
Cette haute tension étant obtenue pour une tension de commande de 9 V et celle fournie par notre oscillateur n'étant que de 8,30 V, c'est en réalité du 200 V environ qui est mesurable au primaire de TR1.
La figure 7 nous montre l'étage redressement / filtrage réalisé, il est classique. Le pont de diodes fait appel à des éléments dit "à redressement rapide". Le choix est important à ce niveau et le prototype est équipé de BYV26E (1000 V/ 1 A / 75 ns).
Chaque diode est shuntée par un condensateur afin de limiter les pics de commutation.
Après redressement, le filtrage est assuré par la mise en parallèle de 4 condensateurs de 220 µF. On obtient ainsi à vide, une tension continue de l'ordre de 283 V.

- Le circuit

Un circuit imprimé regroupe tous les composants nécessaires à l'obtention de notre H.T. De même largeur que la carte "convertisseur", ce circuit se glisse également dans les rainures du coffret / dissipateur, de l'autre côté du transformateur torique.
La figure 8 donne le dessin des pistes cuivrées à reproduire, et ce bien entendu à l'échelle 1. Il n'y a aucune difficulté pour la gravure de ce C.I. les pistes étant larges.

- Le câblage

Le plan d'insertion des composants de la figure 9 doit permettre de mener à bien cette phase de la réalisation du Booster. Ne pas oublier de souder les diodes de redressement avant les condensateurs de 100 nF, et attention dans le bon sens ! Prévoir des picots à souder pour les 4 pastilles de raccordements.
Les interconnexions sont on ne peut plus simples, puisque dans un premier temps il suffit de raccorder uniquement le primaire du transformateur au 220 V ~.

L'AMPLIFICATEUR

L'étage de puissance est donc un double push-pull de tubes EL84 dont nous rappelons le schéma en figure 10.
Trois changements sont à noter avec cette étude :
-Les pentodes EL84 ont leurs chauffages filaments reliés en série deux à deux. Ils sont donc alimentés en 12 V et non en 6V.
- Le transformateur de sortie CHRETIEN est une version améliorée par rapport à celui utilisé lors de l'étude publiée dans

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

REDRESSEMENT / FILTRAGE H.T.

- Condensateurs
C1, C2, C3, C4 - 100 nF / 400 V
C5, C6, C7, C8 - 220 µF / 385 V

- Diodes
D1, D2, D3, D4 - diodes BYV26E ou équivalentes (1000 V / 1 A / 75 ns)

- Divers
4 x picot à souder

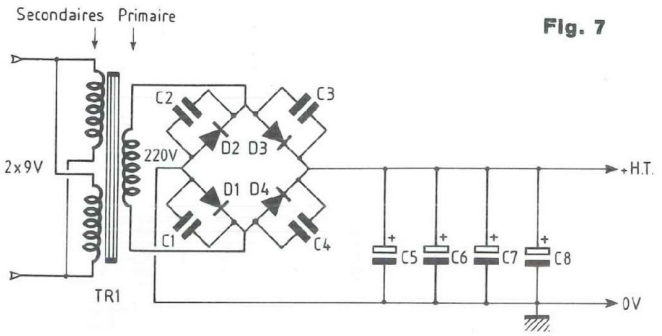


Fig. 7

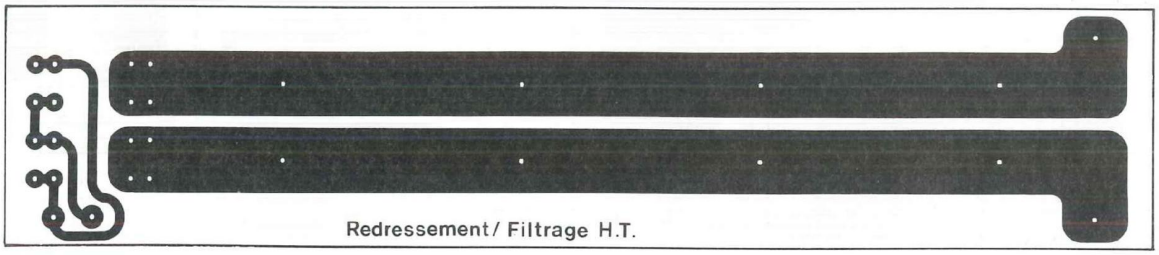


Fig. 8

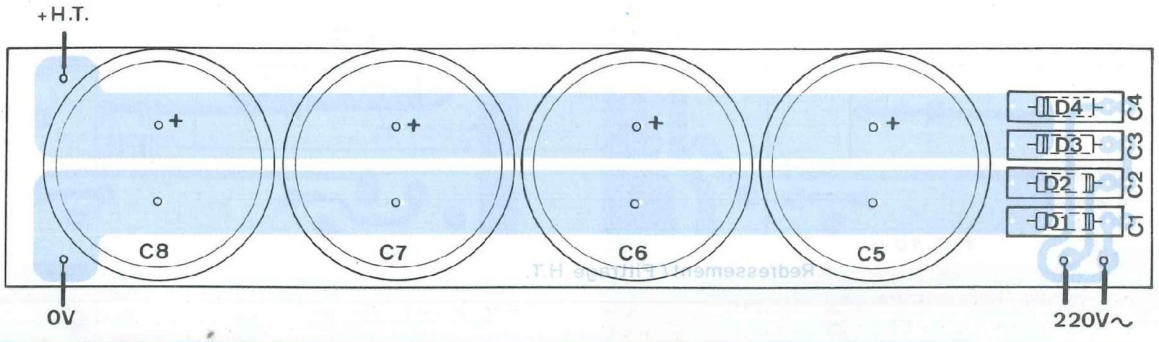


Fig. 9

les Led N^{os} 136 / 137.
Il va de soi que le modèle 4004 convient également pour cette application.
- La carte est celle du Quatuor (version push-pull) du Led N°140, donc recevant deux condensateurs de filtrage complémentaires de 100 µF chacun.

LE SCHÉMA

Nous voyons en figure 10 que la modulation attaque la grille de la triode au travers de la résistance R3.
Un condensateur de faible valeur (22 pF) est placé en contre-réaction entre plaque (Anode) et grille de l'ECC83.
La cathode est polarisée par les résistances séries R1 et R2 reliées à la masse. R1 est découplée par un condensateur de forte valeur qui fait le tri entre tension continue et tension alternative. C1 stabilise ainsi le potentiel de cette cathode qui ne dépend que du seul courant anodique.
Le réseau R-C limite bien entendu la réponse aux basses fréquences. Avec R1-2,7 kΩ et C1-22 µF, la fréquence de coupure Fo se situe à environ 2,7 Hz.
L'anode est portée au repos à un potentiel de + 208 V à partir d'une tension d'alimentation de + 284 V (tension après la cellule de filtrage R16-C9).

La résistance de charge étant de 100 kΩ, nous pouvons en déduire le courant anodique :

$$IA = \frac{284-208}{100.10^3} = \frac{76.10^{-3}}{100}$$

Soit IA = 0,76 mA

Ce même courant IA traverse R1 et R2 en ressortant par la cathode, la résistance étant # 2,8 kΩ, la cathode est portée à un potentiel de :

$$Uk = 2,8.10^3.0,76.10^{-3}$$

$$Uk = 2,12\ V$$

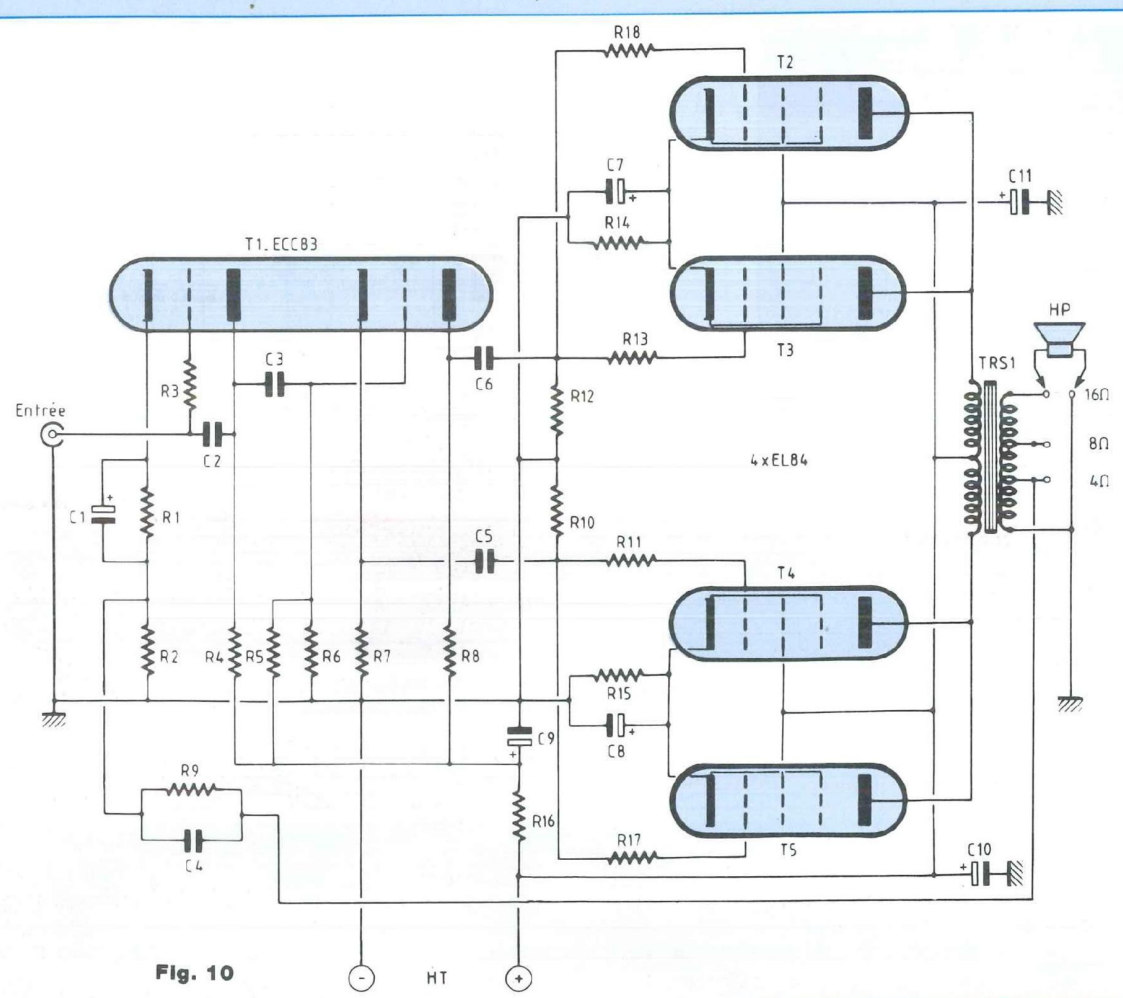
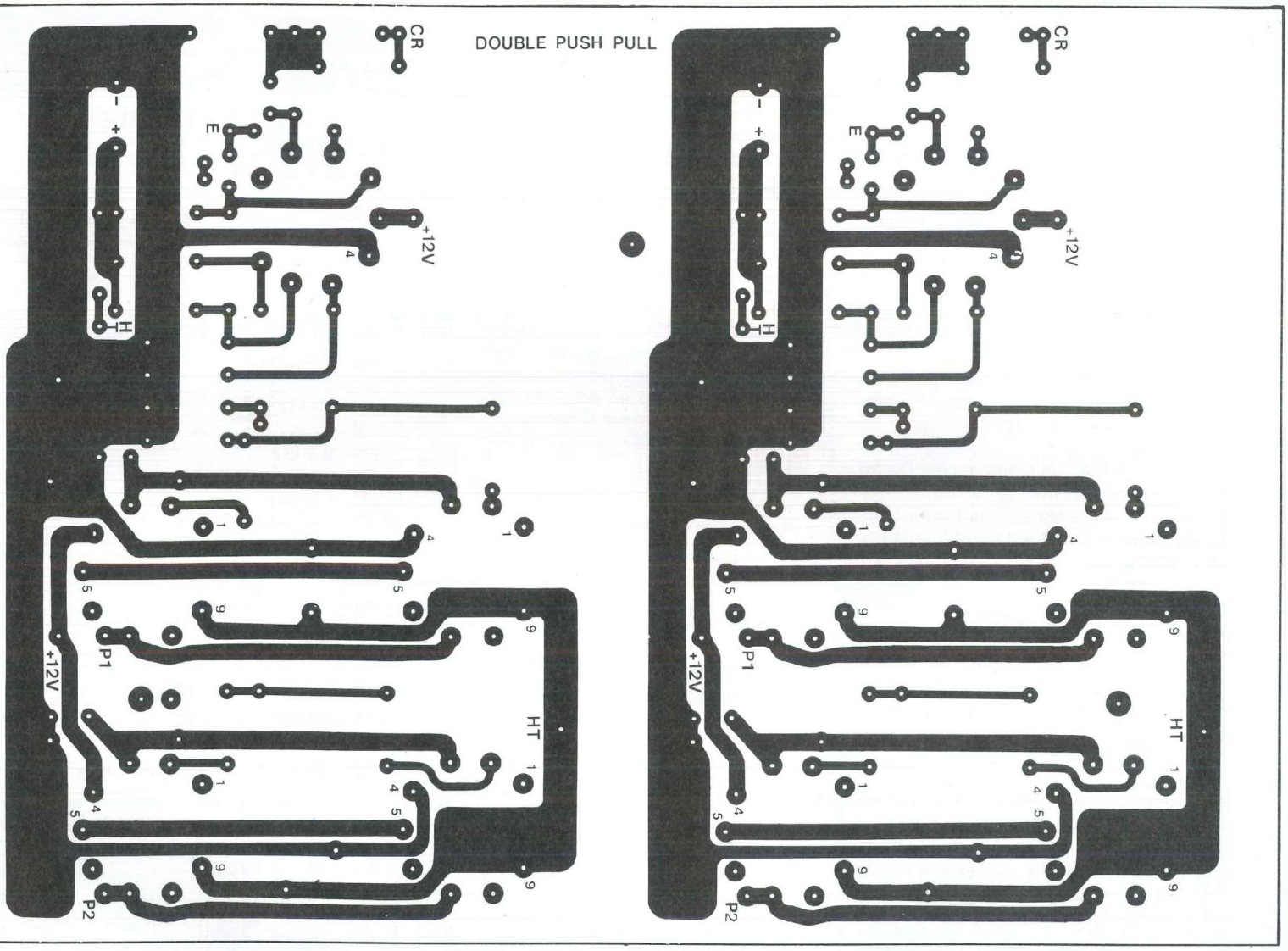


Fig. 10

Nous avons mesuré une tension de 2 V sur le prototype.
La contre-réaction est appliquée aux bornes de R2 par la cellule R9-C4. Elle est prélevée au niveau du transformateur de sortie TRS1.
La modulation amplifiée est prélevée sur l'anode par le condensateur de liaison Anode/Grille C3, dont la valeur a été portée à 100 nF. Ainsi aucune crainte à avoir dans le bas du spectre, l'atténuation intervient à 3,4 Hz, c'est le transformateur qui ne suit plus.
La seconde grille de l'ECC83 est polarisée par le pont résistif R5-R6. Nous y avons mesuré une tension de + 48,9 V.
La cathode quant à elle se trouve portée à un potentiel de + 52,1 V.
La polarisation grille est donc de - 3,2 V.
La cathode et l'anode ont une résistance de charge de valeur identique, R7-R8 = 47 kΩ, ce qui est logique puisque nous devons y prélever deux signaux de même amplitude et en opposition de phase, ce qui est bien le rôle de cet étage déphaseur.
La tension anodique étant de +233 V pour une tension d'alimentation de +284 V, nous retrouvons bien un potentiel équivalent à celui mesuré sur la cathode, soit environ 52 V (284 - 233 = 51).
Les condensateurs de liaison C5 et C6 tout en bloquant le continu appliquent les modulations en opposition de phase aux grilles des tubes du push-pull.
Les résistances de "fuite" R10 et R12 de 470 kΩ forment avec C5 et C6 des filtres passe-haut dont la fréquence de coupure intervient vers 3,4 Hz.
Les résistances R11 - R13 - R17 - R18 de 10 kΩ chacune stabilisent le fonctionnement du push-pull, sans elles c'est l'accrochage assuré, un peu comme avec les indispensables résistances de Gate (Grille) des Mos-Fet.
Les tubes EL84 sont reliés en parallèle deux à deux, T2 et T3 traitant une demi-alternance et T4-T5 la suivante, charge à TRS1 de reconstituer le signal complet et de driver le haut-parleur.
Les cathodes ont une charge commune de 82 Ω, R14 pour les tubes T2 et T3 et R15 pour T4 et T5.
La tension à leurs bornes est de 8,25 V pour R15 et 8,7 V pour R14, ce qui donne des courants anodiques de l'ordre de 50 mA par tube.
La dissipation thermique de R14 et R15 n'est pas négligeable, puisque nous atteignons une puissance de l'ordre de

Fig. 11



0,85 watt ($82.0,1^2$). Il est préférable d'opter en conséquence pour des modèles de 2 W qui vieilliront mieux dans le temps et assureront une bonne fiabilité à notre réalisation. Attention, ne pas choisir des résistances bobinées !
Comme pour le réseau de l'étage d'entrée R1-C1, il faut sélectionner des valeurs capacitives pour C7 et C8 en rapport avec les fréquences de coupure obtenues précédemment, soit 2,7 Hz et 3,4 Hz. Des condensateurs de 470 µF font l'affaire, puisque :

$$Fo = \frac{1}{2\,\pi.C7.R14}$$

$$Fo = \frac{1}{6{,}28.470.10^{-6}.82}$$

$$Fo = \frac{1.10^{-6}}{242\,031}$$

Fo # 4,13 Hz

(1,94 Hz avec un 1000 µF)

Les plaques (Anodes) sont reliées entre-elles deux à deux puis connectées aux extrémités du transformateur de sortie TRS1.
Les 4 grilles/écrans sont toutes reliées ensemble puis connectées au point milieu de TRS1, lequel point milieu se trouve porté au potentiel de la haute tension.
C'est à ce niveau que sont insérés les deux condensateurs de filtrage C10 et C11 de 100 µF chacun.
Le secondaire de TRS1 permet d'y raccorder des impédances de 1-4-8 ou 16 Ω.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Le dessin des pistes cuivrées des deux canaux de l'amplificateur vous est proposé en figure 11. Sur une surface de 3 dm^2 d'époxy sont regroupés tous les composants, à l'exception évidemment

des deux transformateurs de sortie.
Nous voyons bien la mise en série des filaments des tubes EL84 deux à deux (pastilles 4 et 5), afin d'y appliquer une tension de chauffage de 12 V.

CÂBLAGE DU C.I.

Avec le plan de la figure 12 et la nomenclature, il est aisé de positionner sur le C.I. les composants passifs R-C après le forage de toutes les pastilles. Les supports de tubes ainsi que les résistances de cathodes sont soudés côté cuivre. On commence par la mise en place des 10 supports NOVAL en veillant à ce qu'ils soient tous soudés bien parallèle entre eux.
Surélever légèrement les résistances de 2 watts de la surface du C.I. pour faciliter l'évacuation thermique qui se dégage de leurs corps.
La mise en place des éléments sur l'autre face commence par le strap et les résistances. Puis s'y ajoutent les picots de raccordements et les condensateurs, en veillant à la bonne orientation de ceux qui sont polarisés.

LE TRANSFORMATEUR DE SORTIE

En fonction de l'impédance de sortie souhaitée, qui est directement liée à celle de vos haut-parleurs, un câblage est à prévoir aux niveaux de deux rangées de 4 cosses à souder.
La figure 13 vous précise les interconnexions à établir en vous laissant le choix entre des impédances de 1-4-8 ou 16 Ω.
Les cosses (P) sont à souder aux picots P1 et P2 du module, la dernière cosse (+) est à raccorder à la haute tension.

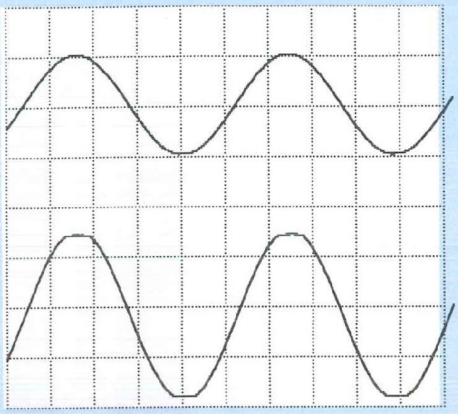
ET MAINTENANT

Nous avons notre batterie de 12 V, un convertisseur qui délivre la haute tension, tout est donc réuni pour que nous fassions les premiers essais.

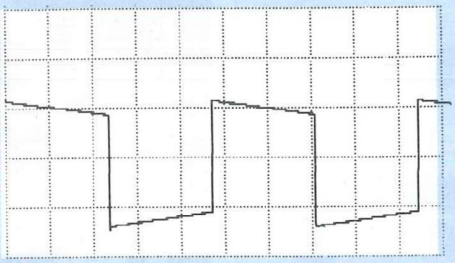
Les 3 oscillogrammes effectués sur 1 canal de l'amplificateur et sur charge de 8 Ω nous montrent un parfait fonctionnement du Booster alimenté par une batterie (avec Ubatt de 12,3 V). Rendez-vous au prochain numéro pour une mise en coffret originale et compacte.

à suivre...

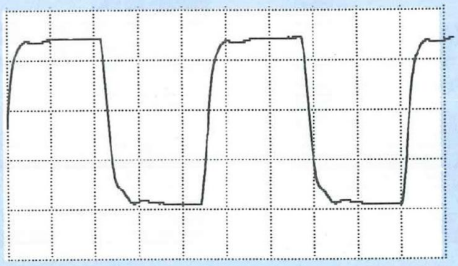
Sylvain et Bernard Duval



1- Signal à 1 kHz. En haut signal d'entrée du générateur, en bas celui prélevé aux bornes d'une charge de 8 Ω en sortie de transfo. L'écrêtage est parfaitement symétrique.



2- Signal carré à 40 Hz prélevé aux bornes d'une charge de 8 Ω.



3- Signal carré à 10 kHz sur la même charge.

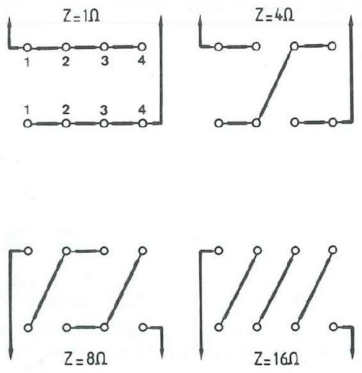


Fig. 13

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLIFICATEUR DOUBLE PUSH-PULL
(pour 1 canal)

- Résistances à couche (ou couche métallique) ±5 % - 1/2 W sauf indication

R1 - 2,7 kΩ
R2 - 100 Ω
R3 - 100 kΩ
R4 - 100 kΩ
R5 - 2,2 MΩ
R6 - 470 kΩ
R7 - 47 kΩ
R8 - 47 kΩ
R9 - 2,2 kΩ
R10 - 470 kΩ
R11 - 10 kΩ
R12 - 470 kΩ
R13 - 10 kΩ
R14 - 82 Ω / 2 W
R15 - 82 Ω / 2W
R16 - 10 kΩ / 1 W
R17 - 10 kΩ
R18 - 10 kΩ

- Tubes électroniques

T1 - ECC83 ou 12AX7
T2 à T5 - EL84

- Condensateurs non polarisés

C2 - 22 pF / 160 V céramique (ou 2 x 47 pF/100 V soudés en série)
C3 - 100 nF / 400 V
C4 - 1 nF / 400 V
C5 - 100 nF / 400 V
C6 - 100 nF / 400 V

- Condensateurs électrochimiques radiaux

C1 - 22 µF / 16 ou 25 V
C7 - 470 µF / 16 ou 25 V
C8 - 470 µF / 16 ou 25 V
C9 - 100 µF / 385 V
C10, C11 - 100 µF / 385 V

- Divers

5 supports NOVAL pour C.I.
TRS1- Transformateur de sortie à impédance primaire 4000 Ω plaque à plaque. Impédance secondaire 1-4-8-16 Ω (Marque CHRETIEN, disponible chez St Quentin Radio).
Picots à souder

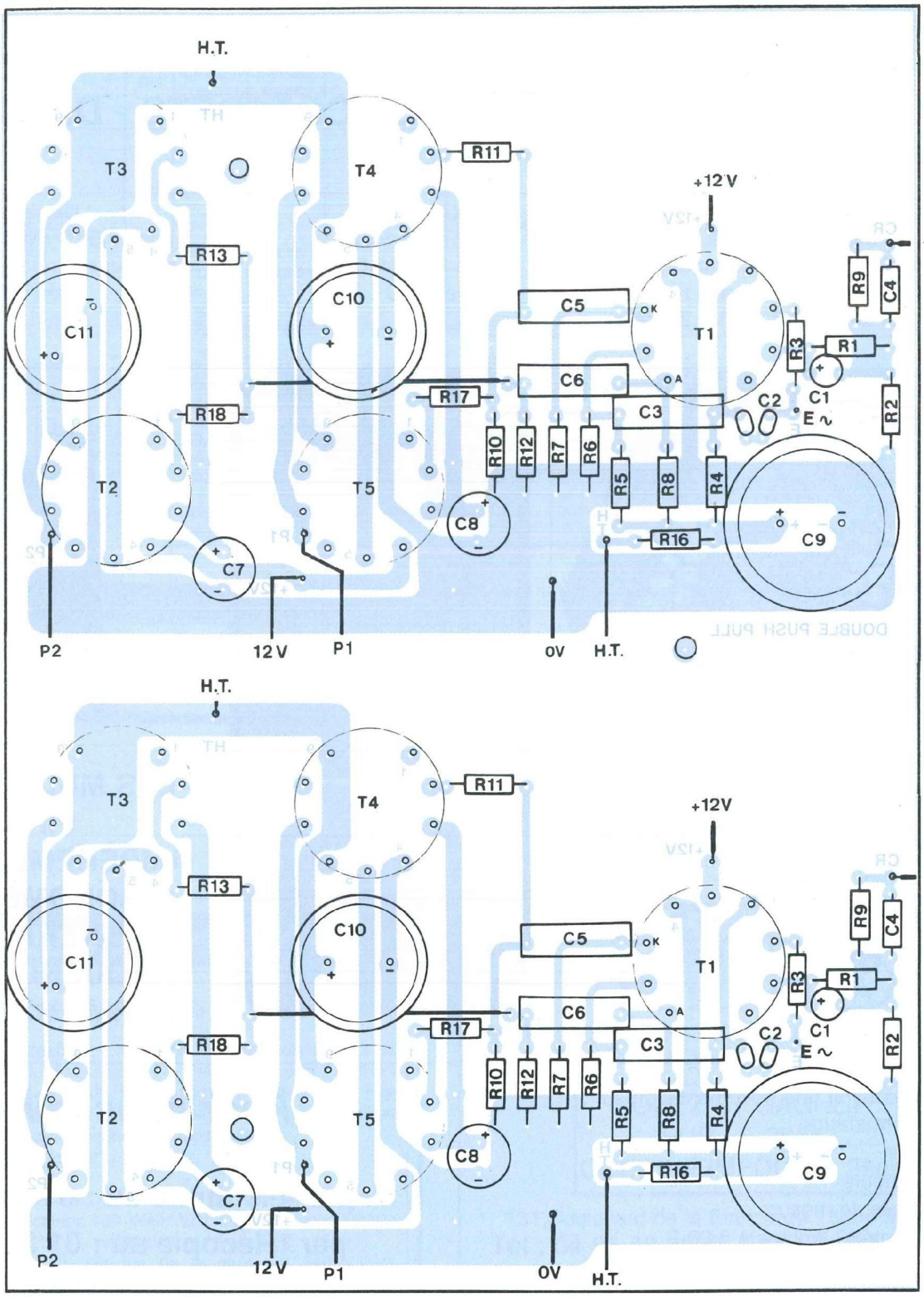

H.T.
T3
T4
R11
+12 V
C.R.
R13
C10
C5
C11
T1
R9
C4
R3
R1
C6
R17
C2
C1
R18
C3
R2
R10
R12
R7
R6
T2
T5
R5
R8
R4
C8
C9
R16
C7
P2
12 V
P1
0V
H.T.
H.T.
T3
T4
R11
+12V
C.R.
R13
C10
C5
C11
T1
R9
C4
R3
R1
C6
R17
C2
C1
R18
C3
R2
R10
R12
R7
R6
T2
T5
R5
R8
R4
C8
C9
R16
C7
P2
12 V
P1
0V
H.T.

Fig. 12

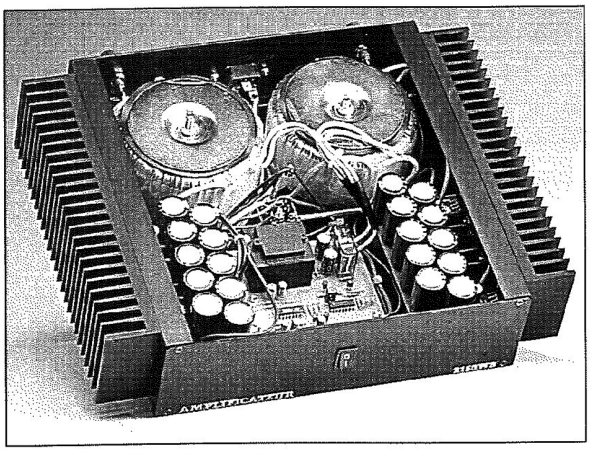
IDDM

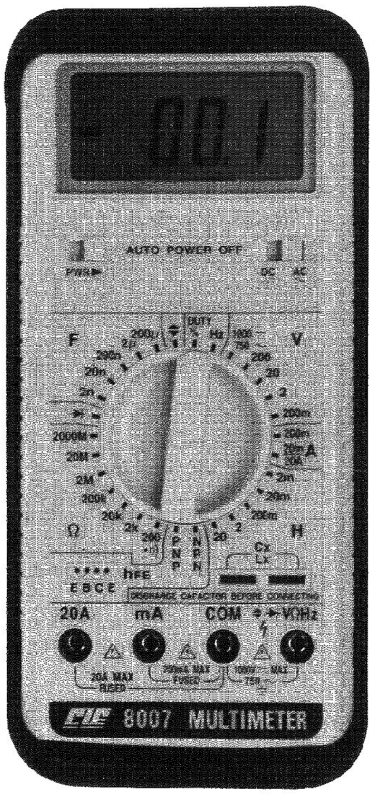
POUR VOS RÉALISATIONS
UN CHOIX IMPORTANT DE
TRANSFORMATEURS TORIQUES - COFFRETS - DISSIPATEURS

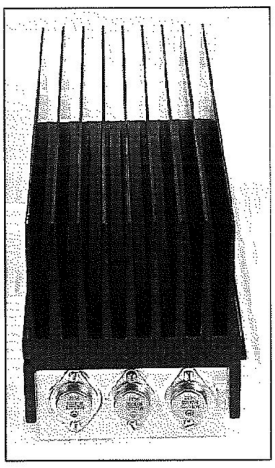
* Transformateurs toriques
Puissance de sortie de 15 VA à 500 VA
(jusqu'à 1000 VA sur commande)
* Transformateurs moulés
Puissance de sortie de 1,5 VA à 20 VA

* Coffrets
Série TM 85-55-80
Série PR - Hi-Fi
Série LC

* Dissipateurs
de 17,5 °C / W à 0,5 °C / W
Nombreuses références en stock







NOS APPAREILS DE MESURE

LES MULTIMÈTRES - PINCES AMPÈREMÉTRIQUES - SONOMÈTRES - GÉNÉRATEURS - FRÉQUENCEMÈTRES - THERMOMÈTRES, etc...

Je souhaite recevoir une documentation sur :
❑ Les transformateurs
❑ Les coffrets
❑ Les dissipateurs
❑ Les appareils de mesure
Expédition contre 3 timbres à 3,00 F
Nom : .....
Prénom : .....
Adresse : .....
Code Postal : .....Ville : .....
(Ecrivez lisiblement en majuscules)

Pour nous joindre :

par téléphone au : 01 39 54 59 59
par télécopie au : 01 39 54 48 90
par courrier au : 30 rue Moxouris
78150 Le Chesnay France

EDITIONS PERIODES

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
* Le Monstre				
- carte amplificatrice		85,00 F	138,00 F	
- alim temporisée		21,00 F	34,00 F	
- redressement / filtrage		45,00 F	73,00 F	
- carte fusibles		5,00 F	7,00 F	
- carte relais		7,00 F	11,00 F	
- régulation + 32 V		17,00 F	28,00 F	
- alim tempo / protection		31,00 F	50,00 F	
- tempo / protection		22,00 F	36,00 F	
- mise sous tension		4,00 F	7,00 F	
* Booster à tubes				
- convertisseur 12 V / 220 V ~		49,00 F	79.00 F	
- redressement / filtrage H.T.		19,00 F	32,00 F	
- amplificateur		118,00 F	191,00 F	
* Minuteur cyclique				
- carte principale		41,00 F	67,00 F	
- carte extension		20,00 F	33,00 F	

NUMERO D'ABONNE : | Remise consentie 25 % : $\frac{\text{Total TTC} \times 3}{4}$

Frais de port et emballage . . . . . 10 F

Total à payer . . . . . F

ENCEINTE 2 VOIES EURIDIA

(décrite dans Led nos 114-115)

- Haut-parleurs SP 1220 PHL + D28 Dynaudio

1536F

- SP 1220 + D28 + filtres passe-haut/passe-bas

1780F

- Module compensation d'impédance

140F

- Frais d'expédition (par enceinte : 100 F).

NOM . . . . . .

PRENOM . . . . . .

N° . . . . . RUE . . . . . .

CODE POSTAL . . . . . .

VILLE . . . . . .

Paiement par C.C.P. ☐ par chèque bancaire ☐ ou par mandat ☐
libellé à l'ordre de

EDITIONS PERIODES

1, boulevard Ney, 75018 Paris

Tél. 44.65.80.88 poste 7315

Petites Annonces

Achète LED n°129 : 100 F.
Tél. : 02 98 87 05 79 (demander Manuel).

Vds alimentation variable 2 x 50 V : 500 F + Oscilloscope 2 x 20 MHz : 1200 F + 2 x 10MHz : 800 F + Fréquencemètre 50 MHz : 500 F + Capacimètre : 300 F + Multimètre métrix : 200 F + Moniteur N et B, ordinateur Amstrad Tube TVC, 51 cm, RXVHE et RXTX, radio K7. Magnétophone à bandes : 500 F.
Tél. : 05 57 84 92 31 le soir.

Recherche et achète les n° 111 et 112 de Led concernant les articles de l'amplificateur 400 Weff. Vds transformateur torique 220 VA, 2 x 40 V : 250 F + boîte à rythme Boss DR5 : 1500 F.
DUYSENS Nicolas, 15 bis rue de la gare, 78 640 Villiers St Frédéric (Tél. : 01 34 89 41 61).

MARSEILLE

HIFIMEDIAX

ENCEINTES SUR MESURE, HIFI SÉLECTIONNÉE - KITS - ACCESSOIRES - HAUT-PARLEURS.

JOUEZ ET GAGNEZ
SUR LE 3615
CODE HIFIMEDIAX 1,29/m

131,Boulevard de la Blancarde 13004 Marseille.
Tél : 04 91 49 80 65 Fax : 04 91 78 07 77
Demande de catalogue : 25F
BP 317 13493 Marseille

INITIATION AUX AMPLIS À TUBES

de Jean Hiraga

Mieux qu'une simple initiation aurait pu le faire, cet ouvrage tant attendu évoque bien une encyclopédie didactique de l'amplification à tubes menée sous la plume alerte et à la curiosité pertinente du maître français en la matière : Jean Hiraga. Il récidive avec un sujet qu'il connaît et traite avec le même brio que "les haut-parleurs" où historique , théorie, illustrations nombreuses et inédites voisinent en parfaite harmonie. Pour tout savoir sur les tubes audio, pour saisir leur actualité encore bien chaude, il est désormais un ouvrage consacré à cette seule science. Qu'on se le dise !

''Initiation aux Amplis à tubes'' de Jean Hiraga est édité par E.M.P.P.S. et diffusé par Eyrolles
61, bd St Germain, 75240 Paris Cedex 05

EMPPS

BON DE COMMANDE LIVRES

à retourner à SERVICE OUVRAGES - BP 58 - 77932 Perthes Cedex - Tél. : 01 64 81 20 07
Je désire recevoir «Initiation aux Amplis à tunes» au prix de 180 F port compris.

Ci-joint mon règlement par chèque bancaire ❑ ou postal ❑

NOM : .....

PRÉNOM : .....

ADRESSE : .....

CODE POSTAL : .....

VILLE : .....