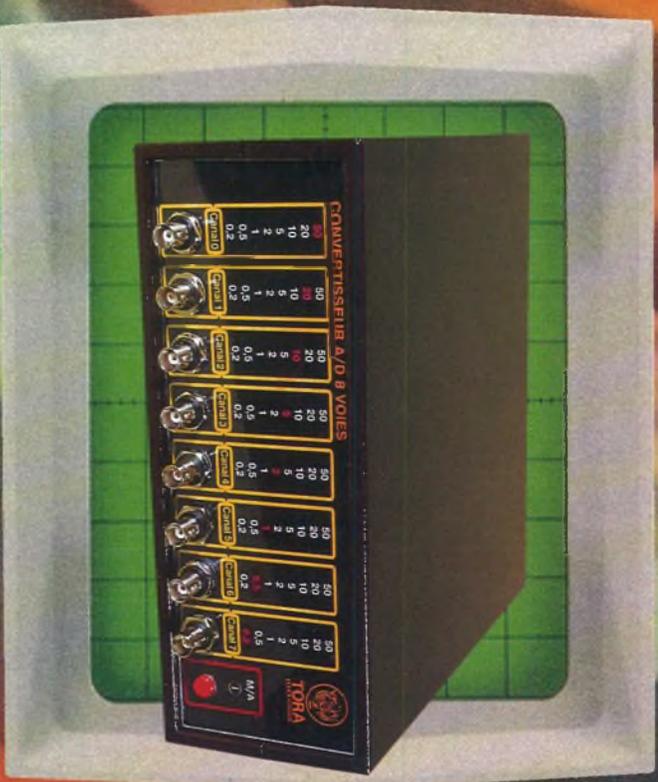


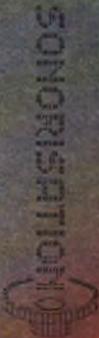
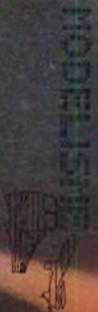
MENSUEL D'APPLICATIONS ELECTRONIQUES

N°25 - AVRIL 1993 - 15,00 F

HOBBI ELECTRONIC



ISSN 1157-4372



M4443 - 25 - 15,00 F





Votre spécialiste en électronique
a mis au point :

VOTRE CONFIGURATION INFORMATIQUE



Carte mère :
486 DLC 33 MHz
avec 128 K cache
et 4 Méga Octets
de RAM.

Minitour 200W

Carte Vidéo :
super VGA 1 Méga
1024x768
256 couleurs.

Carte contrôleur :
- 2 lecteurs de disquettes
- 2 HDD
- 2 sorties série COM1- COM2
- 1 parallèle LPT1
- 1 port joystick

1 DD 120 Méga
1 FD 3 1/2 - 1,44 Méga

Co-processeur arithmétique INTEL 387

Moniteur couleur orientable 14" : PITCH 0,28
multisynchro, haute résolution 1024x768

Clavier 102 touches Azerty étendu.

Souris (compatible Microsoft et PC) + tapis.

9890^F
TTC

La performance **MAXI** pour un prix **MINI**

En vente **UNIQUEMENT** dans les magasins
figurant au dos de couverture.

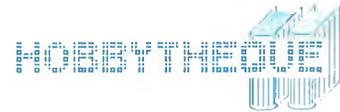


SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

La programmation des "uP" à la loupe (5ème partie). . . 2

Utilisation des MOS: les points importants à connaître:
Circuit MOS: généralités & les commutateurs
analogiques en détail 11



NOS REALISATIONS PRATIQUES

Réflexions sur la lumière:
Un jeu de lumière pas (à pas) comme les autres . . . 16

Les régimes "basses calories" pour vos montages
Les alimentations sans transformateur 22

Boîte à coucou (Ah que !) 33

Mise en oeuvre des transistors
Un clignoteur à transistor ou le principe
du multivibrateur astable 38

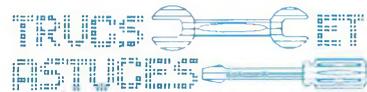
Le complément indispensable pour jouer des gammes
Unité d'acquisition 8 voies multi-calibres 42

En pages centrales détachables: Les circuits imprimés....

Sommaire permanent 54

NEWS 55

Pour vous abonner, rendez-vous en page 56



La programmation des "uP" à la loupe (5ème partie)

Nous voici de retour au coeur de ce domaine électronique qui fait oublier rapidement l'existence des électrons.

Nous avons analysé la dernière fois comment s'effectuaient le mouvement et les manipulations des données entre les différents registres et la mémoire. C'est ce qui constituait la partie mode d'adressage d'un microprocesseur.

Aujourd'hui, nous allons aborder un domaine plus abstrait: les directives d'assemblage.

Si un microprocesseur possède son propre langage pour pouvoir fonctionner, un assembleur (programme qui sert à élaborer un programme machine) possède également le sien.

Exercices

Comme à l'accoutumée, voici une série de questions qui vous permettront de vérifier que vous avez parfaitement bien assimilé les explications de la fois précédente.

Comme toujours, si un point reste obscur ou présente des lacunes, n'hésitez pas à relire l'article correspondant afin de rafraîchir vos connaissances.

Questions

1: Quels sont les modes d'adressage qui ne font pas référence à une adresse mémoire?

2: Quelle différence y a-t-il entre un adressage direct et un adressage étendu?

3: Quel est l'inconvénient majeur de l'adressage étendu face aux adressages indexés ou indirects?

4: Quel est le mode d'adressage qui utilise la technique des pointeurs?

5: Quelles sont les opérations possibles avec un adressage de bits?

6: Qu'est ce qu'une instruction mnémotique?

7: Convertissez le programme suivant en code objet (programme en langage 68705)

```

LDA    #20
ATT    DECA
       BNE  ATT
       RTS
    
```

8: Que fait le petit bout de programme de la question 7?

Réponses

1: L'adressage immédiat, l'adressage relatif et l'adressage inhérent. Chacun de ces modes joue soit sur les registres (adressage immédiat ou inhérent), soit sur les fonctions de contrôle (adressage inhérent) ou sur les branchements dans le programme (adressage relatif).

2: L'adressage direct est une forme particulière d'adressage étendu, dans lequel le MSB de l'adresse mémoire sélectionnée est nul et par conséquent n'a pas besoin d'être rappelé. Dans le cas de l'adressage étendu, c'est l'adresse complète qui est donnée.

3: Dans le cas de l'adressage étendu (ainsi que dans l'adressage direct), la variable définie dans le programme est figée du point de vue de l'adresse occupée en mémoire. Cela interdit toute manipulation simple de tables ou de tableaux.

4: L'adressage indirect. Ce type d'adressage permet de manipuler des tableaux dont la taille et la structure peuvent changer au cours de l'évolution du programme (ce qui n'est pas le cas avec un adressage indexé).

5: Test, mise à 1 ou mise à 0 du bit correspondant.

6: C'est une instruction qui permet de représenter symboliquement la tâche que devra effectuer un microprocesseur. La succession de ces instructions symboliques permet d'établir un source du programme que devra exécuter le microprocesseur.

7: La décomposition en code objet est la suivante:

A6	14	(2)
4A		(4)
26	FD	(4)
81		(6)

Ceux qui auront marqué A6 20 à la première ligne pourront considérer leur réponse comme exacte puisque la représentation des données fait partie des directives d'assemblage (partie qui sera vue cette fois-ci). La valeur 20 est une valeur décimale alors que le programme objet n'admet que des valeurs hexadécimales (d'où la valeur 14 qui est donnée dans la réponse). A la troisième ligne, l'instruction BNE ATT est à remplacer par BNE -3 d'où la valeur FD (complément



à 2). Les valeurs entre parenthèses donnent la durée de chaque instruction.

8: Ce programme réalise une boucle d'attente. Il réalise vingt fois une boucle de 4 + 4 cycles d'horloge, c'est à dire 320 cycles d'horloge. A cette valeur il faut ajouter les 2 cycles du LDA et les 6 du RTS pour avoir la durée du sous programme. Et comme vous savez tous compter, vous arrivez à un total de 335 cycles d'horloge pour cette boucle d'attente. Et ne me dites pas qu'il y a une erreur de 7 coups d'horloge car il faudrait peut être également penser à prendre en compte la durée du JSR qui nous y a conduit.

Nous voici arrivés à la fin de ces révisions sommaires. Si vous avez répondu à toutes les questions sans trébucher, vous êtes donc prêt à affronter les nouvelles notions qui vont être abordées maintenant.

La représentation des données

L'objectif de tous ces différents articles est de vous rendre capable de comprendre, mais aussi d'écrire des programmes en langage assembleur.

Tout comme pour les langages évolués (C, PASCAL, BASIC, etc...) le langage assembleur possède ses règles qui doivent être respectées lors de l'élaboration d'un programme.

La première porte sur la représentation des données numériques qui peuvent prendre de nombreuses formes.

Dans le premier article de cette série (N°19), l'accent était fortement porté sur la manière de transcrire les données. D'une donnée décimale, nous étions passés à la même donnée en binaire, que nous avons ensuite transformée en octal puis en hexadécimal. Dans tous les cas, cette donnée conservait la même valeur. Seule la façon de la représenter changeait.

Pour que l'assembleur puisse reconnaître la manière dont a été écrite cette donnée, il importe d'adopter une codification dans la manière de l'écrire.

Deux grandes philosophies de représentation de ces différentes valeurs se dégagent: la philosophie INTEL et la philosophie MOTOROLA. Le premier a décidé de donner le type de représentation après la valeur et le second avant.

Dans le cas de la philosophie INTEL, une variable numérique doit toujours commencer par un caractère numérique. En cas de litige, c'est le chiffre 0 qui joue ce rôle.

La représentation décimale

Certainement la plus simple à employer car c'est la méthode par défaut. En effet, quand l'assembleur rencontre une variable numérique sans aucun paramètre complémentaire (avant ou après), il décide d'utiliser la représentation décimale.

Attention, certains assembleurs qui utilisent la philosophie INTEL offrent à l'utilisateur la possibilité de pouvoir redéfinir le type de représentation par défaut d'une variable numérique (fonction .RADIX par exemple). La philosophie MOTOROLA n'envisage pas ce type d'opération.

Afin qu'aucun doute ne subsiste à chaque étape de l'assemblage (tout du moins pour le débutant) il va donc falloir coder également la représentation décimale.

Pour ce faire, il suffit de faire suivre la valeur numérique de la lettre D (comme décimale) pour distinguer ce type de représentation.

Exemple: la variable numérique décimale 10 s'écrira 10 en philosophie MOTOROLA et 10 ou 10D en philosophie INTEL.

La représentation octale

Suite aux explications qui ont été données sur la représentation décimale, la représentation octale en philosophie INTEL est facile à deviner. Il suffit de faire suivre la variable numérique de la lettre O (comme octale).

Dans la philosophie MOTOROLA, la valeur sera précédée du symbole @.

Exemple: la variable numérique décimale 10 s'écrira @12 en philosophie MOTOROLA et 12O en philosophie INTEL.

La représentation binaire

De plus en plus fort. Vous ne serez pas surpris si je vous dis qu'une valeur binaire en philosophie INTEL doit être suivie de la lettre B (comme binaire) pour la distinguer.

Dans la philosophie de type MOTOROLA, la valeur doit être précédée du symbole %.

Exemple: la variable numérique décimale 10 s'écrira %00001010 en philosophie MOTOROLA et 00001010B en philosophie INTEL.

La représentation hexadécimale

Maintenant que vous êtes familiarisés avec ces types de représentation, vous avez déjà deviné qu'en philosophie INTEL, il suffit d'ajouter la lettre H (comme hexadécimale) pour définir ce type de valeur.

Pour les microprocesseurs de la famille 6800, cette valeur doit être précédée du symbole \$.

Exemple: la variable numérique décimale 10 s'écrira \$A en philosophie MOTOROLA et 0AH en philosophie INTEL. Vous aurez remarqué la présence du 0 dans le cas de la symbolisation INTEL.

La représentation ASCII

Comme vous êtes pressés! Que celui qui a dit qu'il suffisait d'ajouter la lettre A (comme ASCII) pour cette représentation lève le doigt! Qu'il m'explique donc ce qu'est la norme ASCII! M'enfin.

La norme ASCII (American Standard Code for Information Interchange) est utilisée pour pouvoir coder la représentation des caractères alphanumériques au niveau des systèmes à microprocesseurs. C'est l'équivalent pour l'informatique du codage Baudot qui est utilisé pour le télégraphe.

Rappelez-vous, un microprocesseur n'est capable de comprendre que des "0" ou des "1". La notion d'alphabet lui est complètement étrangère. Or pour les hommes, c'est la principale manière de s'exprimer. Il a donc fallu trouver une méthode qui fasse qu'un ordinateur soit capable d'exprimer des résultats en utilisant le langage des humains. C'est la norme ASCII qui, à chaque caractère d'écriture, a associé un code numérique.

Ce codage est utilisé pour convertir en données binaires les caractères qui sont saisis sur un clavier et inversement lors de l'affichage sur un écran. Il est également utilisé lors d'échanges d'informations entre deux ordinateurs par des liaisons séries ou modems par exemple.



HEX	MSD	0	1	2	3	4	5	6	7
LSD	BITS	000	001	010	011	100	101	110	111
0	0000	NUL	DLE	SPACE	0	@	P	-	p
1	0001	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q
2	0010	STX	DC2	"	2	B	R	b	r
3	0011	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
4	0100	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
5	0101	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	0110	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	0111	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	1000	BS	CAN	(8	H	X	h	x
9	1001	HT	EM)	9	I	Y	i	y
A	1010	LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
B	1011	VT	ESC	+	;	K	[k	{
C	1100	FF	FS	,	<	L	\	l	--
D	1101	CR	GS	-	=	M]	m	}
E	1110	SO	RS	.	>	N	^	n	~
F	1111	SI	US	/	?	O	←	o	DEL

LES SYMBOLES ASCII

NUL	— Null	DLE	— Data Link Escape
SOH	— Start of Heading	DC	— Device Control
STX	— Start of Text	NAK	— Negative Acknowledge
ETX	— End of Text	SYN	— Synchronous Idle
EOT	— End of Transmission	ETB	— End of Transmission Block
ENQ	— Enquiry	CAN	— Cancel
ACK	— Acknowledge	EM	— End of Medium
BEL	— Bell	SUB	— Substitute
BS	— Backspace	ESC	— Escape
HT	— Horizontal Tabulation	FS	— File Separator
LF	— Line Feed	GS	— Group Separator
VT	— Vertical Tabulation	RS	— Record Separator
FF	— Form Feed	US	— Unit Separator
CR	— Carriage Return	SP	— Space (Blank)
SO	— Shift Out	DEL	— Delete
SI	— Shift In		

Le tableau ci-dessus donne cette table de codage ASCII.

Si vous la regardez de plus près, vous remarquerez qu'elle est décomposée en deux zones.

La première comporte tous les caractères de contrôles. C'est elle qui va définir tous les mouvements d'un caractère par rapport à un autre. Se sont tous les codes qui sont compris entre 0 et 31 et le code 127 (00H à 1FH et 07FH).

Vous ne voyez pas à quoi cela correspond! C'est pourtant simple. Puisque vous lisez cet article, vous avez sans aucun doute remarqué qu'il est constitué de mots qui sont assemblés pour constituer une phrase. Certaines phrases sont suivies par une autre. D'autres vont au début de la ligne suivante. Il y a donc une différence et c'est le rôle des caractères de contrôle d'établir cette différence. Par exemple, le code CR (Carriage Return ou retour chariot: code 0DH ou 13D) fait revenir le pointeur au début de la ligne. Le code LF (Line Feed ou saut de ligne: code 0AH ou 10D) le fait passer à la ligne suivante. En langage informatique, le passage au début de la ligne suivante se traduira par l'utilisation du code CR suivi du

code LF (0DH, 0AH dans la mémoire du microprocesseur).

La deuxième partie de cette table est constituée de la partie transcodage des caractères (codes 32 à 126 (20H à 7EH)).

Ainsi la lettre "A" aura pour code 41H ou 65D. Le chiffre "0" aura pour code 30H ou 48D.

Pour coder le mot BONJOUR, il faudra rentrer les valeurs 42H, 4FH, 4EH, 4AH, 4FH, 55H et 52H dans la mémoire du microprocesseur.

Vous pourrez remarquer que cette table ne comporte que 128 caractères. C'est la vraie (et unique) table de codes ASCII. Que ceux qui possèdent des tables de 256 codes soient prudents dans leur utilisation. Les 128 codes supplémentaires ne sont généralement valides que sur un type de machine particulier. Il serait dangereux de généraliser leur usage.

Si l'écriture du programme commençait à se simplifier, la saisie des messages semble devoir se compliquer à nouveau.

Le but d'un assembleur est avant tout de simplifier au maximum la tâche de celui qui doit écrire un programme. La saisie de chaînes de caractères s'opère en encadrant la lettre, le mot ou la phrase par des apostrophes.

Ainsi l'instruction LDA #0 placera la valeur 0 dans l'accumulateur A.

L'instruction LDA #'0' placera le code ASCII du chiffre 0 dans l'accumulateur (à savoir 48D ou 30H).

Dans le premier cas, c'est la valeur numérique qui est manipulée. Dans le second cas c'est le symbole d'écriture qui est utilisé.

Attention, si pour presque tous les codes, cette représentation est aisée, il en reste un qui pose problème. C'est l'apostrophe par lui-même. Ainsi la chaîne 'aujourd'hui' risque au moment de l'assemblage de se transformer en aujourd.

Il n'y a pas de règle précise pour éviter ce genre de problèmes. Certains assembleurs admettent le doublement de l'apostrophe comme reconnaissance du code ASCII ('aujourd''hui'). D'autres imposent d'utiliser la valeur numérique (aujourd',27H,'hui'). 27H étant le code ASCII de l'apostrophe.

La structure d'un source assembleur

Les principes qui viennent d'être exposés sur la représentation des variables sont des règles générales et peuvent être sujets à quelques modifications en fonction du type d'assembleur utilisé. Ces définitions sont liées à un programme et non pas à un composant. Cette règle restera valable également pour la suite des explications.

Maintenant que nous savons représenter toutes les sortes de variables qui peuvent être utilisées dans un programme, voyons comment doit être structuré un source assembleur.

Il y a tout d'abord les assembleurs qui acceptent toutes les dispositions (succession d'instructions sur la même ligne). Certainement très performants quant à l'assemblage, ils n'en demeurent pas moins complètement inexploitable

```

;
;--- Calcul valeur ascii numero de carte
;
getval    mov     a,r1           ;Saisie dizaine numero de carte
          subb   a,#'0'         ;Conversion ASCII hexa
          jc     geterr         ;Saut si caractere incorrect
          mov    r1,a           ;Sauvegarde valeur
          subb   a,#10          ;Test si valeur correcte
          jnc   geterr         ;Saut si non
          mov    a,r2           ;Saisie dizaine numero de carte
          subb   a,#'0'         ;Conversion ASCII hexa
          jc     geterr         ;Saut si caractere incorrect
          mov    r2,a           ;Sauvegarde valeur
          subb   a,#10          ;Test si valeur correcte
          jnc   geterr         ;Saut si non
          mov    B,#10          ;Valeur de multiplication
          mov    a,r1           ;Saisie dizaine
          mul    ab             ;Calcul dizaine
          add    a,r2           ;Calcul valeur finale
          ret
geterr    mov     a,#-1         ;Saisie valeur d'erreur
          ret

```

moment de la mise au point du programme. Je dirais que le seul intérêt de ce type d'assembleur est de faire faire de l'économie de papier.

Le second impose de respecter une forme particulière de mise en page (pour qu'il puisse s'y retrouver). Si lui, arrive à s'y retrouver, vous, vous y arriverez encore plus facilement. Et cela vous sera bénéfique au moment où vous vous arracherez les cheveux lors de la mise au point de ce programme qui ne fait pas du tout ce que vous lui aviez demandé. Remarquez, libre à vous d'être chauve avant l'heure!

La disposition d'un source assembleur s'opère suivant quatre colonnes différentes (voir l'exemple en haut de page).

La première contient toutes les étiquettes (ou labels). Ces étiquettes servent à définir les points de branchement en cas d'instructions de sauts ou d'appel à des sous-programmes, les noms des variables de substitution, etc.

La seconde contient l'instruction mnémotique. C'est cette instruction qui sera exécutée par la suite par le microprocesseur.

La troisième contient l'opérande. C'est la donnée complémentaire qui permet de définir complètement l'instruction.

La dernière sert à recevoir les commentaires. Ceux-ci doivent commencer impérativement par un point virgule. Tout ce qui suit ce point virgule est ignoré par l'assembleur jusqu'à la fin de la ligne. Vous pouvez donc y mettre tout ce

que vous voulez (même les injures les plus grossières). C'est certainement la zone la plus importante qui se trouve sur un source. N'ayez pas peur de l'utiliser à tour de bras. Vous ne le regretterez absolument pas quand vous reviendrez plus tard sur ce programme. Il n'est pas toujours facile de se remémorer l'astuce qui a été employée à tel ou tel point du programme quand vous y revenez en différé.

L'exemple ci-contre illustre un programme écrit pour un 8051. Les quatre colonnes qui ont été données dans les explications y sont bien visibles. C'est comme cela que vous devez écrire vos programmes.

Structure d'un listing assembleur

Un listing est la représentation du source après le traitement d'assemblage. Il reprend la structure du source mais, en plus, y a ajouté deux colonnes supplémentaires. Ces deux colonnes viennent se placer avant les quatre du source.

La première contient l'adresse où vient se placer l'instruction.

La seconde contient le code objet de l'instruction. Ces deux colonnes peuvent ne pas présenter d'intérêt au premier abord mais elles s'avèrent indispensables lors de la mise au point. Elles permettent de suivre pas par pas le déroulement du programme et vérifier que tout se passe bien comme prévu.

```

0797    0364                ;
0798    0364                ;--- Calcul valeur ascii numero de carte
0799    0364                ;
0800    0364 E9            getval    mov     a,r1           ;Saisie dizaine numero de carte
0801    0365 94 30        subb   a,#'0'         ;Conversion ASCII hexa
0802    0367 40 16        jc     geterr         ;Saut si caractere incorrect
0803    0369 F9            mov    r1,a           ;Sauvegarde valeur
0804    036A 94 0A        subb   a,#10          ;Test si valeur correcte
0805    036C 50 11        jnc   geterr         ;Saut si non
0806    036E EA            mov    a,r2           ;Saisie dizaine numero de carte
0807    036F 94 30        subb   a,#'0'         ;Conversion ASCII hexa
0808    0371 40 0C        jc     geterr         ;Saut si caractere incorrect
0809    0373 FA            mov    r2,a           ;Sauvegarde valeur
0810    0374 94 0A        subb   a,#10          ;Test si valeur correcte
0811    0376 50 07        jnc   geterr         ;Saut si non
0812    0378 75 F0 0A      mov    B,#10          ;Valeur de multiplication
0813    037B E9            mov    a,r1           ;Saisie dizaine
0814    037C A4            mul    ab             ;Calcul dizaine
0815    037D 2A            add    a,r2           ;Calcul valeur finale
0816    037E 22            ret
0817    037F 74 FF geterr  mov    a,#-1         ;Saisie valeur d'erreur
0818    0381 22            ret

```


Les habitués du 8051 auraient déjà dû me faire remarquer que l'instruction MOV B,#data n'existe pas. Si ce n'est eux, l'assembleur me l'aura plus ou moins gentiment signalé de toute façon. Qu'à cela ne tienne! Je rajoute la ligne

```
B EQU 0F0H
```

et l'erreur est rattrapée. Je n'ai plus besoin dans la suite de l'écriture du programme de me soucier que le registre B du 8051 se trouve à l'adresse 0F0H de la mémoire interne de ce micro-contrôleur.

La fonction EQU sert donc aussi bien à définir la valeur que l'adresse de l'étiquette qui lui est associée.

Attention, la directive EQU ne peut être appliquée qu'une seule fois à une étiquette. Quand une variable a été définie, elle ne peut plus changer de valeur dans la suite du programme.

La directive DB (ou DEFB ou FCB)

Placement d'un octet dans le programme à l'adresse courante.

Cette directive est bien pratique pour pouvoir initialiser une variable en mémoire. Les trois formes possibles de cette directive appartiennent respectivement à des assembleurs pour 8085, Z80 et 6800.

Force est d'admettre qu'à partir de cet instant chacune des directives va devenir fonction de l'assembleur utilisé. Il va donc être difficile d'établir une liste de toutes ces directives et d'expliquer leur rôle. Seules les plus utiles seront exposées maintenant.

Cette directive DB a déjà été utilisée dans les exemples de l'article de la fois précédente (preuve qu'il est difficile d'écrire un programme sans l'utiliser). Elle offre deux fonctions. La première est de réserver un emplacement mémoire pour pouvoir par la suite venir y stocker une variable. La seconde est justement d'initialiser le contenu de cette variable, c'est à dire de définir la valeur qu'elle devra prendre au lancement du programme. Si ce programme est en EPROM, il est évident qu'il sera difficile de la modifier par la suite. (fréquent sur un micro-contrôleur).

Par contre, dans le cas de constantes intégrées au programme pas de problème. L'exemple qui avait été donné la fois précédente admet parfaitement ce type de traitement.

```
mem0 DB 0
      BRA PG0
      DB 1
      BRA PG1
      DB 2
      BRA PG2
```

Dans cet exemple, la directive DB avait permis d'introduire des constantes de comparaison pour effectuer le branchement indexé.

Petite remarque au passage. Certains d'entre vous pourraient me reprocher d'avoir utilisé la directive DB en place de la directive FCB. Y a-t-il erreur du fait que cet exemple de programme est pour un 68705 et par conséquent dans la lignée de la philosophie MOTOROLA? Il n'y a pas d'erreur si l'assembleur utilisé est un cross assembleur (c'est à dire un assembleur qui est capable d'assembler un programme destiné à un autre type de processeur que celui qui se trouve sur la machine qui a servi à l'assemblage). Ce type de programme est généralement très souple quant aux directives employées.

La directive DW (ou DEFW ou FDB)

Cette directive est identique à la précédente sauf qu'elle porte sur un mot de seize bits au lieu d'un octet. La réservation n'est plus de un mais de deux octets.

Si pour la directive DB, FCB jouait exactement le même rôle, dans le cas de la directive DW, FDB est légèrement différente. La différence porte sur l'ordre de rangement du LSB par rapport au MSB et est liée au type de microprocesseur. Dans le cas des microprocesseurs qui respectent la philosophie INTEL, le LSB est rangé avant le MSB. Pour ceux qui sont suivant la philosophie MOTOROLA, c'est le MSB qui est rangé en premier.

La directive DS (ou DEFS ou RMB)

Ces directives plus rares d'utilisation que les précédentes permettent de réserver une zone mémoire en spécifiant sa longueur.

```
BUFFER DS 256
```

réservera une zone de 256 octets à l'emplacement courant du programme. En fonction des types d'assembleurs, il peut être possible de spécifier la valeur de l'octet de remplissage.

Voilà, l'excursion dans les directives d'assemblage s'arrêtera ici. Il en existe de nombreuses autres qui sont propres à chaque assembleur. Il y a par exemple

moyen de définir le format de l'imprimante pour l'édition du listing ou alors de définir l'entête qui sera ajoutée automatiquement au début de chaque page du listing. Comme vous pouvez le constater, cela nous éloigne beaucoup de la notion de programmation qui est le sujet principal de cet article.

La table des étiquettes et les références croisées

Un dernier mot sur ces directives d'assemblage pour signaler deux fonctions d'aide à la mise au point.

Tout d'abord, la table des étiquettes. C'est une table qui regroupe toutes les étiquettes ou les labels qui sont utilisés dans le programme en précisant leurs valeurs.

La table des références croisées (ou cross reference) regroupe toutes les étiquettes ou les labels en donnant tous les numéros de lignes du programme où elles sont utilisées.

Conclusions

Ainsi s'achève ce voyage dans les pseudo-instructions des langages assembleurs.

Comme vous avez pu le constater, les directives données sont très simples d'emploi dès l'instant que l'on a compris leur rôle dans le programme.

Elles demeurent cependant indispensables pour que le programme devienne compréhensible pour toutes les personnes qui pourraient avoir accès aux sources.

Pour conclure totalement cet article, vous trouverez dans les pages suivantes, une suite des tables d'instructions de microprocesseurs et micro-contrôleurs de la famille des 8 bits. Ces tables sont le résumé des instructions d'un microprocesseur donné. Elles sont des plus pratiques pour développer rapidement des programmes quand vous n'êtes pas encore familiarisés avec un langage donné. Elles permettent de retrouver rapidement une instruction et d'avoir une vue globale sur ce qu'il est possible de faire ou de ne pas faire.

E. DERET

Opérations arithmétiques

Mnémonique	Description	N	Cik	O.C.
ADD A,Rn	Add register to A	1	12	28+r
ADD A,direct	Add direct byte to A	2	12	25
ADD A,@Ri	Add indirect RAM to A	1	12	26+i
ADD A,#data	Add immediate data to A	2	12	24
ADDC A,Rn	Add register to A with carry	1	12	38+r
ADDC A,direct	Add direct byte to A with carry	2	12	35
ADDC A,@Ri	Add indirect RAM to A with carry	1	12	36+i
ADDC A,#data	Add immediate data to A with carry	2	12	34
SUBB A,Rn	Subtract register from A with borrow	1	12	98+r
SUBB a,direct	Subtract direct byte from A with borrow	2	12	95
SUBB A,@Ri	Subtract indirect RAM from A with borrow	1	12	96+i
SUBB A,#data	Subtract immediat data from A with borrow	2	12	94
INC A	Increment accumulator	1	12	04
INC Rn	Increment register	1	12	08+r
INC direct	Increment direct byte	2	12	05
INC @,Ri	Increment indirect RAM	1	12	06+r
DEC A	Decrement accumulator	1	12	14
DEC Rn	Decrement register	1	12	18+r
DEC direct	Decrement direct byte	2	12	15
DEC @Ri	Decrement indirect RAM	1	12	16+i
INC DPTR	Increment Data Pointer	1	24	A3
MUL AB	Multiply A & B	1	48	A4
DIV AB	Divide A by B	1	48	84
DA A	Decimal adjust accumulator	1	12	D4

Opérations Logiques

ANL A,Rn	AND register to A	1	12	58+r
ANL A,direct	AND direct byte to A	2	12	55
ANL A,@Ri	AND indirect RAM to A	1	12	56+i
ANL A,#data	AND immediate data to A	2	12	54
ANL direct,A	AND A to direct byte	2	12	52
ANL direct,#data	AND immediate data to direct byte	3	24	53
ORL A,Rn	OR register to A	1	12	48+r
ORL A,direct	OR direct byte to A	2	12	45
ORL A,@Ri	OR indircet RAM to A	1	12	46+i
ORL A,#data	OR immediate data to A	2	12	44
ORL direct,A	OR A to direct byte	2	12	42
ORL direct,#data	OR immediate data to direct byte	3	24	43
XRL A,Rn	Exclusive OR register to A	1	12	68+r
XRL A,direct	Exclusive OR direct byte to A	2	12	65
XRL A,@Ri	Exclusive OR indirect RAM to accumulator	1	12	66+i
XRL A,#data	Exclusive OR immediate data to accumulator	2	12	64
XRL direct,A	Exclusive OR accumulator to direct byte	2	12	62
XRL direct,#data	Exclusive OR immediate data to direct byte	3	24	63
CLR A	Clear accumulator	1	12	D4
CPL A	Complement accumulator	1	12	F4
RL A	Rotate accumulator left	1	12	23

Opérations logiques (suite)

Mnémonique	Description	N	Cik	O.C.
RLC A	Rotate A left through the carry	1	12	33
RR A	Rotate A right	1	12	03
RRC A	Rotat A right through the carry	1	12	13
SWAP A	Swap nibbles within the accumulateur	1	12	C4

Transfert de données

MOV A,rn	Move register to A	1	12	E8+r
MOV A,direct	Move direct byte to A	2	12	E5
MOV A,@Ri	Move indirect RAM to A	1	12	E6+i
MOV A,#data	Move immediate data to A	2	12	74
MOV Rn,A	Move A to register	1	12	F8+r
MOV Rn,direct	Move direct byte to register	2	24	A8+r
MOV Rn,#data	Move immediate data to register	2	12	78+r
MOV direct,A	Move A to direct byte	2	12	F5
MOV direct,Rn	Move regsiter to direct byte	2	24	88+r
MOV direct,direct	Move direct byte to direct	3	24	85
MOV direct,@Ri	Move indirect RAM to direct byte	2	24	86+i
MOV direct,#data	Move immediate data to direct byte	3	24	75
MOV @Ri,A	Move A to indirect RAM	1	12	F6+i
MOV @Ri,direct	Move direct byte to indirect RAM	2	24	A6+i
MOV @Ri,#data	Move immediate data to indirect RAM	2	12	76+i
MOV DPTR,#data16	Load data pointer with a 16 bit constant	3	24	90
MOVC A,@A+DPTR	Load data pointer with a 16 bit constant	3	24	93
MOVC A,@A+PC	Move code byte relative to PC to accumulator	1	24	83
MOVX A,@Ri	Move external RAM (8 bit adress) to accumulator	1	24	E2+i
MOVX A,@DPTR	Move external RAM (16 bit adress) to accumulator	1	24	E0
MOVX @Ri,A	Move A to external RAM (8)	1	24	F2+i
MOVX @DPTR,A	Move A to external RAM (16)	1	24	F0
PUSH direct	Push direct byte onto stack	2	24	C0
POP direct	Pop direct byte from stack	2	24	D0
XCH A,Rn	Exchange register with A	1	12	C8+r
XCH A,direct	Exchange direct byte with A	2	12	C5
XCH A,@Ri	Exchange indirect RAM with A	1	12	C6+i
XCHD A,@Ri	Exchange low order digit indirect RAM with accumulator	1	12	D6+i

Manipulation de variables booléennes

CLR C	Clear carry	1	12	C3
CLR bit	Clear direct bit	2	12	C2
SETB C	Set carry	1	12	D3
SETB bit	Set direct bit	2	12	D2
CPL C	Complement carry	1	12	B3
CPL bit	Complement direct bit	2	12	B2
ANL C,bit	AND direct bit to carry	2	24	82
ANL C,/bit	AND complement of direct bit to carry	2	24	B0



INSTRUCTIONS 8051 (suite)

Manipulation de variables booléennes (suite)

Mnémonique	Description	N	Clk	O.C.
ORL C,bit	OR direct bit to carry	2	24	72
ORL C,/bit	OR complement of direct bit to carry	2	24	A0
MOV C,bit	Move direct bit to carry	2	12	A2
MOV bit,C	Move carry to direct bit	2	24	92
JC rel	Jump if carry set	2	24	40
JNC rel	Jump if carry not set	2	24	50
JB bit,rel	Jump if direct bit set	3	24	20
JNB bit,rel	Jump if direct bit not set	3	24	30
JBC bit,rel	Jump if direct bit set & clear	3	24	10

Branchements de programmes

ACALL addr11	Absolute subroutine call	2	24	x + 11
LCAL addr16	Long subroutine call	3	24	12
RET	Return from subroutine	1	24	22
RETI	Return from interrupt	1	12	32
AJMP addr11	Absolute jump	2	24	x + 01
LJMP addr16	Long jump	3	24	02
SJMP rel	Short jump (relative addr)	2	24	80
JMP @A+DPTR	Jump indirect relative to DPTR	1	24	73
JZ rel	Jump if A zero	2	24	60
JNZ rel	Jump if A not zero	2	24	70
CJNE A,direct,rel	Compare direct byte to A and jump if not equal	3	24	B5
CJNE A,#data,rel	Compare immediate to A and jump if not equal	3	24	B4
CJNE Rn,#data,rel	Compare immediate to register and jump if not equal	3	24	B8 + r
CJNE @Ri,#data,rel	Compare immediate to indirect and jump if not equal	3	24	B6 + i
DJNZ Rn,rel	Decrement register and jump if not zero	3	24	D8 + r
DJNZ direct,rel	Decrement direct byte and jump if not zero	3	24	D5

Contrôle

NOP	No operation	1	12	00
-----	--------------	---	----	----

Convention de construction des instructions

x = A10-A9-A8 x 32 (MSB adresse)
 r = 0 à 7 (Numéro de registre)
 i = 0 à 1 (Numéro de registre indirect)

INSTRUCTIONS 8048

Opérations arithmétiques et logiques sur l'accumulateur

Mnémonique	Description	N	Cy	O.C.
ADD A,R	Add register to A	1	1	68+r
ADD A,@R	Add indirect RAM to A	1	1	60+i
ADD A,#data	Add immediate data to A	2	2	03
ADDC A,R	Add register to A with carry	1	1	78+r
ADDC A,@R	Add indirect RAM to A with carry	1	1	70+i
ADDC A,#data	Add immediate data to A with carry	2	2	13
ANL A,R	AND register to A	1	1	58+r
ANL A,@R	AND indirect RAM to A	1	1	50+i
ANL A,#data	AND immediate data to A	2	2	53
ORL A,R	OR register to A	1	1	48+r
ORL A,@R	OR indirect RAM to A	1	1	40+i
ORL A,#data	OR immediate data to A	2	2	43
XRL A,R	Exclusive OR register to A	1	1	D8+r
XRL A,@R	Exclusive OR indirect RAM to accumulator	1	1	D0+i
XRL A,#data	Exclusive OR immediate data to accumulator	2	2	D3
INC A	Increment accumulator	1	1	17
DEC A	Decrement accumulator	1	1	07
CLR A	Clear accumulator	1	1	27
CPL A	Complement accumulator	1	1	37
DA A	Decimal adjust A	1	1	57
SWAP A	Swap nibbles within A	1	1	47
RL A	Rotate accumulator left	1	1	E7
RLC A	Rotate accumulator left through the carry	1	1	F7
RR A	Rotate accumulator right	1	1	77
RRC A	Rotat Accumulator right through the carry	1	1	67

Entrées / sorties

IN A,P	Input port to A	1	2	08+p
OUTL P,A	Output A to port	1	2	38+p
ANL P,#data	And immediate to port	2	2	98+p
ORL P,#data	Or immediate to port	2	2	88+p
INS A,BUS	Input BUS to A	1	2	08
OUTL BUS,A	Ouput A to BUS	1	2	02
ANL BUS,#data	And immediate to BUS	2	2	98
ORL BUS,#data	Or immediate to BUS	2	2	88
MOVD A,P	Input expander port to A	1	2	08+q
MOVD P,A	Output A to expander port	1	2	38+q
ANLD P,A	And A to expander port	1	2	98+q
ORLD P,A	Or A to expander port	1	2	88+q

Registres

INC R	Increment register	1	1	18+r
INC @,R	Increment indirect RAM	1	1	10+i
DEC R	Decrement register	1	1	C8+r



Branchements de programmes

Mnémonique	Description	N	Cy	O.C.
JMP addr	Jump unconditional	2	2	x+04
JMPP @A	Jump indirect	1	2	B3
DJNZ R,addr	Decrement register and jump if not zero	3	2	E8+r
JC addr	Jump on carry = 1	2	2	F6
JNC addr	Jump on carry = 0	2	2	E6
JZ addr	Jump if A zero	2	2	C6
JNZ addr	Jump if A not zero	2	2	96
JT0 addr	Jump on T0 = 1	2	2	36
JNT0 addr	Jump on T0 = 0	2	2	26
JT1 addr	Jump on T1 = 1	2	2	56
JNT1 addr	Jump on T1 = 0	2	2	46
JF0 addr	Jump on F0 = 1	2	2	B6
JF1 addr	Jump on F1 = 1	2	2	76
JTF addr	Jump on timer flag = 1	2	2	16
JNI addr	Jump on INT = 0	2	2	86
JBb addr	Jump on accumulator bit	2	2	b + 12

Sous programmes

CALL addr11	Jump to subroutine	2	2	x + 14
RET	Return from subroutine	1	2	83
RETR	Return and restore status	1	2	93

Flags

CLR C	Clear carry	1	1	97
CPL C	Complement carry	1	1	A7
CLR F0	Clear flag 0	1	1	85
CPL F0	Complement flag 0	1	1	95
CLR F1	Clear flag 1	1	1	A5
CPL F1	Complement flag 1	1	1	B5

Transfert de données

MOV A,R	Move register to A	1	1	F8+r
MOV A,@R	Move indirect RAM to A	1	1	F0+i
MOV A,#data	Move immediate data to A	2	2	23
MOV R,A	Move A to register	1	1	A8+r
MOV @R,A	Move A to indirect RAM	1	1	A0+i
MOV R,#data	Move immediate data to register	2	2	B8+r
MOV @R,#data	Move immediate data to indirect RAM	2	2	B0+i
MOV A,PSW	Move PSW to A	1	1	C7
MOV PSW,A	Move A to PSW	1	1	D7
XCH A,R	Exchange register with A	1	1	28+r
XCH A,@R	Exchange indirect RAM with A	1	1	20+i
XCHD A,@R	Exchange low order digit indirect RAM with accumulator	1	1	30+i
MOVX A,@R	Move external RAM to A	1	2	80+i
MOVX @R,A	Move A to external RAM	1	2	90+i
MOVP A,@A	Move to A from current page	1	2	A3
MOVP3 A,@a	Move to A from page 3	1	2	E3

Timer / compteur

Mnémonique	Description	N	Cy	O.C.
MOV A,T	Read timer/counter	1	1	42
MOV T,a	Load timer/counter	1	1	62
STRT T	Start timer	1	1	55
STRT CNT	Start counter	1	1	45
STOP TCNT	Stop timer/counter	1	1	65
EN TCNTI	Enable Timer/counter int	1	1	25
DIS TCNTI	Disable Timer/counter int	1	1	35

Contrôle

EN I	Enable external interrupt	1	1	05
DIS I	Disable external interrupt	1	1	15
SEL RB0	Select register bank 0	1	1	C5
SEL RB1	Select register bank 1	1	1	D5
SEL MB0	Select memory bank 0	1	1	E5
SEL MB1	Select memory bank 1	1	1	F5
ENTO CLK	Enable clock output on T0	1	1	75
NOP	No operation	1	1	00

Convention de construction des instructions

$x = A10-A9-A8 \times 32$ (MSB adresse)
 $r = 0 \text{ à } 7$ (Numéro de registre)
 $i = 0 \text{ à } 1$ (Numéro de registre indirect)
 $p = 1 \text{ à } 2$ (Numéro de port 1 - 2)
 $q = 4 \text{ à } 7$ (Numéro de port 4 - 7)
 $b = b2-b1-b0 \times 32$ (Numéro de bit 0 à 7)



Circuits MOS: généralités & les commutateurs analogiques en détail

Parmi les courriers que nous recevons, de fréquentes demandes de Hobbythèques concernent les circuits MOS des séries 40xx.

Nous ne pouvons pas, devant le nombre de circuits, nous permettre de consacrer une Hobbythèque pour chacun d'eux.

Ces circuits accomplissant majoritairement des fonctions logiques comme celles de la TTL, nous nous bornerons donc à consacrer une partie de ces pages aux caractéristiques communes et aux précautions d'emploi.

Nous verrons par contre plus en détail les circuits spécialisés dans la commutation de tensions analogiques (4051, 4052, 4053, etc) car ceux-ci font pratiquement partie d'un sous-groupe avec des caractéristiques spécifiques et dignes de remarques.

Généralités

Les circuits MOS possèdent de gros avantages:

- Gamme de tension d'alimentation large: de 3 à 15 Volts en général.
- Une très faible consommation par boîtier: entre 10 nanoWatts et 200 nanoWatts pour la majorité d'entre eux.
- Une très bonne immunité au bruit (0,45 Vdd) en général.
- Les sorties peuvent piloter une ou plusieurs entrées TTL (LS), ce qui assure un mixage facile des types de familles logiques.
- Gros avantage: la gamme de température pour la série commerciale s'étend de -40°C à +85°C (-55 à +125 en gamme militaire), ce qui en fait des circuits très intéressants à utiliser en électronique automobile.
- Ces circuits sont protégés aux entrées et sorties par des diodes internes connectées aux alimentations (suffixe B), ce qui réduit considérablement les précautions d'utilisation par rapport au suffixe A (non protégé et bufférisé).

Enfin le coût d'un circuit est peu élevé et les gains apportés sur les consommations en courant permettent des économies substantielles sur la conception des alimentations.

A ce type de famille logique et à tous ces avantages s'opposent évidemment des inconvénients!

- Le débit sur les sorties est relativement limité (sauf pour quelques portes de puissance (buffer)).
- Les états des sorties sont relativement "résistifs" (caractéristique propre au transistor MOS), ce qui peut rendre les états logiques dépendants du courant consommé sur les sorties.
- Les temps de montée et de descente dépendent linéairement de la valeur de l'alimentation et de la charge capacitive qui existe sur les sorties.
- La caractéristique précédente entraîne une limite assez basse dans la fréquence maximum de travail, fréquence maxi qui dépend donc aussi de l'alimentation.
- Enfin, la dissipation par boîtier augmente avec cette fréquence de travail.

Précautions d'emploi

Entrées

Compte tenu de la très haute impédance d'entrée (10^{12} Ohms typique), une entrée ne doit jamais être laissée "en l'air" (contrairement à la TTL).

Toute entrée non utilisée doit être impérativement reliée au plus d'alimentation ou à la masse.

Mieux encore, dans certains cas, il peut être intéressant de connecter des entrées non utilisées à celles d'une porte active.

Ainsi, il est par exemple possible de mettre en parallèle deux portes NAND, ce qui permet d'obtenir une "sortance" plus élevée. Evidemment, cette mise en parallèle n'est possible que pour des portes ayant la même logique de sortie.

Alimentations et découplages

Comme les circuits MOS peuvent travailler sur une plage large d'alimentation (3 à 15V), le filtrage général reste minime.

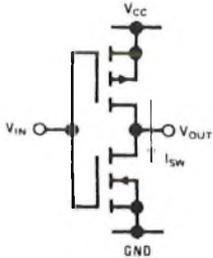
La tension minimale d'alimentation est déterminée par la fréquence maximale à laquelle devra fonctionner le montage. Il suffit de connaître quelle est, dans ce montage, la partie censée travailler le plus vite pour adapter l'alimentation minimum.



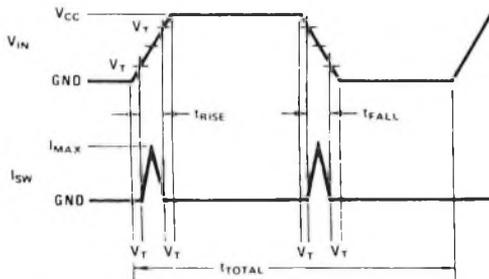
Cette tension devra être supérieure à ce minimum tout en restant inférieure à la limite maximum absolue. Toutefois, on la laissera aussi près du minimum calculé si la consommation doit être réduite.

Structure de base d'une sortie

L'étage de sortie de base d'une porte MOS correspond au schéma ci-dessous.



Au moment de la commutation d'état, un courant I_{SW} parcourt le push de sortie et circule entre $+V_{CC}$ et la masse, ce que symbolisent les deux courbes ci-dessous.



Pour conclure, si l'alimentation générale ne demande que peu de filtrage à cause de la faible consommation, des découplages ponctuels sont toutefois recommandés.

Ces découplages, réalisés à l'aide de faibles valeurs (10 nF à 0,1µF) par condensateurs multicouches ou céramiques seront d'autant plus indispensables que les lignes d'alimentation sont fines (donc selfiques).

On prendra d'autant plus ces précautions près de circuits monostables, bascules diverses et compteurs, travaillant non pas sur un état logique mais sur un front (montant ou descendant) du signal.

A noter que la série CMOS4000 retrouve beaucoup de références en 74HC4000. Cette série, dont l'alimentation se limite de 2 à 6 Volts, possède les mêmes avantages de faible consommation, mais fournit des temps de commutation de loin très inférieurs et donc une fréquence maximum de travail supérieure. Les courants de sortie sont plus élevés (de l'ordre d'une vingtaine de mA et plus) et, par voie de conséquence, les niveaux logiques aux sorties sont beaucoup plus proches des alimentations.

MOS 4051, 4052, 4053 et 4066: commutateurs analogiques

Ces commutateurs analogiques sont des multiplexeurs/démultiplexeurs contrôlés en digital. Ils possèdent une impédance "ON" et un courant de fuite en mode "OFF" très faibles.

Le contrôle de signaux jusqu'à plus de 15 Volts crête-crête peut être accompli au moyen de commandes digitales allant de 3 à 15 Volts.

A titre d'exemple, si $V_{DD} = 5V$, $V_{SS} = 0V$ et $V_{EE} = -5V$, des signaux analogiques allant de -5 à +5Volts peuvent être pilotés par des commandes en 0-5V.

Ces circuits dissipent un très faible courant de repos sur toute la gamme de tension d'alimentation, et indépendamment des commandes logiques appliquées. Quand un état logique "1" est appliqué à l'entrée INHIBIT, tous les canaux sont "OFF" (n'existe pas pour 4066).

Le 4051 est un simple multiplexeur 8 canaux ayant trois entrées de commande binaires (A,B,C) et l'entrée inhibit. L'état sur ces trois entrées binaires permet de sélectionner un canal parmi 8 en reliant l'entrée à la sortie.

Le 4052 est un double multiplexeur 4 canaux avec deux entrées binaires (A et B) de commande et inhibit. Le pilotage de ces deux entrée commute simultanément les deux paires de commutateurs.

Le 4053 est un triple multiplexeur à deux canaux (triple inverseur) avec de nouveau trois pattes d'entrée de pilotage (A,B,C) et l'inhibit. Cette fois, chaque inverseur est piloté indépendamment par sa commande appropriée (et non plus en binaire).

Le 4066 enfin, est un quadruple interrupteur ayant quatre commandes indépendantes. Il est l'équivalent broche à broche du 4016, mais avec des caractéristiques de loin meilleures au niveau des impédances d'état "ON". Il ne possède pas de commande inhibit ni la patte d'alimentation Vee permettant le pilotage par des commandes non compatibles avec les signaux à piloter.

Les signaux peuvent transiter aussi bien dans un sens que dans l'autre d'un commutateur. Il est totalement bi-directionnel au niveau des courants des signaux commutés.

Caractéristiques

- Large plage de pilotage logique et analogique: 3 à 15V logique, 15 V c/c analogique.
- Faible résistance "ON": 80 Ohms typique sur la place totale de 15 V c/c avec $V_{DD}-V_{EE} = 15V$.
- Résistance "OFF" élevée: courant de fuite d'un canal de +/- 10pA typique à $V_{DD}-V_{EE} = 10V$.
- Translation de pilotage logique aisée de 3 à 15V (avec $V_{DD}-V_{SS} = 3$ à 15V) pour commuter des signaux analogiques de 15V c/c ($V_{DD}-V_{EE} = 15V$) (sauf 4066).
- Caractéristiques de résistances appairées entre commutateurs écart de R "ON" de 5 Ohms typique pour $V_{DD}-V_{EE} = 15V$.
- Très faible dissipation de puissance de repos quelque soit les états logiques et l'alimentation (typique 1µW).
- Décodeur binaire intégré (4051, 4052).
- Très haute impédance de pilotage: 10^{12} Ohms typique.

Caractéristiques électriques maximales

- Tension d'alimentation continue: -0,5 à + 18 V dc
- Tension sur les entrées: -0,5 à $V_{DD} + 0,5$
- Température de stockage: -65 à +150°C
- Dissipation de puissance maximum: 700mW
- Température de soudage: 260°C

Conditions de fonctionnement optimales

- Tension d'alimentation (V_{DD}): +5V à +15V dc
- Tension sur les entrées (V_{IN}): 0 à V_{DD}
- Température de fonctionnement: 40xxBM: -55 à +125 °C
40xxBC: -40 à +85 °C



Caractéristiques détaillées

Caractéristiques statiques

Toutes les tensions données le sont par rapport à Vss sauf indication contraire. Série normale BC

Symbole	Paramètre	Condition	Tj = -40°C		Tj = 25°C		Tj = 85°C		Unité
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	
405x	I _{dd}	V _{dd} = 5V		20		20		150	µA
		V _{dd} = 10V		40		40		300	µA
		V _{dd} = 15V		80		80		600	µA
4066		V _{dd} = 5V		0,25		0,01		7,5	µA
		V _{dd} = 10V		0,5		0,01		15	µA
		V _{dd} = 15V		1		0,01		30	µA

Entrées et sorties signal

R _{on}	Résistance "ON" R _I = 10k reliée à (V _{dd} -V _{ss})/2	V _{dd} = 5V		850		270		1050		Ohms
		V _{dd} = 10V		330		120		400		Ohms
		V _{dd} = 15V		210		80		240		Ohms
DR _{on}	Ecart sur R _{on} entre canaux (R _I = 10k)	V _{dd} = 5V				10				Ohms
		V _{dd} = 10V				10				Ohms
		V _{dd} = 15V				5				Ohms
405x	Courant de fuite canal "OFF"			+/-50		+/-0,01		+/-50		nA
4066	Courant de fuite canal "OFF"			+/-50		+/-0,1		+/-50		nA
	Courant de fuite canaux "OFF" avec inhibiteur = 1	4051		+/-200		+/-0,08		+/-200		nA
		4052		+/-200		+/-0,04		+/-200		nA
		4053		+/-200		+/-0,02		+/-200		nA

Entrées de contrôle (et inhibiteur pour 405x)

V _{ilc}	Tension d'entrée niveau "0"	V _{dd} = 5V		1,5		2,25		1,5		V
		V _{dd} = 10V		3		4,5		3		V
		V _{dd} = 15V		4		6,75		4		V
V _{ihc}	Tension d'entrée niveau "1"	V _{dd} = 5V	3,5		3,5		2,75		3,5	V
		V _{dd} = 10V	7		7		5,5		7	V
		V _{dd} = 15V	11		11		8,25		11	V
I _{in}	Courant d'entrée	405x		+/-0,1		+/-10 ⁻⁵		+/-0,1		µA
		4066		+/-0,3		+/-10 ⁻⁵		+/-0,3		µA

Caractéristiques dynamiques 405x (T_a = 25°C, T_r = T_f = 20nS, sauf indications contraires)

Symbole	Paramètre	Condition	V _{dd}	Min.	Typ.	Max.	Unités
T _{pzh}	Délais de propagation entre inhibiteur et la sortie (fermeture canal)	V _{ee} = V _{ss} = 0V	5V		600	1200	nS
		R _I = 1k	10V		225	450	nS
		C _I = 50pF	15V		160	320	nS
T _{phz}	Délais de propagation entre inhibiteur et la sortie (ouverture canal)	V _{ee} = V _{ss} = 0V	5V		210	420	nS
		R _I = 1k	10V		100	200	nS
		C _I = 50pF	15V		75	150	nS
C _{in}	Capacité de sortie (commun OUT/IN)		10V		30		pF
		V _{ee} = V _{ss} = 0V	10V		15		pF
			10V		8		pF
C _{ios}	Capacité de traversée				0,2		pF

Signal d'entrée (V_{is}) et de sortie (V_{os})

	Réponse en sinus (distorsion)	R _I = 10k, F _{is} = 1kHz V _{is} = 5V _{pp} , V _{ee} = V _{si} = 0V	10V		0,04		%
	Réponse en fréquence canal "ON" sinus	R _I = 1k, V _{ee} = 0V, V _{is} = 5V _{pp} V _{os} /V _{is} = -3dB	10V		40		MHz
	Réjection canal "OFF"	R _I = 1k, V _{ee} = 0V, V _{is} = 5V _{pp} V _{os} /V _{is} = -40dB	10V		10		MHz
	Réjection entre canaux (fréquence pour -40dB)	R _I = 1k, V _{ee} = V _{ss} = 0V V _{is} = 5V _{pp}	10V		3		MHz
T _{phl}	Délais de propagation signal (entrée/sortie)	V _{ee} = V _{ss} = 0V	5V		25	55	nS
		C _I = 50pF	10V		15	35	nS
			15V		10	25	nS

Entrées de commande et inhibiteur

	Réjection entre commande et signal	V _{ee} = V _{ss} = 0V, 10k sur IN et OUT, C _{de} = 10V carré	10V		65		mV crête
T _{phl}	Délais de propagation entre C _{de} et signal (canal ON ou OFF)	V _{ee} = V _{ss} = 0V	5V		500	1000	nS
		C _I = 50pF	10V		180	360	nS
			15V		120	240	nS

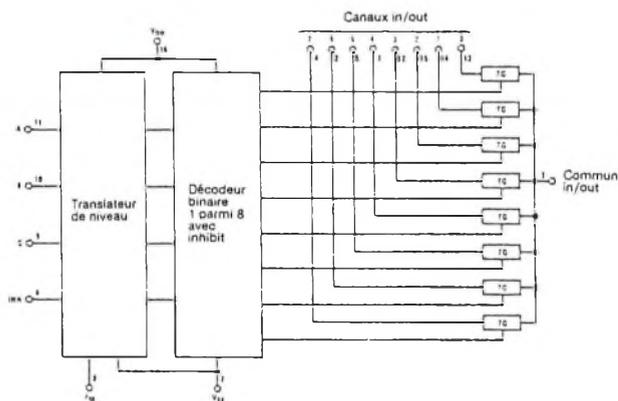


Caractéristiques dynamiques 4066 ($T_a = 25^\circ\text{C}$, $T_r = T_f = 20\text{ns}$, $V_{ss} = 0\text{V}$ sauf indications contraires)

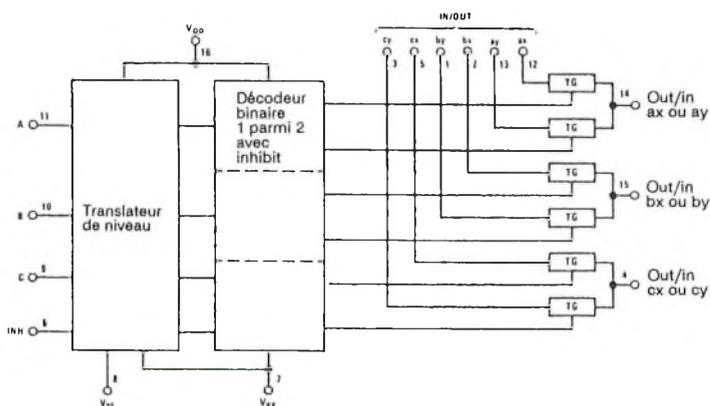
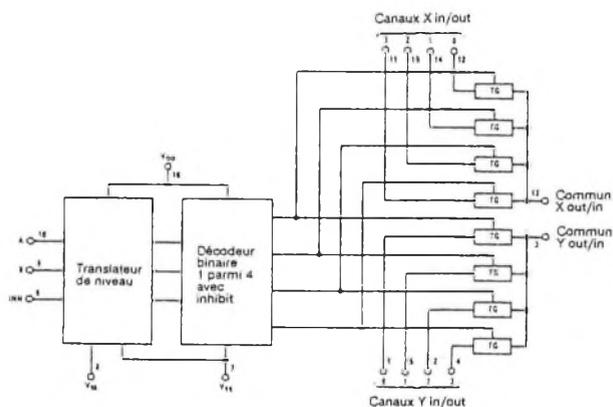
Symbole	Paramètre	Condition	Vdd	Min.	Typ.	Max.	Unités
Tphl	Délais de propagation	VC = Vdd	5V		25	55	nS
Tplh	entrée / sortie	RI = 200k	10V		15	35	nS
		CI = 50pF	15V		10	25	nS
Tpzh	Délais de propagation		5V			125	nS
Tpzl	entre Cde et sortie (fermeture canal)	RI = 1k	10V			60	nS
		CI = 50pF	15V			50	nS
Tphz	Délais de propagation		5V			125	nS
Tplz	entre Cde et sortie (ouverture canal)	RI = 1k	10V			60	nS
		CI = 50pF	15V			50	nS
	Distorsion sinus	VC = Vdd = 5V, Vss = -5V RI = 10k, Vis = 5Vpp, F = 1kHz			0,1		%
	Réponse en fréquence switch "ON" à -3dB	VC = Vdd, Vss = -5V RI = 1k, Vis = 5Vpp			40		MHz
	Réjection entrée/sortie switch OFF à -50dB	RI = 1k Vis = 5Vpp			1,25		MHz
	Réjection entre deux voies pour -50dB	RI = 1k Vis = 5Vpp			0,9		MHz
	Fréquence maxi de commutation	Vos = 1/2Vis (1kHz)	5V		6		MHz
		RI = 1k, CI = 50pF	10V		8		MHz
			15V		8,5		MHz
Cin, Cout	Capacité entrée et sortie	Vdd = 10V			8		pF
Cin	Capacité de commande				5	7,5	pF
Cios	Capacité de traversée				0,5		pF

Structures internes et table de vérité

MOS 4051



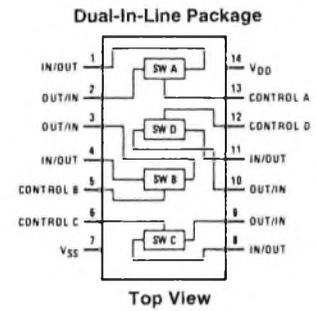
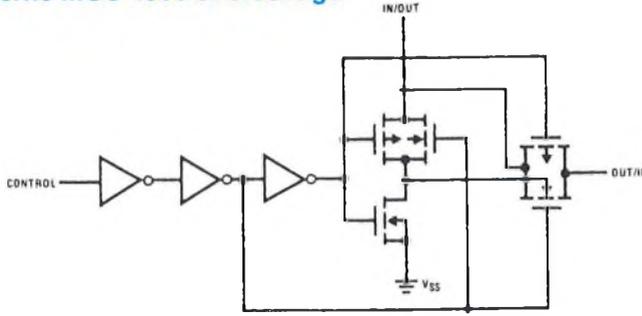
MOS 4052



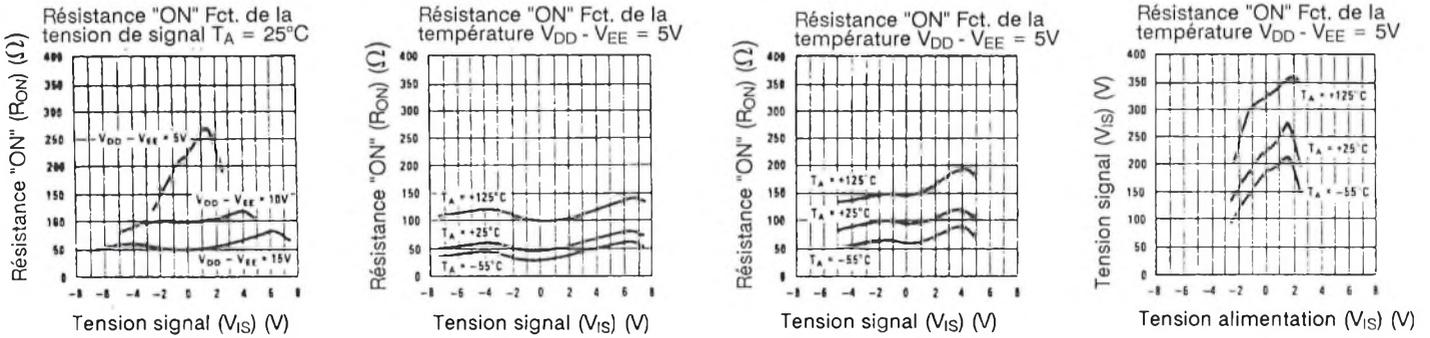
MOS 4053

Etats d'entrée				Canal "ON"		
INHIBIT	C	B	A	CD4051B	CD4052B	CD4053B
0	0	0	0	0	0X, 0Y	cx, bx, ax
0	0	0	1	1	1X, 1Y	cx, bx, ay
0	0	1	0	2	2X, 2Y	cx, by, ax
0	0	1	1	3	3X, 3Y	cx, by, ay
0	1	0	0	4		cy, bx, ax
0	1	0	1	5		cy, bx, ay
0	1	1	0	6		cy, by, ax
0	1	1	1	7		cy, by, ay
1	*	*	*	Aucun	Aucun	Aucun

Structure interne MOS 4066 et brochage



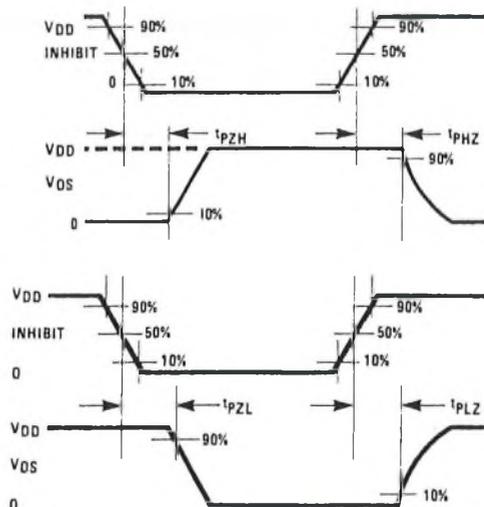
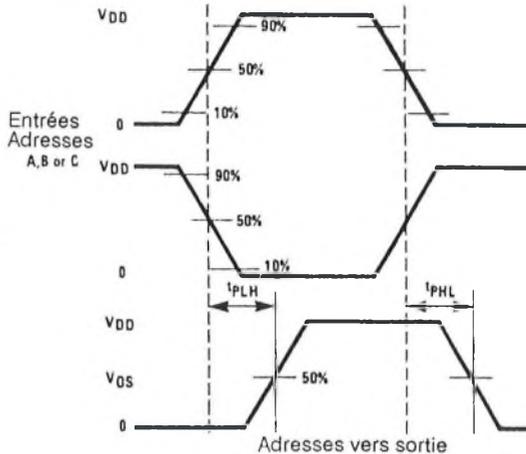
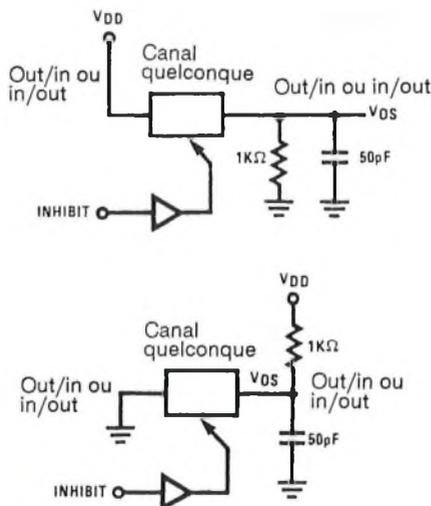
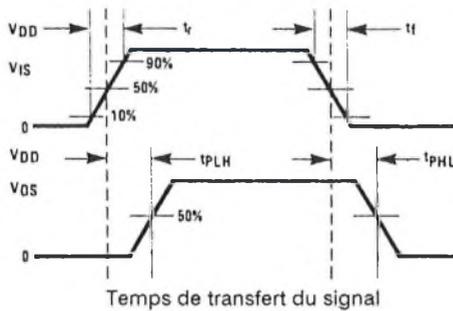
Courbes typiques de résistance (Lire Vss au lieu de Vee sur les diagrammes pour le 4066)



Information sur les courants dans les commutateurs.

Dans certaines applications, le courant de charge de la résistance de sortie peut comprendre une partie venant de Vdd et une partie de la ligne d'entrée. Pour éviter d'extraire un courant de Vdd lorsqu'un courant existe dans le commutateur, la tension aux bornes IN/OUT du switch ne devra pas excéder 0,6V à Ta < ou égal à 25°C ou 0,4V à Ta > 25°C. (DDP calculée à l'aide des diagrammes de résistances ci-dessus). Dans ce cas, aucun courant de Vdd ne circulera dans Ri, seul le courant d'entrée sera présent.

Circuits de test et formes des signaux



Un jeu de lumière pas (à pas) comme les autres

Des jeux de lumière, il en existe des centaines. Que ce soit des chenillards ou des psychédéliques, tous ces systèmes manquent vite de charme car il n'y a pas moyen d'orienter la direction du faisceau lumineux.

Celui dont nous allons commencer l'étude dans ces pages est attrayant à plus d'un titre car il offre une très grande souplesse d'emploi et de réalisation.

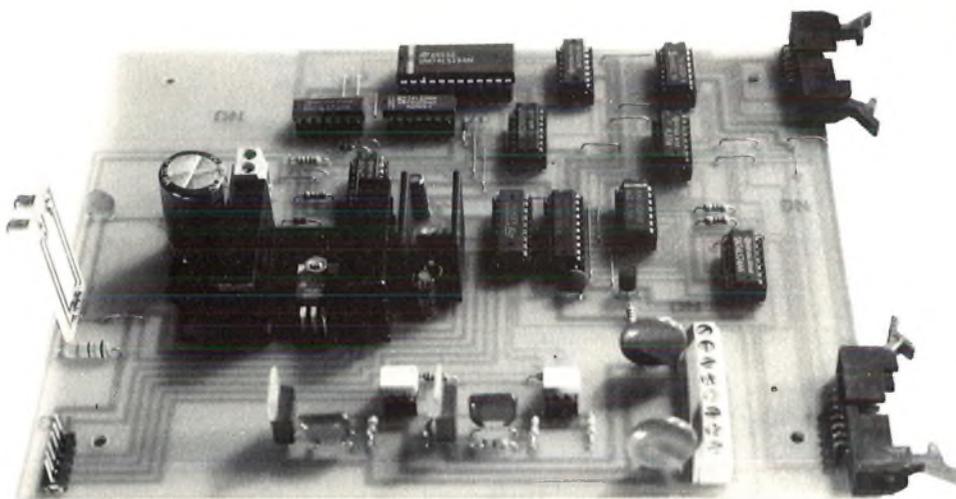
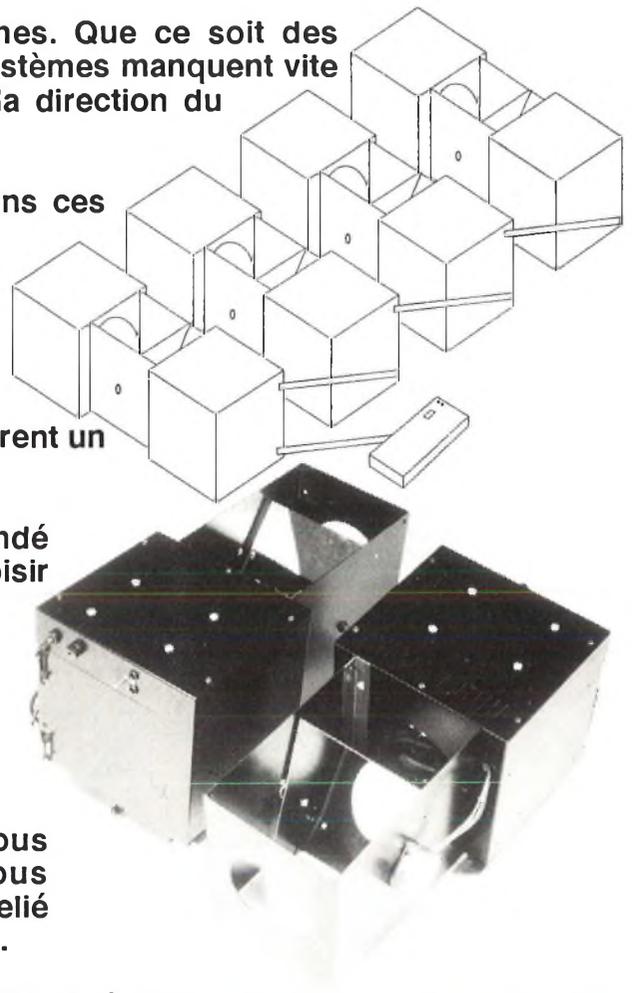
Tout d'abord, il peut être constitué au choix de 1 à 16 blocs d'éclairage. Chaque bloc peut comporter une ou deux lampes PAR36 qui délivrent un faisceau concentré.

Le faisceau est dévié grâce à un miroir commandé par un moteur pas à pas. Il y a donc moyen de choisir une orientation pour un faisceau puis de la faire varier.

Les mouvements des miroirs peuvent être gérés automatiquement ou au rythme de la musique.

Enfin, si les programmes d'utilisation ne vous conviennent pas, vous pouvez toujours vous constituer les vôtres au moyen d'un ordinateur relié au pupitre de commande grâce à la liaison série.

Commençons donc par étudier la carte de contrôle qui gère chacun des blocs en autonome.



Présentation

L'introduction de cet article vous a donné les grandes lignes de cette réalisation.

Comme vous avez pu le comprendre, elle est constituée d'un bloc de commande qui vient piloter de 1 à 16 blocs de projecteurs.

Chaque bloc projecteur peut recevoir une ou deux lampes PAR36 et comporte un miroir dont la position est gérée par un moteur pas à pas.

Cette structure impose donc une carte de gestion qui devra s'occuper de



l'allumage et de l'extinction de chaque lampe en fonction des consignes du programme ainsi que de s'assurer de la position du miroir.

Comme elle reçoit des ordres du boîtier de commande, il est impératif qu'elle puisse se reconnaître. Cela suppose donc qu'elle possède une électronique qui vienne lui attribuer un numéro et une autre qui soit capable de reconnaître les ordres et les extraire.

Afin de minimiser les problèmes dus à la numérotation de la carte, la reconnaissance de la position dans la chaîne est automatique. Cela présente l'énorme avantage que tous les blocs sont interchangeables sans avoir besoin d'intervenir sur le contenu de l'électronique.

En raison du nombre relativement important de blocs qui peuvent être connectés (16), le passage des ordres s'opère de manière sérielle ce qui simplifie efficacement toutes les connexions.

Toujours pour minimiser le nombre de fils, cette liaison série s'inspire fortement du principe du bus I2C sans pour autant faire appel à des circuits spécialisés. Chaque commande est constituée de quatre bits qui donnent le numéro de carte, suivis de 8 bits qui contiennent la commande puis vient en retour une réponse à son tour sur 8 bits.

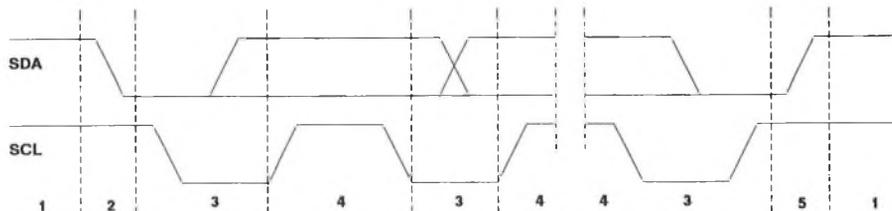
Principe du bus I2C

Le bus I2C est un dispositif de transmission sérielle synchrone qui s'opère au moyen de trois fils: un fil de masse, un fil d'horloge et un fil de donnée.

La nature de l'information transmise est définie par les différences d'états qui peuvent exister entre la ligne d'horloge et la ligne de donnée.

Une séquence de transmission se décompose en trois étapes différentes: début de transmission, transmission et fin de transmission. Reste un quatrième cas qui est bus libre.

Pour des raisons de simplifications d'écritures, la ligne d'horloge est appelée SCL et la ligne de donnée SDA. Chacune de ces lignes est bidirectionnelle, c'est à dire que les informations peuvent aller aussi bien de la carte maître vers la carte esclave comme de la carte esclave vers la carte maître.



Bus non occupé (1)

Cet état est obtenu quand les lignes SDA et SCL sont à l'état 1 et avant un début de transmission ou après une fin de transmission.

Début de transmission (2)

Cet état est obtenu quand la ligne SDA passe à l'état bas alors que la ligne SCL est toujours à l'état haut. Cet événement ne peut intervenir qu'après un état de bus non occupé.

Fin de transmission (5)

Cet état est obtenu quand la ligne SDA passe à l'état haut alors que la ligne SCL est déjà à l'état haut. Cet événement ne peut intervenir qu'après un état de donnée stable. Cette transition nous ramène à un état de bus non occupé.

Donnée valide (4)

Une donnée est considérée comme valide si, en cours de transmission, la ligne de donnée reste stable pendant tout le temps où l'horloge est au niveau haut (un changement d'état pendant cette période est interprété comme un signal de contrôle). La donnée peut être modifiée pendant l'intervalle de temps où l'horloge est au niveau bas (3). Il y a donc une impulsion d'horloge par bit de donnée. Il n'y a pas de limite dans le nombre de bits à transmettre.

Le protocole de transmission

Dans toute transmission série il importe de définir un protocole de communication. Le bus I2C n'échappe pas à cette règle.

Pour définir ce protocole, il importe de figer la longueur de chaque information à

transmettre, la manière dans laquelle la donnée doit être transmise (LSB ou MSB en premier) ainsi que le sens de transit (du maître vers l'esclave ou réciproquement). La notion de start bit et de stop bit n'existe pas puisqu'il s'agit d'une transmission synchrone, c'est à dire asservie à une horloge.

Dans le cas de la transmission I2C, un signal d'acquiescement doit être retourné à la fin de chaque donnée par le récepteur pour indiquer qu'il a bien reçu l'information qui lui était destinée.

Dans l'exemple qui est donné en bas de page, la transmission de la première information est faite sur 8 bits. Il faut donc huit coups d'horloge pour que l'émetteur envoie la donnée. Un neuvième coup d'horloge est généré pour que le récepteur retourne son accusé de réception. L'échange d'une nouvelle donnée peut alors s'opérer.

La ligne SDA de l'émetteur et celle du récepteur sont communes. C'est la ligne SDA unique du bus I2C.

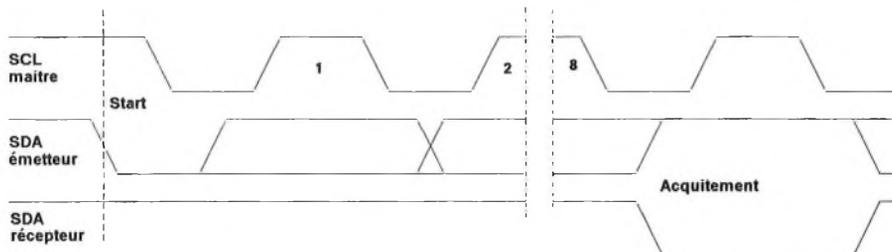
Application au jeu de lumière

Dans le cas de ce jeu de lumière le protocole qui a été retenu est le suivant:

Transmission de l'adresse du bloc concerné. Celle-ci s'effectue sur quatre bits avec envoi du bit 3 en premier. Cela nous donne donc les seize adresses de blocs possibles.

Transmission de la commande. Celle-ci s'opère sur huit bits et comporte en format binaire l'action des différents modules de la carte de gestion.

Réception de l'état de la carte. Celle-ci se réalise également sur huit bits.



Le détail des bits n'est pas encore donné puisqu'il est étroitement lié à la structure de la carte. Il faut donc aborder l'étude de celle-ci en premier.

Synoptique de la carte de gestion

Ce synoptique coule de source suite aux explications qui viennent d'être données.

Tout d'abord la sélection du numéro de carte. Le numéro de la carte courante est en fait délivré par le bloc précédent. C'est cette valeur qui est utilisée pour reconnaître la valeur de la donnée d'adresse envoyée par le bloc de commande. Afin que la chaîne reste compatible, la carte doit donc calculer le numéro d'adresse du bloc suivant.

L'interface du type I2C est une interface bidirectionnelle. C'est elle qui assure la réception de l'horloge et qui la redistribue sur toute la carte. C'est elle aussi qui reçoit la ligne de donnée et qui aiguille les informations vers le module correspondant. Pour finir, c'est elle qui se charge de retourner les accusés de réceptions ainsi que de la transmission de la réponse.

Le décodage d'adresse se charge de contrôler si c'est bien ce bloc là qui est sélectionné. Si tel est le cas, il autorise l'interface I2C à dispatcher la ligne de donnée sur l'ensemble de la carte.

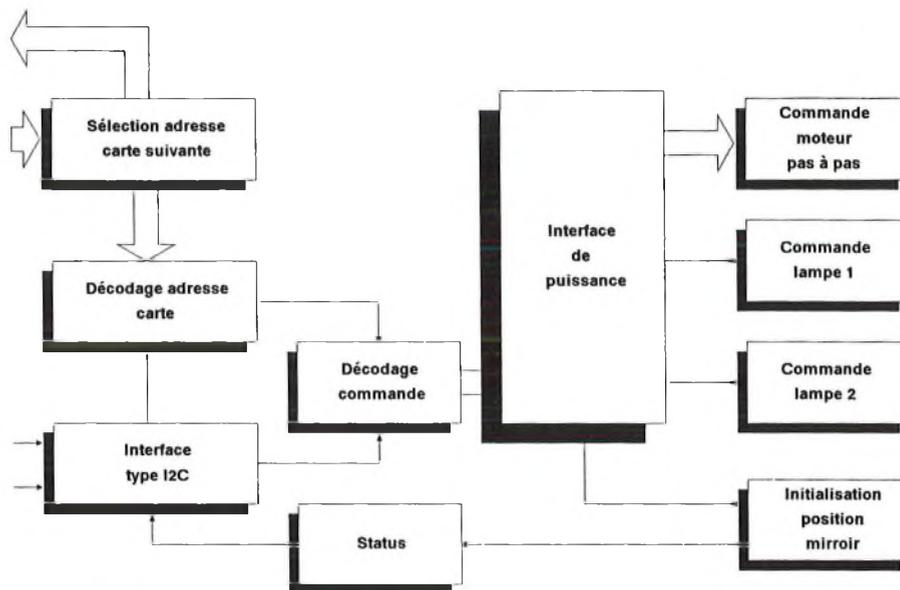
Le décodage de commande se charge de reconstituer la commande qui est envoyée sur le bus. Quand celle-ci est complète, il l'applique sur l'interface de puissance qui vient piloter les différents périphériques. (lampes, moteur et système d'initialisation).

L'étage de status se charge de renvoyer des informations relatives à l'état de carte. En fait dans cette application, seule la détection de la position zéro du miroir est retournée à l'unité de commande.

Le schéma de détail

Celui-ci, malgré une taille importante, reste malgré tout très simple et fait appel à des fonctions logiques classiques.

Chacun des éléments qui ont été donnés dans le synoptique apparaît très nettement sur ce schéma.



Sélection de l'adresse carte suivante

Cette partie est réalisée par IC11. Il s'agit d'un circuit additionneur qui vient incrémenter le numéro de carte qui est proposé sur l'entrée. Ce numéro de carte obtenu est appliqué directement sur la sortie pour être envoyé sur le bloc suivant.

Il est bon de remarquer que le numéro de carte qui est appliqué sur l'entrée correspond à l'adresse de décodage de l'ensemble.

L'interface I2C

Les lignes SDA et SCL qui arrivent sur la carte sont directement appliquées sur la sortie pour aller piloter les blocs suivants. Les résistances R4 et R5 constituent les résistances de tirage qui sont indispensables car le bus I2C utilise une structure dite "quasi bidirectionnelle". En fait, les caractéristiques de chacune des sorties sont du type collecteur ouvert.

Les signaux SDA et SCL sont appliqués sur IC9 qui est un registre à décalage série parallèle. Le but de ce circuit est de reconstituer les informations qui sont appliquées sur le bus. Il devra donc extraire l'adresse de la carte à qui est envoyée la commande et aussi cette commande.

La détection de la fin de transmission est réalisée par IC12. Ce circuit se charge de réinitialiser l'ensemble de la carte au moment de la reconnaissance de cette séquence. Il s'agit d'une bascule D qui utilise l'inversion du signal d'horloge sur une transition de la donnée.

Le signal SCL est inversé par la cellule 9-8 d'IC6 pour générer l'horloge utile pour le reste de la carte. Cette nouvelle horloge vient piloter le circuit IC8 qui est un

compteur binaire quatre bits. Le résultat de compteur est appliqué sur IC4 qui est un démultiplexeur 4 vers 16. C'est ce dernier qui va se charger de reconnaître la position des différents éléments qui transitent sur le bus I2C (reconnaissance de l'adresse et de la commande).

La commande de transmission de réponse sur le bus I2C est réalisée par le transistor T1. On retrouve bien une structure de type collecteur ouvert.

Décodage adresse carte

Le décodage de la carte s'effectue par IC10 qui est un comparateur 4 bits. Le résultat de la comparaison est appliqué sur IC1 qui va venir mémoriser si la carte est réellement adressée au moment de la validation du décodage d'adresse (signal inversé par la cellule 3-4 d'IC6). Cette mémorisation va valider le traitement de la suite des opérations pour cette carte.

Conjointement à cette reconnaissance de décodage, l'état mémorisé, conjugué avec la reconnaissance d'adresse, est envoyé, au travers de la cellule 1-2-3 d'IC3 et D6, vers le circuit d'accusé de réception.

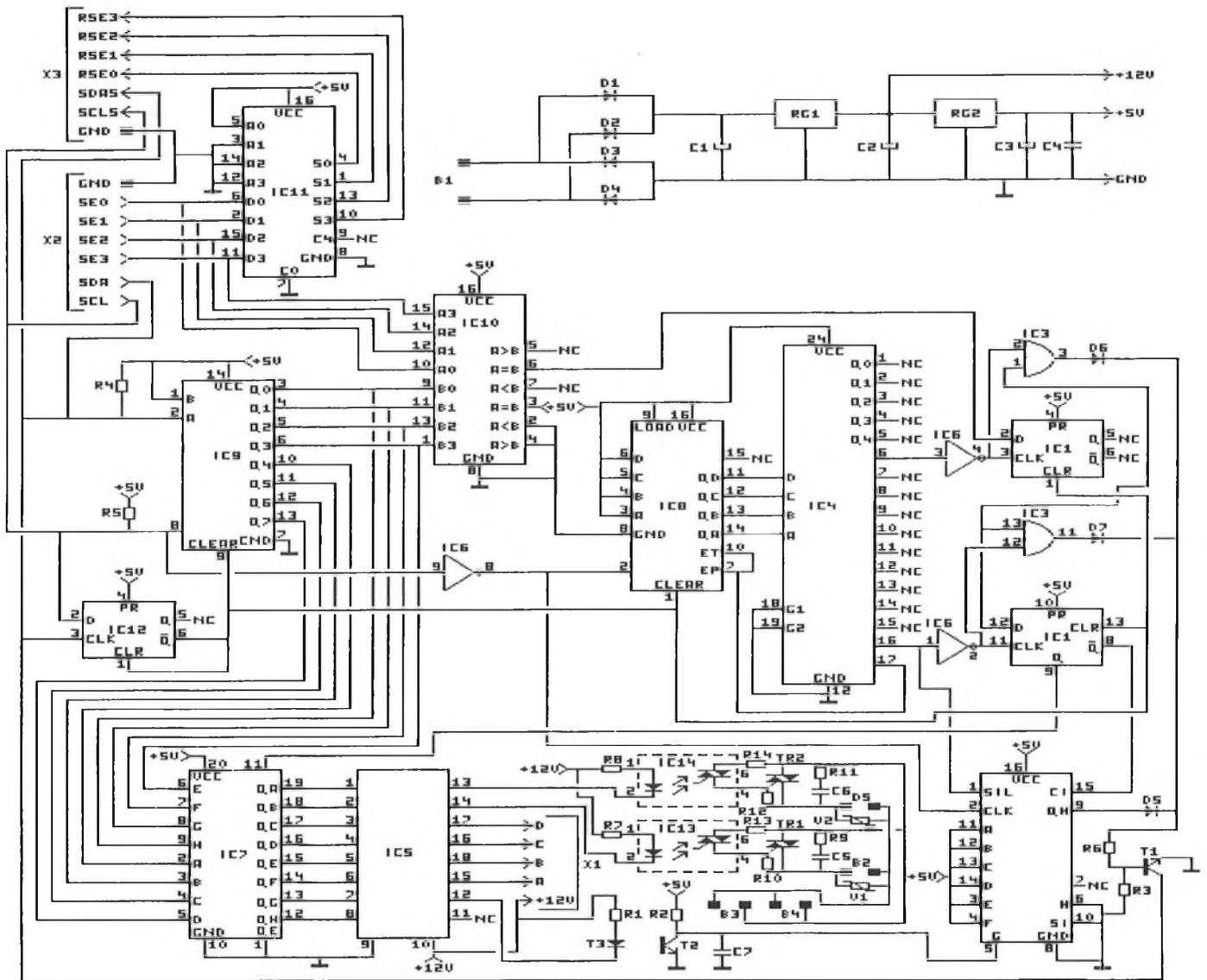
Décodage commande

Quand le signal de reconnaissance de commande (inversé par la cellule 1-2 d'IC6) est généré, le signal de carte décodée est mémorisé dans la bascule 8-13 d'IC1.

Ce nouvel état va venir provoquer la mémorisation du mot de 8 bits de la commande dans l'octuple bascule D IC7. Dans le même temps, il va venir provoquer le chargement de l'état de la carte dans IC2.

La combinaison, carte décodée et réception de commande, par la cellule





11-12-13 d'IC3 au travers de D7 va générer l'accusé de réception de cette information.

Status

Le circuit IC2 qui a été chargé précédemment est un registre à décalage parallèle série. Il va donc effectuer le renvoi de la réponse sur le bus I2C au travers de la diode D5.

Nous pouvons constater qu'une seule information est retournée. Il s'agit du signal généré par le phototransistor T2 qui sert à détecter la position zéro du miroir. Il permet d'initialiser le moteur pas à pas pour connaître sa position de départ.

L'interface de puissance

Dans les numéros 12 et 13 de la revue, nous avons déjà abordé différentes méthodes pour la commande de moteurs pas à pas.

Avec ce montage, nous abordons une autre manière de résoudre ce problème. Le circuit d'interface est constitué par IC5 qui

n'est qu'un circuit d'interface classique de la famille des ULN. La détermination des pas du moteurs (donc des commandes des différents pôles) est entièrement laissée à la disposition de l'unité de commande. C'est un circuit "logiciel" (et non plus spécialisé) qui va servir dans cette commande.

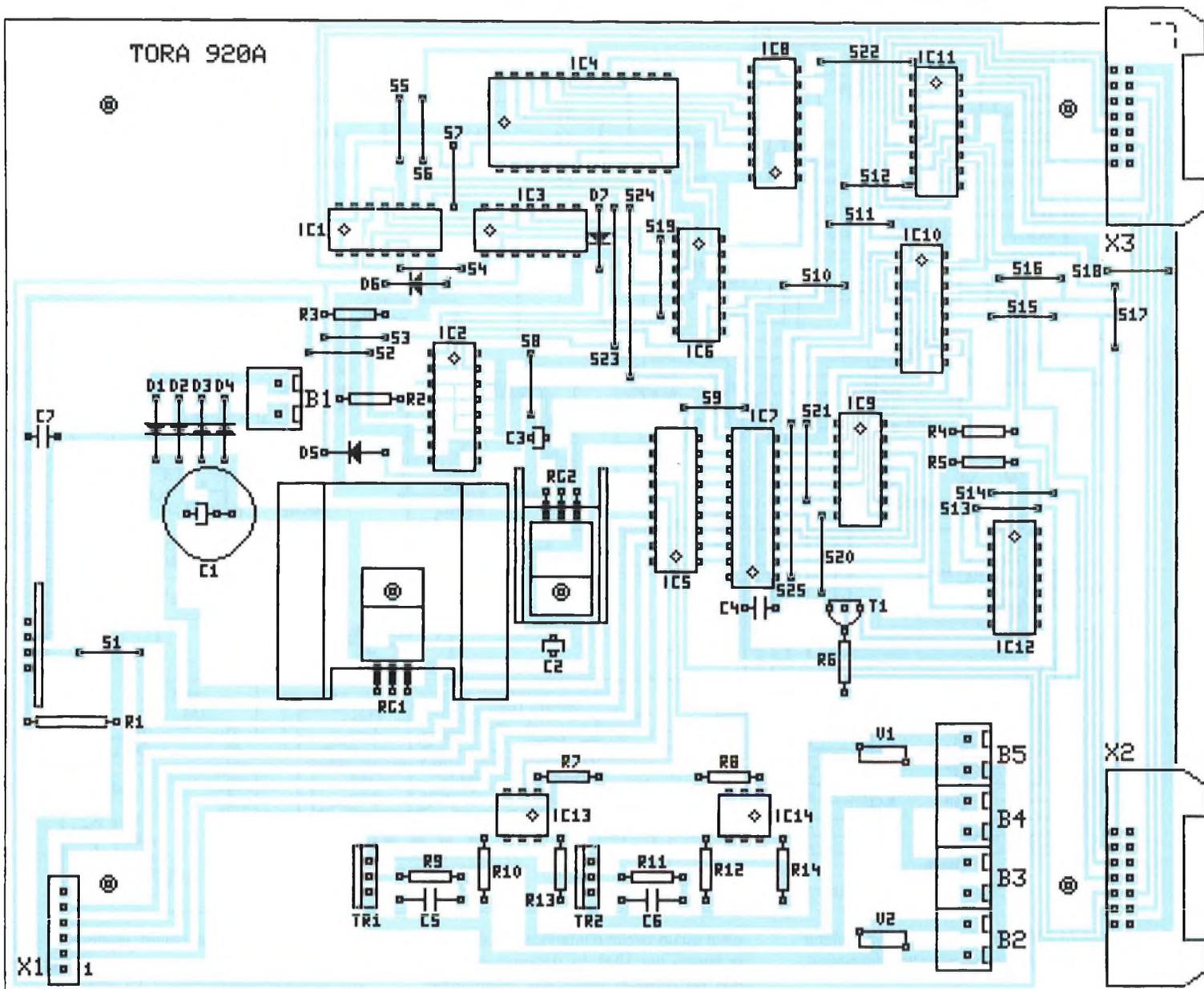
Les autres signaux qui sont gérés par cette interface vont venir commander l'allumage et l'extinction des lampes. Les lampes utilisées sont du type PAR36 pour exploiter au maximum la concentration du faisceau. Elle sont caractérisées par une tension de 6V et une consommation de 5A (30W de puissance en tout). Il aurait été possible de venir commuter cette partie du circuit mais il est plus souvent facile de contrôler des hautes tensions que des forts courants (problèmes de dissipations thermiques qui imposent des refroidisseurs disproportionnés). C'est pour cette raison que c'est le primaire du transformateur d'alimentation des lampes qui va être commuté. La méthode est classique et a déjà été maintes fois utilisée dans différents articles de cette revue. Il

s'agit du traditionnel circuit photo-triac, triac avec ses résistances de limitations et son circuit d'amortissement. La différence principale est la présence d'un circuit d'anti-surtension du style SIOV aux bornes de la commande de puissance. Il ne faut pas perdre de vue que c'est un transformateur qui va être commandé. Ce type de composant est caractérisé par un aspect selfique qui n'est pas négligeable. Au moment de la commutation (arrêt de la lampe) une surtension importante prend naissance aux bornes du transformateur, et celle-ci n'est pas négligeable. Aux cours d'expérimentations sur d'autres montages, nous avons eu l'occasion de détruire littéralement un contrôleur qui était sur le calibre mille volts en commutant ainsi un transformateur (sans circuit de protection).

Le dernier point pour l'étude de cette interface de puissance est la commande de la photo-diode qui va servir à l'initialisation du moteur pas à pas. Le principe est identique à celui de la commande de lampe.



TORA 920A



Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4W
5% sauf indication contraire.

R1	180 ohms 1W
R2	100 Kohms
R3	10 Kohms
R4 - R5	47 Kohms
R6	1 Kohms
R7 - R8	1,2 Kohms
R9 à R12	39 ohms
R13 - R14	390 ohms
C1	2200 uF 25V radial
C2 - C3	10 uF 25V radial
C4	100 nF céramique
C5 - C6	10 nF 400V plastique
C7	100 nF céramique
S1 - S2	SIOV S14K250
D1 à D4	1N4004
D5 à D7	1N4148
T1	BC547B
T2	TIL81
T3	TIL31

TR1 - TR2	Triac 8A 400V
RG1	7805 avec radiateur ML33
RG2	7812 avec radiateur ML26

IC1	74LS74 (sup 14 br)
IC2	74LS165 (sup 16 br)
IC3	74LS08 (sup 14 br)
IC4	74LS154 (sup 24 br)
IC5	ULN2803 (sup 18 br)
IC6	74HC04 (sup 14 br)
IC7	74HC574 (sup 20 br)
IC8	74LS161 (sup 16 br)
IC9	74HC164 (sup 14 br)
IC10	74LS85 (sup 16 br)
IC11	74LS283 (sup 16 br)
IC12	74LS74 (sup 14 br)
IC13 - IC14	MOC3041 (sup 6 br)

B1 à B5	Bornier 2 plots
X1 - X2	Connecteur HE10 mâle coudé 14 contacts

6	picots m/m droits
3	picots m/m coudés
S1 à S18	straps 10,16 mm
S19 à S21	straps 12,70 mm
S22	strap 15,06 mm
S23	strap 22 mm
S24	strap 25 mm
S25	strap 28 mm



Réalisation

Voici l'ultime étape de cette carte de pilotage.

Cette taille respectable du circuit imprimé est imposée par la taille du coffret destiné à recevoir l'ensemble électronique et mécanique.

Comme d'habitude, le montage commencera par la mise en place des 25 straps qui accompagnent cette réalisation.

La suite s'opérera en insérant les composants par ordre de taille croissante.

Ce choix dans l'ordre de montage permet de simplifier la vie de celui qui tient le fer à souder. Le plus grand défaut des composants quand la plaque est retournée est de vouloir le plus rapidement possible sortir des trous dans lesquels ils ont été placés.

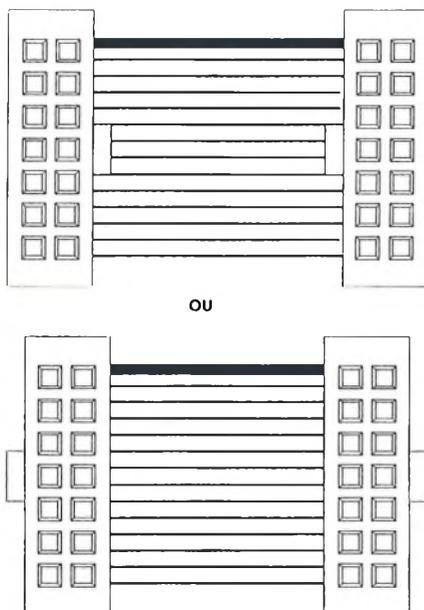
Pour les circuits intégrés, l'emploi de supports permet de simplifier la tâche en cas de dépannage. Ils sont donc optionnels mais cependant fortement conseillés.

Les deux régulateurs de tensions seront impérativement montés sur radiateurs. L'emploi de graisse thermique est là aussi fortement conseillé afin d'améliorer les échanges thermiques (et ainsi le refroidissement des régulateurs).

La carte comporte cinq borniers deux plots. Celui qui est noté B3 sert à recevoir la tension secteur issue du fusible. B4, lui, sert de reprise pour alimenter le transformateur 220/15V 12VA qui va venir alimenter la carte sur le bornier B1. B5 va servir à aller alimenter le transformateur 220/6V 30VA qui alimente la lampe 1 et B2 celui de la lampe 2.

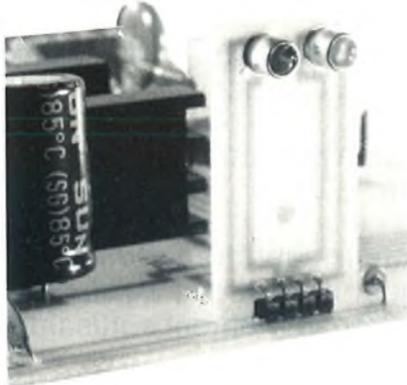
X1 est le connecteur sur lequel viendra se brancher la nappe du moteur pas à pas.

X2 est le connecteur d'entrée du bus I2C. Il vient soit du module de commande, soit du bloc précédent. X3 est le connecteur de sortie du bus I2C. Il attaque nécessairement le module suivant (si celui-ci est disponible). La liaison s'effectue par du câble en nappe. Le câblage devra s'effectuer de la manière suivante:



En plaçant la nappe à plat, les deux ergots des détrompeurs doivent être soit vers l'intérieur du câble, soit vers l'extérieur.

La plaquette de détection de position du moteur est constituée d'une led infra rouge qui, grâce à la réflexion sur le miroir, vient attaquer le photo transistor. Elle est donc montée perpendiculairement au circuit principal et devra être ajustée en position lors du montage final dans le coffret. Elle sera elle même d'ailleurs fixée au coffret.



Revenons sur le point qui avait été laissé en suspend.

Le mot de commande a la structure suivante:

- B0 = état de l'enroulement L2
- B1 = état de l'enroulement L4
- B2 = état de l'enroulement L3
- B3 = état de l'enroulement L1
- B4 = état de la lampe 1
- B5 = état de la lampe 2
- B6 = état du système d'initialisation
- B7 = non utilisé

Pour le mot de status, seul le bit 1 est utilisé sur cette carte. Un état 1 indique que le miroir est sur la position d'initialisation. Un état 0 donne un miroir sur une autre position ou pas de miroir du tout. Il peut arriver que la largeur de la zone d'initialisation occupe plusieurs positions de pas moteurs. Ce défaut qui n'en est pas un est provoqué par la divergence de la led d'émission. Il suffit dans tenir compte au niveau du programme du bloc de commande.

Conclusion

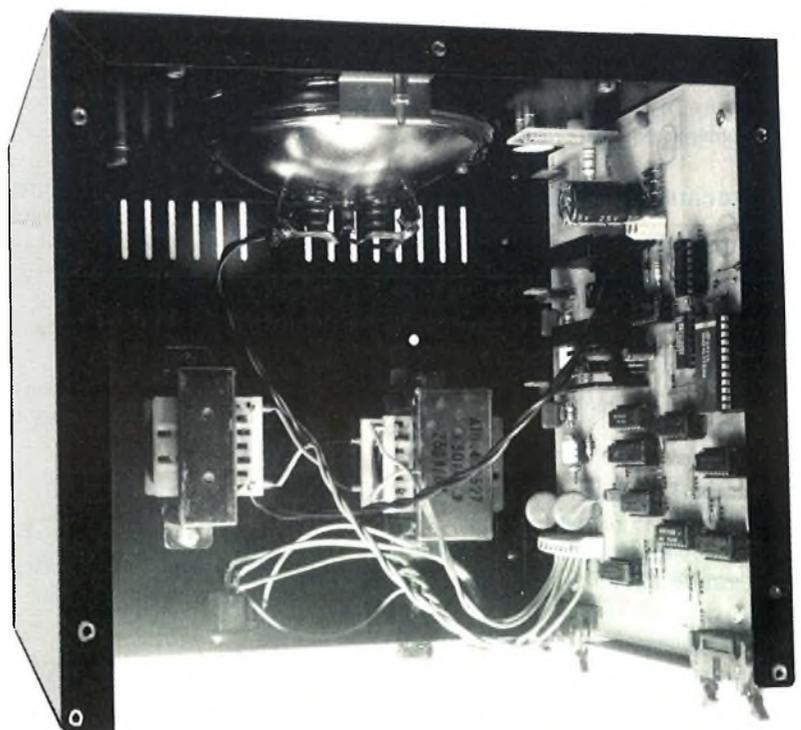
Voici pour cette première partie. Pour tirer un maximum d'effets de ce montage, il importe de disposer de plusieurs modules dont on fait varier les écarts entre les différents modules.

La prochaine fois, nous aborderons l'étude du boîtier de commande. Son principal intérêt portera sur la reconnaissance des signaux musicaux et nous verrons comment les exploiter pour synchroniser le dispositif de commande.

Nous aborderons également les différents programmes d'effets qui ont été mis au point à ce jour. Il se peut d'ailleurs qu'il y en ait des nouveaux d'ici là!

Alors rendez-vous dans un prochain article pour terminer l'étude de dispositif lumineux pas (à pas) comme les autres.

E. DERET



Les alimentations sans transformateur

Il est souvent utile de posséder une source d'alimentation à partir du secteur pour laquelle on désire à la fois un faible coût et un encombrement réduit.

Pour obtenir satisfaction, l'élément prédominant à supprimer qui sera en ligne de mire c'est, bien entendu, le transformateur.

Or, faire une alimentation secteur sans transformateur est quelque chose de tout à fait possible. Certes il y a quelques précautions à prendre, des règles à respecter, mais les résultats obtenus peuvent s'avérer amplement suffisants et extrêmement intéressants dans bien des cas.

L'article qui suit ne débouche pas sur une réalisation, mais il aura pour but de répondre à de nombreuses questions: Quelles sont les précautions à prendre, que peut-on attendre de ces types d'alimentations, comment les calculer et les optimiser? etc.

Le but

Si vous vous empressez de lire cet article, autant prévenir, ne vous attendez pas à y trouver une solution simple pour alimenter un amplificateur 60 Watts....

En effet, si des tensions de l'ordre de 50 ou 60 Volts sont du domaine du possible, c'est au niveau des courants maximums que la première limite se montrera.

Envisager des courants d'une centaine de milli-Ampères fait partie de ces limites maximales à convoiter.

Déjà avec des courants de cet ordre (et même pour moins) de nombreux montages peuvent prendre vie.

Précautions et nécessités

Ces alimentations tombent à pic pour les petits montages dont le coût de revient ne dépasse guère la cinquantaine de Francs. En effet, dans ce cas, une alimentation à transformateur revient aussi cher que le montage et en enlève tout l'intérêt.

Par contre, si tout montage à la gourmandise modeste peut en théorie y être connecté, il faut garder dans l'esprit quelques règles importantes. On ne pourra par exemple pas alimenter de cette façon tout montage ayant des parties métalliques facilement accessibles.

Ainsi les différents points passés en détail ci-dessous sont pratiquement des cas d'exclusions systématiques:

- Si des éléments (poussoirs, interrupteurs, prises de sortie, micro, peuvent être touchés facilement de la main: là le risque est présent et dangereux. D'une manière générale, éviter toute tentative lorsque le montage ne se trouve pas dans un coffret plastique solide.
- Si le montage doit être raccordé à un autre appareil possédant une alimentation traditionnelle (T.V. chaîne Hl.FI, appareil de mesure, etc).
- Si le montage doit être raccordé à une ligne PTT (et là, les sanctions peuvent être graves...).
- Si le montage connecté peut être soumis à une humidité importante (accidentellement ou non) et, à fortiori, s'il sert à mesurer des niveaux de liquides ou autres applications du même style, cela va de soi...)

Cette liste d'exclusions peut paraître bien contraignante, mais la sécurité est primordiale.

L'élément responsable de toute cette série d'impossibilité est le fait qu'en général, l'un des deux pôles du secteur se retrouve directement réuni au montage.

Or, lorsque l'on branche une fiche secteur, on a une chance sur deux (le

barillet de la roulette russe se réduit!) pour que la masse du montage se retrouve à la phase du secteur ou au neutre.

Même si le neutre est pratiquement toujours au même potentiel que la terre, il ne peut toujours y avoir certitude et le risque existe. Il faut savoir qu'un courant d'une dizaine de mA circulant dans le corps humain est déjà grandement mortel... Or le montage peut être relié à la phase et un radiateur de chauffage central représente une très bonne terre....

Tous ces avertissements ne doivent pas pour autant faire lâcher prise à l'engouement que vous avez à résoudre vos problèmes d'alimentation.

Ainsi, un micro-émetteur F.M. par exemple, dont le micro métallique n'est pas accessible et bien enfermé dans son boîtier est un exemple de montage pour lequel cette solution est viable.

Le temporisateur longue durée, vu le mois dernier, proposait également une solution de ce type. Pour la sécurité, il suffisait de commuter les inters DIL lorsque l'appareil était hors tension.

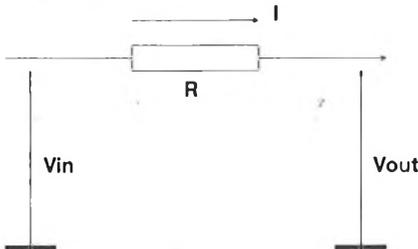
Nous venons de prendre ici deux exemples positifs, mais il en existe bien d'autres avec lesquels nous pourrions remplir des colonnes. Ce n'est pas le but ici et, pour résumer, il suffit de garder en mémoire les cas d'exclusions et faire preuve de bon sens pour faire son choix.



Principe de base

Lorsque l'on a une tension continue à faire chuter, la solution la plus simple, c'est la résistance. Le seul inconvénient de cette méthode réside dans le fait que cette résistance est généralement calculée pour un courant connu et constant.

En effet, si le courant consommé diminue, la chute de tension dans R également, ce qui correspond à une augmentation de la tension de sortie. A la limite, pour $I = 0$, on obtient $V_{out} = V_{in}$.



Pour créer une consommation constante sur cette résistance, indépendamment du courant consommé par la charge, la solution consiste à placer une régulation SHUNT, généralement une diode zener.

A noter que ce système à diode, résistance et diode zener peut être utilisé pour des courants jusqu'à 1,5 à 2 mA (alimentation de circuits MOS) tout en restant dans des résistances de 1/2 à 1Watt.

Au redressement près, nous pourrions partir du même principe pour une alimentation se raccordant au secteur. Le seul problème réside dans la puissance dissipée dans la résistance, car là, on part d'une tension efficace de 220 V, soit 310 V crête.

La solution à résistance impose donc une nouvelle limite: la puissance et, par le fait, encore la taille.

Capacité = Z?

Si en continu un condensateur ou une self n'offrent respectivement qu'un isolement ou la résistivité du fil, en alternatif, tout est à reconsidérer.

Ainsi, un condensateur soumis à une fréquence de 50 Hz laisse passer une proportion de cette tension, proportion étroitement liée à l'impédance que représente ce condensateur à la fréquence considérée. Cette impédance suit la formule:

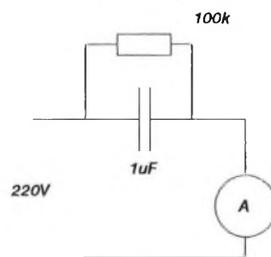
$$Z = 1/(2 \pi f C)$$

La "résistance" équivalente est très intéressante puisque le condensateur, offrant un déphasage de $\pi/2$ entre le courant et la tension, ne dissipe aucune puissance: $P = U * I * \cos(\phi)$.

Cet absence de puissance dissipée est d'autant plus réelle que le condensateur s'approche du composant parfait.

En reprenant la formule précédemment donnée, on peut ainsi calculer qu'un condensateur de 1uF représente une impédance équivalente sous 50 Hz de 3,183 kOhms.

L'expérience consistant à connecter un condensateur plastique de 1 uF 400V au secteur et un milli-Ampèremètre vérifie ce calcul puisque l'on obtiendra un courant alternatif efficace de $220/3183 = 69,1$ mA.



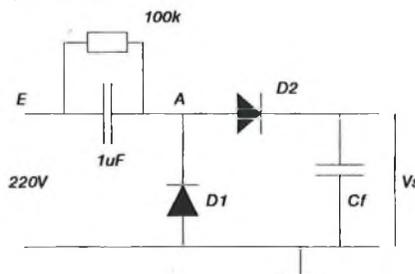
Dans la suite des exemples de cet article, nous conserverons toujours la valeur de 1 uF pour le condensateur. Vous retrouverez toujours aussi la résistance de 100 kOhms 1/2 Watt en parallèle sur celui-ci.

Sa présence se justifie par le fait que sur un montage de ce type, la fiche secteur peut être enlevée à tout moment, laissant ainsi le condensateur avec un état de charge inconnu. On peut à cet instant T de déconnexion y trouver 0 Volt tout comme 310 Volts d'une polarité ou d'une autre. Cette résistance assure la décharge rapide et évite ainsi tout choc désagréable au contact de la prise mâle.

Création d'une tension continue

Le condensateur par lui-même ne suffit pas. Il faut pour obtenir une tension continue comme l'aiment nos chers CI, utiliser une cellule de redressement.

La cellule la plus couramment utilisée prend la forme du schéma ci-dessous.



Si nous supposons que la première alternance du secteur est négative, le condensateur de 1 uF va d'abord se charger au travers de D1 à la tension crête du secteur.

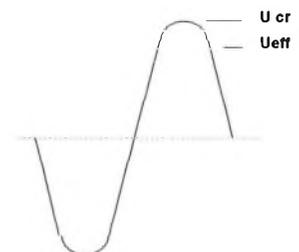
Pendant toute cette phase descendante, le point A va se trouver à -0,7V par rapport à la masse. Au point maximum négatif de la tension secteur, ce condensateur sera chargé à la tension crête, soit 310 Volts. (-310V à l'entrée E et 0V en A (on négligera les 0,7 de seuil)).

Lorsque l'on attaque la remontée de l'alternance négative, D1 va se bloquer et la tension au point A va monter de la même quantité. D2 entre en conduction et la capacité de filtrage Cf se charge à la même tension (en fait Cf se charge sur plusieurs alternances, à cause du ratio des capacités).

Point particulier: lorsque la tension d'entrée sera à zéro, le point A sera à +310V par rapport à la masse.

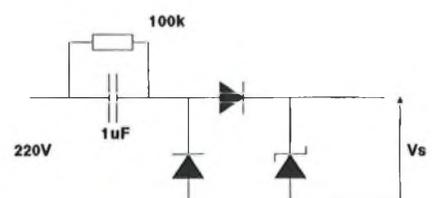
Nous ne faisons par contre à ce moment, qu'attaquer seulement l'alternance positive et elle ira jusqu'à +310 Volts crête (entraînant toujours le point A).

C'est donc de 620V que nous disposerons lorsque cette crête sera atteinte, et la capacité de filtrage Cf sera rechargée de ses pertes (pertes propres + celles d'une charge externe) toutes les 20 mS.

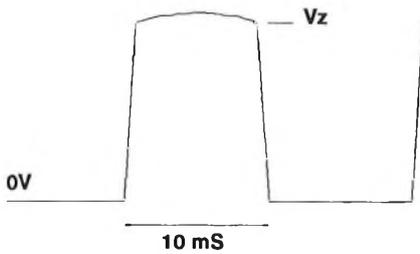


L'étage que nous venons de décrire est très connu et se nomme DOUBLEUR DE TENSION. C'est ce principe qu'utilisent par exemple les MAX232 pour obtenir des tensions de 12V à partir du 5V et à l'aide d'un découpeur intégré.

Si nous remplaçons maintenant la capacité de filtrage Cf par une diode zener, nous obtenons le montage suivant:



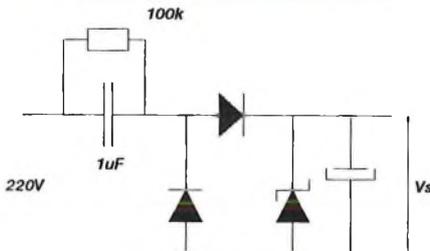
La diode zener va désormais limiter la tension de sortie et, sans condensateur de filtrage, la tension V_s aura la forme suivante:



Les défauts sont ici accentués: la pente du carré obtenu correspond à la pente de la sinusoïde à proximité de 0V et l'arrondi au niveau de V_z correspond à la résistance dynamique de cette diode.

Nous sommes à deux pas de notre alimentation, à laquelle il suffit d'ajouter le filtrage et une éventuelle régulation série.

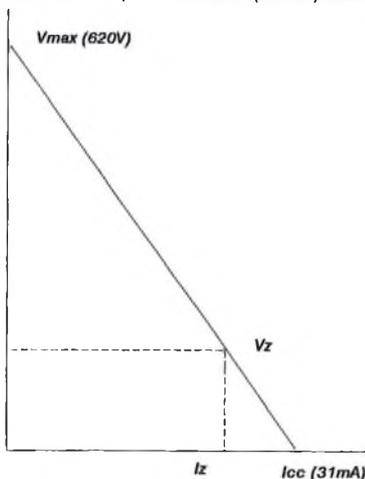
Alimentation mono-alternance



Voilà le schéma final de cette première alimentation complète (la plus courante).

Elle part de la base du doubleur (620V sans zener: d'où l'importance d'une zener sûre!) et fournit environ 31 mA sur court-circuit. On peut donc en déduire son impédance interne qui est de $620/0,031 = 20 \text{ k}\Omega$. Par la théorie, cette résistance interne est égale à $Z = T/C$ avec ici T de 20 mS (mono-alternance) et $C = 1\mu\text{F}$.

Cette résistance interne liée à une tension à vide élevée est très intéressante et se traduit par la courbe (droite) suivante:



De cette droite on peut déduire tous les courants pouvant être disponibles en fonction de la tension de sortie désirée.

Avec les valeurs de composants suivantes (et sans zener):

- C entrée: 1 μF 400V
- Diodes: 1N4007
- Capacité de filtrage: 47 μF 450V,

nous avons obtenu le relevé de tension en fonction de la charge suivant (V_s en volts, I_s en mA et P_s en Watts):

Rl	Vs	Is	Ps
591	17,57	29,68	0,521
1,586k	44,92	28,32	1,27
3,6k	93,75	25,97	2,435
10,43k	210,9	20,12	4,24
14k	252	18	4,5
25,9k	349	13,47	4,71
32,83k	385	11,72	4,5
36,43k	398	10,9	4,36

Nous avons limité ce tableau à ces quelques valeurs car elles cernent un point de fonctionnement et des constatations importantes.

On peut voir dans un premier temps que la puissance obtenue n'est pas constante. Cette puissance va tendre vers zéro pour $V_s = 0$ (court-circuit) et également pour $I_s = 0$ (à vide). On voit aussi qu'elle passe par un maximum (de l'ordre de 4,7 Watts quand même) pour une résistance de charge située en fait entre 14 et 25k Ω .

Plus précisément, la puissance maximum que l'on obtiendra sera de fait acquise pour une valeur de R_l égale à l'impédance interne de l'alimentation: voilà qui rappelle étrangement les adaptations d'impédances.

A ce moment, la tension disponible sera de $V_{\text{max}}/2$ (soit 310V) et le courant de sortie de $I_{\text{cc}}/2$ soit 15,5 mA environ.

Pour revenir à notre alimentation pré-stabilisée par zener, on peut en retirer aussi une conclusion importante: Si la consommation de la charge est variable (et notamment si elle peut être nulle), c'est la zener qui, montée en régulation SHUNT, va devoir dissiper cette puissance.

La puissance de la zener doit donc être adaptée à la tension de sortie désirée, avec un maximum de 4,7W pour 310 V dans cet exemple.

Ces points de repos sont symbolisés dans la droite de bas de page par V_z et I_z . Le point I_z est la limite supérieure que pourra consommer le montage avant que la zener commence à ne plus réguler. A cet endroit, la tension d'utilisation va ensuite descendre suivant la pente de la droite.

Pour faciliter la tâche, il est plus simple de trouver l'équation de cette droite, de la forme $Y = AX + B$, avec $B = 620$ (V_{max}) et $A = 620 / 0,031$ (lcc):

- $V_s = -20000 I_s + 620$ ou encore
- $I_s = (V_s - 620) / -20000$

Intensité

Ainsi, si on désire une tension de sortie régulée par zener de 12 Volts, le courant I_z max sera de $620 - 12 / -20000$ soit 30,4 mA et la puissance max de zener de $12 * 0,0304$ soit 365 mW.

Une zener 24 Volts devra pouvoir dissiper 730 mW et ainsi de suite. On constate ainsi que la zener, qui est très importante dans ce type de montage (si elle se coupe, ce qui est rarement le cas, la tension s'envole...) aura tout intérêt à être bien dimensionnée et qu'il sera souvent plus simple de placer 2 zeners 12 Volts, 1W en série par exemple.

Pour rassurer, précisons qu'une zener sollicitée au delà de ses caractéristiques maximales a plutôt pour habitude de se mettre en court-circuit.

Puissance

De ces résultats, des conclusions peuvent être tirées également au niveau de la puissance.

Prenons l'exemple d'un montage équipé d'un relais. Le relais, à caractéristiques égales, peut se trouver avec différentes valeurs de tensions pour la bobine: c'est l'exemple type du composant fonctionnant à puissance constante.

Ainsi, un relais 12V dont la bobine consomme 30 mA (cas fréquent des petits relais (360mW)), ne consommera que 15 mA en version 24V, 7,5 mA en 48V, etc.

On voit de suite que le relais 12V, dans le cas de notre alimentation, consommera pratiquement la totalité du courant disponible, ne laissant rien à l'électronique de commande.

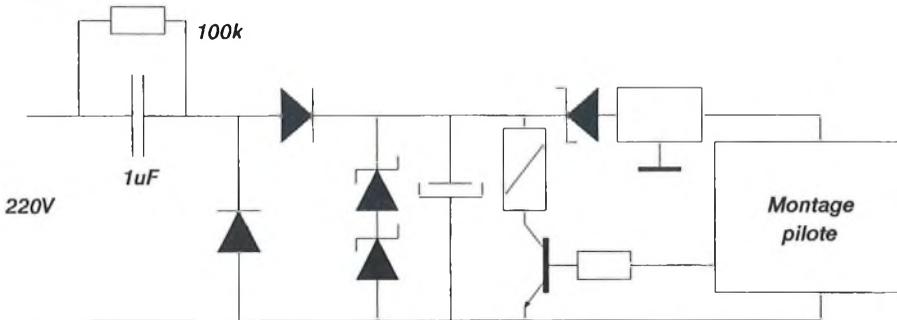
Un relais 48V consommant 7,5mA laissera, par contre, encore 20 mA disponibles pour le montage (en se basant



sur le tableau des valeurs relevées, page précédente).

On aura donc tout intérêt dans un montage comme cet exemple, à prendre un relais dont la tension de bobine est la plus forte possible, quitte à le commander par un transistor monté en collecteur ouvert de Vce suffisant.

Ceci est vrai pour tous les composants fonctionnant à puissance constante, relais, lucioles, HP (le HP 50 Ohms existe), buzzers (il existe des modèles allant de 3 à 48 V avec diminution du courant consommé), etc.



Le schéma ci-dessus représente un tel montage avec deux types d'alimentations distinctes.

Deux zeners de 24 Volts permettent de piloter le relais en 48 Volts. Une zener de 25 à 32 Volts, placée en série dans l'entrée d'un régulateur permet de descendre sa tension d'entrée entre 16 et 23 Volts (les régulateurs n'aiment pas beaucoup au-dessus de 27 V).

Ce régulateur de type 12V par exemple fournit enfin une tension très stable au montage utilisateur. La tension de commande du relais est appliquée à la base du transistor au travers d'une résistance de limitation, et une commande par une tension du type 0 à 3V est déjà utilisable.

Nous avons omis dans ce schéma les divers condensateurs de découplage pour plus de clarté (entrée et sortie du RG 12, etc).

Plus de courant...

Dans ce titre, le mot "plus" s'entend évidemment dans le sens "+". Et de fait, on en veut bien souvent toujours plus.

Même si travailler à l'économie dans un montage est tout un art, 30 mA sous 12 Volts: c'est "short".

Or nous avons vu plus haut que l'impédance de la capacité sur du 50 Hz est

définie par $Z = 1 / (2 \pi F C)$. Pour diminuer Z, il n'y a donc pas 36 solutions:

Π est une valeur ancienne et personne n'osera la changer. Pour F, s'il suffisait de téléphoner à EDF pour augmenter sa fréquence, ça se saurait! Reste C.

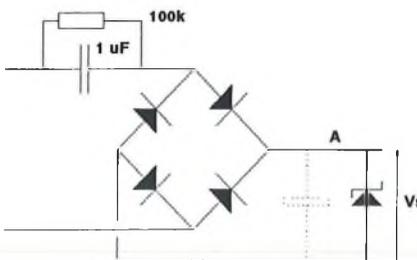
Cela semble couler de source, si l'on met en parallèle plusieurs capacités de 1uF, on augmentera proportionnellement le courant disponible. Si l'encombrement est le critère de choix, autant s'arrêter avant que tout cela ne devienne plus gros que le transformateur correspondant.

Revenons pourtant un peu en arrière avec F...

Fabriquer du 100 Hz, à la limite, améliorerait déjà le résultat par deux. Or, 100 Hz, c'est bien la fréquence que l'on retrouve à la sortie d'un pont, non ?

Alimentation double-alternance

Le montage est extrêmement simple. Son schéma (ci-dessous) fait appel à la même capacité d'entrée et un pont de diode classique.



Ici, le fonctionnement est relativement différent et l'aspect doubleur de tension disparaît. Ce montage, à vide, fournit une tension de 310Volts, soit la valeur crête du secteur.

L'intensité maximum de court-circuit est par contre le double du montage précédent. Le courant maximum d'utilisation est donc plus important mais surtout pour des tensions d'utilisation faibles.

En effet, par comparaison avec la droite d'impédance précédente (courbe de

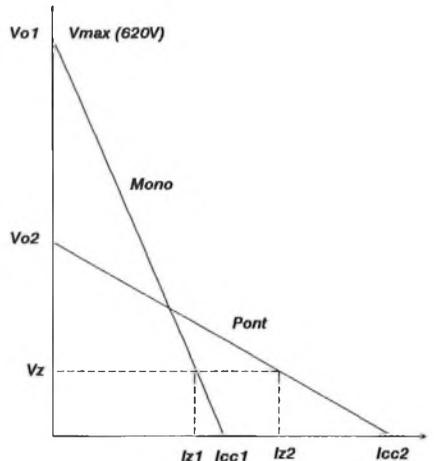
charge) la tension à vide de moitié (Vo2) et le courant maxi au double (Icc2) donnent une pente de droite divisée par 4.

L'équation de tension en fonction de la charge reste la même, seules les valeurs deviennent:

- $V_s = -5000 I_s + 310$ ou encore
- $I_s = (V_s - 310) / -5000$

Cette différence de pente montre que pour une même valeur de Vz, le courant de régulation Iz2 est très différent et surtout chute beaucoup plus vite lorsque l'on désire des tensions d'utilisation élevées.

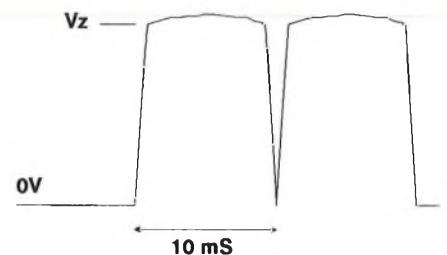
Le graphe comparatif ci-dessous met en évidence la différence de comportement entre les deux montages.



Le point de jonction entre ces deux droites peut être calculé à l'aide des deux équations. Il se fait à $V_s = 206V$ et $I_s = 20,666 mA$.

C'est ce point de jonction qui fera choisir entre les deux systèmes pour une utilisation donnée de tension et de courant de sortie.

Enfin, sur le système à pont et sans chimique de filtrage, la forme d'onde obtenue est de la forme suivante:



Le gros avantage de cette forme est de procurer une efficacité beaucoup plus importante du filtrage pour deux raisons: la période de signal actif est de 10 ms et la forme des pentes (exagérées sur le graphe) est celle de la base de la sinusoïde 220 Volts.



Dans tous les cas, c'est toujours sur la dissipation des zeners qu'il faudra porter l'attention, surtout s'il n'y a aucune charge de sortie.

Choix des composants

Diodes

Le courant véhiculé par les diodes reste modeste. Le choix portera surtout sur la tension inverse maximale qu'elles devront supporter.

Pour le système mono-alternance, la diode D1 devra supporter au minimum 620 V, D2 supportera au maximum le V_s choisi + 0,7V (schéma de la deuxième page de cet article).

Des diodes du type 1N4007 sont très courantes et avec leurs 1000V de tension inverse et 1A de courant direct, elles conviennent idéalement à ce type d'application.

Pour le montage à pont, chacune des diodes verra au maximum le V_s choisi + 0,7. Il est donc possible d'opter pour un pont miniature ou tout simplement un pont 1A, 400V traditionnel.

Capacité d'entrée

Les condensateurs plastiques 400V offrent un bon rapport qualité / prix et qualité / encombrement.

Des condensateurs spécialisés pour l'alternatif offrent également un angle de perte faible et conviennent pour de telles applications.

Capacité de filtrage

Le calcul de la capacité de filtrage peut suivre les règles traditionnelles de sélection, à savoir 1000 à 1500 uF par Ampère.

Les courants consommés sur ces alimentations conduiront donc souvent à trouver des valeurs de 47 uF à 220 uF.

Monter excessivement la valeur donne l'avantage d'un filtrage performant mais possède un inconvénient qu'il faut commenter.

L'impédance interne de la source d'alimentation étant loin d'être nulle (nous avons vu 20 kOhms pour la mono-alternance à 1uF), l'établissement de la tension nominale d'utilisation ne se

fera qu'avec une constante de temps de démarrage non négligeable.

Cette montée lente (quelques alternances du secteur) peut être nuisible pour des montages possédant un RESET de démarrage basé sur la ligne d'alimentation.

Protection d'entrée

Prévoir le court-circuit éventuel du condensateur d'entrée fait partie des décisions sages du concepteur.

Il existe deux solutions simples pour prévoir ce type d'anomalie.

La première est le fusible traditionnel placé en tête du schéma. C'est malheureusement un élément encombrant et qui vient encore augmenter la taille de l'alimentation.

La seconde solution, moins chère et moins encombrante, consiste à utiliser une résistance fusible. Cette résistance aura pour rôle de partir en fumée et de se couper en cas de "pépin".

C'est pour cette raison que cette résistance sera plutôt choisie du type ininflammable. Cette solution est très fréquemment rencontrée dans des produits secteur de bas prix du commerce (télécommandes secteur, clignoteurs, gradateurs, etc).

Cette résistance aura une valeur de 10 à 100 Ohms et d'une puissance de 1/4 de Watt. Elle sera câblée comme le fusible, directement en entrée du montage.

Conclusions

Nous voici presque au terme de cet article généraliste.

Après ces quelques explications et démythifications, vous devriez pouvoir venir à bout de divers calculs d'alimentations de ce type.

A noter enfin que la résistance de 100 kOhms, placée en parallèle sur le condensateur d'entrée, vient légèrement modifier tous les résultats.

Elle diminue notamment l'efficacité du doubleur (pendant la phase croissante de V_{in}), modifie les impédances internes et légèrement le courant maxi de sortie.

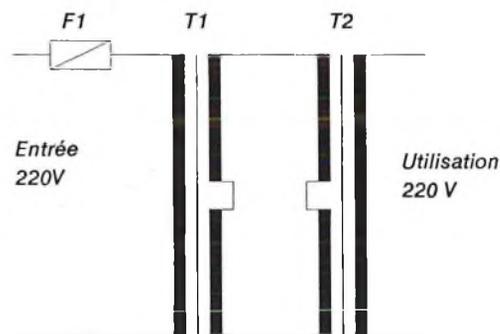
Si son action reste toutefois négligeable avec des condensateurs de 1 uF et plus, comme celui que nous avons pris dans tous les exemples, avec un 0,1 uF les résultats deviennent totalement erronés.

Il est toujours possible, pour vérification des résultats ou tests, d'augmenter sa valeur ou de l'ôter, en prenant garde à la charge résiduelle que peut conserver ce condensateur.

Enfin, au sujet des essais, rappelons qu'il faut prendre toutes les précautions d'usage concernant les manipulations.

L'idéal consiste, pour faire des essais sur un prototype ou pour vérifier les formes de signaux avec un oscilloscope, à travailler avec un transformateur d'isolation 220/220V.

Acheter un transformateur d'isolation uniquement pour cela est un peu dommage. c'est pourquoi le dernier petit schéma ci-dessous pourra peut-être vous rendre service.



On choisira si possible deux transformateurs T1 et T2 de puissances égales, et avec des tensions de secondaires (ISOLES!) identiques.

Si cela est possible, on choisira également ces tensions secondaires les plus élevées possibles (par exemple 2x48V), pour obtenir un jumelage des enroulements le plus équilibré possible.

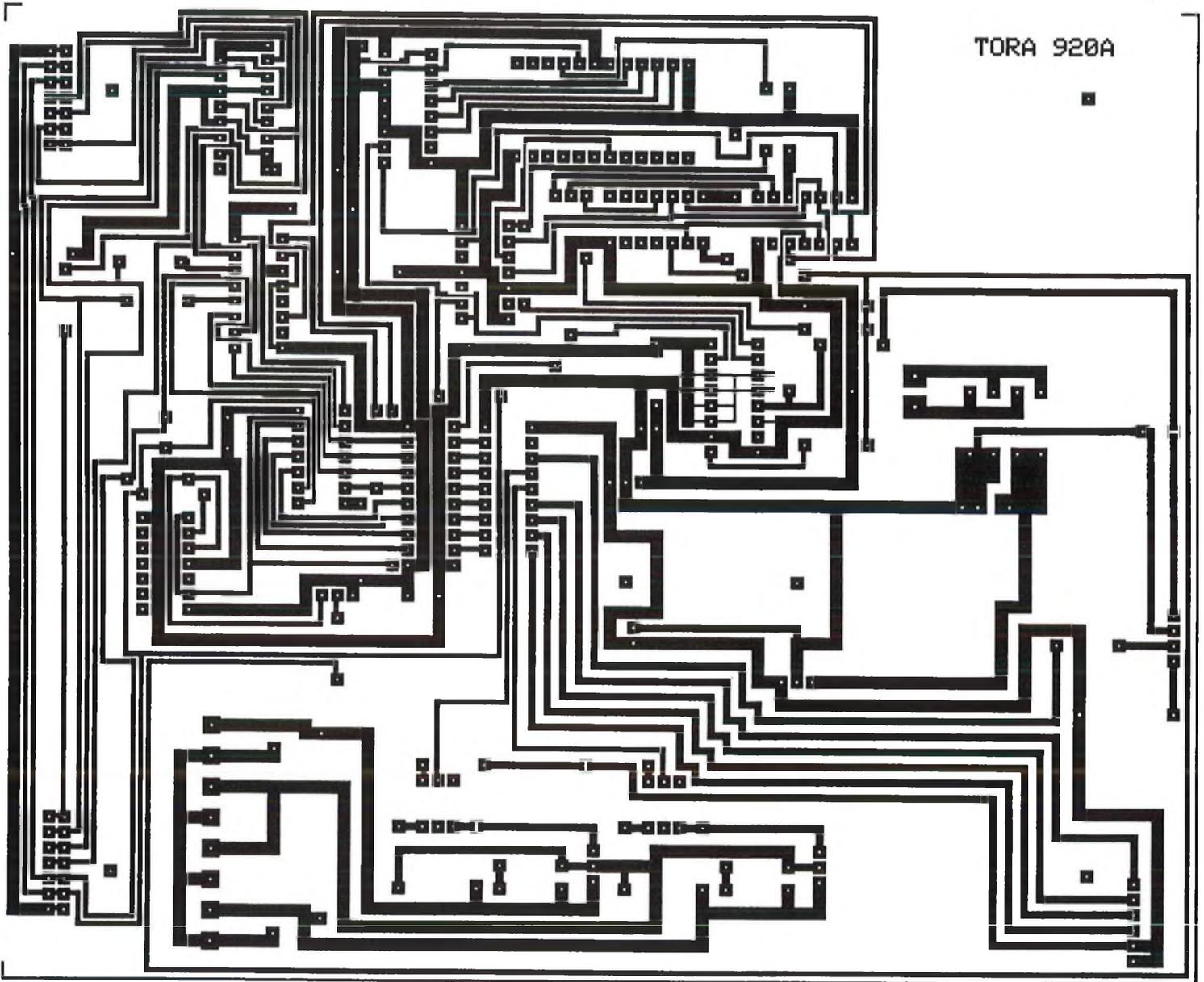
C'est même un transformateur double isolement que vous aurez ainsi réalisé, avec la possibilité de connecter les secondaires communs à une prise de terre.

Une puissance de 10 à 25VA suffit largement pour tester les schémas proposés dans cet article, des puissances plus élevées peuvent être utilisées si vous retenez l'idée pour d'autres applications...

J.TAILLIEZ



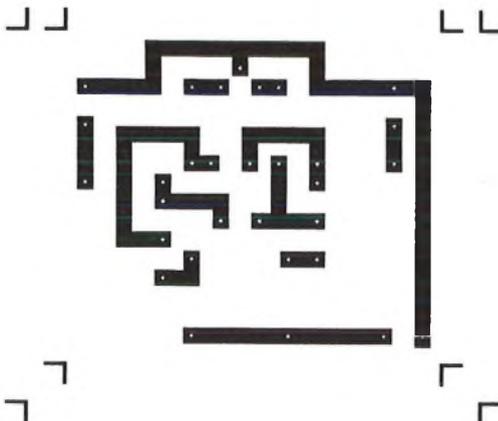




TORA 920A

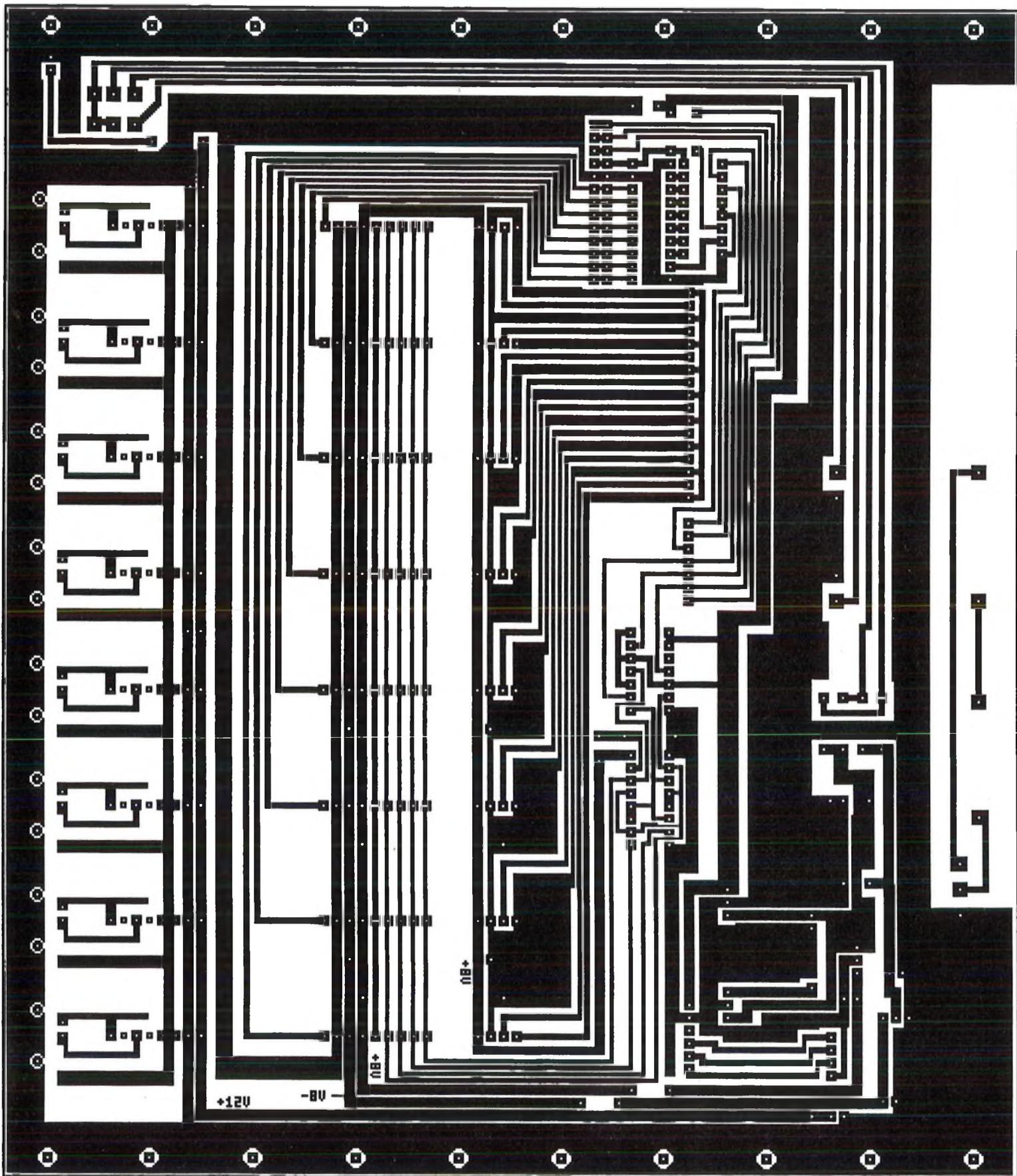
JEU DE LUMIERE

CIRCUIT DE
DETECTION
JEU DE
LUMIERE



CLIGNOTEUR A TRANSISTOR

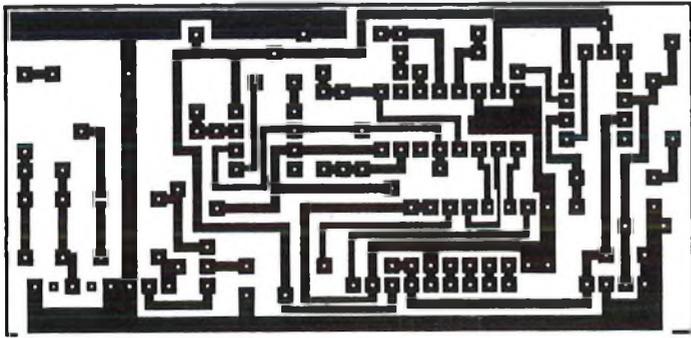




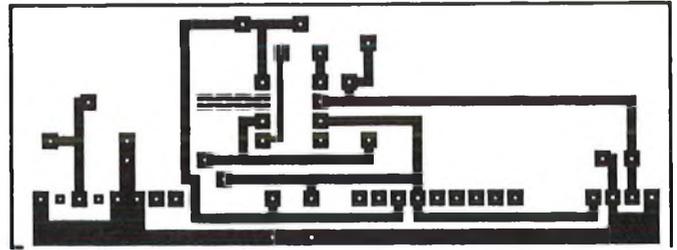
CARTE MERE - UNITE D'ACQUISITION 8 VOIES
MULTI-CALIBRES



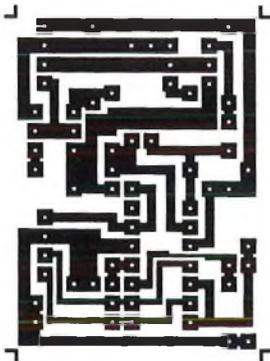




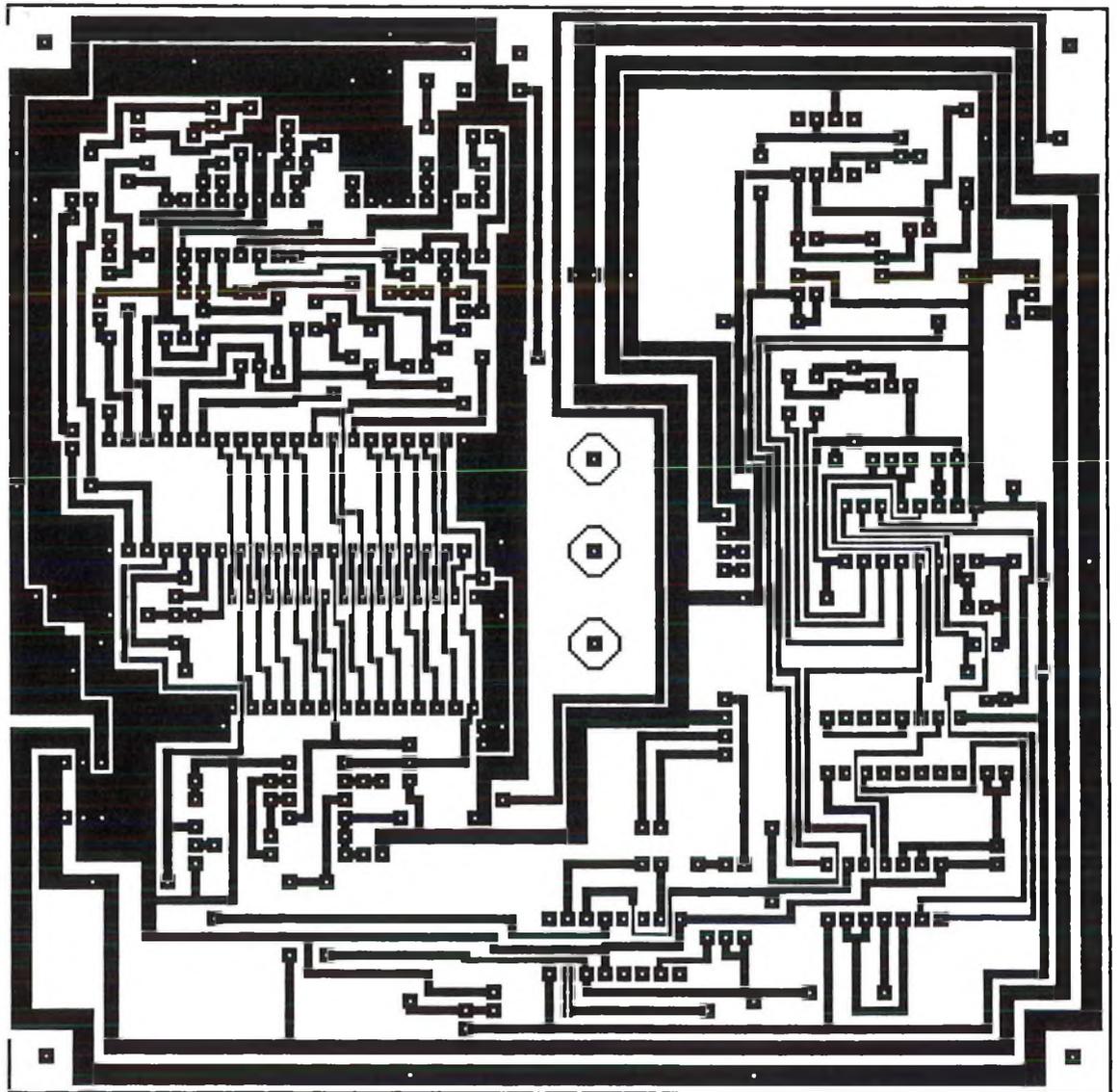
CARTE CALIBRE



CARTE D'ENTREE SIMPLE



PLATINE MOTEUR



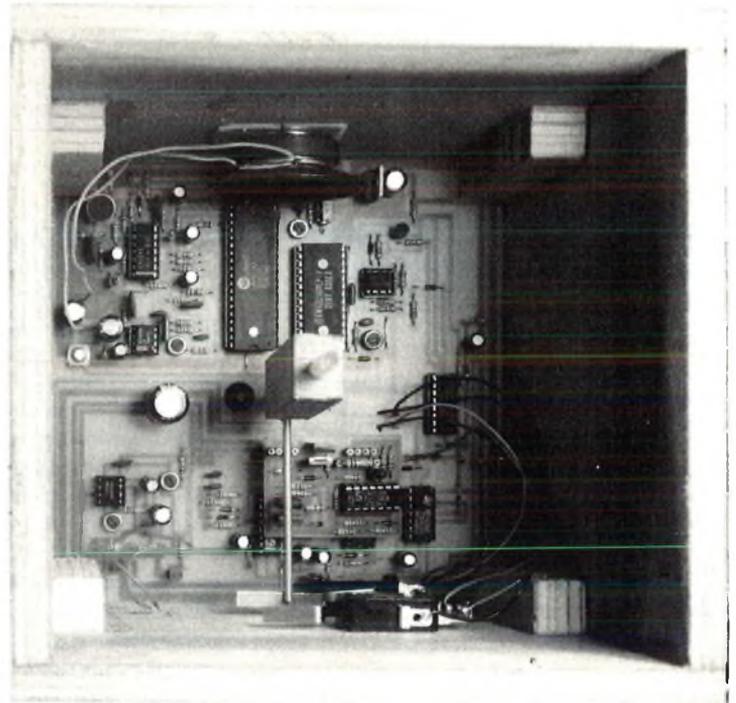
PLATINE DE COMMANDE, BOITE A COUCOU





LA BOITE à COUCOU ou L'ANTI-STRESS

"AH QUE COUCOU !" ... Nous n'avons pu nous empêcher, pour ce numéro d'Avril, mois du gag et de la fête de Pâques, de réaliser notre boîte à coucou. Elle possède très certainement des vertus apaisantes, mais sa mise au point n'en a pas pour autant été qu'une partie de plaisir. Allier les bienfaits de l'électronique aux frasques de la mécanique nous a donné du fil à retordre, c'est bien le cas de dire. Je dis nous, car c'est une oeuvre de toute l'équipe de la rédaction qui s'est passionnée pour le sujet. Trêves de plaisanteries, même si le résultat vous paraît dénué d'intérêt, jetez-y un coup d'oeil, car les astuces utilisées vous resserviront sûrement ailleurs. Entrons dans la boîte !



Le principe de fonctionnement

Rappelons en deux mots de quoi il s'agit. Née du génie des animateurs des "Guignols de l'info", elle revient souvent, sur les coups de 19h55, entre les mains de notre JONNHY national, nous faire rire un bon coup. A l'appel de son maître, au signal de "AH QUE COUCOU !", elle fait surgir un oeuf sympathique, qui répond par un joyeux COUCOU avant de disparaître à nouveau : rien que ça !

Nous allons donc réaliser l'exploit et vous permettre d'épater vos amis à l'aide de cette reproduction grandeur nature, en quatre étapes principales :

- Détection de la séquence clef

- Montée de l'oeuf en surface
- Un retentissant COUCOU
- Retour de l'oeuf en position cachée

Le tout avec une alimentation sur piles qui rend la boîte autonome, et sans aucune action sur un interrupteur quelconque. Le courant de veille est infime (moins de 3 mA) et son fonctionnement est assurée pour de longues heures, à moins d'abuser souvent du cri qui fait jaillir.

La figure 1 vous donne le synoptique global du montage.

Une section logique en veille permanente, alimentée sous 9 volts, assure la détection du "AH QUE COUCOU". En cas de succès, elle alimente le reste du montage et coordonne les séquences

suyvantes. Elle donne tout d'abord un ordre à la platine moteur qui assure la montée de l'oeuf. Un micro-switch confirme la fin de course de sortie et autorise ainsi la fonction PLAY d'un magnétophone digital, auteur du COUCOU de votre choix. La fin du message lance alors la seconde séquence moteur dans, le sens de la descente cette fois. La fin de course termine alors le cycle et le montage est remis en veille.

Chacun des modules est indépendant et sa genèse pourra resservir ailleurs, sur d'autres applications : la platine de commande moteur est d'ailleurs sur un circuit imprimé à part, dans ce but.

Nous traiterons donc successivement des trois sous-ensembles électroniques, puis nous nous attarderons sur le montage mécanique et la mise en boîte du projet.



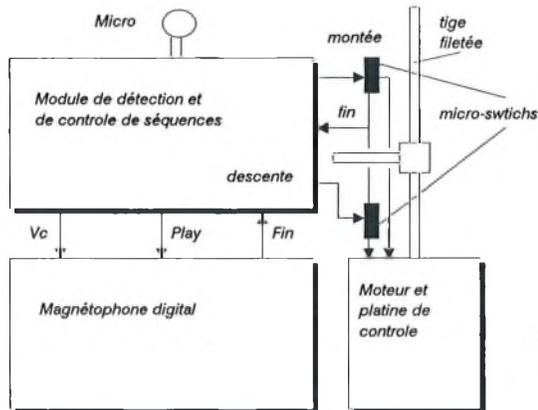


Figure 1 Synoptique de fonctionnement

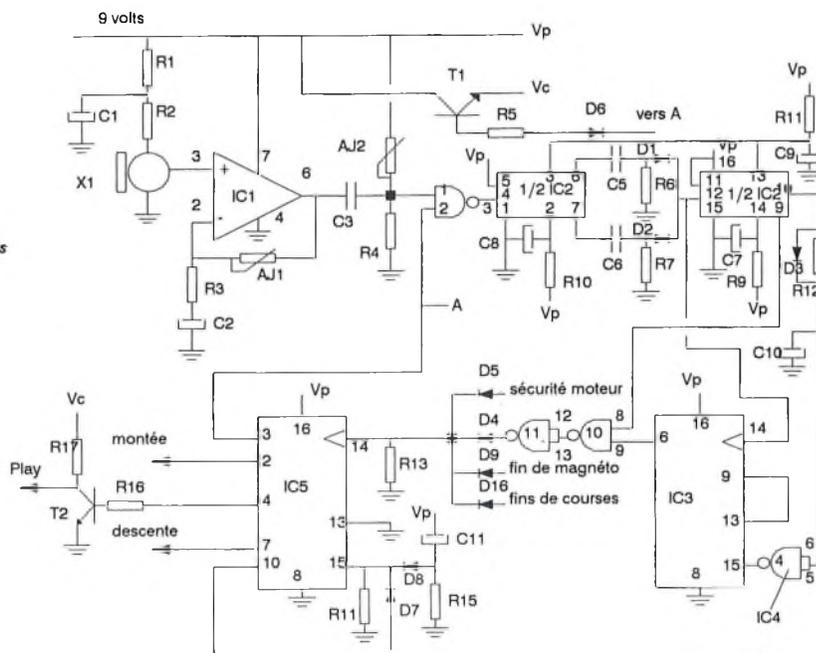


Figure 2 schéma du circuit de détection et contrôle

La cellule de détection et contrôle

Elle comprend un étage micro et amplification, un étage logique de détection, et un séquenceur de contrôle des opérations. elle assure également le contrôle de l'alimentation du reste du montage. La figure 2 en donne le schéma de détail.

Un micro électret, polarisé par R1, R2 et C1, attaque un ampli dont le gain est ajustable par AJ1.

Le signal est transmis au travers de C3 qui le dépouille de sa composante continue, à une porte MOS d'un NAND trigger de schmitt. Le diviseur AJ2, R3 permet d'aligner le signal sur le seuil de déclenchement du trigger, jouant ainsi sur la sensibilité de la détection. L'autre patte de la porte est connectée à la sortie Q0 de IC5, qui est le séquenceur de contrôle du montage : en veille, cette broche est à l'état 1 et autorise le passage du signal.

Celui-ci attaque alors un premier monostable dont le rôle est de transformer le train d'onde sonore d'une syllabe en un signal carré sur sa sortie Q et inverse sur sa sortie Q-. C8 et R10 sont adaptés pour la BF d'une voie normale (de l'ordre de 100 Hz). En sortie, les 2 réseaux identiques ont pour action de transformer en impulsions positives de courtes durées les attaques de paroles et de silences. Elles attaquent alors l'entrée CLK de IC3 (broche 14) et un second monostable, dont la durée est dix fois supérieure au précédent (R9 et C7), et

dont le rôle est d'autoriser le comptage sur IC3 en libérant la broche 15 (reset) par un état bas. Pour ce faire, D3 assure un transfert rapide de l'état haut vers une porte inverseuse (1/4 de IC4). R12 et C10 retardent le retour à l'état bas, et donc le reset de IC3, pendant que le signal Q inverse autorise sur la porte NAND de sortie de IC3, la transmission de l'état haut de Q7. Toute la clef du décodage se situe sur ce compteur à 10 étages : il compte une succession d'impulsions (7 pour être précis) et pas une de plus, durant un temps déterminé par le réseau C7, R9 du second monostable. S'il y a une syllabe de trop, Q8 bloque le compteur en activant le blocage de l'entrée horloge (CE : broche 13) de IC3. Si le temps est trop long, le monostable resetera le compteur.

De fait, c'est une séquence de 4 syllabes, entrecoupée de 3 silences, chaque étape d'une durée de 125 mS environ, qui autorise la transmission d'un signal positif en sortie de la dernière porte de IC4, montée en inverseuse. La reconnaissance vocale n'est pas encore à la portée de toutes les bourses, et son coût prohibitif n'aurait pas fait sérieux sur ce montage.

De fait, "AH QUE COU COU" comporte bien les 4 toniques : à vous de garder le secret, face à l'étonnement de votre entourage.

R11 et C9 assurent le reset initial des monostables.

Le signal attaque, au travers de D4, l'entrée horloge du séquenceur IC5, un

compteur du même type qu'IC3. Q0 passe alors à l'état bas et Q1 à l'état haut. Q0 autorise l'alimentation du reste du montage en tirant la base de T1 à la masse, au travers de R5 et D6, et bloque la porte NAND d'entrée : plus de perturbations durant la séquence en cours ! Q1 lance la phase de montée sur la platine moteur, que nous verrons plus tard. Un micro-switch de fin de montée renvoie sur CLK, au travers de D16, le signal de fin de course.

Q2 passe alors au magnétophone digital l'ordre de débuter la phase de reproduction du COUCOU, préalablement enregistré et modifié par vos soins. La broche PLAY étant active à l'état bas, T2 inverse le signal issu de Q2.

Le magnéto enverra son signal de fin de lecture sur CLK au travers de D9. La broche Q3 enverra alors l'ordre à la platine moteur de redescendre notre oeuf. En fin de course, un autre micro-switch viendra, toujours au travers de D16, porter Q4 à l'état haut. Alors, au travers de D7, le séquenceur IC5 sera resetté et Q0 viendra recouper l'alimentation sur T1 : le montage est de nouveau autorisé à détecter.

R11 assure par défaut un état bas à la broche reset de IC5 et C11, R15 et D8 assurent son reset de mise en route. R13 joue le même rôle que R11, mais sur l'entrée horloge.

Toute cette partie est alimentée en permanence par Vp et autorise une alimentation commutée Vc.

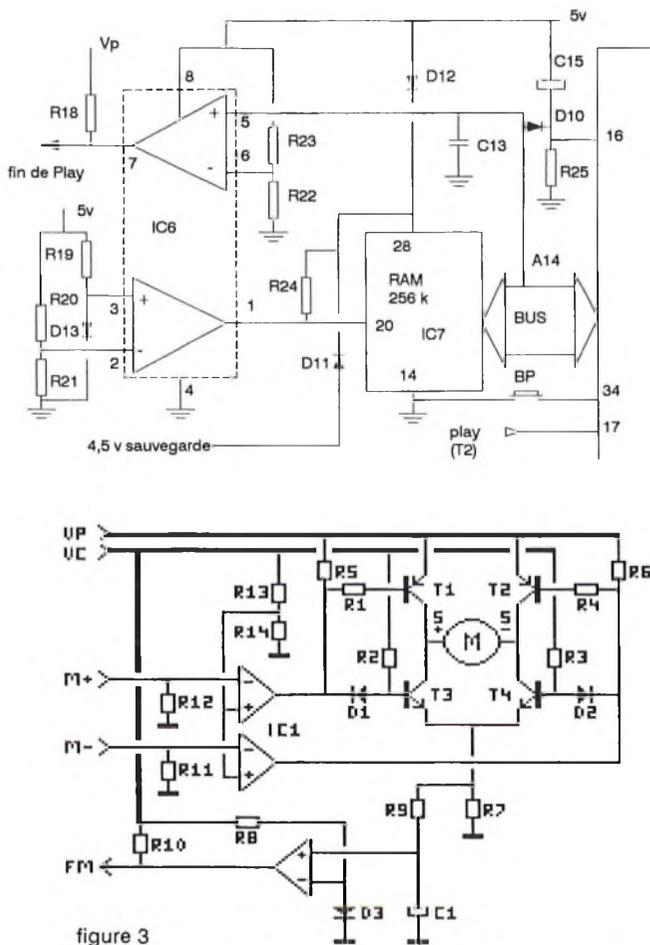


figure 3

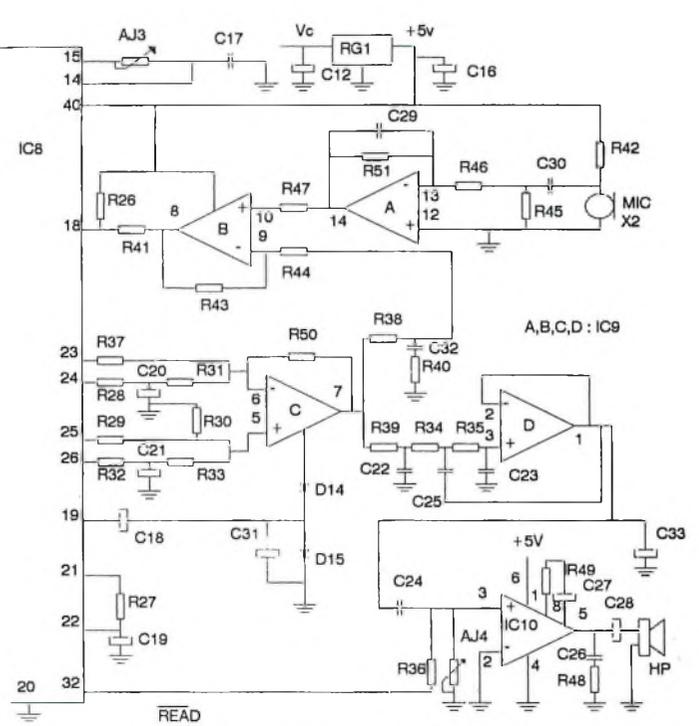
La platine de commande moteur

Promise à un bel avenir, elle figure sur un circuit imprimé à part, pour pouvoir resservir un prochain jour. Le moteur est servi par un double push NPN-PNP. Les commandes sont assurées au travers de 2 comparateurs à collecteurs ouverts, actifs à l'état haut sur leur entrée moins. Un signal positif sur M+, par exemple, ferme le collecteur et bloque T3 en rendant T1 passant : le courant circule donc de T1 vers T4 et vers la masse par R7 et vice versa pour M-. Une attaque simultanée n'est pas destructrice et place simplement les 2 cotés du moteur au + (ils sont à la masse au repos). Un troisième comparateur est utilisé pour surveiller la consommation sur R7 et enverra un front positif en cas de surconsommation (blocage moteur). Ce signal est exploité sur notre montage, au travers de D5, comme sécurité en cas de défaillance d'un micro-switch. Les entrées M+ et M- peuvent être alimentées en signaux carrés jusqu'à 400 Hz pour faire varier la vitesse du moteur. Nous en reparlerons très certainement dans un numéro ultérieur. Le schéma de détail est donné en figure 3

Le magnétophone digital

Déjà connu de nos fidèles lecteurs, cette section a fait l'objet d'un article conséquent dans notre numéro 23. L'UM5100 constitue le coeur de cette partie du montage. Nous avons conservé la sous-section audio dans son intégralité, et nous vous invitons, si besoin, à vous rafraîchir la mémoire en page 46 et suivante de ce fabuleux numéro. La sous-section logique s'est simplifiée : il ne reste qu'une seule mémoire, largement suffisante pour un petit COUCOU. La figure 4 donne le schéma de détail de l'ensemble de cette section.

Seul rescapé, BP permet de commander l'enregistrement initial du message. La diode D10, entre A14 et Reset, permet de terminer la séquence au changement d'état de cette ligne d'adresse, c'est-à-dire au milieu du cycle, soit à 128 Kbits occupés. La reproduction est commandée par T2 et obéit au même point d'arrêt. Toutefois, comme il nous faut transmettre cette fin de cycle à l'unité de contrôle, un étage à comparateur assure une transmission du changement d'état tout en isolant cette section du montage non alimenté en permanence : la



SCHEMA de la partie AUDIO entrée/sortie et modulation DELTA

Figure 4

résistance de sortie à collecteur ouvert peut ainsi être reliée à Vp.

L'autre moitié du double comparateur IC6 assure le maintien du CS (chip select) de la RAM à la masse lorsque Vc est présent et, par R24, son maintien à l'état haut dès la disparition de l'alimentation commutée. Tout ceci afin d'éviter l'effacement de la mémoire, elle même alimentée par D11 sous 4 volts, par le point milieu des piles (2 volts suffisent à conserver les informations). D12 empêche le retour de cette sauvegarde dans le reste du circuit lorsque Vc est coupée.

Un régulateur RG1, alimenté par la tension commutée Vc, assure un parfait 5 volts à l'ensemble de cette section lorsqu'elle doit fonctionner.

Nous en verrons le mode d'emploi un peu plus loin

La réalisation

La mécanique et la ressemblance exigée d'avec l'original ont dictés la taille et la forme du circuit imprimé principal.



De taille réduite au maximum, il veut se faire oublier. Sa réalisation ne doit poser aucun problème : attention toutefois au sens des transistors, les faces métal se tournent le dos.

La liste des composants

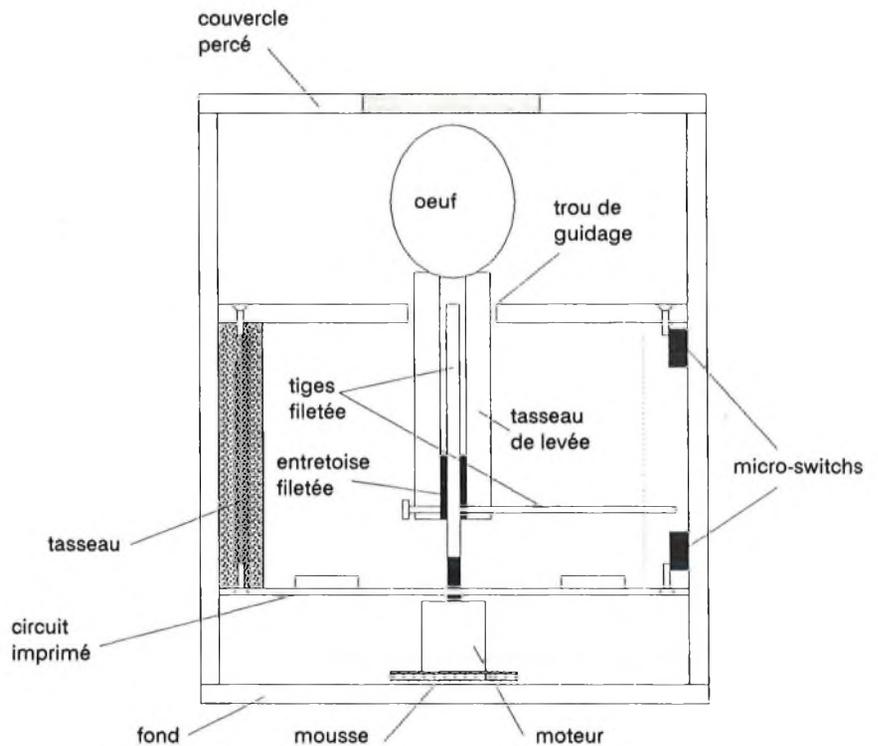
R1 à R4	3,9 kohms
R5,R6	10 Kohms
R7	2,7 ohms
R8	10 Kohms
R9	100 Kohms
R10	10 Kohms
R11,R12	100 Kohms
R13,R14	10 Kohms
C1	4,7 uF tantale
D1 à D3	1N4148
T1,T2	BD680
T3,T4	BD679
IC1	LM339
2 barrettes de 4 picots à wrapper longs	

Le montage

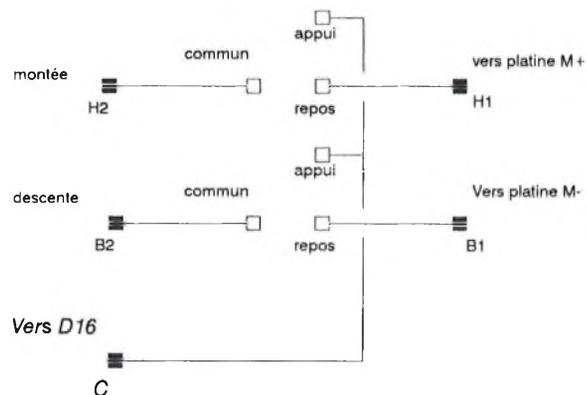
Surveillez simplement les polarités des composants qui le nécessite. Pour le reste, c'est comme d'habitude ! le micro X1 sera placé sur la façade du boîtier, et donc relié à son emplacement par 2 fils. Les réglages seront effectués avant la mise en coffret. AJ1 sera placé à mi-course et AJ2 à zéro. Afin d'effectuer tous les tests, les micro-switchs seront câblés en volant selon le schéma ci-contre. Il s'agit de faire démarrer le moteur sur la phrase clef et d'en vérifier le sens de rotation. Pour ce faire, la plaquette moteur sera mise en place également, et le moteur câblé au hasard pour commencer (une chance sur deux). Compte-tenu du pas de vis, il devra tourner dans le sens horaire (vu du dessus) pour la montée, et anti-horaire pour la descente. Si ce n'est pas le cas, inversez ses liaisons avec la carte. Une action sur le switch de fin de montée doit arrêter le moteur, et lancer le magnétophone, qui va émettre des sons bizarre : le contenu erratique de la RAM non initialisée (je vous renvoie au numéro 23 pour les réglages le concernant). En fin de lecture, il doit repasser la main au moteur, dans le sens descente. Une action sur le switch de fin de descente doit stopper la séquence.

La mécanique

La liaison moteur-tige filetée d'entraînement sera réalisée à l'aide d'un petit ressort, soudé sur l'axe et sur la tige, et recouvert de 2 couches de gaine thermo. Il sera nécessaire de poncer un peu l'axe avant cette manœuvre. La figure en vis à vis donne la coupe de l'intérieur du boîtier fini : c'est relativement clair. Les dimensions du coffret et des divers composants dépendent de la taille de votre moteur (pour la partie basse), de la hauteur de votre oeuf (pour la partie haute et la course de votre sortie). Nous vous



Implantation mécanique interne en coupe



cablage des microswitchs

conseillons de faire une étude précise avant de vous lancer. Ce qui est sûr, c'est la taille intérieur du coffret : 150x150mm, comme le circuit imprimé.

Le coffret

Il sera réalisé en contreplaqué, ou latté de 10mm pour une bonne rigidité. Dans notre cas, pour un moteur de 35 mm et un oeuf de 55mm, nous obtenons une hauteur totale de 190 mm. Quatre tasseaux permettent un montage aisé, et la fixation du circuit imprimé et de la plaque de guidage du tasseau de montée de l'oeuf. Voir la photo intérieure en Page 33.

Initialisation du coucou

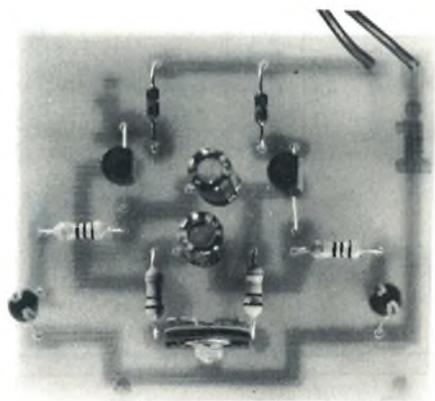
Il devient nécessaire de charger le magnéto du fameux cri de guerre. Il convient donc de l'alimenter en court-circuitant VP et Vc: en otant la plaquette moteur, cela va mieux. Régler AJ3 pour un cycle lent. Appuyer sur BP et lancer votre coucou. Réajuster AJ3 plus rapide pour un coucou plus aigu et replacer la plaquette moteur : c'est prêt !

CONCLUSIONS

Un gadget ? Est-ce bien sûr ? En tous cas, il déride tous ceux qu'il surprend et n'a pas fini de faire parler de lui.

GUIGNOLEMENT VOTRE, LE FUTE

Un clignoteur à transistor ou le principe du multivibrateur astable



De tous les montages électroniques qui peuvent exister de par le monde, celui qui est proposé dans cet article est certainement le plus simple qui puisse être réalisé.

Malgré son extrême simplicité, son fonctionnement reste des plus intéressants du point de vue électronique.

Pour bien mettre en évidence l'état des sorties de ce type d'oscillateur, l'utilisation de LEDs ou de petites ampoules nous conduit donc à obtenir un clignoteur très simple.

Petit rappel sur les transistors

Si aujourd'hui, la plus grande partie de l'électronique se ramène à l'utilisation de gros morceaux de plastiques noirs avec plein de tiges métalliques autour (que des personnes très savantes appellent circuits intégrés) il ne faut pas oublier que tout est parti de ces petites bêtes à trois pattes que l'on dénomme couramment sous le nom de transistor.

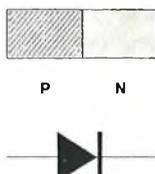
La famille des transistors se décompose à son tour en quatre grandes classes qui sont dénommées sous les termes de bipolaire, effet de champ, MOS ou unijonction. A chacune de ces appellations correspond un type de fonctionnement différent.

Dans le cadre de cet article, nous allons nous intéresser uniquement au transistor bipolaire qui est le plus fréquemment rencontré.

Comment définir rapidement un transistor? Disons en gros qu'il s'agit tout bonnement de deux diodes qui sont montées tête bêche. Ce point de détail peut se révéler très pratique pour se souvenir comment vérifier l'état de santé d'un transistor bipolaire avec un ohmmètre.

Est ce bien utile de rappeler le fonctionnement de la diode? La diode est

un composant électronique qui a la propriété de laisser passer le courant dans un sens et de le bloquer complètement dans l'autre. Cette caractéristique est obtenue par un agencement particulier des atomes de silicium combiné avec deux sortes de dopants qui sont appelés impuretés. En plaçant un type d'impureté d'un côté du barreau de silicium et le second de l'autre côté, on obtient cette propriété de fonctionnement dissymétrique. Comme l'objectif de cet article est de faire clignoter des LEDs nous n'irons pas plus loin dans les explications sur le déplacement des électrons dans cette structure particulière (à moins que vous n'ayez vraiment envie de vous ennuyer pendant deux heures). Terminons donc en signalant que l'une des zones est appelé P (comme Positif) et l'autre N (comme Négatif). La surface qui fait la séparation entre les deux zones est appelée jonction, et c'est elle qui possède la propriété de laisser passer ou de bloquer le courant. Les dénominations Anode et Cathode sont volontairement ignorées car sans aucune relation avec la suite des explications.

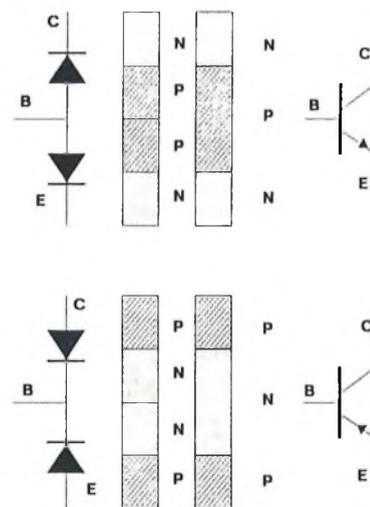


Nous avons donc dit qu'un transistor est constitué de deux diodes montées tête bêche. Cela nous conduit donc à devoir définir deux sortes de composants. En effet, il y a deux manières d'assembler les

diodes: soit en reliant les deux zones P ensemble, soit en reliant les deux zones N ensemble. Cela nous conduit donc à définir les deux espèces de transistors bipolaires qui existent:

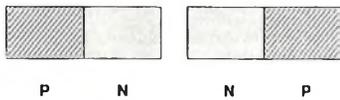
NP + PN = NPN

PN + NP = PNP



Nous venons de construire deux types de transistors et déjà une question vient à l'esprit. Pourquoi construire un tel composant alors que deux diodes pourraient suffire? Le modèle de transistor que nous venons d'élaborer ne fonctionne pas. Pour que l'effet transistor puisse prendre naissance il faut impérativement que la zone centrale soit la plus mince possible. Cette condition n'est pas réalisable en partant de deux diodes uniquement. La propriété de la diode est

obtenue par la jonction des deux zones P et N. Celle du transistor s'obtient par la proximité des deux jonctions des deux diodes utilisées.



Zones d'action de chaque jonction PN

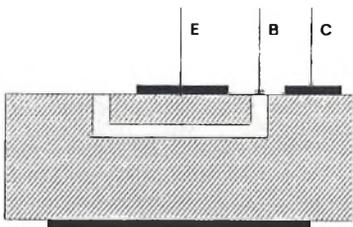


Recouvrement des zones pour l'effet transistor



Le transistor est constitué de trois broches qui sont appelées Emetteur (E), Base (B) et Collecteur (C). Si dans les explications qui ont été données jusqu'à maintenant, les broches Emetteur et Collecteur peuvent jouer le même rôle, dans la pratique il en est tout autrement. Effectivement les deux diodes utilisées ne sont pas symétriques. La surface de la jonction base collecteur est plus importante que celle de la jonction base émetteur. Le collecteur est très souvent relié au boîtier pour des raisons de dissipation thermique (d'où la raison de sa surface de jonction plus importante).

Si les broches émetteur et collecteur peuvent être permutées, le comportement du transistor sera totalement différent et il risque rapidement de se trouver détruit par un excès d'élévation de température à l'intérieur du boîtier.



Liaison avec le boîtier

Le câblage d'un transistor est donc unique. Cependant il peut disposer de quatre modes de fonctionnements. Avec deux diodes qui peuvent être chacune bloquée ou passante nous trouvons bien quatre cas possibles.

1er cas: les deux diodes sont bloquées. Le transistor ne peut donc rien faire. Il est lui aussi bloqué.

2eme cas: La diode base/émetteur est passante et l'autre bloquée. C'est le cas le plus intéressant. Le transistor travaille alors en amplificateur de courant. Bien que la diode collecteur/base soit bloquée, elle

devient malgré tout conductrice et le courant qui la traverse est un multiple du courant qui est appliqué sur la base. C'est ce qu'on appelle justement l'effet transistor. Cela est généralement traduit par la relation

$$I_c = \beta I_b$$

où I_c est le courant qui arrive sur le collecteur, I_b le courant qui est appliqué sur la base et β le gain du transistor.

Pour un transistor c'est la seule formule qu'il est bon de connaître.

3eme cas: La diode base/émetteur est bloquée et l'autre passante. Nous sommes dans le cas où les broches émetteur et collecteur sont inversées. Nous avons vu qu'il n'était pas bon pour le transistor de travailler dans cette configuration.

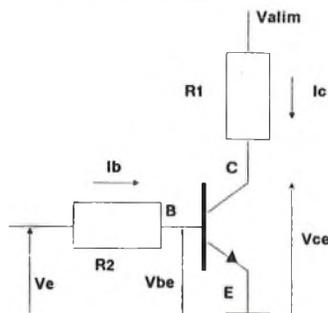
4eme cas: les deux diodes sont passantes. Dans ce cas, le transistor est dit saturé. Le courant de collecteur est à son maximum et n'est plus imposé par le courant de base. La différence de tension entre le collecteur et l'émetteur est à son minimum. C'est le $V_{ce\ sat}$ des données des constructeurs.

De ces quatre cas, trois sont fréquemment utilisés en électronique.

Le cas 2 est utilisé en électronique analogique. C'est le principe de départ des amplificateurs et de tous les produits qui en découlent. Ce mode de travail est appelé, on s'en doute déjà, amplification.

Les cas 1 et 4 sont utilisés en électronique digitale. Cela correspond aux états 0 et 1 des sorties des portes logiques. C'est le point de départ de tout ce qui touche à l'informatique. Ce mode de travail est appelé commutation.

Pour illustrer ces trois cas de fonctionnement pratiques, nous allons utiliser le montage suivant.



Pour pouvoir effectuer les différents calculs qui vont suivre, nous allons supposer le transistor parfait. C'est à dire,

la tension V_{be} toujours nulle, la tension de saturation V_{cesat} nulle, le gain β constant.

Pour concrétiser les calculs, nous prendrons la tension d'alimentation V_{al} égale à 10V, la résistance $R1$ égale à 10K et la résistance $R2$ égale à 100K et le gain du transistor égal à 100.

En considérant la tension V_{cesat} nulle, le courant maximum I_c sera de $V_{alim}/R1$, c'est à dire 1mA. Le courant de base I_b nécessaire pour obtenir cet état sera donc égal à I_{cmax}/β c'est à dire 0,01mA.

En considérant la tension base émetteur comme toujours nulle, ce courant de base s'obtient pour une tension de commande V_e de $I_b \times R2$ c'est à dire 1V.

Quand la tension d'entrée V_e est nulle ou négative, le courant I_b est nul et le transistor est bloqué. C'est le cas 1.

Quand cette tension d'entrée est comprise entre 0 et 1V, le transistor travaille en amplification. Le courant de collecteur I_c est toujours égal $\beta \times V_e / R2$. C'est l'étape d'amplification donnée par le cas 2.

Quand la tension d'entrée V_e devient supérieure à 1V, le courant de collecteur ne peut plus varier puisqu'il est imposé par la résistance $R1$. Le transistor est saturé, c'est le cas 4.

A noter que la résistance $R1$ est appelée résistance de charge.

Dans cet exemple, nous avons considéré le transistor comme parfait. Dans la réalité, de légères différences pourront apparaître.

Tout d'abord la tension de saturation. Celle-ci est fonction du courant de collecteur qui circule dans le transistor. Dans notre exemple, elle se situera aux alentours de 0,2V. Pour des transistors de puissance qui transitent des courants de 15A, elle pourra aller jusqu'à 3V.

Le gain ensuite. Lui aussi est fonction du courant de collecteur. Dans notre cas, sa plage de variation sera comprise entre 90 et 100. Pour les transistors de puissance que nous avons abordé juste avant, il pourra descendre jusqu'à 3 (d'où les structures dites Darlington de transistors cascades pour rattraper ces défauts).

Pour finir, la tension de V_{be} . La jonction base émetteur se comporte comme une diode normale. Elle commence à conduire pour une tension de base de l'ordre de 0,3V et croit en fonction du courant de base (et de collecteur) jusqu'à une tension de 0,6 à 0,7V. Le point de saturation ne sera plus obtenu pour une tension d'entrée de 1V

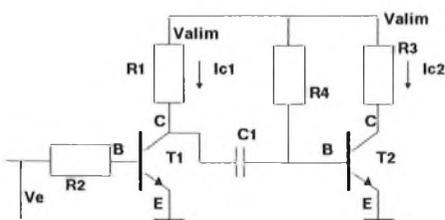


mais de 1,58V (cet écart est essentiellement provoqué par les 0,6V de la jonction base émetteur).

Le clignoteur

Pour continuer cette étude, nous allons volontairement nous placer dans les cas 1 et 4. C'est à dire que nous allons utiliser le transistor en commutation. Il est donc soit bloqué (aucun courant ne le traverse), soit saturé (l'intégralité du courant de la résistance de charge lui passe au travers).

Pour illustrer le mécanisme de l'oscillateur astable, nous allons commencer par utiliser le schéma suivant:



Comme précédemment nous considérerons les transistors comme parfaits. Les valeurs des résistances R2 et R4 seront choisies de manière à assurer la condition de saturation des transistors T1 et T2.

Au départ, nous allons considérer la tension d'entrée V_e comme nulle. Dans ces conditions le transistor T1 est bloqué. Le seul courant I_{C1} qui peut s'établir est celui qui va venir charger le condensateur C1. Nous considérerons que depuis le temps que nous bavardons, il est maintenant chargé et que le courant I_{C1} est de nouveau nul. La résistance R4 étant reliée directement à l'alimentation, le transistor T2 est saturé. La tension de collecteur de T1 est égale à la tension d'alimentation puisque le courant I_{C1} est nul. La tension V_{be2} est nulle (transistor parfait). La tension aux bornes du condensateur est donc égale à la tension d'alimentation.

Appliquons maintenant une tension sur l'entrée V_e qui fasse que le transistor T1 soit saturé. Instantanément, la tension du collecteur de T1 va chuter à la masse puisque sa tension de saturation est nulle. Cette descente rapide va entraîner avec elle le condensateur C1. Comme il était chargé au départ avec une tension égale à la tension d'alimentation, le point qui se trouve du côté de la base de T2 (qui était à une tension de 0V) se retrouve donc instantanément à une tension égale à moins la tension d'alimentation. La base étant négative, le transistor T2 est donc

bloqué. Le courant I_{C2} est devenu instantanément nul.

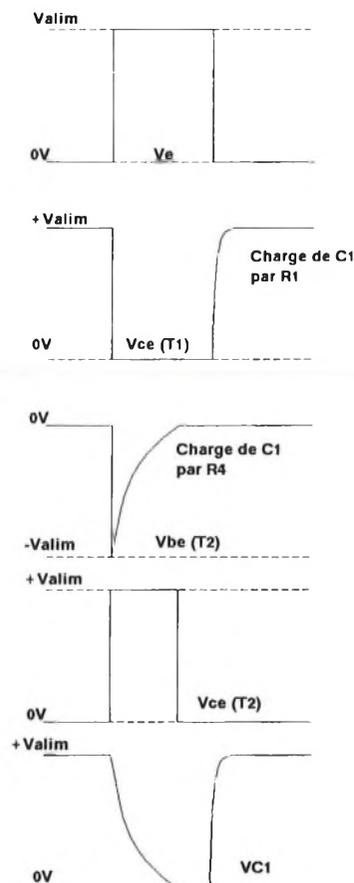
Le condensateur C1 va donc maintenant se charger au travers de la résistance R4. Comme celle-ci est reliée au Plus de l'alimentation et que la base s'est retrouvée à une tension égale à moins celle de l'alimentation, cela revient à dire que le condensateur va se trouver rechargé par une tension égale à deux fois celle de l'alimentation. Pourquoi cette remarque? tout simplement pour dire que c'est un des principes qui est employé pour réaliser un élévateur de tension.

La charge du condensateur va se continuer jusqu'à ce que la tension qui se trouve sur la base de T2 soit de nouveau redevenue nulle. Le courant de la résistance R4 va de nouveau être aiguillé vers la base de T2 qui va redevenir saturé. Le courant I_{C2} est de nouveau réapparu.

Nous pouvons remarquer que la tension aux bornes de C1 est devenue nulle. En réalité le condensateur n'a fait que se décharger.

Ramenons la tension d'entrée V_e à la masse. Le transistor T1 va se bloquer. Le condensateur va se charger au travers de la résistance R1 et retrouver à la fin de la charge une tension égale à celle de l'alimentation.

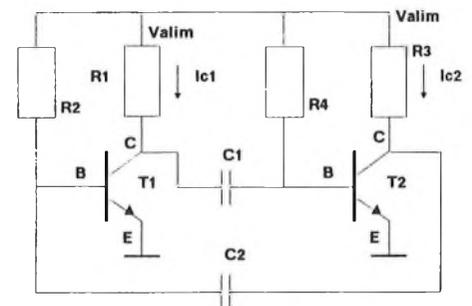
Illustrons tout ce mécanisme par les courbes ci-dessous:



L'examen de ces courbes nous permet de faire apparaître une petite remarque. Entre la courbe qui donne la tension d'entrée (V_e) et celle qui donne la tension du collecteur de T2 ($V_{CE T2}$), nous pouvons remarquer qu'elles fonctionnent à l'inverse l'une de l'autre. Le transistor utilisé en commutation joue donc le rôle d'inverseur de signal. Vous venez d'utiliser votre première porte logique. Nous pouvons remarquer également le retard qui se produit lors du blocage du transistor T1. Ce retard est provoqué par la charge du condensateur C1 au travers de R1. Si, pour un transistor qui se sature, la transition de l'état haut à l'état bas est franche, pour un transistor qui se bloque, la transition d'un état bas à un état haut présente plus de difficulté à s'établir. C'est le principal défaut des transistors utilisés en commutation.

Encore un petit effort et le clignoteur sera construit. En fait il est déjà construit.

Nous venons de voir à l'instant que la mise en conduction du premier transistor provoquait le blocage du second. Ce dernier redevenait conducteur au bout d'un temps qui était donné par la charge du condensateur C1 au travers de R4. Pourquoi ne pas provoquer le blocage du premier transistor par la mise en conduction du second? Il suffit juste d'ajouter un condensateur au schéma initial et le tour est joué.



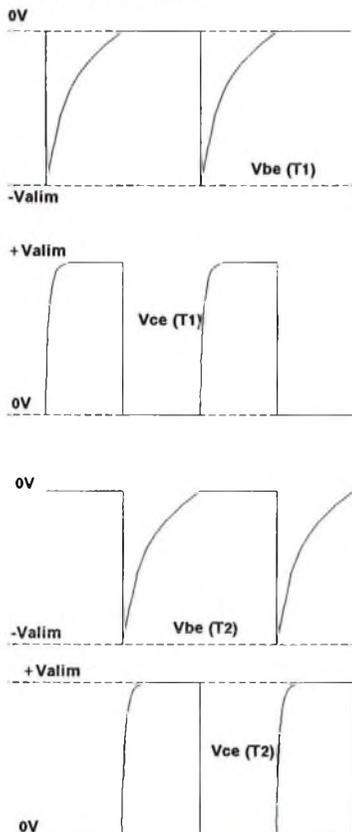
Voici le schéma de ce multivibrateur que nous essayons de mettre en place depuis le début de cet article. Comme vous pouvez le constater, il ne présente guère de différence avec le schéma précédent.

La mise en conduction du premier transistor provoque le blocage du second qui au bout du temps défini par R4 et C1 va redevenir conducteur. La mise en conduction du second transistor va provoquer le blocage du premier qui au bout du temps défini par R2 et C2 va redevenir conducteur. La mise en conduction du premier.....

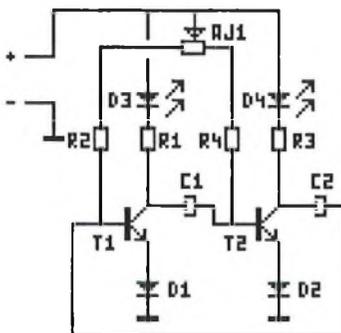
Comme vous pouvez le constater, c'est un mouvement perpétuel qui est obtenu d'où le nom d'oscillateur ou de multivibrateur.



Ce déroulement peut être illustré par les courbes ci-dessous.



Le schéma de détail



Ce schéma définitif présente quelques différences par rapport à celui que nous avons utilisé jusqu'à maintenant.

Nous commençons par trouver la présence des LEDs D3 et D4 qui vont nous permettre de visualiser le fonctionnement de l'oscillateur.

Vient ensuite la présence des diodes D1 et D2 dans l'émetteur de chaque transistor. Leur présence n'influe en rien sur le fonctionnement du montage. Par contre, elles jouent le rôle d'ange gardien pour la diode base émetteur du transistor. Nous avons vu dans les explications que la tension sur la base du transistor descendait à moins la tension d'alimentation. Or il faut savoir qu'une jonction base émetteur ne supporte guère plus de 5V en tension

inverse. Si le montage est alimenté par une pile de 9V, cette limite est de très loin dépassée et les transistors risquent d'avoir une durée de vie très brève.

Reste pour finir la présence de l'ajustable AJ1. Cet ajustable a pour but de venir modifier la durée d'allumage et d'extinction de chaque LED. C'est l'occasion de déterminer la période de ce multivibrateur.

Cette période est définie par le temps d'extinction de la LED D3 augmentée de son temps d'allumage. Or nous avons vu précédemment que le temps d'allumage d'une LED était égal au temps d'extinction de l'autre LED.

Le temps d'extinction d'une LED est défini par le temps que met le condensateur correspondant pour se charger et passer d'une tension égale à $-Valim$ à 0V. C'est à dire une variation de tension égale à $Valim$. Or nous avons également vu que la tension qui provoquait la charge était égale à $2Valim$. Le temps est donc défini par une charge de 50% du condensateur. Cette durée (sur le schéma théorique) est donc donnée par la relation

$$T1 = R4 C1 \ln(2) = 0,7 R4 C1$$

$$T2 = R2 C2 \ln(2) = 0,7 R2 C2$$

$$T = T1 + T2$$

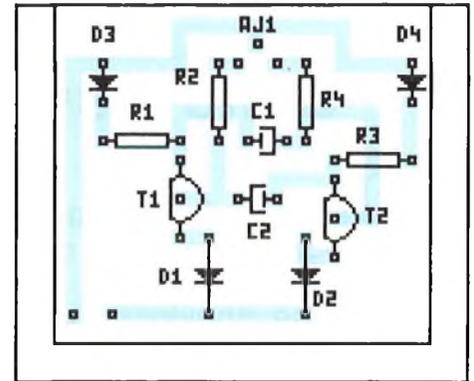
En remplaçant R4 par $R4 + \alpha AJ1$ et R2 par $R2 + (1 - \alpha) AJ1$, il est donc possible de modifier le rapport cyclique entre l'allumage et l'extinction de chaque LED. La valeur α représente le rapport de réglage de l'ajustable AJ1. Sa valeur varie entre zéro et un. L'ajustable au milieu donne un rapport de 0,5.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4W 5% carbone.

R1	1 Kohms (Marron, noir, rouge)
R2	1 Kohms (Marron, noir, rouge)
R3	100 Kohms (Marron, noir jaune)
R4	100 Kohms (Marron, noir jaune)
AJ1	470 Kohms vertical
C1	4,7 uF 25V
C2	4,7 uF 25V
D1	1N4148
D2	1N4148
D3	Led 3mm rouge
D4	Led 3mm rouge
T1	BC547B
T2	BC547B

Réalisation



Rien de bien difficile coté réalisation.

Le circuit imprimé est donnée avec deux possibilités de tailles. La première (la plus petite) correspond à une implantation dans un coffret type C1 de chez MMP et la seconde (la plus grande), à une implantation dans un coffret 962 de chez Diptal.

Avec la valeur des composants choisis, la durée d'un cycle est de 2,2s. Le rapport cyclique peut être ajusté entre une durée de 0,3s à 1,9s en fonction de la position de AJ1.

Conclusions

Nous voici rendus à la fin de cet article et certains d'entre vous peuvent encore se demander à quoi peut bien servir un tel montage?

La première application concrète qui vient à l'esprit, ce sont les feux de détresses qui sont montés sur les voitures. Les premiers systèmes de "Warning" étaient basés sur ce principe.

Mais d'une manière générale, les multivibrateurs astables perdent leur système de visualisation pour fournir des horloges sur les montages logiques. Les transistors se sont trouvés supplantés par des circuits intégrés comme des comparateurs (LM393 ou 339), des timers (NE555) ou des portes logiques (MOS4093). Mais dans tous les cas, le principe est resté le même. Il repose toujours sur la charge et la décharge d'un condensateur au travers d'une résistance.

Voilà pour un montage qui reste toujours une clef de voûte de l'électronique moderne.

E. DERET

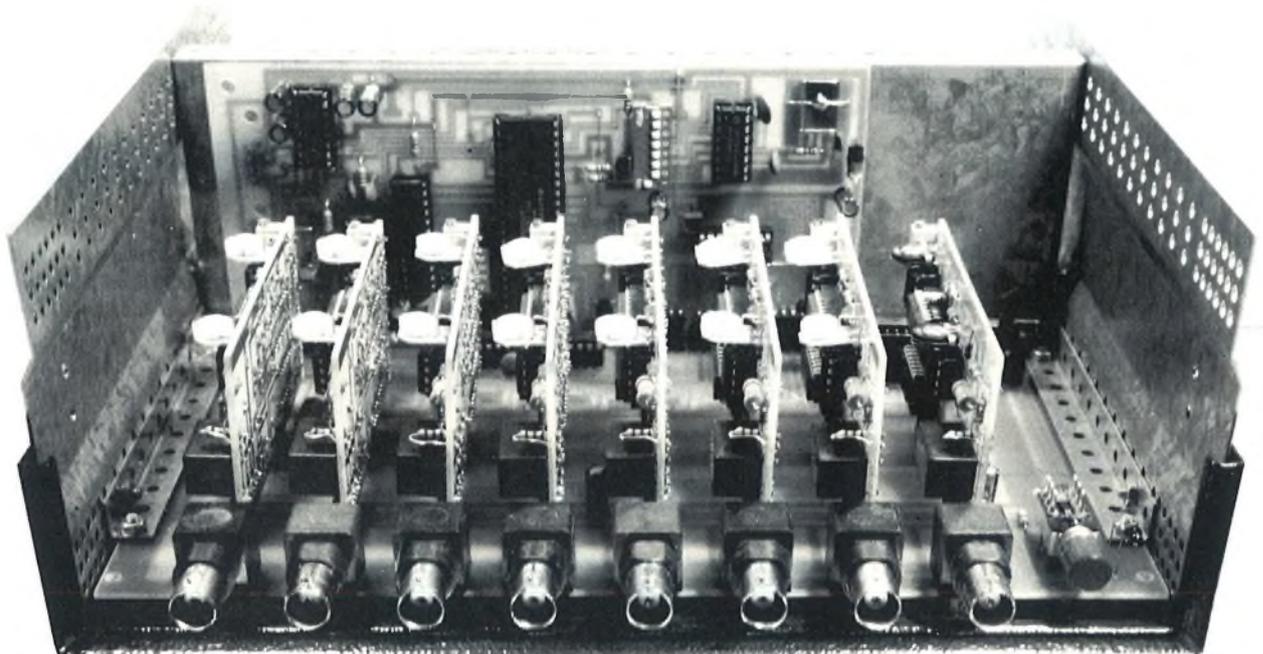
Unité d'acquisition 8 voies multi-calibres

Dans le précédent numéro, nous avons eu l'occasion de décrire une unité d'acquisition analogique simple de huit voies.

Nous ne pouvons évidemment en rester là, puisque cette unité, même si elle était directement utilisable, ne permettait la capture que de tensions comprises au maximum entre +2,5 et -2,5 Volts. De plus, les entrées en très haute impédance, demandaient à être utilisées avec attention puisqu'elles attaquaient directement un sélecteur MOS et le convertisseur A/D.

Cette seconde partie va donc résoudre ces divers inconvénients, en proposant la réalisation d'un ensemble de mesure à la fois performant et souple d'utilisation.

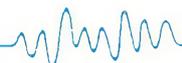
L'appareil qui va être décrit dans les lignes qui suivent, va comporter évidemment huit voies, dont les calibres de chacune d'elles s'étendront de 0,2 à 50 Volts. L'impédance d'entrée de 1 MOhm permettra en plus, comme pour un oscilloscope, d'obtenir une mesure maximum de 500 Volts grâce à l'utilisation d'une sonde x10.



Côté protections, cette réalisation sera soignée également, puisque les entrées pourront supporter des erreurs de mesures allant jusqu'à 500 Volts continus sur le calibre 0,2Volts: sécurité avant tout!

Pour résumer, Après la lecture de cet article et quelques heures avec le fer à souder en main, c'est pratiquement d'un oscilloscope huit voies que vous disposerez dans votre atelier.

En fait, cet appareil étant piloté par la RS232 d'un quelconque ordinateur, bien des fonctions complémentaires d'analyse et de surveillance du signal seront possibles, grâce au programme à la carte que vous pourrez vous confectionner. Ainsi, plutôt que de parler d'oscilloscope, cette réalisation s'apparentera plus à l'analyseur de signaux analogiques de basses fréquences.



But et première description

But

A quoi peut servir une telle unité d'acquisition?: Si les exemples d'application ne vous semblent pas évidents au premier abord, en voici quelques-uns.

Affichage d'un rendement

Prenons le cas d'une alimentation continue en test, pour laquelle on désire connaître le rendement global pour diverses valeurs de la charge.

Le montage est simple: un voltmètre et un ampèremètre au primaire et pareil au secondaire. De là on peut calculer la puissance absorbée par l'alimentation, la puissance utilisée en sortie et ainsi obtenir le rendement de cette alimentation en essai. Il ne reste plus qu'à faire ces différents calculs pour toutes les valeurs de charge désirées.

De ce premier exemple on peut déjà en retirer deux conclusions:

- Vous aurez sans doute remarqué que l'on a déjà quatre contrôleurs en service d'une part,
- Et surtout qu'il est indispensable de calculer les différentes puissances pour en retirer le rendement et une courbe finale éventuelle: fastidieux!

Imaginez maintenant la même opération avec quatre sondes câblées sur les points convenables: il ne vous reste plus alors qu'à faire varier la charge. Il ne vous reste évidemment plus que cela à faire puisque le programme que vous aurez écrit se chargera immédiatement de convertir les octets reçus en tensions et intensités, à calculer ipso facto les puissances et, pourquoi s'arrêter en si bon chemin, pourquoi n'afficherait-il pas directement la courbe...

Météo....

Parmi les différents montages de cette revue, nombreux ont été ceux concernant diverses mesures dans le domaine de la météo.

Que ce soit le capteur de pression, de température, d'hygrométrie, etc, tous les montages décrits fournissent en sortie une tension de l'ordre de 200mV à 2 Volts environ.

Simple donc, vous pouvez disposer de huit sources de mesure différentes et le tour est joué: adieu enregistreur mécanique, affichage fugitif et non mémorisable, etc.

Là encore, l'ordinateur aura tôt fait de tout surveiller, de changer automatiquement de calibre si cela est nécessaire, d'enregistrer sur disque au besoin, de calculer des minima et maxima, etc....

Surveillance

Il devient tout aussi évident de surveiller la courbe de régulation d'un chauffage, d'un réfrigérateur, de surveiller un phénomène de panne intermittente sur un appareil, de visionner des phénomènes très lents (impossible sans "scope" à mémoire) et de vérifier ainsi que votre "géné" sort bien une "sinus" à 0,01 Hz...

Bref, Après ces différents exemples, sans doute avez-vous déjà de nombreuses idées qui germent en tête, idées non réalisables simplement jusqu'à présent.

Pour savoir ce que pourrez faire exactement avec ce montage, voyons de suite les principales caractéristiques.

Première description

La carte d'acquisition vue le mois dernier possédant huit entrées, il semble logique de les retrouver comme entrées de mesure potentielles. Chacune d'entre-elles possèdera les calibres suivants:

- 0,2V
- 0,5V
- 1V
- 2V
- 5V
- 10V
- 20V
- et 50V

L'impédance d'entrée est de 1 M Ω , ce qui permet d'utiliser une sonde classique d'oscilloscope afin d'obtenir une multiplication des calibres par 10 par exemple.

Les entrées sont protégées contre les fausses manœuvres, avec une limite maximum de 500V continus sur le calibre 0,2Volts.

Le montage est autonome au point de vue alimentation, les seules connexions se résumant à une prise secteur et la DB9 de liaison série.

Les cartes d'entrées sont modulaires, nous verrons d'ailleurs deux types de modules en fonction des besoins de chacun, et la réalisation de votre unité peut donc être "progressive".

Enfin, l'ensemble terminé est relativement compact, comme le montre la photographie de page précédente.

La bande passante des modules d'entrée et de l'ordre de 30 kHz, valeur amplement suffisante vis à vis de la conversion maximum de la carte A/D, mais si vous voulez utiliser le module d'entrée pour d'autres applications....

Caractéristiques du module de conversion (rappel)

Ce module reste le noyau de la réalisation. Il réalise:

- La conversion A/D sur huit bits (256 valeurs possibles) grâce à un AD7569
- Quatre modes de mesure différents pour optimiser la précision obtenue: +1,25 +2,5 +/-1,25 et +/-2,5V: nous verrons comment jouer avec ces modes pour obtenir le meilleur résultat.
- La sélection des huit entrées par un MOS4051
- La gestion de la série sans micro-contrôleur grâce à un AY3-1015 (de 300 à 19200 bauds) et une attaque dans les normes de cette prise par un MAX232.

Ordres de mesure

Une valeur est obtenue en envoyant simplement un octet à l'unité de mesure, cet envoi est aussitôt suivi par le retour de la réponse, qu'il suffit d'exploiter ou non.

En fait, si l'octet de retour contient pleinement tous les bits de la réponse (valeur de 0 à 255), celui émis renferme beaucoup plus d'informations et se décompose comme suit:

- Bit 1 à 3: numéro de la voie à consulter (de 0 à 7)
- Bit 4 à 6: numéro de calibre de la mesure (de 0 à 7)
- Bit 7: mode unipolaire ou bipolaire (tensions uniquement positives ou pouvant être des deux polarités).
- Bit 8: tension de référence utilisée par le convertisseur A/D: 1,25 ou 2,5V.



Le tout donne un octet variant évidemment lui aussi de 0 à 255, dont le calcul reste simple.

Les 3 bits de numéro de voie sont directs: "000" pour la voie 0 et "111" pour la voie 7.

De même pour les trois bits de calibre, qui sont directs aussi: "000" pour 0,2V et "111" pour le calibre 50V.

Le mode bipolaire (symétrique) s'obtient en plaçant le bit correspondant à "0", le "1" donnant une mesure unipolaire.

Enfin la tension de référence de 1,25V est obtenue par "0" et 2,5V par un bit à "1".

Si nous prenons un exemple de variable de programme tel que: VO pour le numéro de voie, CA pour le calibre, MO pour le mode (unipolaire ou bipolaire) et TR pour la tension de référence utilisée, l'octet à envoyer sera:

$$\text{CHR}\$(\text{VO} + \text{CA} * 8 + \text{MO} * 64 + \text{TR} * 128)$$

On aura soin d'envoyer cet octet suivi d'un point virgule (dans le cas d'un PRINT# par exemple), sinon vous enverriez le bon octet puis, par exemple, CHR\$(13), et vous obtiendriez toujours la réponse concernant ce deuxième octet, à savoir la voie 5 en calibre 0,5V, mode symétrique, 1,25V: résultats inattendus garantis....

Deux exemples pour concrétiser le passage d'ordre:

CHR\$(0); ordonne une mesure sur la voie 0, calibre 0,2V, mode symétrique et référence de 1,25V.

CHR\$(245); permet une mesure sur la voie 5 calibre 20 Volts, en mode unipolaire et référence de 2,5V.

Voyons maintenant de plus près comment fonctionne l'ensemble à l'aide du synoptique général.

Synoptique de l'ensemble

Conversion A/D

La partie principale à gauche de ce synoptique représente la carte traitée le mois dernier. Nous n'y reviendrons donc pas dans le détail.

Cette carte fournit toutefois quelques informations qui vont nous intéresser au premier ordre. Il s'agit notamment de trois lignes concernant la sélection de carte et trois autres pour le choix du calibre, lignes restées inutilisées alors.

Les trois premières lignes exécutaient déjà le pilotage d'un MOS4051 de sélection de voies analogiques sur la carte de conversion A/D.

Elles nous seront encore nécessaires pour sélectionner la carte dans laquelle nous désirerons écrire et mémoriser le calibre sélectionné.

Pour les trois lignes de calibre, un décodage et une conversion sur quatre lignes sera nécessaire. Elle sera l'interface entre les sorties ABC en base 2 de la carte et le pilotage d'un calibre parmi huit qui correspondra à une base 3.

Ce texte que vous venez de lire peut vous paraître nébuleux pour l'instant, nous verrons le pourquoi en détail dans le synoptique de la carte d'entrée.

Ces lignes seront mémorisées dans chaque carte d'entrée à deux conditions: que la carte soit celle concernée et que le signal "DAV" (DATA AVAILABLE) soit positionné, indiquant ainsi qu'un ordre vient d'être reçu.

Alimentations

Gage de qualité, les alimentations seront sérieuses et dissocieront la masse analogique de la masse digitale pour obtenir un résultat entaché d'un minimum d'erreur.

La qualité finale de la réalisation dépendra une fois encore du tracé du circuit imprimé et, cette fois plus encore, de ces alimentations.

Nous aurons besoin pour nourrir tout ce petit monde de +12V, +8 et -8V pour les cartes d'entrée et de +5 Volts pour la carte de conversion A/D.



Synoptique carte d'entrée

Le synoptique de cette carte, ci-contre, montre que deux blocs de division seront utilisés.

A ce sujet, c'est ici que nous allons commenter notre phrase nébuleuse sur la base 2 et la base 3. En effet, pour ne pas être dépaysé par rapport aux appareils traditionnels, nous avons opté pour une succession 1, 2, 5. En fait 0,2 0,5 1 2 5 10 20 et 50 (Volts).

Cette base de progression devra être sélectionnée par des commutateurs analogiques, directement commandés par les sorties binaires de la carte A/D.

Nous devons en fait nous arranger pour que, par exemple sur le calibre 50 Volts, la présence d'une tension de +50 Volts à l'entrée nous fournisse +2,5V en sortie de module. De même, une tension de 0,2 Volts sur ce calibre devra également fournir 2,5V.

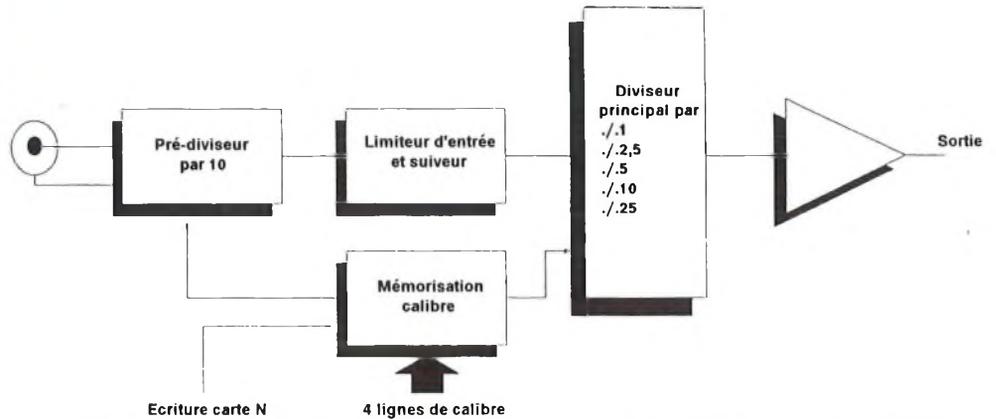
Les deux exemples de valeurs ci-dessus montrent que, suivant les cas, il faudra amplifier ou diviser. Bon, ne faisons pas tout en même temps: le plus simple consiste à tout ramener au calibre le plus faible par le jeu des diviseurs, soit 0,2 Volts, et d'amplifier ensuite par 12,5 pour retrouver nos 2,5V qui conviennent pour la carte A/D.

On peut donc en déduire le tableau suivant des rapports de divisions totales qui seront nécessaires entre V_{in} et V_{out} et les diverses possibilités par rapport aux quatre diviseurs successifs que nous avons retenus (10 5 2,5 et 2).

On s'aperçoit ainsi que les deux valeurs inférieures et supérieures ne possèdent qu'une seule possibilité de division (partie de gauche) le "1" signifie que la division correspondante est activée, le "-" n'apporte pas d'atténuation.

Les quatre cas au centre, par contre, peuvent offrir deux cascades de divisions

V_{in}	division totale	10	5	2,5	2	10	5	2,5	2
0,2V	1	-	-	-	-	-	-	-	-
0,5V	2,5	-	-	1	-	-	-	-	-
1V	5	-	1	-	-	-	-	1	1
2V	10	1	-	-	-	-	1	-	1
5V	25	1	-	1	-	-	1	1	1
10V	50	1	1	-	-	1	-	1	1
20V	100	1	1	-	1	-	-	-	-
50V	250	1	1	1	1	-	-	-	-



différentes permettant le même résultat de division finale.

Voilà qui est très intéressant, puisque cela va peut-être nous permettre de retrouver une table de vérité de pilotage assez simple. Celle que nous avons retenue est la suivante:

V_{in}	10	5	2,5	2
0,2	0	0	0	0
0,5	0	0	1	0
1	0	1	0	0
2	0	1	0	1
5	1	0	1	0
10	1	0	1	1
20	1	1	0	1
50	1	1	1	1

C	B	X	Y
---	---	---	---

Pour la division par 10, pas de problème, on y reconnaît de suite la sortie de poids fort "C" avec quatre états à 0 et quatre à 1. Pas de problème non plus pour la division par 5 ou l'on retrouve la ligne "B". Nous nommerons les deux dernières (à créer par un décodage) X et Y.

Pour ces deux dernières colonnes, on constate que l'on retrouve la variation de la ligne "A" (valeurs encadrées) et, pour les valeurs encadrées, on peut dire qu'elles sont toujours égales à "C".

Ces deux lignes se retrouvent mélangées entre la division par 2,5 et celle par 2.

On remarquera également que le passage d'une ligne à l'autre dépend du fait que C et B sont égaux ou différents.

De A, B et C, il faudra donc recréer deux lignes, l'une dénommée X pour la division par 2,5 et Y pour la division par 2.

On constate que X sera égal à A quand B et C sont égaux et que X est égal à C quand B et C sont différents.

De même, pour la ligne que nous appellerons Y pour la division par 2, on peut dire qu'elle sera égale à A quand B et C sont différents et égale à C quand B et C sont égaux.

Nos quatre lignes de pilotage de calibre sont donc maintenant présentes. Ces quatre informations seront stockées dans chaque carte d'entrée quand la sélection de carte correspondante sera présente.

La ligne C servira directement à piloter le pré-diviseur par 10 et les trois autres (B, X et Y) piloteront un sélecteur analogique pour les autres rapports de divisions.

Ces rapports de division correspondent à tous les produits de division possibles entre 5, 2,5 et 2 des lignes B, X et Y.

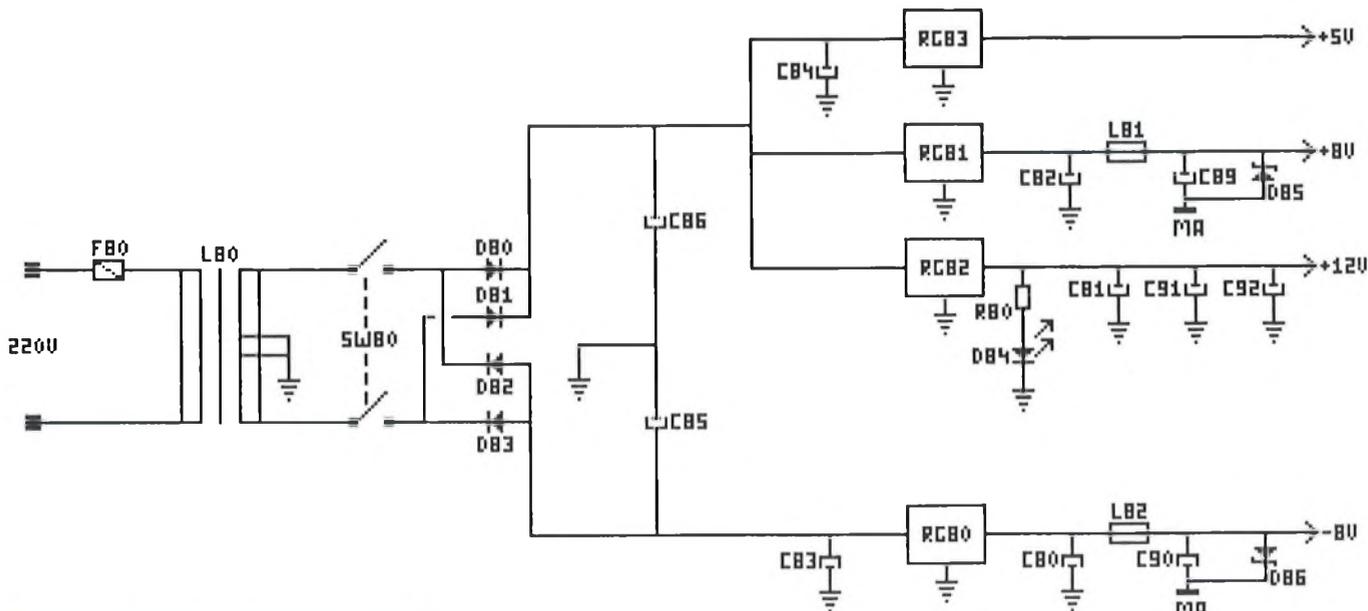
On y trouve donc 1 pour 0,2V (aucune division), 2,5 pour 0,5V (X) et 5V (X), 5 pour 1V (B) et 10V (X*Y), 10 pour 2V (B*Y) et 20V (B*Y) et enfin 25 pour 50V (B*X*Y).

Pour revenir à notre synoptique, le pré-diviseur devra pouvoir supporter les fausses manipulations de mesure et la limitation de la tension d'entrée se fera ensuite.

C'est cette structure qui permettra de passer sur un traitement du signal en basse impédance le plus tôt possible. Nous verrons cela avec le schéma de détail de la carte d'entrée.

Un amplificateur final enfin, avec un gain de 12,5, permettra d'obtenir une tension de 2,5V en sortie lorsque l'on atteint la pleine tension du calibre sélectionné.





Schémas de détail

Alimentation

Commençons par l'alimentation, la partie la plus simple.

Celle-ci est située sur la carte mère et les repères sérigraphiques adoptés s'étendent de 80 à 99. Les composants des cartes d'entrée seront eux repérés de 50 à 79 et ceux de la carte A/D conservent leur numérotation prise le mois dernier, à savoir 1 à 49.

Les particularités commencent par l'interrupteur marche/arrêt câblé sur le secondaire. Le transformateur reste sous tension en permanence mais avec un courant minimal de magnétisation.

La raison tient au fait que nous n'avons pas voulu amener la ou les phases du secteur jusqu'à l'avant du coffret pour éviter tout phénomène de rayonnement du 50 Hz secteur sur les entrées des cartes proches.

Ce secondaire est redressé en double alternance pour obtenir les diverses tensions positives et négatives par rapport à la masse digitale.

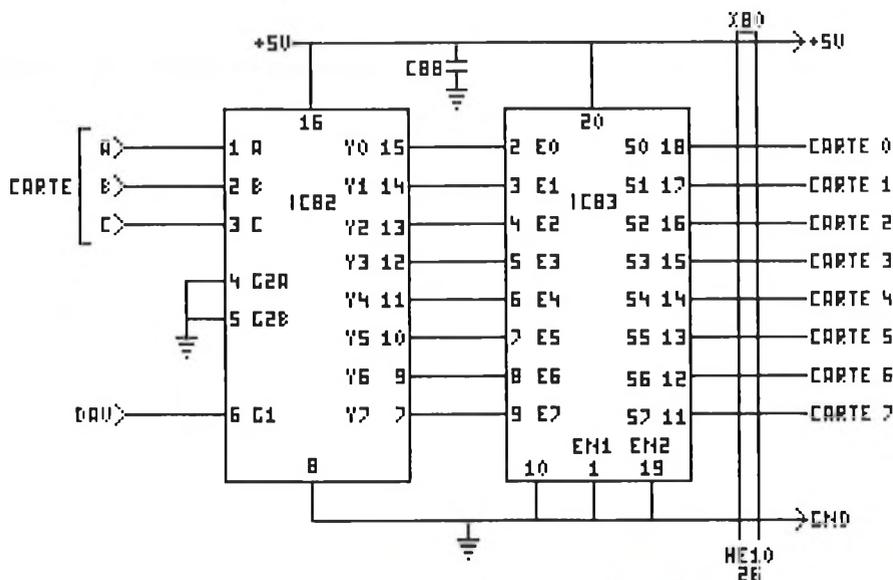
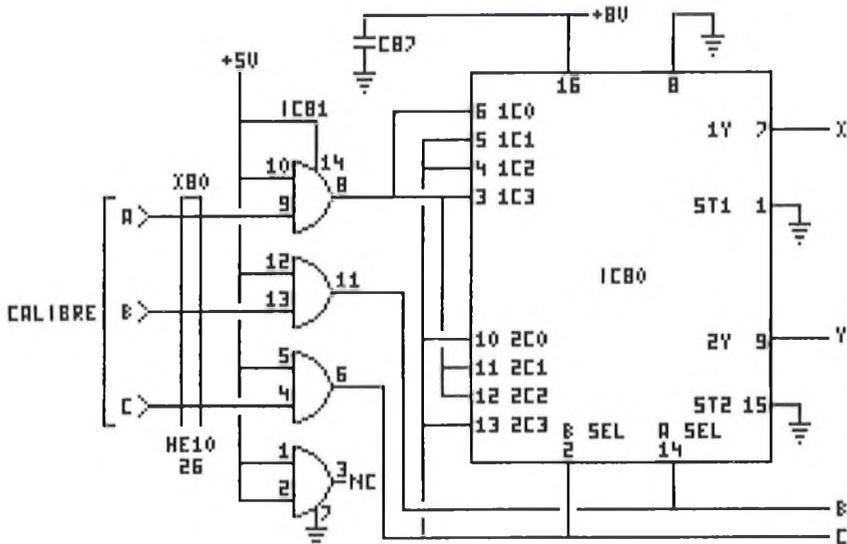
De la branche positive on récupère ainsi les +12, +8 et +5 Volts et le -8 Volts de la branche d'alimentation négative.

Ce sont des régulateurs traditionnels qui fournissent ces diverses tensions.

Les tensions d'alimentation positive et négative de 8 Volts possèdent un circuit d'isolation et de filtrage complémentaire par deux selfs (L81 et L82) et deux

capacités (C89 et C90) connectées à la masse analogique. C'est à ce point du schéma que s'opère la séparation entre masses bruitées et non bruitées.

L'extériorisation du régulateur +5V permettra de se dispenser de celui qui était monté sur la carte A/D vue le mois dernier. Nous verrons l'ensemble des adaptations à apporter à cette carte lors de la réalisation.



Décodages

Le décodage de carte et la conversion 3 lignes vers 4 du sélecteur de calibre se trouvent également sur la carte mère.

Carte

Les données ABC de carte et de calibre émanant de la carte A/D sont stables environ 3 uS avant l'apparition du signal DAV. ABC de sélection de carte et ce signal DAV seront appliqués à IC82, qui jouera le rôle de décodeur 1 parmi 8 validé par ce signal DAV.

En sortie de ce décodeur, toutes les lignes sont à l'état "1" au repos et seule la ligne adressée passe à l'état bas pendant toute la durée de la présence du DAV.

IC83 joue deux rôles bien distincts. D'une part nous aurons besoin du signal inverse de celui pré-cité pour la sélection de carte. Ce circuit sera donc un octuple inverseur TTL 540.

D'autre part, le sélecteur de calibre des cartes d'entrée est du type MOS4051, alimenté en 8 Volts. La Hobbythèque (dans ce même numéro) sur les circuits MOS et plus particulièrement sur les commutateurs analogiques, montre qu'il est possible avec ces circuits de piloter un signal analogique aussi bien positif que négatif en ayant uniquement un pilotage des commandes en positif.

Un translateur interne permet en effet d'accomplir ce type de commande. Toutefois, un MOS de ce type alimenté en + 8V attend une commande entre 0 et 8V, chose dont nous ne disposons pas pour l'instant dans le décodage de carte.

Pour cette raison, l'octuple inverseur de commande de carte sera du type HCT540 afin d'être sûr d'obtenir une commande atteignant 5 Volts à l'état "1" (l'un des gros avantages des séries HC et HCT). Le seuil d'immunité du MOS placé à 0,45 Vcc, soit 3,6 Volts, permet ainsi cette translation supplémentaire (côté positif) de la commande en toute sécurité.

Calibre

Nous retrouverons le même problème d'interface entre TTL 5V et MOS en 8V pour le convertisseur 3 lignes vers 4 de commande de calibre.

Ici nous procéderons à l'inverse avec un quadruple ET en HC constitué par IC81 qui attaque le décodeur 3 vers 4 constitué par IC80 (MOS).

En sortie de cet IC (et de IC81), les lignes B, C, X et Y sont disponibles (en fugitif aussi, pendant un temps égal à DAV) avec des niveaux 0 - 8Volts. Nous laisserons pour l'instant sous silence le connecteur X80, prévu pour une extension d'affichage, gardée jalousement pour le prochain numéro.

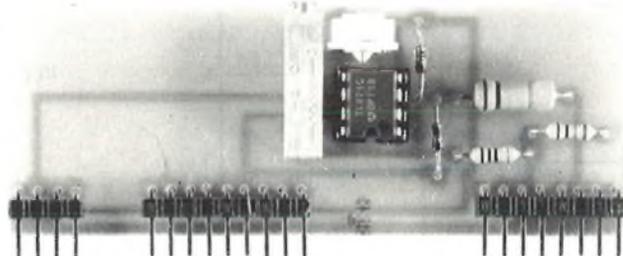
Cartes d'entrée

Au début de cet article, nous avons parlé de deux types de cartes d'entrée afin de répondre à divers besoins d'application de capture.

Nous avons abondamment, pour l'instant, parlé de la carte multi-calibre, calibres pilotés par la carte A/D et le décodage que nous venons de décrire.

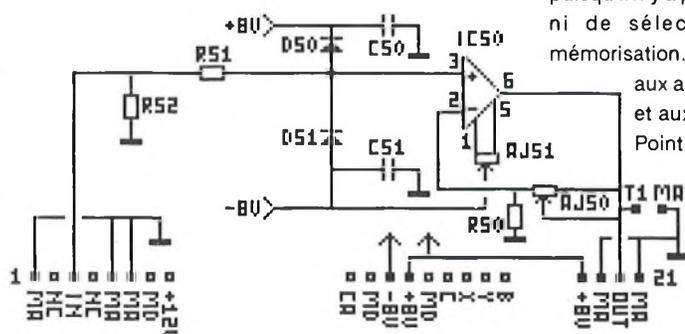
Le second type de carte d'entrée que nous avons prévu est un système à gain fixe, mais ajustable une fois pour toutes, de 1 à 200. C'est de cette carte que nous ferons la description en premier car elle possède des points communs avec la carte calibre qui seront ainsi déjà décrits.

Compte tenu de son gain réglable, elle permettra de mesurer des tensions à partir de 12,5 mV pour obtenir 2,5V en sortie (soit 6,2 mV pour le mode 1,25V). Ajustée au gain unitaire, elle permettra des mesures identiques à celles de la carte A/D, soit +/- 1,25 ou +/- 2,5, mais en offrant les qualités de protection d'entrée contre les surtensions accidentelles et une impédance de 1 MOhms.



Son schéma est assez dépouillé et se trouve ci-dessous. L'impédance d'entrée est définie par R52, résistance de précision de 1MOhms.

Une résistance R51, en série avec l'entrée plus d'un ampli OP FET ne nuit



aucunement sur la précision de la mesure. En effet, l'impédance d'entrée et le courant de polarisation de ce type d'amplificateur sont suffisamment faibles pour ne pas provoquer de différence de potentiel aux bornes de cette résistance.

Par contre, c'est elle qui supporte éventuellement toute la DDP (différence de potentiel) due à une erreur de mesure, l'entrée plus de AOP ne pouvant en effet dépasser les tensions d'alimentation à 0,7 Volts près grâce à D50 et D51.

Ce réseau de limitation s'avère extrêmement efficace et pour des tensions d'erreur élevées. Seule la dissipation instantanée dans cette résistance définit la tension (et la durée) de la tension d'erreur.

Une erreur de mesure importante ou, plus encore, simultanée sur plusieurs voies peut d'ailleurs entraîner une élévation des + et -8V. C'est pour cette raison que sur ces alimentations se trouvent deux zeners (sur la carte mère et dont nous n'avons pas parlé plus haut) de 9,1V pour empêcher ces alimentations de monter et détruire les CIs raccordés à ces tensions. Comme vous le voyez, tout a été prévu côté sécurité.

L'amplificateur voit son gain défini par R50 et AJ50, gain qu'il suffira d'ajuster pour un calibre d'utilisation bien précis.

Une fois n'est pas coutume, l'amplificateur possède également son réglage d'offset par AJ51. Ce réglage permet d'obtenir exactement 0 V en sortie pour une entrée mise en court-circuit. Ce réglage compense ainsi la tension d'offset d'entrée et l'erreur due au courant de polarisation d'entrée. Mieux encore, ce réglage pourra être ajusté pour compenser l'erreur d'entrée (de 5 à 10mV) de la carte d'acquisition. L'ajustement, que nous verrons en détail en fin d'article, se fera à l'aide des points test présents sur la sortie et la masse analogique.

Sur cette carte, très peu de plots de liaison avec la carte mère sont utilisés puisqu'il n'y a pas de commande de calibre ni de sélection de carte pour la mémorisation. Ces liaisons se résument aux alimentations, entrée et sortie et aux masses analogiques (MA). Point important: tout comme pour un oscillo, les cartes d'entrée reçoivent un signal par rapport à une masse unique (prise terre).

Carte calibre

Terminons la phase des schémas de détail par la carte calibre.

A gauche, immédiatement après l'entrée, se trouve le premier diviseur par 10. Surprise, celui-ci est géré par un relais!

En fait nous avons hésité longuement sur le choix de cette partie de l'étage d'entrée. En effet, si un tel étage est absolument inconcevable pour une entrée d'oscilloscope par exemple, ici nous aurons affaire à des signaux de faibles fréquences et surtout commutés par programme.

En effet, ce n'est pas sans raisons qu'encore à ce jour les diviseurs de calibre sur les oscilloscope sont encore commandés par des commutateurs rotatifs.

En effet, pour un oscilloscope comme pour tout autre appareil de mesure, l'erreur de mesure est possible. Hors le problème

de la commutation par circuit intégré c'est que cette erreur de mesure se retrouve sur les pattes de ce CI.

D'autre part, lorsque le relais de notre schéma est en position travail pour accepter une tension d'entrée de 50 V par exemple, le point noté "repos" reçoit également cette tension, qui n'est pas une tension en erreur, et qui ne doit donc pas être limitée par les diodes internes du circuit.

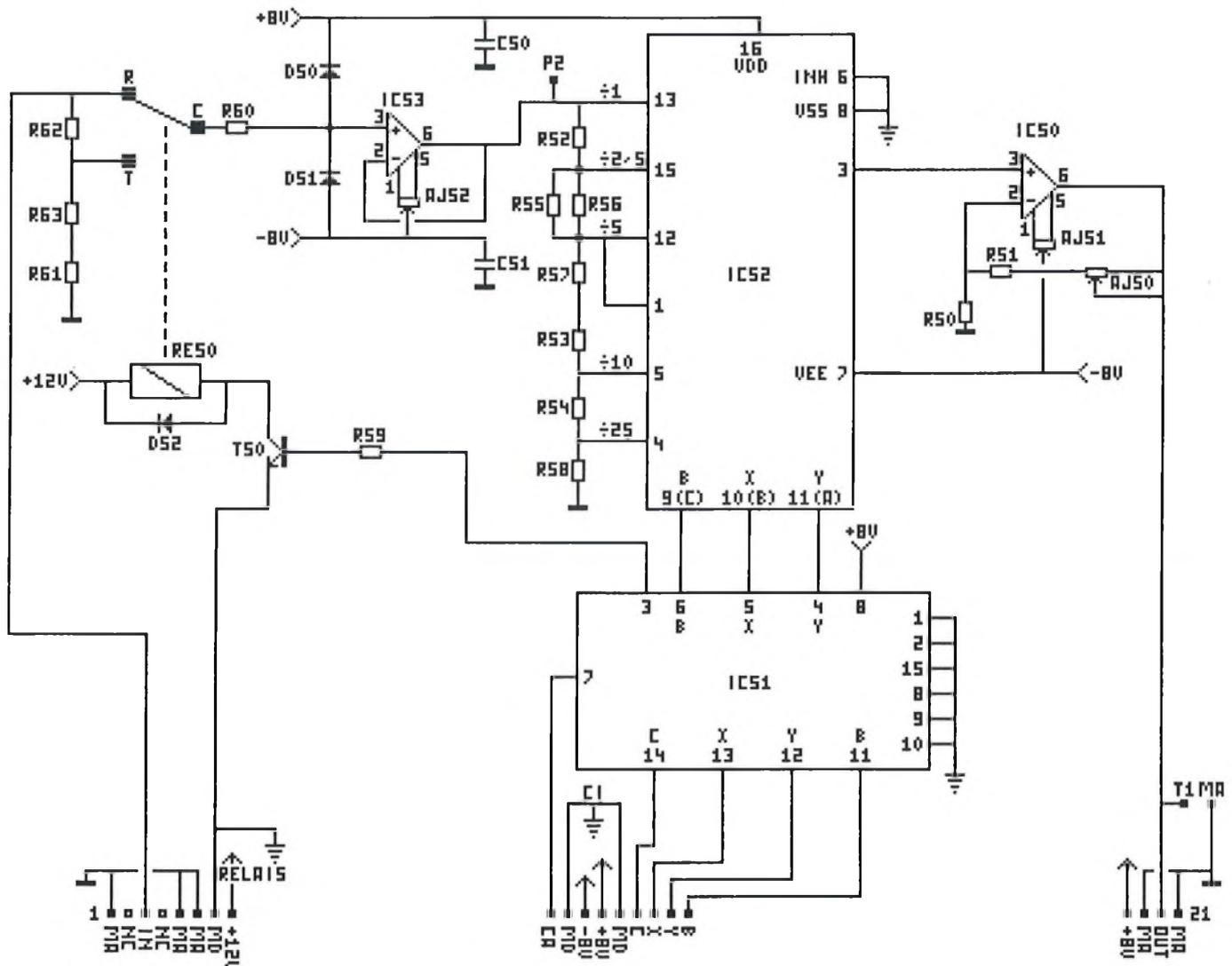
Nous avons donc hésité car il existe malgré tout des circuits commutateurs analogiques sur le marché (MAXIM notamment) qui peuvent supporter des tensions d'entrée allant jusqu'à 100 Volts et plus. Comme tout produit performant, son prix est malheureusement étroitement lié.

C'est sur ces constatations que le choix a basculé. Certes, c'est le relais qui nous impose la tension complémentaire de 12 Volts pour la carte, mais le coût de revient d'un module s'en ressent plus que fortement.

Après ce pré-diviseur, commandé par T50, lui-même piloté par la ligne C (voir table de vérité plus haut), nous trouvons un premier ampli OP monté en suiveur. Cet étage permet d'attaquer la chaîne résistive de division par un générateur de tension. Cet étage possède également un réglage d'offset par AJ52. La présence de ce réglage d'offset est importante car un écart de tension en sortie de cet AOP serait rendu variable par la commutation du calibre choisi.

S'il est facile de tenir compte d'un offset constant au niveau du programme d'exploitation, faire une correction variable en fonction du calibre choisi devient vite ennuyeux et fait perdre du temps au programme. Là encore, un point test rendra ce réglage aisé.

L'étage de limitation d'entrée par deux diodes et une résistance de protection rappelle celui de la carte précédente et nous n'y reviendrons pas.



Suit la chaîne résistive de division. On y trouve les différents rapports vus dans la table de vérité, et l'exactitude de la division est obtenue par un ensemble de résistances de précision (1%) jumelées en série ou en parallèle pour rester dans des valeurs courantes.

Les différents points utiles de ce diviseur entrent dans le sélecteur MOS4051 aux pattes correspondant aux codes B, X et Y équivalents.

Ce commutateur MOS IC53 voit son Vee réuni au -8Volts pour pouvoir traiter des signaux de n'importe quelle polarité et son Vss relié à la masse digitale pour accepter une commande de type 0 ou 8V.

La sortie de ce sélecteur (patte 3) attaque l'amplificateur final dont le gain sera ajusté précisément à 12,5. La tension nominale (hors erreur de mesure) sur cette patte sera toujours comprise entre -0,2 et +0,2V.

Le gain est ajusté finement par un multitours AJ50 permettant un réglage de Gv entre 11 et 13. Le gain de 12,5 assurera sur la sortie une tension toujours comprise entre -2,5 et +2,5 Volts hors erreur.

Pour lui encore on trouve un ajustement de l'offset par AJ51 pour régler exactement la sortie à zéro ou compenser l'offset d'entrée de la carte A/D.

La mémorisation du calibre est nécessaire pour cette carte. Elle est obtenue par l'IC51, MOS 4076, quadruple bascule D, dont l'écriture est obtenue par la sélection de carte CA (passage à "1").

Les différents points de liaison avec la carte mère sont ici tous utilisés, avec MD pour masse digitale et MA pour analogique. Une masse MD spécifique est amenée pour le relais afin de diminuer tout phénomène parasite inutile dû à la commutation de celui-ci.

Les AOP des deux cartes que nous venons de voir peuvent être du type TL071 ou CA3140. Avec le TL071, les ajustables d'offset auront une valeur de 100k et 10k pour le CA3140.

Pour le reste des caractéristiques, les deux ampli OP sont plus que suffisants au niveau produit gain/bande, du bruit interne et de l'impédance d'entrée. Le critère de choix entre les deux références restera le prix.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5% sauf indication contraire et sauf celles suivies d'une étoile qui seront en 1%, couche métal.

Carte mère

R80	1 k Ω
C80 à C82	1 uF 63V radial
C83, C84	4,7 uF 63V radial
C85	1000 uF 25V radial
C86	2200 uF 25V radial
C87, C88	0,1 uF céramique
C89, C90	1 uF 63V axial
C91, C92	1 uF 63V radial
D80 à D83	1N4004
D84	LED 3mm
D85, D86	Zener 9,1 V 1W
IC80	MOS 4539 + support 16
IC81	74HC08 + support 14
IC82	74LS138 + support 16
IC83	74HCT540 ou 74HC540 + sup. 20
RG80	7908 TO 220
RG81	7808 TO 220
RG82	7812 TO 220
RG83	7805 TO 220
L80	Transfo moulé 2x12V 10VA
L81, L82	self moulée 1000 uH
F80	fusible 1A tempo + support CI
X80	connecteur non monté
SW80	cellule F2 (M/A)
	1 bornier 3 plots
	30 plots femelle pour module (carte A/D)
	21 plots femelle par carte d'entrée
	1 prise DB 9 mâle pour fil
	8 prises BNC femelles pour CI
	Montage prévu pour coffret ESM
	EH24-09-240 + 2 cornières et 1 plaque Fd

Carte calibre

R50	1 k Ω *
R51	10 k Ω *
R52	15 k Ω *
R53	1 k Ω *
R54	1,5 k Ω *
R55, R56	10 k Ω *
R57	1,5 k Ω *
R58	1 k Ω *
R59	6,8 k Ω
R60	100 k Ω 1 Watt
R61	1 k Ω *
R62	909 k Ω *
R63	100 k Ω *
C50, C51	0,1 uF céramique
D50 à D52	1N4148
T50	BC 547 B
IC50	TL 071 (ou CA3140 voir texte)
IC51	MOS 4076
IC52	MOS 4051
IC53	TL 071 (ou CA3140)
AJ50	2 k Ω 20 tours horizontal
AJ51, 52	cermet vertical ou multitour M66 Beckman: 10 ou 100kOhms suivant type IC50 et 53.
RE50	relais 12V double inverseur (TRK2221 234712)
	2 supports CI 8 Br.
	2 supports 16 Br.
	21 broches mâles soudées

Carte d'entrée à gain fixe

R50	1 k Ω *
R51	100 k Ω 1 Watt
R52	1 M Ω *
C50, C51	0,1 uF céramique
IC50	TL071 (ou CA3140 voir texte)
D50, D51	1N4148
AJ50	200 k Ω 20 tours horizontal
AJ51	10 ou 100 k Ω cermet vertical suivant type IC50 utilisé
	1 support CI 8 Br.
	21 broches mâles soudées

Réalisation

Carte A/D (Important)

Cette carte reste identique à celle décrite le mois dernier hormis quatre adaptations:

- Le régulateur RG2 de 5V ne sera pas monté puisqu'il est installé sur la carte mère. Son entrée et sa sortie seront court-circuitées par un strap (pattes extrêmes).
- Le condensateur d'entrée de ce régulateur de ce fait disparaît également.
- La prise DB9 pour CI peut être absente, celle-ci étant reportée sur la carte mère.

Lors du travail à vitesse maximum, il est possible de faire pratiquement 1920 questionnements par seconde (vitesse maxi de la série / nombre de bits minimum (10) échangés). Chaque questionnement peut éventuellement demander de changer à chaque fois le mode de fonctionnement de cette carte A/D (passage de mode symétrique à mode unipolaire)

Nous nous sommes aperçus que dans ce cas extrême, l'ensemble de commutation réalisé par T1 à T3 possédait une constante de réponse trop longue (30 uS environ).

Là, c'est d'une modification qu'il s'agit: il suffit de remplacer le STRAP S4 par une résistance de 3,3 kOhms et ce temps de transition est ramené à moins d'une micro-seconde, résolvant ainsi ce défaut mineur (amélioration du blocage de T1).

Dans le but de toujours vous proposer des montages aux caractéristiques optimum, nous vous conseillons de faire cette modification même si vous utilisez cette carte en solo.

Carte mère

Comme le montre la photographie de départ, l'ensemble s'insère dans un coffret ESM EH 24-09-240. Pour ce genre de réalisation, un coffret métallique apportera toutes ses qualités d'isolation et de blindage.

Ce coffret, totalement percé au pas de 2,54 ne nécessite aucun travail mécanique hormis éventuellement la façade, nous verrons cela plus loin. Cette carte mère s'adapte donc directement dans le bloc châssis à l'aide de cornières. Une plaque de fond sert à blinder les modules amplificateur et la carte A/D de la partie alimentation.

Décidés à profiter de cette providentielle plaque, nous l'utiliserons également pour refroidir les régulateurs 5 et 12 Volts (indispensable).

La réalisation de cette carte mère ne pose pas de difficulté majeure: elle est aérée, ne comprend que quatre straps (et c'est un tour de force). On se basera sur la sérigraphie page suivante et les diverses photos pour les découpes à longueur des cornières (en deux morceaux), leurs positionnements ainsi que celui des circuits imprimés. (conserver les chutes des deux cornières qui seront utilisées pour la carte d'affichage du mois prochain).

Ce sont les traits en pointillés qui symbolisent ces cornières et la plaque de blindage supportant RG82 et RG83.

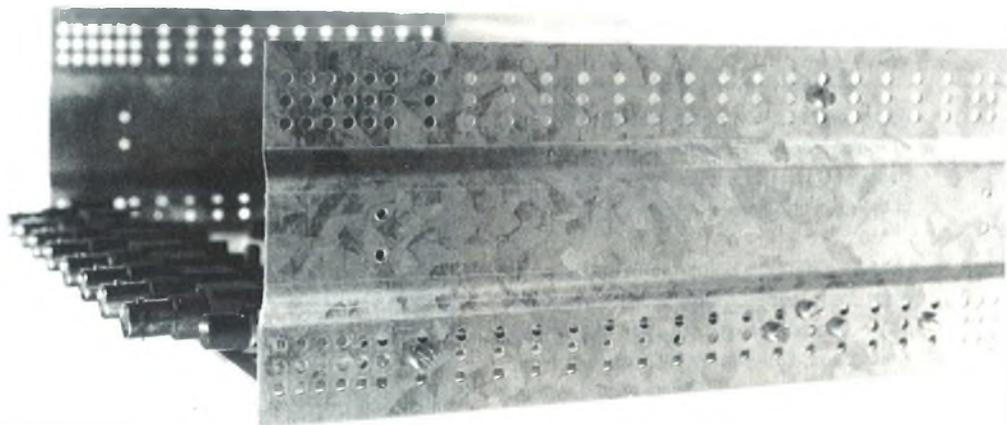
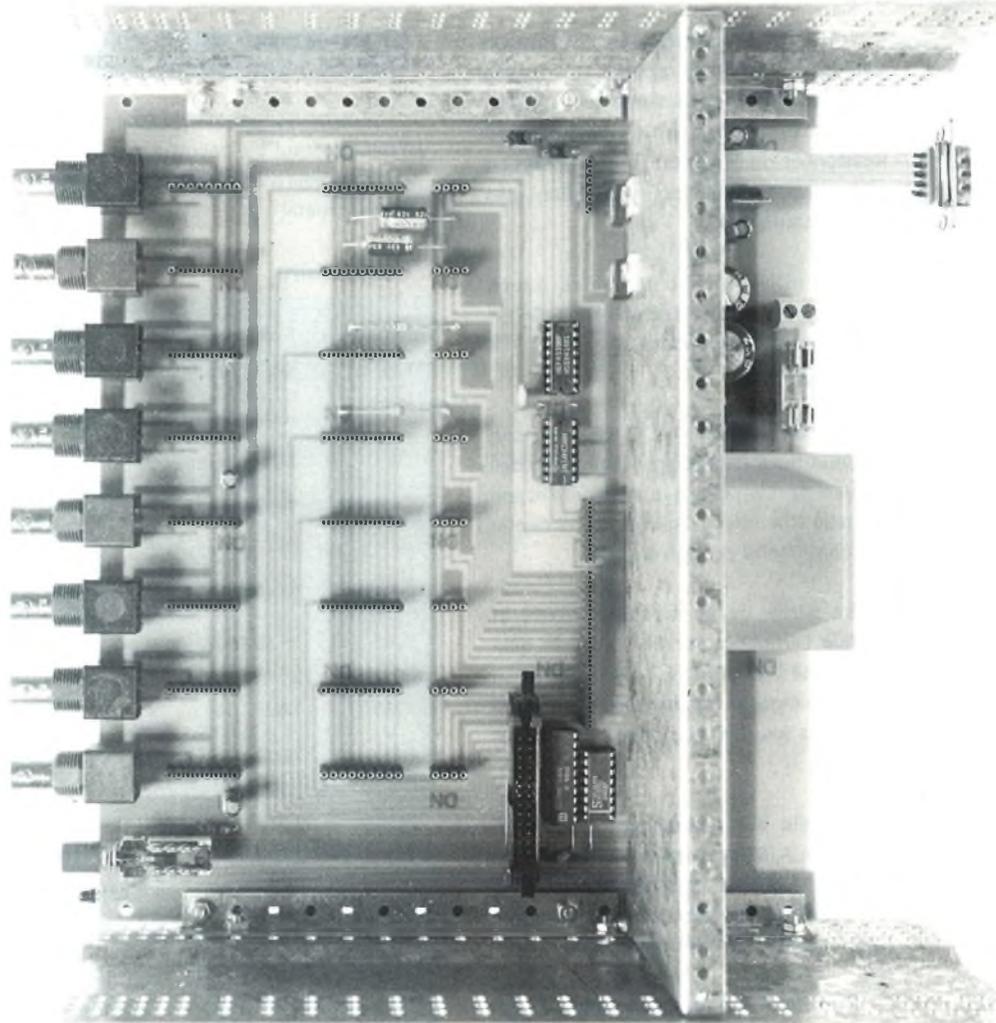
Nous n'avons pas fait une carte mère allant jusqu'au fond du coffret, cela aurait été de la consommation inutile d'époxy. La DB9 sera donc amenée jusqu'à la façade arrière à l'aide d'un bout de 4 fils en nappe.

La sérigraphie représente d'ailleurs le câblage de cette prise vue de l'arrière et le pontet à y faire: là l'erreur n'est pas permise.

Carte calibre

Là non plus, pas de grosses difficultés de réalisation. Il suffit de ne pas faire d'erreurs dans les valeurs de résistances à 1%, de veiller à ne pas faire de court-circuits au soudage, de ne pas oublier les deux straps et la carte fonctionnera à coup sûr.

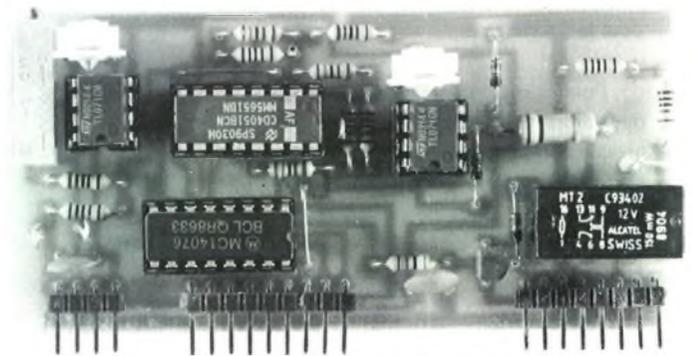
La photographie ci-contre montre une des cartes montée avec des petites boucles réalisées à l'aide de queues de composants pour concrétiser les points tests.

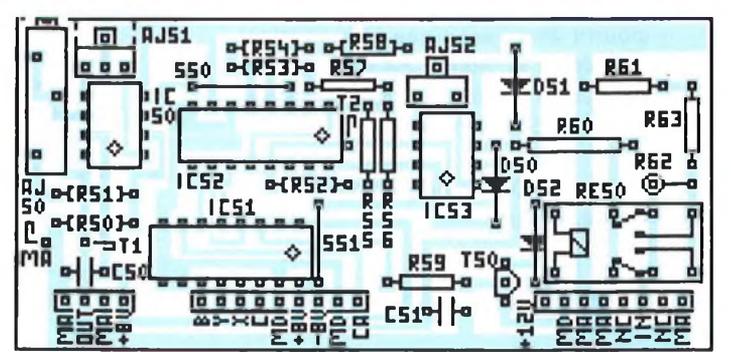
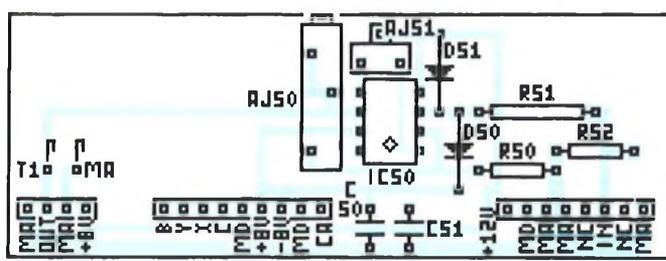
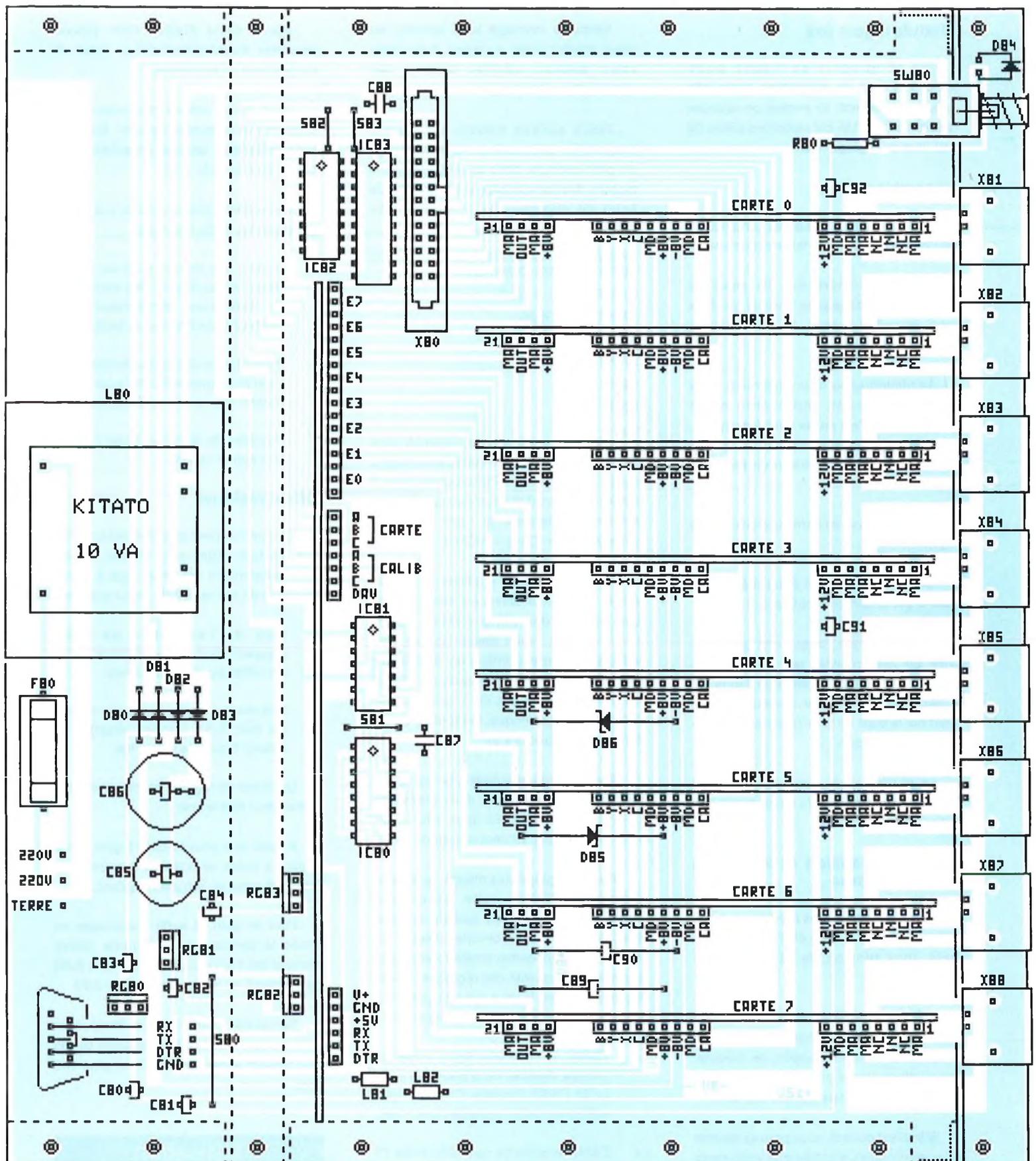


Les trois ajustables seront orientés vers le haut, le réglage final sera ainsi grandement facilité. Une seule résistance, R62, est montée verticalement et avec une distance respectable entre pastilles puisque l'on peut y retrouver aux bornes et en intégralité la tension de mesure ou d'erreur.

également la fonction de tous les plots de sortie du module au besoin ainsi que T1 et T2 pour les points tests par rapport à MA (masse analogique).

Cette sérigraphie indique





Module à gain fixe

Sa sérigraphie se trouve page précédente et sa réalisation reste très simple également. Ici encore on retrouve les points T1 et MA qui seront les prises de test lors du réglage final.

Assemblage final

Avec ce coffret, vous aurez l'impression de rajeunir de 10 ans en faisant du mécano.

Il faudra prendre soin de percer la plaque de blindage pour y visser les deux régulateurs 5 et 12 Volts. Ne pas implanter les modules au départ.

La photographie de la carte mère, deux pages plus haut, représente notre prototype qui n'est pas la dernière version. Nous y avons mis au départ un cordon secteur simple, sans terre et un bornier 2 plots.

Deux raisons justifient l'importance de la prise de terre:

D'une part le coffret étant métallique, celle-ci est en principe obligatoire.

Deuxièmement, supposons que cette prise de terre n'existe pas et que vous fassiez l'erreur de connecter une sonde sur le secteur, le bouclage secteur-terre se ferait par le biais de la prise série et la terre de votre ordinateur.

La prudence est donc de rigueur et votre ordinateur travaillera en toute sécurité avec cette modification.

Mise sous tension et envoi des premiers ordres....

Avant d'implanter les modules, ne pas connecter la prise série et mettre la carte mère sous tension: la LED D84 doit s'allumer.

Il est facile alors de vérifier les quatre tensions d'alimentation sur les plot adéquats de chaque support de module. Ces tensions seront prises par rapport à la mécanique du châssis (masse digitale).

Si tout est correct, vous pouvez monter le ou les modules d'entrée que vous aurez réalisés ainsi que la carte A/D. La série pourra être raccordée. On vérifiera également la vitesse de transmission, parité, stop bit, etc (se reporter au numéro précédent pour les switches).

La voie 0 se trouve à gauche de la façade, logique.

Mettre le montage sous tension: les relais doivent rester au repos. A ce stade, vous pouvez vérifier encore les alimentations en charge.

Nous aurons besoin d'un petit programme pour activer notre montage. Un petit exemple dans un langage connu de bien des compatibles et très proche de celui de nombreuses machines très répandues sera le bienvenu.

```
OPEN"COM2:19200,N,8,1,CD0,CS0,DS0,O
PO,RS" FOR RANDOM AS #1
CLS: FOR X = 0 TO 7
PRINT#1,CHR$(X);
A$ = INPUT$(1,1)
PRINT ASC(A)
NEXT X
END
```

Ce petit programme, orienté vers COM2 (au cas où vous auriez votre souris sur COM1!) permet d'initialiser les voies 0 à 7 (X) en calibre 0,2 Volt, mode symétrique, tension de référence de 1,25V (Rappelez vous: $X = VO + CA*8 + MO*64 + TR*128$)

En même temps, il affiche le résultat (A) de la réponse obtenue à chaque voie. Les réglages des cartes d'entrée n'étant pas exécutés, vous devez obtenir des valeurs légèrement différentes de 0 (entre 245 et 255 si l'offset de la carte est négatif ou 0 et 10 s'il est positif: N'oublions pas qu'en mode symétrique, la réponse est en format complément à 2).

Pour chacune des cartes, le réglage se fait en trois phases. Les deux premières permettent de régler les deux offsets des AOP, la troisième affina le gain de 12,5.

Pour le réglage des offsets, la tension d'entrée doit être nulle, ce qui est pratiquement le cas en laissant la prise BNC "en l'air". Court-circuiter l'entrée de mesure des huit cartes améliore encore la certitude et la qualité des réglages. Affiner les offsets avec la plus grande précision possible (gamme 200 mV d'un contrôleur).

- Câbler un voltmètre digital entre MA (masse digitale) de la première carte et T2 (TEST 2 contre IC52) et régler AJ52 pour obtenir exactement 0 Volt.
- Câbler ensuite ce voltmètre entre T1 (TEST 1 près de C50) et toujours la même masse (MA). Régler AJ51 pour également 0 Volt (le réglage est plus pointu et un trimmer 20 tours pour cet ajustable facilite la tâche).
- Les offsets de la première carte sont ainsi réglés. Procéder de la même façon pour les 7 autres cartes.

Après cette étape, vous pouvez relancer éventuellement le bout de programme vu au dessus.

Vous devez obtenir des valeurs pour chacune des voies plus "serrées". Elles sont éventuellement encore entachées d'un offset, dû à la carte A/D.

La troisième phase consiste à régler les gains par les AJ50. Pour cela:

- Injecter une tension continue précise de 0,2 Volt sur la première entrée BNC (à l'aide d'une alimentation et un diviseur à résistances au besoin).
- En laissant toujours le voltmètre entre T1 et MA, régler AJ50 de la carte pour obtenir une tension précise de 2,5 V.
- Procéder de la même façon pour les huit autres cartes.

Offset résiduel

Ce que l'on peut dire maintenant, c'est que les huit cartes sont réglées. Il peut rester néanmoins cet offset égal à toutes les cartes dû à la carte A/D. Deux solutions:

- Lors de l'exécution de votre programme d'utilisation vous retirez cet offset du résultat obtenu.
- Soit vous retouchez successivement les huit AJ51 (dernier offset) pour obtenir 0 dans la valeur lue.

La phase de réglage est terminée et le coffret peut être fermé.

A noter que pour la carte à gain fixe le réglage s'opère de la même manière pour l'offset (hormis qu'il n'y en a qu'un).

Pour le gain, il suffit d'appliquer en entrée la tension prévue comme calibre nominal (de 12 mV à 2,5V) et de régler AJ50 pour obtenir en sortie exactement 2,5V.

Remplacer AJ50 par un strap si le calibre désiré est de 2,5 Volts. Dans ce cas R50 devient également inutile et peut être ôtée.

Utilisation

Nous terminerons ce montage en vous apportant l'aide de base concernant le pilotage de ce montage et l'exploitation des résultats obtenus.

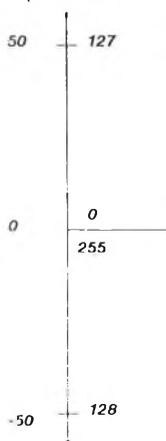
A ce point de l'article, ce petit récapitulatif deviendra votre page d'aide.



Complément à deux

Dans le mode unipolaire, pas de problème: pour une tension d'entrée variant de 0 à 50 Volts (sur le bon calibre) vous obtiendrez dans A une réponse variant de 0 à 255.

Comme nous le disions plus haut, c'est par contre dans le mode symétrique (mesure de tensions aussi bien positives que négatives) que la réponse est retournée en complément à 2.



Le graphe ci-contre montre clairement les valeurs brutes obtenues pour une tension variant de -50 à +50V (toujours sur le bon calibre). 0V donne 000 et le premier état possible en allant vers le négatif est 255.

Au niveau du programme, il suffit d'ajouter une syntaxe du type: IF A > 127 THEN A = A - 256 et les valeurs obtenues iront de 0 à 127 en positif et -1 (juste en dessous de 0) à -128 (pour le maximum négatif). Cette forme de résultat est déjà plus facilement exploitable.

Résolution

Les modules sont prévus pour fournir une tension de +/- 2,5V lorsque l'on atteint la butée de calibre. La tension de référence la plus souvent choisie pour la carte A/D sera donc de 2,5 Volts.

La référence de 1,25 Volts permet toutefois, lorsque la tension d'entrée est inférieure à la moitié de la valeur du calibre, de doubler la résolution du résultat obtenu.

A titre d'exemple, si vous êtes en mode unipolaire, calibre 50V, mode 2,5 et que l'entrée se situe à 22Volts, la résolution d'échantillonnage est de 50/256 soit 0,195V. Dans le même temps, la lecture obtenue sera $256 / 50 * 22 = 113$.

Le fait de passer en mode 1,25 revient à créer un calibre 25 V dont la résolution est égale à 25/256 soit 97,6 mV. La lecture obtenue est $256 / 25 * 22$ ce qui donne 225 mais avec une précision deux fois plus élevée.

Notez que ce genre de situation se produira fréquemment pour les calibres à base 5 pour lesquels le calibre inférieur n'est pas égal à sa moitié, d'où l'exemple bien choisi...

Le coin du programmeur

Afin d'aider ceux qui ne sont que très peu habitués à plonger dans la programmation de leur ATARI ou AMIGA, un sous-programme important réside dans l'obtention du résultat en Volts.

Afin de tenir compte de tous les éléments pouvant varier, il importe dans un premier temps de créer un petit tableau avec les différentes valeurs de calibre:

- DIM C(8) : C(0) = 0,2 : C(1) = 0,5 : C(2) = 1 : C(3) = 2 : C(4) = 5 : C(5) = 10 : C(6) = 20 : C(7) = 50.

Ensuite, suivant que le mode est symétrique ou unipolaire, le résultat sera le X 256 ème ou le X 128 ème de l'échantillonnage total. On posera donc:

- EC (pour échelle) = 256 si le mode est unipolaire et EC = 128 si le mode est symétrique.

Enfin, la tension de référence intervient également, comme nous venons de le voir. Il faut donc faire intervenir un rapport de division optionnel de 2 (RD) que l'on fixera comme:

- RD = 1 en mode 2,5V et RD = 2 en mode 1,25.

A ce stade, nous avons toutes les variables nécessaires pour connaître à tout instant la valeur obtenue en volts, sachant que A est toujours le code ASCII de la réponse et CA le calibre choisi (de 0 à 7):

$$VS = A * C(CA) / EC / RD$$

Reprenons à titre d'exemple nos deux essais avec les 22 Volts:

Dans le premier cas la réponse (A) est 113, le calibre 7 (C(7) = 50), EC = 256 (mode unipolaire), RD = 1 (référence 2,5V):

$$VS = 113 * 50 / 256 / 1 = 22,07 V$$

Dans le second exemple, seule la tension de référence a changé, ce qui nous donne RD = 2 (1,25V):

$$VS = 225 * 50 / 256 / 2 = 21,97 V$$

Et c'est cette seconde valeur qui est la plus proche de la réalité.

Il ne nous manque plus éventuellement qu'une variable pour faire intervenir la sonde de division par 10 câblée sur la BNC mais attention, n'oubliez pas que ce n'est pas le programme qui la commande...

Si l'affichage graphique des résultats vous intéresse, il faut savoir que c'est également l'occasion de créer un tableau.

En effet, la gestion du graphique fait partie des traitements qui demandent le plus de temps machine (tout dépend de la machine, me direz-vous, et c'est vrai...)

Ce temps par contre peut être suffisamment long, pour que le traitement global devienne plus long que la limite fixée par les 19200 bauds de la série.

Dans ce cas, une suite de questionnements à la vitesse maximum en vue d'un traitement différé de l'affichage résoudra tout à fait le problème.

Ceci est d'autant plus vrai si vous laissez vagabonder votre esprit afin de réaliser toute la façade de l'analyseur en graphique, avec les commandes, les calibres en cours, les différentes courbes et tutti quanti....

Conclusions

Ici se termine la réalisation du convertisseur proprement dite. Cette partie décrite permet d'obtenir un appareil totalement opérationnel et capable de rendre de grands services.

Pour des raisons de longueur d'article, nous n'avons pas voulu décrire de suite la carte frontale d'affichage des calibres. Vous pouvez malgré tout déjà juger de l'aspect final obtenu grâce à la photo couleur de couverture. Nous donnerons dans le prochain numéro les "trucs" pour obtenir une façade aussi "chouette" et à très peu de prix.

Cette partie affichage restera de toute façon optionnelle et ne change en rien les caractéristiques de la présente réalisation.

Par contre, lorsque vous aurez écrit votre programme personnel, qu'il sera suffisamment étoffé pour être capable de prendre des décisions de lui-même (dépassement de calibre, changement de polarité, etc...), vous aurez peut-être envie de savoir ce que fait votre ordinateur par le biais de cet affichage.

C'est un autre rendez-vous que nous fixons donc avec la suite de ce projet, d'autant plus utile que nous ne manquerons pas d'évoquer ou résoudre en même temps les questions que vous aurez pu nous poser entre-temps.

J.TAILLIEZ



Rappel des sujets déjà traités (présent numéro non compris)

HOBBYTHEQUE

AOP Ampli opérationnels (Généralités)	No 4 Page 32
AOP Ampli opérationnels (suite)	No 5 Page 13
Comparateurs (Généralités et LM311, 339, 360, 393)	No 6 Page 33
Calcul des selfs imprimées	No 8 Page 43
Oscillateurs sinusoïdaux à réseaux R-C	No 9 Page 10
Les L.C.D. ou afficheurs à cristaux liquides	No 10 Page 16
Les filtres passifs et actifs (1 ^{ère} partie)	No 11 Page 2
Les filtres passifs et actifs (2 ^{ème} partie)	No 12 Page 2
Les filtres passifs et actifs (3 ^{ème} partie)	No 13 Page 2
Les filtres passifs et actifs (4 ^{ème} partie)	No 14 Page 2
Les moteurs pas à pas	No 12 Page 10
Initiation aux micro-processeurs (1 ^{ère} partie)	No 19 Page 7
Initiation aux micro-processeurs (2 ^{ème} partie)	No 20 Page 6
Initiation aux micro-processeurs (3 ^{ème} partie)	No 21 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (4 ^{ème} partie)	No 23 Page 2

AD 7569	No 22 Page 43
ADC 801 à ADC 805	No 17 Page 2
AY 3-1015	No 24 Page 41
CA 3140	No 5 Page 22
CA 3161, CA 3162	No 12 Page 17
CQL 80D & CQL 90D (Diodes LASER)	No 15 Page 24
DAC800, 801, 802	No 17 Page 12
ICL 7106 / ICL 7107	No 3 Page 2
LM 10	No 15 Page 5
LM 35	No 5 Page 2
LM 317 / LM 337	No 2 Page 2
LM 324	No 5 Page 18
LM 381	No 18 Page 6
LM 386	No 24 Page 38
LM 741	No 5 Page 16
LM 2907 / LM 2917	No 20 Page 49
LM 3914 / LM 3915	No 1 Page 2
M 9306	No 1 Page 22
MAX 232	No 19 Page 10
MC 3479	No 13 Page 16
MC 68705	No 2 Page 27
MOC 302x / 304x / 306x	No 7 Page 7
MOS 4553	No 5 Page 24
MPX 100 / 200 et dérivés	No 4 Page 2
NE 555 / 556	No 3 Page 16
NE 565 / 566	No 16 Page 25
NE 567	No 16 Page 14
SAF 1032 P / SAF 1039 P	No 9 Page 18
SN 76477	No 24 Page 18
SLB 586 A	No 14 Page 21
TBA 820 et 820 M	No 7 Page 19
TCA 965	No 4 Page 9
TDA 1514 A	No 14 Page 36
TDA 1524	No 8 Page 33
TDA 2002, 2003, 2006, 2008	No 9 Page 42
TDA 2004, 2005 et 2009	No 6 Page 42
TDA 2030 (A), 2040 (A)	No 9 Page 42
TDA 2088	No 5 Page 37
TDA 2320	No 7 Page 37
TDA 3810	No 8 Page 12
TDA 5850	No 1 Page 13
TDA 7000	No 8 Page 39
TDA 7250	No 24 Page 2
TEA 5114 A / TEA 5115 / TEA 5116	No 21 Page 12
TGS 813	No 1 Page 17
TL 07x / 08x	No 5 Page 20
TOLD 9200 & 9211 (Diodes LASER)	No 15 Page 24
UCN 5804	No 13 Page 38
UGN 3020T et UGS3020	No 22 Page 33
UM 66T / 3482 / 3491 / 3561	No 7 Page 31
UM 5100 et modulation Delta	No 16 Page 2
XR 2206	No 4 Page 27

ALARMES

ALARME AUTONOME "QUICKGUARD"	No 7 Page 4
DETECTEUR D'ALARME A ULTRASONS	No 13 Page 20
CENTRALE D'ALARME POUR VOITURE	No 14 Page 40
BARRIERE INFRAROUGE CODEE	No 16 Page 37

AUDIO / SONORISATION

AMPLIFICATEUR 100 WATTS 8 Ohms	No 3 Page 24
BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL"	No 6 Page 2
LOUPE PHONIQUE	No 7 Page 10
MODULE CORRECTION DE TONALITE Cde DC.	No 8 Page 2
MODULE PSEUDO-STEREO & SPATIAL	No 8 Page 15

METRONOME A AFFICHEURS	No 8 Page 28
AMPLIFICATEUR 2 WATTS	No 10 Page 12
AMPLIFICATEUR 10 WATTS	No 10 Page 14
AMPLIFICATEUR 20 WATTS	No 11 Page 34
AMPLIFICATEUR 40 - 50 WATTS	No 14 Page 25
ANALYSEUR DE SPECTRE (1 ^{ère} partie)	No 14 Page 9
FUZZ & TREMOLO POUR GUITARE	No 15 Page 15
TRUCQUEUR DE VOIX	No 15 Page 20
ANALYSEUR DE SPECTRE (2 ^{ème} partie)	No 16 Page 7
ISOLATEUR AUDIO A OPTO-COUPLEUR	No 16 Page 21
TRANSMISSION AUDIO PAR LE SECTEUR	No 16 Page 32
CHAMBRE D'ECHO/REVERBERATION DIGITALE	No 16 Page 41
AUTO-STOPPEUR AUTOMATIQUE D'ENREG. K7	No 17 Page 20
EQUALISER MONOPHONIQUE	No 17 Page 29
GENERATEUR DE BRUIT ROSE	No 17 Page 34
EQUALISER STEREO & GENERATEUR DE BRUIT	No 17 Page 37
PREAMPLIFICATEUR STEREO FAIBLE BRUIT	No 18 Page 10
EQUALISER STEREO: L'ALIMENTATION	No 18 Page 12
CALCUL ET CHOIX D'ENCEINTES ACOUSTIQUES	No 20 Page 18
CHOIX D'ENCEINTES ACOUSTIQUES: LES KITS	No 21 Page 19
TRUCQUEUR DE VOIX DIGITAL (1 ^{ère} partie)	No 21 Page 34
TRUCQUEUR DE VOIX DIGITAL (2 ^{ème} partie)	No 22 Page 2
TRUCQUEUR DE VOIX DIGITAL (3 ^{ème} partie et fin)	No 23 Page 16
AMPLIFICATEUR 2x60 WATTS COMPACT	No 24 Page 7
GENERATEUR DE BRUITS POUR SONORIS.	No 24 Page 31
CIRCUIT D'EVALUATION POUR SN 76477	No 24 Page 22

AUTO / MOTO

ANTI VAPOR-LOCK	No 5 Page 41
BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL"	No 6 Page 2
GRADATEUR-TEMPORISATEUR DE PLAFONNIER	No 6 Page 10
INTERPHONE MOTO	No 7 Page 25
DEUX DETECTEURS DE TEMPERATURE ET GEL	No 12 Page 20

ALIMENTATION

CONVERTISSEUR STATIQUE 12/220 100 WATTS	No 3 Page 35
Application LM317 Alimentation 1.2-14 V. 2 Amp.	No 2 Page 41
ALIMENTATION 220 V POUR BOOSTER 2x20W	No 6 Page 8
CHARGEUR MULTI-CALIBRES AUTOMATIQUE	No 6 Page 16
MINI ALIMENTATION SYM. A PRESELECTIONS	No 13 Page 41
MINI ALIMENTATION SYMETRIQUE A DECOUP.	No 18 Page 31
REGULATEUR UNIVERSEL DE MINI-PERCEUSE	No 23 Page 24
REGULATION TACHYMETRIQUE PAR COMPTAGE	No 23 Page 31
ALIMENTATION POUR TRUCQUEUR DE VOIX	No 23 Page 36

DOMESTIQUE

DETECTEUR DE GAZ	No 1 Page 15
SERRURE CODEE à 68705	No 1 Page 24
EXTENSION DE PUISSANCE SERRURE CODEE	No 1 Page 24
REGULATEUR DE VITESSE 220 Volts	No 5 Page 10
DOUBLE TELERUPTEUR ELECTRONIQUE	No 7 Page 40
PROGRAMMATEUR JOURNALIER à 68705	No 10 Page 35
HORLOGE-MINUTERIE-CHRONO DE PRECISION	No 11 Page 10
THERMOMETRES NUMERIQUES	No 12 Page 24
PROGRAMMATEUR UNIVERSEL à 68705	No 14 Page 15
PROGRAMMATEUR JOURNALIER Modifications	No 17 Page 26
SIMULATEUR DE PRESENCE	No 18 Page 2
2 THERMOSTATS TELE-PILOTES 3 CONSIGNES	No 21 Page 45
EXTENSION DE TELE-PILOTAGE 2 FILS	No 21 Page 51

EMISSION-RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO ET ENTREE 0 dB	No 2 Page 18
Application F. M. TELECOMMANDE MONOCANAL	No 2 Page 21
Application F. M. TELECOMMANDE 16 CANAUX	No 2 Page 23
Application F. M. EMETTEUR PERITEL	No 2 Page 25
AMPLIFICATEUR D'ANTENNE LARGE BANDE	No 7 Page 22
RE-EMETTEUR INFRAROUGE	No 7 Page 16
ENSEMBLE DE TELECOMMANDE 32 FONCTIONS	No 9 Page 24
REPARTITEUR D'ANTENNE AMPLIFIE 2 A 6 VOIES	No 18 Page 20
REPARTITEUR D'ANTENNE: L'ALIMENTATION	No 19 Page 23

GADGETS

UN MONTAGE REPONDEUR	No 11 Page 17
GUIRLANDE A LEDS	No 11 Page 44
MAGNETOPHONE NUMERIQUE A UM5100	No 23 Page 46

INITIATION TECHNOLOGIE

PILE OU FACE A AFFICHEUR	No 2 Page 9
CLIGNOTEUR 6 LEDS	No 3 Page 41
JEU DE LUMIERE DE POCHE	No 4 Page 11
LOTO 2 DIGITS	No 5 Page 28
MINI ORGUE 8 NOTES	No 5 Page 44
TESTEUR DE CONTINUITE	No 6 Page 22
GENERATEUR DE MELODIE + accompagnement	No 7 Page 28

3 MONTAGES GENERATEURS MUSICAUX	No 7 Page 44
MINI-RECEPTEUR F.M.	No 8 Page 5
BALADEUR F.M.	No 8 Page 5
SABLIER A LEDS	No 8 Page 18
GRILLON ELECTRONIQUE	No 9 Page 7
COMPTEUR DE PASSAGE UNIVERSEL	No 9 Page 33
MINUTERIE REGLABLE DE 5 S à 4 Mn	No 10 Page 8
VOLTMETRE DE POCHE A LEDS	No 11 Page 20
DOUBLE "BARGRAPH" A LEDS (K2000)	No 11 Page 41
TESTEUR DE PILES 1.5, 4.5 et 9 V à LEDS	No 12 Page 44
3 MONTAGES DE Cde DE MOTEURS PAS A PAS	No 13 Page 32
EMETTEUR F. M. COMMANDE PAR LA VOIX	No 14 Page 29
METRONOME MINIATURE	No 15 Page 2
GRADATEUR 220V SIMPLE A POTENTIOMETRE	No 17 Page 16
DETECTEUR UNIVERSEL A RELAIS	No 18 Page 14
MINI SERRURE CODEE 3 CHIFFRES	No 19 Page 38
UNITE D'AFFICHAGE BARGRAPH A 20 LEDS	No 20 Page 10
-EXTENSION GENERATEUR DENT DE SCIE	No 20 Page 13
-EXTENSION THERMOMETRE	No 20 Page 14
-EXTENSION VU-METRE POUR AMPLI	No 20 Page 15
-EXTENSION COMPTE-TOURS ANALOGIQUE	No 20 Page 16
ALARME DE TIROIR A BUZZER	No 21 Page 42
TESTEUR DE CONTINUITE AUTOMATIQUE	No 23 Page 38
TEMPORISATEUR DE PRECISION 1S à 48J.	No 24 Page 13

LUMIERE

VARIATEUR 220 V COMMANDE EN TENSION	No 7 Page 12
GRADATEUR CHENILLARD	No 10 Page 31
MODULATEUR VUMETRE 8 VOIES A MICRO	No 10 Page 2
VARIATEUR 220 V A EFFLEUREMENT	No 14 Page 33
2 UNITES DE PILOTAGE DE DIODE LASER	No 15 Page 34
CLIGNOTEUR 220 V ANTI-PARASITE	No 18 Page 17

MESURE

UNITE D'AFFICHAGE LCD 3 DIGITS 1/2 à 7106	No 3 Page 44
UNITE D'AFFICHAGE LED 3 DIGITS 1/2 à 7107	No 3 Page 44
GENERATEUR DE FONCTIONS WOBULE	No 4 Page 14
BAROMETRE - ALTIMETRE	No 4 Page 41
MINI FREQUENCEMETRE 6 DIGITS 1 MHz	No 5 Page 31
THERMOMETRE SIMPLE -40 à +110 °C	No 5 Page 4
HYGROMETRE SIMPLE 5 à 100 %	No 5 Page 6
MODULE SURVEILLANCE, ALERTE ET COMMUT.	No 6 Page 26
GENE. SINUS-TRIANGLE-CARRE DE BASE	No 10 Page 27
CLAVIERS A TOUCHES MODULABLES	No 10 Page 23
SIGNAL-TRACER STEREO (1 ^{ère} partie)	No 11 Page 24
MODULE BISTABLE MINIATURE (Diviseur par 2)	No 11 Page 37
VOLTMETRE AMPEREMETRE DE TABLEAU	No 12 Page 28
SIGNAL-TRACER STEREO (2 ^{ème} partie)	No 12 Page 31
MINI GENERATEUR DE SIGNAUX	No 13 Page 10
PUPITRE LAB AVEC ALIM. ET GENERATEUR	No 13 Page 25
ANALYSEUR DE SPECTRE 10 BANDES	No 14 Page 9
DETECTEUR ENREGISTREUR DE MINI / MAXI	No 17 Page 41
MILLI-OHMETRE AUTONOME	No 18 Page 35
IMPEDANCEMETRE POUR MODULE A ICL7106	No 19 Page 2
MILLI WATTMETRE OPTIQUE	No 19 Page 43
MODULE AFFICHEUR DE TABLEAU LCD 3 1/2	No 20 Page 23
ANEMOMETRE POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 16
GIRQUETTE 360 ° POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 35
STATION METEO "LOW COST" A AFFICH. DIGITAL	No 22 Page 22
UNITE D'ACQUISITION A/D 8 VOIES	No 24 Page 47

MODELISME

INDICATEUR DE CHARGE D'ACCUS	No 1 Page 19
CHARGEUR D'ACCUS A COURANT CONSTANT	No 2 Page 44
SIMULATEUR DE SOUDURE A L'ARC	No 3 Page 32
ALIMENTATION SIMPLE POUR BOUGIE	No 7 Page 2
COMMANDE DE TRAIN A COURANT PULSE	No 8 Page 23
COMMANDE DE FELIX TRICOLORES	No 9 Page 2
ECLAIRAGE DE CONVOIS FERROVIAIRES	No 9 Page 38
GESTION D'ECLAIRAGE MAQUETTES FERROV.	No 18 Page 40
GESTION D'ECLAIRAGE PAR SEQUENCEUR	No 23 Page 42

PERI-INFORMATIQUE

PROGRAMMATEUR DE 68705	No 2 Page 13
INTERFACE 8 VOIES CENTRONICS 220 Volts	No 3 Page 8
2 CORDONS ADAPTEURS MINITEL / RS232	No 19 Page 18

VIDEO

AMPLI CORRECTEUR VIDEO 4 VOIES	No 1 Page 9
PERITEL F.M. avec report	No 15 Page 39
2 PERITEL F.M. sans alimentation	No 15 Page 43
COMMUTATEUR PERITEL AUTOM MULTI-VOIES	No 19 Page 24
GENERATEUR DE MIRES R.V.B.	No 20 Page 31
COMMUTATEUR PERITEL: CARTE DOUBLE R.V.B	No 21 Page 37





MIRE R.V.B.

A en juger par votre courrier, vous avez été nombreux à réaliser la mire RVB digitale du numéro 20 d'Octobre 92.

Bonne nouvelle pour ceux qui hésitaient face aux deux plus importants circuits imprimés aux tracés fins et complexes, puisque ceux-ci sont disponibles.

Vous pouvez en effet vous procurer l'ensemble des trois circuits imprimés, percés et sérigraphiés, soit **auprès des magasins dont la liste figure sur la couverture**, soit directement auprès de votre revue préférée. Ces trois circuits sont disponibles pour la somme de 180 F TTC plus 28 F de frais d'expédition (envoi en recommandé), soit 208 F au total.

Comme pour les listings et disquettes, il suffit d'en faire la demande sur papier libre, accompagnée du règlement par chèque ou par carte bancaire (indiquer le numéro et la date de validité).



Anémomètre / Girouette: les roulements

Au sujet de la réalisation de l'anémomètre du numéro 22 du mois de Décembre 92, un élément mécanique important de ce montage est constitué par le **moulinet CHAUVIN-ARNOUX**. Cet élément est disponible pour la somme de 135 F TTC plus 28 F de frais d'envoi. Pour les conditions de commande, se reporter aux informations sur les circuits imprimés de la mire R.V.B.

Les **roulements** également ont généré beaucoup de courrier: problème résolu puisque vous pouvez vous procurer ces roulements Ø 6-13, double étanchéité pour 45 F TTC l'unité.

Unité d'acquisition 8 Voies

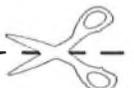
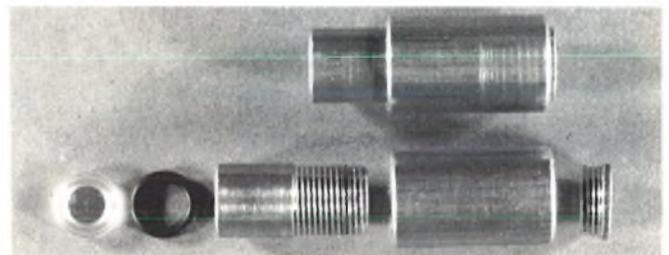
Le coffret ESM pour cette réalisation, comprenant les 2 coquilles, 2 joues internes, 2 façades alu 20/10ème, 4 pieds auto-collants, peut vous être fourni au prix de 198 F TTC. La réalisation mécanique complète demande en plus une plaque interne pour le blindage et refroidissement (32 F TTC) et deux cornières (19 F TTC pièce), soit un total de 268 F TTC (+ port: 28F).

Quand le LASER est dans le collimateur...

Pour terminer, reparlons des montages à diodes LASER (No 15) avec la disponibilité de l'ensemble mécanique et optique de focalisation du faisceau.

Cet ensemble est composé de trois pièces de mécanique de précision en laiton, d'une lentille faible atténuation et d'un joint torique d'immobilisation comme le montre la photographie (agrandie) ci-dessous. Le tout est fourni avec une notice explicite de montage.

Assemblées, ces pièces forment un **collimateur** à focale ajustable de qualité de 16 grammes environ. Son prix enfin, de 195 F TTC, ne laisse rien à envier aux diodes collimatées d'origine (+ 28F de port comme pour les produits précédents).



NOUVEAUTE: Le complément indispensable de votre collection



Reliures sous forme de classeurs (bleu ou vert)
(voir photographies page 57)

Prix unitaire : 45F TTC
Par deux
ou plus : 40 F TTC
l'unité

Classeur VERT	Quantité <input type="text"/>
Classeur BLEU	Quantité <input type="text"/>

+3 PIN'S gratuits pour l'achat de classeur.

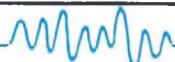


Complétez votre collection HOBBYTRONIC: Vous désirez d'anciens numéros ? Cochez ci-dessous les numéros qui vous intéressent et le nombre d'exemplaires. Joindre 15 Francs par numéro commandé (Port gratuit). (Veuillez dans tous les cas indiquer vos coordonnées au verso de ce coupon S.V.P.)

<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>

Total: x 15F (Chèque ou carte)

Bulletin d'abonnement : Avril 1993



Hobbytronic AVRIL 1993
Dépot légal AVRIL 1993

Imprimerie MAULDE et RENO
23, rue de Lunéville
02100 SAINT QUENTIN

Directeur de la Publication :
M. Ninassi
HBN Electronic
S.A. au capital de 7.930.000
B.P. 2739
Z.I.S.E 51100 REIMS
ISSN 1157 - 4372
Commission paritaire
en cours

Si vous achetez vos anciens numéros dans un magasin HBN

1 PIN'S*

(AU CHOIX)



VOUS SERA OFFERT

(Pour l'achat de 2 numéros minimum)
Consultez la liste des magasins
au dos de la couverture.

* En magasin uniquement.



L'ABONNEMENT :

Facile

à

Remplir



Economique

11 numéros à 15 F
= 165 F
+ Frais postaux

Abonnement : **140 F**
à domicile



Chez vous directement
dès la parution

LA POSTE



BULLETIN D'ABONNEMENT

N°25 - AVRIL 1993

Réabonnement

N° d'abonné

Sur bande adresse

Abonnement

A partir de quel numéro inclus, désirez-vous recevoir
votre abonnement : N°

TOTAL REGLEMENT : , Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue

Expiration

N°

SIGNATURE :

(Signature des parents pour les mineurs)

HOBBYTRONIC - Abonnement
BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

ATTENTION, si vous désirez d'anciens numéros,
voir au verso de ce coupon .

Ecrire en CAPITALES une lettre par case, laisser une case
entre deux mots. Merci. (Ou joindre la bande adresse).

Nom, prénom

Adresse

code postal

Ville



Le
permet
la mod
pratique
les résist
l'IC. C1-
composante continue éventuelle et C3-C4
limitent la bande passante pour les
fréquences très élevées.



Réalisez votre propre

HOBBYTHEQUE

Caractéristiques détaillées

- **Résistance:** excellente par polypropylène 12/10 eme
- **Capacité:** 12 Numéros
- **Sérigraphie:** deux couleurs sur tranche et couverture
- **Fixation:** facile et rapide par tiges métalliques
- **Prix:** voir tableau ci-contre

Pratiques, indispensables

et enfin disponibles!

**Vos classeurs pour avoir toujours sous la main
vos revues préférées:**

Prix à l'unité: 45 F TTC

Par deux ou plus: 40 F TTC l'unité

(Voir coupon d'abonnement pour la commande)

CADEAU: 3 PIN'S pour tout achat de classeur..... EN CADEAU: 3 PIN'S pour tout achat de classeur..... EN CADEAU: 3 PIN'S pour tout



ELECTRONIC



ELECTRONIC

DUNKERQUE 59140
14 RUE DU MAL FRENCH
TEL 28 66 38 65

AMIENS 80000
19 RUE GRESSET
TEL 22 91 25 69

ROUEN 76000
19 RUE DU GAL SIRAUD
TEL 35 88 59 43

LE HAVRE 76600
13 PL HALLES CENTRALES
TEL 35 42 60 92

LE MANS 72000
16 RUE H LECORNUE
TEL 43 28 38 63

RENNES 35000
12 QUAI DUGUAY TROUIN
TEL 99 30 85 26

ST BRIEUC 22000
16 RUE DE LA GARE
TEL 96 33 55 15

BREST 29200
151 AV J JAURES
TEL 98 80 24 95

NANTES 44000
3 RUE J J ROUSSEAU
TEL 40 48 76 57

ORLEANS 45000
61 RUE DES CARMES
TEL 38 54 33 01

POITIERS 86000
8 PL A LEPETIT
TEL 49 88 04 90

COGNAC 16100
21 LE FIEF DU ROY- CH BERNARD
TEL 45 35 04 49

BORDEAUX 33000
10 RUE DU MAL JOFFRE
TEL 56 52 42 47

BAYONNE 64100
3 RUE DU TOUR DE SAULT
TEL 59 59 14 25

LENS 62300
43 RUE DE LA GARE
TEL 21 28 60 49

LILLE 59800
61 RUE DE PARIS
TEL 20 06 85 52

VALENCIENNES 59300
57 RUE DE PARIS
TEL 27 46 44 23

REIMS 51100
10 RUE GAMBETTA
TEL 26 88 47 55

REIMS 51100
46 AV DE LAON
TEL 26 40 35 20

CHARLEVILLE 08000
1 AV J JAURES
TEL 24 33 00 84

CHALONS/MARNE 51000
2 RUE CHAMORIN
TEL 26 64 28 82

METZ 57000 2 adresses :
60 PAS SERPENOISE 16 RUE CLOVIS
TEL 87 74 45 29 TEL 87 63 05 89

STRASBOURG 67000
4 RUE DU TRAVAIL
TEL 88 32 86 98

NANCY 54000
133 RUE ST DIZIER
TEL 83 36 67 97

MULHOUSE 68100
CENTRE EUROPE
TEL 89 46 46 24

MONTBELIARD 25200
28 LA CRAY VOUGEACOURT
TEL 81 90 24 48

TROYES 10000
6 RUE DE PREIZE
TEL 25 81 49 29

DIJON 21000
2 RUE CH DE VERGENNES
TEL 80 73 73 48

GRENOBLE 38000
3 BD DU MAL JOFFRE
TEL 76 47 58 62

AJACCIO 20000
AV DU MARECHAL JUIN
TEL 95 20 27 38

VALENCE 26000
28 RUE DES ALPES
TEL 75 42 51 40

ST ETIENNE 42000
30 RUE GAMBETTA
TEL 77 21 45 61

MONTPELLIER 34000
46 BD DES ARCEAUX
TEL 67 63 53 27

NEVERS 58000
1 ET 2 PL MANCINI
TEL 86 61 15 03

DISTRIBUE :



TORA
KIT ELECTRONIQUE