

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 146

Lead

KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF POUR

MICROCONTRÔLEUR 68HC11 (2^{ème} partie)

VARIATEUR POUR MODÈLES RÉDUITS

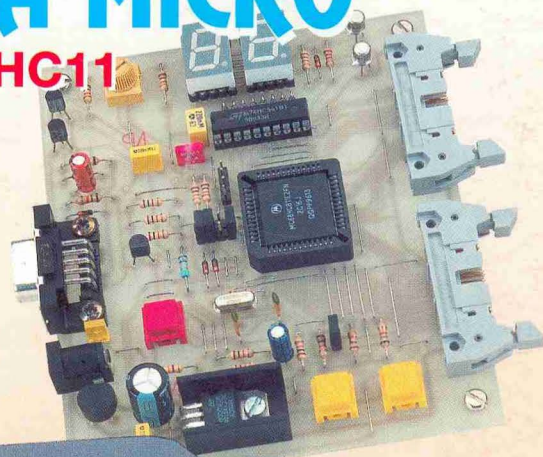
LE QUATUOR II : DE L'ANODE À LA CATHODE

LE CLASSIQUE : AMPLIFICATEUR PUSH-PULL

D'EL34 EN ULTRA LINÉAIRE 2x20 Weff/4, 8, 16 Ω

DE LA MICRO

LE 68HC11



LE QUATUOR II LES AMÉLIORATIONS

DE L'AUDIO



LE CLASSIQUE UN SON EXCEPTIONNEL

M 1226 - 146 - 28,00 F



Led

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
5 bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication
Bernard Duval

LED

Mensuel : 28 F
Commission paritaire : 64949
Locataire-gérant des Editions
Fréquences

Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays,
LED est une marque déposée
ISSN 0753-7409

Services :

Rédaction - Abonnements :
01 44 65 80 88 poste 7314
5 bd Ney, 75018 Paris
(Ouvert de 9 h à 12h30 et de
13h30 à 18 h
Vendredi : 17 h)

Ont collaboré à ce numéro :

Stève Albrecht
Bernard Dalstein
Bernard Duval
Laurent Prévost

Abonnements

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

Publicité : à la Rédaction

Réalisation

- PV Editions
Frédy Vainqueur
Secrétaire de rédaction :
Fernanda Goncalves

Photos :

Antonio Delfin

Impression

Berger Levrault - Toul

4

KIT DE DÉVELOPPEMENT POUR 68HC11 JEU D'INSTRUCTIONS ET MODES D'ADRESSAGE (2^e partie)

Avant de pouvoir utiliser confortablement le kit de développement décrit dans LED n°145, il est nécessaire de se familiariser avec le jeu d'instructions du 68HC11 et ses modes d'adressage. Nous pourrions alors présenter quelques applications simples qui utiliseront les ressources installées sur le Kit (afficheurs, clavier, convertisseur, etc...).

20

RÉGULATEUR DE VITESSE POUR MODÈLES RÉDUITS

De faible taille, il pourra s'insérer aisément dans un habitacle de voiture ou de bateau. De conception entièrement CMOS et utilisant des composants à 1 % de tolérance, il est capable de piloter deux moteurs de forte puissance.

48

Service Petites Annonces Gratuites

50

Service circuits imprimés + bulletin d'Abonnement

24

LE QUATUOR D'EL84 : CLASSE A DE 2 x 20 Weff (DE L'ANODE À LA CATHODE)

De puissance plus modeste que l'OCTUOR version classe A, le QUATUOR publié dans le N°140 a tenté de très nombreux lecteurs. Bien que d'un fonctionnement irréprochable, cette étude peut encore être améliorée sans dépense supplémentaire. C'est la raison pour laquelle nous revenons sur cette étude.

30

ENCEINTE CENTRALE POUR CINÉMA À LA MAISON

Pour les adeptes du kit acoustique, il existe encore peu de publications destinées à réaliser soi-même ses enceintes pour le «cinéma à la maison». C'est commencer à y remédier que de proposer ce montage dont les caractéristiques et la fonctionnalité pourront être appréciables.

34

LE CLASSIQUE : AMPLIFICATEUR DE 2 x 20 Weff AVEC PENTODES EL34

Le tube pentode EL34 qui a pour équivalent américain la référence 6CA7 a rendu et rend à nouveau chez de nombreux constructeurs de bons services dans le domaine de la basse-fréquence et de la haute fidélité. Après nous être arrêtés longuement sur le tube NOVAL EL84, voyons maintenant ce que nous pouvons «tirer» de l'OCTAL EL34. Notre première étude est basée sur le schéma MULLARD qui utilise une EF86 en entrée et une ECC83 en déphaseur / driver. Les tubes EL34 sont montés en push-pull ultralinéaire. Les résultats d'écoute obtenus sont excellents.

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Il permet aux lecteurs d'obtenir des circuits imprimés en verre époxy, avec cuivre étamé, en versions percées ou non percées (une remise de 25 % est consentie aux abonnés). Les gravures se faisant à réception de commande, les circuits imprimés des précédents numéros sont donc toujours disponibles.

DROITS D'AUTEUR

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

Figure 1 : organisation d'un listing source (cas d'une boucle de temporisation)

Etiquettes	Instructions	Opérandes	Commentaires sur le programme
DEBUT	LDAA	#\$FF	Chargement de la variable
SUITE	DECA		Décrémentation de A
	BNE	SUITE	test: se brancher à SUITE si A non égal à 0
	END		Si A = 0, fin du programme

Tableau 1 : instructions de transfert de données

TAB / TBA	Transfert de A vers B / Transfert de B vers A
TAP / TPA	Transfert de A vers le CCR / Transfert du CCR vers A
LDAA / LDAB	chargement d'une case mémoire vers A ou B (8 bits)
STAA / STAB	sauver le contenu de A ou B vers une case mémoire (8 bits)
LDX / LDY / LDD	chargement d'une zone mémoire vers un registre 16 bits
STX / STY / STD	sauvegarde d'un registre 16 bits vers une zone mémoire
XGDX	Echange du contenu de D et X
XGDY	Echange du contenu de D et Y

Tableau 2 : instructions arithmétiques

Instruction	Description
ADD	Addition entre registre MPU et case mémoire
ADC	Addition entre registre MPU, case mémoire et retenue "C"
DAA	ajustement décimal de A (en mode BCD)
SUB	Soustraction entre registre MPU et case mémoire
SBC	Soustraction entre registre MPU, case mémoire et retenue "C"
MUL	Multiplication de A par B, résultat dans D
IDIV	Division de D part X, résultat dans X, reste dans D (D > X)
NEG	Calcule le complément à 2 d'un registre 8 bits

contenu d'un registre du MPU est sauvegardé dans deux adresses mémoires consécutives. Ainsi, lorsqu'on exécute l'instruction [STX MEM1], le poids fort du contenu de X sera stocké à l'adresse [MEM1] et son poids faible à l'adresse [MEM1+1]. De la même manière, si on effectue un chargement vers X avec la ligne de commande [STX MEM1], le poids fort du contenu de X sera issu de l'adresse [MEM1] et son poids faible sera récupéré à l'adresse [MEM1+1].

INSTRUCTIONS ARITHMÉTIQUES ET LOGIQUES

Le tableau 2 présente les instructions arithmétiques les plus courantes du 68HC11. L'addition et la soustraction sont présentes dans tous les processeurs,

contrairement à la multiplication (MUL) et la division (IDIV) qui apportent une puissance de traitement accrue. L'instruction d'ajustement décimal DAA permet d'obtenir un résultat correct après une addition sur des nombres codés en BCD. Nous aurons l'occasion d'expliquer ultérieurement son fonctionnement à partir d'une application simple : un chronomètre sur 59 secondes. Pour illustrer une addition sur deux nombres de 8 bits, prenons l'exemple ci-dessous, dans lequel MEM1 et MEM2 représentent les variables à additionner, et RESU l'emplacement réservé au résultat :

```
MEM1 = 13      % 00001101
MEM2 = 49      +  % 00110001
-----
RESU = 62      =  % 00111110
```

Le symbole [%] indique que le mot est exprimé en binaire. On utilisera le symbole [\$] pour préciser qu'un mot est codé en hexadécimal, et l'absence de symbole désignera une grandeur décimale. En supposant que les calculs seront réalisés dans l'accumulateur A, notre programme d'addition en assembleur pourra s'écrire ainsi :

```
LDAA MEM1
ADDA MEM2
STAA RESU
```

Notons dans le tableau la présence de NEG, qui calcule le complément à deux d'une variable. Le complément à deux permet d'obtenir la représentation signée d'une variable négative. Pour obtenir cette représentation, NEG effectue la complémentation logique puis ajoute 1 au résultat. Par exemple, codons le nombre [-24] en complément à deux :

```
24 =          % 00011000
complément : % 11100111
on ajoute 1  : %11101000
```

Le mot binaire %11101000 désigne donc la grandeur décimale [-24] en logique signée. Dans cette représentation, un nombre négatif se reconnaît par le bit D7 qui est à 1. D7 est donc le «bit de signe» de cet octet. Lorsqu'on travaille avec des nombres signés, la valeur maximale que peut prendre un octet est de -128 (% 10000000) en négatif et +127 (% 01111111) en positif. Ce mode de représentation, qui semble peu engageant à première vue, a été choisi pour sa facilité de manipulation dans les opérations arithmétiques. En effet, soustraire deux nombres revient à additionner le premier avec le complément à 2 du deuxième, comme l'indique l'exemple suivant :

```
36 - 11 = 25
valeur 36 : % 00100100
valeur 11 : % 00001011
com (11)  : % 11110100
+ 1       : % 11110101
```


UN KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF

Tableau 3 : instructions logiques

AND	Fonction "ET" logique
EOR	Fonction "OU Exclusif" logique
OR	Fonction "OU" logique
COM	Complémentation logique
INC	Incrémentation d'un registre ou d'une case mémoire
DEC	Décrémentation d'un registre ou d'une case mémoire
CLR	Mise à zéro d'un registre ou d'une case mémoire

Tableau 4 : instructions de décalage

LSL	Décalage logique vers la gauche (D7 passe dans le bit de retenue)
LSR	Décalage logique vers la droite (D0 passe dans le bit de retenue)
ASL	Décalage arithmétique vers la gauche (même résultat que LSL)
ASR	Décalage arithmétique vers la droite (rebouclage de D7 sur D7)
ROL	Rotation logique vers la gauche (rebouclage avec le bit de retenue)
ROR	Rotation logique vers la droite (rebouclage avec le bit de retenue)

Tableau 5 : instructions de Test avec modification du registre d'état

BIT	Test d'un bit entre accumulateur et contenu mémoire (1 seul bit testé)
CMP	Comparaison entre un accumulateur et une case mémoire
TST	vérification qu'un registre est négatif ou nul

Tableau 6 : instructions de Test avec branchement

BNE / BEQ	Branchement si résultat non égal à zéro / égal à zéro
BHI / BLS	Branchement si supérieur / si inférieur ou égal
BMI / BPL	Branchement si négatif / si positif
BLT / BGE	Branchement si inférieur / si supérieur ou égal (signé)
BLE / BGT	Branchement si inférieur ou égal / si supérieur (signé)
BCC / BCS	Branchement si pas de retenue ("C"=0) / si retenue ("C"=1)

Tableau 7 : instructions de branchement inconditionnel

BRA	Branchement dans un intervalle de -128 à +127 octets (8 bits)
JMP	saut sur 16 bits (\$0000 à \$FFFF)
BSR	Branchement à un sous-programme (intervalle -128 / +127 octets)
JSR	Saut à un sous-programme, dans l'intervalle \$0000 à \$FFFF
RTS	Retour de sous-programme
RTI	Retour d'interruption

bien à la valeur décimale souhaitée (25). Le tableau 3 indique les instructions logiques de base, notamment COM, AND, OR et EOR (ou exclusif). On y trouvera également des instructions d'incrémentement (INC) et décrémentation (DEC), qui fonctionnent différemment de l'addition et de la soustraction car INC et DEC ne gênent aucune retenue dans le registre d'état (CCR). Enfin, le tableau 4 présente différentes instructions de décalage arithmétique ou logique. Le décalage arithmétique est à réserver aux programmes qui manipulent des nombres signés. Ces instructions ne permettent qu'un seul décalage: il faut donc utiliser autant de fois l'instruction que de décalages souhaités.

INSTRUCTIONS DE TEST ET BRANCHEMENT

Il reste trois catégories d'instructions à présenter :

- les instructions de test (tableau 5), qui ne vont agir que sur le contenu du registre d'état. Le test peut ne porter que sur un bit dans un registre (BIT), ou sur un octet (CMP). L'instruction TST permet de vérifier si le contenu d'un registre est négatif ou nul.

- les instructions de test avec branchement. Le résultat du test pourra conduire à un branchement sur une autre partie du programme, éloignée au maximum de 127 octets en avant ou 128 octets en arrière. On remarquera sur le tableau 6 que les possibilités de test sont nombreuses.

- Les instructions de branchement inconditionnels (tableau 7), qui conduiront toujours à un branchement.

La meilleure illustration des instructions de test avec branchement consiste à réaliser une temporisation à partir d'une boucle simple, comme dans l'exemple indiqué en figure 1. La première instruc-

En fait, précisons que l'addition des bits D7 a généré un neuvième bit (la dernière retenue), qui est négligé puisque nous travaillons ici sur un format de huit bits: dans cet intervalle, le résultat correspond

$$\begin{array}{r}
 36 \quad \quad \% 00100100 \\
 - 11 \quad \quad + \% 11110101 \\
 \hline
 = 25 \quad \quad = \% 00011001
 \end{array}$$

tion utilise le symbole dièse [#], qui implique l'utilisation d'un **adressage immédiat**. Ceci signifie que la valeur \$FF (255 en décimal) doit être «immédiatement» placée dans l'accumulateur A. Dans ce cas, \$FF désigne la variable avec laquelle on veut travailler. Si on omettait le dièse, \$FF désignerait l'adresse mémoire qui contient la variable à utiliser. Cet autre mode d'adressage est nommé «**adressage étendu**». La deuxième instruction, on s'en doute, consiste à décrémenter de 1 le contenu de A. Enfin, l'instruction **BNE** vérifie si le résultat est nul. Si c'est le cas, on passe à l'instruction qui suit le test (END). Sinon, le microprocesseur effectue un branchement dont la valeur est indiquée derrière l'instruction de test (se brancher à SUITE). **BNE** signifie «Branch if Non Egal (à zéro)». En conséquence, le test conduit à une nouvelle décrémentation tant que le contenu de A n'est pas nul. Dans l'exemple ci-dessus, DECA et BNE seront exécutées 255 fois. On peut alors en déduire facilement la durée de cette temporisation, en se basant sur un temps de cycle de 0,5 µs. Le jeu d'instruction indiquant que LDAA dure 2 cycles et BNE dure 3 cycles, la durée totale de la temporisation sera de 255 x 5 cycles, soit 255 x 2,5 µs, c'est à dire approximativement 0,64 ms. Ce principe de temporisation sera utilisé souvent. Pour obtenir des temporisations plus longues, il suffit de décrémenter un registre de 16 bits (X ou Y), dont la capacité maximale est de \$FFFF, soit 65535 en décimal !.

LES DIFFÉRENTS MODES D'ADRESSAGE

L'accès aux données externes peut être obtenu de différentes manières, directement ou indirectement. La plupart des instructions du 68HC11 peuvent utiliser plusieurs modes d'adressage distincts, mais certaines d'entre-elles sont limitées à un seul mode (l'adressage inhérent ou relatif). C'est la raison pour laquelle une instruction est presque toujours suivie

d'une information (une valeur ou une adresse), nommée **opérande**.

ADRESSAGE INHÉRENT OU IMPLICITE

Comme son nom l'indique, les instructions qui l'utilisent comportent les informations nécessaires pour traiter les données: une opérande n'est donc pas nécessaire. C'est par exemple le cas des instructions INCA, LSRB, ROLA, DEX, DAA, etc...L'adressage implicite est utilisé par les instructions qui agissent sur les registres internes du processeur.

ADRESSAGE IMMÉDIAT

Ce mode d'adressage permet de charger directement une valeur connue à l'avance dans un registre du processeur. Pour préciser au système de développement qu'on veut utiliser le mode d'adressage immédiat, l'opérande doit être précédée du symbole [#].

ADRESSAGE DIRECT

Lorsqu'une opérande de 8 bits n'est pas précédée d'un symbole, elle représente une adresse. Ainsi, **LDAA \$80** signifie qu'on va charger dans A la donnée située à l'adresse \$80 (128 en décimal). Ce mode d'adressage présente l'intérêt de n'utiliser que deux octets en tout (1 octet pour l'instruction et 1 octet pour l'opérande), mais limite la zone d'adresses accessibles aux 256 premiers octets de la zone mémoire !

ADRESSAGE ÉTENDU

Il permet de charger ou sauvegarder des données entre un registre du MPU et un emplacement mémoire. Pour préciser au système de développement qu'on veut utiliser le mode d'adressage étendu, l'opérande devrait être précédée du symbole [>]. Cependant, l'absence de symbolisation devant une opérande de format 16 bits désigne par défaut l'utilisation du mode d'adressage étendu. En conséquence, les deux écritures suivantes sont identiques, et indiquent que la donnée située à l'adresse hexadécimale \$1FB0

doit être placée dans l'accumulateur A :

LDAA \$1FB0 ; mode étendu

LDAA > \$1FB0 ; mode étendu

ADRESSAGE INDEXÉ

Comme son nom l'indique, il fait appel à l'un des registres d'index X ou Y. Cet adressage est particulièrement adapté à la gestion de listes de données. Dans ce mode, l'opérande fait référence à l'un des deux registres d'index pour obtenir le point de départ d'une adresse, auquel peut s'ajouter un déplacement. Ainsi, les registres d'index jouent un rôle important de «pointeur» d'une zone mémoire. prenons un exemple :

LDX # \$1000

LDAA 0,X

LDAB 8,X

Ce listing précise qu'on doit charger dans A la donnée située à l'adresse \$1000, directement pointée par X. Par contre, l'accumulateur B doit être chargé avec la donnée située à l'adresse \$1008 (adresse finale = contenu de X + déplacement de 8 octets dans la mémoire !).

ADRESSAGE RELATIF

Ce dernier mode est réservé aux instructions de branchement, du type BNE, BRA, etc... La valeur du branchement ou du saut est indiqué dans l'opérande, sous la forme d'une étiquette qui désigne directement l'emplacement à atteindre (SUITE, FIN, DEBUT, etc...). Notre exemple de temporisation indiqué en figure 1 illustre parfaitement l'utilisation du mode d'adressage relatif.

ÉCRITURE DE QUELQUES PROGRAMMES SIMPLES

Il est temps de passer à des applications concrètes. Nous allons commencer par apprendre à utiliser correctement les deux afficheurs à 7 segments pilotés par le port B, puis le convertisseur analogique/numérique intégré dans le 68HC11, avant de présenter notre modeste clavier de deux touches. Au

Figure 2 : câblage des afficheurs sur le port B

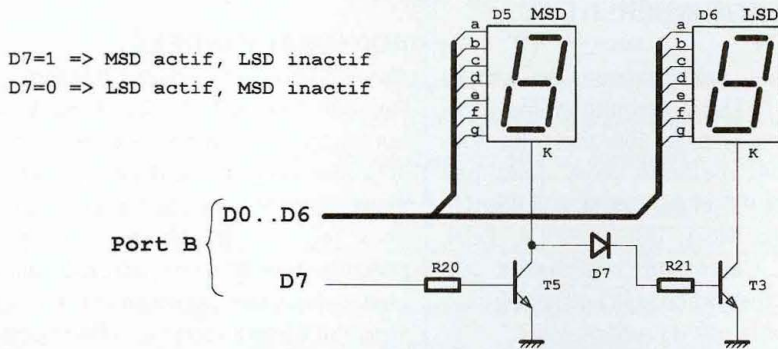


Figure 3 : configuration d'allumage des segments

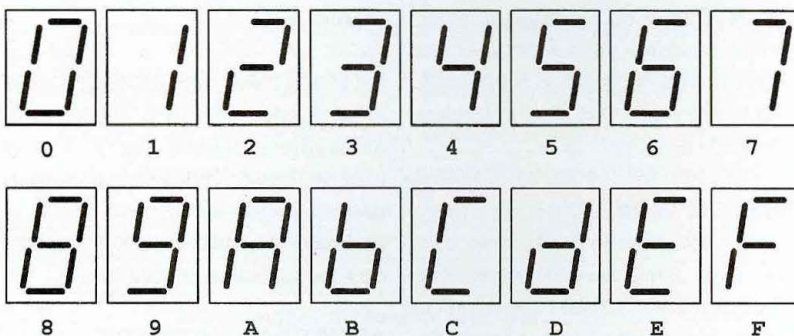
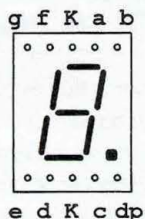
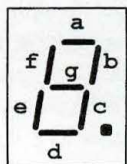


Figure 4 : correspondance code Hexadécimal / code 7 segments



code Hexa	D6 g	D5 f	D4 e	D3 d	D2 c	D1 b	D0 a	code aff.
0	0	1	1	1	1	1	1	\$3F
1	0	0	0	0	1	1	0	\$06
2	1	0	1	1	0	1	1	\$5B
3	1	0	0	1	1	1	1	\$4F
4	1	1	0	0	1	1	0	\$66
5	1	1	0	1	1	0	1	\$6D
6	1	1	1	1	1	0	1	\$7D
7	0	0	0	0	1	1	1	\$07
8	1	1	1	1	1	1	1	\$7F
9	1	1	0	1	1	1	1	\$6F
A	1	1	1	0	1	1	1	\$77
B	1	1	1	1	1	0	0	\$7C
C	0	1	1	1	0	0	1	\$39
D	1	0	1	1	1	1	0	\$5E
E	1	1	1	1	0	0	1	\$79
F	1	1	1	0	0	0	1	\$71

stade actuel, on suppose que vous avez réussi à faire fonctionner le programme de démarrage proposé dans l'article précédent (clignotement continu d'un afficheur).

GESTION DE L'AFFICHAGE DU KIT 68HC11

Comme on peut le constater sur la figure 2, le kit de développement dispose de deux afficheurs 7 segments câblés sur un seul port de 8 bits (le port B). En conséquence, un seul afficheur pourra être alimenté en même temps. L'utilisation des deux afficheurs est toutefois possible en faisant appel au multiplexage, technique qui sera présentée en temps utile. Cependant, il n'est pas possible d'envoyer directement sur les afficheurs les codes hexadécimaux à visualiser: cette procédure donnerait un affichage incohérent. Il faut donc auparavant réaliser une table de transcodage permettant d'obtenir la correspondance entre les valeurs hexadécimales à afficher et la combinaison d'allumage sur les 7 segments. L'illustration de la figure 3 indique les segments qu'il faut allumer pour obtenir chacun des seize chiffre à afficher. Sachant qu'il faut envoyer un état logique haut pour allumer un segment, on en déduit la table de correspondance indiquée en figure 4. Les valeurs obtenues présentent un point commun : le bit D7 est à zéro. Donc, l'envoi de ces codes sur le port B conduira à l'affichage des chiffres hexadécimaux sur le digit des unités (LSD). La gestion de ces afficheurs nous servira de fil conducteur pour l'étude des différentes fonctionnalités du 68HC11.

VÉRIFICATION DE LA TABLE DE CORRESPONDANCE SUR LE KIT

Nous aurons ainsi l'occasion d'utiliser l'une des possibilités très pratique du système de développement : l'accès direct aux registres internes du 68HC11,

Figure 5

```

*****
***** Programme de transcodage HEXA => 7 segments *****
*****
PORTB      EQU $1004      (1e PORTB est a l'adresse $1004)
              ORG $0        (La table commence a l'adresse 0)
              FCB $3F,$06,$5B,$4F,$66,$6D,$7D,$07
              FCB $7F,$6F,$77,$7C,$39,$5E,$79,$71
              ORG $20      (Début du programme: adresse $20)

DEBUT      CLRB
              LDX          # $0000
              ABX
              LDAA         ,X
              STAA        ,PORTB
              BRA         DEBUT
    
```

sans passer par l'écriture préalable d'un programme.

1. Effectuer un reset sur le kit, puis lancer le programme **VT11_XX.EXE**. Rappelons que les deux caractères **XX** sont à remplacer par la version du logiciel : si vous possédez par exemple la **version 1.9** de **VT11**, il faut donc lancer «**VT11_19.EXE**», sous DOS (ou directement sous Windows). A partir de maintenant, nous nommerons ce programme sous une forme plus simple : **VT11**.

2. Vous voilà devant l'écran de **VT11**. La zone bleue, située en bas, indique la possibilité de modifier le contenu d'un emplacement mémoire: cliquer avec la souris sur la fonction «<M>émoire», ou taper au clavier la touche <M>.

3. Une ligne de commande apparaît en gris : «**modifier memoire adresse => \$_**». Indiquer l'adresse du port B (\$1004), sans le symbole \$ qui est déjà affiché.

4. Après avoir indiqué une adresse, la commande «**valeur => \$_**» attend une valeur hexadécimale à placer à l'adresse \$1004. Taper «3F» : le zéro doit immédiatement s'afficher sur le digit LSD du kit !

5. Pour quitter la fonction <M>émoire en cours, appuyer sur la touche <ESC> du clavier, ou cliquer à droite sur la souris.

6. Recommencer la même procédure pour les codes des nombres de 1 à F.

UTILISATION DE L'ADRESSAGE INDEXÉ GESTION D'UNE TABLE DE CORRESPONDANCE

Voilà une bonne occasion de se familiariser avec le mode d'adressage indexé. Nous allons nous contenter d'un programme très simple, dont le listing est indiqué en figure 5. La table est implantée à l'adresse \$00, et le programme de transcodage à l'adresse \$20. Présentons sommairement les directives d'assemblage utilisées dans ce listing :

- **ORG** précise à partir de quel emplacement il faut stocker les instructions ou données dans la mémoire interne du 68HC11;

- **FCB** précise que les valeurs qui suivent sont des octets, et qu'ils doivent être stockés dans l'ordre indiqué à partir de l'adresse courante (ici \$00). C'est à partir de cette directive qu'on chargera nos tables ou listes de données en mémoire.

A partir de l'adresse \$20, on trouve la première instruction du programme : **CLRB**.

L'accumulateur B, initialisé à zéro, recevra plus tard les valeurs hexadécimales à convertir en code <7 segments>. Le

registre d'index, chargé avec la valeur 0, pointe le début de la table. Analysons en détail la suite du programme :

- **ABX** additionne B à X, le résultat étant stocké dans X. C'est cette instruction qui nous permet de nous déplacer dans la table de correspondance, en fonction de la valeur de B, qui reçoit le code hexadécimal à afficher.

- **LDAA ,X** permet de charger dans A la valeur pointée dans la table. Par exemple, si B est égal à 3, X contiendra 0+3, donc 3 également. On chargera dans A la valeur située à l'adresse 3, soit \$4F. (La première adresse est 0).

- **STAA PORTB** assure le transfert du code vers l'afficheur des unités, qui fournit alors la configuration d'allumage correspondante.

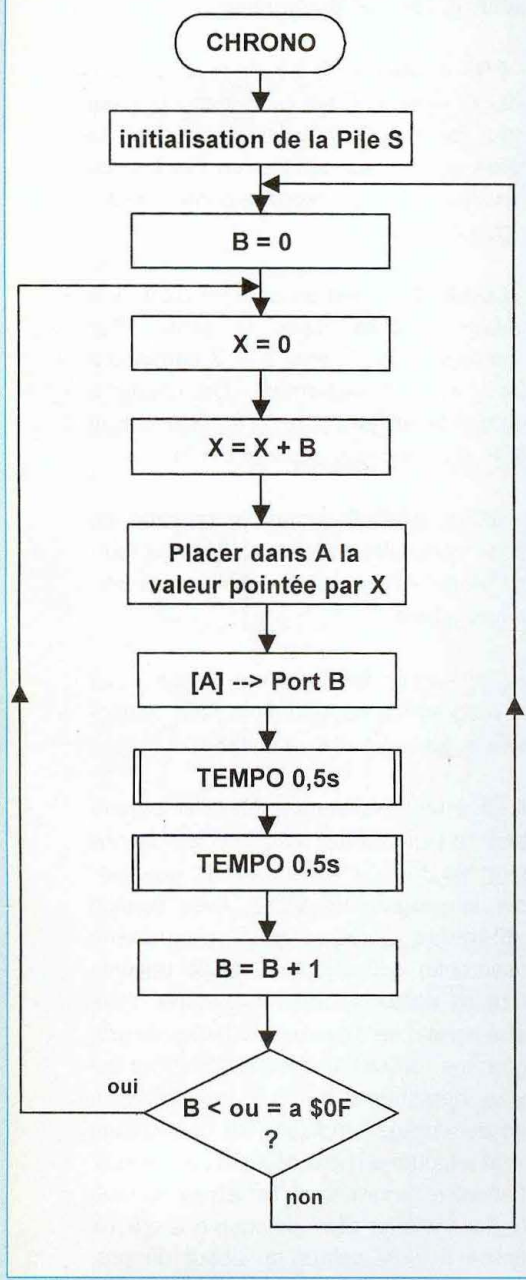
- L'instruction **BRA** permet de reboucler le programme sur lui-même, afin d'effectuer le transcodage en continu.

Il vous faut maintenant éditer et assembler ce programme selon les indications fournies dans le n°145 de LED, puis lancer le programme **VT11**. Avec l'option <F>ichier, chargez votre programme assemblé, qui doit être visible dans la fenêtre située en haut à gauche. Pour être certain de démarrer au début du programme, utiliser la commande <P>c qui vous demandera de lui fournir l'adresse de démarrage : indiquez **20** (les valeurs sont toujours en hexadécimal par défaut). Lancez le programme : l'afficheur de droite doit indiquer zéro, puisque B a été initialisé à cette valeur au début du programme. Nous allons maintenant modifier manuellement le contenu de B, et relancer le programme :

1. arrêter le programme par un clic de souris ou l'appui sur une touche quelconque du clavier.

2. Dans la zone de menu (bleue), cliquer

Figure 6 : organigramme relatif au chronomètre 0 => F



sur , et taper une valeur comprise entre 01 et 0F. La zone de l'écran réservée aux registres internes du MPU fait apparaître cette modification.

3. Relancer le programme : l'afficheur doit maintenant indiquer le nombre stocké dans B. Vous pouvez recommencer

cette procédure pour les autres valeurs. Si vous placez dans B un nombre supérieur à 0F, le registre d'index pointera une valeur aléatoire à l'extérieur de la table : l'afficheur indiquera dans ce cas une valeur arbitraire.

CHRONOMÈTRE SIMPLE DE 0 À F

Le temps est venu d'écrire un programme totalement autonome, qui assurera le comptage de 0 à F en continu (avec rebouclage permanent au début du programme). Etant donnée la vitesse d'exécution du 68HC11, une temporisation sera nécessaire entre chaque affichage. Nous en profiterons pour calculer une temporisation fixe de 0,5 s, qui sera appelée deux fois, afin d'obtenir une incrémentation de l'afficheur toutes les secondes. La limitation à 0,5s provient de la capacité maximale des registres utilisés dans le 68HC11. L'insertion d'une temporisation va rendre le programme plus volumineux, et donc plus délicat à lire ou à mettre au point : ces conditions justifient pleinement de placer la temporisation dans un sous-programme pour aérer le listing. Nous évoluons déjà vers une programmation structurée, qui sera indispensable lors de l'écriture d'une application ambitieuse. En outre, une programmation structurée passe inévitablement par une écriture préalable des fonctions que le programme doit réaliser. Cette analyse fonctionnelle utilisera soit un algorithme, soit un organigramme. Dans cet esprit, l'organigramme de notre chronomètre est indiqué en figure 6. Il met en évidence une fonction essentielle à la gestion des sous-programmes : la **Pile S** ou **Pile système**.

LA PILE SYSTÈME ET LES SOUS-PROGRAMMES

Lorsque le processeur se branche à un sous-programme depuis une instruction du programme principal, il a besoin de mémoriser l'adresse de la prochaine ins-

truction à exécuter au moment du retour de ce sous-programme. Cette zone est appelée **PILE**. En effet, il pourrait y avoir plusieurs niveaux de sous-programmes imbriqués entre-eux, et le processeur devrait en conséquence **empiler** les adresses de retour successives. La gestion de cette pile est effectuée automatiquement par le processeur, et le programmeur n'a pas à s'en préoccuper. Par contre, le choix de la zone mémoire dans laquelle le processeur va stocker ses adresses de retour est à la charge de l'utilisateur. C'est la raison de la présence dans le 68HC11 d'un **registre de Pile S**, dans lequel on indique l'adresse de base d'une zone mémoire qu'on cède au processeur afin qu'il puisse gérer sa pile. Evidemment, cette zone est perdue pour l'utilisateur, mais sa taille dépendra de la complexité du programme. Il reste un détail important à préciser: le processeur utilise la pile par décrémentation, c'est-à-dire que la valeur indiquée dans le registre S sera l'adresse la plus haute de la pile. Il est donc conseillé de placer la pile dans la partie haute de la mémoire RAM disponible !.

ANALYSE DU PROGRAMME CHRONOMÈTRE

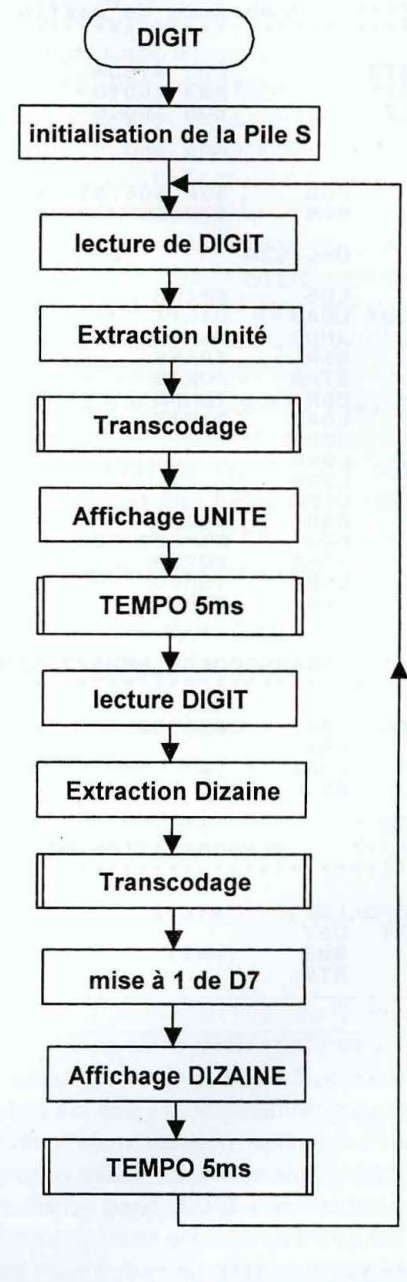
Revenons à l'organigramme de la figure 6. La première partie du programme est identique à notre premier listing, jusqu'à la temporisation. L'utilisation de doubles barres dans l'organigramme indique qu'on fait appel à un sous-programme. Après l'appel double de cette tempo de 0,5 s, on incrémente B, puis on compare B à la dernière unité hexadécimale qu'il faut afficher (F). Si B est inférieur ou égal à \$F, c'est que toutes les valeurs n'ont pas été affichées : on se branche alors à la procédure de transcodage, d'affichage et d'incrémement de B. Par contre, si B est supérieur à \$F, on est arrivé en fin de cycle. Il faut alors se brancher au tout début du programme, lorsque B est initialisé à zéro, pour reprendre un nouveau cycle de comptage. Le listing de la figure

Figure 7

```

*****
*****  Programme de comptage de 0 => F en continu  *****
*****  avec incrémentation toutes les secondes  *****
*****
PORTB      EQU $1004      (le PORTB est a l'adresse $1004)
ORG $00    (La table commence a l'adresse $00)
FCB $3F,$06,$5B,$4F,$66,$6D,$7D,$07
FCB $7F,$6F,$77,$7C,$39,$5E,$79,$71
ORG $20    (Début du programme: adresse $20)
DEBUT     LDS #00C0
SUITE     CLRB
          LDX #0000
          ABX
          LDAA ,X
          STAA PORTB
          BSR TEMPO      (appel tempo de 0,5s)
          BSR TEMPO      (appel tempo de 0,5s)
          INCB
          CMPB #$0F
          BNE SUITE
          BRA DEBUT
TEMPO     LDY #58823
WAIT     NOP
          NOP
          NOP
          NOP
          DEY
          BNE WAIT
          RTS
    
```

Figure 8 : affichage multiplexé



7 respecte cet organigramme. La pile est initialisée à l'adresse \$C0, loin de la zone de programme. Le branchement au sous-programme est obtenu avec l'instruction BSR, et le retour à l'instruction suivante dans le programme principal est obtenu avec l'instruction RTS (Return To Subroutine), en fin de sous-programme. Le test fait appel aux instructions **CMPB#\$0F** et **BNE**. Charge à vous d'analyser finement l'organigramme et le listing pour bien comprendre le déroulement du programme. La durée de temporisation doit être de 0,5 s. Elle utilise une boucle de 8,5 µs (5 x NOP, 1 x DEY et 1 x BNE), qui est exécutée 58823 fois : le calcul donne un total de 58823 x 8,5 µs soit 499,995 ms. Si on rajoute les quelques instructions du programme principal, on ne tombe pas très loin de 0,5s !. Comme vous pouvez le constater, les temporisations logicielles ne donnent pas une précision parfaite, et seul le Timer nous donnera vraiment satisfaction pour réaliser une horloge de précision. Il ne vous reste plus qu'à éditer ce pro-

gramme et le tester sur le kit, selon la procédure habituelle.

GESTION DES DEUX AFFICHEURS PAR MULTIPLEXAGE

Le kit étant doté de deux afficheurs, écrivons un programme qui assure la gestion multiplexée de l'affichage complet. Cette technique consiste à alimenter un afficheur pendant 5 ms et à envoyer simultanément la combinaison d'allumage souhaitée sur les bits D0 à D6 du port B. Ensuite, on alimente l'autre afficheur pendant la même durée, en envoyant le code 7 segments adéquat sur les bits D0 à D6. Si on alterne chaque afficheur toutes les 5 ms, la persistance rétinienne assure à l'oeil la sensation d'un allumage permanent des deux afficheurs. Le schéma de la figure 2 nous montre que la sélection des afficheurs est obtenue par le bit D7. Si D7 est positionné au niveau haut, le transistor T5 est saturé, assurant ainsi la

sélection de l'afficheur des dizaines. T3, quant à lui, reste bloqué car son Vbe est inférieur à 0,6V. Si D7 passe au niveau bas, T5 se bloque. La base de T3 est alors alimentée par les diodes de l'afficheur MSD : T3 est saturé et l'afficheur des unités activé.

UN KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF

Figure 9

```

*****
*****  Programme de gestion d'affichage multiplexé  *****
*****
PORTB      EQU $1004      (le PORTB est a l'adresse $1004)
DIGIT      EQU $0010      (variable DIGIT a l'adresse $10)
PILE       EQU $00C0

                ORG $00      (La table commence a l'adresse $00)

FCB        $3F,$06,$5B,$4F,$66,$6D,$7D,$07
FCB        $7F,$6F,$77,$7C,$39,$5E,$79,$71

ORG $20      (Début du programme: adresse $20)

DEBUT     LDS      #PILE
          LDAB     DIGIT
          ANDB     #%00001111
          BSR     TRANS
          STAA    PORTB
          BSR     TEMPO
          LDAB     DIGIT
          LSRB
          LSRB
          LSRB
          BSR     TRANS
          ORA     #%10000000
          STAA    PORTB
          BSR     TEMPO
          BRA     DEBUT

*****  TRANSCODAGE HEXA/7 SEGMENTS  *****
*****
TRANS     LDX      #$0000
          ABX
          LDAA     ,X
          RTS

*****  TEMPORISATION DE 5 ms  *****
*****
TEMPO     LDY      #1428
WAIT      DEY
          BNE     WAIT
          RTS
    
```

Pour mettre en pratique ce principe, un organigramme vous est proposé en figure 8. La valeur **hexadécimale** à afficher (\$9B par exemple) est située dans une variable notée **DIGIT**. Nous allons arbitrairement placer cette variable à l'adresse \$10. La routine de multiplexage assure, dans l'ordre, l'affichage de l'unité, puis de la dizaine. Dans la variable DIGIT, il faut donc traiter chaque quartet séparément (un quartet = un mot de quatre bit). L'information «**unité**» est extraite en «**masquant**» le quartet de poids fort avec la fonction **ET** logique, comme le montre l'opération ci-dessous :

```

                % 10011011  ($9B)
ET              % 00001111  ($0F)
-----
                % 00001011  ($0B)
    
```

La fonction **ET** logique permet donc de **forcer à zéro** les bits inutiles. Pour extraire l'information «**dizaine**», il suffit d'effectuer 4 décalages logiques vers la droite du contenu de la variable DIGIT. Ce qui revient à exécuter l'instruction **LSR** quatre fois, comme indiqué ci-dessous :

```

DIGIT         % 10011011  ($9B)
LSR           % 01001101  —
    
```

```

LSR           % 00100110  —
LSR           % 00010011  —
LSR           % 00001001  ($09)
    
```

Après avoir isolé dans les deux cas le chiffre hexadécimal, on fait appel à la fonction de transcodage déjà décrite, puis on dirige le résultat sur le port B pour affichage.

Le code des dizaines devra auparavant subir une dernière modification: afin de valider l'afficheur MSD, le bit D7 du résultat doit être mis à 1 par une opération **OU** logique :

```

                % 01101111  ($6F)
OU            % 10000000  ($80)
-----
=             % 11101111  ($EF)
    
```

Pour finir, chaque transfert vers les afficheurs est suivi d'une temporisation de 5 ms.

Le cycle complet d'affichage, qui dure 10 ms, est rebouclé sur lui-même. Le listing correspondant à ce fonctionnement est indiqué en figure 9. Pour tester cette routine, on effectuera un chargement manuel de la variable DIGIT (adresse \$10), comme pour le programme de transcodage Hexa/7 segments :

1. Editez et assemblez le listing proposé. Avec l'éditeur du DOS ou de Windows (Notepad), il est possible d'effectuer des opérations du type copier/coller entre plusieurs fichiers: n'hésitez pas à utiliser cette possibilité pour éviter de retaper au clavier les fractions de listing déjà éditées!

2. Lancez le programme **VT11**. Avec l'option **<F>ichier**, chargez votre programme assemblé.

3. Pour être certain de démarrer au début du programme, validez la commande **<P>c** et indiquez **20**.

4. Lancez le programme : les afficheurs doivent indiquer le contenu de l'adresse

Figure 10 : organisation interne de la section analogique du 68HC11

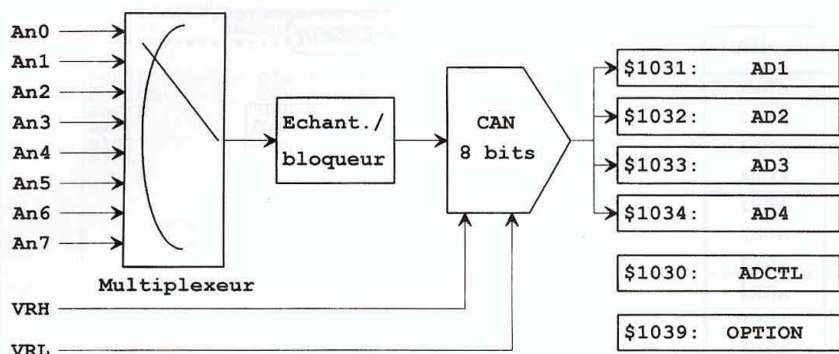
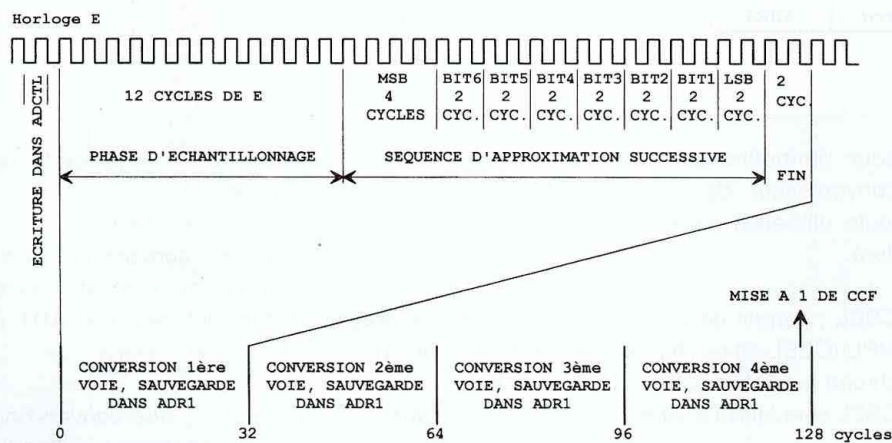


Figure 11 : représentation temporelle d'un cycle de 4 conversions



\$0010, visible dans la fenêtre n°1 de l'écran de travail de VT11 (zone de couleur bleu clair).

Nous pouvons maintenant modifier manuellement le contenu de DIGIT et relancer le programme :

1. Arrêtez le programme par un clic de souris.

2. Dans la zone de menu, cliquez sur la fonction <M>émoire, indiquez l'adresse \$10 et tapez une valeur comprise entre \$01 et \$FF. On quitte cette fonction en appuyant sur la touche <ESC> du clavier,

ou par un clic à droite sur la souris.

3. Relancez le programme : l'afficheur doit maintenant indiquer la nouvelle valeur stockée dans DIGIT. Vous pouvez recommencer cette procédure pour d'autres valeurs.

Vous voilà en possession d'un programme opérationnel assurant la gestion des afficheurs. Dans un prochain dossier, nous verrons comment le placer en EEPROM, sous la forme d'un sous-programme résident. En définitive, vous venez de préparer le premier pilier d'une application structurée !

LE CONVERTISSEUR INTÉGRÉ AU 68HC11

Son organisation interne est indiquée en figure 10. Nous disposons de 8 voies d'entrées analogiques sur le port E, d'un échantillonneur/bloqueur intégré et d'un convertisseur 8 bits associé à 6 registres. L'échantillonneur-bloqueur interne limite les erreurs de conversions dues aux variations de la source, en prélevant des échantillons du signal d'entrée afin de le maintenir stable pendant la durée de la conversion. Deux entrées externes VRH et VRL permettent de définir la plage de conversion. Sur le kit, VRL est câblé à la masse et VRH est fixé à 2,5 V, cette valeur pouvant être facilement modifiée par l'utilisateur. Quelques restrictions sont à noter sur les tensions de références :

* VRH doit être supérieur à VRL (ce qui paraît évident)

* VRH doit être inférieur à VDD (soit VRH<5V) ;

* VRL doit être supérieur à VSS (soit VRL>0V) ;

* VRH-VRL ne doit pas être inférieur à 2,5V.

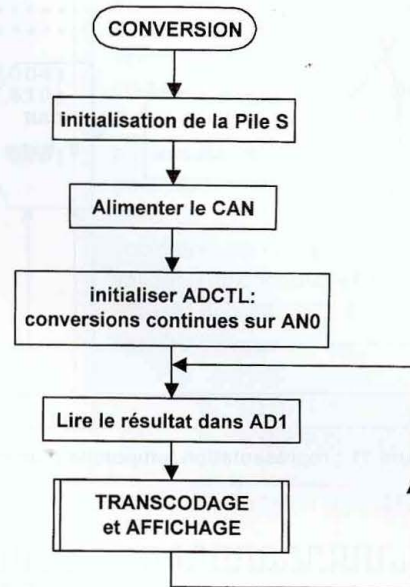
L'erreur de conversion totale du CAN est de +/- 1 LSB. Un oscillateur RC interne de 1,5 MHz peut être validé pour séquencer le rythme des conversions, dans le cas où l'horloge interne E du CPU est inférieure à 750 kHz. Cependant, l'horloge du kit étant séquencée par un quartz de 8 MHz (E est alors fixé à 2 MHz), cette possibilité ne nous concerne pas. Le timing de conversion est indiqué en figure 11 : dans tous les cas, une succession de quatre conversions sont réalisées à la suite, sur une durée totale de 128 cycles de E. Après une écriture du registre de contrôle du convertisseur (ADCTL), une séquence d'intégration de la tension d'entrée intervient pendant 12 cycles de E, la

UN KIT DE DÉVELOPPEMENT ÉVOLUTIF

Figure 12 : sélection des entrées en fonction de CD à CA

CD	CC	CB	CA	canal	résultat
0	0	0	0	AN0	ADR1
0	0	0	1	AN1	ADR2
0	0	1	0	AN2	ADR3
0	0	1	1	AN3	ADR4
0	1	0	0	AN4	ADR1
0	1	0	1	AN5	ADR2
0	1	1	0	AN6	ADR3
0	1	1	1	AN7	ADR4
1	0	0	0	Réservé	ADR1
1	0	0	1	Réservé	ADR2
1	0	1	0	Réservé	ADR3
1	0	1	1	Réservé	ADR4
1	1	0	0	broche VRH	ADR1
1	1	0	1	broche VRL	ADR2
1	1	1	0	VRH/2	ADR3
1	1	1	1	Réservé	ADR4

Figure 13 : conversion sur AN0 et affichage



phase de conversion proprement dite durant 20 cycles de E. En fin de séquence, un indicateur de fin de conversion (CCF) est positionné à 1 dans le registre ADCTL (Analog/Digital ConTrol).

REGISTRES ASSOCIÉS AU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

Le convertisseur utilise 5 registres spécifiques ainsi que les deux bits de poids fort du registre OPTION, représenté ci-dessous.

\$1039	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
OPTION	ADPU	CSEL	-	-	-	-	-	-
Reset	0	0	-	-	-	-	-	-

ADPU : par défaut, le convertisseur n'est pas alimenté pour limiter la consommation du système. On valide l'alimentation du convertisseur en positionnant ADPU à 1. Un délai de 100 ms est nécessaire

pour permettre aux alimentations du convertisseur de se stabiliser avant toute utilisation (prévoir une temporisation).

CSEL : permet de sélectionner l'horloge MPU (CSEL=0) ou l'horloge interne asynchrone à 1,5MHz (CSEL=1). Pour le KIT, CSEL sera laissé à zéro.

Le registre de contrôle (ADCTL), permet de définir l'un des modes de fonctionnement du convertisseur.

\$1030	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
ADCTL	CCF	0	SCAN	MULT	CD	CC	CB	CA
Reset	0	0	U	U	U	U	U	U

CCF : drapeau de fin de conversion. CCF repasse à 0 lors d'une lecture de ADCTL, ce qui relance un nouveau cycle de conversion. Si une séquence est en cours, une écriture réinitialise une nouvelle séquence de conversion.

SCAN : SCAN = 0 : un seul cycle de conversion est effectué.

SCAN = 1 : conversions continues (chaque nouveau résultat écrase le précédent dans les registres AD1 à AD4)

MULT : MULT = 0 : quatre conversions successives sont effectuées à partir d'une seule entrée spécifiée par les bits CD à CA (figure 12).

MULT = 1 : les conversions sont effectuées à partir des quatre canaux spécifiés par les bits CD et CC uniquement (figure 12).

Les cas pour lesquels CD=1 ne nous concernent pas, et sont prévus pour des tests du 68HC11 en usine. Quatre registres de résultat (AD1 à AD4), permettent de sauvegarder les résultats respectifs des entrées externes PE0 à PE3 (ou PE4 à PE7). Les résultats sont disponibles lorsque le bit 7 de ADCTL est à 1, signalant qu'un cycle de quatre conversions est terminé.

Figure 14

```

*****
*****  Programme de gestion du convertisseur 8 bits  *****
*****  Lecture du résultat sur AD1 et affichage  *****
*****
PORTB      EQU $1004      (le PORTB est a l'adresse $1004)
OPTION     EQU $1039
ADCTL     EQU $1030
ANO       EQU $1031
DIGIT     EQU $10        (variable DIGIT a l'adresse $10)
PILE      EQU $C0

                ORG $00      (La table commence a l'adresse $00)

FCB        $3F,$06,$5B,$4F,$66,$6D,$7D,$07
FCB        $7F,$6F,$77,$7C,$39,$5E,$79,$71

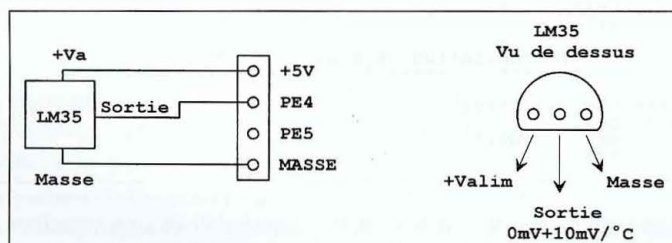
                ORG $20      (Début du programme: adresse $20)

SUITE
LDS        #PILE
LDAA      #%10000000
STAA      OPTION
LDAA      #%00100000
STAA      ADCTL
LDAA      ANO
STAA      DIGIT
LDAB      DIGIT
ANDB      #%00001111
BSR       TRANS
STAA      PORTB
BSR       TEMPO
LDAB      DIGIT
LSRB     LSRB
LSRB     LSRB
LSRB     LSRB
BSR       TRANS
ORA       #%10000000
STAA      PORTB
BSR       TEMPO
BRA       SUITE

*****  TRANSCODAGE HEXA/7 SEGMENTS  *****
*****
TRANS     LDX      #$0000
          ABX
          LDAA     ,X
          RTS

*****  TEMPORISATION DE 5 ms  *****
*****
TEMPO     LDY      #1428
WAIT      DEY
          BNE     WAIT
          RTS
    
```

Figure 15 : câblage du capteur de température sur le kit



Ecrire dans les registres AD1 à AD4 n'a aucun effet sur leur contenu. Il est possible d'accéder à un résultat avant la fin d'un cycle complet à condition de respecter le timing de la figure 11 (par exemple, le résultat de AD1 est accessible 33

cycles après une écriture dans le registre ADCTL).

Adresses des résultats :

- AD1 : [\$1031] AD2 : [\$1032]
- AD3 : [\$1033] AD4 : [\$1034]

UTILISATION DU CONVERTISSEUR SUR UNE APPLICATION SIMPLE

Pour débuter avec ce périphérique, nous allons utiliser le potentiomètre P1 dont le curseur est câblé sur l'entrée PE0 (ANO) du port E.

Le câblage externe permet d'envoyer sur AN0 une tension comprise entre 0 et 2,5 V. Après conversion, le résultat sera lu sur AD1, qui pourra donc prendre une valeur comprise entre \$00 et \$FF suivant la position du curseur de P1. On va initialiser le convertisseur dans le mode « conversions continues » sur l'entrée AN0, afin de visualiser le résultat sur les afficheurs. On en déduit l'organigramme très simple de la figure 13. Dans l'exemple d'application proposée, on commence par une lecture du résultat avant la fin de la première conversion. Ce premier résultat sera donc faux au démarrage du programme, mais il sera remplacé dès la deuxième boucle (au bout de 10 ms) par la bonne valeur. Le rebouclage perpétuel permet de prendre en compte toutes les 10 ms la position du curseur de P1.

Le listing correspondant est indiqué en figure 14, qu'il vous suffit de tester sur le kit selon la procédure habituelle. On remarque, au début du listing, la zone de déclaration des variables.

Cette démarche permet de n'utiliser ensuite que des noms de variable, bien plus explicites que des adresses. On arrive ensuite à la zone d'initialisation du système: après avoir initialisé la pile à l'adresse \$C0, on alimente le convertisseur en mettant le bit D7 du registre OPTION à 1, puis on définit dans le registre ADCTL le mode de fonctionnement du convertisseur. Le bit D5 (SCAN) de ce registre étant positionné à 1, le convertisseur commence une série de conversions ininterrompues. Il ne reste plus qu'à lire le résultat dans AD1 et lancer la procédure d'affichage multi-plexée.

Figure 16 :
Thermomètre Numérique :
conversion sur AN4 et affichage décimal

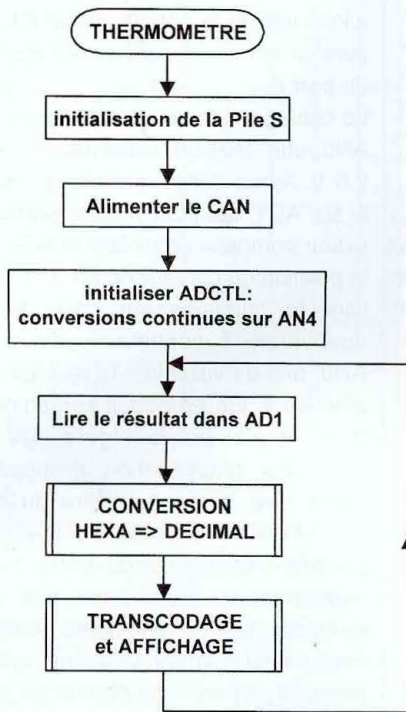


Figure 17

```

*****
***** Thermomètre 0°C à 99°C avec sonde LM35 *****
*****

PORTB EQU $1004 (le PORTB est a l'adresse $1004)
OPTION EQU $1039
ADCTL EQU $1030
ANO EQU $1031
DIGIT EQU $10 (variable DIGIT a l'adresse $10)
PILE EQU $C0

ORG $00 (La table commence a l'adresse $00)

FCB $3F,$06,$5B,$4F,$66,$6D,$7D,$07
FCB $7F,$6F,$77,$7C,$39,$5E,$79,$71

ORG $20 (Début du programme: adresse $20)

LDS #PILE
LDAA #%10000000
STAA OPTION
LDAA #%00100100
STAA ADCTL
SUIITE LDAA ANO
STAA DIGIT
BSR HEDEC
LDAB DIGIT
ANDB #%00001111
BSR TRANS
STAA PORTB
BSR TEMPO
LDAB DIGIT
LSRB
LSRB
LSRB
LSRB
BSR TRANS
ORA #%10000000
STAA PORTB
BSR TEMPO
BRA SUIITE

***** CONVERSION HEXA/DECIMAL *****
*****

HEDEC CLRA
LDAB DIGIT
LDX #10
IDIV
STAB DIGIT
XGDX
LSLB
LSLB
LSLB
LSLB
ORB DIGIT
STAB DIGIT
RTS

***** TEMPORISATION DE 5 ms *****
*****

TEMPO LDY #1428
WAIT DEY
BNE WAIT
RTS
    
```

MESURE DE TEMPÉRATURE

Pour en finir avec ce convertisseur, nous allons exploiter le connecteur de 4 broches installé sur le kit, près du 68HC11 : il supporte la masse, l'alimentation 5 V du kit et deux entrées

analogiques dirigées sur les ports PE4 et PE5. Un capteur de température intégré comme le LM35 peut donc être directement câblé sur ce connecteur, sans nécessiter le moindre composant supplémentaire. Le schéma particulièrement simple de la figure 15 va nous permettre de réaliser un petit thermomètre ambiant limité toutefois à l'intervalle [0°..+99°]. Le

LM35 délivre une variation de 10mV/°C, la tension de sortie étant nulle à 0°C. Pour notre plage d'utilisation de 0°C à 99°C, la tension délivrée par le capteur variera entre 0 V et 990 mV. Puisque la plage de conversion est définie à 2,5 V par VRH, un pas de conversion sera exactement de $2,5 \text{ V} / 255 = 9,8 \text{ mV}$. On peut donc considérer que un pas de

Figure 18 : schéma de câblage des contacts de touche

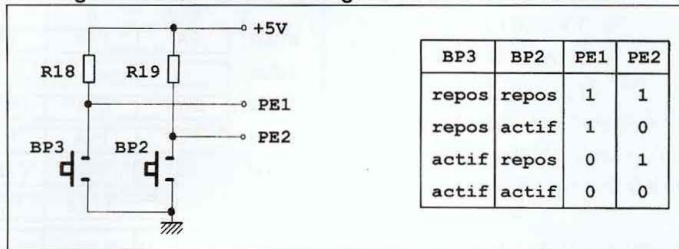
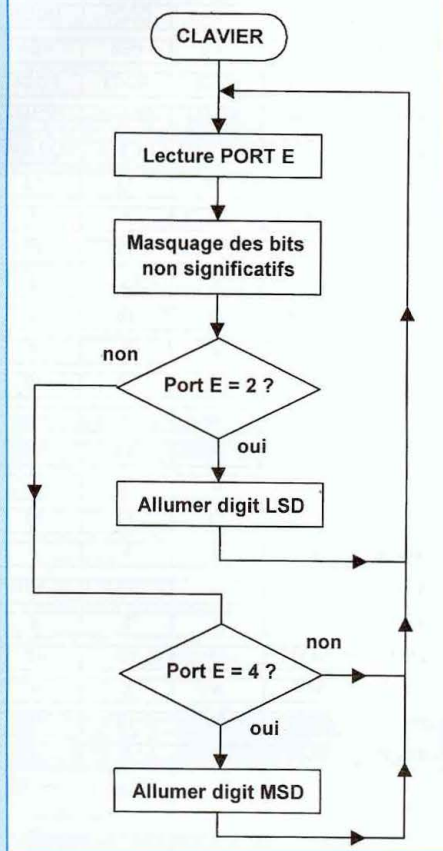


Figure 19 : lecture du clavier à deux touches



conversion correspond (approximativement) à 1°C. L'erreur totale est de 2 %. Ce qui signifie que pour l'affichage de 99°, la température réelle est en fait de 101°C. Pour obtenir une meilleure précision, il suffirait de régler VRH à 2,55 V. Dans ce cas, on obtiendrait exactement un pas de conversion de 10mV, soit 1 LSB par degré. Il reste encore un détail à régler : le résultat de mesure fourni par le convertisseur est exprimé en hexadécimal, alors que l'utilisateur doit lire une température en base décimale. Notre

programme devra donc prévoir une procédure de conversion hexa/décimal avant d'envoyer le résultat de conversion aux afficheurs. L'organigramme répondant à notre application est indiqué en figure 16. C'est pratiquement le même programme que pour la mesure de tension aux bornes du potentiomètre, avec les deux modifications suivantes: l'acquisition est effectuée sur AN4 (PE4), et la procédure de conversion Hexa/décimal est intercalée entre la lecture du résultat sur AD1 et l'appel de la routine de transcodage Hexa/7 segments (qui reste valable en décimal).

PRINCIPE DE LA CONVERSION HEXA => DÉCIMAL

Une valeur hexadécimale représente la même quantité d'unités que son équivalent en base décimale : seul le mode de représentation change. Pour passer de la base hexadécimale à la base décimale, il suffit de diviser la valeur d'origine par 10 : le résultat donnera la part des dizaines, le reste la part des unités en base 10. Le listing de la figure 17 met en application ce principe, comme on peut le constater dans le sous-programme de conversion. La fonction **IDIV** du 68HC11 assure la division du contenu de l'accumulateur D par le contenu du registre d'index X. Le résultat de la division est placé dans X, et son reste dans D. D est un registre de 16 bits, et on travaille uniquement avec des nombres sur huit bits : en conséquence, le chargement de D sera effectué à partir de B, qui est au format 8 bits et représente le poids faible de D.

On procédera de la même façon pour la lecture du résultat, qui sera récupéré dans B. L'algorithme de division est le suivant :

1. Chargement de B avec le contenu de AD1, mise à zéro de A (poids fort de D)
2. Chargement de X avec la valeur 10
3. Exécution de la division (IDIV)
4. Stockage du contenu de B dans DIGIT (c'est l'unité)
5. **XGDX** = Echange entre X et D (pour récupérer le résultat de division dans B)
6. Exécuter 4 décalages à gauche de B (pour placer la dizaine sur le quartet de poids fort)
7. Assembler les parties «unité» et «dizaine» par une opération logique «OU»
8. Stocker le résultat final dans la variable DIGIT.

Voilà ! Ce n'est pas très simple à comprendre du premier coup, mais ça marche très bien, du moins jusqu'à 99. En effet, à partir de 100, il faudrait effectuer une division supplémentaire par 10 pour séparer le chiffre des dizaines avec celui des centaines. Cependant, dans tous les cas, le principe de conversion restera identique. Le test de ce programme peut être également effectué à partir de l'entrée AN0, sur laquelle est câblé le potentiomètre. Dans ce cas, au-dessus de 99, l'affichage sera erroné. C'est peut-être aussi l'occasion de compléter le sous-programme de conversion !. Encore une remarque : si la conversion est effectuée à partir de l'entrée **AN4** pour la mesure de température, il faut positionner le bit **CC** du registre **ADCTL** à 1 (à vérifier dans le tableau de la figure 12). Si vous préférez utiliser l'entrée **AN5**, il faut positionner **CC** et **CA** à 1.

Figure 20

```

*****
*** gestion de clavier ***
*****
PORTB EQU $1004
PORTE EQU $100A

      ORG $00

DEBUT LDAA  PORTE
      ANDA  #%00000110
      CMPA  #%00000010
      BNE  TEST2
      LDAB  #$7F
      STAB  PORTB
      BRA  DEBUT
TEST2 CMPA  #%000000100
      BNE  DEBUT
      LDAB  #$FF
      STAB  PORTB
      BRA  DEBUT
    
```

GESTION DE CLAVIER

Nous terminerons cette session par la prise en compte des deux touches câblées sur le port E du 68HC11, qui fonctionne également avec des signaux logiques. On ne peut pas vraiment considérer ces deux touches comme un clavier à part entière : nous aurons l'occasion de gérer un vrai clavier matriciel ultérieurement. Les touches qui nous intéressent aujourd'hui sont reliées directement aux entrées PE1 et PE2, selon le câblage indiqué en figure 18. Un registre implanté à l'adresse \$100A permet d'y accéder par une instruction de lecture. Pour cette application, contentons nous d'un programme de test du clavier assez simple : si la touche de droite est enfoncée, on allume l'afficheur de droite, et si on actionne la touche gauche, c'est l'afficheur de gauche qui doit s'allumer. Au repos, remarquons sur le schéma que chaque touche envoie un niveau haut sur le port E. Après la lecture du port E, on force à zéro les bits qui ne nous intéressent pas.

La configuration obtenue en fonction de l'état des touches est indiquée ci-dessous :

au repos : % 00000110 (\$06)
 droite : % 00000010 (\$02)
 gauche : % 00000100 (\$04)

On compare ensuite ce résultat avec les valeurs qu'on doit obtenir lorsque l'une ou l'autre des touches est enfoncée :

- Si le résultat est 2 (bouton poussoir de droite activé), on allume l'afficheur des unités en envoyant la combinaison \$7F sur le port B.

- Si le résultat est 4 (bouton poussoir de gauche activé), on allume l'afficheur des dizaines en envoyant la combinaison \$FF sur le port B.

On en déduit l'organigramme de la figure 19. Le listing de cette routine, qui se passe de commentaires, est fourni en figure 20.

NOTRE PROCHAIN RENDEZ-VOUS...

Voici un bref aperçu des festivités qui vont suivre.

Nous présenterons les interruptions du 68HC11, qui permettront d'augmenter la souplesse et la puissance de nos programmes. Nous en profiterons pour réaliser la gestion de l'affichage multiplexé sous interruption, qui sera vraiment plus pratique à utiliser. Même remarque pour la gestion de clavier. Ensuite, il sera temps de présenter le TIMER du 68HC11, qui nous permettra d'obtenir des temporisations très précises. Il pourra être associé à des mesures de périodes, de fréquences, ou simplement à la réalisation de signaux logiques calibrés. Enfin, nous implanterons nos programmes en EEPROM, afin de réaliser des applications entièrement autonomes.

à suivre...

Bernard Dalstein

	Bit 7	6	5	4
\$1000	PA7	PA6	PA5	PA4
\$1001				
\$1002	STAF	STAI	CWOM	HNDS
\$1003	PC7	PC6	PC5	PC4
\$1004	PB7	PB6	PB5	PB4
\$1005	PCL7	PCL6	PCL5	PCL4
\$1006				
\$1007	DDC7	DDC6	DDC5	DDC4
\$1008	0	0	PD5	PD4
\$1009	0	0	DDD5	DDD4
\$100A	PE7	PE6	PE5	PE4
\$100B	FOC1	FOC2	FOC3	FOC4
\$100C	OC1M7	OC1M6	OC1M5	OC1M4
\$100D	OC1D7	OC1D6	OC1D5	OC1D4
\$100E	Bit 15	14	13	12
\$100F	Bit 7	6	5	4
\$1010	Bit 15	14	13	12
\$1011	Bit 7	6	5	4
\$1012	Bit 15	14	13	12
\$1013	Bit 7	6	5	4
\$1014	Bit 15	14	13	12
\$1015	Bit 7	6	5	4
\$1016	Bit 15	14	13	12
\$1017	Bit 7	6	5	4
\$1018	Bit 15	14	13	12
\$1019	Bit 7	6	5	4
\$101A	Bit 15	14	13	12
\$101B	Bit 7	6	5	4
\$101C	Bit 15	14	13	12
\$101D	Bit 7	6	5	4
\$101E	Bit 15	14	13	12
\$101F	Bit 7	6	5	4

Annexe 1 (1)

Dans notre précédent numéro, en page 25, la colonne de gauche a été «décapitée» lors de la mise en page. Nous republions donc une partie de l'annexe 1 (1) que vous pourrez, si vous le souhaitez, coller sur la page 25 du N° 145 afin d'avoir toutes les données.

BON DE COMMANDE

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

N° 131

Rubriques

- L'électronique de l'infra-rouge (cours N°5)
- Les tubes électroniques (cours N°4 : la tétrade, 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
- Automatisation d'éclairage
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM.PC (1ère partie)
- Convertisseur inverseur de puissance $\pm 12 V / 0,5 A$
- 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
- Automatisation 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

Photocopies de l'article :

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

N° 137

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

N° 141

Rubriques

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

N° 142

Rubriques

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

N° 143

Rubriques

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

N° 144

Rubriques

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

N° 145

Rubriques

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

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

Quelques numéros encore disponibles (prix 30 F) :
121, 122, 123, 124, 125, 127, 128

Je désire :

- ...n° 131 ...n° 132 ...n° 133 ...n° 134
...n° 135 ...n° 137 ...n° 138 ...n° 139
...n° 140 ...n° 141 ...n° 142 ...n° 143
...n° 144 ...n° 145

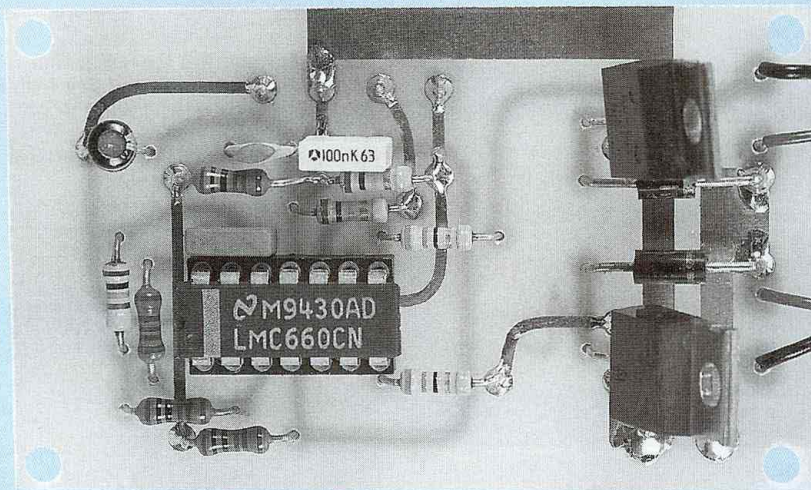
NOM : PRÉNOM :

N° : RUE :

CODE POSTAL : VILLE :

RÉGULATEUR DE VITESSE POUR MODÈLES RÉDUITS

De faible taille, il pourra s'insérer aisément dans un habitacle de voiture ou de bateau. De conception entièrement CMOS et utilisant des composants à 1 % de tolérance, il est capable de piloter deux moteurs de forte puissance.



PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La vitesse de rotation d'un moteur est proportionnelle à la tension à ses bornes. Ainsi pour accroître la vitesse du moteur, il suffit d'augmenter la tension qui l'alimente.

La bobine d'un moteur réagit comme un filtre passe bas, il est donc possible de le commander avec une tension discontinue (un signal carré dont le rapport cyclique est variable). Le résultat obtenu sera équivalent à celui d'une tension continue que l'on augmente ou que l'on diminue.

Le moteur à ses bornes ne verra que la valeur moyenne du signal. La fréquence de commutation doit être fixe et de basse fréquence. Si la fréquence est trop élevée, le moteur se met à siffler et il risque d'être endommagé. Pour que le moteur fonctionne à son plein régime, la commande doit impérativement être alimentée à sa tension maximale.

L'ELECTRONIQUE

Le montage se décompose comme l'indique la figure 1 en deux parties. La première partie est un générateur en dents de scie basse fréquence, la seconde partie est un comparateur de tension qui, relié au générateur triangulaire, permettra de fabriquer une impulsion proportionnelle à partir d'une tension d'entrée. On réalise ainsi un générateur PWM qui pilotera via un transistor TOPFET un moteur électrique de forte puissance. La précision d'un tel montage est primordiale. Le choix des valeurs prises pour le générateur en dents de scie a été calculé de sorte à le faire osciller entre 0,5 V et 4,5 V.

LE GÉNÉRATEUR EN DENTS DE SCIE

Il se réalise aisément avec deux AOP, l'un monté en intégrateur et le deuxième en Trigger). De conception entièrement CMOS, ce générateur triangulaire basse fréquence ne consommera presque rien.

L'énergie dans un modèle réduit étant très précieuse, il était nécessaire d'utiliser des composants faibles consommations.

LE TRANSISTOR TOPFET

Le composant utilisé pour ce montage est un BUK101-50GL qui présente des caractéristiques très intéressantes pour la commande d'un moteur de forte puissance. Il est capable d'absorber un courant maximal de drain de 26 A, de dissiper 75 W et d'avoir en continu une température de jonction de 150°C. Sa résistance lorsqu'il est en commutation ne s'élève qu'à 60 mΩ. Toute cette puissance se commande uniquement par un état logique de 5 volts. Le transistor en sortie est un MOSFET de puissance protégé en cas de dépassement thermique.

FONCTIONNEMENT

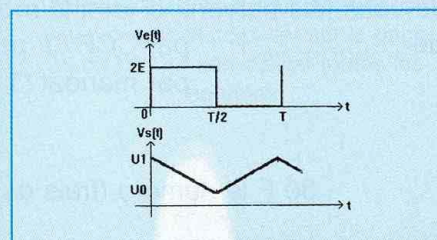
Toute la théorie de fonctionnement vous est donnée ci-dessous pour chaque élément que constitue ce régulateur de vitesse. On débutera par l'intégrateur, en suivant par le Trigger de SCHMITT. Ces deux montages assemblés donneront le générateur triangulaire. La figure 2 donne le principe d'une impulsion proportionnelle à une tension d'entrée V_x .

L'INTÉGRATEUR À AOP (figure 3)

Ce circuit réagit selon la forme différentielle suivante :

$$R1.C1. \frac{dVs(t)}{dt} = E - Ve(t)$$

Si on applique à l'entrée $Ve(t)$ un signal carré d'amplitude $2E$, la sortie de l'intégrateur $Vs(t)$ suivra une courbe en dents de scie comprise entre $U1$ et $U0$.



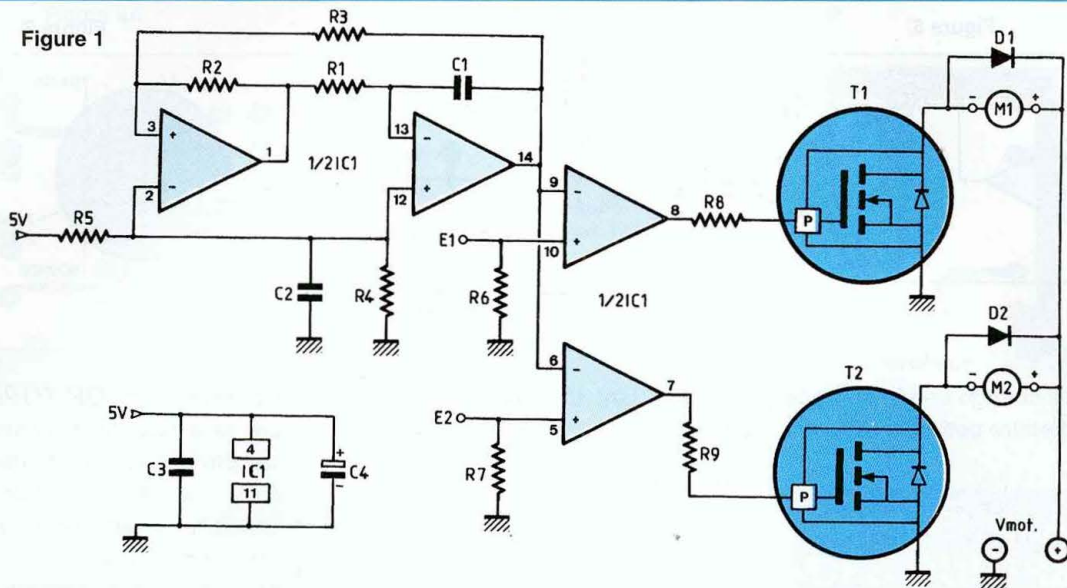


Figure 1

Générateur triangulaire

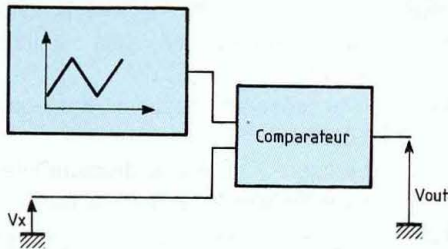


Figure 2

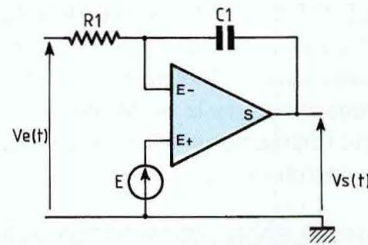


Figure 3

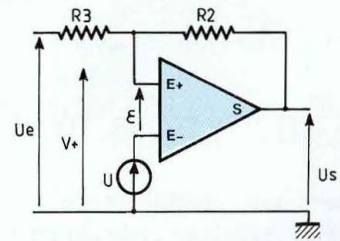


Figure 4

Hypothèses

Si à $t=0$ $V_s(t) = U_1$ et $V_e(t) = 2 E$, $V_s(t)$ sera de la forme :

$$V_s(t) = - \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \int E \cdot dt$$

$$\Rightarrow V_s(t) = - \frac{E}{R_1 \cdot C_1} \cdot t + U_1$$

(avec la condition que t soit compris entre 0 et $T/2$)

Remarque

$$\text{à } t = T/2, U_0 = - \frac{E \cdot T}{2 \cdot R_1 \cdot C_1} + U_1$$

Si à $t = T/2$ $V_s(t) = U_0$ et $V_e(t) = 0$, alors $V_s(t)$ sera de la forme :

$$V_s(t) = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \int E \cdot dt$$

$$\Rightarrow V_s(t) = \frac{E}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{t-T}{2} + U_0$$

(avec la condition que t soit compris entre $T/2$ et T)

Remarque

$$\text{à } t = T, U_1 = \frac{E \cdot T}{2 \cdot R_1 \cdot C_1} + U_0$$

On constate que le temps de charge du condensateur C_1 est identique à son temps de décharge. Il est donc très facile d'en déduire la période T .

D'où :

$$T = 2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \frac{U_1 - U_0}{E}$$

LE CIRCUIT TRIGGER (figure 4)

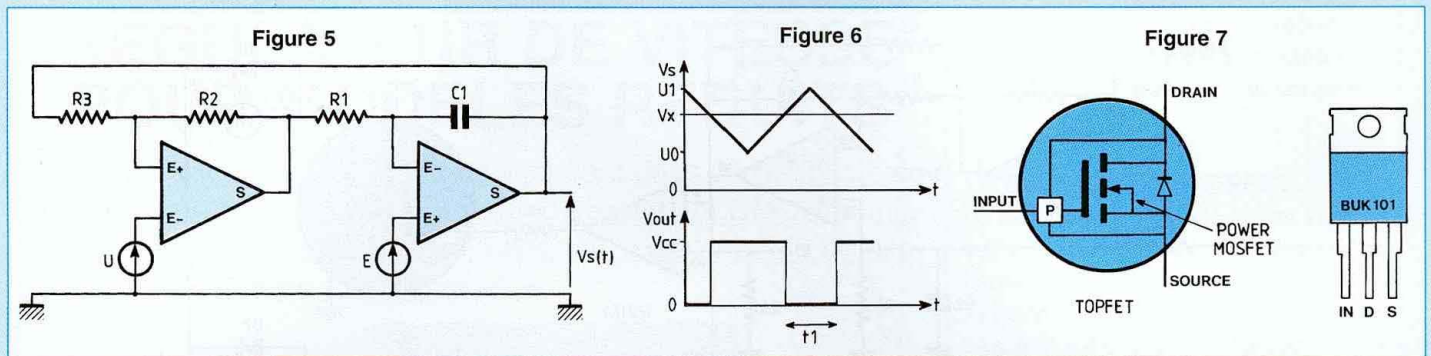
$$\varepsilon = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot U_e + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot U_s - U$$

Hypothèses

$\varepsilon < 0$ donc la sortie de l'AOP se trouve à l'état bas $U_s = 0$

L'expression de ε devient alors :

$$\varepsilon = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot U_e - U$$



on désire que ε change de signe, donc $\varepsilon > 0$. Pour satisfaire cette condition, il faut que

$$U_e \geq \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot U$$

Maintenant $\varepsilon > 0$ donc la sortie de l'AOP se trouve à l'état haut :

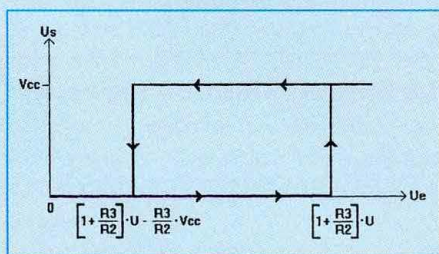
$U_s = V_{cc}$.

L'expression de ε devient alors :

$$\varepsilon = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot U_e + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_{cc} - U$$

on désire que ε change de signe, donc $\varepsilon < 0$. Pour satisfaire cette condition, il faut que :

$$U_e \leq \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot U - \frac{R_3}{R_2} \cdot V_{cc}$$



Calcul des éléments

Si l'on pose $\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot U = \alpha \cdot V_{cc}$

et $\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot U - \frac{R_3}{R_2} \cdot V_{cc} = \beta \cdot V_{cc}$

en respectant la condition $\alpha < \beta$, on obtient :

$$R_3 = (\alpha - \beta) \cdot R_2$$

on en déduit alors :

$$U = \frac{\alpha}{1 + \alpha - \beta} \cdot V_{cc}$$

LE GÉNÉRATEUR TRIANGULAIRE

Il s'agit de l'assemblage de l'intégrateur avec celui du Trigger de SCHMITT, avec rebouclage de la sortie de l'intégrateur sur l'entrée non inverseuse du Trigger, ce qu'indique la figure 5.

IMPULSION PROPORTIONNELLE

$$t_1 = \frac{T}{U_1 - U_0} \cdot (U_1 - V_x)$$

à la condition que $U_0 < V_x < U_1$

ou encore

$$t_1 = \frac{2 \cdot R_1 \cdot C_1}{E} \cdot (U_1 - V_x)$$

La figure 6 montre l'allure des 2 signaux, avec le signal triangulaire dont l'amplitude est comprise entre U_0 et U_1 et le signal carré d'amplitude V_{cc} .

La tension V_x détermine le temps t_1 . Plus elle est proche de U_1 , plus le temps t_1 est court.

La tension U_0 est de 0,475 V et celle de U_1 de 4,525 V.

La fréquence est de 65,6 Hz.

LE TRANSISTOR TOPFET

Les caractéristiques du montage sont les caractéristiques du transistor TOPFET. Ainsi, la documentation constructeur fournit les paramètres suivants :

V_{DS} de 50 V

I_D de 26 A (liste non exhaustive)

Valeurs maximales

Le BUK101 est fabriqué par Philips et fait partie de la série «Mos intelligents».

On le trouve entre autres au catalogue RADIOSPARE au prix unitaire de 41,50 F.

Il se présente encapsulé dans un boîtier T0220.

La figure 7 donne la structure interne du BUK101 ainsi que son brochage.

RÉALISATION

Afin de pouvoir réaliser un module d'encombrement minimum, nous avons fait appel au C.I. double face.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Les deux faces cuivrées vous sont présentées aux figures 8A et 8B, rien de bien complexe à reproduire bien que s'agissant d'un double face, les pistes sont larges.

LE MODULE

Le plan de câblage de la figure 9 permet de positionner, sans risque d'erreur, les composants sur le circuit imprimé.

Ne pas oublier de souder les queues de certains composants sur les deux faces. Ils permettent d'obtenir la continuité de la liaison.

Figure 8A

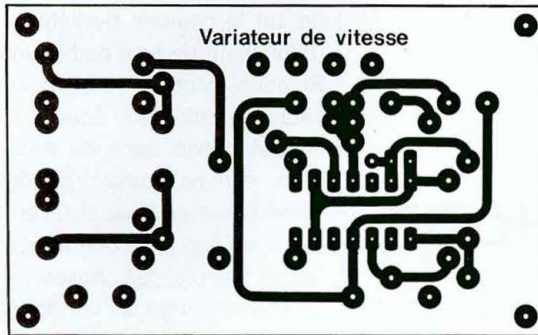


Figure 8B

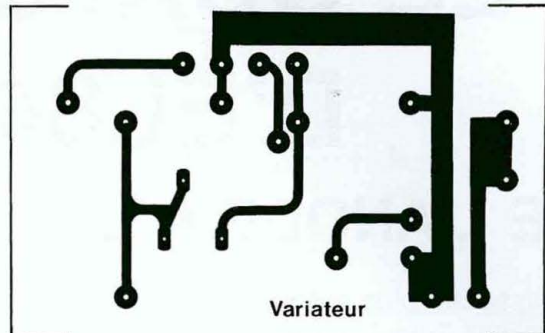
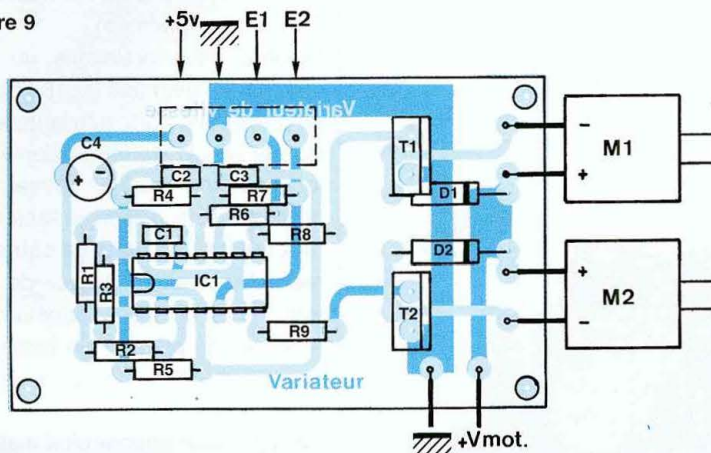


Figure 9



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

* Semiconducteurs

D1 - 1N 4007
 D2 - 1N 4007
 IC1- LM 660C
 T1 - BUK101-50GL Logic level TOPFET
 T2 - BUK101-50GL Logic level TOPFET

* Condensateurs

C1 - 47 nF/63 V Polypropylène ±1%
 C2 - 10 nF/63 V Polyester métallisé
 C3 - 100 nF/63 V Polyester métallisé
 C4 - 10 µF/16 V Electrolytique

* Résistances à couche métallique

R1 - 100 kΩ ± 1 %
 R2 - 20 kΩ ± 1 %
 R3 - 16,2 kΩ ± 1 %
 R4 - 20 kΩ ± 1 %
 R5 - 20 kΩ ± 1 %
 R6 - 100 kΩ ± 5 %
 R7 - 100 kΩ ± 5 %
 R8 - 56 Ω ± 5 %
 R9 - 56 Ω ± 5 %

* Divers

- Support 14 broches de type tulipe
 - 2 dissipateurs pour TO 220
 - 1 bornier 4 picots

LES ESSAIS

Après avoir entièrement placé les composants sur le circuit imprimé double face et une dernière fois vérifié qu'il n'y a pas de soudure froide, il est temps de tester le montage. Ce régulateur de vitesse a été conçu de sorte qu'il n'y ait aucun réglage à effectuer. Il doit à sa mise sous tension fonctionner correctement.

Reliez le moteur à une voie, vous l'alimenterez comme l'indique la figure 9. À l'aide d'une tension réglable (de 0 à 5 V) vous vérifierez que le moteur réagit convenablement. Si vous augmentez la tension d'entrée, le moteur ira plus vite, à l'inverse si vous diminuez la tension sa vitesse de rotation va ralentir dans les mêmes proportions.

La seconde phase d'essais consiste à injecter un signal carré de très

basse fréquence d'amplitude de 5 volts. Vous observerez comment le moteur répond à de telles sollicitations.

CONCLUSION

Le régulateur de vitesse proposé ce mois-ci devrait vous donner beaucoup de satisfactions tant par sa simplicité que par la puissance qu'il peut gérer. Ce régulateur est d'une grande linéarité entre 0,5 V et 4,5 V, vous pourrez lui ajouter une rampe de démarrage ou tous autres systèmes analogiques ayant pour fonction la commande de moteurs à courant continu.

Si le moteur se met à siffler, cela veut dire que la fréquence de commutation est trop élevée. Le remède consiste à augmenter la valeur de la résistance R1 pour que le sifflement disparaisse.

Laurent Prévost

LE QUATUOR D'EL84 DE L'ANODE À LA CATHODE

De puissance plus modeste que l'OCTUOR version classe A, le QUATUOR publié dans le N°140 a tenté de très nombreux lecteurs. Bien que d'un fonctionnement irréprochable, cette étude peut encore être améliorée sans dépense supplémentaire. C'est la raison pour laquelle nous revenons sur cette étude.



Cette modification nous la devons à l'OCTUOR classe A. Mécontent des résultats d'écoutes obtenus en prélevant le signal de commande des grilles des EL84 sur l'anode de la triode montée en étage déphaseur, nous avons eu l'idée lors de nos nombreux essais de prélever celui-ci sur la cathode. Notre configuration de base d'étage déphaseur adoptée pour un fonctionnement de notre schéma également en push-pull permettait en effet de disposer de deux signaux identiques mais en

opposition de phase. L'essai était donc simple et rapide à effectuer.

L'écoute nous avait impressionnés, tant elle était métamorphosée. Alors pourquoi ne pas vérifier les réactions du QUATUOR en lui «titillant» les cathodes !

LE SCHÉMA

Publié en figure 1, il permet de faire les comparaisons entre celui du N°140 et celui de ce N°146.

Tout se passe bien entendu au niveau du deuxième étage de la double triode

ECC83. Un unique condensateur C5 (C6 supprimé) prélève le signal de commande sur la cathode de l'étage déphaseur (déphaseur de type cathodyne).

Si nous avons utilisé un autre déphaseur, tel celui qui équipe le push-pull d'EL34 publié dans ce même numéro, nous serions passés à côté de cette modification capitale et tellement surprenante à l'écoute. Comme quoi le hasard fait parfois bien les choses...

Le condensateur C5 est donc relié aux 4 grilles des pentodes EL84 et une seule résistance de charge est nécessaire, soit R12 (R10 supprimée).

Comme nous prélevons un signal de commande déphasé de 180° par rapport au précédent, pour qu'à la mise sous tension la cellule de rétroaction R9/C4 joue toujours son rôle de rétroaction et ne devienne une cellule «réactionnaire», **il faut inverser le sens de câblage au primaire** du transformateur de sortie, ce que nous pouvons constater sur les schémas de principe en faisant attention aux permutations des deux interconnexions.

Ce qui passe encore plus inaperçu c'est la modification de la cellule de rétroaction R9/C4, puisque ce sont les valeurs nominales de R/C qui sont changées.

Voilà de biens faibles modifications qui pourtant, comme vous le constaterez à l'écoute de votre QUATUOR II, transforment un appareil.

Voyons maintenant au niveau de la réalisation ce qu'il y a lieu de faire.

LE MODULE

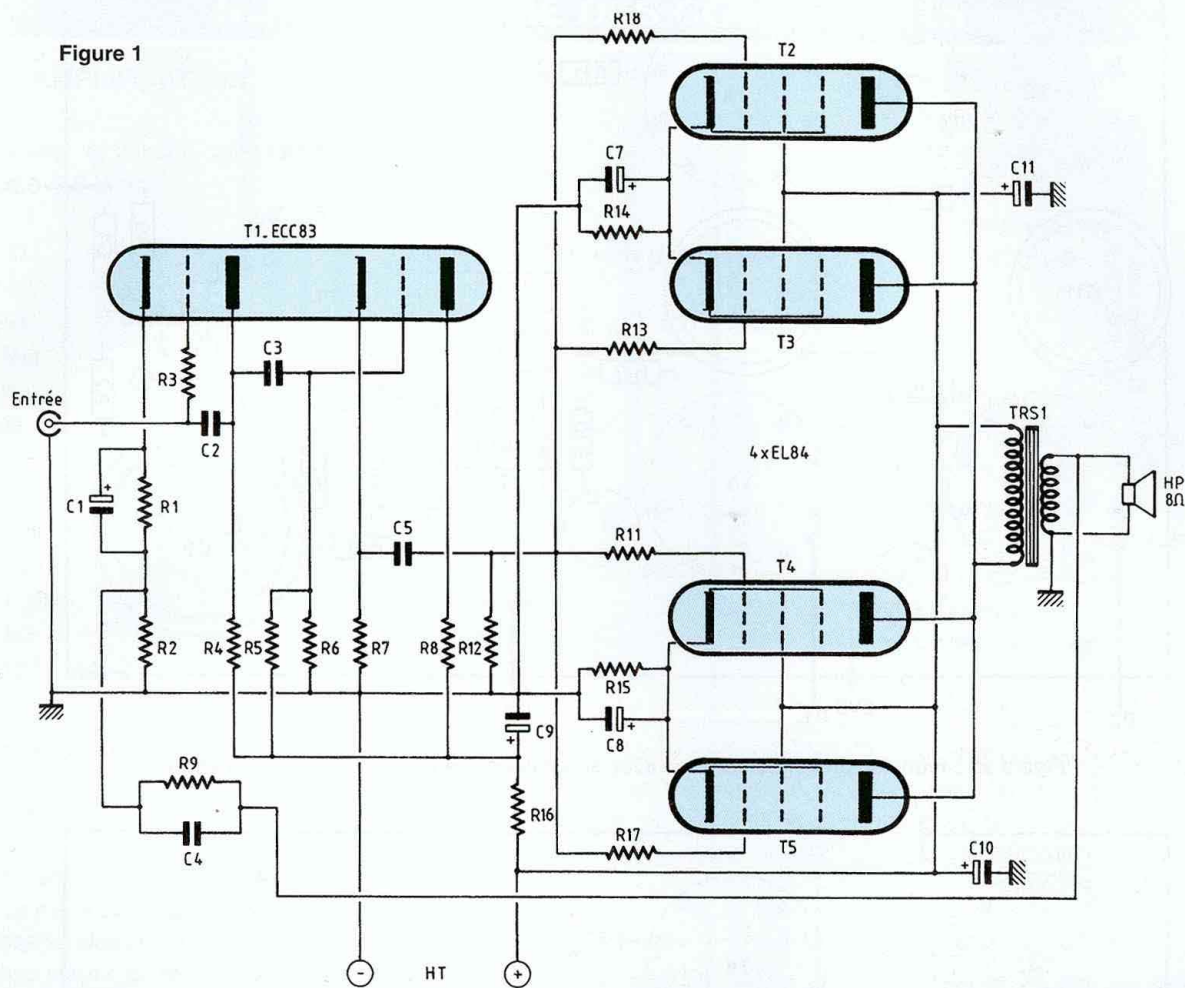
L'intervention au niveau des modules est des plus aisée comme l'indiquent les figures 2A et 2B.

Tout d'abord il faut enlever les tubes de leurs supports, retourner le QUATUOR et dévisser les deux plaques de fond.

Ce qui gêne ce sont uniquement les câbles blindés qui véhiculent les modulations de l'arrière de l'appareil vers le module de commutation à l'avant. Il suffit de les dessouder à l'arrière et de

LE QUATUOR (DE L'ANODE À LA CATHODE)

Figure 1



les faire coulisser dans les trous de \varnothing 6 mm.

Oter les 3 vis de fixation de l'un des modules et retourner celui-ci.

- Dessouder la résistance R10 de 470 k Ω devenue inutile.

- Dessouder le condensateur C6 devenu inutile.

- Dessouder le condensateur C5 et le ressouder un pas plus haut (indication C5 pour double push-pull page 20 du Led N°140).

- Souder un strap pour établir une liaison entre les résistances R11 et R12. R12 est ainsi reliée à R11-R17-R13 et R18, sans oublier le condensateur de liaison C5.

- Dessouder la résistance R9 et le condensateur C4.

* Remplacer R9 de 2,2 k Ω par une résistance de 4,12 k Ω / 1 %. Nous avons remplacé R9 sur le prototype par un ajustable multitours de 4,7 k Ω pour peaufiner la contre-réaction et sommes arrivés à cette valeur nominale.

Ne vous tracassez pas trop pour votre approvisionnement. Si 4,12 k Ω / 1 % est pour vous un «mouton à 5 pattes», les valeurs 3,9 k Ω ou 4,3 k Ω peuvent également faire l'affaire. Ou alors faites comme nous à la Rédaction.

Dans ce cas, il faut souder l'ajustable à la place de C4, puisque nous avons ainsi 2 pastilles sur 3 de disponibles (C4 supérieur).

Allonger la troisième patte de l'ajustable pour la souder sur la pastille C4 inférieur.

Tout de suite, régler à l'ohmmètre R9 à une valeur de 4,1 k Ω .

* Remplacer C4 de 1,8 nF par un condensateur de 680 pF ou 750 pF en préférant le «Polystyrène» au «Céramique».

Il n'y a plus qu'à retourner le module et le repositionner sur ses 3 pattes de fixation. Pour terminer, ressouder le câble blindé à l'arrière du QUATUOR et remettre tous les tubes dans leurs supports.

UNE ÉCOUTE S'IMPOSE

Arrivé au stade de cette première modification, une écoute comparative s'impose, après il sera trop tard. Cette écoute il faut la faire évidemment en monophonie en envoyant le même signal sur

UN TOUS TUBES CLASSE A DE 2 x 20 Weff

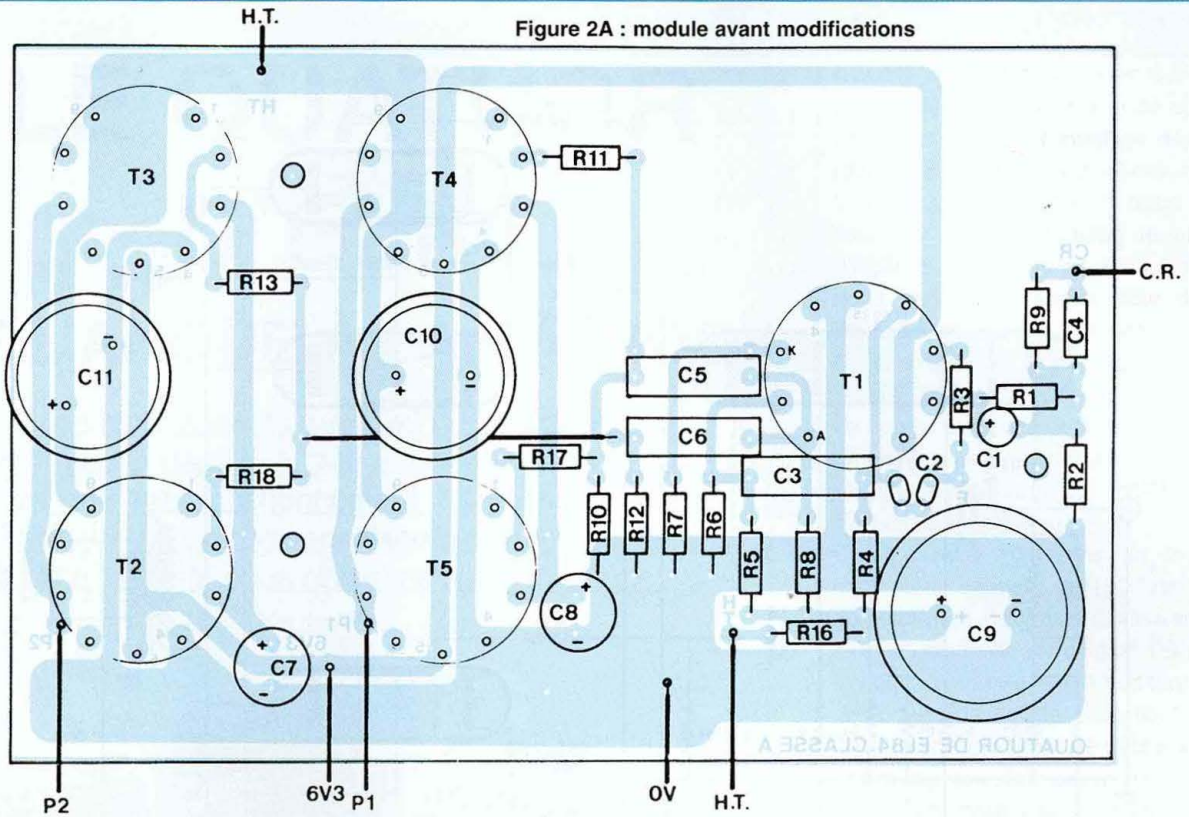
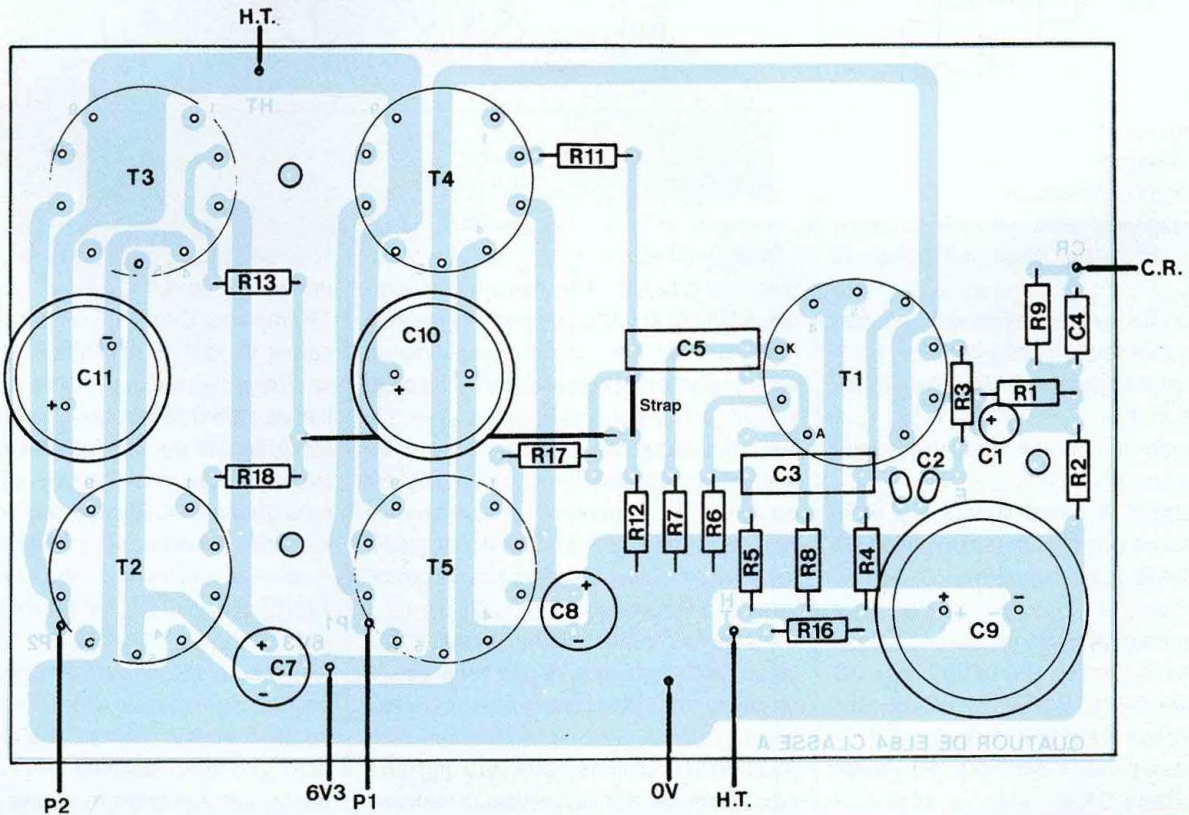


Figure 2B : module après modifications avec suppression de R10, C6 et pose d'un strap



LE QUATUOR (DE L'ANODE À LA CATHODE)

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

MODULE AMPLIFICATEUR

- Résistances à couche (ou couche métal) $\pm 5\%$ -0,5 W

R1 - 2,7 k Ω

R2 - 100 Ω

R3 - 100 k Ω

R4 - 100 k Ω

R5 - 2,2 M Ω

R6 - 470k Ω

R7 - 47 k Ω

R8 - 47 k Ω

R9 - 4,1 k Ω

R10 - supprimée

R11 - 10 k Ω

R12 - 470 k Ω

R13 - 10 k Ω

R14 - 82 Ω / 2 W

R15 - 82 Ω / 2 W

R16 - 10 k Ω / 1 W

R17 - 10 k Ω

R18 - 10 k Ω

- 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 - 680 pF ou 750 pF

C5 - 100 nF / 400 V

C6 - supprimé

- Condensateurs électrochimiques radiaux

C1 - 22 μ F / 16 ou 25 V

C7 - 470 μ F / 16 ou 25 V

C8 - 470 μ F / 16 ou 25 V

C9 - 220 μ F / 400 V

C10 - C11 - 100 μ F / 385 V

- Tubes électroniques

T1 - ECC83 ou 12AX7

T2 à T5 - EL84

-Divers

5 supports NOVAL pour C.I.

TRS1 - Transformateur de sortie à impédance primaire 1,25 k Ω / 20 W

Impédance secondaire 8 Ω

(Marque CHRETIEN, disponible chez St Quentin Radio ou ACEA)

Picots à souder

2 fiches bananes châssis femelles isolées pour HP

le canal gauche, puis sur le canal droit. Laisser une entrée «en l'air» n'a aucune conséquence pour le QUATUOR, puisqu'elles sont chargées par le potentiomètre de Balance.

Alors à vous maintenant de décider, classe A cathode ou classe A anode ?

Nous serions surpris qu'après une brève

écoute (une longue écoute ne s'impose pas tellement la différence est flagrante) vous ne décidiez pas de modifier la deuxième carte.

MESURES

Tubes utilisés : EL84M SOVTEK

- Tension d'alimentation H.T. : 289 V à pleine puissance

- Pmax à 1 kHz :

canal gauche 17,3 Weff / 8 Ω

canal droit 18,6 Weff / 8 Ω

Sensibilité d'entrée pour Pmax à 1 kHz (Balance en position médiane) : 1,8 Veff.

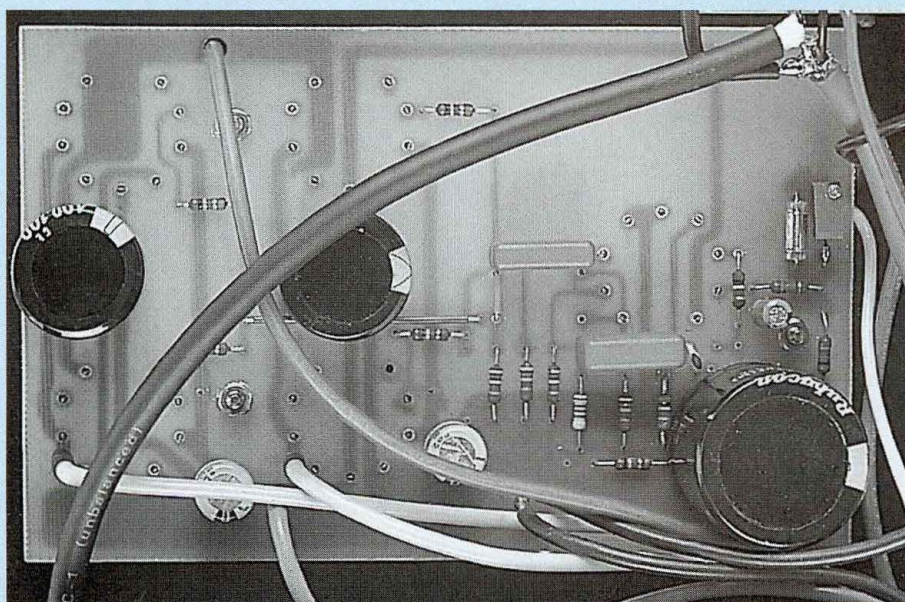
ÉCOUTE EN STÉRÉOPHONIE

Le QUATUOR II ne «sonne» pas du tout comme l'étude proposée dans le N°140 et il ne faut pas faire une écoute approfondie de plusieurs heures pour se convaincre de l'amélioration obtenue.

Le médium est plus rapide, plus présent, plus précis dans sa décortication du message sonore.

L'aigu file beaucoup plus haut et «titille» les tweeters. Ça nous le pensions avant l'écoute en observant les signaux carrés de 1 kHz à 20 kHz au «scope».

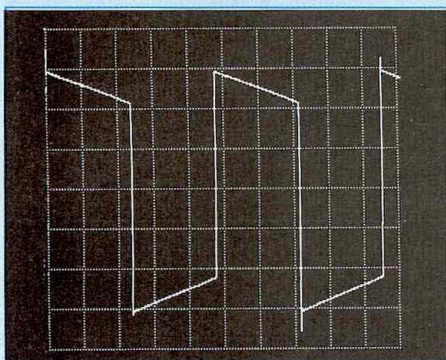
Le QUATUOR II n'a rien perdu de son énergie dans le grave et l'extrême-grave,



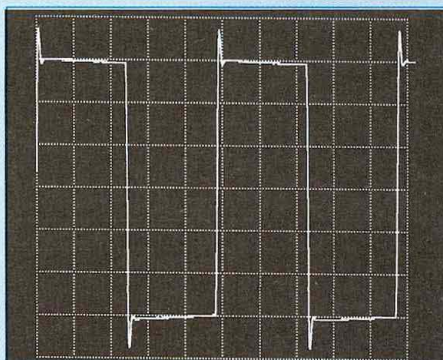
UN TOUS TUBES CLASSE A DE 2 x 20 Weff

La cellule de rétro-action R9/C4 est identique pour les deux canaux (avant et après modifications)

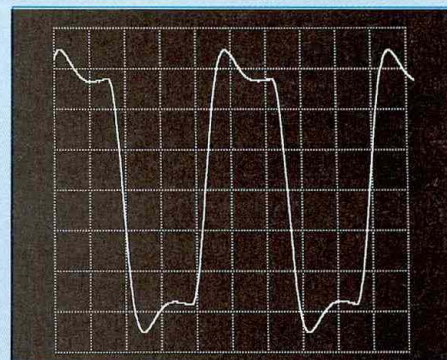
Oscillogrammes avant modifications



Oscillogramme 1 : signal carré à 100 Hz

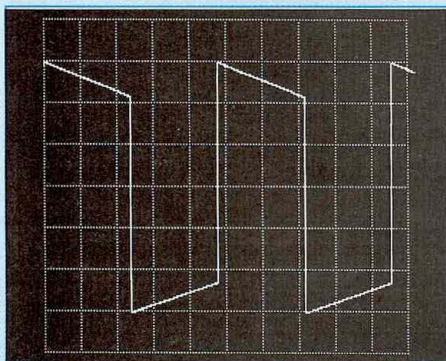


Oscillogramme 2 : signal carré à 1 kHz

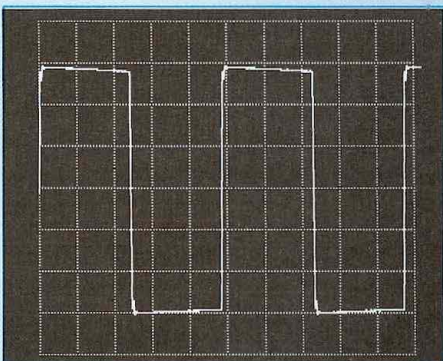


Oscillogramme 3 : signal carré à 10 kHz

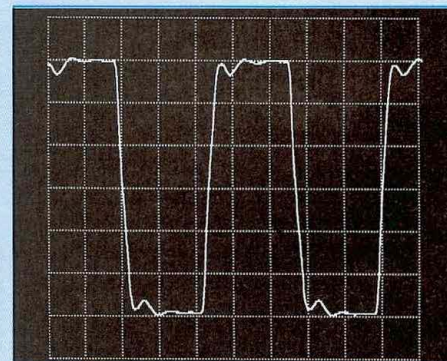
Oscillogrammes après modifications



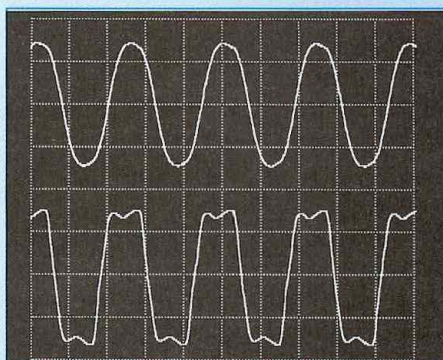
Oscillogramme 4 : signal carré à 100 Hz



Oscillogramme 5 : signal carré à 1 kHz



Oscillogramme 6 : signal carré à 10 kHz



Oscillogramme 7 : signaux carrés à 20 kHz
En haut avant modifications.

au contraire il paraît encore plus dynamique.

QUELQUES OSCILLOGRAMMES

Ils permettent de comparer les deux versions du QUATUOR avec des signaux

carrés à 100 Hz, 1 kHz et 10 kHz. La confrontation des signaux carrés à 20 kHz permet de voir que le QUATUOR «version anode» transformait le carré en une sinusoïdale déformée alors que la modification apportée permet d'accéder à un signal carré à 20 kHz.

Nous voyons que le QUATUOR réagit

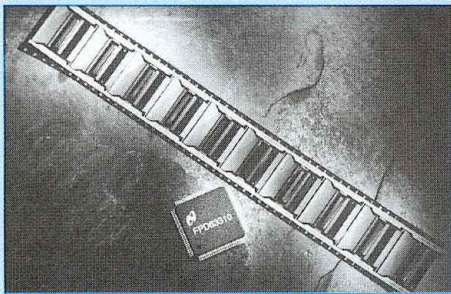
exactement comme l'OCTUOR, les temps de montée des signaux carrés à 10 kHz sont améliorés, réduits, ce qui apporte un tonus supplémentaire à la réalisation.

Le médium respire mieux ce qui donne encore plus de précision à l'écoute.

Bernard Duval

LED VOUS INFORME...

Quelques nouveautés



Nouveau jeu de circuits en technologie faibles signaux pour la commande d'écrans LCD à haute définition chez National Semiconductor

Basés sur la technologie RSDS (Reduced Swing Differential Signaling transmission différentielle de signaux de faible amplitude) de National, le contrôleur d'écran FPD63310 et le driver de

colonne LMC7532 sont deux nouveaux circuits d'interface pour écrans LCD TFT au format SVGA ou XGA.

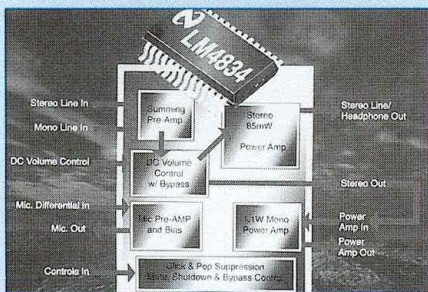
L'interface entre le contrôleur d'écran et les drivers de colonnes a toujours été la cause majeure des radiations et de la consommation dans un écran LCD, du fait de l'utilisation de niveaux TTL sur le bus. La technologie RSDS permet de réduire fortement la consommation et les radiations. Elle est dérivée de la technologie LVDS (Low Voltage Differential Signal) utilisée dans les circuits d'interface FPD-Link de National Semiconductor.

Le circuit FPD63310 contient les tampons de données et génère tous les signaux de contrôle pour l'écran. Il intègre des transmetteurs RSDS pour piloter les drivers de colonne

LMC7532 à 130 Mbits/sec, avec une horloge à 65 Mhz. Cette fréquence élevée permet de fonctionner avec une interface mono-pixel, ce qui réduit d'autant la dimension du bus. Il est entièrement programmable, ce qui permet à l'utilisateur de régler en temps réel la qualité de l'affichage.

Le LMC7532 convertit les 18 bits d'information en une tension analogique à l'aide d'un DAC à référence commutée, contribuant à réduire la consommation tout en offrant une précision de ± 5 mV. Il contient en outre le récepteur RSDS, le démultiplexeur, les latches, les registres et les drivers de sortie.

Les deux composants sont déjà disponibles. Le LMC7532CT est proposé en boîtier TCP et le FPD63310 en boîtier TQFP.



National Semiconductor annonce un nouvel ampli audio de puissance incluant un préampli pour micro et un driver d'écouteurs

Avec le LM4834, National Semiconductor enrichit

sa famille d'amplis audio de puissance Boomer®). Ce nouveau circuit monolithique est plus qu'un simple amplificateur, car il regroupe sur un seul composant un amplificateur de puissance, un étage double pour la commande d'écouteurs stéréos, un préampli pour micro ainsi que diverses fonctions de contrôle. Son haut degré d'intégration le destine à la fois aux applications d'ordinateurs multimédias et aux équipements audio à faible consommation d'énergie.

Le LM4834 offre les fonctions suivantes :

- Un ampli de puissance à sortie en pont, capable de fournir jusqu'à 1,75 W sur 4 ohms, avec moins de 1 % de THD et une très faible consommation.

- Un driver d'écouteurs fournissant 70 mW par canal avec une THD + Bruit inférieure à 0,1 %.
- Une commande de volume en tension continue, qui ne nécessite qu'un simple potentiomètre.
- Une entrée pour le «bip sonore» du système
- Un préampli pour microphone
- Un mode économique arrêt/mute qui permet de réduire la consommation à 0,7 μ A typique.

Comme tous les autres amplis Boomer®) de National Semiconductor, il fonctionne sans l'aide de condensateur de bootstrap ni de réseau d'amortissement.

Le LM 4834 est déjà disponible, en boîtier SSOP à 28 broches.



Des postes informatiques toujours propres: grâce au traitement «Easy Clean 3M™», les filtres écrans restent nets plus longtemps et se nettoient facilement, rapidement et simplement

Particulièrement à l'écoute de son marché, la société 3M a pour objectif prioritaire de satisfaire les attentes des utilisateurs. Une récente étude a

révélé que 30 % d'entre eux jugeaient les filtres écrans trop difficiles à nettoyer et particulièrement sensibles aux traces de doigts. Partant de ce constat, 3M a mis au point le traitement «Easy Clean».

Le traitement «Easy Clean»: une exclusivité 3M Ce procédé consiste à tremper le verre du filtre dans une solution aux propriétés proches du traitement chimique Scotchgard™ qui confère, au support, déperlance (protection imperméable) et protection contre les taches. Ainsi, les filtres écrans ayant reçu le traitement «Easy Clean 3M™» se nettoient aisément à l'aide d'un simple chiffon humide. Les taches et traces de toute nature sont moins «incrustées»; il n'est, par conséquent, plus nécessaire de frotter énergiquement ni d'utiliser des produits spéciaux pour obtenir un résultat parfait. Même les traces de doigts,

si gênantes, disparaissent en un tour de main.

Le traitement «Easy Clean 3M™» vient en complément des autres spécificités 3M puisque l'induction par trempage est effectuée après que le filtre ait reçu les traitements nécessaires à ses fonctions d'origine tels qu'antireflet par exemple. Une performance accrue et des prix inchangés.

Cette innovation technologique apporte un confort d'utilisation incomparable et sera appliquée à tous les filtres écrans de la gamme 3M (excepté les filtres BF10 et BF20), commercialisés dès janvier 1998.

Pour une parfaite satisfaction des clients et des utilisateurs, 3M a choisi de ne pas modifier les prix des produits traités «Easy Clean».

Le logo «Easy Clean», véritable label de propriété, permet l'identification rapide des filtres ayant reçu ce traitement.

ENCEINTE CENTRALE

POUR CINÉMA À LA MAISON

Pour les adeptes du kit acoustique, il existe encore peu de publications destinées à réaliser soi-même ses enceintes pour le «cinéma à la maison». C'est commencer à y remédier que de proposer ce montage dont les caractéristiques et la fonctionnalité pourront être appréciables.



La réalisation d'enceintes destinées à reproduire les bandes son des films cinématographiques ne repose pas sur le même cahier des charges que la conception d'enceintes Hi-Fi, bien que le message à transmettre soit le même (parole et musique).

En effet, sans entrer dans les détails, une enceinte Hi-Fi doit être au minimum directive dans un petit local. Les

enceintes frontales (gauche, droite et centre) d'un système cinéma quant à elles doivent annoncer une certaine directivité afin de rendre plus intelligibles les dialogues et si possible être identiques (du moins avoir les mêmes fréquences de coupures).

Les enceintes arrières (surround) ont à retranscrire un message sonore diffus, afin de créer une ambiance sonore. Plusieurs techniques peuvent être utili-

sées, retard électronique, enceintes dipolaires associées à des filtres spécifiques...

ENCEINTE CENTRALE

L'enceinte centrale d'un système audiovisuel est certainement l'élément le plus important, car il diffuse plus de la moitié de l'énergie acoustique délivrée par le processeur. Son objectif est de centrer

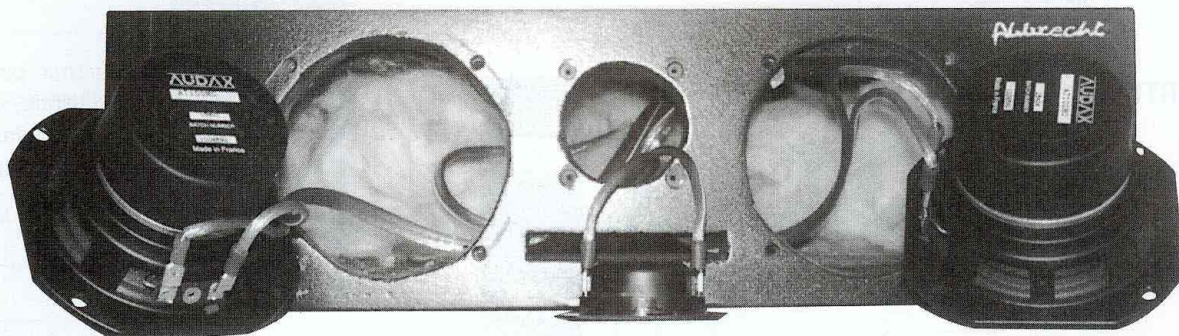


Figure 1

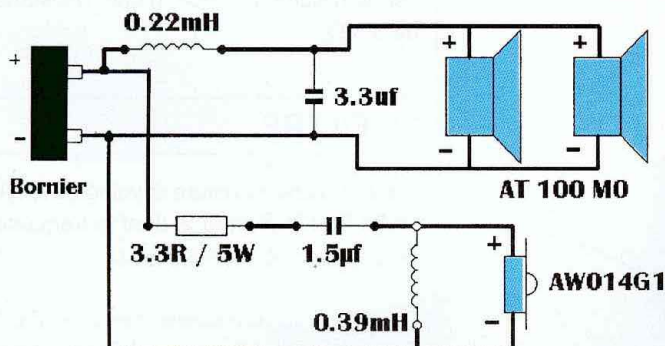
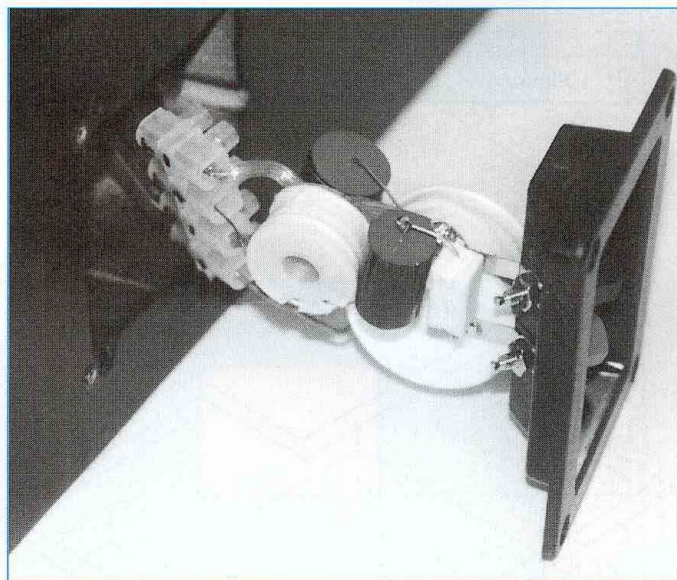


Figure 2



les dialogues afin de rendre une image sonore cohérente avec celle de l'écran. Elle doit aussi avoir une bonne tenue en puissance si l'on ne désire déléguer le grave aux deux autres enceintes frontales.

POSITION

Le positionnement de cette enceinte pose toujours un problème. On aimerait la placer dans un endroit destiné à un élément Hi-Fi, juste sous le téléviseur, mais souvent la taille de l'enceinte nous oblige à la placer sur le téléviseur, ce qui ravit les ménagères.

Il faut cependant dans tous les cas

essayer de placer les 2 enceintes frontales et la voie centrale dans un même plan, et essayer de placer tous les tweeters sur une même ligne (ne pas dépasser un écart de plus de 30cm).

DESCRIPTION

L'enceinte proposée dans cet article possède l'avantage de ne pas dépasser 12 cm de hauteur ce qui la ramène à la taille d'un élément Hi-Fi standard.

L'utilisation de 2 haut-parleurs de grave permet de descendre plus bas en fréquence et améliore les transitoires.

Cette configuration rend l'enceinte plus directive qu'avec un seul haut-parleur.

CARACTÉRISTIQUES

Principe : 2 voies, 3 HP
Puissance max : 60 W RMS
Charge : Bass-reflex
Filtrage : 12 dB / oct

HP UTILISÉS :

Boomer médium
AT 100 M0

Tweeter
AW014G1

Efficacité de l'enceinte : # 90 dB

ENCEINTE CENTRALE POUR AUDIO-VIDÉO

Figure 3

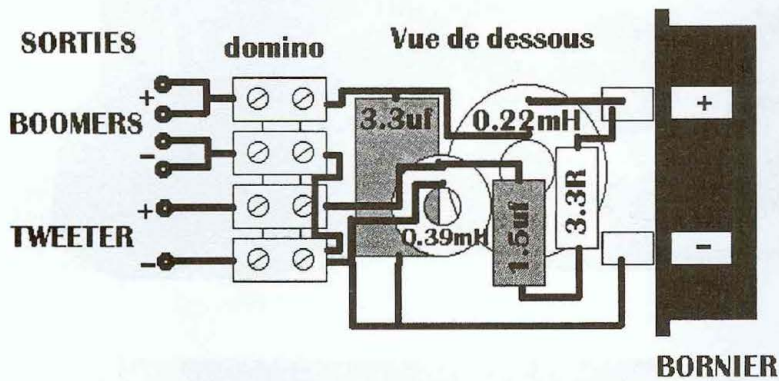
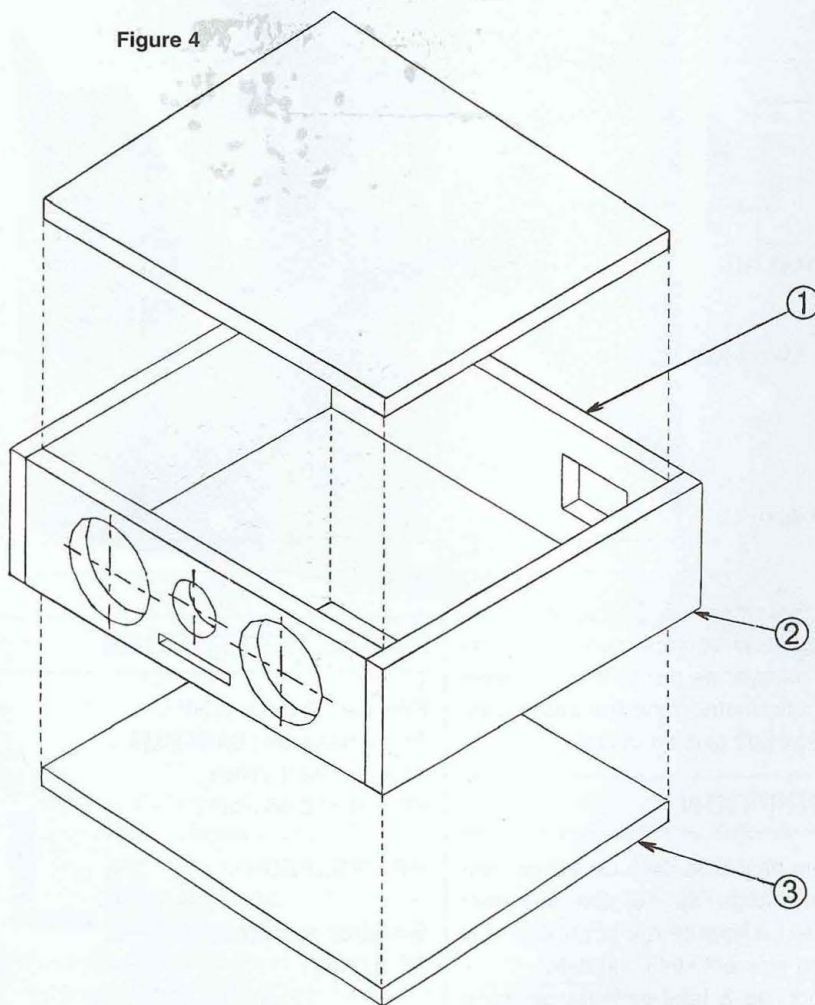


Figure 4



Rep	Nb	Désignation	Dimensions (cm)
1	2	FACES AVANT ET ARRIERE	38,2*12*1,9
2	2	COTES	35,8*12*1,9
3	2	DESSUS ET DESSOUS	38,2*32*1,9

AT 100 M0

Ce haut-parleur construit par la firme AUDAX est un 10 cm blindé, capable de descendre bas (pour son diamètre). Sa fréquence de résonance est de 64 Hz, et il a une longue excursion.

AW014G1

Ce haut-parleur à dôme de 14 mm, construit par la même firme est destiné à reproduire les fréquences aiguës. Il possède l'avantage d'être blindé. Il a une efficacité de 95 dB, qu'il faudra penser à réduire à l'aide d'une résistance de 3.3 Ω.

LE FILTRE

Il s'agit d'une structure 2 voies de LINK-WITZ RILEY d'ordre 2, dont la fréquence de coupure se situe à 6 kHz.

Ce filtre se compose de 2 selfs, 2 condensateurs et une résistance d'atténuation série.

La réalisation du filtre ne nécessite pas l'étude d'un circuit imprimé. Il sera directement soudé sur le bornier, le modèle choisi étant de la marque MONACOR réf ST-955 G.

Les 2 selfs choisies sont à air, les condensateurs de technologie MKT.

La liaison avec les haut-parleurs s'effectue à l'aide d'un domino de fort diamètre.

Le schéma du filtre est donné en figure 1.

En vous aidant des éléments publiés, la réalisation ne devrait pas poser de problème.

Veillez tout de même à faire une réalisation rigide, pour ne pas avoir des problèmes de connections.

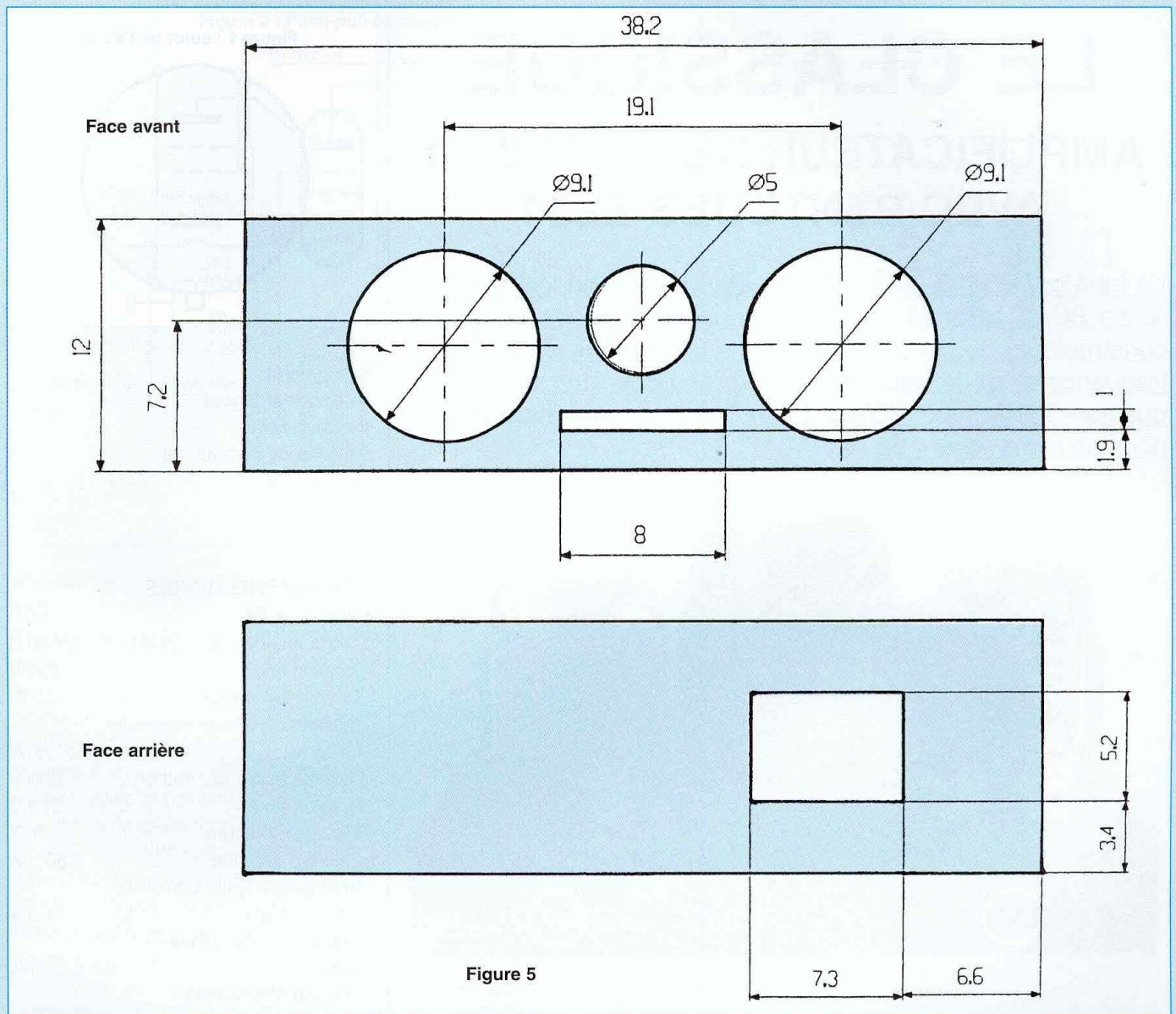


Figure 5

L'EBENISTERIE

L'ensemble de l'enceinte est réalisé en médium de 19 mm. Ce médium a été débité dans une grande surface du bricolage. Les dimensions vous sont données en figure 4 avec le plan de montage.

Une fois le coffret réalisé, il faudra prévoir les découpes du bornier, des haut-parleurs et de l'évent dont la profondeur sera celle de la face avant. Les haut-parleurs et le bornier sont vissés à l'ai-

de de vis à bois adaptées.

Il faudra cependant ajuster l'ébénisterie des deux haut-parleurs de grave (sur les plaques du dessus et dessous) afin qu'ils puissent correctement se mettre en place.

NOMENCLATURE

FILTRE ET HP

- 1 x Self de 0,22 mH
- 1 x Self de 0,39 mH

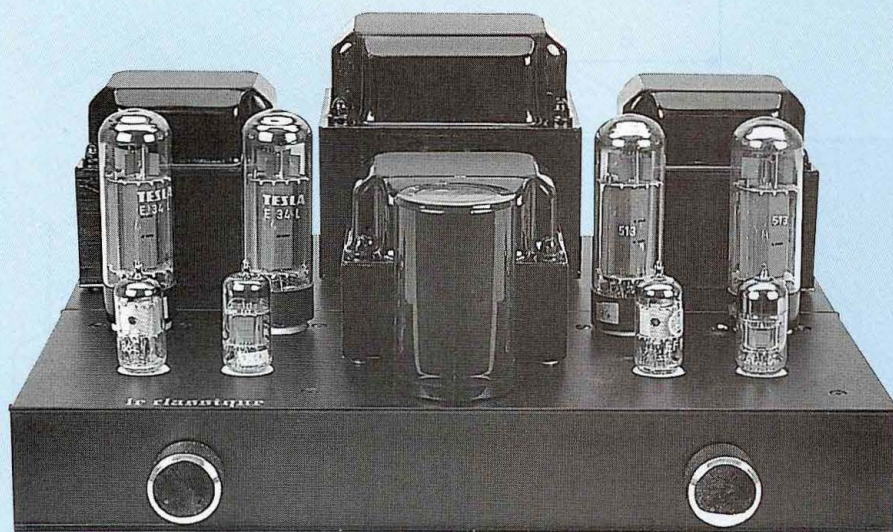
- 1 x Condensateur 3,3 μ F
- MKT 250 Volts
- 1 x Condensateur 1,5 μ F
- MKT 250 Volts
- 1 x Résistance 3,3 Ω / 5 W
- 1 x Bornier ST-955 G
- 1 x Barrette de dominos
- Fils de câblage
- 2x AT100M0
- 1 x AW014G1

Albrecht Stève
(Dessiné par Ciberti)

LE CLASSIQUE

AMPLIFICATEUR DE 2 x 20 Weff AVEC PENTODES EL34

Le tube pentode EL34 qui a pour équivalent américain la référence 6CA7 a rendu et rend à nouveau chez de nombreux constructeurs de bons services dans le domaine de la basse-fréquence et de la haute fidélité. Après nous être arrêtés longuement sur le tube NOVAL EL84, voyons maintenant ce que nous pouvons «tirer» de l'OCTAL EL34.



Mis au point par Philips, ce tube a été fabriqué sous licence par la plupart des fabricants européens, dont Téléfunken, Siemens, Mullard, RTC, Tesla. Ainsi, de longues années durant, le tube EL34 est resté et reste encore aujourd'hui la pentode de puissance par excellence.

L'OCTAL EL34

De dissipation plaque 25 watts, ce tube se présente sous la forme d'un tube à

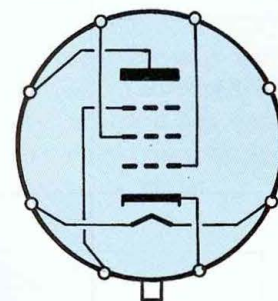
bulbe cylindrique à sommet arrondi mais assez plat, de diamètre moyen de 36 mm. Selon les constructeurs, de petites variantes existent : bulbes de plus gros diamètres sur d'anciennes séries Mullard ou sur des versions américaines Sylvania plus récentes, électrodes de forme légèrement différente conduisant à des petits écarts de capacités internes.

Le culot de type OCTAL 8 broches vous est dévoilé, vu de dessous, en figure 1.

BROCHAGE

1 - Grille supprimeuse

Figure 1 : culot de l'EL34



- 2 - Filament
- 3 - Anode (Plaque)
- 4 - Grille écran
- 5 - Grille de commande
- 6 - Non relié
- 7 - Filament
- 8 - Cathode

CARACTÉRISTIQUES MAXIMALES

- Tension anode (au cutt of) :	2 000 V
- Tension anode :	800 V
- Dissipation anode :	25 W
- Dissipation anode maximale (en pointe) :	27,5 W
- Tension écran (au cutt of) :	800 V
- Tension écran :	500 V
- Dissipation écran :	8 W
- Courant cathode :	150 mA
- Polarisation grille (minimum Igr. = 0,3 µA) :	-1,5 V
- Résistance de fuite de grille :	0,5 à 0,7 MΩ
- Tension d'isolement cathode / filament :	100 V

CAPACITÉS INTER-ÉLECTRODES

- Capacité grille / anode :	1,1 pF
- Capacité d'entrée :	15,2 pF
- Capacité de sortie :	8,4 pF
- Capacité grille / filament :	1 pF
- Capacité cathode / filament :	10 pF

UTILISATIONS

* En classe B

Un montage push-pull de tubes EL34 poussé à ses limites extrêmes de dissipation plaque et écran permet d'obtenir

Figure 2 : Push-pull en classe B

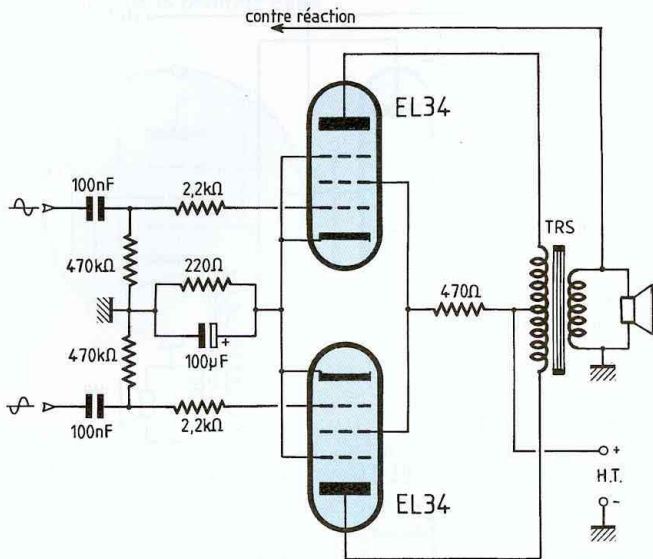
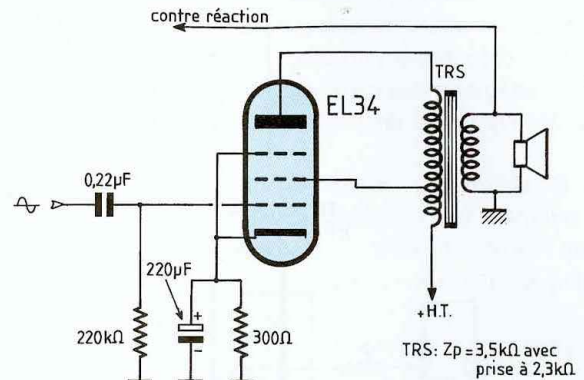


Figure 3 : fonctionnement en classe A



une puissance de sortie maximale de 100 watts.

En pratique, il est très rare de trouver des montages de ce genre, les tubes EL34 selon leur origine n'étant pas toujours en mesure de supporter des tensions et courants aussi élevés. Le plus souvent, on remarque un rougissement de la plaque ou de l'écran, indiquant que l'on dépasse les limites de puissance permises par le tube. On se contente dans la majorité des cas, pour une bonne fiabilité, d'un travail push-pull en classe B avec une tension anodique de l'ordre de 425 V, un courant de repos de 60 mA, et un courant écran de 8,8 mA, la puissance de sortie étant de l'ordre de 50 watts (voir figure 2).

* En classe A

Le passage en classe A, idéale pour une amplification haute-fidélité ne permet d'obtenir qu'environ 6 à 11 watts.

On peut se référer au mode de branchement de la figure 3.

Pour une tension plaque proche de 250 V et un courant de l'ordre de 55 mA, la puissance de sortie atteint 8 watts avec un taux de distorsion ne dépassant pas 1,5 %.

RÉALISATION

Pour cette première réalisation équipée en EL34, nous avons travaillé à partir d'un grand classique qui est le schéma «MULLARD». Ce «push-pull» est simple à mettre en application tout en donnant néanmoins de bons résultats aux mesures et à l'écoute.

Nous vous proposons en figure 4, un schéma de principe légèrement modifié de l'original «MULLARD 520».

LA PRÉAMPLIFICATION

L'entrée de la modulation s'effectue sur une pentode EF86. Utilisant ce tube pour la première fois, nous publions son brochage en figure 5.

L'EF86 est une pentode à grand gain, de l'ordre de 110 avec une résistance d'anode de 100 kΩ. Comme les ECC83, elle fait partie de la série NOVAL 9 broches. La modulation est donc appliquée à la grille de commande de l'EF86 au travers d'une résistance R1 de 4,7 kΩ.

La cathode est polarisée par les résistances série R2 et R3 (R3 d'une valeur de 100 Ω étant négligeable). La résistance R2 de 1 kΩ est découplée par un

condensateur de forte valeur C1 perméable à l'alternatif, mais pas au courant continu.

Il stabilise ainsi le potentiell de la cathode qui ne dépend que du seul courant continu anodique.

Celui-ci cependant a pour inconvénient de limiter la réponse de l'amplificateur aux basses fréquences, il faut donc choisir pour C1 une valeur élevée.

Avec une résistance de cathode de 1 kΩ associée à un condensateur C1 de 100 µF, la limitation en fréquence est repoussée à :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R-C}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}$$

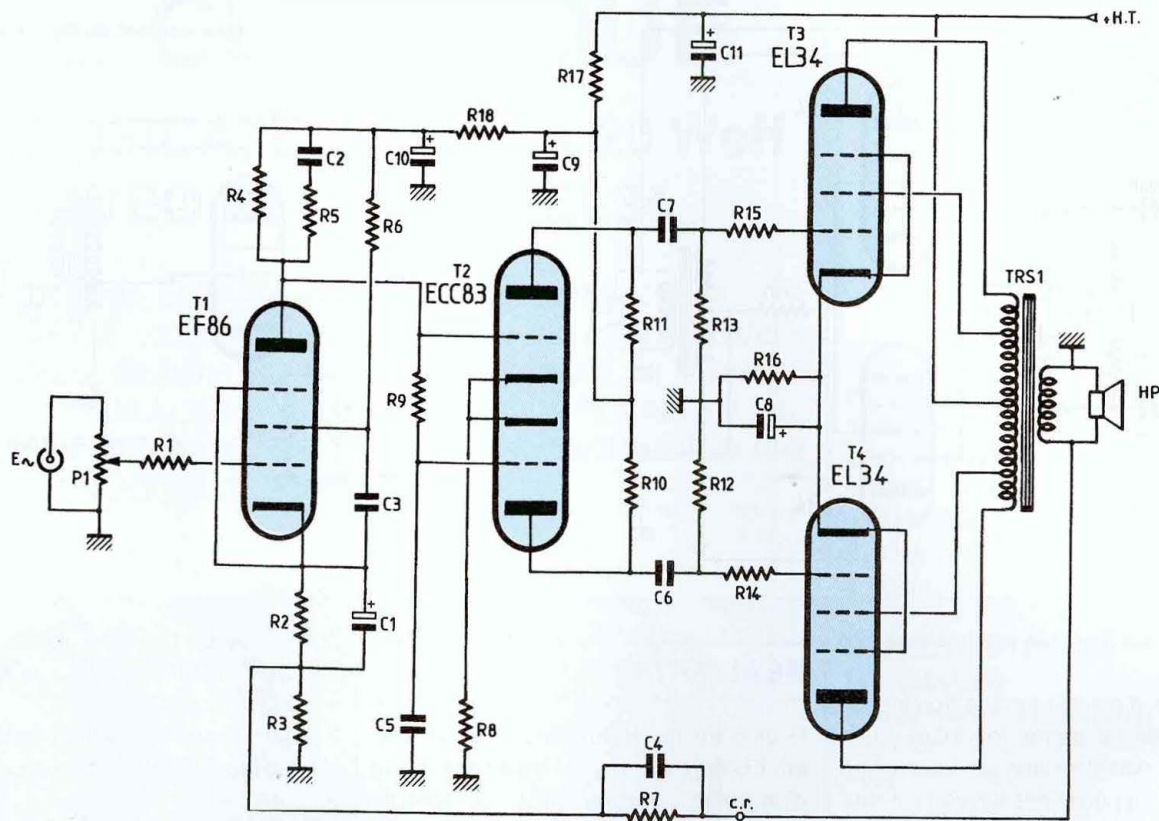
$$f_c = \frac{1}{6,28 \cdot 10^{-3}}$$

$$f_c \# 1,6 \text{ Hz}$$

La résistance de charge R4 de 68 kΩ est shuntée par une cellule série active R5-C2 qui réduit le gain aux fréquences élevées de façon automatique sans augmenter le déphasage.

LE PUSH-PULL D'EL34 EN ULTRA-LINÉAIRE

Figure 4 : le Push-pull d'EL34 en montage ultra-linéaire



Nous savons en effet que l'impédance Z_c d'un condensateur C varie en fonction de la fréquence de part la relation :

$$Z = \frac{1}{C \cdot \omega} \quad (\text{avec } \omega = 2 \pi \cdot f)$$

Ainsi, à 10 kHz, l'impédance de $C2=82 \text{ pF}$ est de $194 \text{ k}\Omega$. Le réseau parallèle $R4-R5-C2$ qui est la charge de l'EF86 est donc de $68 \text{ k}\Omega // 68 \text{ k}\Omega + 194 \text{ k}\Omega$, soit l'équivalent d'une résistance de $54 \text{ k}\Omega$.

Par contre, à 100 Hz, l'impédance de $C2=82 \text{ pF}$ est de $19,5 \text{ M}\Omega$. $C2$ n'a donc aucune influence sur la charge de l'EF86 puisque les calculs nous conduisent à une valeur de $67,79 \text{ k}\Omega$ face à $R4$ seule de $68 \text{ k}\Omega$.

La grille «écran» est polarisée par la résistance $R6$ de $560 \text{ k}\Omega$, puis découplée par le condensateur $C3=100 \text{ nF}$.

La grille «suppresseuse» devant être

polarisée très négativement pour que son action soit efficace, elle est donc reliée à la cathode. Attention, cette connexion doit être effectuée hors de la pentode.

La résistance $R3$ de 100Ω dans la cathode de l'EF86 permet d'y raccorder la cellule de rétroaction $R7-C4$ qui réinjecte le signal de sortie dans le tube d'entrée.

Le tube EF86 est polarisé à partir de la H.T. au travers d'une cellule de filtrage en π très énergique composée de $C9-R18-C10$.

La modulation amplifiée est prélevée sur l'anode, puis appliquée aux grilles de l'étage déphaseur sans condensateur de liaison.

LE DÉPHASEUR

Nous utilisons la classique double triode ECC83, tube performant et facile d'approvisionnement.

L'inverseur de phase est à couplage

cathodique (inverseur de Schmitt). Ses avantages par rapport à l'inverseur à charge partagée que nous avons utilisé dans nos push-pull à EL34 (Led N°130 - 136 - 143) sont :

- Apport de gain (environ la moitié du gain d'une des triodes) ;
- Impédances des sorties sensiblement égales ;
- Il travaille en liaison directe avec l'étage précédent ;
- Il peut délivrer des tensions plus grandes que l'inverseur à charge partagée ;
- L'ajustement du rapport des tensions est facile.

La résistance de cathode, commune aux deux triodes, est de valeur élevée.

En effet, $R8$ a une valeur nominale de $68 \text{ k}\Omega$.

Le signal alternatif est appliqué à la première grille de l'ECC83 en liaison directe,

Figure 5 :
brochage de la pentode EF86

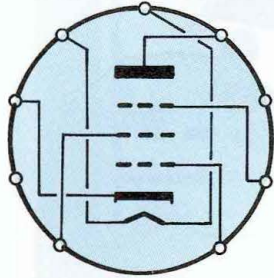
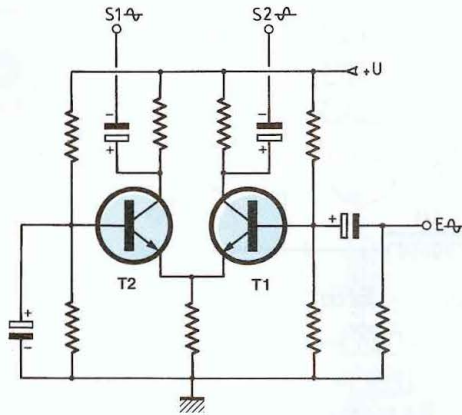


Figure 6



ce qui lui assure ainsi sa polarisation. Elle est ensuite reliée à la deuxième grille par l'intermédiaire d'une résistance de forte valeur R9-1 M Ω pour la même raison de polarisation.

Le signal est donc appliqué à l'une des grilles de l'ECC83, tandis que la deuxième grille est portée à un potentiel fixe.

De ce fait, la tension de sortie différentielle qui est la tension de sortie existant entre les plaques sera exactement la même que si la tension d'entrée était appliquée en symétrique sur les grilles de l'ECC83.

Par rapport à la masse, la tension alternative sur une plaque (anode) est en opposition de phase avec celle sur l'autre anode.

Les cathodes subissent des excursions de tensions provoquées par celles de la première grille de l'ECC83 qui est commandée par l'EF86 et fournissent une tension d'entrée à la cathode de la deuxième triode, dont la grille est portée à un potentiel fixe, simulant ainsi une entrée symétrique.

Le courant circulant dans la première triode et qui est dû au signal d'entrée produit une tension aux bornes de la résistance R8, ce qui en retour, produit un courant en opposition de phase dans la deuxième triode.

On peut en fait assimiler le fonctionnement de cette double triode ECC83 à celui d'un symétriseur à transistors tel

celui de la figure 6. Le transistor T1 travaillant en émetteur commun voit le signal de commande appliqué sur sa base.

On le retrouve amplifié sur sa résistance de charge de collecteur mais en opposition de phase. T2 travaillant en base commune, le signal entre par l'émetteur pour se retrouver amplifié sur la résistance de charge de collecteur, mais cette fois-ci en phase.

Les anodes de l'ECC83 sont chargées par des résistances de même valeur R10 et R11 de 180 k Ω afin d'obtenir deux signaux identiques en amplitude mais déphasés de 180°. Elles assurent la polarisation du tube à partir d'une H.T. soigneusement filtrée par une cellule C11-R17.

Les tensions continues élevées présentes sur les anodes sont bloquées par les condensateurs C6-C7 dont leur seconde fonction est de transmettre les modulations aux grilles des pentodes du push-pull de sortie.

LE PUSH-PULL

Il est constitué de deux pentodes EL34. Il ressemble au simple push-pull d'EL84 publié dans le Led N°130.

Les cathodes sont reliées entre elles. Elles sont chargées par une résistance commune R16 de 220 Ω , résistance découplée par un condensateur de forte valeur C8 de 220 μ F.

La réponse aux basses fréquences est

ainsi assurée jusqu'à 3,3 Hz. Dans les grilles de commande des EL34 sont insérées des résistances de 2,2 k Ω (R14-R15) qui contribuent à stabiliser le fonctionnement de l'amplificateur.

On retrouve une similitude avec la résistance de grille du transistor Mos-Fet.

Ces mêmes grilles sont chargées par des résistances de forte valeur R12-R13 de 470 k Ω .

Les grilles «écran» sont reliées à des prises intermédiaires du primaire du transformateur de sortie. Nous avons donc un fonctionnement du push-pull en ultra-linéaire.

Comme pour l'EF86, les grilles «suppresseuse» sont reliées aux cathodes.

Les plaques des EL34 sont connectées aux extrémités du primaire du transformateur de sortie d'impédance Zp de 6,6 k Ω , le point milieu de celui-ci étant porté au + H.T.

Le secondaire permet d'y raccorder des charges de 4 Ω , 8 Ω ou 16 Ω . C'est à ce niveau qu'est prélevé le signal de rétroaction par la cellule R7-C4.

L'ALIMENTATION (fig 7)

* La haute tension

Le redressement est confié à une valve GZ32 dont le brochage vous est proposé en figure 8. La GZ32 est une diode à vapeur de mercure. Elle offre en cours de fonctionnement une faible chute de tension constante de l'ordre de 15 V, cependant que l'intensité du courant cathodique qu'elle délivre peut varier de 80 à 300 mA. Le chauffage du filament de la cathode s'effectue à partir d'un enroulement particulier du transformateur d'alimentation délivrant une tension de 5 V.

Les anodes sont reliées aux extrémités de l'enroulement H.T. du transformateur, tandis que le point milieu est connecté à la masse.

La haute tension redressée disponible sur la cathode de la GZ32 est directement appliquée à une self de filtrage et aux bornes d'une capacité de tête de très faible valeur.

Une raison à cela.

LE PUSH-PULL D'EL34 EN ULTRA-LINÉAIRE

Figure 7 : alimentation haute et basse tension

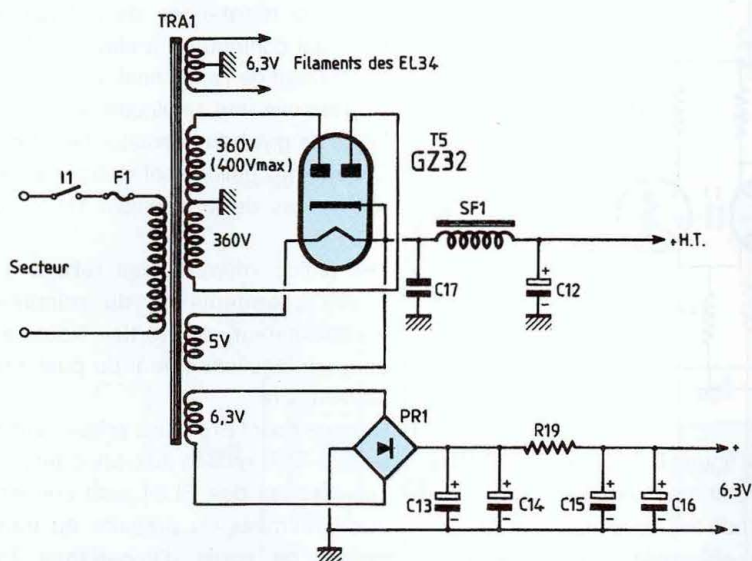
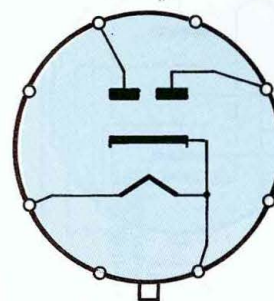


Figure 8 : brochage de la valve GZ32



La résistance interne d'une diode à vapeur de mercure est très faible.

A la mise sous tension, si un condensateur de tête de forte valeur était installé, il serait déchargé et absorberait un courant cathodique d'une intensité très importante qui serait fatale à la diode redresseuse. Or il se trouve que la pénétration du courant chez l'inductance est freinée par l'inductance elle-même, puisque une inductance tend à s'opposer au passage du courant, phénomène de self-induction que nous connaissons bien.

La diode à vapeur de mercure est ainsi protégée.

* La basse tension

Le transformateur d'alimentation dispose de deux enroulements de 6,3 V.

- Le premier enroulement sert au chauffage des filaments des EL34 en alternatif. La consommation par EL34 étant de 1,5 A, nous avons délaissé le chauffage en continu.

- Le second enroulement de 6,3 V est lui redressé par un pont de diodes puis énergiquement filtré.

La tension continue obtenue sert à alimenter les filaments des tubes EF86 et ECC83. La consommation est plus

modeste, 1,2 A pour les 4 tubes NOVAL. Nous en avons terminé avec la partie théorique de cette réalisation qui nous a fait découvrir l'EF86, l'EL34 et la GZ32, l'ECC83 nous étant familière depuis de nombreuses réalisations.

RÉALISATION

Comme pour toute étude d'amplificateur, l'ensemble des composants doit pouvoir se fixer sur un châssis et sur un circuit imprimé.

Les tubes EL34 dégageant une importante chaleur, les supports ne sont pas ici soudés à un circuit imprimé, comme nous le faisons avec les EL84. Ils sont vissés directement au châssis.

L'ÉLECTRONIQUE

Commençons par le plus agréable, c'est-à-dire l'étude d'un circuit imprimé qui va rassembler la plupart des composants.

Une implantation vous est proposée en figure 9. Fidèle à notre habitude, elle a été étudiée de façon à ce que les supports NOVAL soient soudés côté pistes cuivrées et apparaissent à la surface du châssis.

La plaquette ne pose pas de problème de

reproduction, puisque proposée à l'échelle 1 avec des largeurs de pistes importantes.

Les pastilles réservées aux supports NOVAL ont un diamètre conséquent puisqu'il faut les forer à un diamètre de \varnothing 1,5 mm pour pouvoir introduire les pattes pour leur soudage.

Le plan de câblage de la figure 10 permet de mettre en place les composants, normalement sans erreur, en s'aidant de la nomenclature pour connaître la valeur nominale de chacun d'eux.

On commence par souder les 2 supports côté pistes cuivrées, en faisant en sorte qu'ils soient à la même hauteur et bien parallèles, (mais tout d'abord il faut souder côté composants la résistance R9 et le strap).

Au niveau des pastilles d'interconnexions, prévoir des picots à souder.

Deux modules identiques sont à câbler pour la stéréophonie.

LA MÉCANIQUE

Le châssis de l'amplificateur est réalisé par assemblage de deux coffrets IDDM de référence TM55360.

La mise dos à dos des deux coffrets permet de disposer d'une surface d'im-

Figure 9

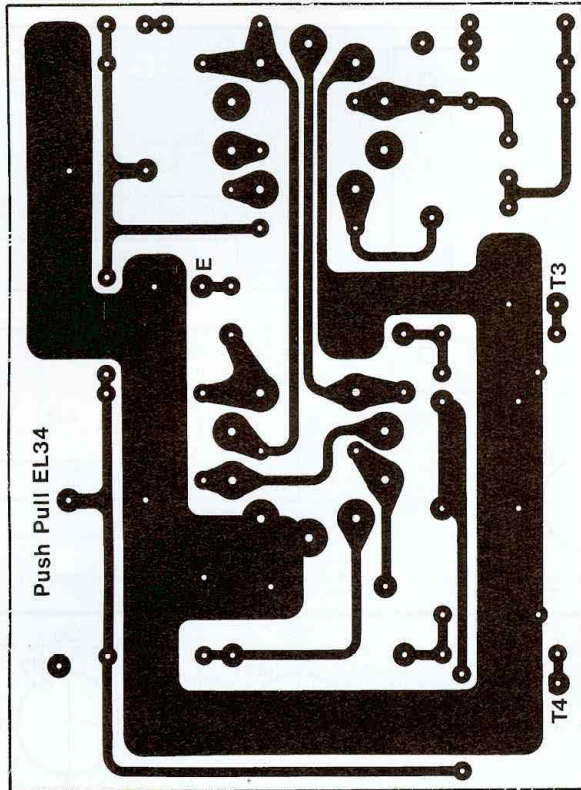
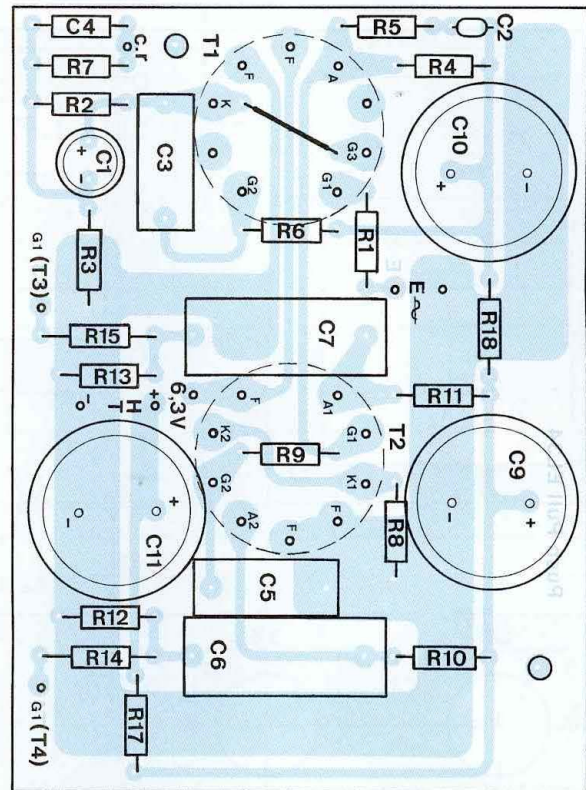


Figure 10



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

POUR UN CANAL

- Résistances à couche (ou couche métal) $\pm 5\%$
1/2 W ou 1 W

- R1 - 4,7 k Ω
- R2 - 1 k Ω
- R3 - 100 Ω
- R4 - 68 k Ω
- R5 - 68 k Ω
- R6 - 560 k Ω
- R7 - 8,2 k Ω
- R8 - 68 k Ω
- R9 - 1 M Ω
- R10 - 180 k Ω
- R11 - 180 k Ω
- R12 - 470 k Ω
- R13 - 470 k Ω
- R14 - 2,2 k Ω
- R15 - 2,2 k Ω

- R17 - 15 k Ω / 1 W
- R18 - 270 k Ω / 1 W

- Résistance bobinée 10 W (ou 25 W pour fixation châssis)

- R16 - 220 Ω

- Potentiomètre

- P1 - 10 k Ω / log

- Condensateurs non polarisés

- C2 - 82 pF
- C3 - 100 nF / 250 V
- C4 - 100 pF
- C5 - 220 nF / 250 V
- C6 - 100 nF / 630 V
- C7 - 100 nF / 630 V

- Condensateurs polarisés

- C1 - 100 μ F / 16 V

- C8 - 220 μ F / 40 V
- C9 - 100 μ F / 400 V
- C10 - 100 μ F / 400 V
- C11 - 100 μ F / 400 V

- Tubes

- T1 - EF86
- T2 - ECC83
- T3 - EL34
- T4 - EL34

- Divers

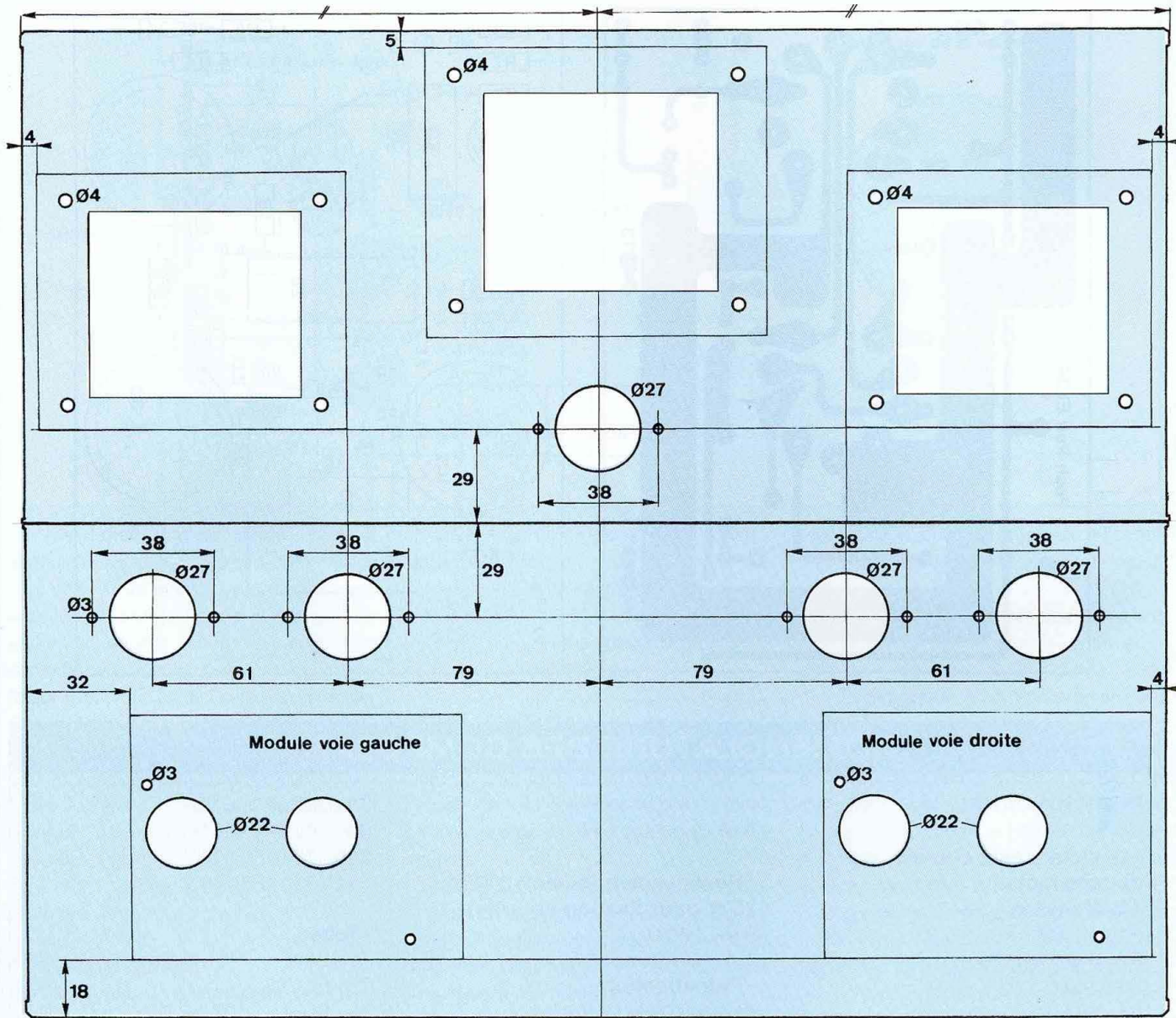
- 2 supports NOVAL pour CI
- 2 supports OCTAL pour châssis
- 6 picots à souder

TRS1 - transformateur de sortie

- primaire : impédance $Z = 6,6\text{ k}\Omega$ avec prises écrans
- secondaire : impédances 4/8 / 16 Ω

LE PUSH-PULL D'EL34 EN ULTRA-LINÉAIRE

Figure 11A



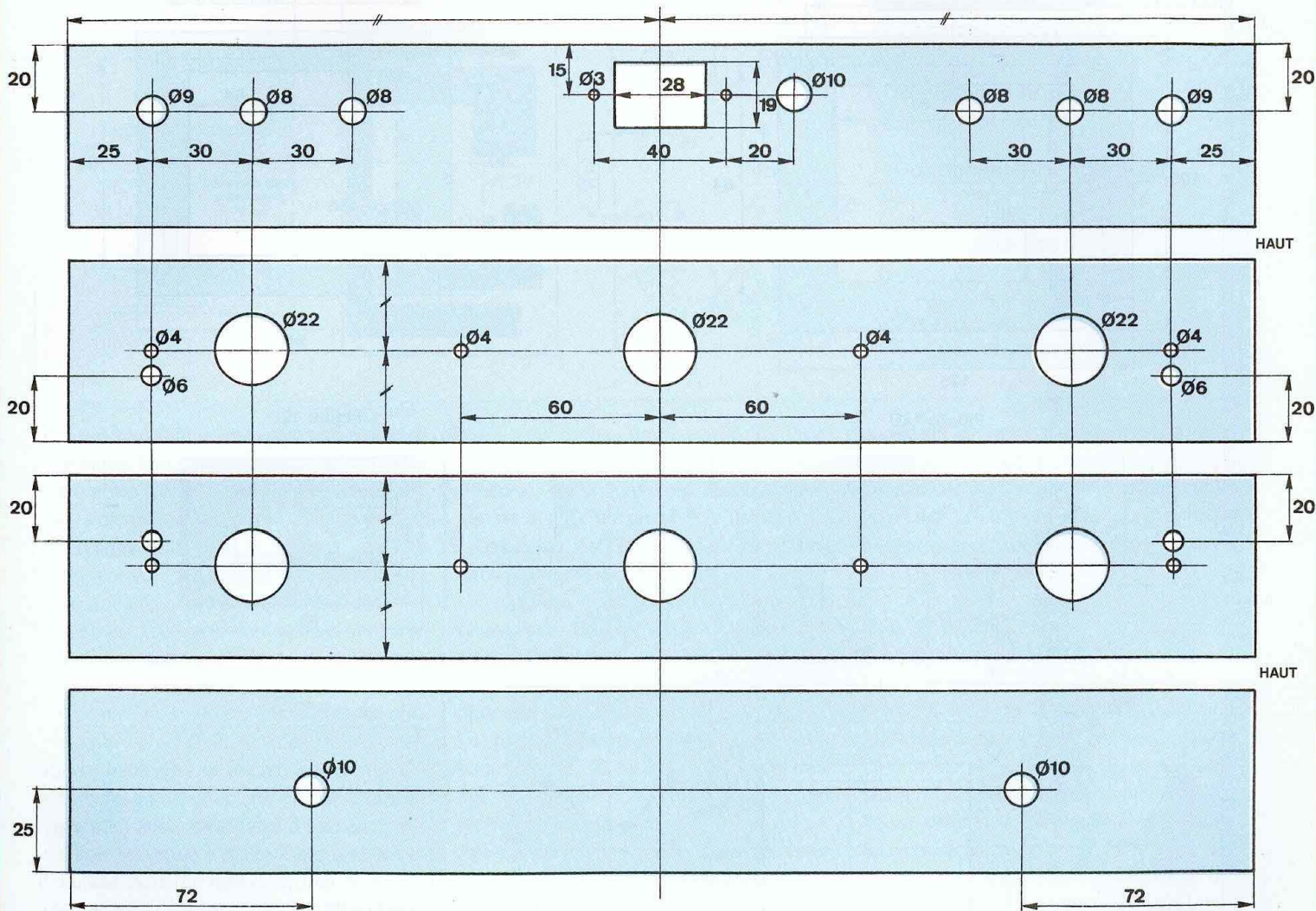
plantation de 360 x 308 mm. Les figures 11A et 11B donnent toutes les indications nécessaires pour les perçages à prévoir dans les châssis (à l'exception de ceux de la self de filtrage et du condensateur C12 de 470 µF / 500 V).

Pour les transformateurs d'alimentation, self de filtrage et adaptateurs d'impédances, afin de ne pas surcharger en cotations la figure 11A, nous donnons

uniquement leur positionnement sur le châssis (axe de symétrie), ce qui suffit à leurs mises en place après avoir dessiné sur une feuille de papier ou de calque ces éléments massifs. Il faut connaître avec précision l'emplacement de la découpe des fenêtres par rapport aux trous de fixation. Les figures 12A et 12B donnent toutes les cotations nécessaires pour y parvenir.

Avec une lame de scie abrasif, les découpes peuvent être réalisées sans difficulté, d'autant plus que le châssis est en aluminium et non en acier. Une lime permet ensuite de parfaire chaque découpe. Le châssis avant renferme les cartes électroniques de commande, les supports OCTAL des EL34, la self de filtrage et le condensateur de filtrage H.T. Le repérage des 4 supports NOVAL se

Figure 11B



fait à partir de l'implantation du circuit imprimé, ce qui permet d'accéder à une excellente et indispensable précision. Voici la marche à suivre et à reproduire en 2 exemplaires.

Sur une feuille de calque, dessiner les limites du circuit imprimé proposé en figure 9.

Dessiner 2 croix pour repérer les centres des trous de fixation.

Pour le positionnement des 2 tubes, il nous faut connaître l'emplacement du centre du cercle dont la circonférence

passse par les centres des 9 pastilles. Il est facile à déterminer en joignant entre elles les pastilles 2 et 7 puis 3 et 8. L'intersection des deux droites détermine le centre du cercle. À partir des centres, dessiner des cercles de $\varnothing 29$ ou 30 mm. Ce diamètre est celui de l'emporte-pièce que nous utilisons (le vôtre est peut-être différent ?).

Il n'y a plus qu'à scotcher ou mieux à coller les deux feuilles de calque sur le châssis en fonction des repères portés sur la figure 11A.

Pointer les trous à forer puis percer à $\varnothing 3$ mm.

L'emporte-pièce, pour son utilisation, nécessite de prévoir des perçages à un \varnothing de 10 mm minimum, pour le passage de la vis de serrage.

Au cutter, découper dans le calque des dégagements pour le forage à ces diamètres importants, $\varnothing 10$ ou 11 mm. Il ne reste plus qu'à les effectuer, en prévoyant quelques diamètres intermédiaires, $\varnothing 5/\varnothing 8/\varnothing 10$.

Introduire la vis de serrage avec la partie

LE PUSH-PULL D'EL34 EN ULTRA-LINÉAIRE

Figure 12A : transformateur d'alimentation

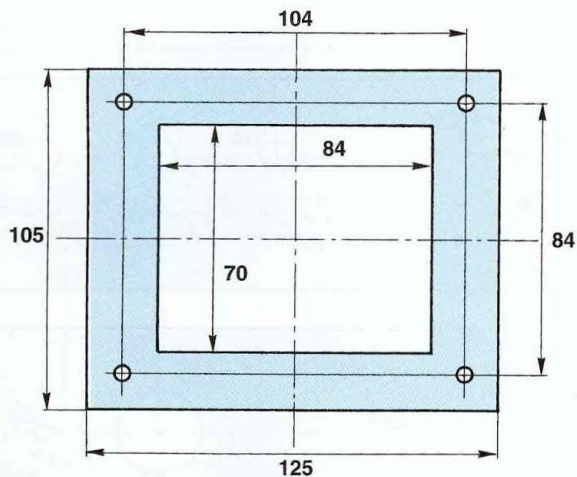


Figure 12B : transformateurs de sortie et self de filtrage

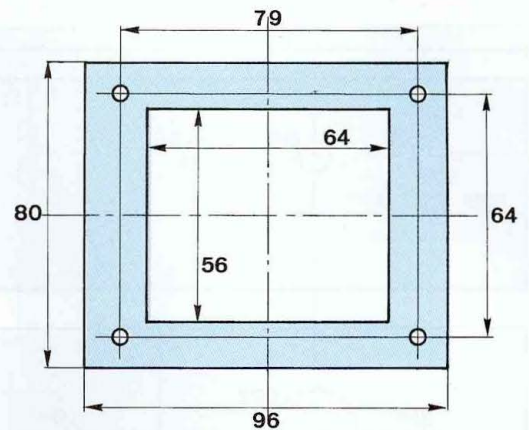


Figure 12C

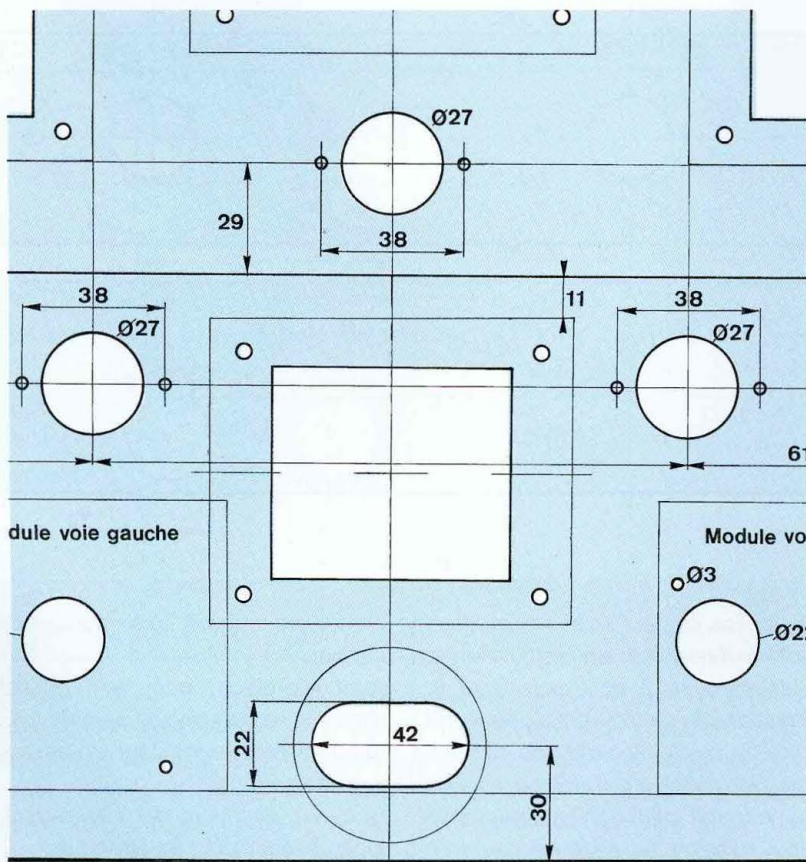
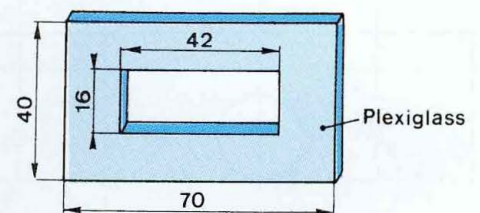


Figure 12D



Quand pièce d'acier et indication portée sur le calque coïncident, on peut boulonner, (ne pas oublier la rondelle tampon). Avec une clé à molette serrer énergiquement (il faut posséder un bon biceps !) jusqu'à ce que vous ayez raison de l'aluminium qui va « craquer » sous vos efforts et laisser apparaître une belle découpe circulaire.

Les trous de fixation des deux modules sont à fraiser, chaque vis à tête fraisée va ainsi disparaître lors de la finition du coffret en étant noyée dans de l'araldite.

Les découpes des trous pour les 5 supports OCTAL se font de la même façon mais à un \varnothing plus important.

Un emporte-pièce de $\varnothing 27,5$ mm convient parfaitement.

Les deux trous de fixation de chacun des supports sont repérés une fois les ronds poinçonnés, pour obtenir plus de précision.

coupante à $\varnothing 22$ mm sous le châssis dans l'un des 4 trous.

Enfiler ensuite le cylindre au diamètre de $\varnothing 29$ mm qui doit tomber parfaitement

et coïncider avec le cercle dessiné sur le calque. S'il y a un décentrage, il est encore temps d'agrandir le trou de $\varnothing 10$ mm (même faire une « patate » !).

Figure 13 :
patte de fixation du module

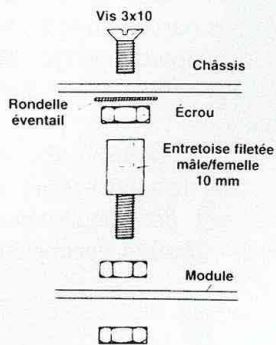


Figure 14A

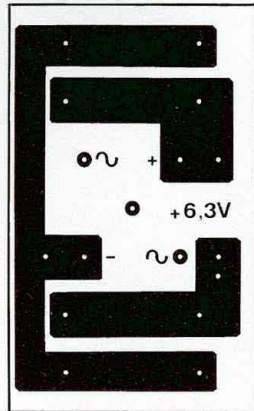
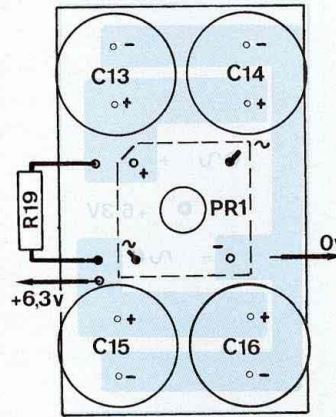


Figure 14B



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

POUR DEUX CANAUX

- Résistance bobinée

R19 - 0,10 Ω / 10 W

- Condensateurs polarisés

C13 - 4 700 μ F / 16 V

C14 - 4 700 μ F / 16 V

C15 - 4 700 μ F / 16 V

C16 - 4 700 μ F / 16 V

- Divers

PR1 - pont redresseur 8 A / 600 V

Le repérage de la self n'est pas mentionné sur la figure 11A, celle-ci est positionnée entre les supports OCTAL des EL34, en s'aidant de la figure 12B (volume et fixation). Il en est de même pour le condensateur de filtrage C12 qui doit être fixé entre les modules électroniques.

La figure 12C donne un complément d'information à ce sujet.

Pour le condensateur HT/C12, nous n'avons pas prévu de découpe circulaire, toujours délicate à réaliser proprement, ici un rond de \varnothing 51 mm.

Nous avons préféré, à l'aide de notre emporte-pièce, faire un trou oblong qui laisse le passage aux canons plastiques de l'électrochimique.

Pour sa fixation, on l'obtient comme indiqué en figure 12D avec une cale en plexiglass et un morceau de circuit imprimé. C'est propre et efficace.

Les deux coffrets travaillés, il ne reste plus qu'à les assembler dos à dos avec de la visserie de 4 mm. Il y a pour cela quatre trous de prévus.

LA FIXATION DES MODULES

Elle se fait en 4 points (2 par module).

Nous allons tout de suite munir le châssis des pattes de fixation en pratiquant comme indiqué en figure 13. Parce que nous devons prévoir un dégagement suffisant module / châssis à cause des sup-

ports des tubes, nous allons procéder ainsi :

- Bloquer tout d'abord les vis à tête fraisée de 3 x 10 mm par des boulons.

- Les têtes des vis doivent disparaître dans les fraisages coniques.

- Raccorder à ces vis boulonnées des entretoises filetées mâle / femelle de 10 mm de hauteur.

- Mettre des boulons dans les filetages opposés.

La hauteur ainsi obtenue permet aux supports NOVAL de venir affleurer le dessus du châssis lors de la fixation des modules électroniques.

Avec de la colle araldite, pour terminer, noyer les fentes des têtes de vis et laisser durcir.

FINITION DU CHÂSSIS

Les trous et les découpes que nous venons de pratiquer dans les coffrets IDDM n'ont pu être obtenus sans laisser des traces : un foret qui dérape, un mauvais coup de lime.

Afin de gommer ces petits «bobos», il est utile de repeindre le châssis du «CLASSIQUE» en pulvérisant 2 à 3 couches de peinture.

A la rédaction nous utilisons une bombe de peinture noir mât. Cette peinture par la même occasion masque les têtes des vis fraisées enduites de colle araldite et

donne un cachet professionnel à la réalisation.

La peinture bien sèche, si vous le souhaitez, c'est le moment idéal pour déposer quelques indications, sur votre châssis, au moyen de «transferts».

EQUIPEMENT

Le châssis arrière

On commence par visser toutes les prises à l'arrière de l'amplificateur, ainsi que l'interrupteur. Les Cinch sont à isoler du châssis, de même que les borniers HP suivant le modèle utilisé (métal ou plastique). Vérifier à l'ohmmètre le bon isolement de celles-ci.

Mettre en place les transformateurs adaptateurs d'impédances puis celui d'alimentation et terminer par le support OCTAL de la valve GZ32.

Le châssis avant

Visser les supports OCTAL des EL34 puis les modules câblés en les immobilisant avec de la visserie de 3 mm. Si l'emboutissage de chacun des trous de \varnothing 22 mm a été effectué avec précision, les supports des tubes NOVAL doivent venir affleurer la surface du châssis.

Visser les potentiomètres de volume en face avant.

Pour que leurs canons disparaissent derrière les boutons, utiliser des contre-

LE PUSH-PULL D'EL34 EN ULTRA-LINÉAIRE

écrous et des écrous afin que le blocage puisse s'obtenir sur un minimum de filetage.

Avant de les fixer, penser à couper leurs axes de commande à une longueur de 12 à 15 mm par rapport aux canons filetés. Cette longueur dépend de la profondeur des boutons qui doivent masquer les écrous.

Mettre en place la self et le condensateur de filtrage H.T. pour terminer.

On peut maintenant envisager de câbler le «CLASSIQUE».

INTERCONNEXIONS

- L'alimentation

Commençons par le câblage du primaire du transformateur.

Le fil de câblage utilisé est du câble silicone de section 1 mm² (prévoir 5 couleurs).

Souder un fil entre la prise secteur châssis (pas la cosse de terre) et une cosse de l'interrupteur. De l'autre cosse de l'interrupteur rejoindre la cosse 0 du transformateur.

Souder directement une patte du porte-fusible à la deuxième cosse de la prise secteur, puis avec du fil, en partant de l'autre patte, rejoindre soit la cosse 220 V, soit la cosse 230 V du transformateur (vérifier la tension secteur fournie chez vous par l'EDF).

Le circuit primaire est établi, passons maintenant au secondaire avec ses différentes tensions.

Un enroulement fournit une basse tension de 5 V~, elle est destinée au chauffage de la valve GZ32.

Le brochage de la figure 7, vu de dessous, indique que les cosses concernées du support OCTAL sont les cosses 2 et 8 (une encoche sert de détrompeur et sépare les cosses 1 et 8. Attention lors de la pose du collier de fixation, deux possibilités sont offertes et une seule retenue.

Le détrompeur doit se situer en bas lorsque les deux pattes de fixation sont en position horizontale. Il en sera de

même pour tous les autres supports OCTAL.

Relier les cosses 5 V du transformateur aux cosses 2 et 8 du support.

La figure 7 nous indique également que les anodes de la GZ32 se trouvent aux cosses 4 et 6. Il faut donc relier ces deux cosses à celles mentionnées 400 V du transformateur. La cosse centrale de la haute tension, cosse 0, va servir de masse de référence, le 0 V.

Toujours d'après la figure 7, la haute tension redressée est disponible sur la cosse 8, puisque fournie par la cathode de la GZ32.

Souder un fil de couleur rouge entre cette cosse 8 et une cosse de la self de filtrage.

Repartir de l'autre cosse et toujours avec du fil rouge, rejoindre le (+) du condensateur de filtrage C12.

Le (-) de ce même condensateur est à relier à la cosse 0 V de la haute tension. L'alimentation haute tension (H.T.) est prête à fonctionner.

Occupons nous maintenant de la basse tension 6,3 V qui sert au chauffage des filaments des tubes.

L'enroulement unique de 6,3 V~ est à redresser par un pont. La tension continue est ensuite énergiquement filtrée par une cellule en π .

Cette cellule de redressement/filtrage est réalisée sur un petit circuit imprimé dont le dessin des pistes cuivrées vous est proposé en figure 14A. La 14B vous donne le positionnement des composants.

Il suffit donc dans la pratique de raccorder les 2 cosses 6,3 V~ du transformateur au pont de diodes (pattes -).

Raccorder la résistance châssis R19 aux picots du module. Cette résistance est vissée au châssis, du côté opposé au pont redresseur (même vis de fixation).

Reprécisons que ce 6,3 V est uniquement réservé au chauffage des filaments des tubes EF86 et ECC83. La consommation totale est de 1,2 A.

Reste l'enroulement 2x3,15 V de puissance. Chaque tube EL34 consomme à

lui seul un courant de 1,5 A, soit un total de 6 A. Il n'est donc pas question d'alimenter ces filaments en continu. La cosse centrale de ce 6,3 V~ est à souder à la cosse 0 V de la haute tension. Des deux autres cosses partiront des fils torsadés vers les supports OCTAL des EL34. Le torsadage permet de réduire le bruit au maximum.

L'alimentation du «CLASSIQUE» est prête à fournir l'énergie nécessaire au bon fonctionnement de l'amplificateur. Voyons maintenant la partie électronique.

- L'amplification

- Les supports OCTAL

Commençons par nous occuper des supports OCTAL des EL34.

Vérifier que les 4 supports ont bien tous leur ergot de détrompage orienté vers le haut (face arrière de l'amplificateur).

En nous reportant à la figure 1, nous voyons que le chauffage filament se fait sur les cosses 2 et 7. Avec du fil torsadé, réunir ces cosses deux à deux, puis partir vers les cosses 3,15 V du transformateur.

Réunir ensuite les cosses 1 et 8 (shunt de la 3^e grille avec la cathode).

En nous reportant au schéma de principe de l'amplificateur, nous voyons que les cathodes des deux EL34 sont reliées ensembles ainsi qu'à un réseau RC de polarisation. Pour la résistance R16, nous avons choisi une résistance/dissipateur de 25 W.

Placer cette résistance entre les deux supports OCTAL afin qu'elle soit plaquée contre le coffret.

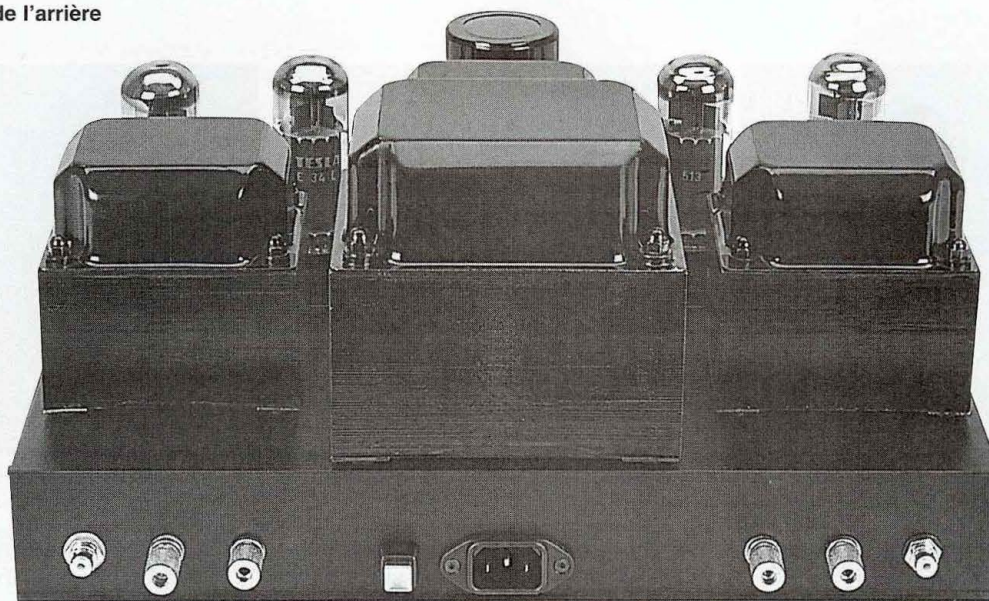
Les pattes de fixation doivent se trouver de part et d'autre de celles des supports OCTAL.

Avec du fil de cuivre étamé de 10/10^e, passer celui-ci dans le trou de la cosse à souder de la résistance de puissance WH25 et aller rejoindre de part et d'autre les cosses 1 et 8 des supports OCTAL.

Souder aux bornes de R16/ 220 Ω - 25 W le condensateur chimique axial C8 de 220 μ F (le (+) vers les cathodes).

Souder des fils aux cosses 3 et 4 de

Le châssis vu de l'arrière



chaque support, de couleur différente pour un meilleur repérage.

Ces fils vont aller s'interconnecter aux transformateurs de sortie.

La cosse 3 est celle d'anode (voir fig 1), les deux anodes sont donc à relier aux extrémités du primaire du transformateur de sortie.

La cosse 4 est celle de la «grille écran», les deux grilles sont à relier aux prises intermédiaires du primaire du transformateur de sortie, en faisant attention à ce que anode et grille de chaque tube EL34 correspondent bien à un demi-primaire du transformateur par rapport à la cosse centrale reliée elle à la haute tension.

- Les modules

Reste les grilles de «commande» des EL34, cosses 5, à relier aux résistances R14 et R15 des modules (déphaseur ECC83), picots T3 et T4.

Relier l'extrémité libre de la résistance de puissance R16 au picot de masse du module, puis de ce picot aller au (-) du condensateur de filtrage C12.

Relier le picot +H.T. au (+) du condensateur C12.

Relier le picot 6,3 V à la cosse de la résistance R19 (module de filtrage basse tension, côté C15).

Avec du câble blindé, relier l'entrée (E) du module au potentiomètre de volume.

Relier le picot (c.r.) au secondaire du transformateur de sortie, sur la cosse 4 Ω . En fonction de l'impédance de sortie désirée (4/8/16 Ω) et correspondant à vos besoins, souder un fil sur la cosse concernée et l'autre extrémité à la prise de sortie HP (bornier rouge).

Souder l'autre extrémité du secondaire à la prise de sortie HP (bornier noir), puis de là rejoindre la cosse 0 V du transformateur.

- Pour terminer

Relier le (-) du module redressement/filtrage 6,3 V à la cosse 0 V du transformateur d'alimentation.

Relier la cosse «écran» de ce même transformateur à la cosse 0 V.

Relier le (+) du condensateur de filtrage C12/470 μF aux cosses (+) des transformateurs de sortie (point milieu des enroulements primaires).

Souder un câble blindé à la prise Cinch d'entrée et raccorder l'autre extrémité au potentiomètre de volume. Un perçage à \varnothing 6 mm est prévu dans le châssis pour son passage.

Souder le condensateur C17 de 18 μF / 400 V entre la cosse d'arrivée du +H.T. sur la self et la masse (cosse (-)

du condensateur de 470 μF / 500 V).

Souder un fil entre le 0 V du transformateur et une cosse vissée au châssis.

Les interconnexions sont terminées.

PREMIÈRE MISE SOUS TENSION

Elle va tout d'abord permettre de vérifier le bon fonctionnement des alimentations haute tension (H.T.) et 6,3 volts aux bornes des supports des tubes (les tubes ne sont donc pas à ce moment insérés dans leurs supports NOVAL ou OCTAL). A vide nous relevons les tensions suivantes au multimètre :

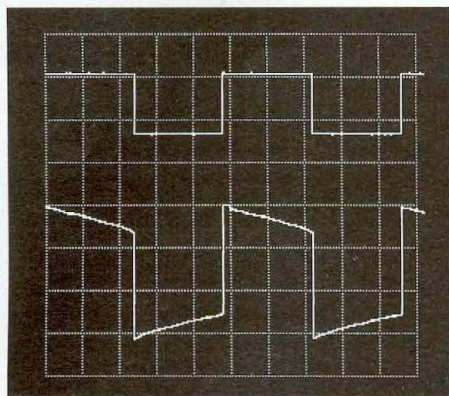
- Haute tension	: + 480 V
- 6,3 volts redressé / filtré	: + 6,62 V
- 6,3 volts alternatif	: 6,37 V ~

La seconde étape va vous permettre de contrôler le fonctionnement des deux cartes électroniques équipées des tubes EF86 et ECC83, l'une après l'autre.

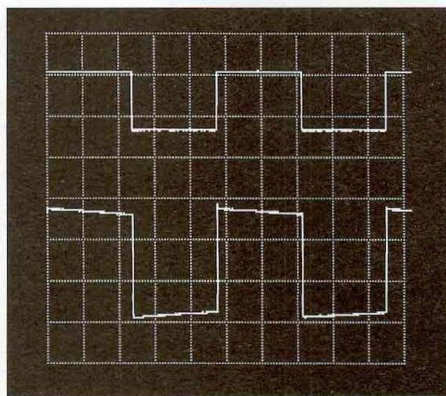
Un bon contrôle s'effectue à l'oscilloscope, en injectant un signal sinusoïdal de fréquence de 1 kHz issu d'un générateur BF, aux entrées du CLASSIQUE.

On peut ainsi vérifier la présence

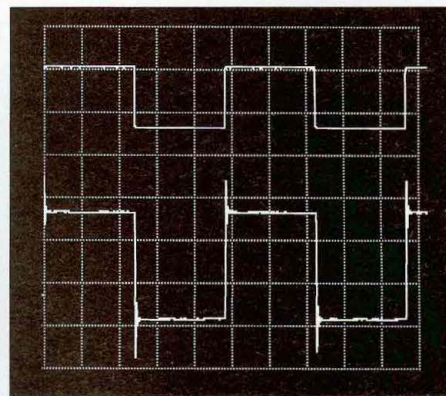
LE PUSH-PULL D'EL34 EN ULTRA-LINÉAIRE



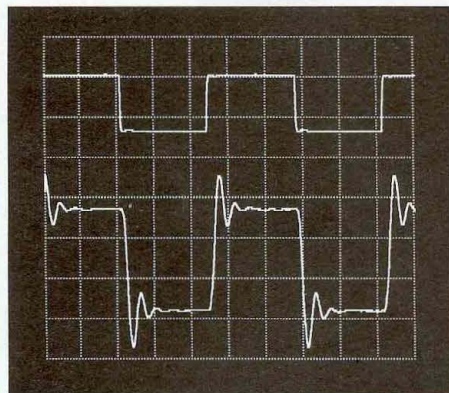
Oscillogramme A : signal carré à 20 Hz qui témoigne d'une bonne énergie dans le grave



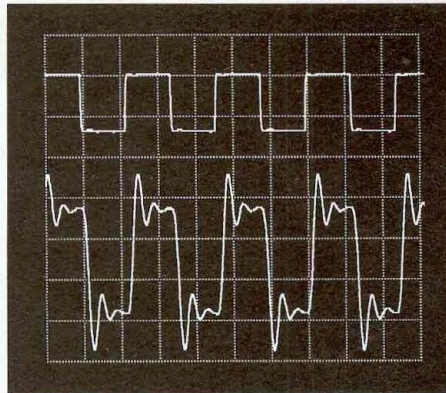
Oscillogramme B : signal carré à 100 Hz



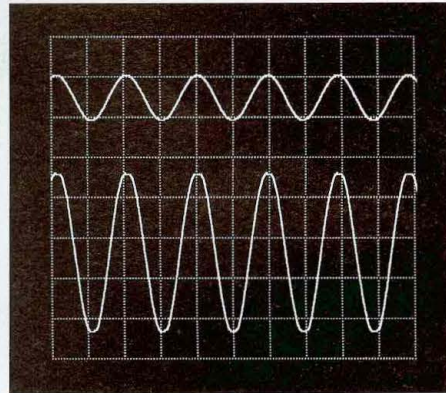
Oscillogramme C : signal carré à 1 kHz



Oscillogramme D : signal carré à 10 kHz la surs oscillation peut être facilement gommée



Oscillogramme E : signal carré à 20 kHz qui témoigne d'une large bande passante



Oscillogramme F : signal sinusoïdal à 1 kHz à l'écrêtage

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION

TRA1 - transformateur alimentation avec prise écran

- Primaire : 230 V ~
- Secondaire : 2 x 400 V
 - 1 x 6,3 V / 1,2 A
 - 2 x 3,15 V / 6 A
 - 1 x 5 V / 2 A

T5 - Valve GZ32 (ou GZ34) avec support OCTAL

SF1 - Self de filtrage 10H

C12 - 470 μ F / 500 V

C17 - 18 μ F / 400 V non polarisé

F1 - Porte fusible et fusible 1A

I1 - Interrupteur unipolaire

COMPOSANTS SUR CHÂSSIS

2 CINCH isolées

4 borniers HP (2 rouges + 2 noirs)

1 prise secteur châssis

2 boutons

2 coffrets IDDM Réf TM55360

4 pieds

- Divers

Fil de câblage de différentes couleurs

1 mm² et 0,38 mm²

Fil de cuivre étamé de 10/10°

Câble blindé

Cosses à souder

Visserie diverse de 3 mm et 4 mm

des deux signaux de même amplitude mais en opposition de phase aux bornes des résistances R12 et R13.

Le potentiomètre de volume est à mettre en position max.

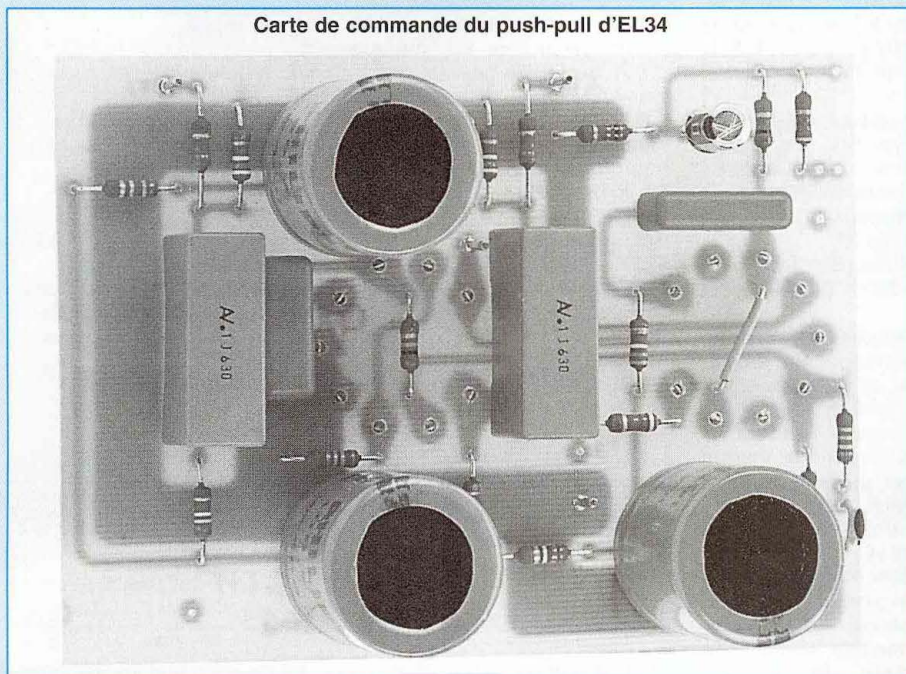
Si tout se passe bien, on peut équiper un canal de l'amplificateur de ses tubes de puissance EL34.

Des résistances R12 et R13, la sonde de l'oscilloscope va se connecter aux bornes de sortie d'un canal du CLASSIQUE. Une résistance de puissance de 8 Ω va charger le secondaire du transformateur.

On vérifie alors la puissance maximale obtenue à 1 kHz en régime sinusoïdal, puis pour terminer on observe la forme des signaux carrés de 100 Hz à 10 kHz.

Une même «manipe» s'opère sur le second canal.

Carte de commande du push-pull d'EL34



«réaction» se manifeste, il suffit d'inverser le sens de câblage du secondaire du transformateur, la cosse de 16 Ω devenant la cosse de référence 0 et ainsi de suite...

PREMIÈRE ÉCOUTE

Bien qu'ayant pris nos précautions lors de l'étude du CLASSIQUE (nombreux découplages, interconnexions courtes...), nous craignons à la première mise sous tension de l'appareil d'obtenir un rapport signal/bruit médiocre à cause de nos enceintes à haut rendement. Il n'en a rien été, à 2 m des enceintes c'est le silence. Quant à l'écoute, elle est excellente sur tout le spectre, avec un grave profond, ferme et puissant. Le médium/aigu est précis, il décortique les informations sans agressivité aucune.

L'écoute est un vrai plaisir, elle ne lasse pas, ne fatigue pas.

Bien que ne délivrant qu'une puissance de 2x20 Weff, on a l'impression de posséder une réserve d'énergie beaucoup plus importante (pas d'essoufflement) tant le CLASSIQUE est dynamique, nerveux.

POUR CONCLURE

Notre première approche de l'EL34 montée en push-pull ultra-linéaire a été convaincante. Déjà nous planchons sur une version modifiée travaillant en classe B (voir figure 2).

Nous vous en parlerons dans notre prochain numéro.

Bernard Duval

NOS MESURES

Les deux canaux sollicités à pleine puissance avec injecté aux entrées un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz, nous mesurons une haute tension de + 422 V. La puissance max à 1 kHz est de :

- canal droit : 20,96 Weff / 8 Ω
- canal gauche : 20,68 Weff / 8 Ω

La sensibilité d'entrée pour Pmax est de : 45 mVeff

Les oscillogrammes nous montrent la réponse du «CLASSIQUE» à différentes fréquences. Le temps de montée à 10 kHz est de seulement 2,2 μ s !

Avec un seul canal excité, la puissance

max à 1 kHz à l'écrêtage grimpe à 24,8 Weff, ce qu'indique notre oscillogramme F.

- L'oscillogramme A pris à 20 Hz montre le tonus qu'à «LE CLASSIQUE» dans le bas du spectre, aucune difficulté à craindre pour remuer les boomers.

- L'oscillogramme D a été pris en ayant ajouté en série avec la rétroaction C4/R7 une résistance de 4,7 k Ω . La suroscillation peut être gommée en shuntant la 4,7 k Ω par une capacité de 330 pF.

NOTA

Comme pour les études à tubes précédentes, si à la mise sous tension d'un canal du CLASSIQUE une violente

Erratum

FILTRE ACTIF Led N°145

Dans la nomenclature «Filtre passe-haut», il y a une inversion entre les résistances R7 et R8.

R8 doit avoir une valeur de 10 k Ω et R7 une valeur de 100 Ω , ce qui change tout. Le gain en tension passe en effet de 101 à 1,01.

Pour l'adaptateur de niveau, préférer pour IC1 et IC2 des NE5534AN et des OPA604 pour le Buffer, comme le mentionne le rédactionnel.

LE CLASSIQUE INTERCONNEXIONS

