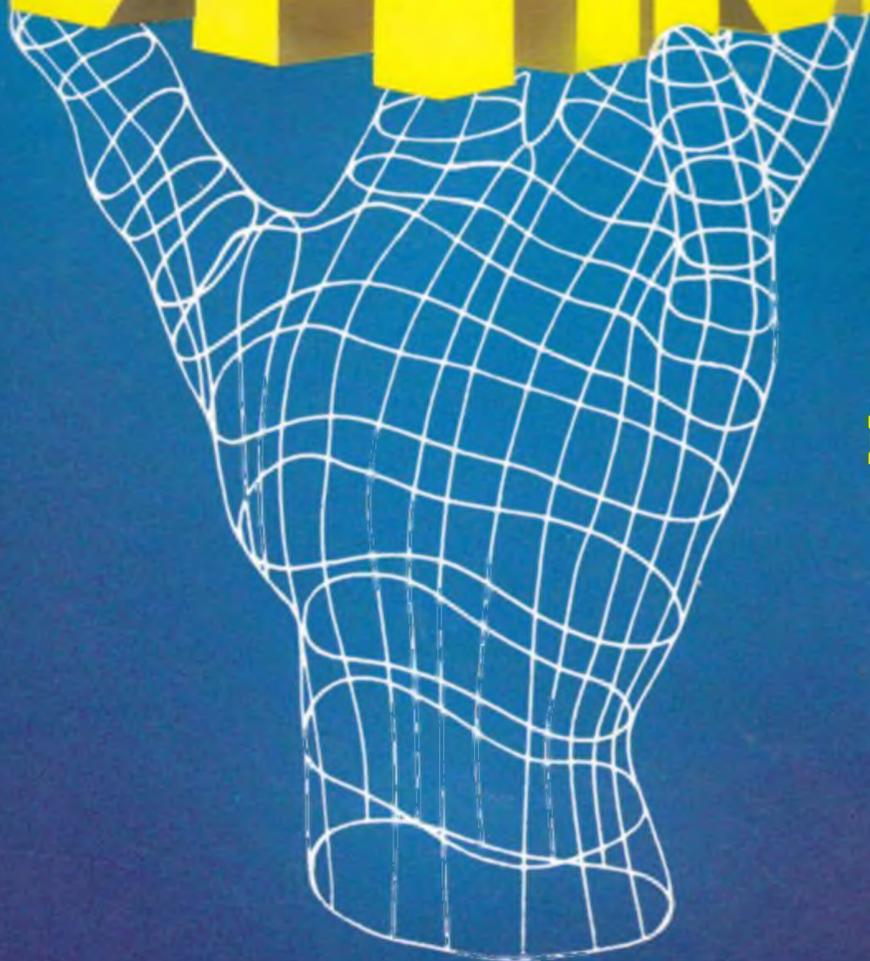


# HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL  
D'APPLICATIONS  
ELECTRONIQUES**

N°2 - FEVRIER 1991 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHERQUE



LUMIERE



VIDEO



EMISSION-  
RECEPTION



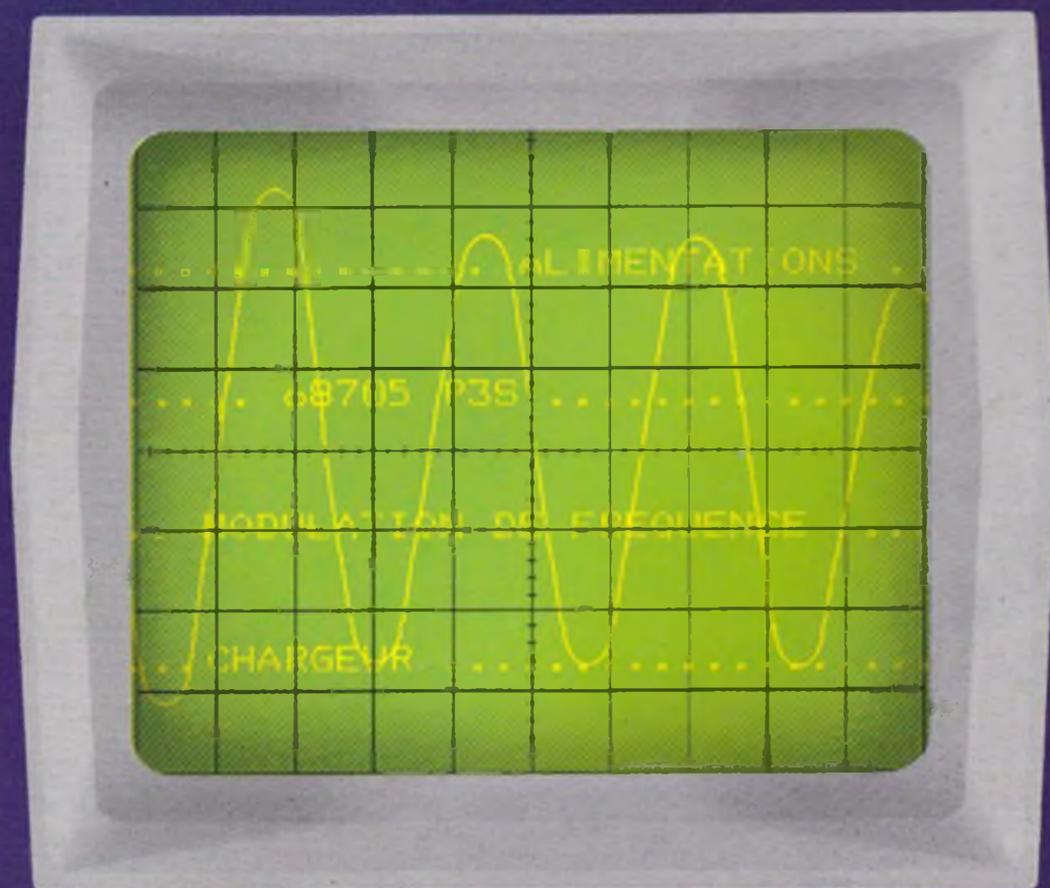
VOITURE-MOTO

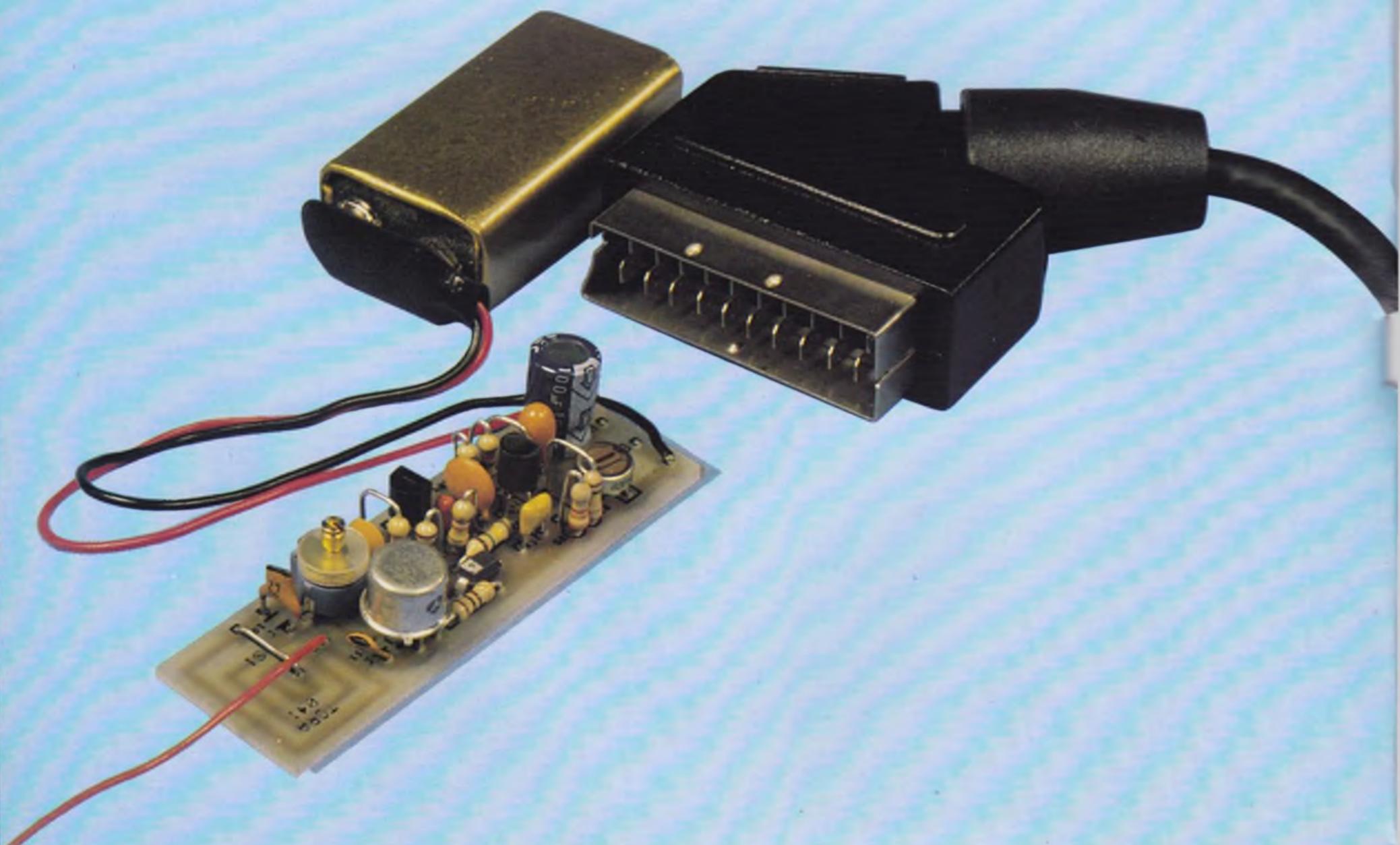
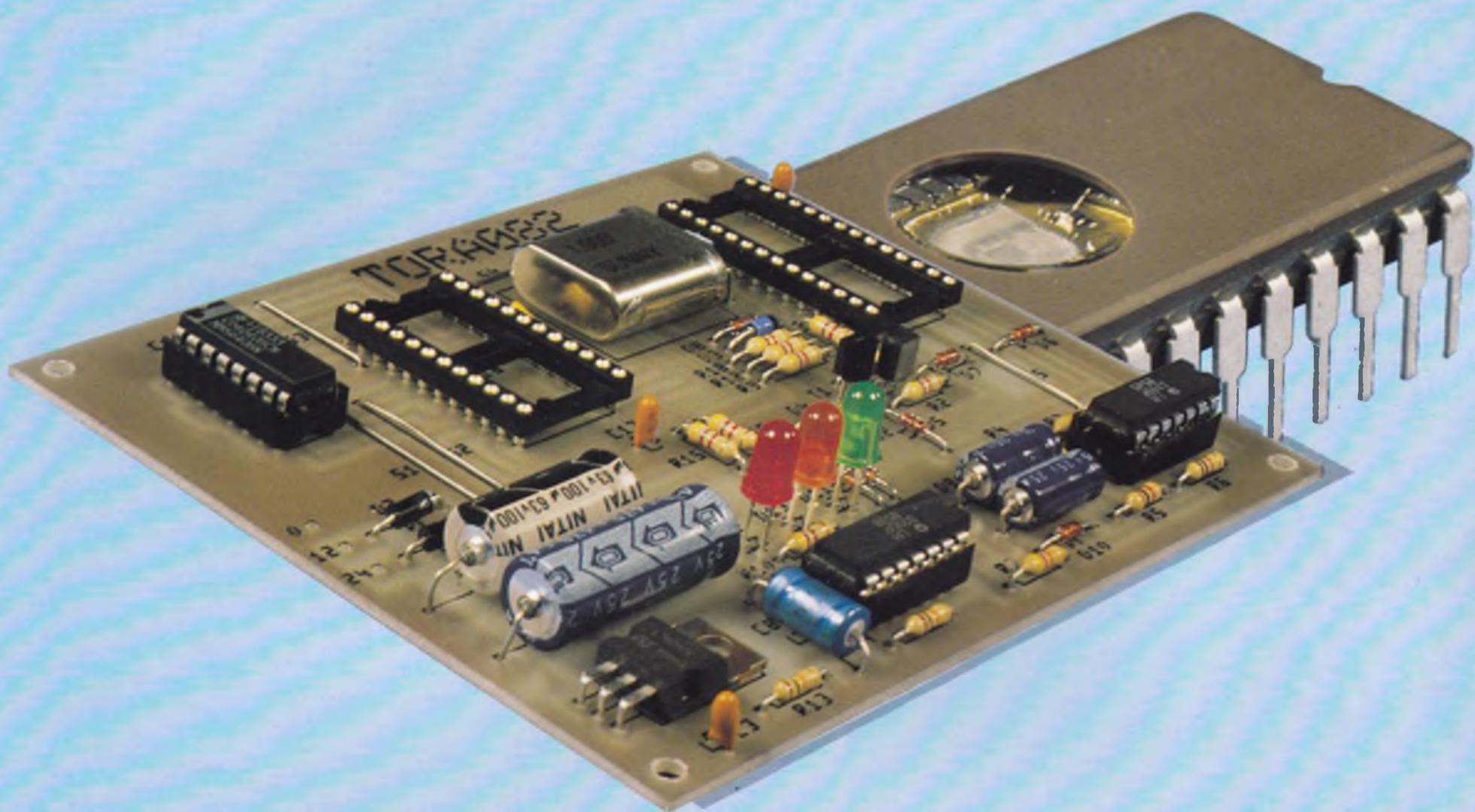


MESURE



SONORISATION







# SOMMAIRE

## NOS FICHES TECHNIQUES

**Le LM317 et la SERIE DES REGULATEURS AJUSTABLES** . . . . . 2  
Une foule de régulateurs de tension ajustables, simples, complémentaires et fiables ! ne stockez plus ... Ajustez !

**Le MC68705 Motorola** . . . . . 27  
Une fiche technique détaillée pour apprendre à connaître et dompter ce processeur complexe et très en vogue.

Une approche détaillée des comparateurs pour mieux comprendre leur fonctionnement et une application pratique :  
**UN PILE ou FACE à AFFICHEUR** . . . . . 9

La programmation simplifiée de vos 68705 ! vous avez l'EPR0M, il fait le reste.  
**UN PROGRAMMATEUR de 68705 AUTOMATIQUE** . . . . . 13

Pour animer une soirée ou un débat sans fil à la patte, ou encore surveiller bébé, épater vos amis, commander à distance ...  
**DEUX EMETTEURS F.M. SIMPLES** . . . . . 18

Préservez vos accus CD-NI et obtenez leur capacité maximale :  
**UN CHARGEUR D'ACCUS à COURANT CONSTANT** . . . . . 44



## NOS REALISATIONS PRATIQUES



## QUELQUES IDEES D'APPLICATIONS

A partir de l'EMETTEUR F.M. :  
**UNE TELECOMMANDE MONOCANAL** . . . . . 21

**UNE TELECOMMANDE 16 CANAUX** . . . . . 23  
Pour piloter à distance du bout des doigts

**UN EMETTEUR F.M. pour le SON TV** . . . . . 25  
Donnez du relief au son de votre téléviseur ou tout simplement écoutez sans déranger.

Une application du LM317  
**UNE ALIMENTATION VARIABLE** . . . . . 41

Pour vous abonner, rendez-vous en page . . . . . 48



# LE LM317 et LA SERIE DES REGULATEURS AJUSTABLES de chez NATIONAL

La série des régulateurs ajustables de chez NATIONAL offre des possibilités fantastiques et autorise les montages les plus FIABLES et les plus SIMPLES à réaliser dans les domaines des alimentations régulées en tension et en courant.

FIABLES car ils sont entièrement protégés contre l'emballement thermique et les courts-circuits en sortie. De plus, les performances de régulation sont meilleures que celles des régulateurs fixes standards.

SIMPLES car deux résistances externes suffisent pour ajuster la tension de sortie et les composants optionnels de garanties supplémentaires se limitent à 3 condensateurs et 2 diodes.

Différents boîtiers sont disponibles, offrant ainsi un vaste choix, fonction de la tension d'entrée, du courant d'utilisation, de la dissipation thermique et de l'encombrement recherché.

La série des régulateurs négatifs permet, dans les mêmes conditions, la réalisation d'alimentations symétriques.

Nous traiterons tout d'abord du LM 317 qui nous servira de référence et nous extrapolerons ensuite pour l'ensemble de la gamme.

## RESUME DES CARACTERISTIQUES

### COMMUNES

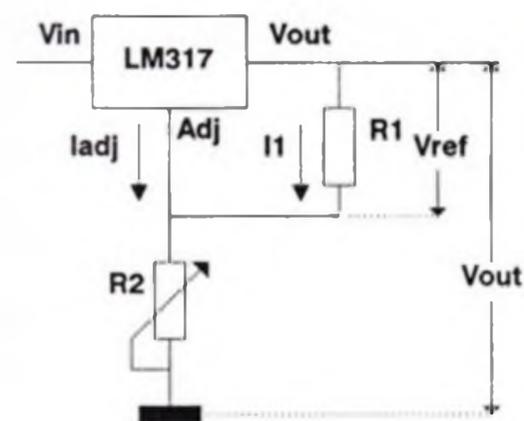
- Ajustable de 1,25 volts à  $V_{in} - 3$  volts
- Régulation en tension : 0,01 % / volts
- Régulation en courant : 0,1 %
- Réjection de résiduelle à 80 dB
- Courant maximum garanti suivant le type ( 1,5 A pour le LM317 )
- Boîtier standard type transistor : TO39 - TO220 - TO202 - TO3 ( suivant le type )
- Sortie protégée contre les courts-circuits
- Protection interne contre l'emballement thermique à 100 %
- Evite la nécessité de stocker des régulateurs de différentes valeurs

### PARTICULIERES

- Limitations en  $V_{in}$  40 volts en normal - 60 volts pour la série HV
- Limitations en Température :
  - 0/ + 125 deg en séries normales LM 3xx
  - 55/ + 150 deg en séries militaires LM 1xx
- Limitations en courant :
  - 1,5 A en séries LM x17, x37 (négatifs)
  - 5 A en séries LM x38
- Dissipation thermique : fonction du type de boîtier
  - 2 W en boîtier TO39 ( avec 0,5 A maxi )
  - 7,5 W en boîtier TO202 ( avec 0,5 A maxi )
  - 15 W en boîtier TO220
  - 20 W en boîtier TO3

## DESCRIPTION FONCTIONNELLE

Tout le principe du fonctionnement interne du régulateur repose sur le maintien permanent d'une tension de référence  $V_{ref}$  entre la broche de sortie  $V_{out}$  et la broche de réglage ADJ. Cette tension  $V_{ref}$  est de 1,25 volts nominale. Le montage type le plus simple est le suivant :



$$V_{out} = 1.25(1 + R2/R1) + R2 \times I_{adj}$$

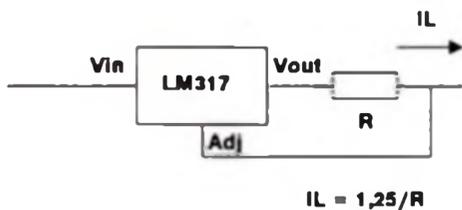
Dans ces conditions, nous obtenons  $V_{out} = V_{ref}(1 + R2/R1) + I_{adj} \times R2$



$I_{adj}$  ne dépassant guère  $80 \mu A$ , et  $V_{ref}$  étant égal à 1,25 volts la formule se résume souvent à  $V_{out} = 1,25(1 + R2/R1)$

Le LM 317 requiert un minimum de courant de charge de 5 à 10 mA,  $R1$  est donc choisie pour obtenir ce courant soit  $R1 = 1,25/0,010$  soit environ 120 à 220  $\Omega$

Dans le montage suivant, utilisation du LM 317 en régulateur de courant, l'application du principe du maintien de  $V_{ref}$  entre  $V_{out}$  et ADJ donne  $V_{ref} = I_L \times R$ , soit  $I_L = V_{ref}/R$ .



Quoi de plus simple ?

La structure interne du régulateur se charge de limiter le courant, de protéger la puce contre l'emballement thermique, de la maintenir dans l'aire de sécurité, assurant ainsi une parfaite protection contre les court-circuits en sortie.

Néanmoins, pour obtenir un fonctionnement parfait de votre montage, nous vous conseillons la lecture attentive de nos conseils d'application.

## CONSEILS D'APPLICATION

### CONDENSATEURS EXTERNES

Un condensateur d'entrée ( $C1$ ) sur  $V_{in}$ , d'une valeur de  $1 \mu F$  tantale (ou  $0,1 \mu F$  céramique) est vivement recommandé. Il est indispensable si la connexion entre la capacité de filtrage et la broche  $V_{in}$  dépasse 15 cm.

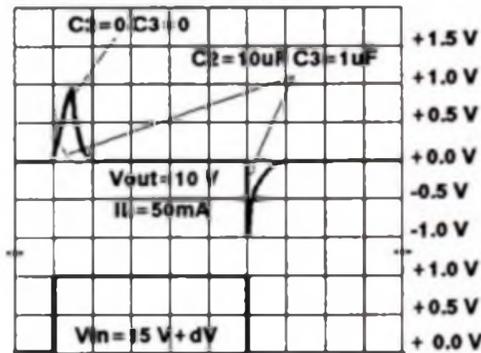
Un second condensateur ( $C2$ ) entre ADJ et la masse, permet d'améliorer la réjection des ondulations résiduelles et de ne pas amplifier les à-coups de consommation de la charge. Une valeur de  $10 \mu F$  tantale assure une réjection de 80 dB. Augmenter cette valeur ne serait d'aucune utilité au-delà de 120 Hz. L'emploi d'un condensateur chimique obligerait de multiplier cette valeur par 25 pour la même efficacité.

Un dernier condensateur ( $C3$ ) entre  $V_{out}$  et la masse, permet d'éliminer une éventuelle résonance entre les à-coups brutaux de consommation et la logique de régulation. Une valeur de  $1 \mu F$  tantale (ou  $25 \mu F$  chimique) convient parfaitement.

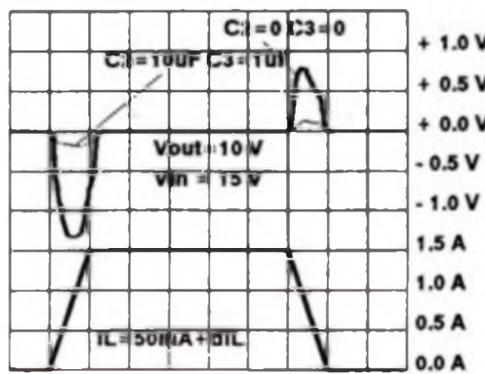
Augmenter cette valeur au delà de  $10 \mu F$  tantale aurait pour effet de déstabiliser la boucle de régulation.

Les courbes de transitoires de tension d'entrée et de courant dans la charge, avec et sans ces deux derniers condensateurs parlent d'elles-mêmes.

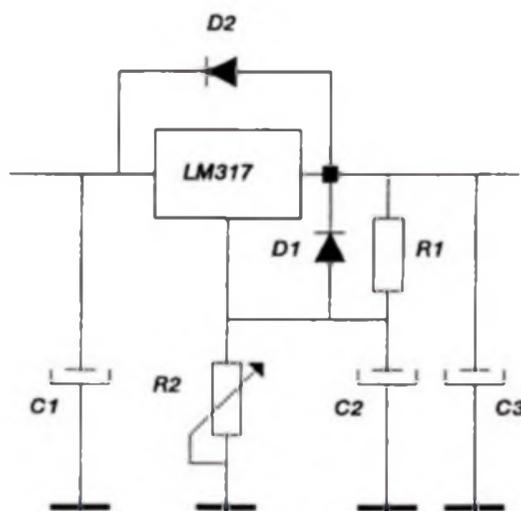
TRANSITOIRES DE TENSION



TRANSITOIRES EN COURANT



Dans le cas d'emploi de condensateurs externes, l'emploi de diodes de protection peut s'avérer nécessaire.



### DIODES DE PROTECTION

Un condensateur de  $10 \mu F$  et plus, spécialement au tantale, présente une très faible résistance série. En fonction de sa charge, il est capable de débiter plus de 20 A sur un court-circuit. Cette courte surintensité, appliquée en inverse, peut détruire le régulateur. Ce courant dépend

de la valeur du condensateur, de la tension de charge, et de la vitesse de chute de  $V_{in}$ .

Le LM317 résiste à un courant inverse de 15 A. Ce qui n'est pas le cas de tous les régulateurs standards

Aussi, une protection par diodes s'avère indispensable :

- si  $C2$  (entre ADJ et la masse) est supérieur à  $10 \mu F$  et la tension  $V_{out}$  de sortie dépasse 25 volts.

- si  $C3$  (en sortie) est supérieur à  $25 \mu F$

Dans ces cas :

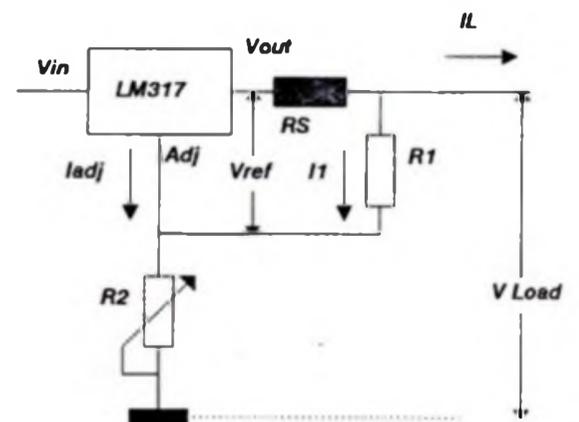
La diode  $D1$  (entre ADJ et  $V_{out}$ ) protégera le régulateur contre une décharge de  $C2$  en cas de court-circuit en entrée.

La diode  $D2$  (entre  $V_{out}$  et  $V_{in}$ ) protégera le régulateur contre une décharge de  $C3$  dans les mêmes conditions.

### REGULATION ET CHARGES

Le LM 317 (et toutes les références de cette catégorie de régulateurs) est capable d'assurer une excellente régulation. Une précaution complémentaire doit être prise : la connexion entre la sortie  $V_{out}$  et la résistance vers ADJ doit se faire au plus près de la broche  $V_{out}$ .

En effet, une résistance parasite  $R_s$ , aussi faible soit-elle vient perturber la boucle de régulation et faire varier  $V_{out}$  et  $V_{load}$  en fonction du courant qui la traverse, donc de la consommation de la charge



$$Z_{out} = R_s(1 + R2/R1)$$

Par contre, l'introduction volontaire d'une résistance  $R_s$  peut s'avérer utile dans certaines applications comme le chargeur de batterie. En effet  $R_s$  agit alors en pseudo-limitation de courant en limitant celui-ci à  $1,25/R_s$  quelque soit l'état de la batterie (même complètement déchargée).

# LA GAMME DES REGULATEURS AJUSTABLES

## GENERALITES

Le premier caractère (1ou3) différencie la série militaire de la série grand public. La première se distingue de la seconde par un fonctionnement garanti sur une plus large plage de température et des tolérances plus serrées en fonctionnement

- Série militaire : LM 1xx :  $-55^{\circ}\text{C} < \text{TF} < +150^{\circ}\text{C}$
- Série grand public : LM 3xx :  $0^{\circ}\text{C} < \text{TF} < +125^{\circ}\text{C}$

90% des applications sont couvertes par la série grand public dont le coût est, de loin, le plus avantageux

Le suffixe HV (high voltage), applicable à la série LM x17 et x37, désigne un produit dont le (Vin-Vout) peut atteindre 57 volts, alors que la série classique ne peut dépasser 37 volts (ce qui est déjà suffisant dans 80% des applications).

Les suffixes H,K,M,T désignent le type de boîtier du composant. De celui-ci dépend un certain nombre de caractéristiques dont le courant maximum et surtout la dissipation thermique qui détermine les conditions d'emploi et donc, le choix du produit en fonction de l'utilisation finale.

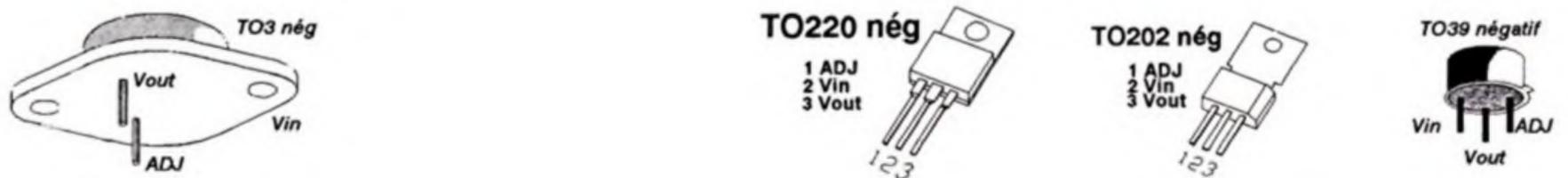
Nous vous présentons donc un tableau récapitulatif des modèles existants et de leurs caractéristiques, afin de vous permettre de mieux fixer votre choix.

## REGULATEURS POSITIFS :



TYPE	SUFFIXE	(Vin-Vout)max	SUFFIXE	BOITIER	Imaxi	RTJB °C/W	RTJA °C/W	SERIE
LM 117		40 V	H	TO 39	0.5 A	12	140	MIL
LM 117		40V	K	TO 3	1.5 A	2.3	35	MIL
LM 117	HV	60 V	H	TO 39	0.5A	12	140	MIL
LM117	HV	60 V	K	TO 3	1.5 A	2.3	35	MIL
LM 317		40 V	H	TO 39	0.5 A	12	140	G.P
LM 317		40 V	K	TO 3	1.5 A	2.3	35	G.P
LM 317		40 V	M	TO 202	0.5 A	7	80	G.P
LM 317		40 V	T	TO 220	1.5 A	4	50	G.P
LM 317	HV	60 V	H	TO 39	0.5 A	12	140	G.P
LM 317	HV	60 V	K	TO 3	1.5 A	2.3	35	G.P
LM 150		35 V	K	TO 3	3 A	1.5	35	MIL
LM 150		35 V	T	TO 220	3 A	3	50	MIL
LM 350		35 V	K	TO 3	3 A	1.5	35	G.P
LM 350		35 V	T	TO 220	3 A	3	50	G.P
LM 138		35 V	K	TO 3	5 A	1	35	MIL
LM 338		35 V	K	TO 3	5 A	1	35	G.P
LM 196		20 V	KS	TO 3 sp	10 A	1	35	MIL
LM 396		20 V	KS	TO 3 sp	10 A	1	35	G.P

## REGULATEURS NEGATIFS :



TYPE	SUFFIXE	(Vin-Vout)max	SUFFIXE	BOITIER	Imaxi	RTJB °C/W	RTJA °C/W	SERIE
LM 137		40 V	H	TO 39	0.5 A	12	140	MIL
LM 137		40V	K	TO 3	1.5 A	2	35	MIL
LM 137	HV	50 V	H	TO 39	0.5A	12	140	MIL
LM137	HV	50 V	K	TO 3	1.5 A	2.3	35	MIL
LM 337		40 V	H	TO 39	0.5 A	12	140	G.P
LM 337		40 V	K	TO 3	1.5 A	2.3	35	G.P
LM 337		40 V	M	TO 202	0.5 A	7	80	G.P
LM 337		40 V	T	TO 220	1.5 A	4	50	G.P
LM 337	HV	50 V	H	TO 39	0.5 A	12	140	G.P
LM 337	HV	50 V	K	TO 3	1.5 A	2.3	35	G.P
LM 133		35 V	K	TO 3	3 A	1.5	35	MIL
LM 133		35 V	T	TO 220	3 A	3	50	MIL
LM 333		35 V	K	TO 3	3 A	1.5	35	G.P
LM 333		35 V	T	TO 220	3 A	3	50	G.P



## CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES GENERALES

PARAMETRES	CONDITIONS	SERIE MIL			SERIE G.P			UNITES
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Régulation en tension	$3V < V_{in} - V_{out} < V_{max}$	0.01	0.02		0.01	0.04	%V	
Régulation de charge	$10mA < I_{out} < I_{max}$	0.1	0.3		0.1	0.5	%	
$I_{adj}$		50	100		50	100	$\mu A$	
variation $I_{adj}$	$10mA < I_{out} < I_{max}$ $3V < V_{out} < V_{max}$	0.2	5		0.2	5	$\mu A$	
V ref voltage de référence	IDEM	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Courant de charge minimum	$V_{in} - V_{out} = 40V$	3.5	5		3.5	10	mA	
Réjection de résiduelle	$V_{out} = 10V$ $f = 120Hz$ $C_{adj} = 10\mu F$	66	80		66	80	dB	
Stabilité	$T_J = 125C$	0.3	1		0.3	1	%	

NOTE : Le courant  $I_{max}$  donné dans les tableaux de la page précédente, fonction du produit, sont valables et garantis pour  $V_{in} - V_{out} < V_{max}/2$ .

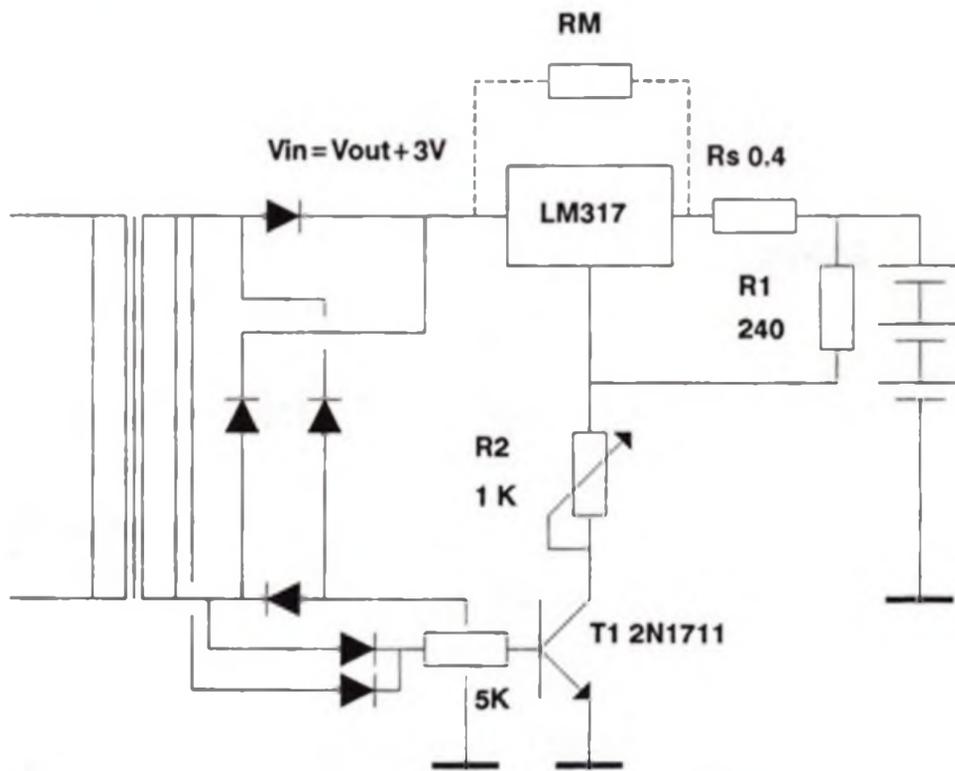
En typique, cette valeur de  $I_{max}$  peut aller jusqu'à 1,5 fois cette garantie : exemple le LM 337 donné pour 1.5 A peut débiter 2.2 en normal et jusqu'à 3.4 A maxi en continu. Mais pour  $V_{in} - V_{out}$  plus important, cet  $I_{max}$  chute linéairement et descend à 0.5 A pour 40 V. Il est encore de 1 A pour  $V_{in} - V_{out} = 25V$ . Il faut en fait retenir que  $I_{max}$  est garanti sur la moitié de la plage de  $V_{in} - V_{out}$

## APPLICATIONS TYPES

Deux applications très pratiques et très simples sont développées dans ce même numéro : Un chargeur d'accus à courant constant et une alimentation simple, variable, réglée et protégée.

Nous avons sélectionné en supplément quelques applications types selon des données du constructeur :

### UN CHARGEUR de BATTERIE 12V



Sur ce montage, la résistance  $R_s$  est censée limiter le courant en début de charge pour  $V_{bat}$  faible.

Le transistor T1 est passant tant que le secondaire du transformateur est alimenté et le circuit fonctionne normalement. En cas de coupure de l'alimentation, T1 n'est plus saturé et il isole par conséquent la batterie d'une décharge éventuelle dans  $R_1, R_2$ . De ce fait il protège la batterie sur une coupure secteur par exemple.

La résistance  $R_M$ , optionnelle, assure un courant de maintien en fin de charge.

Ce montage est protégé contre toute inversion de branchement. Et il est SIMPLE.

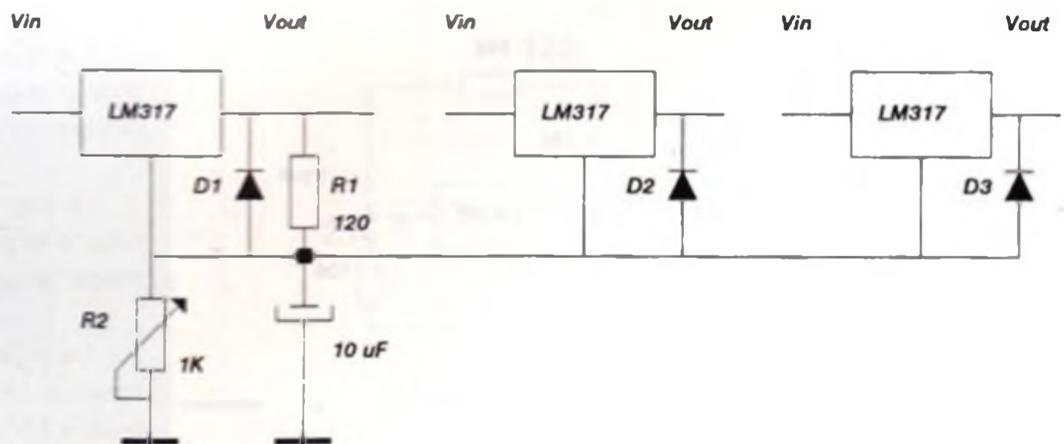
### CASCADE DE REGULATEURS à CONTROLE UNIQUE

Dans cette application, un seul contrôle pour une cascade de régulateurs.

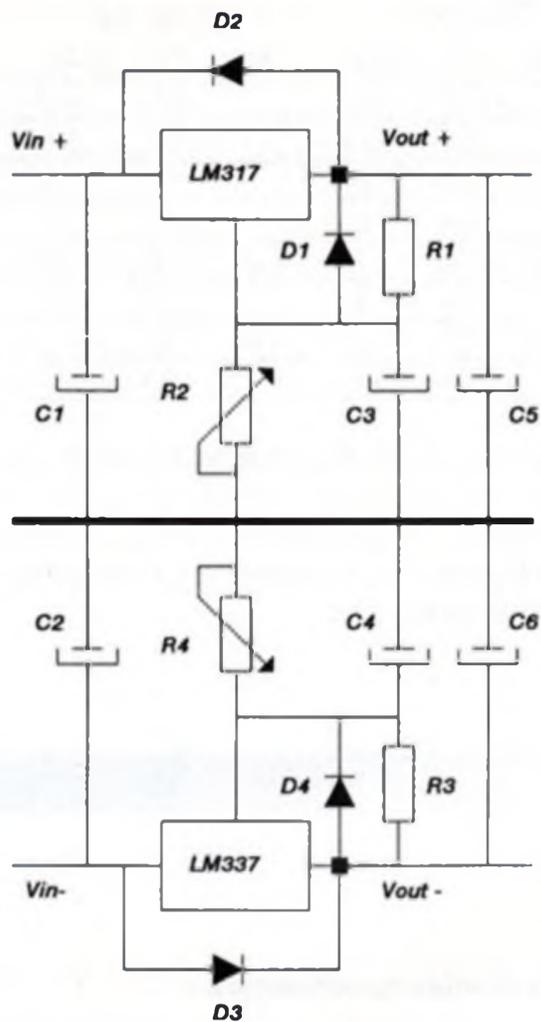
Moins de 100 mV d'écart en sortie. Attention, une charge minimum de 10 mA est requise.

Les diodes  $D_1, D_2, D_3, \dots$  protègent les régulateurs en cas de coupure de  $V_{in}$  sur décharge du condensateur de 10  $\mu F$ , lequel assure un taux de résiduelle minimum (80dB de réjection).

Chaque  $V_{in}$  peut être différent.



## UNE ALIMENTATION SYMETRIQUE SIMPLE



Ce montage est une application complète d'un régulateur positif associé à son complémentaire négatif.

L'ensemble des composants complémentaires assurant la régulation la plus parfaite et la protection associée sont câblés

R1 et R3 : 120 Ω

R2 et R4 : 2 kΩ

D1 à D4 : 1N4004 ou 1N4007

C1, C2, C5, C6 : 1 μF

C3 et C4 : 10 μF

A partir de ces valeurs, on obtient un Vout ajustable de 1,2 à 20 volts avec une garantie de 1,5 A . Attention à prévoir les refroidisseurs en conséquence sur les LM 317 et 337. Prévoir Vin à 23 volts mini.

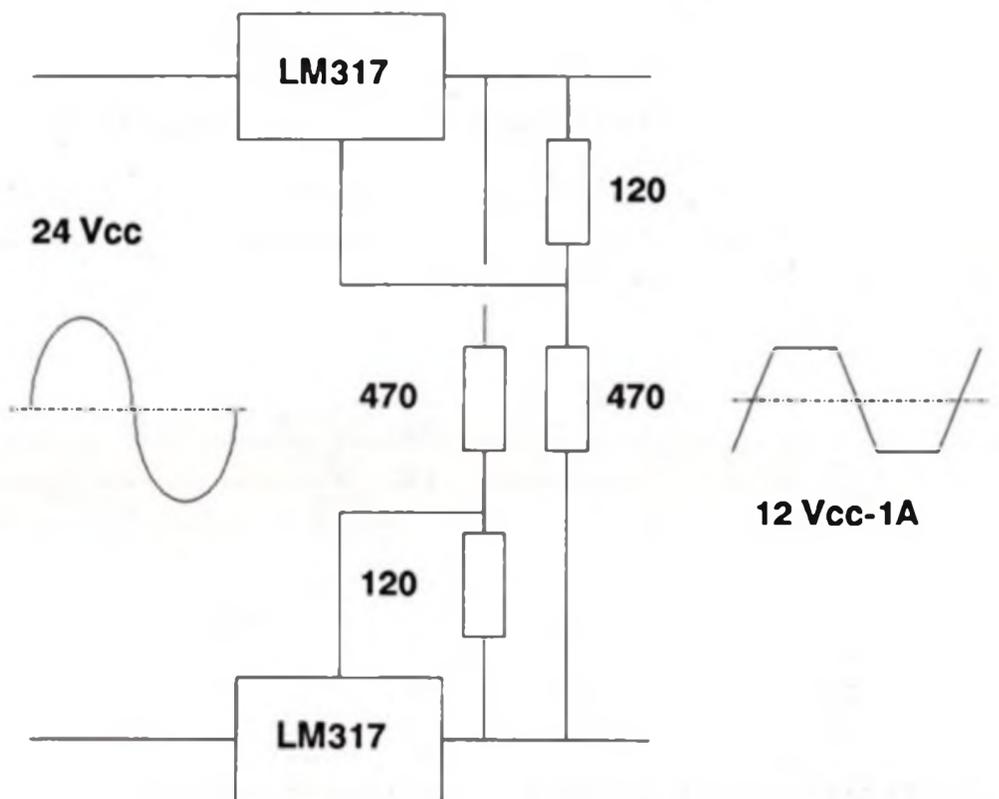
## REGULATEUR EN COURANT ALTERNATIF

Il est parfois utile d'écarter un signal alternatif afin de l'utiliser sur un montage où les valeurs crêtes sont critiques.

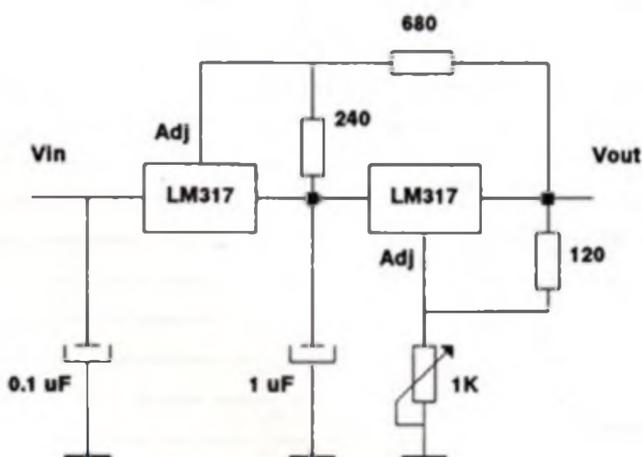
Ce montage économique permet d'obtenir gain de cause en toute simplicité

Il peut être facilement adapté à toutes valeurs crêtes en sortie.

Attention simplement au Vin max en fonction du LM choisi.



## PREREGULATEUR ASSERVI



Ce montage simple permet de s'affranchir du problème posé par une forte chute de Vin-Vout et de la dissipation thermique induite.

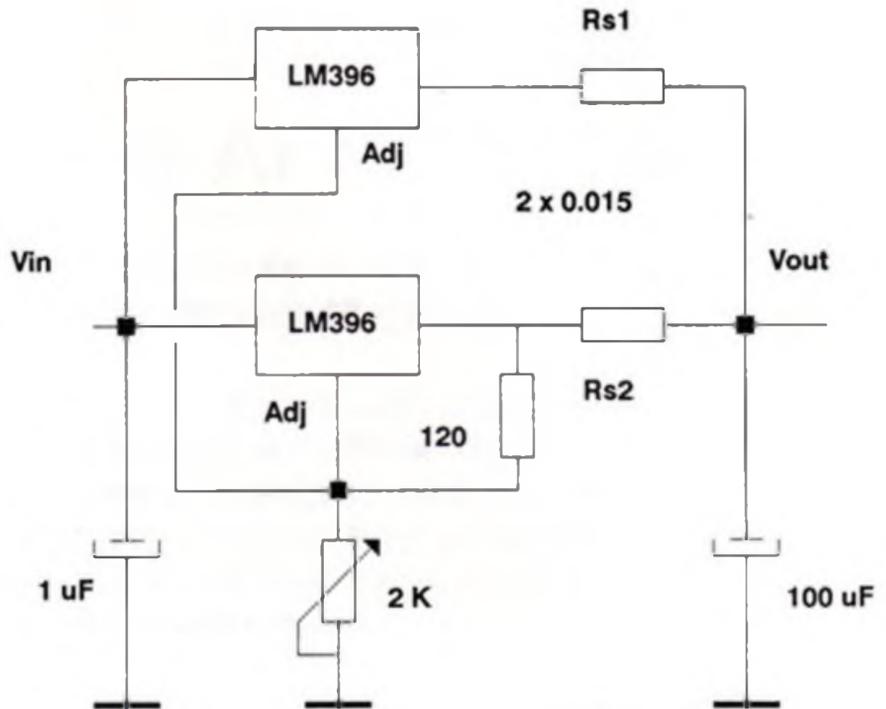
Le premier LM, asservi au second, réduit l'écart et dissipe sa part de l'énergie et autorise ainsi un excellent rendement du montage

Cela n'autorise pas toutefois au dépassement de Vin maxi sur le premier LM qui peut éventuellement être de la série HV si nécessaire.

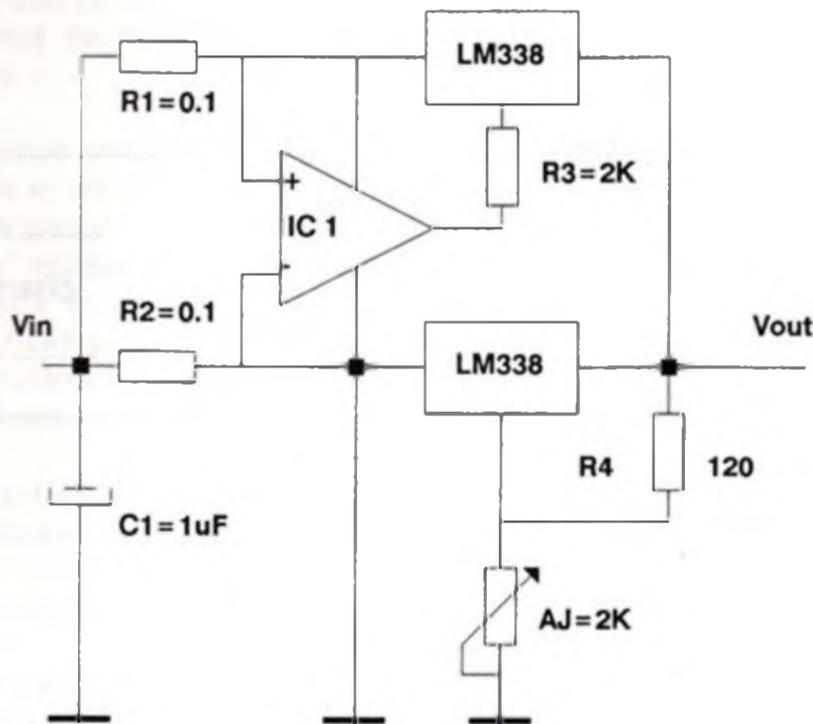
## MONTAGE PSEUDO-PARALLELE à 2 LM 396 DEBIT max 20 A

Le montage en parallèle de régulateurs ne peut se faire sans un minimum de précaution. En effet l'un peut débiter la quasi-totalité du courant et malgré la protection thermique totale perturber l'ensemble du montage. La mise en place de résistances d'équilibrage permet de résoudre simplement le problème, mais en y perdant en précision de régulation. Sur cet exemple, les valeurs de  $R_{s1}$  et  $R_{s2}$  (fil résistif) limitent l'écart de courant à 1 A typique (3 A max) avec une perte en précision de régulation de 150 mV au débit maximum.

Les cas sont nombreux où cette précision suffit, surtout à de telles intensités, mais le montage qui suit permet de satisfaire les plus exigeants, et de maîtriser de forts ampérages avec les régulateurs les meilleurs marché possible.



## MONTAGE PARALLELE à AMPLI-OP DE 2 LM 338 DEBIT 10 A



Dans cette application, l'ampli OP IC1 assure l'équilibrage du second LM 338 en maintenant sa broche ADJ à un potentiel tel que le courant qui traverse les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  soit rigoureusement égal, et ce, sans perturber la régulation en sortie.

On réalise ainsi d'excellents montages de régulation forte puissance.

Attention, la charge sur  $V_{out}$  doit être d'un minimum de 50mA pour assurer un débit minimum et donc un courant au travers de  $R_1$  et  $R_2$ . Ce pour permettre à IC1 de faire correctement son travail et ne de pas emballer le régulateur dont il a la charge.

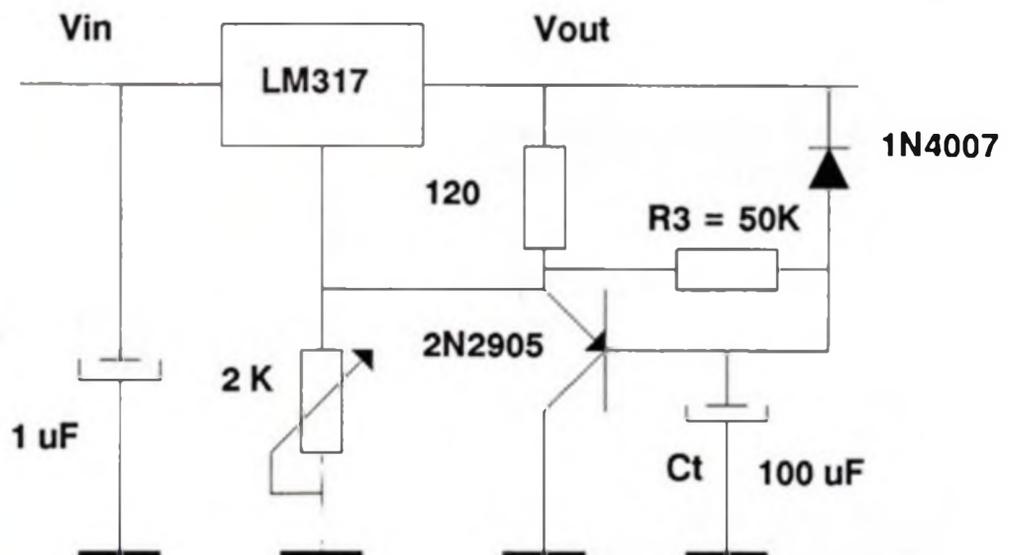
Ce montage autorise, bien sûr, la mise en place des composants de garantie supplémentaire ( condensateurs et diodes de protection ).

## REGULATION à MISE EN TENSION PROGRESSIVE

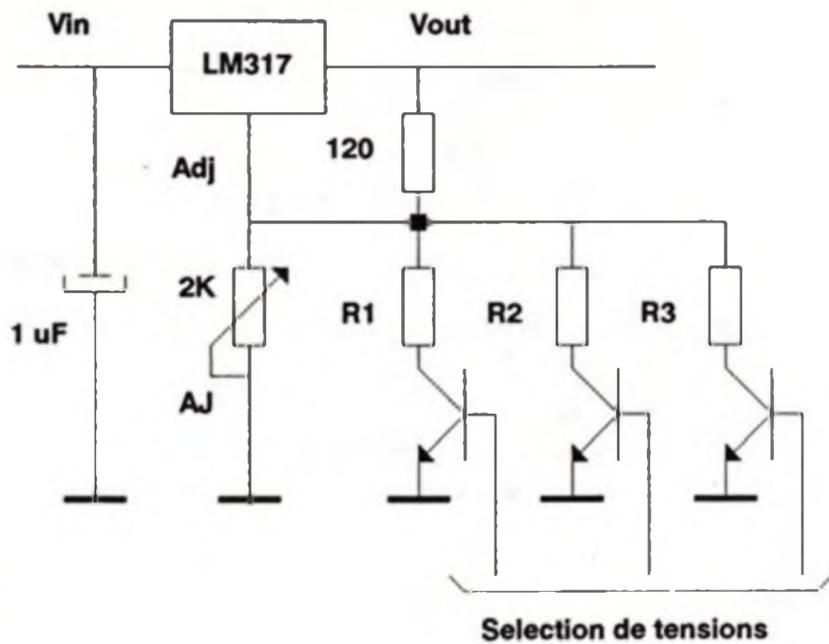
Certains montages réclament une mise sous tension progressive et ensuite une régulation précise.

Cette application traite le problème. En effet, à la mise sous tension, le condensateur  $C_t$  se charge progressivement au travers de la  $120\Omega$  et  $R_3$ . Durant cette phase, le transistor en parallèle sur  $R_2$  limite la tension  $V_{out}$ .

En fin de charge, il se retrouve bloqué et la tension  $V_{out}$  est stabilisée. La diode assure la décharge rapide de  $C_t$  à la coupure d'alimentation, assurant ainsi un fonctionnement correct à la remise en route. La valeur de  $C_t$  et de  $R_3$  détermine la vitesse de montée en tension



## REGULATION à SELECTION DE PAS LOGIQUE



Encore une idée géniale !

Une possibilité de sélectionner la tension de sortie en fonction d'états logiques, par exemple pour faire varier la vitesse d'un moteur en fonction d'un asservissement.

La vitesse de votre train électrique ou d'un ventilateur à courant continu, l'éclairage de votre réseau ferroviaire ? Que sais-je encore ? A vous de retenir cette application qui vous sera un jour utile, c'est sûr !

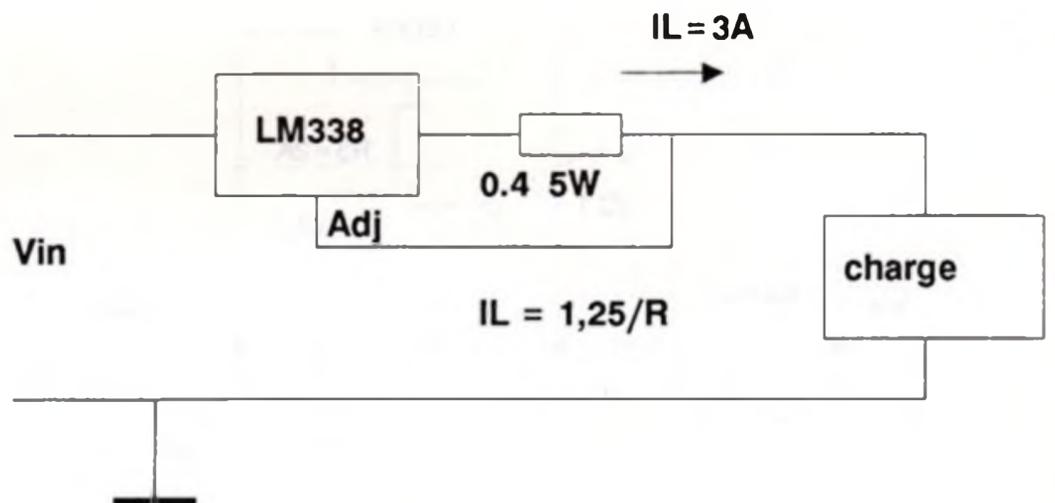
AJ détermine la tension maxi. La mise en parallèle sur AJ de R1, et (ou) R2, et (ou) R3 fera varier en baisse la tension de sortie. A vous d'en déterminer les valeurs avec toujours la même formule soit ici :  $V_{out} = 1.25(1 + RE/120)$  avec RE = résistance équivalente

## SANS OUBLIER LA REGULATION EN COURANT !

Il ne faut surtout pas perdre de vue la capacité de ces régulateurs à travailler en courant. En fait ils continuent à maintenir  $V_{ref}$  à 1,25 volts (avez-vous retenu la leçon ?) et donc le courant qui traversera la résistance de  $0,4 \Omega$  restera constant quelque soient les réactions de la charge et ici égal à 3 A. Sauf si  $V_{in}$  ne s'avère pas suffisant.

Quoi qu'il en soit, c'est le courant maxi et c'est déjà une bonne garantie pour la charge.

C'est d'un emploi facile et avec le puissant LM 396, c'est 10 A que vous pouvez ainsi maîtriser. Attention à la puissance dissipée, dans le régulateur, bien sûr, mais aussi dans la résistance : prévoyez les Watts !  $P = 1,25 \times I_{max}$

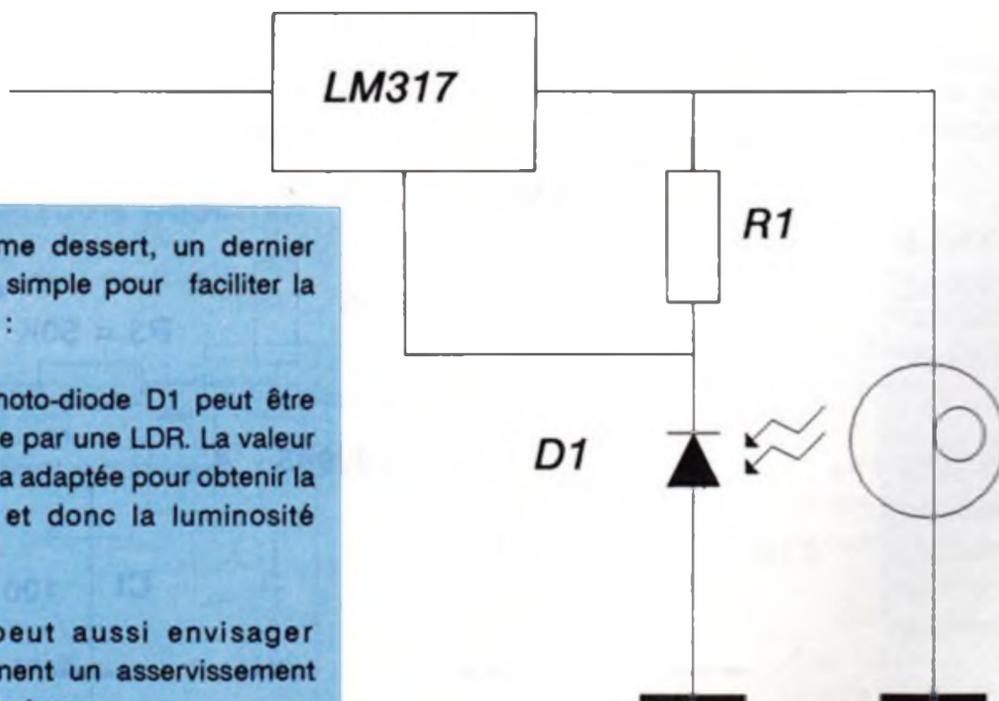


## CONTROLE D'ECLAIRAGE ASSERVI PAR PHOTO-DIODE

Comme dessert, un dernier montage simple pour faciliter la digestion :

La photo-diode D1 peut être remplacée par une LDR. La valeur de R1 sera adaptée pour obtenir la tension, et donc la luminosité voulue.

On peut aussi envisager sérieusement un asservissement en température .....



## CONCLUSIONS

Cette panoplie de régulateurs de chez NATIONAL se devait d'être en bonne place dans cette revue, tant ils vous seront souvent utiles pour la réalisation de vos diverses alimentations. Leur faible coût, leur simplicité d'emploi, leur vaste champ d'action et leur protection totale sont leurs meilleurs arguments. N'oubliez pas de choisir la bonne référence et le bon boîtier en fonction de la puissance demandée et d'opter pour un refroidisseur largement dimensionné. La protection thermique est certes très efficace, mais elle ne doit pas vous empêcher de "tirer" sur votre montage.

LE FUTE



## UN PILE ou FACE à AFFICHEUR

Cette rubrique INITIATION TECHNOLOGIE est consacrée à l'étude de montages simples. Elle est destinée, par son détail d'explication, aux nouvelles générations d'électroniciens curieuses de comprendre en se distrayant.

Je vous vois déjà sourire, vous les techniciens chevronnés... Et pourtant, qui ne s'est pas gratté la tête devant un oscillateur tout bête qui refuse obstinément de démarrer ou un circuit intégré MOS qui fait n'importe quoi parce que son alimentation est mal découplée.

Le montage que nous allons voir permet d'obtenir une fonction aléatoire, ce qui n'est pas toujours évident en électronique. En l'occurrence, ce montage donne un état "0" ou "1" aléatoire retranscrit sur un afficheur 7 segments qui affichera "F" ou "P" en fonction de l'état reçu.

### Le circuit intégré utilisé

L'ensemble du montage est construit autour d'un LM 393. Ce circuit intégré est constitué de deux comparateurs de tension.

Chaque comparateur possède deux entrées et une sortie. Les entrées sont l'entrée "plus" ou non inverseuse et l'entrée "moins" appelée aussi inverseuse. Cette structure est identique à celle des amplificateurs opérationnels (communément appelés AMPLI OP pour des raisons évidentes de rapidité).

L'entrée plus est appelée non inverseuse car une variation de tension sur celle-ci provoquera une variation de tension de même sens de la sortie.

Réciproquement, l'entrée moins ou inverseuse, soumise à une variation de tension d'un sens donné, entraînera une variation sur la sortie de polarité contraire.

Ce raisonnement sur les variations de tensions aux entrées est valable pour les amplificateurs opérationnels car leur fonctionnement est LINEAIRE : ce qui veut dire que la tension de sortie est proportionnelle en grandeur aux tensions appliquées aux entrées.

Pour un comparateur, le fonctionnement est à la limite plus simple et se résout à une phrase : si l'entrée plus est plus positive que l'entrée moins, la sortie fournira une tension positive (que nous appellerons un "1" logique). Inversement, si l'entrée plus est soumise à une tension plus faible que l'entrée moins, la tension sur la sortie du comparateur sera un état logique "0".

Ces états "0" et "1" correspondent en général aux tensions d'alimentation fournies au circuit. Exemples : un comparateur alimenté entre + 12 volts et une masse (0 volt), fournira un "1" logique d'environ 12 volts et un état "0" de quelques centaines de millivolts. Un circuit alimenté entre + 12 volts et - 12 volts donnera le même état logique "1" mais l'état "0" sera d'environ - 12 volts.

Ces tensions obtenues sur les sorties sont indépendantes de l'ordre de grandeur comparé en entrée. Dans notre deuxième exemple le circuit répondra toujours à l'équation  $V+ > V-$  par un "1" logique et  $V+ < V-$  par un "0" logique.

Le basculement de cet état de la sortie est très sensible. Un écart de quelques millivolts entre les deux entrées suffit pour provoquer son changement. Autant dire qu'il est pratiquement impossible d'essayer d'appliquer des tensions aux entrées qui permettraient d'obtenir un état médian de la sortie.

Le comparateur que nous allons utiliser possède une particularité de plus. Il est appelé comparateur "à collecteur ouvert". Qu'est-ce que cela ? Cela signifie que la sortie est directement le collecteur d'un transistor et rien d'autre. Cela signifie encore que l'état "0" pourra être accompli par le circuit intégré car le transistor interne est alors saturé. Il est équivalent à un interrupteur fermé et un courant peut alors être "extrait" (du plus vers le moins) au travers d'une charge externe.

L'état "1" correspond au transistor bloqué ou interrupteur ouvert et donc aucun courant ne peut être fourni par le circuit intégré. Cet état "1" devra donc être assuré par une résistance (ou autre charge) extérieure au circuit intégré et connectée

au plus d'alimentation. La figure 1 symbolise le fonctionnement du comparateur à collecteur ouvert.

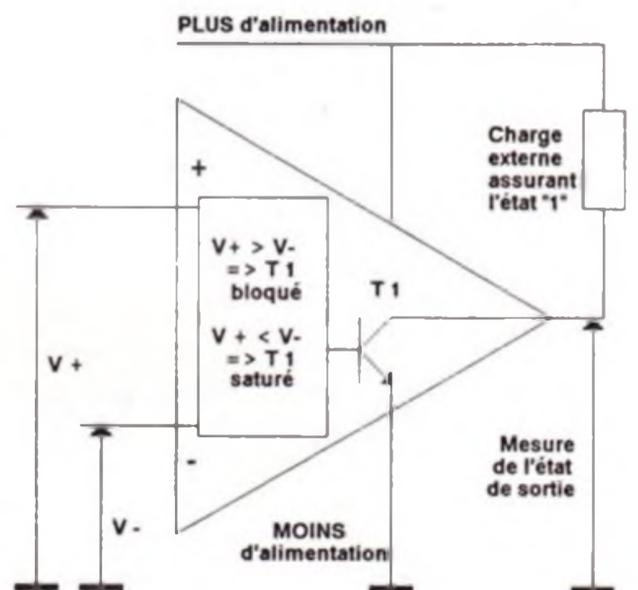


Figure 1 : Comparateur à collecteur ouvert

Pratiquement tous les comparateurs répondent à ce type de fonctionnement. Par contre tous ne sont pas en "collecteur ouvert". Le très grand nombre de comparateur qui existe sur le marché se justifie par des différences de rapidité, par les tensions ou courants qu'ils peuvent supporter et par le nombre de portes incorporées dans le boîtier.

### Le principe du montage

Le synoptique de la figure 2 montre les trois sous ensembles du montage.

Un oscillateur permanent délivre un signal carré de fréquence élevée, une cellule mémoire recopie l'état de l'oscillateur quand le poussoir est fermé et



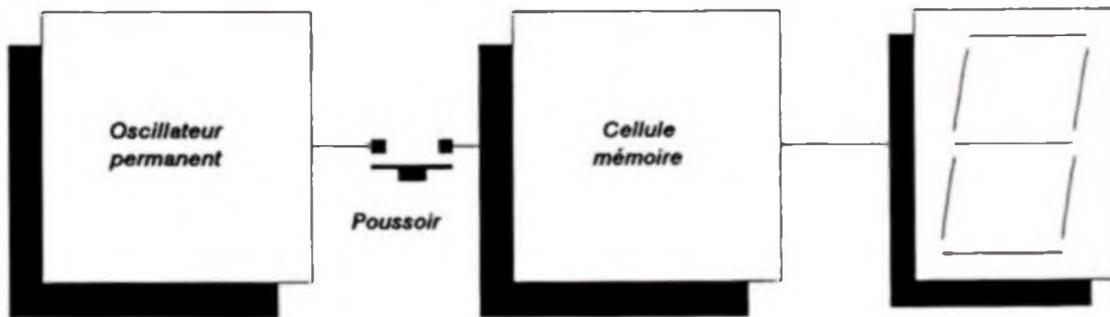


Figure 2 : Synoptique du Pile ou Face

la visualisation se fait sur un afficheur anode commune.

Dès que le poussoir est relâché, la cellule mémoire conserve le dernier état qu'elle a reçu et l'affichage se fige.

## COMMENT ÇA MARCHE ?

### L'oscillateur.

Il est construit avec l'un des deux comparateur du boîtier, cinq résistances et un condensateur (figure 3).

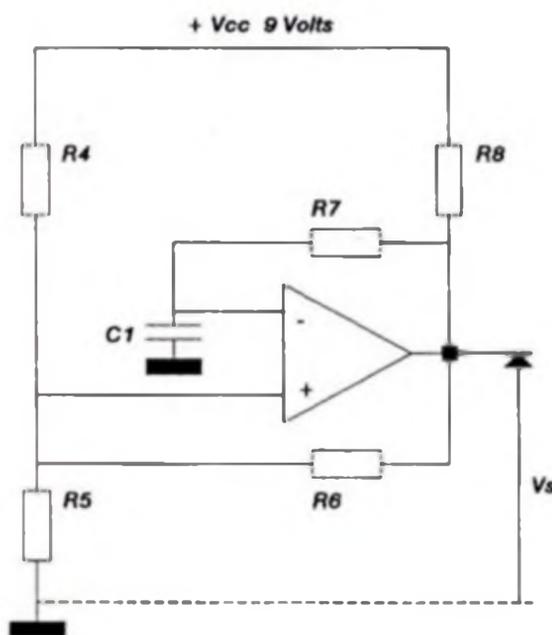


Figure 3 : Etage oscillateur

À la mise sous tension, le condensateur C1 est déchargé, l'entrée moins du comparateur est donc à un potentiel de masse de zéro volts. L'entrée plus est polarisée par les résistances R4, R5 et R6 à une tension égale aux deux tiers de la tension d'alimentation. En effet, nous retrouvons sur la sortie, notre résistance qui assure le "1" logique : c'est R8. Pour expliquer le démarrage nous supposons que sa valeur est négligeable devant R4, R5 et R7, qui elles, sont toutes de valeur identique.

L'entrée plus est au minimum polarisée par R4 et R5. Ces deux résistances étant de même valeur, on retrouve donc au minimum la tension d'alimentation divisée par 2, soit dans notre cas d'une alimentation Vcc de 9 volts : au

minimum 4.5 volts. L'entrée plus est donc plus positive que l'entrée moins ce qui entraîne, selon ce que nous avons vu précédemment, une sortie à l'état "1" (environ 9 volts). On voit donc que cela revient à mettre en parallèle sur R4 la résistance R6 reliée au plus grâce à la sortie (et par R8 supposée négligeable). On n'obtient pas alors 4.5 volts sur l'entrée plus mais deux tiers de la tension d'alimentation (diviseur  $R/2 - R$ ) donc 6 volts.

Pendant ce temps le condensateur C1 ne reste pas inactif. La résistance R7, que l'on peut considérer comme étant également reliée au plus d'alimentation par l'état "1" de la sortie, vient charger ce condensateur. Tant que la tension aux bornes de ce condensateur n'atteint pas  $2/3$  de Vcc, rien ne justifie un changement d'état du comparateur : l'entrée plus est toujours supérieure à l'entrée moins.

Quand la tension aux bornes de C1 atteint puis dépasse légèrement celle de l'entrée plus, le comparateur bascule (Le transistor interne se sature). La sortie est alors à "0". La résistance R8 n'intervient toujours pas dans notre raisonnement. Elle est simplement parcourue par un courant égal à la tension d'alimentation divisée par sa valeur.

Par contre le passage à "0" de cette sortie entraîne l'équivalence de la mise à la masse de R6, qui au lieu d'être en parallèle sur R4 se place maintenant en parallèle sur R5. La tension sur l'entrée plus passe donc instantanément de  $2/3$  de Vcc à  $1/3$  de Vcc (diviseur  $R - R/2$ ).

Le basculement de la porte est d'autant plus franc que le passage à  $1/3$  de Vcc de l'entrée plus confirme un état "0" sur la sortie.

La résistance R7 peut également être considérée comme étant connectée maintenant à la masse. C1 ne peut donc plus faire qu'une chose : se décharger au travers de R7. C'est ce qu'il va faire en essayant d'atteindre zéro au bout d'une constante de temps égale à  $R7 \times C1$ . Il sera interrompu bien avant cela car lorsque l'entrée moins atteindra  $1/3$  de Vcc, le comparateur va de nouveau basculer dans l'autre sens et ainsi de suite. Le condensateur C1 va donc toujours essayer

d'atteindre les deux limites de 0 et Vcc mais à chaque fois qu'il sera à  $1/3$  et  $2/3$  de Vcc, une nouvelle consigne lui sera demandée.

Vous me direz : c'est pas sympa pour C1, mais c'est efficace : ça oscille.

Les signaux que l'on trouve sont donc :

- Sur la sortie : un carré allant pratiquement de zéro à + Vcc (toujours en négligeant R8)

- Sur l'entrée plus : un carré variant de  $1/3$  de Vcc à  $2/3$  de Vcc.

- Sur l'entrée moins : une dent de scie, correspondant aux charges et décharges de C1 qui essaye indéfiniment d'atteindre les limites de  $1/3$  et  $2/3$  de l'entrée plus (voir figure 4).

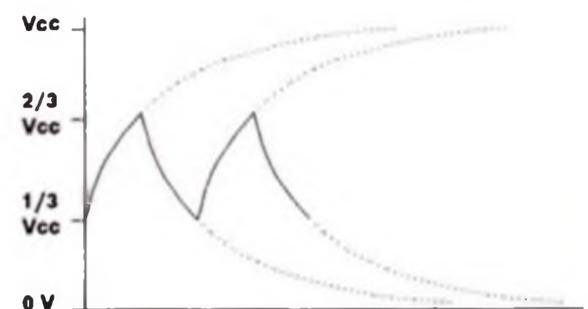


Figure 4 : oscillogramme sur l'entrée moins de l'oscillateur

Nous avons négligé jusqu'à présent R8 : quelle sera son influence ?.

Pour un état de sortie à "0" : pas d'incidence.

Quand la sortie passe à "1", on n'a pas exactement R6 en parallèle sur R4 mais l'ensemble (R8 + R6) en parallèles sur R4 : la tension sur l'entrée plus est donc légèrement inférieure à  $2/3$  de Vcc. De même au niveau de C1, sa charge ne se fait pas uniquement au travers de R7 mais au travers de (R7 + R8). Le courant de charge est donc moindre et la période dans le sens montant de la dent de scie est plus longue.

Il en résulte une oscillation dont les 2 périodes n'ont pas la même durée : le rapport cyclique de l'oscillation est différent de 1 (50 %).

Dans ce genre d'oscillateur le rapport cyclique de 1 ne peut jamais être obtenu quand  $R4 = R5$ . Il peut tout au plus être fortement approché en adoptant pour R8 une valeur très faible par rapport à R6 et R7. La limite minimum de R8 est simplement déterminée par le courant maxi de la porte quand sa sortie est à "0".



Il peut être amené à 1 en déséquilibrant le jeu R4 R5 mais ce déséquilibre intervient également sur la fréquence.

C'est le signal carré de la sortie que nous utiliserons pour la suite du montage.

Pratiquement tous les éléments du montage jouent sur la fréquence. Dans notre cas d'oscillateur sur 1/3 et 2/3 de Vcc et si on néglige l'influence de R8, la formule simplifiée suivante peut être appliquée pour obtenir la fréquence d'oscillation :

$$F = 1/(2 R7 C1 (\ln(2/3) - \ln(1/3)))$$

Ce qui donne :

$$F = 1/(2 * 10000 * 2,7 * 10^{-9} * (\ln(2/3) - \ln(1/3)))$$

$$F = 26,7 \text{ kHz}$$

Les composants montés donnent une fréquence d'environ 32 kHz. La différence notable de fréquence est due aux tolérances des composants mais surtout à la valeur non négligeable de R8 qui réduit le seuil 2/3 de Vcc.

## La cellule mémoire.

C'est la deuxième porte du circuit intégré qui va accomplir cette fonction.

Nous avons vu que la première porte oscillait. C'est en fait parce que le circuit de réaction constitué par R7 attaque l'entrée moins : la réaction est négative.

La cellule mémoire, au contraire utilise une réaction positive : c'est à dire que si l'on applique un signal à l'entrée plus ce signal sera confirmé par la sortie.

Pour comprendre son fonctionnement nous nous baserons sur la figure 5.

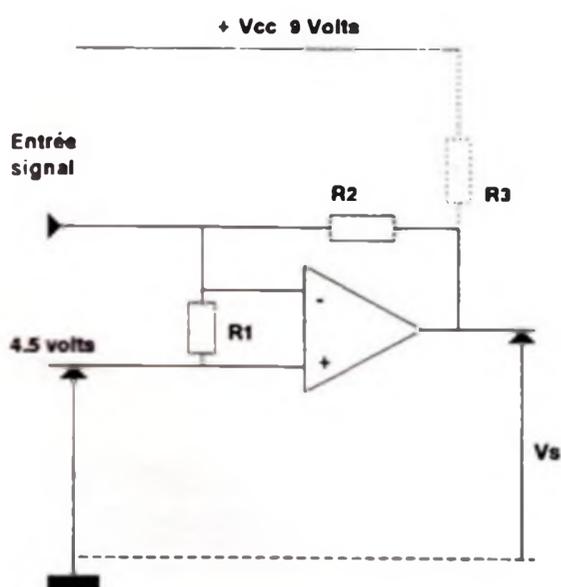


Figure 5 : Etage cellule mémoire

L'entrée moins est fixée à une tension fixe de 4.5 volts. Supposons qu'à l'aide d'un bouton poussoir, on applique un niveau "1" à l'entrée signal. Ce niveau "1" (9

volts) provoquera une mise à "1" également de la sortie de cette porte. Ce niveau "1" de sortie est réinjecté sur l'entrée plus à l'aide de R2 : Il viendra donc confirmer l'état qui a été reçu sur l'entrée plus au moment où le bouton poussoir sera relâché. Au point de vue tension on aura sur l'entrée plus :

- Poussoir enfoncé : 9 volts.

- Poussoir relâché : on retrouve un diviseur à 2 résistances (R1 et R2) monté entre + 9 volts et 4.5 volts (Ici encore on néglige la valeur de R3 assurant l'état "1"). Ces 2 résistances de valeurs égales fixeront le potentiel de cette entrée plus à  $((9 - 4.5) / 2) + 4.5$  soit 6.75 volts.

Si l'état appliqué par le poussoir est un "0", le fonctionnement reste le même mais la résistance R2 est ramenée à la masse par l'état "0" de la sortie et au relâchement du poussoir la patte plus aura un potentiel défini par ces deux résistances câblées entre 4.5 volts et masse soit 2.25 volts.

On voit donc que cette porte conserve en mémoire le dernier état qu'elle a reçu sur son entrée plus.

On devine également que si l'état appliqué varie alors que le poussoir est enfoncé, cette porte va "recopier" en sortie l'état qu'elle reçoit.

## Le schéma de détail.

Il devrait vous paraître tout simple dans la mesure où il rassemble les modules que nous venons de voir en détail. Il se trouve en figure 6.

L'oscillateur est identique à celui de l'étude de la figure 3. La cellule mémoire reçoit le signal carré de sortie de l'oscillateur lorsque le poussoir est enfoncé. Tant que ce poussoir est enfoncé, cette mémoire recopie ce qu'elle reçoit. Au relâchement du poussoir elle conservera le dernier état qu'elle a reçu.

La résistance R3 en série avec un des segments de l'afficheur fournit le niveau "1" nécessaire à son collecteur ouvert. L'afficheur symbolise à l'aide des résistances R9 à R12 le caractère "F" pour face. La cellule mémoire attaque un seul segment et transforme le caractère affiché en "P" : pile.

Tant que l'on appuie sur le poussoir le segment commandé par la mémoire semble s'éclairer à 50 % ce qui correspond au rapport cyclique vu plus haut. Le changement est si rapide qu'il est impossible de deviner quel sera l'état reçu au moment du relâchement de ce poussoir.

Le 4.5 volts de la cellule mémoire n'est pas fixe comme dans notre montage d'explication. On utilise les résistances R4 et R5 qui forment le 1/3 - 2/3 de notre oscillateur. Le fonctionnement de la mémoire reste strictement le même pour autant. En effet, même si la tension de référence appliquée sur l'entrée plus varie, le diviseur R1 R2 reste toujours câblé entre cette tension, d'une part et +Vcc ou la masse suivant l'état de la sortie d'autre part. Le résultat de la division est donc toujours supérieur ou inférieur à la référence appliquée.

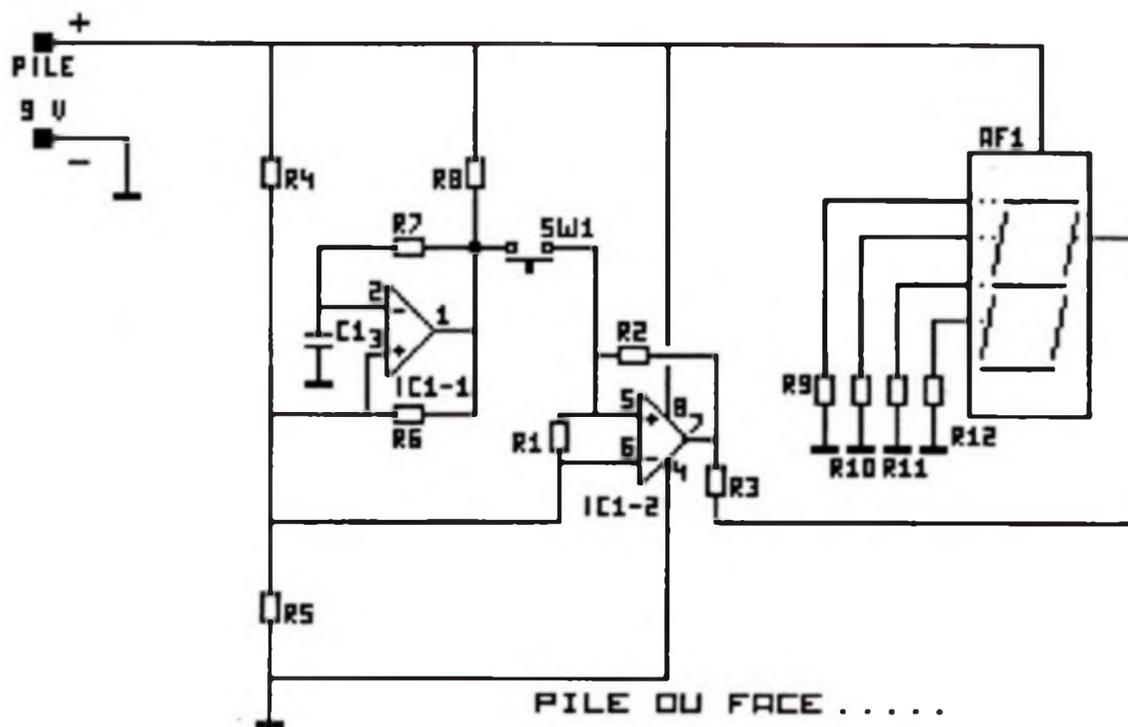


Figure 6 : Schéma complet du Pile ou Face

L'afficheur est du type anode commune : toutes les anodes des 8 LED incluses dans l'afficheur sont reliées ensemble et sortent sur une patte du boîtier. Les cathodes sont séparées et doivent être polarisées par une résistance allant à la masse, ce qui est le cas ici.

## LISTE DU MATERIEL

Toutes les résistances sont des 1/4 de watt 5%.

R1-R2	10 k $\Omega$
R3	1.5 k $\Omega$
R4 à R7	10 k $\Omega$
R8	2.7 k $\Omega$
R9 à R12	1.5 k $\Omega$

C1 2.7 nF

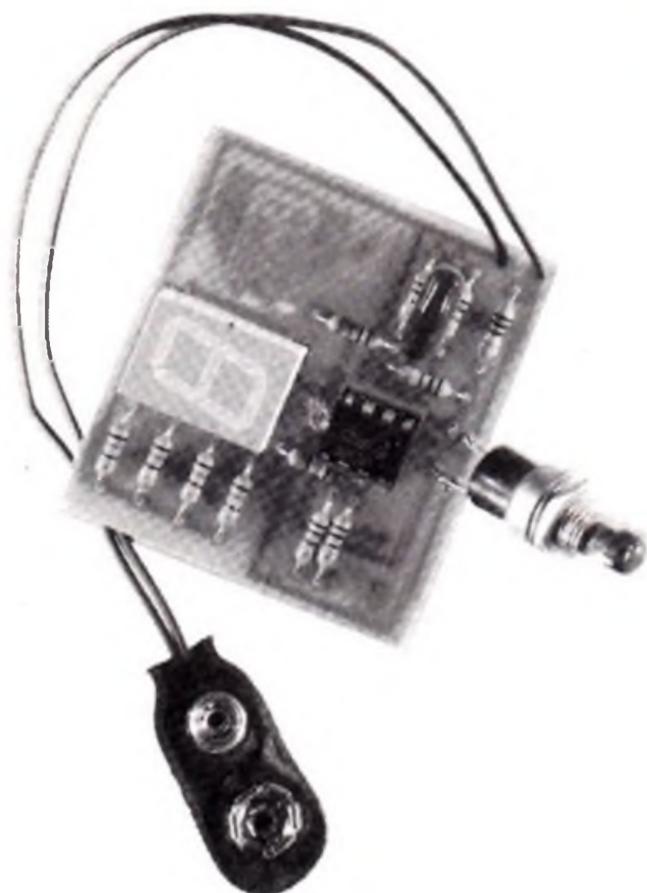
IC1 LM393  
AF1 Afficheur Anode commune  
13 mm.

SW1 Bouton poussoir

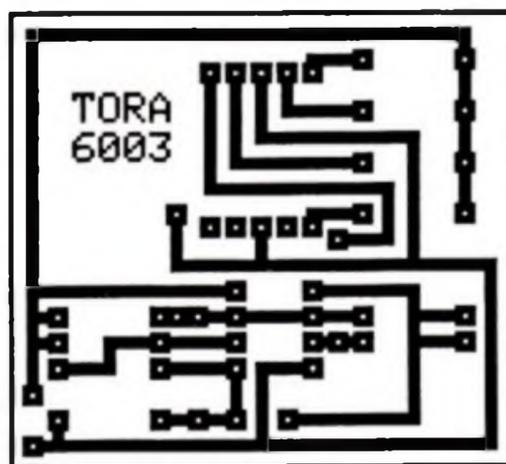
## REALISATION

La réalisation est facilitée par un circuit imprimé relativement aéré. Des composants supplémentaires pourront être ajoutés à votre convenance : coupleur de pile, interrupteur marche / arrêt, barrette à wrapper pour éloigner l'afficheur du circuit imprimé (voir photographie du montage terminé).

Le circuit imprimé est donné à l'échelle 1 et sa dimension externe est ajustée pour que le montage entre dans un coffret C1 MMP. Les barrettes à wrapper permettent dans ce cas d'ajuster la hauteur de l'afficheur pour qu'il arrive à fleur de la coquille supérieure du coffret.

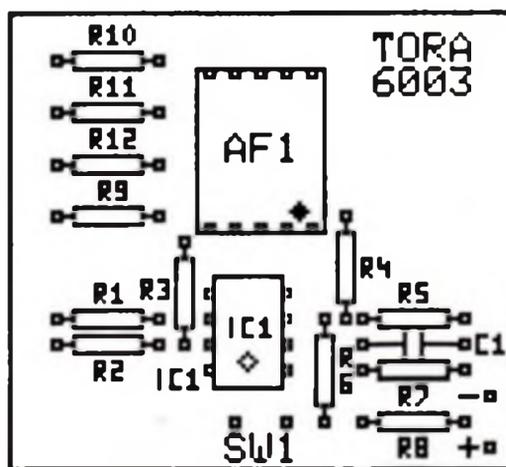


Respecter le sens du circuit intégré et de l'afficheur (point de décimale coté circuit intégré)



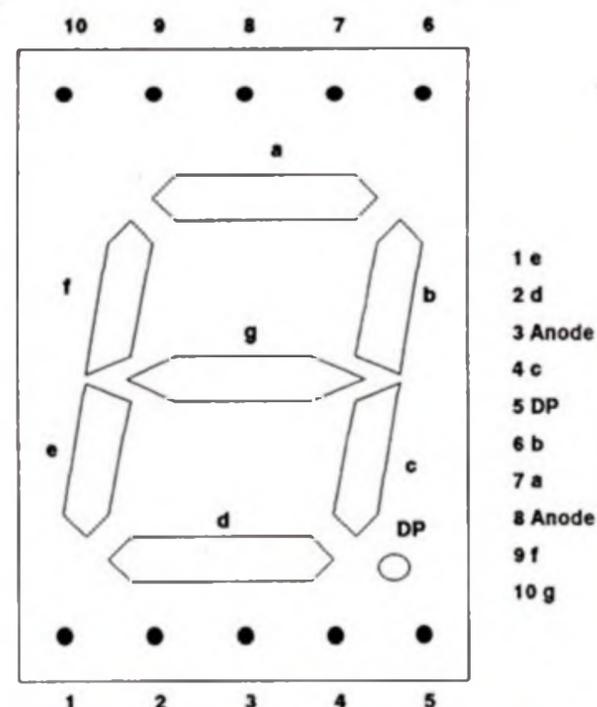
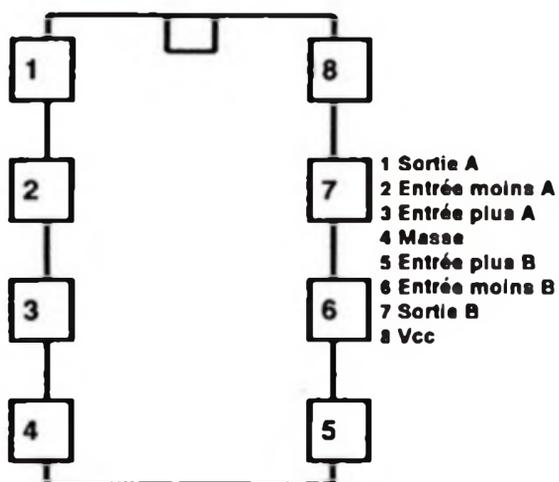
L'alimentation 9 volts fournie par exemple par une pile, sera connectée aux emplacements marqués "+" et "-" du circuit imprimé. On pourra insérer un interrupteur à glissière dans l'un des deux fils du coupleur de pile.

L'emplacement SW 1 correspond au bouton poussoir d'activation du jeu.



## BROCHAGE

LM393



## CONCLUSIONS

Ce montage réalisé et mis en boîtier remplace la pièce de monnaie que l'on jette en l'air pour provoquer une décision. Il possède un avantage indéniable : c'est de ne pas pouvoir retomber sur la "tranche" !

Trêve de plaisanteries : il permet surtout de voir deux des innombrables applications des comparateurs et leur fonctionnement. La compréhension des deux cellules, oscillateur et mémoire, permet de les extraire du montage pour les utiliser en tant que sous-ensembles dans d'autres montages.

Le type d'oscillateur notamment que nous venons de voir est très intéressant et répandu. En effet, à l'aide d'une seule porte disponible sur un boîtier, on peut obtenir une dent de scie et un signal carré allant de 0 à +Vcc et directement utilisable en TTL par exemple. Le rapport cyclique peut être ajusté de façon à obtenir des impulsions en lancée positive ou négative. La dent de scie aux bornes de C1 peut également être utilisée en prenant soin de passer au travers d'un ampli OP monté en suiveur. Ce montage oscillateur que nous retrouverons souvent est de plus relativement insensible aux variations de l'alimentation : c'est un point qui peut se révéler utile dans certains montages alimentés sur piles où une dérive limitée de fréquence est nécessaire.

J. TAILLIEZ.

## UN PROGRAMMATEUR DE 68705

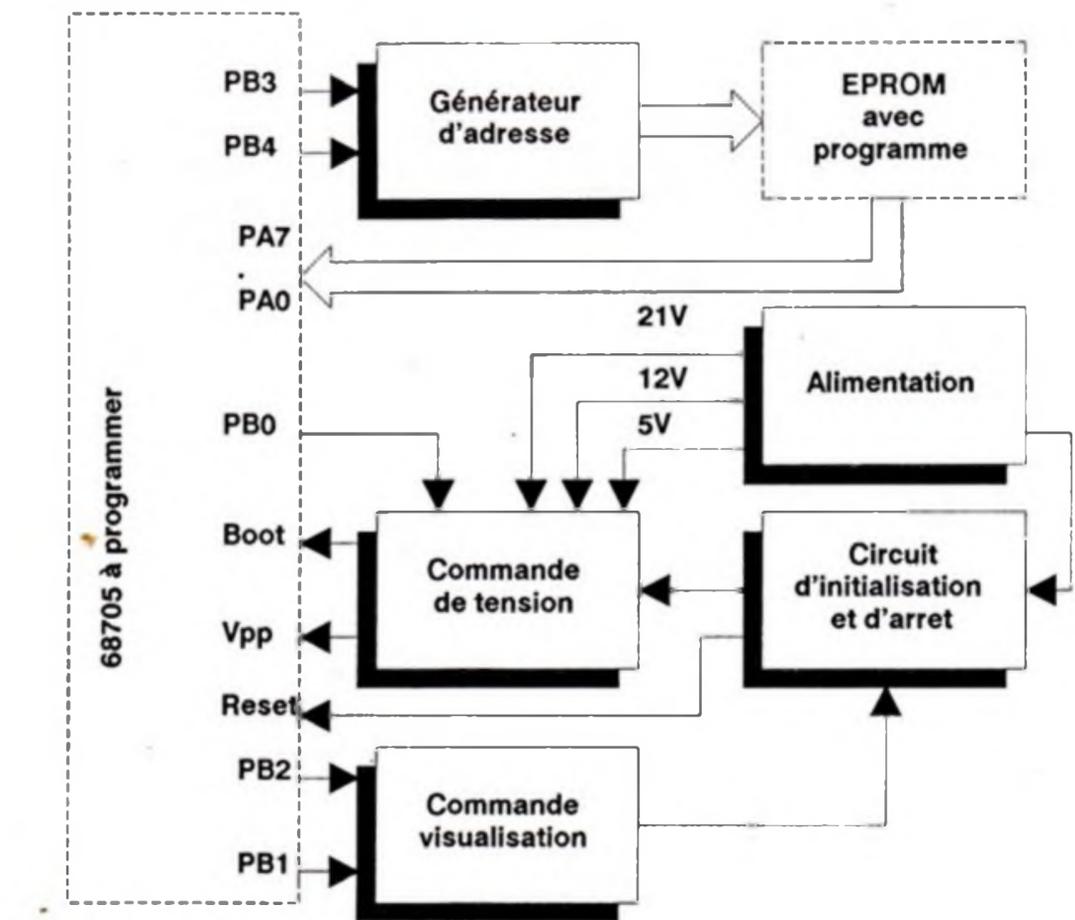
Dans la jungle des micro-contrôleurs, une des étapes la plus difficile à franchir est la phase de la programmation. Nous laisserons volontairement sous silence la solution du masquage usine qui n'est pas à la portée de l'amateur (Quantité minimum de fabrication). Certains pavés proposent l'utilisation d'une EPROM externe; solution simple mais qui fait perdre une partie de l'intérêt de ce composant (Réduction de l'encombrement et simplification du circuit imprimé). Les autres (Composants avec EPROM intégrée) imposent l'utilisation de programmeurs plus ou moins complexes pour y parvenir. Dans le cas du 68705P3 (Composant de 28 broches donc taille de circuit réduite), le programmeur à réaliser s'avère des plus simples à réaliser. Cette simplicité est rendue possible grâce à sa ROM BOOTSTRAP qui comporte le programme d'initialisation de l'EPROM interne. C'est donc lui qui gère toute sa phase de programmation ramenant ainsi le programmeur à un simple circuit d'interface (Plus de problèmes de TIMING à respecter, etc...). La solution proposée par MOTOROLA demande simplement de manipuler des interrupteurs (Voir l'article sur le 68705P3). Ils sont au nombre de 4 (Mise sous tension du montage, application des tensions de programmation, validation de la tension de programmation et libération du RESET). Le seul piège de ce dispositif est la nécessité de respecter un ordre au lancement de la programmation et un autre à la fin de celle-ci. Pour palier à ce genre de risque, nous vous proposons la réalisation d'un programmeur entièrement automatique.

### Présentation

Le rôle d'un programmeur de micro-contrôleur est de réaliser le transfert du programme (Développé extérieurement) dans la zone programme de celui-ci. Le 68705P3 comporte une zone programme constituée d'une EPROM qui renferme 1,8Koctets utilisables. Dans notre montage, la source du programme est une EPROM de capacité équivalente (2716). Comme la gestion du processus de programmation est assurée par le micro-contrôleur, le montage du programmeur doit donc respecter un certain nombre de points qui sont imposés (Assignation des pattes d'entrée/sortie, gestion des tensions appliquées, respect de valeurs de tensions, etc...). L'automatisation des phases initialement manuelles donne à ce montage un avantage non négligeable ("Destruction" du programme par fausse manipulation en mode manuel).

### Les grandes lignes du schéma

Le synoptique présenté ci contre donne une idée générale de la structure du programmeur. Il se décompose de la manière suivante :



Synoptique du programmeur

- Un bloc d'alimentation. Il délivre une tension de 21 volts (Tension de programmation), une tension de 12 volts (Activation du programme BOOTSTRAP), une tension de 5 volts (Utilisée pendant la phase de vérification). Il fournit également la commande de validation du circuit d'initialisation.

- Un bloc de commande de tension. Il est piloté par le circuit d'initialisation pour valider les tensions de programmation et

par le micro-contrôleur pour activer les tensions de vérification.

- Un circuit d'initialisation. Il commande les tensions de programmation suivies de la libération du reset et un circuit d'arrêt qui dévalide les tensions de programmations avant de bloquer le RESET (Remplacement de la phase manuelle).

- Un circuit de commande de visualisation. Il permet de pouvoir contrôler



l'évolution de la programmation et d'enclencher le circuit d'arrêt à la fin de la vérification. Il est piloté par le 68705.

Ces différents éléments constituent un premier ensemble du montage. Un second ensemble indépendant est constitué du 68705, d'un générateur d'adresse et de l'EPROM qui contient le programme.

## Rappel sur les conditions de programmation

Le 68705P3 ne peut passer en phase de programmation que si un certain nombre de conditions sont présentes sur ses pattes de commande.

La patte TIMER/BOOT (7) doit être alimentée en 12 volts afin de forcer le chargement du registre PC avec le vecteur contenu à l'adresse \$7F6 et \$7F7 (Point d'entrée du programme BOOTSTRAP). En l'absence du 12 volts, le registre PC est chargé avec le vecteur à l'adresse \$7FE et \$7FF (Point d'entrée du programme en EPROM). La présence du 12 volts permet également d'inhiber l'action du registre MOR.

La patte  $V_{PP}$  (6) doit être alimentée en 21 volts. Il s'agit de la tension de programmation.

Ce sont les conditions qui doivent être réunies au moment de la libération du

Reset pour lancer la programmation du 68705P3.

Le programme BOOTSTRAP initialise le générateur d'adresse par la patte PB4 (CLEAR).

L'adresse ainsi obtenue sélectionne une case mémoire de l'EPROM dont la donnée est appliquée sur les pattes PA0 à PA7 du micro-contrôleur. Ce dernier effectue son cycle de programmation en interne. Il fait ensuite avancer le générateur d'adresse par la patte PB3 (COUNT). Cette étape est répétée jusqu'à la fin de l'exploration de l'EPROM.

Quand l'EPROM du 68705 a été complètement programmée, le micro-contrôleur remplace la tension de 21 volts de programmation par une tension de vérification de 5 volts appliquée à  $V_{PP}$ . Cette opération s'effectue par l'intermédiaire de la patte PB0.

La patte PB1 change alors d'état pour indiquer que la phase programmation est terminée.

Le générateur d'adresse est à nouveau remis à zéro.

La donnée obtenue sur les pattes PA0 à PA7 est comparée à celle contenue dans la case mémoire équivalente du 68705. Si c'est le cas, la comparaison est appliquée sur la case mémoire suivante. L'ensemble de cette étape est répété jusqu'à la fin de l'EPROM.

Si tout est correct, la patte PB2 change d'état pour indiquer que la vérification est

terminée et que la programmation s'est bien déroulée.

## Schéma de détail

### Les alimentations

Comme tout circuit de programmation d'EPROM, celui-ci comporte plusieurs sources de tensions. L'utilisation d'un transformateur à point milieu (L1) est donc nécessaire. Les deux enroulements sont câblés en série afin de pouvoir disposer d'une tension VT et d'une tension 2VT. La tension VT du premier enroulement, après redressement mono-alternance (Par la diode D2) et filtrage (Condensateur C2) est appliquée sur le régulateur RG1 qui fournit la tension de 5 V de tout le montage. La tension 2VT obtenue sur le second enroulement est redressée par D1 et filtrée par C1. La tension résultante sert à générer les hautes tensions nécessaires à la programmation. L'ensemble résistance (R1) et diode zener (D3) délivre une tension permanente de 12 Volts. L'ensemble résistances R1, R2, condensateur C12, diode zener D4 et transistor T1 réalise un montage ballast qui fournit la tension de programmation de 25 volts.

### Le circuit de mise en marche

Ce circuit est réalisé par 2 portes de comparateurs (1-6-7 et 2-4-5) d'IC1. Tous les comparateurs utilisent un signal de commande (Ou signal d'entrée) et une tension de référence (Ou tension de

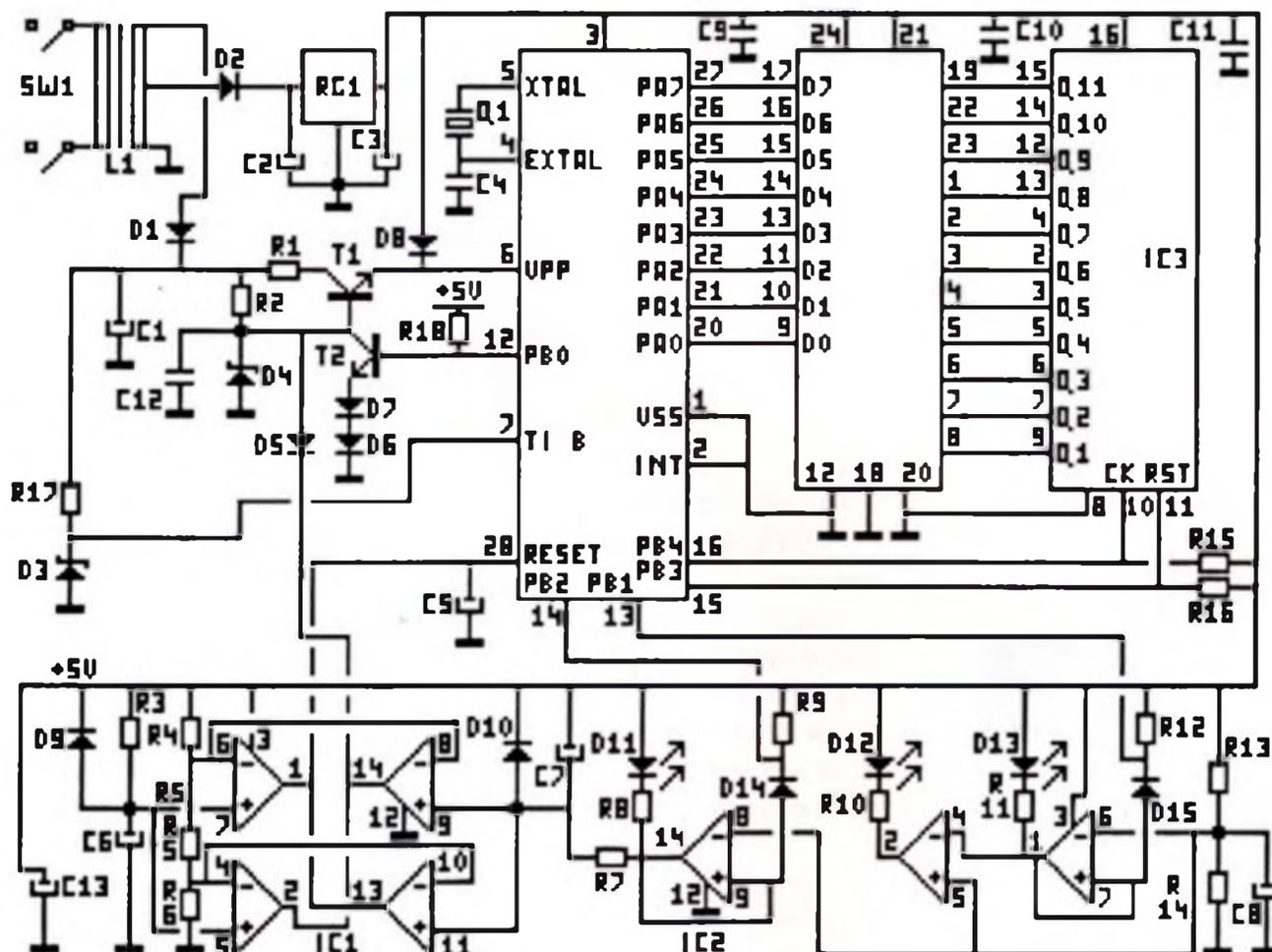


Schéma du programmeur

basculément). Sur le circuit de mise en marche, la tension de référence est réalisée par un diviseur résistif (R4, R5 et R6). Nous obtenons ainsi 2 tensions de référence valant  $1/3$  de  $V_{CC}$  (Appliqué sur la patte 4 (-)) et  $2/3$  de  $V_{CC}$  (Appliqué sur la patte 6 (+)). La tension de commande est créée par un système à retard constitué de la résistance R3 et du condensateur C6. La constante de temps de l'ensemble est telle que la tension  $V_{CC}$  a le temps de s'établir correctement. Au départ, le condensateur est déchargé. Le signal étant appliqué sur les entrées (+), les sorties des portes 2-4-5 et 1-6-7 sont donc à l'état bas (La sortie des comparateurs est à collecteur ouvert. Le transistor de sortie est donc saturé). Le condensateur commence à se charger et atteint la tension de  $1/3$  de  $V_{CC}$ . La porte 2-4-5 bascule et sa sortie passe à l'état haut (Le transistor de sortie se bloque). Ceci a pour effet de valider la tension de 25 V sur  $V_{PP}$  grâce à la diode D5. Le condensateur continue à se charger et atteint la tension de  $2/3$  de  $V_{CC}$ . La porte 1-6-7 bascule libérant ainsi le circuit de Reset du 68705. La diode D9 provoque la décharge rapide du condensateur C6 au moment de la disparition de  $V_{CC}$ .

### Le circuit de visualisation

Le circuit de visualisation est constitué de 3 portes de comparateurs (IC2). La tension de référence est réalisée par un diviseur résistif constitué de R13 et R14. Nous obtenons donc une tension de référence égale à  $1/2$  de  $V_{CC}$ . Les portes 1-6-7 et 8-9-14 sont montées en bascules afin de mémoriser les changements d'états (Passage de 1 à 0) des sorties PB1 et PB2. Cette mémorisation est définitive grâce aux diodes D15 et D14. Avant le relâchement du Reset, les lignes PB1 et PB2 sont en entrée sur le 68705. Les résistances R12 et R9 sont là pour assurer un état haut sur ces lignes tant qu'elles ne sont pas initialisées en sortie. Au moment de la mise sous tension, l'établissement de la tension de référence est retardée par l'action du condensateur C8. Cela a pour but de forcer le blocage des transistors de sortie des comparateurs à mémoire. Le rebouclage de la sortie (Polarisée par l'ensemble LED résistance) sur l'entrée (+) confirme l'état de la sortie. Le transistor étant bloqué, la LED est par conséquent éteinte. Au cours de la phase de programmation, les sorties PB1 (Programmé) et PB2 (vérifié) du 68705P3 sont à l'état haut. Cela ne change donc en rien l'état obtenu lors de la mise sous tension. La porte 2-4-5 est simplement utilisée comme inverseur de l'état de la porte 1-6-7. La LED D12 (Rouge) est donc allumée signalant ainsi la programmation en cours.

A la fin de la phase de la programmation, la sortie PB1 change d'état (Passe à l'état bas). Par l'intermédiaire de D15, la porte 1-6-7 bascule, provoquant l'allumage de la LED D13 (Jaune), qui indique que le système est passé en phase de vérification. La LED D12 s'est donc éteinte.

Quand la phase de vérification est terminée et qu'aucune erreur n'a été détectée, la sortie PB2 passe à l'état bas. La porte 8-9-14 change elle aussi d'état et provoque l'allumage de la LED D11 (Verte). Cela signifie que l'ensemble de la phase de programmation du 68705 est terminée et qu'elle s'est bien déroulée. Notons au passage que la LED D13 ne s'est pas éteinte.

### Le circuit d'arrêt

Ce circuit est réalisé par 2 portes de comparateurs (8-9-14 et 10-11-13) d'IC1. Les tensions de références utilisées sont les mêmes que celles du circuit de mise en marche. Le principe du circuit d'arrêt est identique à celui de la mise en marche. Au lieu de faire évoluer une tension de 0 volt à  $V_{CC}$  dans un condensateur (Ensemble R3, C6), nous allons faire évoluer une tension de  $V_{CC}$  à 0 volts pour obtenir l'effet inverse. Ce résultat est obtenu par l'ensemble résistance R7, condensateur C7. Le condensateur est relié à  $V_{CC}$ . A la mise sous tension, le condensateur étant déchargé, nous appliquons une tension  $V_{CC}$  sur les entrées (+) des comparateurs rendant leur action sur le montage sans effet (Transistors de sortie bloqués). La charge du condensateur ne peut se produire que si la résistance R7 est appliquée à la masse. Celle-ci étant reliée à la sortie de la porte de visualisation "Vérifiée", l'activation du circuit d'arrêt ne peut se produire qu'à la fin de l'ensemble du processus de programmation. Le condensateur va donc se charger et atteindre la tension  $1/3$  de  $V_{CC}$ . Cela se traduit par l'application d'une tension de  $2/3$  de  $V_{CC}$  sur les entrées des comparateurs. La porte 8-9-14 bascule donc et vient provoquer le blocage de la tension de 25 volts sur la patte  $V_{PP}$ . Le condensateur continue de se charger et atteint donc la tension de  $2/3$  de  $V_{CC}$ . La porte 10-11-13 bascule et vient ainsi remettre à zéro l'état de l'entrée Reset du 68705.

### Commande de tension $V_{PP}$

La patte  $V_{PP}$  du 68705 est attaquée par l'émetteur du transistor ballast T1. La base de celui-ci est commandée par la diode zener D4 qui délivre la tension de 21V nécessaire à la programmation. Or lors de la phase de vérification, la tension  $V_{PP}$  doit passer à 5 volts. Il faut donc pouvoir bloquer le transistor T1 pour supprimer la

tension de 21 volts. La tension de 5 volts est assurée par la diode D8. Le blocage du transistor T1 est provoqué soit par l'action de la diode D5 (Circuit de mise en marche et d'arrêt) soit par le transistor T2. La présence du 5 volt sur  $V_{PP}$  assure le blocage de T1. Le transistor T2 est commandé par la sortie PB0 du 68705. La résistance R18 assure un état haut sur la base de T2 tant que la sortie PB0 n'est pas initialisée (Ligne en entrée quand le Reset est activé). Les diodes D6 et D7 sont là pour garantir le blocage de T2 quand la ligne PB0 passe à l'état bas (Le niveau de l'état bas peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1 volt).

### Le générateur d'adresse

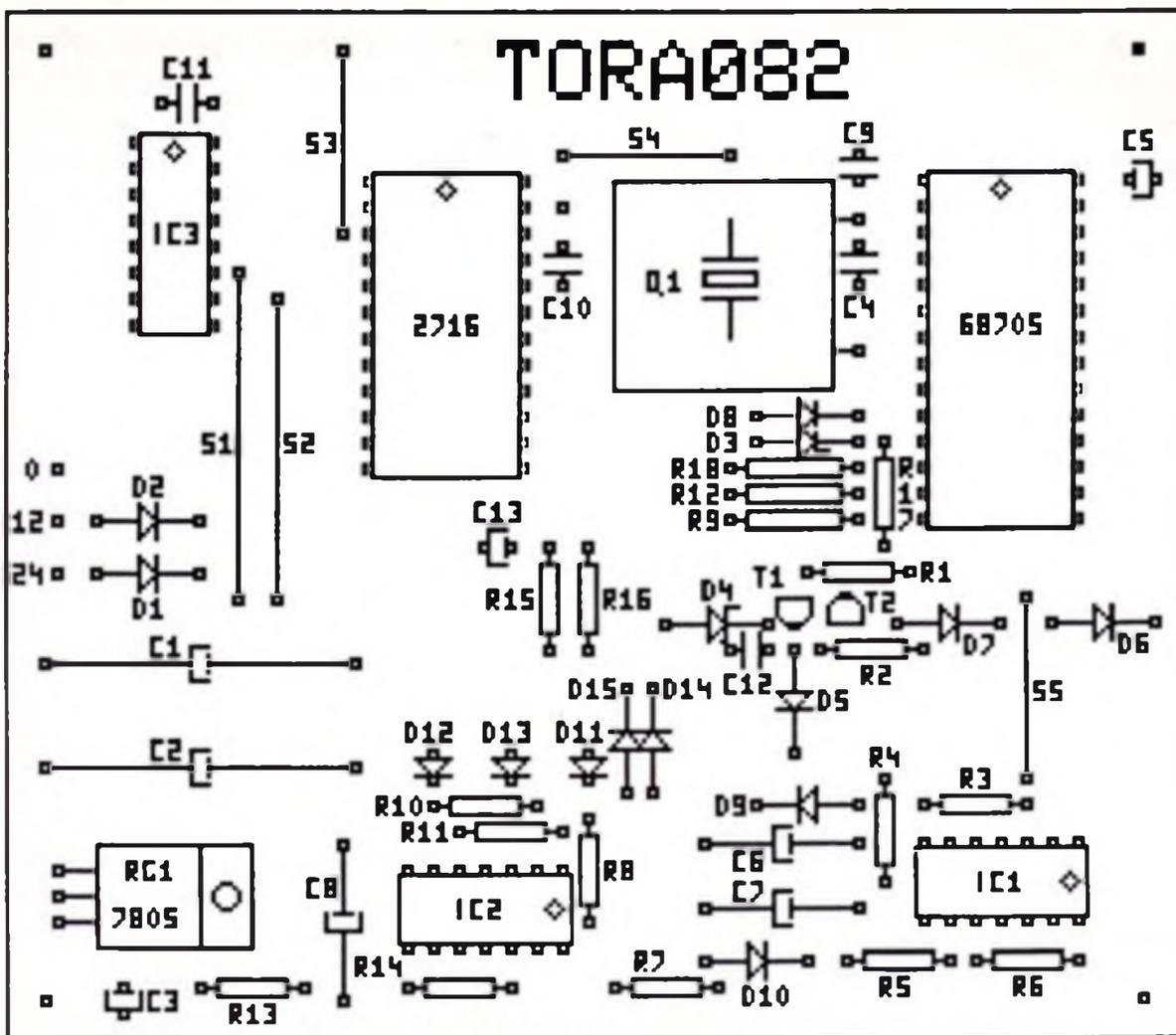
Il est constitué d'un compteur binaire 12 bits (IC3) qui attaque directement les lignes d'adresse de l'EPROM. La remise à zéro du compteur est commandée par PB3 et le signal d'horloge est piloté par PB4.

### Liste du matériel

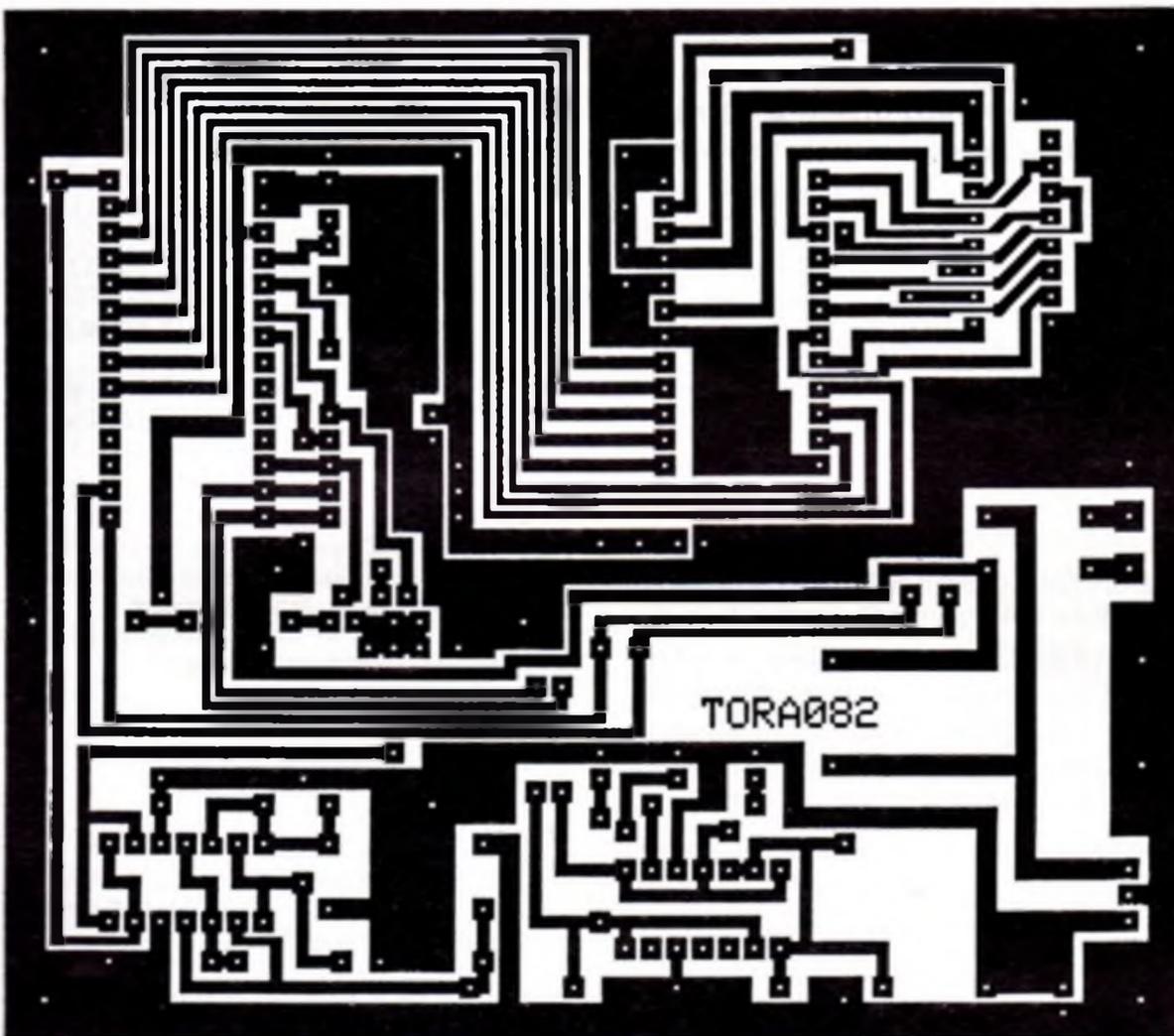
R1	Résistance 1/4 W 220 $\Omega$
R2	Résistance 1/4 W 4,7 K $\Omega$
R3	Résistance 1/4 W 47 K $\Omega$
R4 à R6	Résistance 1/4 W 1 K $\Omega$
R7	Résistance 1/4 W 47 K $\Omega$
R8	Résistance 1/4 W 470 $\Omega$
R9	Résistance 1/4 W 4,7 K $\Omega$
R10-R11	Résistance 1/4 W 470 $\Omega$
R12	Résistance 1/4 W 4,7 K $\Omega$
R13-R14	Résistance 1/4 W 10 K $\Omega$
R15	Résistance 1/4 W 4,7 K $\Omega$
R16 à R18	Résistance 1/4 W 4,7 K $\Omega$
C1	100 $\mu$ F 63V axial chimique
C2	470 $\mu$ F 25V axial chimique
C3	0,22 $\mu$ F tantale
C4	120 pF céramique
C5	1 $\mu$ F tantale
C6-C7	22 $\mu$ F 25V axial chimique
C8	47 $\mu$ F 10V axial chimique
C9 à C11	0,1 $\mu$ F multicouche
C12	10 nF multicouche ou céramique
C13	0,22 $\mu$ F tantale
D1-D2	Diode 1N4004
D3	Diode zener 12V
D4	Diode zener 22V
D5 à D10	Diode 1N4148
D11	Diode led verte $\varnothing$ 5 mm
D12	Diode led rouge $\varnothing$ 5 mm
D13	Diode led orange $\varnothing$ 5 mm
D14-D15	Diode 1N4148
T1	Transistor BC517
T2	Transistor BC547B
IC1-IC2	LM339
IC3	MOS 4040
Q1	Quartz 1MHz
RG1	Régulateur 7805
2	Support circuit 14 broches
1	Support circuit 16 broches
1	Support circuit 24 broches (*)
1	Support circuit 28 broches (*)

(\*) En fonction de la fréquence d'utilisation, prévoir des supports à force d'insertion nulle.





Implantation du programmeur



Circuit Imprimé du programmeur

## A vos fers....

La réalisation ne présente aucune difficulté particulière. Cependant il faudra veiller à souder en premier les 5 straps sur le circuit afin de ne pas les oublier. Dans le cas de programmations fréquentes, l'usage de supports à force d'insertion nulle pour l'EPROM et le 68705 est fortement conseillé. Cela évite de tordre les pattes au moment de l'insertion ou du

retrait des composants. Mais surtout, supprime les risques de problèmes de contacts dans les supports dus à une usure prématurée de ceux-ci. D'autre part, cela permet de manipuler les composants beaucoup plus facilement et d'éviter ainsi les problèmes liés aux phénomènes d'électricité statique. Si la puce du 68705 est protégée contre les risques dus à l'électricité statique, il n'en va pas de même pour les fils de liaison. Tous les 68705 que nous avons pu détruire par manipulation présentaient tous des fils de liaison fondus

(Facilement visibles par la fenêtre d'effacement). Pour le transformateur, il est conseillé d'utiliser un 2x12V 5VA. Cependant, prendre de préférence un transformateur à tôle plutôt qu'un transformateur de type "moulé". Ce dernier présente des différences notables au niveau de l'impédance des secondaires, qui se traduisent par des variations des tensions de sorties en fonction du débit.

Côté primaire, il est conseillé d'ajouter un support fusible avec un fusible de 630 mA. L'ajout d'un interrupteur permet de commander l'exécution de la programmation automatique.

Pour plus de détails sur le câblage final, se reporter sur le schéma de raccordement page suivante.

## Ca marche !

Ce montage qui n'offre aucune difficulté particulière doit fonctionner du premier coup.

## Utilisation du programmeur

Avant toute chose, s'assurer que le montage est hors tension. Monter le processeur 68705 et la 2716 (encoches vers le même côté, haut du circuit imprimé) dans leurs supports respectifs. Mettre le montage sous tension. La led rouge (D12) s'allume indiquant que la programmation est en cours. La durée typique de cette phase est de 1mn30 environ.

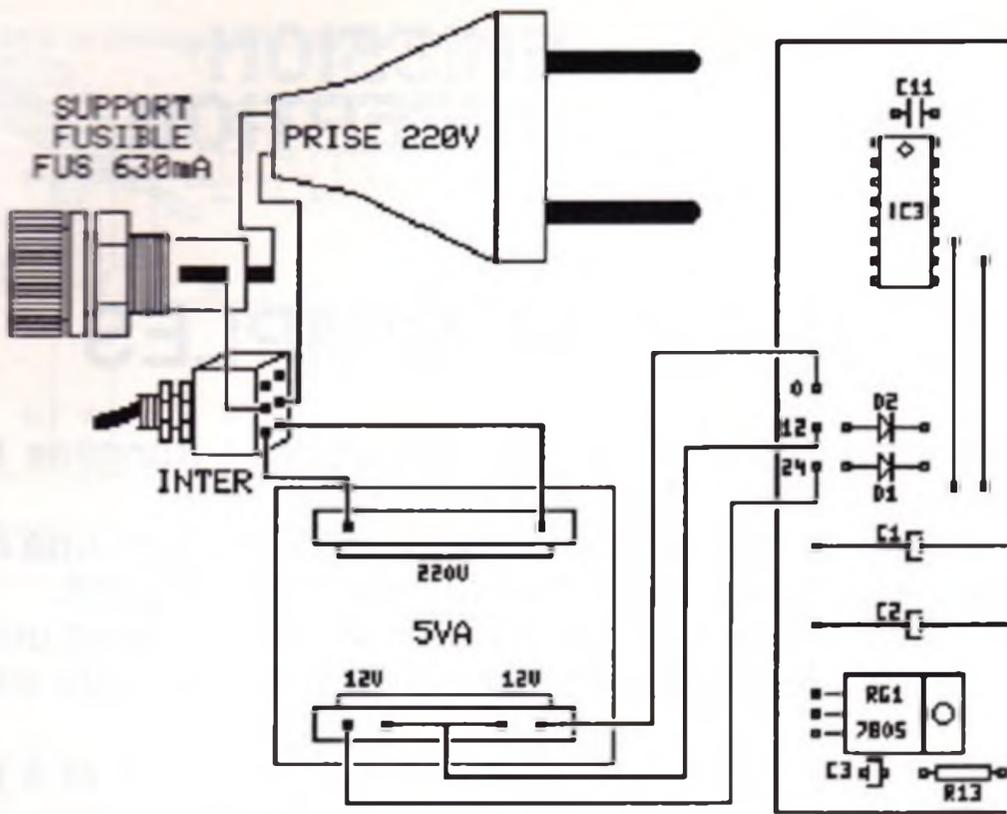
Lorsque la programmation est exécutée la led rouge s'éteint et la led orange (D13) s'allume. C'est la phase de vérification. Le processeur s'assure que le programme qui vient d'être copié est identique à celui de la 2716 (durée moins d'une seconde).

Si aucune anomalie ne s'est produite pendant la programmation, la led verte (D11) signale que la copie est terminée et vérifiée. Vous pouvez alors mettre le montage hors tension et retirer les circuits programmés (Attention, ne jamais les retirer quand le montage est encore sous tension).

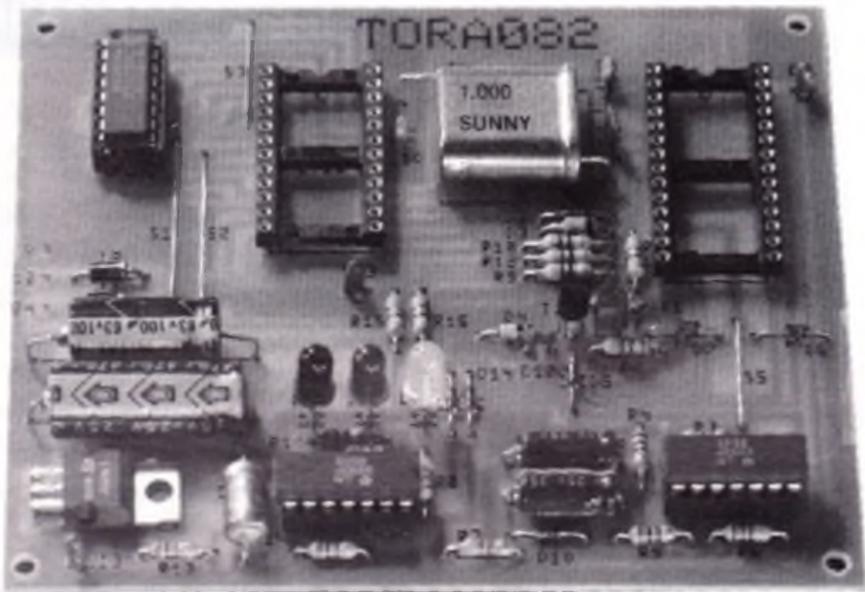
## Notes importantes:

1) Le 68705 est un composant effaçable par exposition aux ultra-violets. Prendre soin d'obturer sa fenêtre lorsqu'il est programmé.

2) Ne jamais interrompre une programmation en cours.



Raccordement du programmeur



Vue d'ensemble du programmeur

3) Si le cycle des led ne se déroule pas normalement, c'est que le 68705 est déjà programmé ou qu'une programmation précédente a été interrompue. Il faut alors effacer le programme du 68705 à l'aide d'un effaceur d'EPROM. La durée d'exposition est comprise entre 10 et 15 mn. pour une distance inférieure à 2,5 cm du tube. L'éloignement impose une durée d'exposition supérieure.

### Note générale sur les circuits programmables.

Ces circuits sont vérifiés par les constructeurs par des prélèvements d'échantillons. Ils subissent un cycle de programmation avant de vérifier que le lot ne possède pas de défauts de fabrication. Ces échantillons sont remis dans la chaîne de distribution, si aucune anomalie n'a été détectée. Il peut donc arriver qu'un circuit "neuf" ne puisse être programmé par l'utilisateur. Il convient, dans ce cas également, d'effacer le contenu du micro-contrôleur. Cela résout le problème.

## Conclusions

Voici passé en revue l'utilisation de ce programmeur de 68705P3.

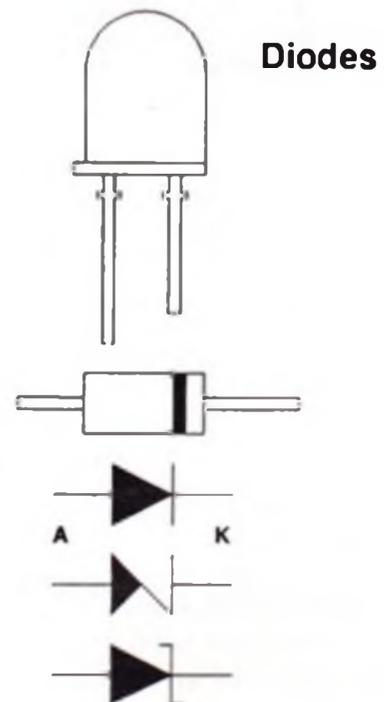
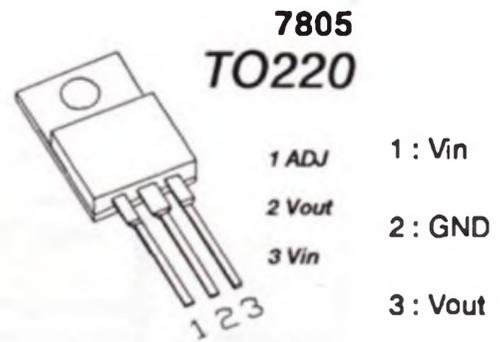
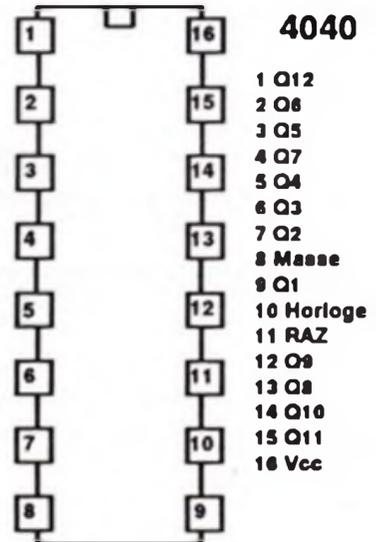
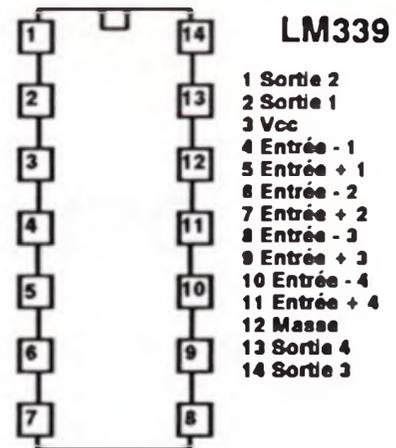
Il existe d'autres type de micro-contrôleurs de la famille 68705 (R3, U3, G2, etc...). Ceux ci ne sont malheureusement pas programmables sur cet appareils car ils se présentent sous la forme de boîtiers de 40 broches (Et qu'il n'y a pas recouvrement des pattes).

L'EPROM 2716 qui contient le programme initial peut être remplacée par une EPROM 2732. Dans ce cas il faudra veiller à la programmer sur les adresses \$800 à \$FFF car la ligne A11 est tirée au 5 volt.

Cette réalisation existe en kit sous la marque TORA référence TORA082.

E. DERET

## Brochages des circuits



## DEUX EMETTEURS F. M. SIMPLES

Qui n'a pas rêvé de s'entendre, de transmettre de la musique ou des données sur un récepteur proche et ce, sans liaison par fil ?

Les deux montages décrits dans cet article vous offrent cette possibilité, avec une qualité audio très respectable et une portée d'une centaine de mètres en terrain dégagé.

En fait, il s'agit de deux émetteurs F. M. simples, l'un travaillant directement avec un micro electret, l'autre pouvant être attaqué par n'importe quel signal B. F. ou logique entre 70 millivolts et 3 volts.

De plus, et c'est bien souvent le point qui décourage, pas de self à réaliser et à régler, celles-ci étant gravées directement sur le circuit imprimé.

### LE SYNOPTIQUE

Il est, comme vous pouvez le voir ci-dessous, pratiquement le même pour les deux montages.

Figure 1 A

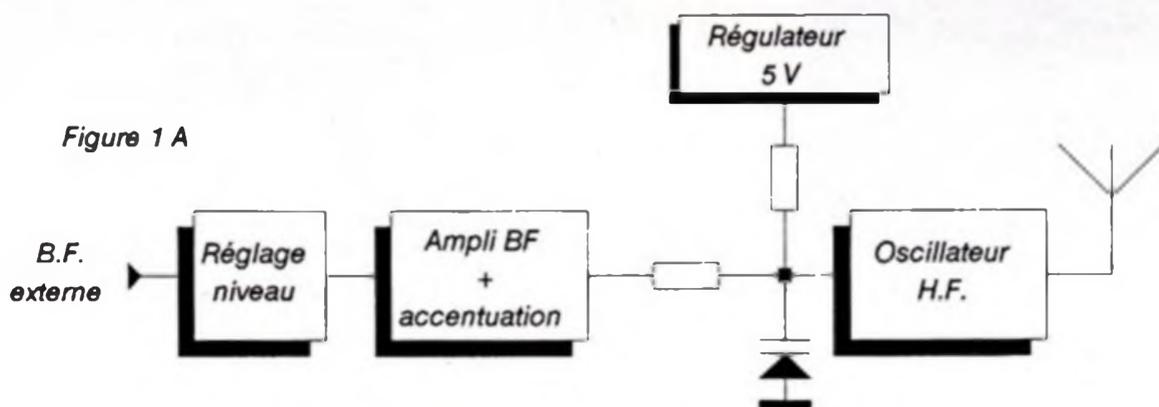
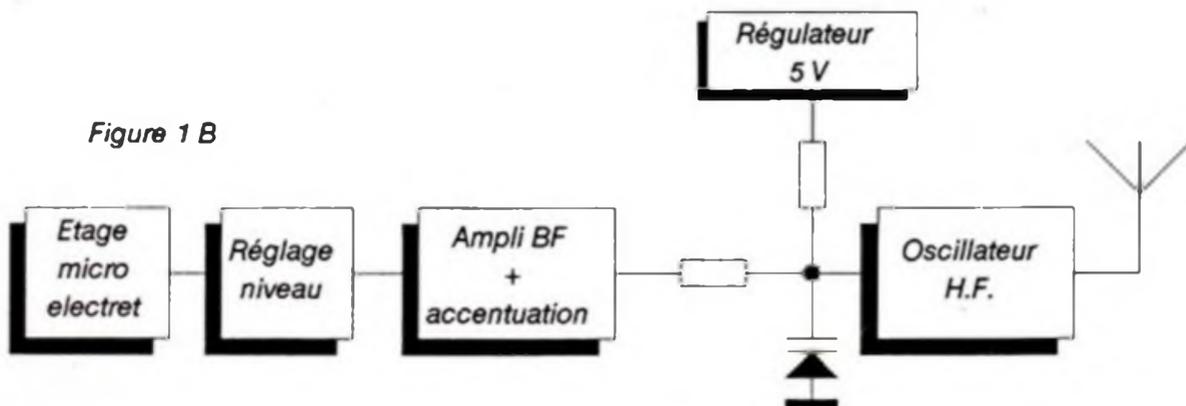


Figure 1 B



### BASSE FREQUENCE

Le signal issu soit d'une source extérieure (figure 1 A), soit du micro electret (figure 1 B), est appliqué à une commande de volume qui en fait, comme nous le verrons plus loin, règle l'excursion maximale du signal H. F. autour de sa porteuse centrale.

Ce réglage est suivi d'un amplificateur B. F. à gain fixe (mais différent entre les deux montages) qui en même temps

préaccentue la modulation.

### HAUTE FREQUENCE ET MODULATION

Le reste des étages est identique pour les deux émetteurs. On trouve un oscillateur H. F. dont la fréquence d'émission sera modifiée par une diode varicap. Cette diode est polarisée au repos par une tension régulée assurant une dérive minimum de la fréquence de porteuse en fonctionnement.

### SCHEMA DE PRINCIPE

#### PREAMPLI BASSE FREQUENCE

Le préamplificateur basse fréquence utilise un transistor PNP BC557B. Le gain de cet étage est de 4 environ pour la version sans micro (B. F. externe), et de 14.5 environ pour la version electret. Ce gain est déterminé pratiquement par le rapport de R5 sur R8, si l'on néglige toutes les impédances parasites dues aux circuits annexes.

Le signal B. F. est appliqué sur le potentiomètre P1 qui fixe le niveau réel appliqué à cet amplificateur. Le condensateur C2 attaque la base de T1 monté en ampli inverseur, et assure un isolement de la composante continue extérieure. La polarisation de base du transistor est assurée par les deux résistances R1 et R2. Ce point de polarisation est différent entre les deux montages afin d'obtenir dans les deux cas un courant de collecteur d'environ 1.1 mA au repos. On trouve dans ce cas une tension collecteur / masse de 4.3 Volts environ sur la version micro et 3.6 Volts sur l'autre version. (Alimentation sous 9 Volts).

Ce signal B. F. est accentué pour les fréquences élevées par le réseau R4 C3 qui effectue un découplage complémentaire de l'émetteur de T1. Cela se traduit par un relèvement en amplitude de 6 dB des fréquences à partir de 10 kHz approximativement pour la version micro et à partir de 4 kHz pour la version source extérieure.

Ce choix de fréquence pour le mini émetteur sans micro, est délibéré dans la mesure où le signal peut être tout autre chose que du signal audio. (Par exemple des signaux carrés de données dont les



Schéma de principe Mini Emetteur FM

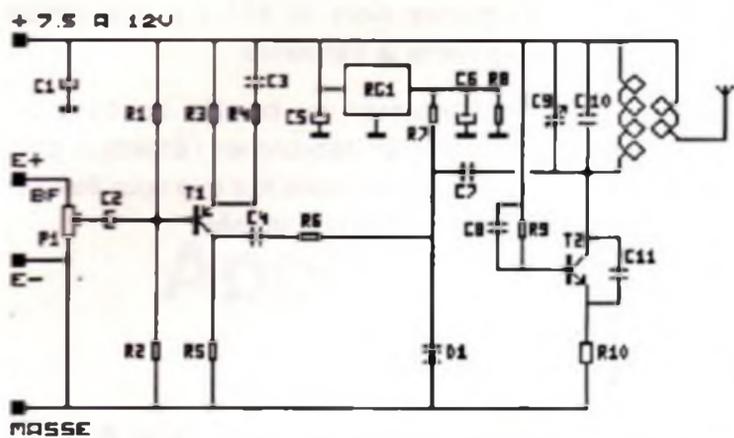
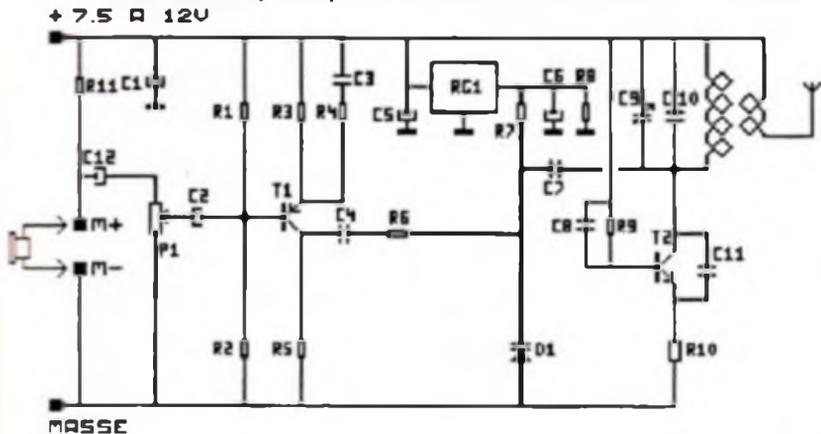


Schéma de principe Mini Emetteur FM à micro electret



Cette excursion doit être de  $\pm 75$  kHz maxi par rapport à la porteuse pour obtenir une bonne qualité de réception. Si cette excursion est supérieure : elle entraîne des effets de "chuintement" voir éventuellement même un décrochage du récepteur. Si, au contraire, elle est trop faible : elle donnera une impression de dynamique pauvre du signal audio.

On peut donc voir ici que c'est l'amplitude du signal appliqué à D1 qui va régler cette excursion, et donc le réglage du potentiomètre P1 placé avant le préamplificateur B. F.

Pour terminer, la self imprimée est couplée à un secondaire relié au plus d'alimentation, qui permet d'attaquer une antenne

télescopique ou constituée d'un fil d'une trentaine de centimètres.

Ce secondaire, par son faible couplage avec la self de collecteur de T2, permet de préserver le montage de toute dérive de l'oscillateur par "effet main".

### VERSION MICRO

L'entrée se fait toujours au niveau de P1, qui réglera également l'excursion. Le micro electret est alimenté par R11 et isolé en continu par C12.

## REALISATION

Le câblage est relativement compact et un bon nombre de résistances sont montées verticalement, aussi faudra-t-il prendre toutes les précautions pour que les composants ne se touchent pas. Dans les montages hautes fréquences, encore plus qu'ailleurs, la qualité des soudures est primordiale. Par contre aucune difficulté au

fronts devront conserver à la réception une pente suffisamment raide pour pouvoir être utilisés). Pour une utilisation audio exclusivement, la valeur de C3 peut être diminuée à 47 nF voir 22 nF.

### MODULATION DE L'OSCILLATEUR

Le signal B. F. est prélevé sur le collecteur de T1 par C4 qui isole de la composante continue du transistor. Ce signal est appliqué sur la diode varicap D1. Cette diode est polarisée par une tension de 5 volts, constante et stabilisée, afin d'éviter toute dérive due à la résistance interne de l'alimentation. Cette diode, du type BB105G, polarisée ainsi représente une capacité de l'ordre de 9 picofarad typique. De plus ce 5 volts permet de travailler dans une zone pratiquement linéaire de sa caractéristique.

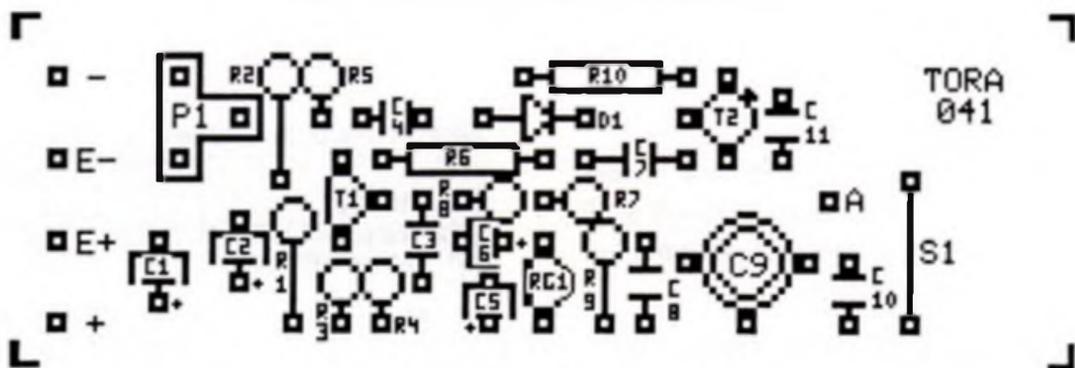
La tension de 5 volts de pré-polarisation est fournie par un régulateur 78L05 et une résistance de 1 M $\Omega$ .

### L'OSCILLATEUR

C'est un oscillateur COLPITTS classique avec réinjection entre collecteur et émetteur par C11. La fréquence porteuse est déterminée par la self imprimée et les condensateurs C9, C10, C11.

Le condensateur C7 et celui représenté par D1 forment un diviseur capacitif qui vient faire varier légèrement la capacité globale du réseau L C et vient donc créer l'excursion de fréquence de l'oscillateur de part et d'autre de sa fréquence centrale.

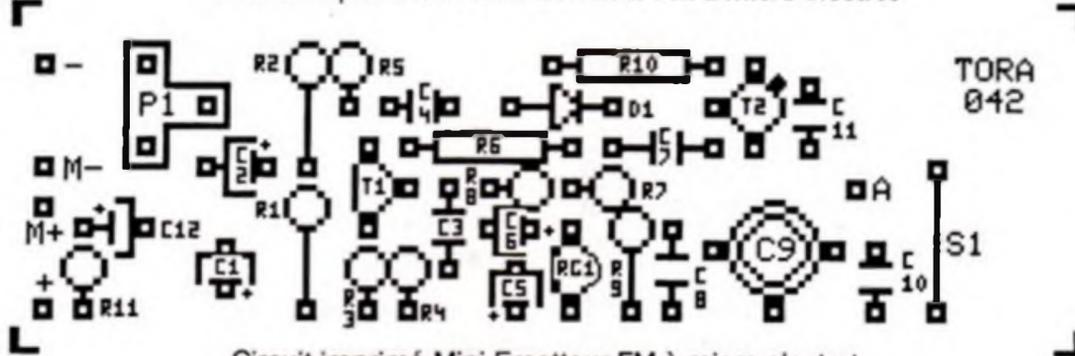
Plan d'implantation Mini Emetteur FM



Circuit imprimé Mini Emetteur FM

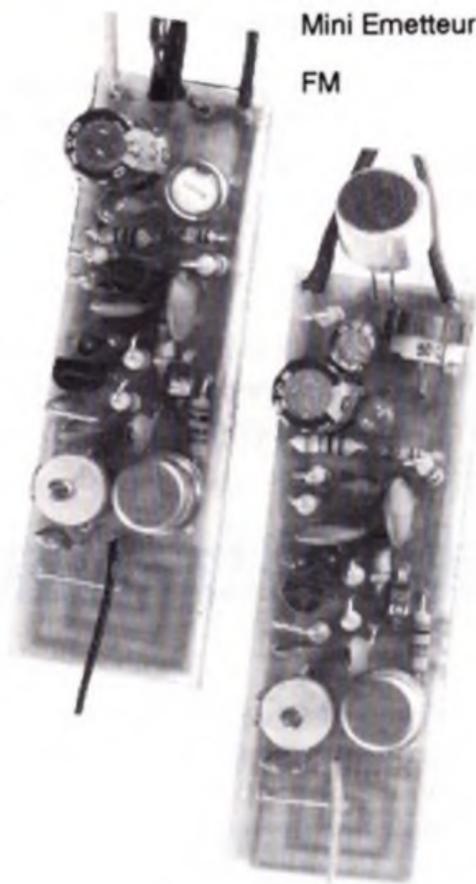


Plan d'implantation Mini Emetteur FM à micro electret



Circuit imprimé Mini Emetteur FM à micro electret





Mini Emetteur

FM

Mini Emetteur

FM à micro

electret

niveau des selfs de l'oscillateur, puisqu'elles sont réalisées directement sur le circuit imprimé.

Pour plus de clarté, les implantations vous sont données à l'échelle 2.

L'alimentation peut être une simple pile de 9 volts (alimentation de 7.5 à 12 volts). Elle sera connectée aux points "+" et "-" du circuit imprimé.

Sur la version micro, l'electret sera monté entre "M+" et "M-", M- correspondant à la patte reliée au boîtier de la capsule.

Sur l'autre version, on utilisera de préférence un fil blindé connecté à "E+" et "E-" avec la tresse de blindage reliée à E-. L'impédance d'entrée est de l'ordre de 10 kΩ.

La taille du circuit permet de loger la version micro dans un tube métallique, afin d'obtenir un micro H. F. autonome.

Il faudra juste veiller à percer le fond pour laisser passer le fil souple d'antenne relié à l'oscillateur.

En cas d'utilisation d'une alimentation secteur (pour l'autre modèle), il est fortement conseillé d'utiliser une alimentation avec un régulateur (9 ou 12 volts ou LM317) pour éviter tout ronflement 50 Hz indésirable.

La consommation étant très faible : de l'ordre de 13 mA sous 9 volts, un régulateur miniature peut tout à fait convenir. (Tout au moins pour le 12 V : 78L12).

## LISTE DES COMPOSANTS

Toutes les résistances sont des 1/4 W 5%

	Version micro	Version B. F. externe
R1	12 kΩ	22 kΩ
R2	100 kΩ	100 kΩ
R3	270 Ω	820 Ω
R4	120 Ω	82 Ω
R5	3.9 kΩ	3.3 kΩ

C3	68 nF Céram.	0.1 μF Céram.
----	--------------	---------------

Composants communs aux deux versions

R6	150 kΩ
R7	1 MΩ
R8	4.7 kΩ
R9	47 kΩ
R10	100 Ω
C1	100 μF 25 V radial
C2	10 μF tantale
C4	0.1 μF céramique
C5-C6	0.1 μF tantale
C7-C11	10 picoF céramique
C8	1.5 nanoF céramique
C9	3-40 picoF ajustable (Violet)
C10	27 picoF céramique

D1	BB105G Diode varicap
T1	BC557B Transistor PNP
T2	2N2219A Transistor NPN
RG1	78L05 Régulateur 5V.
P1	50 kΩ Ajustable miniature

30 cm de fil de câblage (Antenne)  
coupleur de pile 9 V. (Facultatif)

Version micro uniquement

R11	10 kΩ
C12	22 μF 25 V radial
M1	Micro electret

## LA MISE EN ROUTE

### PORTEUSE

Après vous être assuré que le câblage est correct, régler P1 au minimum (pas de modulation) et le condensateur C9 à mi-course. (Lamelles recouvertes d'un quart de surface).

Utiliser pour la réception, un tuner F. M. ou un poste de radio que l'on calera sur une fréquence ou il n'y a pas d'émission. (Pas toujours facile !!).

Mettre votre émetteur sous tension à l'aide d'une pile 9 volts ou d'une alimentation.

Le condensateur ajustable C9 permet un calage en fréquence dans la gamme 88 à 108 MHz. Tourner ce condensateur C9 afin que le souffle d'absence d'émission du récepteur disparaisse, ce qui indique que vous avez trouvé la porteuse.

Utiliser de préférence un tournevis en plastique pour ce réglage, qui évite un décalage de fréquence dû à un apport de capacité parasite. Le recouvrement des 2

secteurs en demi-cercle de C9 diminue la fréquence (vers 88 MHz), leur ouverture augmente la fréquence.

Réajuster au besoin l'accord du récepteur et débrancher l'émetteur pour vérifier une nouvelle fois que vous êtes sur une fréquence non utilisée.

### EXCURSION

Régler P1 lorsqu'un signal B. F. est appliqué afin d'obtenir une écoute correcte : pas de décrochement en fréquence du récepteur (Se méfier du C A F.) et pas de modulation soufflée.

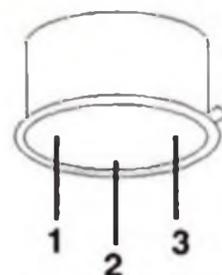
Votre émetteur est alors prêt à l'emploi.

## BROCHAGES



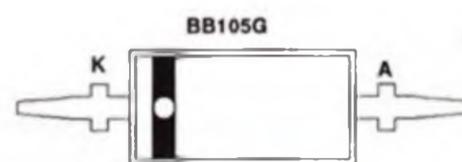
BC557B

- 1 : Collecteur
- 2 : Base
- 3 : Emetteur



2N2219

- 1 : Collecteur
- 2 : Base
- 3 : Emetteur



## CONCLUSIONS

Le nombre d'utilisations possibles de ces deux montages est illimité.

Pour n'en citer que quelques unes : public-adress, micro sans fil, télécommandes H. F., réception du son TV sur votre chaîne HI. FI., surveillance de bébé sans installation complexe de câbles, interphone sans fil, etc....

N'oubliez toutefois pas que dès la mise tension, vos propos peuvent être entendus dans l'entourage immédiat....

Vous pouvez trouver ces deux montages sous les références TORA 042 pour la version avec micro et TORA 041 pour la version B. F. externe.

J. TAILLIEZ.

# Application de l'émetteur F.M.

## UNE TELECOMMANDE MONOCANAL

Après avoir vu la construction des deux émetteurs F. M. dans ce même journal, cet article vous présente des applications détaillées et hors du commun pour ces montages. En fait, c'est surtout à la version sans micro que nous nous intéresserons, où de nombreux types de modulation d'entrée peuvent être appliqués

### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Basée sur un circuit de codage relativement connu, le MM 53200, cette télécommande permet de récupérer en sortie d'un récepteur un état "0" à chaque sollicitation d'un émetteur ayant le même code d'accès.

### STRUCTURE DU MM 53200

Ce circuit 18 broches est à la fois codeur et décodeur en fonction du câblage de la patte 15. Il permet 4096 combinaisons qui dépendent de la connexion des pattes 1 à 12 à la masse ou laissées "en l'air". Ces 12 états parallèles sont transmis d'une façon sérielle (si le MM 53200 est câblé en codeur) sur la patte 17. La patte 13 est l'horloge de fonctionnement du circuit, déterminée par un jeu R/C. Ce jeu R/C doit être identique sur les deux circuits (codeur et décodeur), pour un fonctionnement correct. Le mode codeur s'obtient en connectant la patte 15 au "plus" d'alimentation et le mode décodeur en la mettant à la masse. La patte 16, utilisée pour la réception du signal, est connectée à la masse en mode codeur.

Ce circuit est alimenté entre +Vcc en patte 18 et masse en patte 14. Sa tension typique d'alimentation est de 7 à 11 volts.

En mode décodeur, la patte 17 signale si le code reçu est correct ou non. Cette sortie est à "1" si il n'y a pas de code ou si le code entrant en 16 est incorrect. Le signal sériel émane d'un récepteur qui peut être infrarouge, ultrasons ou H. F. comme cela va être le cas ici. Il entre en patte 16.

Si ce code correspond aux états appliqués aux pattes 1 à 12, après quatre salves correctes reçues la sortie 17 passera

à "0" et y restera tant que le bon code sera reçu.

En mode décodeur, cette sortie à l'état bas peut extraire un courant de 2 mA. Il ne sera donc pas question de connecter une LED par exemple directement sur cette patte 17, mais le courant est tout à fait suffisant pour commander la base d'un transistor ou autre circuit logique.

Enfin il faut savoir qu'il y a un code interdit qui est le 12 x "0", c'est à dire les pattes 1 à 12 laissées "en l'air".

inters DIL ou directement par soudure sur le circuit. Le jeu R1 / C1 (10 k $\Omega$  - 10 nF), fixe la période d'horloge du MM 53200 à environ 40  $\mu$ S.

Le signal codé disponible en patte 17 attaque directement l'émetteur F. M. à l'entrée E+. Ce signal possède une amplitude de pratiquement la tension d'alimentation (9 volts) crête à crête, aussi le réglage d'excursion de l'émetteur devra-t-il pratiquement être réglé au minimum. L'ensemble est mis sous tension dès que l'on appuie sur le poussoir SW1.

### L'EMETTEUR DE TELECOMMANDE

Son schéma est en figure 1. L'émetteur F. M. vu précédemment dans ce journal, est symbolisé par un rectangle pour plus de clarté.

Les pattes 1 à 12 de sélection de code peuvent être mises à "0" ou à "1" par des

### LE RECEPTEUR DE TELECOMMANDE

Pour commencer, il faut recevoir l'émission F. M. et récupérer le signal B. F. . L'amplitude de signal dont nous avons besoin est comprise entre 500 mV et 2 à 3 volts. Pour cela on peut utiliser par exemple directement la sortie "TAPE OUT" (sortie

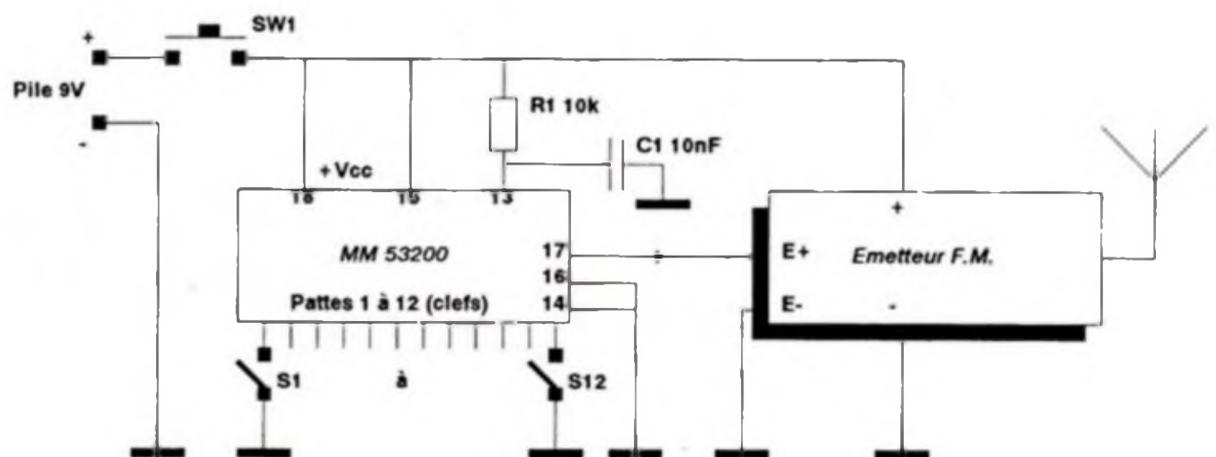


Figure 1 : Schéma complet de l'émetteur codé



magnétophone) d'une chaîne ou la sortie directe du tuner (prises RCA ou DIN). Le niveau disponible à cet endroit est généralement de 0 dB, c'est à dire 2.2 volts crête à crête, ce qui est amplement suffisant.

Peut-être trouverez vous que c'est une solution "de riche" ! Qu'à cela ne tienne, un simple petit poste à transistor du style "POCKET" au rebut, peut tout à fait convenir, (Pourvu qu'il soit apte à recevoir la F. M.).

Il suffit de se brancher au niveau du potentiomètre de volume et le tour est joué !. Il vous est même possible d'enlever, quand la mise au point de votre récepteur de télécommande est terminée, tous les composants de l'amplificateur B. F. du POCKET : haut-parleur, transistors de sortie, etc..., afin de diminuer la consommation sur les piles de votre nouveau montage.

Généralement les potentiomètres de volume de ces appareils se présentent comme en figure 2, le "point froid" du potentiomètre (volume mini) étant souvent relié au moins de son alimentation. Dans ce cas, si l'alimentation du POCKET est également de 9 volts, elle pourra être commune à celle du décodeur.

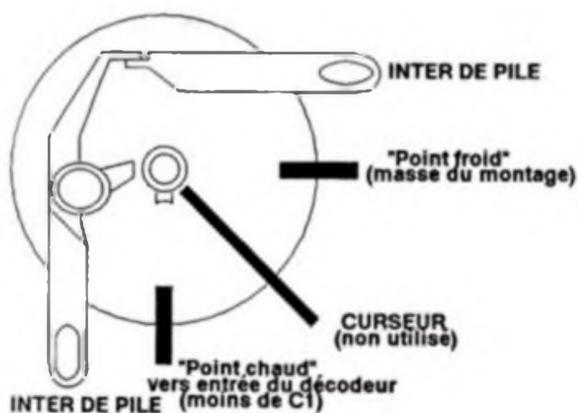


Figure 2 : Potentiomètre courant dans les récepteurs Pocket

Cette source de signal va attaquer notre décodeur dont le schéma est en figure 3.

Le signal attaque l'entrée "plus" de l'une des deux portes de comparateur d'un LM393 au travers de C1. C1 isole d'une composante continue que la source pourrait fournir. L'entrée "moins" de ce comparateur est fixée à un potentiel très faible de l'ordre de 60 mV par R2 et R3.

En l'absence de signal B. F., l'entrée "moins" étant de 60 mV plus positive que l'entrée "plus", le comparateur sort un "0", (Environ 0.1 à 0.2 volts). Dès qu'un signal apparaît, ce seuil de 60 mV est cycliquement dépassé au rythme de la fréquence reçue. On récupère en sortie du premier comparateur, un signal au même

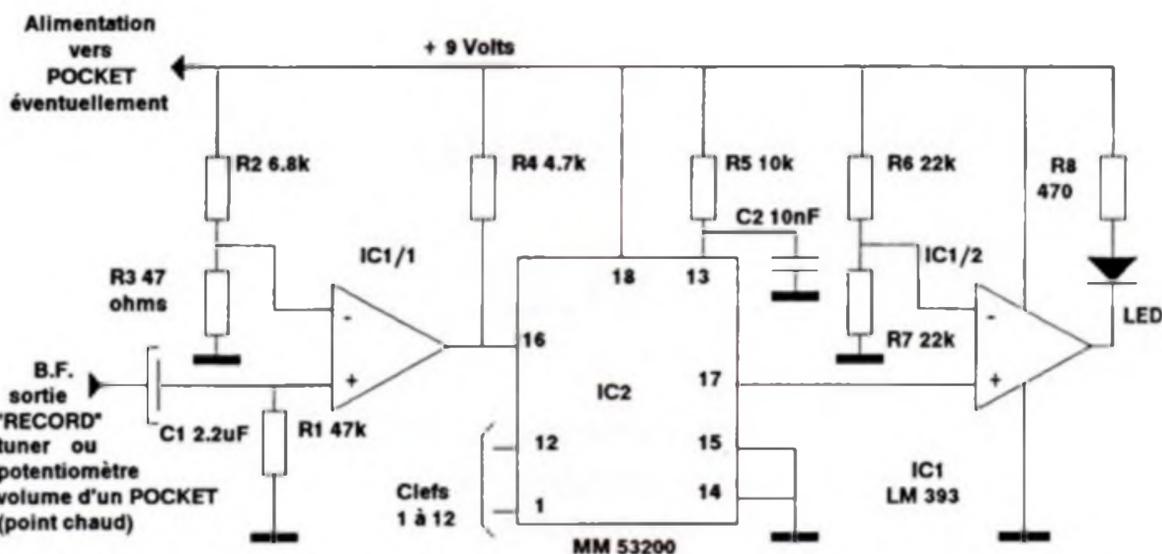


Figure 3 : Schéma complet du décodeur de télécommande.

rythme mais remis en forme (carré). Le signal carré du MM 53200 sera donc retrouvé à cet endroit sans plus aucune déformation due à la transmission.

Le LM 393 étant un comparateur à collecteur ouvert, la résistance R4 de 4.7 k $\Omega$  assure le niveau "1" (+9 volts).

Ce signal "restauré" est directement utilisable par le MM 53200 monté en décodeur où il entre en patte 16.

Si le codage des clefs des pattes 1 à 12 est identique, après quatre salves correctes la sortie 17 passe à "0". Cette sortie 17 est "bufferisée" par la deuxième moitié du LM 393 montée en comparateur simple. Ce deuxième étage permet de disposer en sortie d'un courant suffisant pour allumer une LED qui indiquera une réception correcte de code.

Pour information, le courant maximal qui peut être absorbé en sortie collecteur ouvert de ce genre de circuit, est de l'ordre de 16 mA. La tension de saturation du transistor appartenant au circuit intégré est alors de 0.4 volts typique.

## REGLAGE DE L'ENSEMBLE

Pour commencer, il faut caler l'émetteur codé sur une fréquence libre en utilisant une chaîne HI-FI. ou un récepteur radio. En présence de l'émission codée, le son reçu est un bruit d'une fréquence basse de 150 à 200 Hz permanent.

Régler le niveau de l'émetteur par P1 pour qu'il n'y ait pas de décrochement ou de souffle sur le récepteur radio. (Voir

réglage EXCURSION dans l'article sur l'émetteur).

Quand cela est fait, vous pouvez mettre sous tension votre POCKET ou tuner F. M. reconverti. Le régler sur une fréquence proche de celle du récepteur radio utilisé plus haut, en se fiant aux indications de fréquence du cadran. Progresser ensuite lentement de part et d'autre jusqu'au moment où la LED s'allume : ne pas oublier qu'il faut pour cela un codage identique à l'émission et à la réception.

Vous pouvez alors arrêter l'émetteur et le remettre sous tension pour vérifier que c'est bien vous qui pilotez cette LED sans aucun lien mécanique... : le tour est joué.

Il ne reste plus qu'à affiner l'accord du POCKET pour obtenir le maximum de portée.

Les heureux possesseurs d'un oscilloscope pourront visualiser la qualité du signal au niveau du potentiomètre du POCKET et de la sortie du premier comparateur pour affiner l'accord avec encore plus de précision.

La sortie du deuxième comparateur vous tend alors les bras pour commander un relais, un triac, une bascule bistable et que sais-je encore...

J. TAILLIEZ

## Application de l'émetteur F.M.

# UNE TELECOMMANDE 16 CANAUX

La télécommande monocanal peut être intéressante pour certaines applications mais peut se révéler insuffisante par le fait qu'un seul périphérique est piloté. Sur la même base de schéma, nous allons voir comment construire une télécommande 16 canaux. (ou moins : 8, 4 ou 2).

### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

#### ADAPTATION DU MM 53200

Nous avons vu dans le paragraphe STRUCTURE DU MM 53200 que 12 pattes (1 à 12) servaient à la constitution de la clef d'accès. Dans cette télécommande 16 canaux, 8 pattes (5 à 12) serviront de code de passage et seront câblées d'une façon constante et identique en émission et en réception. Les quatre premières pattes, par contre, permettent de définir 2 puissance 4, donc 16 états différents qui serviront à activer le récepteur correspondant. La structure complète est donc constituée d'un émetteur codé à MM 53200 suivi de son émetteur F. M. pour l'émission H. F.

Pour la réception, on peut adopter deux solutions : 16 récepteurs F. M. et décodeurs différents (16 fois le montage monocanal avec des clefs différentes), ou un seul récepteur F. M. suivi de 16 décodeurs équipés de MM 53200 tous câblés sur la même sortie B. F.

#### CLAVIER ET CODAGE B. C. D.

Pour l'émetteur, nous avons besoin maintenant de transformer l'appui de une touche parmi 16 d'un clavier en un état sur quatre bits qui activeront les pattes 1 à 4 du MM 53200. Il nous faut donc un encodeur de clavier.

#### L'ENCODEUR MM74C922 National. Semiconductor

Ce circuit va tout à fait correspondre à nos besoins. Il accomplit les fonctions de balayage du clavier sur quatre lignes / quatre colonnes, d'anti-rebond ajustable en durée et d'indicateur d'appui

sur une touche. De plus les sorties BCD peuvent être positionnées en "TRI-STATE", c'est à dire en état haute impédance. Cet état TRI-STATE est commandé par une patte  $\overline{OE}$  (output enable : validation des sorties). Le TRI-STATE est obtenu quand la patte  $\overline{OE}$  est à un état logique "1".

La fréquence de balayage du clavier est ajustable par la patte 5 qui peut recevoir une horloge externe ou osciller d'elle même en y connectant un condensateur.

Son alimentation peut aller de 3 à 15 volts.

Les figures 4 et 5 vous donnent le brochage et la table de fonctionnement des sorties A, B, C et D en fonction de la touche clavier enfoncée.

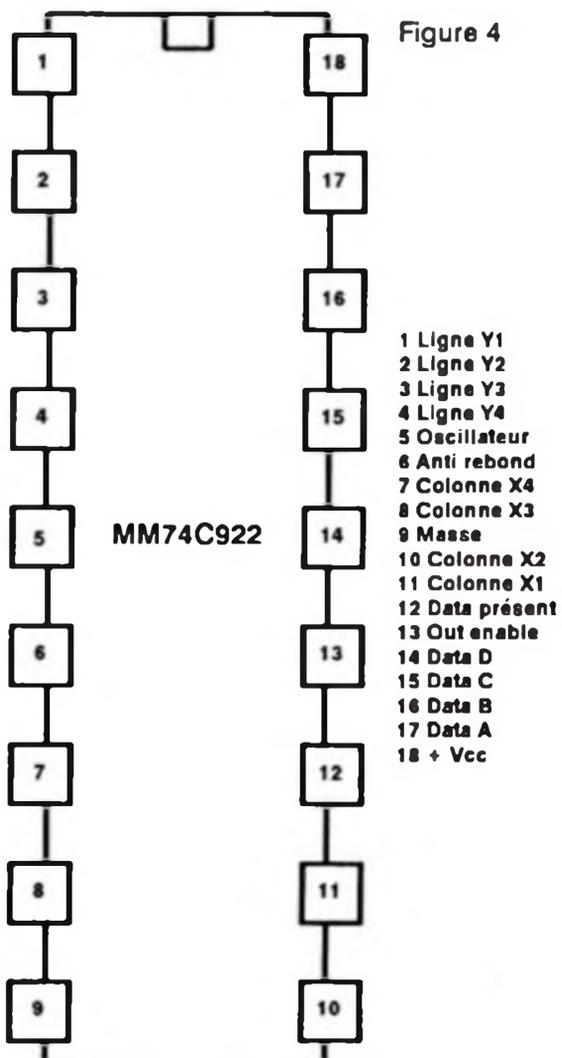


Figure 4

Liaison Ligne/Colonne	Sorties			
	A	B	C	D
Y1 X1	0	0	0	0
Y1 X2	1	0	0	0
Y1 X3	0	1	0	0
Y1 X4	1	1	0	0
Y2 X1	0	0	1	0
Y2 X2	1	0	1	0
Y2 X3	0	1	1	0
Y2 X4	1	1	1	0
Y3 X1	0	0	0	1
Y3 X2	1	0	0	1
Y3 X3	0	1	0	1
Y3 X4	1	1	0	1
Y4 X1	0	0	1	1
Y4 X2	1	0	1	1
Y4 X3	0	1	1	1
Y4 X4	1	1	1	1

Figure 5 : Tableau de vérité du 74C922

#### L'EMETTEUR 16 CANAUX

Son schéma complet est en figure 6. Ici encore l'émetteur est symbolisé par un rectangle pour plus de clarté.

L'anti-rebond est déterminé par le condensateur C1 (1  $\mu$ F), qui fixe la durée à 10 mS. La fréquence de balayage du clavier est définie par C2 (0.1  $\mu$ F) à environ 600 Hz. Au repos, quand aucune touche n'est enfoncée, la sortie DATA patte 12 est à "0". Le transistor T1 est donc bloqué et fournit sur son collecteur un état logique "1" à  $\overline{OE}$ . Les sorties ABCD sont donc en TRI STATE. Le transistor T2, qui se charge d'alimenter le reste du montage, est également bloqué. Le MM 53200 n'est donc pas alimenté ni l'émetteur F. M. . La consommation dans cet état est donc réduite à environ 450  $\mu$ A.

Dès qu'une touche est enfoncée, l'étage anti-rebond délivre un niveau



## LES RECEPTEURS

Le choix entre les deux types de récepteur est fonction de votre utilisation prévue. Si vous voulez commander 16 appareils différents, il faudra 16 récepteurs et décodeurs différents dont le schéma est celui de la figure 3, (16 récepteurs monocal). Si vous désirez, par contre, commander 16 fonctions différentes sur un même appareil, on adoptera alors la solution d'un seul récepteur F. M. sur lequel 16 décodeurs seront câblés en parallèle. Son schéma est donné en figure 7. La première porte de comparateur fait la mise en forme du signal et c'est ce signal qui est appliqué aux MM 53200 dont les codages sont différents. Nous avons vu que ce sont les quatre premières pattes qui serviront à reconnaître un décodeur parmi les 16. On pourra donc câbler sur les pattes 1 à 4 un quadruple interrupteur DIL. Les autres pattes de codage 5 à 12 peuvent être connectées directement par soudure ou par DIL également. Il faut dans tous les cas que l'état de ces 8 pattes soit identique sur tous les MM 53200 de réception ainsi que sur celui d'émission.

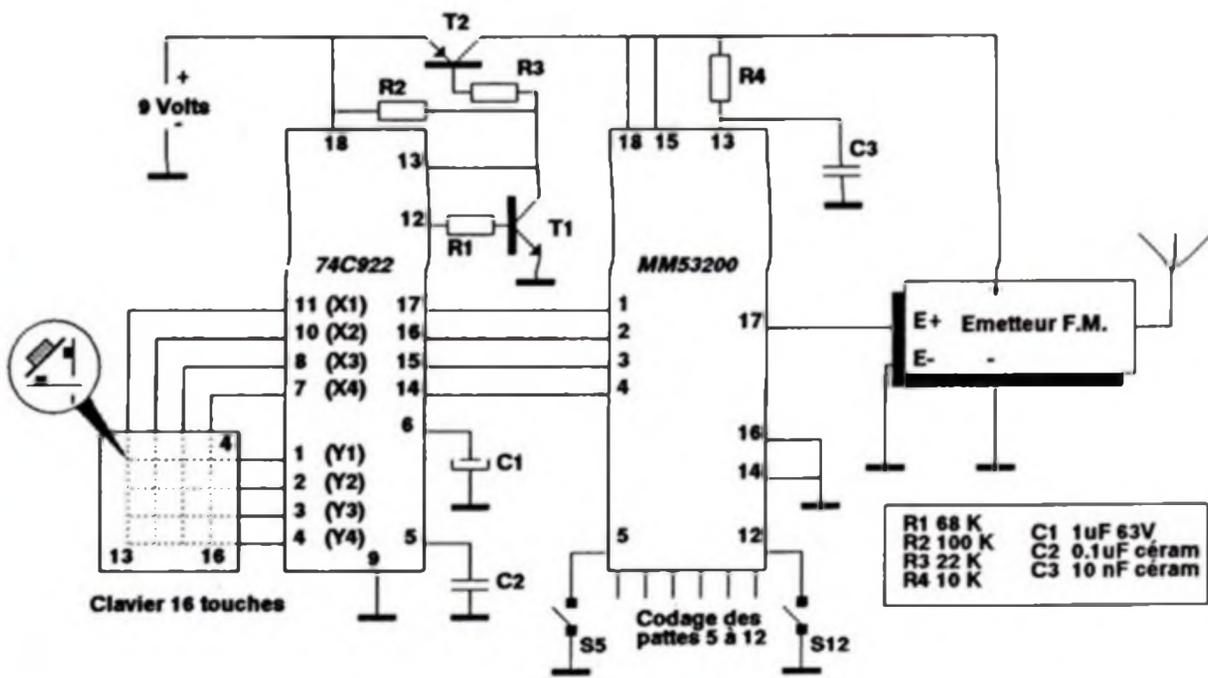


Figure 6 : Emetteur télécommande 16 canaux

logique "1" sur la sortie DATA après un temps égal à  $R \times C1$  (avec  $R = 10 \text{ k}\Omega$  donc dans notre cas  $R \times C1 = 10 \text{ ms}$ ). Le transistor T1 conduit plaçant OE à "0" ce qui

valide les sorties ABCD. T2 conduit également, mettant l'ensemble du montage sous tension afin d'activer l'émission.

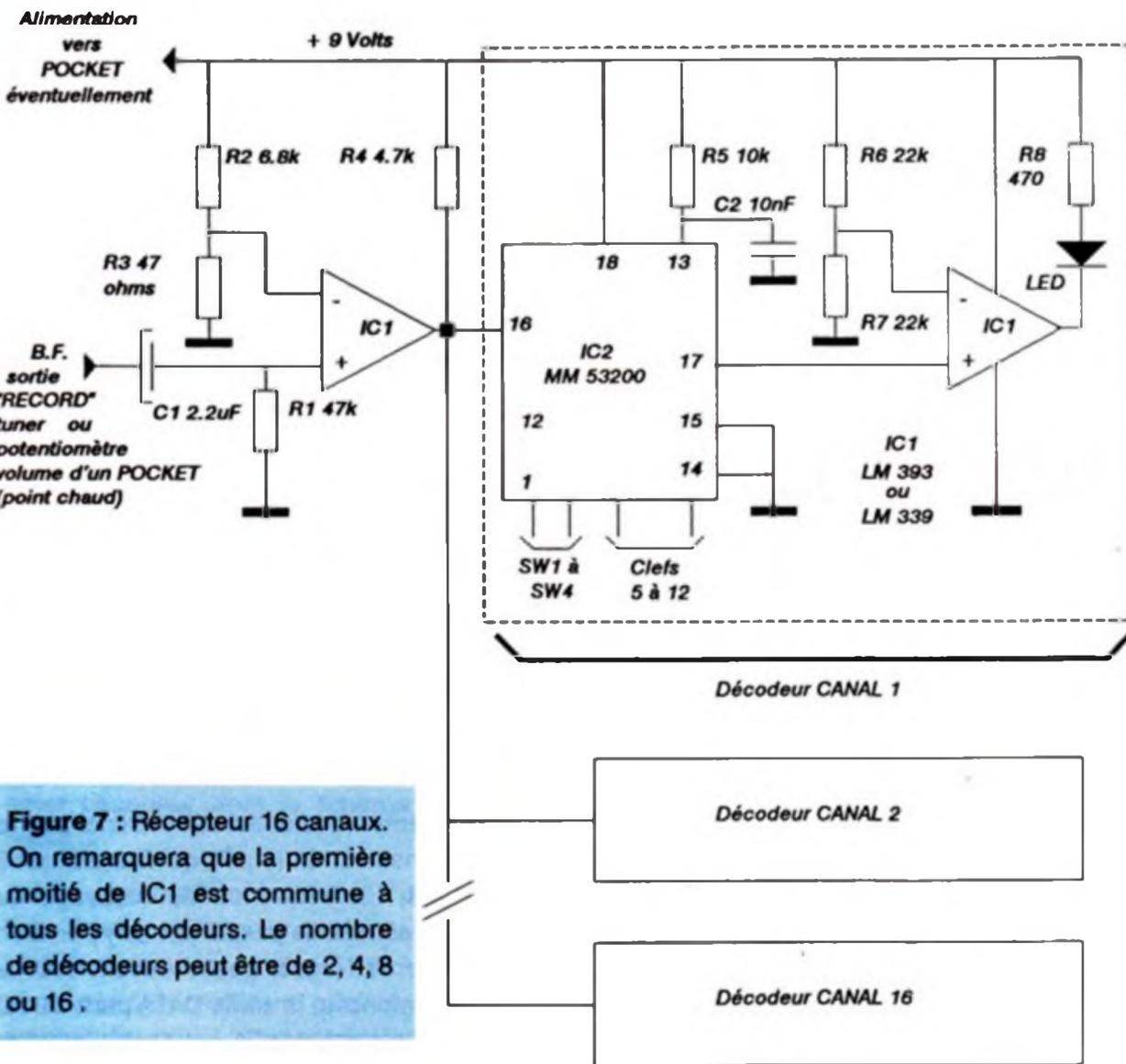


Figure 7 : Récepteur 16 canaux. On remarquera que la première moitié de IC1 est commune à tous les décodeurs. Le nombre de décodeurs peut être de 2, 4, 8 ou 16.

A noter que vu l'accroissement du nombre de portes comparateurs, on pourra utiliser des LM 339 qui en contiennent quatre par boîtier.

## REGLAGES ET FONCTIONNEMENT

La procédure de réglage de l'émetteur F. M. est la même que pour la télécommande monocal. Aucun autre réglage n'est utile sinon évidemment que la sélection des DIL pour personnaliser chaque décodeur.

Comme pour la télécommande monocal les sorties des décodeurs en collecteur ouvert vous laissent toutes les possibilités d'adaptation.

Le tableau ci-dessous permet de trouver les positions des DIL des pattes 1 à 4 en fonction de la touche sollicitée sur l'émetteur.

J. TAILLIEZ

Touche enfoncée	T1 Y1X1	T2 Y1X2	T3 Y1X3	T4 Y1X4	T5 Y2X1	T6 Y2X2	T7 Y2X3	T8 Y2X4	T9 Y3X1	T10 Y3X2	T11 Y3X3	T12 Y3X4	T13 Y4X1	T14 Y4X2	T15 Y4X3	T16 Y4X4
SW1	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF								
SW2	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
SW3	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
SW4	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF							

## Application de l'émetteur F.M.

# EMETTEUR F.M. POUR LE SON T.V.

Pouvoir écouter la télévision sans ennuyer l'entourage, à l'aide d'un récepteur F. M. miniature et son casque au lieu d'utiliser un casque avec 10 mètres de câble est une solution intéressante.

C'est cette dernière application de l'émetteur F. M. câblé sur la prise PERITEL que nous allons voir maintenant.

### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Les chaînes haute-fidélité ne sont équipées dans la majorité des cas que d'une seule entrée audio AUXILIAIRE... Cette entrée est de plus en plus fréquemment "squattée" par un périphérique récent : le COMPACT DISC. Donc pas d'autre solution que de brancher et débrancher à chaque fois les RCA ou DIN du compact pour mettre la T. V. et ainsi de suite.

Ces accès à l'arrière d'appareils, bien souvent encastrés et ajustés avec soin, ne sont alors faisables que par une élite adroite et en excellente forme physique ! D'autre part, cette chaîne n'est pas forcément à proximité du téléviseur : dans ce cas il faut tirer sur une distance importante un double fil blindé avec tout ce que cela suppose comme perte de qualité, ronflements, etc... (sans compter les éventuels trous dans les murs !). Enfin, pouvoir écouter la télévision sans ennuyer l'entourage, à l'aide d'un récepteur F. M. miniature et son casque au lieu d'utiliser un casque avec 10 mètres de câble est une solution intéressante.

C'est cette dernière application de l'émetteur F. M. câblé sur la prise PERITEL que nous allons voir maintenant.

### UN EMETTEUR F. M. INTELLIGENT

A l'aide de très peu de composants externes, les fonctions suivantes seront réalisées :

- Mise sous tension automatique du montage dès que le téléviseur est mis sous tension.
- Sélection automatique du son "sortant" de la prise PERITEL si le téléviseur fonctionne en "solo" ou du son "entrant" dans la PERITEL et issu d'un périphérique extérieur (par exemple magnétoscope ou décodeur divers) si celui ci est en fonctionnement.

### PERITEL : L'HISTORIQUE

La prise SCART ou PERITEL existe depuis 1981. Au début de son existence et en fonction des marques d'appareils, toutes ces prises ne fonctionnaient pas toujours suivant une même logique.

Normalement, le téléviseur doit fonctionner comme un amplificateur B. F. Je m'explique : dans un amplificateur on trouve dans l'ordre : le préamplificateur, une sortie enregistrement pour magnétophone, le retour lecture du magnétophone, les contrôles (tonalité, volume) et l'amplificateur de puissance. Un interrupteur, dénommé "monitoring",

permet de relier la sortie enregistrement et l'entrée lecture ou au contraire de couper cet ensemble de traitement audio entre ces deux prises. Cette fonction "monitoring" permet avec un magnétophone trois têtes, d'enregistrer le signal sortant du préamplificateur, tandis que la tête de lecture restitue le signal qui vient d'être enregistré et attaque les contrôles de tonalité et l'amplificateur final de la chaîne. Le contrôle de l'enregistrement se fait alors en temps réel et peut être comparé à l'original en commutant cette touche monitoring.

Il doit en être de même, en théorie sur un téléviseur. Les tuners et la moyenne fréquence correspondent au préampli cité plus haut, la tension de commutation lente, broche 8 de la PERITEL, étant l'équivalent de la touche monitoring et enfin le traitement vidéo et le tube cathodique s'identifiant à l'ampli final. Cela veut dire, encore une fois en théorie, que le téléviseur doit également pouvoir faire du monitoring : concrètement, que les signaux vidéo et audio issus de l'ensemble TUNER / F. I. doivent toujours être présents sur la broche 19 pour la vidéo ainsi que sur 1 et 3 pour l'audio si une tension de commutation est appliquée à la broche 8.

Rassurez-vous, pratiquement tous les appareils présents sur le marché actuellement suivent cette logique.



## SCHEMA DE DETAIL

Le schéma de ce sélecteur et émetteur complet est en figure 9.

Le montage vient se greffer sur un cordon ou un boîtier PERITEL male / femelle afin de ne pas occuper exclusivement cette prise.

Le signal vidéo du téléviseur, disponible sur la broche 19 est redressé et filtré par D1 - C3 et vient commander la base de T2 qui fait conduire à son tour T1. Cet ensemble constitue le système de mise sous tension automatique du montage. Dans le cas de téléviseurs plus anciens qui n'accompliraient pas la fonction monitoring vue précédemment : signal vidéo absent lorsque la commutation lente est activée, c'est la résistance R7 qui assure alors la saturation de T2 et donc l'alimentation de l'ensemble d'émission.

Le circuit intégré IC1, MOS 4053, est un commutateur analogique contenant trois inverseurs indépendants. Un seul de ces

commutateurs est utilisé dans notre cas. Les autres seront reliés à la masse pour éviter tout fonctionnement erratique. C'est la commutation lente également qui va commander notre commutateur IC1 et décider de la source audio qu'il faut sélectionner. Cette tension de commutation lente est de 0 ou 12 volts. Elle est divisée par R5 et R6 afin de commander IC1 par 0 ou 8 volts.

Si la tension de commutation est à 0, c'est la broche 5 qui est reliée à la broche 4 de sortie et le son sélectionné est celui du téléviseur : broches 1 et 3 de la PERITEL. En mono on utilise uniquement la broche 3.

Si la tension de commutation est à 12 volts, c'est la broche 3 de IC1 qui est reliée à la broche 4 et le son sélectionné est celui qui vient du périphérique extérieur entrant dans la PERITEL en 2 et 6. Pareillement, en mono on utilisera uniquement la broche 6.

Ces signaux B. F. sont isolés en continu par C1 et C2 et amenés à une tension

moyenne de 4.5 volts pour un fonctionnement de IC1. Ces polarisations sont faites par R1 à R4. Le canal sélectionné tombe à 3 volts de polarisation, par la résistance du potentiomètre P1 de réglage d'excursion inclus dans l'émetteur F. M. . Au moment de la mise au point, la mesure de cette tension permettra de savoir quel est le canal sélectionné.

L'alimentation peut se faire par une pile 9 volts ou par une alimentation stabilisée externe. La self L1 (VK 200) est une self d'arrêt qui évite tout retour de H. F. vers l'alimentation et les commutations.

La mise au point finale est celle habituelle : canal F. M. libre et réglage excursion par P1. Les courants prélevés par le montage sur la vidéo et l'audio sont négligeables et ne viennent pas perturber le fonctionnement de la PERITEL.

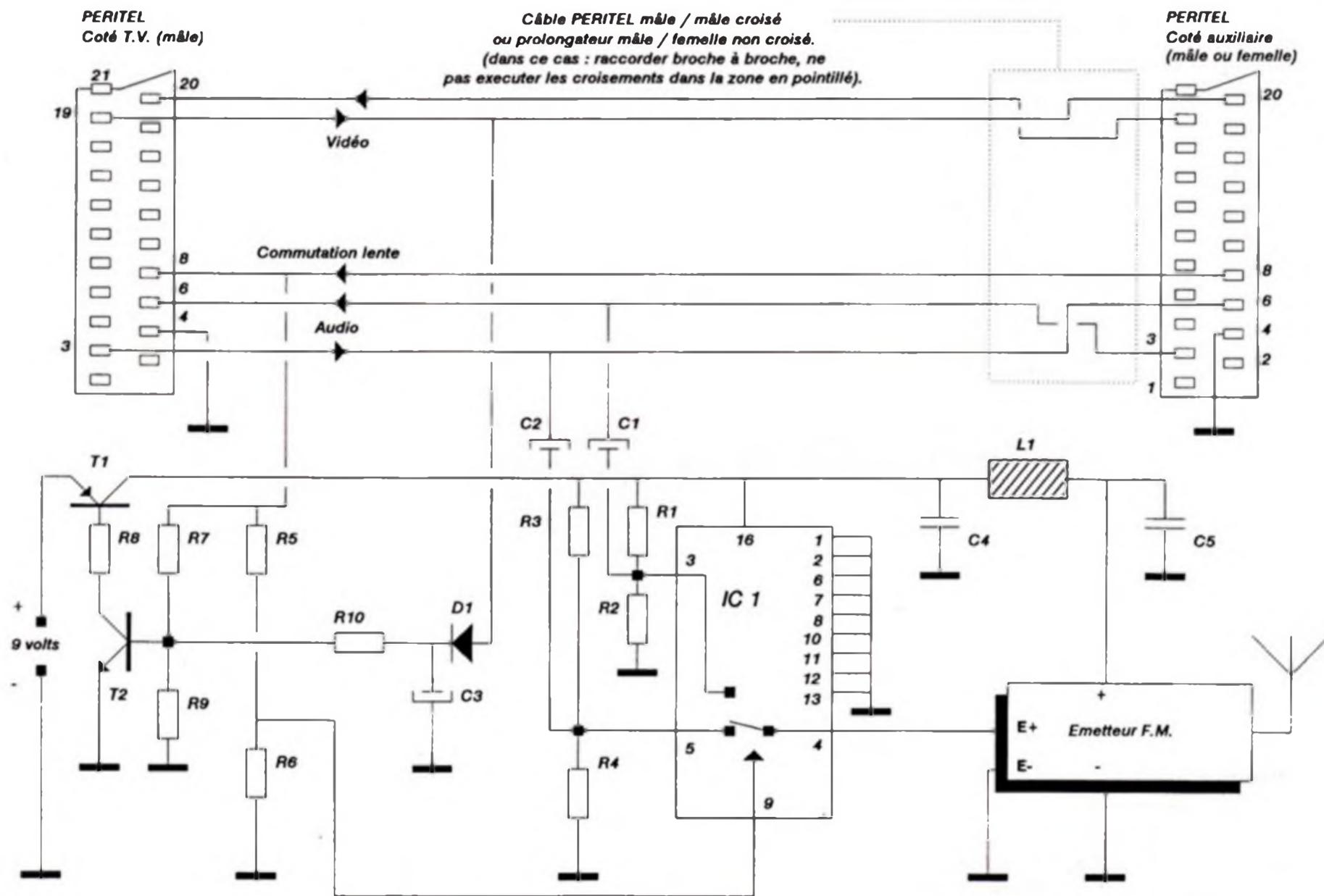


Figure 9 : L'émetteur vient se greffer sur un câble ou un boîtier PERITEL/PERITEL. S'il n'y a pas d'appareil auxiliaire à connecter, la PERITEL de droite peut ne pas être montée. On connectera simplement l'émetteur sur une PERITEL mâle.

### Liste des composants :

R1 à R4	47 K $\Omega$	R8	33 K $\Omega$	C1-C2	2.2 $\mu$ F	Chimique	IC1 MOS 4053
R5	22 K $\Omega$	R9	100 K $\Omega$	C3	1 $\mu$ F	Chimique	T1 BC 557 B
R6	47 K $\Omega$	R10	10 K $\Omega$	C4-C5	0.1 $\mu$ F	Céramique	T2 BC 547 B
R7	100 K $\Omega$	L1	VK200	D1	OA 95		

J. TAILLIEZ

# MC68705P3 : UNITE MICRO-CONTROLEUR 8 BIT AVEC EPROM

L'unité micro-contrôleur (MCU) MC68705P3 est une version à EPROM de la famille des micro-contrôleurs intégrés faible coût M6805. L'EPROM programmable par l'utilisateur permet la modification des programmes et les applications en faible quantité en comparaison aux versions programmables par masque en usine. La version EPROM réduit également les coûts de développement et les temps de mise au point des prototypes pour les versions masquées en ROM. Ce micro-contrôleur 8 bit contient une CPU, une horloge intégrée, une EPROM, une ROM d'initialisation EPROM, de la RAM, des entrées/sorties et un TIMER.

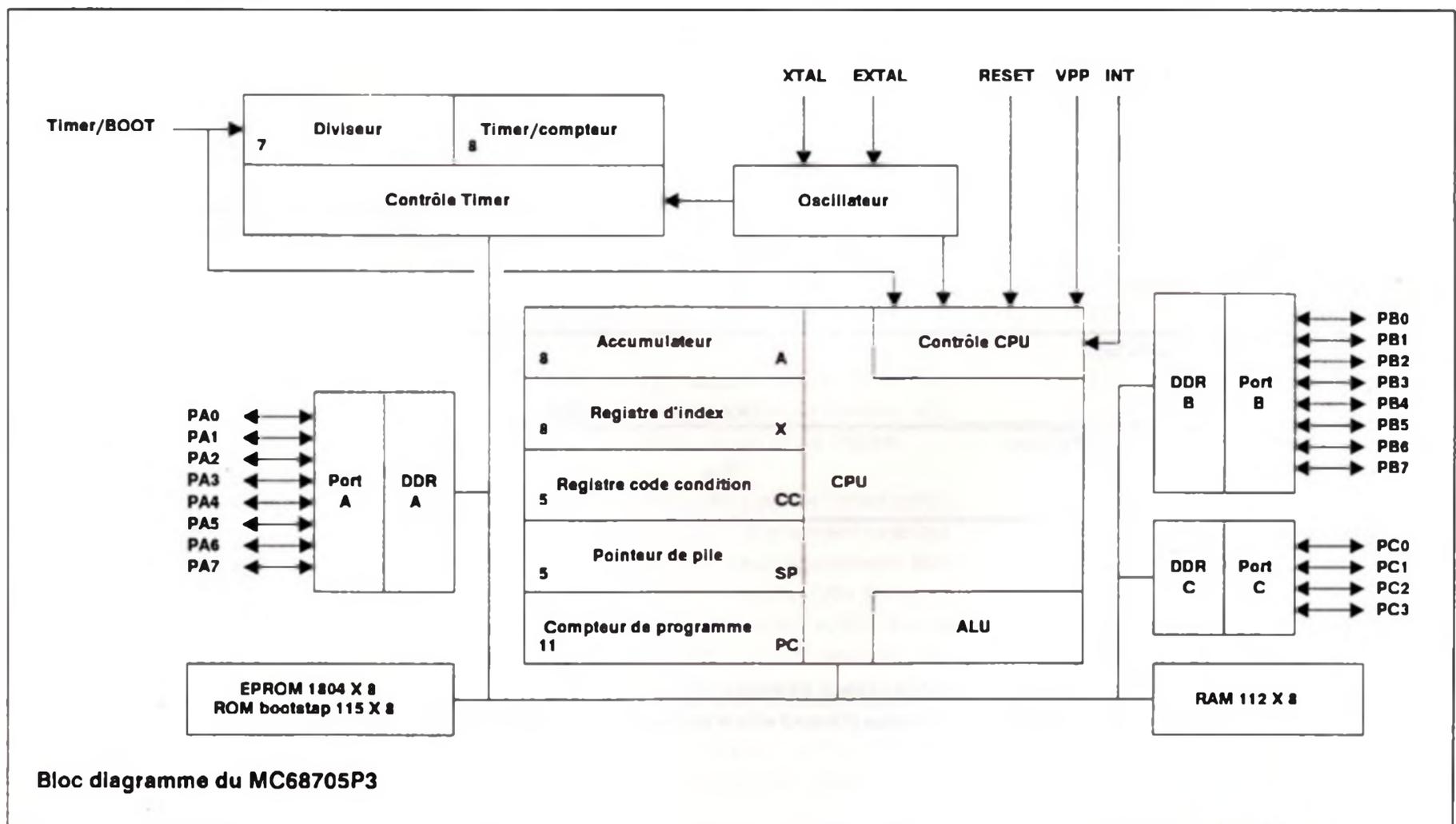
Grâce à ces caractéristiques, le MC68705P3 offre à l'utilisateur un moyen économique d'insérer une MCU de la famille M6805 dans son système, soit sous forme de prototype d'évaluation, soit comme élément de production réduite.

## CARACTERISTIQUES MATERIELLES

- Architecture 8 bit
- 112 octets de RAM
- Entrées/sorties placées en mémoire
- 1804 octets d'EPROM utilisateur
- Timer interne de 8 bits avec diviseur de 7 bit
- Diviseur programmables
- Modes d'entrée timer programmable
- Interruptions vectorisées: Externes, timer et logiciel
- Entrée  $\overline{\text{INT}}$  avec détection de passage par zéro
- Générateur d'horloge intégré
- Reset général
- Emule le MC6805P2 et MC6805P4
- Programme de chargement EPROM en ROM

## CARACTERISTIQUES LOGICIELLES

- Similaire à la famille M6800
- Ensemble d'instructions sur octets efficaces
- Facile à programmer
- Manipulation sur bit
- Instructions de test et de branchement sur bit
- Manipulation d'interruptions
- Registre d'index
- Adressage indexé sur table performant
- Ensemble complet de branchements conditionnels
- Mémoire utilisable comme registres et drapeaux
- Instruction de modification mémoire en un seul cycle
- 10 modes d'adressage performants
- Tous les modes d'adressage valides sur EPROM, RAM et E/S



## CONSIDERATIONS ELECTRIQUES

Ce composant contient un dispositif qui protège les entrées contre les dommages provoqués par l'électricité statique ou les champs électriques. Cependant il est conseillé de prendre des précautions pour éviter d'appliquer des tensions supérieures aux valeurs maximales admissibles sur ce composant haute impédance. Pour une utilisation saine, il est recommandé de contenir les tensions d'entrée dans la fourchette  $V_{SS}$ - $V_{CC}$ . Le bon déroulement des opérations est assuré si les entrées non utilisées sont reliées au niveau de tension logique approprié (Soit  $V_{SS}$  ou  $V_{CC}$ ).

### VALEURS MAXIMALES

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Tension d'alimentation	$V_{CC}$	-0,3 à +7,0	V
Tension d'entrée			
Tension de programmation EPROM	$V_{PP}$	-0,3 à +22,0	V
Patte TIMER/BOOT			
Mode normal	$V_{IN}$	-0,3 à +7,0	V
Mode initialisation	$V_{BOOT}$	-0,3 à +15,0	V
Autres	$V_{IN}$	-0,3 à +7,0	V
Gamme de température d'utilisation	$T_A$	0 à +50	°C
Gamme de température de stockage	$T_{STG}$	-55 à +150	°C
Température de jonction	$T_J$	+150	°C

### CARACTERISTIQUES THERMIQUES

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Résistance thermique boîtier céramique	$\theta_{JA}$	50	°C/W

### CARACTERISTIQUES DE COMMUTATION ( $V_{CC} = +5,25 \text{ Vdc} \pm 0,5 \text{ Vdc}$ , $V_{SS} = \text{GND}$ , $T_A = 0^\circ \text{ à } 50^\circ$ )

Caractéristique	symbole	Min	Typ	Max	Unité
Fréquence oscillateur	$f_{OSC}$	0,4	-	4,2	MHz
Durée cycle d'instruction ( $4/f_{OSC}$ )	$t_{CYC}$	0,950	-	10	$\mu\text{S}$
Largeur impulsion INT, TIMER	$t_{WL}, t_{WH}$	$t_{CYC} + 250$	-	-	nS
Largeur impulsion Reset	$t_{RWL}$	$t_{CYC} + 250$	-	-	nS
Durée du Reset (Condensateur externe = 1,0 $\mu\text{F}$ )	$t_{RHL}$	100	-	-	mS
Fréquence INT détection de passage par zéro	$f_{INT}$	0,03	-	1,0	kHz
Rapport cyclique horloge externe (EXTAL)	-	40	50	60	%

### CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES CONTINUES ( $V_{CC} = +5,25 \text{ Vdc} \pm 0,5 \text{ Vdc}$ , $V_{SS} = \text{GND}$ , $T_A = 0^\circ \text{ à } 50^\circ$ )

Caractéristique	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
Tension d'entrée niveau haut					
RESET ( $4,75 < V_{CC} < 5,75$ )		4,0	-	$V_{CC}$	V
RESET ( $V_{CC} < 4,75$ )		$V_{CC}-0,5$	-	$V_{CC}$	V
INT ( $4,75 < V_{CC} < 5,75$ )	$V_{IH}$	4,0	*	$V_{CC}$	V
INT ( $V_{CC} < 4,75$ )		$V_{CC}-0,5$	*	$V_{CC}$	V
Autres		2,0	-	$V_{CC}$	V
Tension d'entrée niveau haut (Patte TIMER/BOOT)					
Mode timer	$V_{IH}$	2,0	-	$V_{CC}$	V
Mode programmation		9,0	12,0	15,0	V
Tension d'entrée niveau bas					
RESET		-0,3	-	0,8	V
INT	$V_{IL}$	-0,3	*	1,5	V
Autres		-0,3	-	0,8	V
Puissance interne dissipable (Ports non chargés, $V_{CC} = 5,25 \text{ V}$ )	$P_{INT}$	-	500	TBD	mW
Capacité d'entrée					
EXTAL (à $f_{OSC} = 4 \text{ MHz}$ )	$C_{IN}$	-	25	-	pF
Autres		-	10	-	pF
Tension d'hystérésis du RESET					
Libération du RESET	$V_{RES+}$	2,1	-	4,0	V
Activation du RESET	$V_{RES-}$	0,8	-	2,0	V
Tension de programmation (Patte $V_{PP}$ )					
Programmation EPROM	$V_{PP}$	20,0	21,0	22,0	V
Mode normal		4,0	$V_{CC}$	5,75	V
Courant d'entrée					
Timer ( $V_{IN} = 0,4 \text{ V}$ )		-	-	20	$\mu\text{A}$
INT ( $V_{IN} = 0,4 \text{ V}$ )		-	20	50	$\mu\text{A}$
EXTAL ( $V_{IN} = 2,4 \text{ V à } V_{CC}$ option quartz)	$I_{IN}$	-	-	10	$\mu\text{A}$
EXTAL ( $V_{IN} = 0,4 \text{ V}$ option quartz)		-	-	-1600	$\mu\text{A}$
RESET ( $V_{IN} = 0,8 \text{ V}$ ) (Courant de charge condensateur externe)		-4,0	-	-50	$\mu\text{A}$

\* En raison de la polarisation interne, cette entrée (Quand elle n'est pas utilisée) est flottante à environ 2 V.

**CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DE PROGRAMMATION ( $V_{CC} = +5,25 \text{ Vdc} \pm 0,5 \text{ Vdc}$ ,  $V_{SS} = \text{GND}$ ,  $T_A = 0^\circ \text{ à } 50^\circ$ )**

Caractéristique	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
Tension de programmation	$V_{PP}$	20,0	21,0	22,0	V
Courant d'alimentation VPP					
$V_{PP} = 5,25 \text{ V}$	$I_{PP}$	-	-	8	mA
$V_{PP} = 21,0 \text{ V}$				30	
Fréquence oscillateur	$f_{OSCP}$	0,9	1,0	1,1	MHz
Tension mode programmation (Timer/Boot) $I_{IN} = 100 \mu\text{A}$ Max	$V_{IHTP}$	9,0	12,0	15,0	V

**CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES PORTS ( $V_{CC} = +5,25 \text{ Vdc} \pm 0,5 \text{ Vdc}$ ,  $V_{SS} = \text{GND}$ ,  $T_A = 0^\circ \text{ à } 50^\circ$ )**

Caractéristique	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
<b>Port A</b>					
Tension de sortie état bas, $I_{LOAD} = 1,6 \text{ mA}$	$V_{OL}$	-	-	0,4	V
Tension de sortie état haut, $I_{LOAD} = -100 \mu\text{A}$	$V_{OH}$	2,4	-	-	V
Tension de sortie état haut, $I_{LOAD} = -10 \mu\text{A}$	$V_{OH}$	3,5	-	-	V
Tension d'entrée état haut, $I_{LOAD} = -300 \mu\text{A}$ (Max)	$V_{IH}$	2,0	-	$V_{CC}$	V
Tension d'entrée état bas, $I_{LOAD} = -500 \mu\text{A}$ (Max)	$V_{IL}$	-0,3	-	0,8	V
Courant d'entrée état haute impédance ( $V_{IN} = 2\text{V à } V_{CC}$ )	$I_{IH}$	-	-	-300	$\mu\text{A}$
Courant d'entrée état haute impédance ( $V_{IN} = 0,4 \text{ V}$ )	$I_{IL}$	-	-	-500	$\mu\text{A}$
<b>Port B</b>					
Tension de sortie état bas, $I_{LOAD} = 3,2 \text{ mA}$	$V_{OL}$	-	-	0,4	V
Tension de sortie état bas, $I_{LOAD} = 10 \text{ mA}$	$V_{OL}$	-	-	1,0	V
Tension de sortie état haut, $I_{LOAD} = -200 \mu\text{A}$	$V_{OH}$	2,4	-	-	V
Courant de commande darlington (Source), $V_O = 1,5\text{V}$	$I_{OH}$	-1,0	-	-10	mA
Tension d'entrée état haut	$V_{IH}$	2,0	-	$V_{CC}$	V
Tension d'entrée état bas	$V_{IL}$	-0,3	-	0,8	V
Courant d'entrée état haute impédance	$I_{TSI}$	-	2	20	$\mu\text{A}$
<b>Port C</b>					
Tension de sortie état bas, $I_{LOAD} = 1,6 \text{ mA}$	$V_{OL}$	-	-	0,4	V
Tension de sortie état haut, $I_{LOAD} = -100 \mu\text{A}$	$V_{OH}$	2,4	-	-	V
Tension d'entrée état haut	$V_{IH}$	2,0	-	$V_{CC}$	V
Tension d'entrée état bas	$V_{IL}$	-0,3	-	0,8	V
Courant d'entrée état haute impédance	$I_{TSI}$	-	2	20	$\mu\text{A}$

## CONSIDERATIONS THERMIQUES

La température moyenne de la jonction,  $T_J$ , en  $^\circ\text{C}$  peut être obtenue par la relation:

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}) \quad (1)$$

avec

$T_A$  = Température ambiante en  $^\circ\text{C}$

$\theta_{JA}$  = Résistance thermique du boîtier (jonction - air) en  $^\circ\text{C/W}$

$P_D = P_{INT} + P_{PORT}$

$P_{INT} = I_{CC} \cdot V_{CC}$  en W

$P_{PORT}$  = Puissance des périphériques (Fonction de l'utilisation)

Dans la majorité des applications,  $P_{PORT} \ll P_{INT}$  et peut être négligée.  $P_{PORT}$  n'est plus négligeable si le système est configuré pour piloter des bases de darlington ou activer des led.

Une relation approximative entre  $P_D$  et  $T_J$  (Si  $P_{PORT}$  est négligé) est la suivante:

$$P_D = K / (T_J + 273^\circ\text{C}) \quad (2)$$

La résolution des équations (1) et (2) pour K nous donne:

$$K = P_D \cdot (T_A + 273^\circ\text{C}) + \theta_{JA} \cdot P_D^2 \quad (3)$$

où K est une constante propre à chaque cas. K peut être déterminée par l'équation (3) en mesurant  $P_D$  (à l'équilibre) pour une valeur connue de  $T_A$ . En utilisant cette valeur de K, les valeurs de  $P_D$  et de  $T_J$  peuvent être obtenues en résolvant les équations (1) et (2) itérativement pour toutes les valeurs de  $T_A$ .

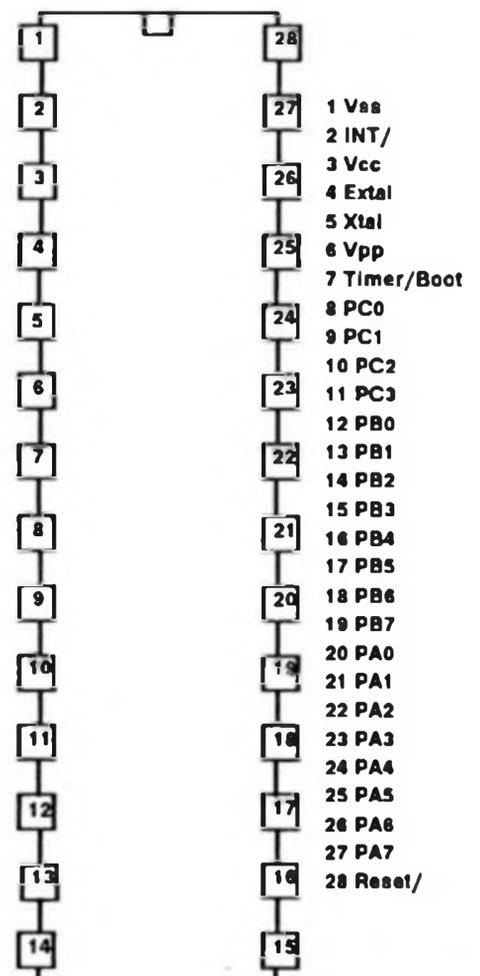
## CONSIDERATIONS MATERIELLES

### DESCRIPTION DES SIGNAUX

**$V_{CC}$  et  $V_{SS}$**  - L'alimentation de la MCU s'opère par l'intermédiaire de 2 pattes.  $V_{CC}$  est l'alimentation et  $V_{SS}$  est la masse.

**INT** - Cette patte autorise l'interruption du processeur par un événement extérieur asynchrone. Elle peut également être utilisée comme une entrée tirée à  $V_{CC}$  en utilisant les instructions BIL et BIH. Voir la rubrique "INTERRUPTIONS" pour de plus amples informations.

**XTAL et EXTAL** - Ces pattes fournissent les connexions pour le circuit



oscillateur intégré. Un quartz, une résistance ou un signal externe, fonction du bit CLK (Voir la rubrique "OPTIONS DE MASQUE"), est câblé à ces pattes pour fournir la source du système d'horloge. La longueur des pistes et les capacités

parasites sur ces deux pattes doivent être minimisées. Se référer à la rubrique "OPTIONS DU GENERATEUR D'HORLOGE INTERNE" pour des recommandations complémentaires sur ces pattes.

**TIMER/BOOT** - Cette patte est utilisée comme une entrée extérieure pour contrôler le circuit de commande du timer interne. Cette patte détecte également un niveau de tension élevé utilisé pour lancer le programme BOOTSTRAP (Voir section "PROGRAMMATION"). Se référer à la rubrique "TIMER" pour des informations additionnelles.

**RESET** - Cette patte comporte une entrée à trigger de Schmitt et une résistance de PULL UP intégrée. La MCU peut être réinitialisée en appliquant un état bas sur cette patte. Voir la section "RESET" pour des informations complémentaires.

**Vpp** - Cette patte est utilisée lors de la programmation de l'EPROM. En appliquant la tension de programmation sur cette patte, une des conditions nécessaires est présente pour la programmation. En mode normal, cette patte est reliée à Vcc. Voir section "PROGRAMMATION".

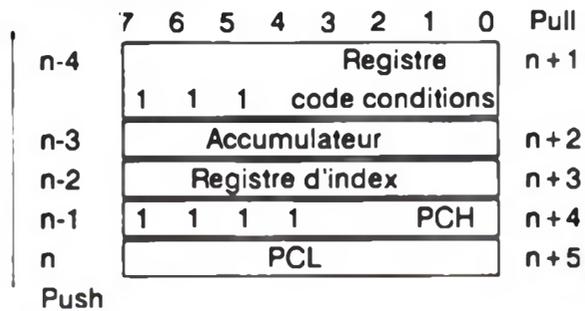
**LIGNES D'ENTREE/SORTIE (PA0-PA7, PB0-PB7, PC0-PC3)** - Ces 20 pattes se décomposent en 2 ports de 8 bit (A et B) et un port de 4 bit (C). Toutes ces lignes sont programmables aussi bien en entrée qu'en sortie, par contrôle logiciel des registres DDR. Voir section "ENTREE/SORTIE" pour de plus amples informations

## LA MEMOIRE

Comme montré sur la figure ci contre, la MCU est capable d'adresser 2048 octets de mémoire et de registres d'entrée/sortie avec son compteur de programme. Le MC68705P3 peut en utiliser 2041. Elle se décompose de la manière suivante: 1804 octets d'EPROM, 115 octets de ROM BOOTSTRAP, 112 octets de RAM utilisateur, un registre option de masque en EPROM (MOR), un registre de contrôle programme (PCR), et 8 octets d'entrée/sortie. L'EPROM utilisateur se décompose en 2 zones. La zone principale est la mémoire comprise entre \$80 et \$783. La seconde est réservée pour les 8 vecteurs d'interruption situés en \$7F8 et \$7FF. La MCU utilise 9 des 16 adresses mémoire basse pour la gestion programme, les entrée/sorties, les registres DDR et le timer. Le registre MOR à l'adresse \$784 complète le total. Les 112 octets de RAM renferment les 31 octets de pile.

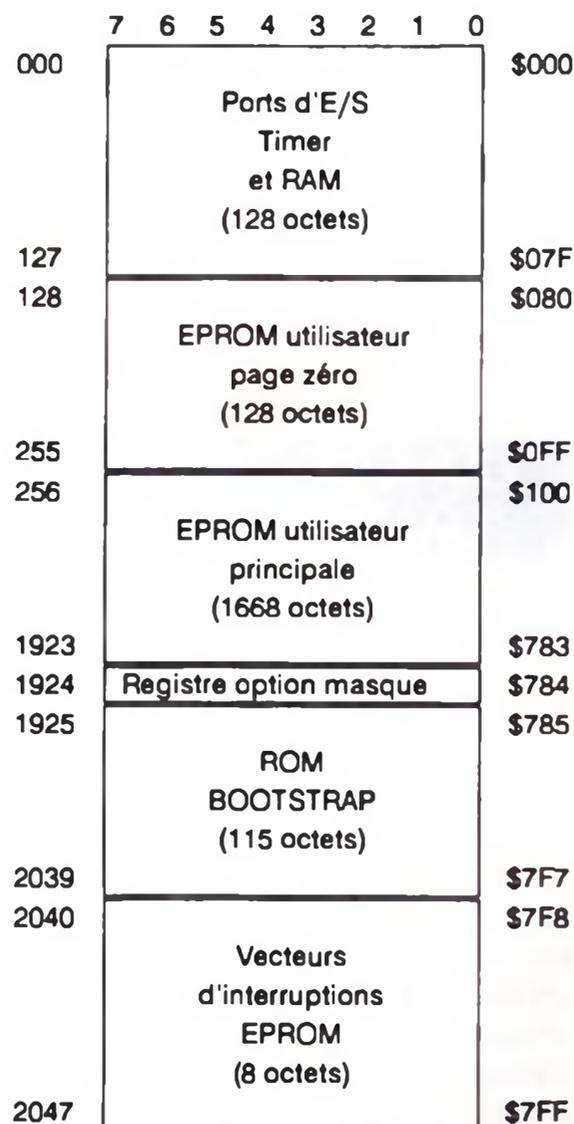
La zone de pile est utilisée pendant les processus d'interruption et les appels de

sous-programmes pour sauver l'état du processeur. Le contenu des registres est poussé dans la pile dans l'ordre montré ci dessous. Comme le pointeur de pile se décrémente durant l'empilage, l'octet de poids faible du compteur de programme (PCL) est le premier à être empilé. Il est suivi par le registre de poids fort (PCH) qui ne comporte que 3 bit. Cela garantit la parfaite restitution du compteur de programme lors du retour. L'appel à un sous programme se limite à la sauvegarde du pointeur de programme (PCL, PCH); les autres registres de la MCU ne sont pas sauvegardés.



## L'UNITE CENTRALE

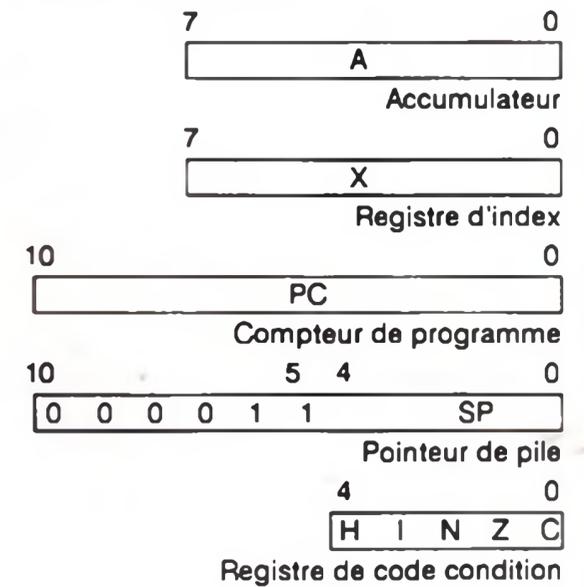
La CPU de la famille M6805 est implémentée indépendamment de la configuration d'entrée/sortie et de la mémoire. Par conséquent, elle peut être considérée comme un processeur central indépendant communiquant avec la mémoire et les entrées/sorties via des bus



d'adresse, de données et de contrôle internes.

## LES REGISTRES

Les unités centrales de la famille M6805 ont 5 registres utilisables par le programmeur. Ils sont détaillés dans les paragraphes suivants.

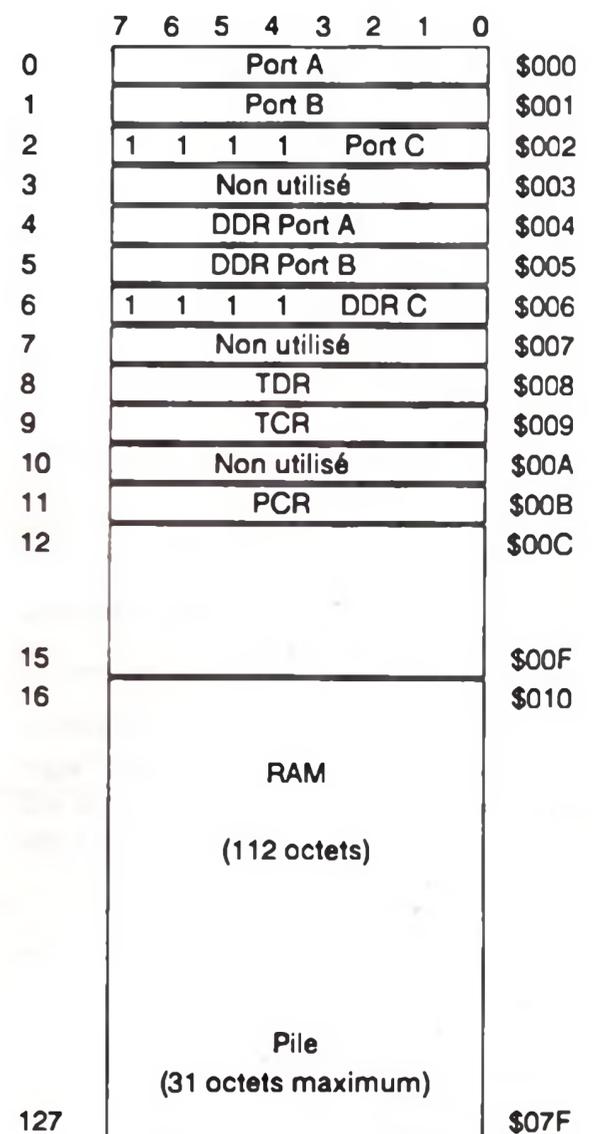


### ACCUMULATEUR (A)

L'accumulateur est un registre de 8 bit d'usage général utilisé pour contenir les opérandes et les résultats des calculs arithmétiques ou les manipulations de données.

### REGISTRE D'INDEX (X)

Le registre d'index est un registre de 8 bit



utilisé pour les modes d'adressage indexé. Il contient une valeur de 8 bit qui peut être ajoutée à la valeur d'une instruction pour créer un adresse effective. Le registre d'index peut aussi être utilisé pour les manipulations de données utilisant des instructions de type lecture/modification/écriture. Le registre d'index peut également servir de zone de sauvegarde temporaire.

### COMPTEUR DE PROGRAMME (PC)

Le compteur de programme est un registre de 11 bit qui contient l'adresse de l'instruction suivante qui doit être exécutée.

### POINTEUR DE PILE (SP)

Le pointeur de pile est un registre de 11 bit qui contient l'adresse suivante libre de la pile. Durant une phase de RESET ou une instruction RSP (Reset Stack Pointeur), la pile est positionnée à l'adresse \$07F. Le pointeur de pile est décrémenté à chaque valeur poussée dans celle-ci et est incrémenté à chaque valeur retirée. Les 6 bit de poids fort du pointeur de pile contiennent en permanence la valeur 000011. Les sous-programmes et les interruptions ne doivent pas atteindre l'adresse \$061 (31 octets maximum), ce qui permet au programmeur de disposer de 15 niveaux d'appel de sous-programmes (Moins si les interruptions sont validées).

### REGISTRE CODE CONDITIONS (CC)

Le registre de code condition est un

registre de 5 bit parmi lesquels 4 sont utilisés pour indiquer le résultat de l'instruction qui vient d'être exécutée. Ces bit peuvent être testés individuellement par le programme et une action spécifique peut être déclenchée en fonction du résultat de leur état. Chacun de ces 5 bit sont expliqués ci après:

**Demi retenue (H)** - Positionnée pendant les instructions ADD et ADC, elle indique qu'une retenue a été produite entre les bit 3 et 4.

**Interruption (I)** - Quand ce bit est positionné, les interruptions timer et externe (INT) sont masquées (Devalidées). Si une interruption arrive alors que ce bit est positionné, elle est mémorisée et sera exécutée dès que le bit d'interruption sera remis à zéro.

**Négatif (N)** - Quand il est positionné à 1, ce bit indique que le résultat de la dernière manipulation arithmétique, logique ou de donnée est négatif (Bit 7 du résultat positionné à 1)

**Zéro (Z)** - Quand il est positionné à 1, ce bit indique que le résultat de la dernière manipulation arithmétique, logique ou de donnée est nul.

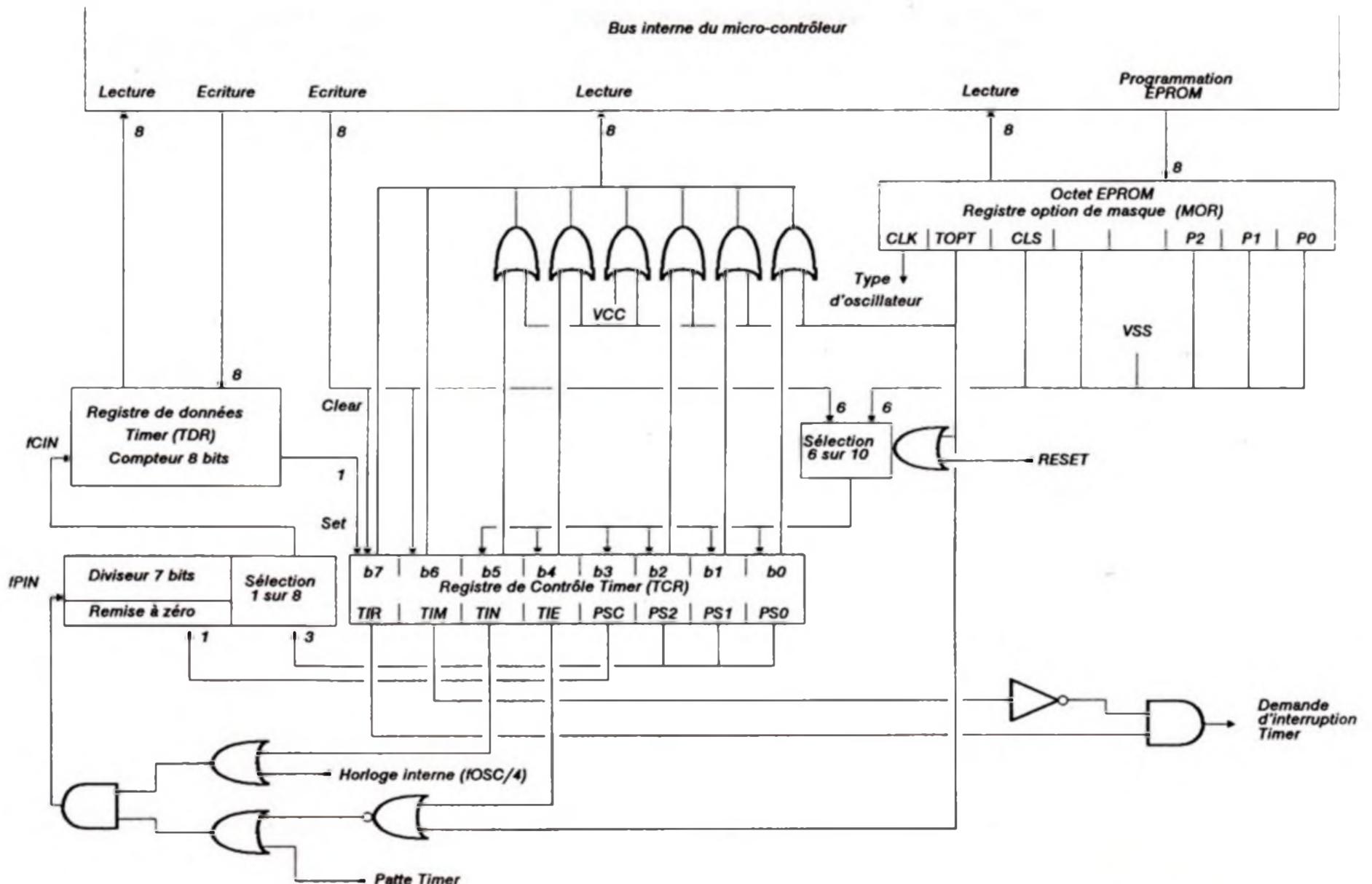
**Retenue/dépassement (C)** - Quand il est positionné à 1, ce bit indique qu'une retenue ou qu'un débordement s'est

produit lors de la dernière opération arithmétique sur l'unité arithmétique logique (ALU). Ce bit est également affecté des tests sur les bit, les opérations de branchement, les décalages et les rotations.

## TIMER

Le timer de la MCU MC68705P3 est composé d'un compteur programmable par logiciel de 8 bit qui est piloté par un diviseur de 7 bit à pas variable. Différentes sources d'horloge peuvent être sélectionnées en attaque du diviseur et du compteur. Les sélections du timer sont faites au travers du registre de contrôle Timer (TCR) et/ou du registre d'option de masquage (MOR). Le TCR contient également les bit de contrôle d'interruption. Les sections REGISTRE DE CONTROLE TIMER et OPTIONS DE MASQUAGE contiennent des informations complémentaires sur la commande du timer.

Le circuit timer de la MCU est présenté ci dessous. Le compteur de 8 bit peut être initialisé depuis le programme et est décrémenté jusqu'à zéro par l'entrée compteur  $f_{CIN}$  (Sortie du diviseur). Quand le compteur est épuisé, il positionne le bit 7 du registre TCR (TIR - Timer Interrupt Request). Le bit 6 de TCR (TIM - Timer Interrupt Mask) peut être positionné par logiciel pour dévalider la demande



d'interruption, ou effacé pour passer la demande d'interruption au processeur. Quand le bit I du registre condition est mis à zéro, le processeur reçoit l'interruption Timer. La CPU lui répond en sauvegardant son état actuel dans la pile. Elle charge le vecteur d'interruption timer situé à l'adresse \$FF8 et \$FF9 et exécute la routine d'interruption. Le processeur est dépendant du niveau de la ligne de demande d'interruption timer. Ainsi, si l'interruption est masquée, le bit TIR peut être remis à zéro par logiciel (BCLR) sans générer d'interruption. Le bit TIR doit être remis à zéro par la routine d'interruption timer afin de remettre à zéro le registre d'interruption timer.

Le compteur continue de se décrémenter jusqu'à 0 après être passé par \$FF. Le compteur peut être lu à n'importe quel moment par le processeur sans perturber le comptage. Cela permet à un programme de calculer la durée de temps écoulé depuis la dernière occurrence d'interruption timer.

L'horloge d'entrée du timer peut être une source extérieure (La décrémentation du compteur se produit à chaque front montant de la source) appliquée à la patte d'entrée TIMER ou le signal d'horloge interne  $\Phi 2$ . Quand le signal  $\Phi 2$  est utilisé comme source, il peut être combiné par logique à un signal appliqué à la patte timer. Cela permet à l'utilisateur de réaliser facilement des mesures de largeur d'impulsions. (Note: Quand le bit TOPT du registre MOR est positionné à 1 et que le bit CLS est positionné à 0, une entrée d'horloge  $\Phi 2$  non combinée est obtenue en reliant la patte Timer à  $V_{CC}$ ). La source d'entrée d'horloge est sélectionnée par les registres TCR ou MOR comme expliqué plus loin.

Une option de diviseur peut être appliquée à l'entrée d'horloge afin d'étendre les intervalles de temps. La division peut aller jusqu'à 128 coups d'horloge avant de décrémenter le compteur. L'option de division du registre MOR ou du registre TCR sélectionne un des 8 niveaux du diviseur binaire de 7 bit. Le huitième niveau déconnecte le diviseur. Pour éviter les erreurs de troncature, le diviseur est remis à zéro quand le bit 3 du registre TCR est écrit avec la valeur 1 en mode contrôle logiciel (TOPT = 0). Le bit 3 du registre TCR est toujours lu avec la valeur 0 pour garantir les opérations de lecture/modification/écriture (Instructions bit set et bit clear par exemple).

Au moment du reset, le diviseur et le compteur sont initialisés avec tous les bit à 1, le bit 7 du registre TCR (TIR bit) est mis à 0 et le bit 6 du registre TCR (TIR mask) est positionné à 1. Les bit 0 à 5 du registre

TCR sont initialisés avec la valeur contenue dans le registre MOR. Il sont accessibles par logiciel après le reset.

Le bloc diagramme de la figure 9 montre 2 configurations indépendantes du contrôle timer:

- Mode de contrôle logiciel via le registre TCR

- Mode contrôle par le registre MOR pour simuler la version MASK ROM.

Dans le mode de contrôle logiciel, tous les bit du registre TCR sont à lecture/écriture sauf le bit 3 qui est à écriture seule (Toujours lu comme un 0 logique). Dans le mode contrôle par le registre MOR, les bit 6 et 7 du registre TCR sont à lecture/écriture, le bit 3 est à écriture seule et les 5 autres bit non pas d'effets à l'écriture et sont lus avec la valeur 1. Les 2 configurations offrent à l'utilisateur la possibilité de sélectionner librement les options timer qui permettent de simuler les version MASK ROM MC6805P2 et MC6805P4. Dans les paragraphes suivants, se référer aux sections "OPTIONS DE MASQUAGE" et "REGISTRE DE CONTROLE TIMER".

Le bit 6 du registre MOR (TOPT) doit être programmé à 0 dans l'EPROM pour sélectionner le mode contrôle logiciel. Les bit 0 à 5 du registre TCR donnent au programme le contrôle direct du diviseur et les options de sélection d'entrée.

L'entrée du diviseur d'horloge ( $f_{PIN}$ ) peut être configuré pour trois modes d'opération différents ainsi qu'un mode de dévalidation. Cette configuration dépend de la valeur des bit 4 et 5 (TIE et TIN) du registre TCR.

Quand les bit TIE et TIN sont programmés à 0, l'entrée timer s'opère sur l'horloge interne  $F2$  et la patte d'entrée timer est dévalidée. Le mode d'horloge interne peut être utilisé pour la génération d'interruptions périodiques ainsi que comme référence pour la mesure de fréquence ou d'événements.

Quand TIE = 1 et TIN = 0, l'horloge interne et le signal de la patte d'entrée timer sont combinés suivant un ET logique pour créer le signal  $f_{PIN}$ . Ce mode peut être utilisé pour la mesure de largeur d'impulsions externes. La précision de la mesure dans ce mode est de plus ou moins un coup d'horloge.

Quand TIE = 0 et TIN = 1, aucun signal est appliqué au diviseur et le timer est dévalidé.

Quand TIE et TIN sont tous les deux à 1, le signal est l'horloge externe seule. Ce mode est utilisé pour compter des événements extérieurs ainsi que comme fréquence extérieure pour générer des interruptions périodiques.

Les bit 0, 1 et 2 du registre TCR sont contrôlés par logiciel pour choisir la sortie du diviseur appropriée. Le diviseur divise la fréquence  $f_{PIN}$  par 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 ou 128 pour fournir la fréquence  $f_{CIN}$  du compteur. Le processeur ne peut pas accéder directement dans le diviseur. Par conséquent, le diviseur est initialisé avec tous ses bit à 1 par une opération d'écriture d'un bit à 1 dans le bit 3 du registre TCR.

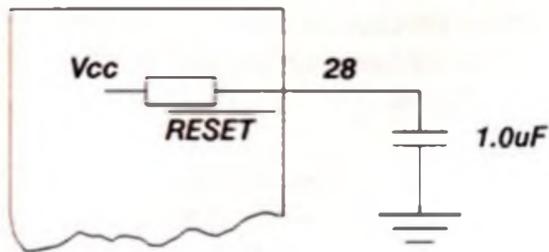
Le mode contrôle par le registre MOR est sélectionné quand le bit 6 (TOPT) du registre MOR est programmé à 1 pour simuler le diviseur programmable du MC6805P2 et MC6805P4. Les circuits timer sont les mêmes que ceux décrits précédemment et par conséquent le registre de contrôle timer (TCR) est configuré différemment.

Les niveaux logiques pour les fonctions des bit 0, 1, 2 et 5 du registre TCR sont figés au moment de la programmation de l'EPROM. Ils sont contrôlés par les bit correspondants du registre MOR (\$F38). La valeur programmée dans les bit 0, 1, 2 et 5 du registre, contrôle la valeur de division et la sélection d'horloge. Le bit 4 (TIE) est positionné à 1 dans le mode contrôlé par le registre MOR (Quand ils sont lus par logiciel, ces 5 bit du registre TCR sont toujours positionnés à 1). Comme dans la configuration programmable par logiciel, le bit 6 (TIM) et le bit 7 (TIR) du registre TCR sont contrôlés par le compteur et le logiciel comme décrit précédemment et dans la section REGISTRE CONTROLE TIMER. Le bit 3 du registre TCR, dans le mode contrôlé par le registre MOR, est toujours lu comme un état logique 0. L'écriture d'un 1 efface le diviseur. Le mode contrôlé par le registre MOR est défini pour simuler exactement les MC6805P2 et MC6805P4 qui possèdent uniquement les fonction TIM et TIR dans le registre TCR et qui ont les options de divisions figées dans le masque de fabrication.

## RESETS

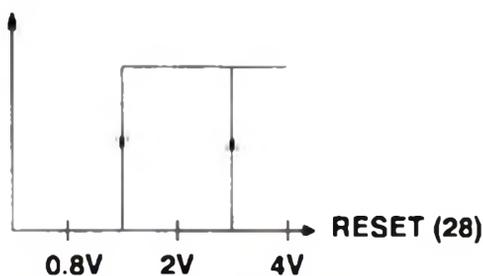
La MCU peut être réinitialisé de 2 manières: Par la mise sous tension initiale et par l'entrée reset externe. Dès la mise sous tension, un délai de  $t_{RHL}$  est nécessaire avant de permettre à l'entrée RESET de passer à l'état haut. Ce temps permet au générateur d'horloge intégré de se stabiliser. La connexion d'un condensateur sur l'entrée RESET fournit un délai suffisant.





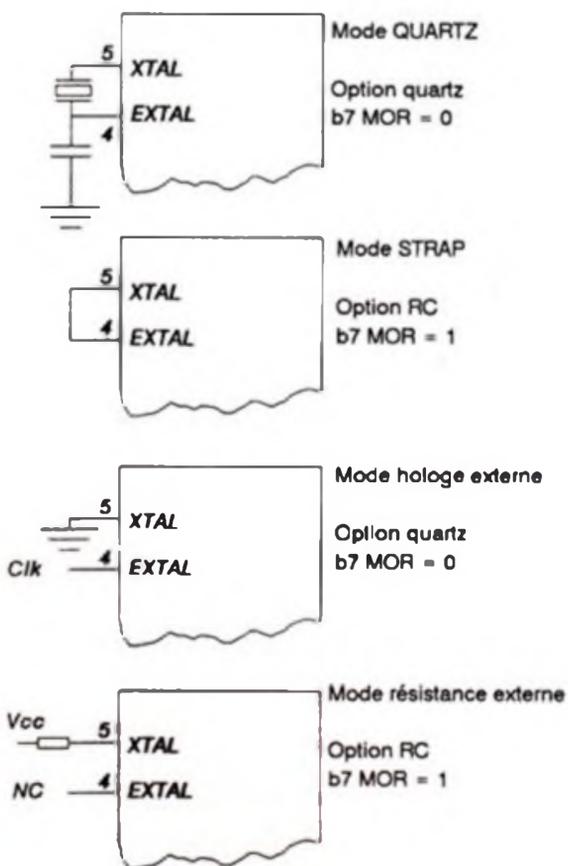
Le circuit interne connecté à la patte **RESET** consiste en 1 trigger de schmitt qui analyse le niveau logique de la ligne **RESET**. Le trigger de schmitt fournit une tension de reset interne quand il détecte un niveau logique 0 sur la patte **RESET**. Durant la mise sous tension, le trigger de schmitt bascule (Libère le reset) quand la tension de la patte **RESET** arrive à  $V_{RES+}$ . Quand la tension de la patte **RESET** descend à un état logique 0 pour une durée supérieure à un cycle  $t_{CYC}$ , le trigger de schmitt commute pour fournir une tension de reset interne. La tension de commutation se produit à  $V_{RES-}$ .

#### RESET interne

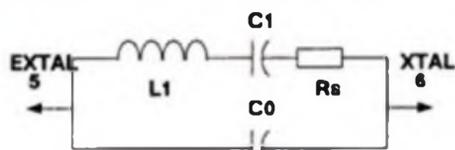


### OPTION DU GENERATEUR D'HORLOGE INTERNE

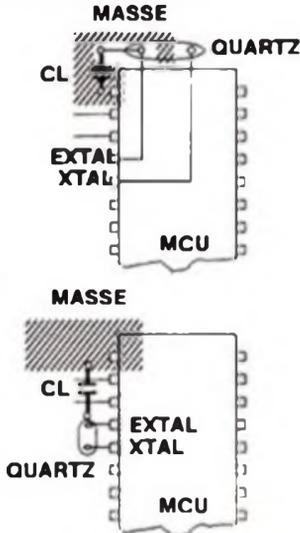
Le circuit générateur d'horloge interne est conçu pour nécessiter un minimum de composants externes. Un quartz, une résistance, un strap ou un signal externe peut être utilisé pour générer le système d'horloge. Le registre MOR est programmé pour sélectionner le mode quartz ou résistance. La fréquence de l'oscillateur est divisée par 4 pour fournir les horloges du système interne.



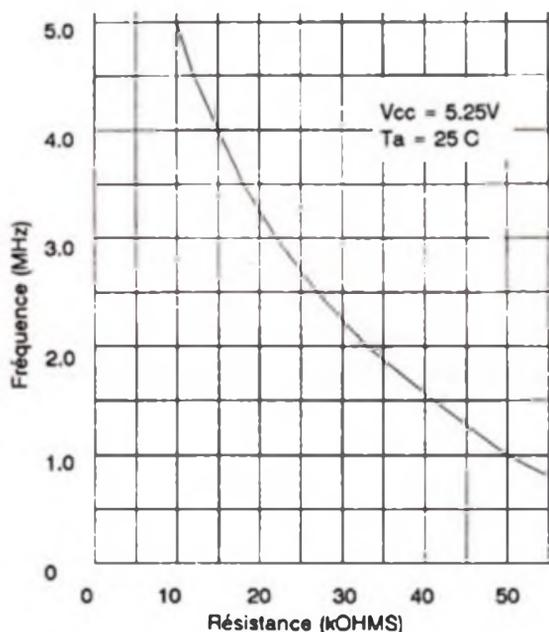
La structure du quartz et le méthode de câblage sont donnéesci dessous.



AT - Quartz à résonance parallèle  
 CO = 7 pF Max  
 Freq = 4 MHz @ CL = 27 pF  
 Ra = 100 ohms Max



La courbe de sélection de fréquence en mode résistance est donnée ci dessous.



La durée de démarrage de l'oscillateur à quartz est fonction de plusieurs variables. Les paramètres du quartz (Essentiellement  $R_s$ ), les capacités de charge de l'oscillateur, les paramètres du circuit, la température ambiante et la tension d'alimentation. Pour garantir le démarrage rapide de l'oscillateur, ni les caractéristiques du quartz, ni les capacités de charge ne doivent dépasser les recommandations..

### LA ROM BOOTSTRAP

La ROM bootstrap contient un programme usine qui permet à la MCU d'acquérir les données depuis un système externe et de les transférer dans l'EPROM du MC68705P3. Ce programme délivre le timing pour les impulsions de programmation, le timing pour l'entrée  $V_{PP}$  et la vérification après la programmation. Voir la section PROGRAMMATION

### REGISTRE OPTION DE MASQUAGE

Le registre option de masquage est un registre de 8 bit programmé par l'utilisateur dans lequel 6 bit sont utilisés. Ils servent à définir le type du système d'horloge, l'option timer, la source d'horloge du timer/diviseur et les options de division. Il est détaillé dans la section OPTIONS DE MASQUAGE

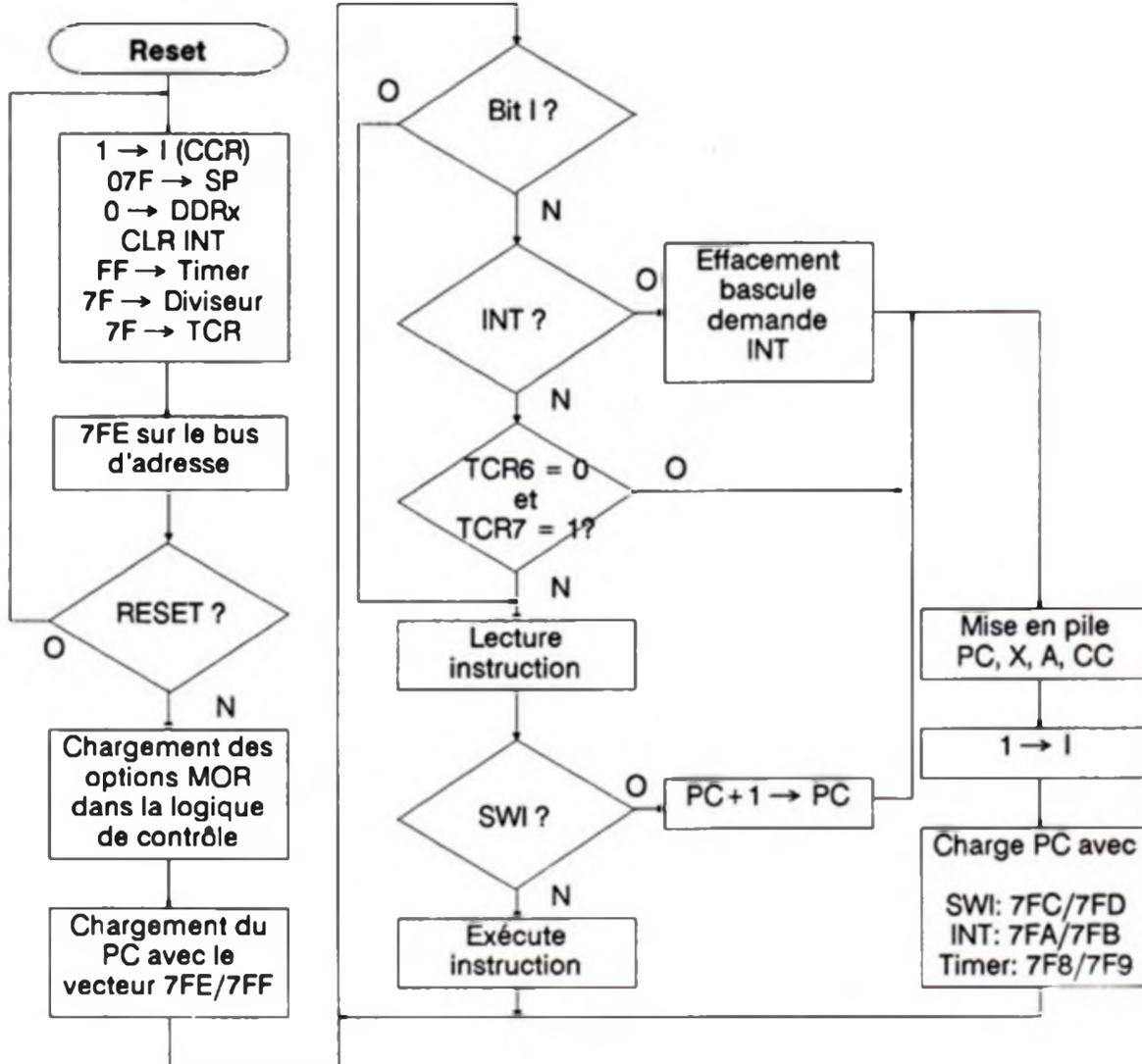
### LES INTERRUPTIONS

La MCU MC68705P3 peut être interrompu de 3 manières différentes: Par la patte d'entrée d'interruption externe (INT), par la demande d'interruption timer interne ou par l'instruction d'interruption logiciel (SWI). Quand une interruption arrive, l'instruction courante (Y compris SWI) est terminée, le programme est suspendu, l'état actuel de la CPU est mis en pile, le bit d'interruption (I) dans le registre code condition est positionné, l'adresse de la routine d'interruption est saisie à l'adresse du vecteur correspondant et la routine d'interruption est exécutée. La mise en pile des registres, la mise à 1 du bit I et la saisie du vecteur de branchement nécessite un total de 11 cycles d'horloge. Le déroulement d'une séquence d'interruption est décrit figure 15. La routine d'interruption doit se terminer par une instruction RTI ce qui permet à la CPU de reprendre le programme initial au point d'interruption.

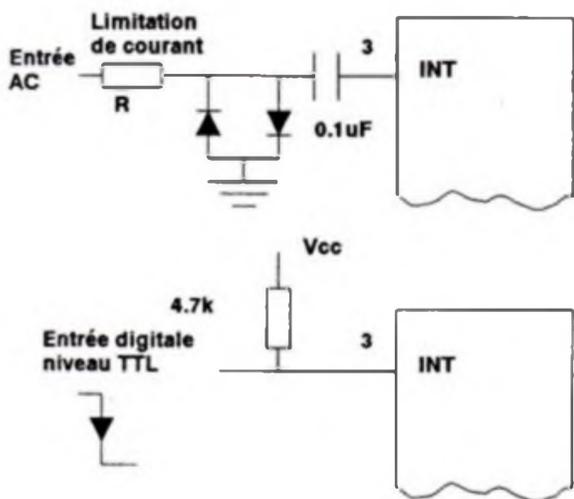
Interruption	Priorité	Adresse vecteur
$\overline{RESET}$	1	\$7FE et \$7FF
SWI	2	\$7FC et \$7FD
$\overline{INT}$	3	\$7FA et \$7FB
TIMER	4	\$7F8 et \$7F9

Cette table fournit la liste des interruptions, leur niveau de priorité et l'adresse des vecteurs de branchement. Les niveaux de priorité s'appliquent aux interruptions en attente quand la CPU est prête à accepter une nouvelle interruption. Quand le bit d'interruption I du registre code condition est positionné, l'interruption est mémorisée pour une exécution ultérieure. Le niveau de priorité 2 s'applique seulement quand le bit I du registre code condition est activé. Quand  $I=0$ , SWI a un niveau de priorité de 4 (Comme toutes les autres instructions). Le niveau de priorité de INT devient alors égal à 2 et celle du timer à 3.

Une interruption extérieure est synchronisée en interne et est mémorisée sur le front descendant de  $\overline{INT}$ . Un signal d'entrée sinusoïdal ( $f_{INT}$  maximum) peut



être utilisé pour générer une interruption externe pour l'utilisation d'un détecteur de passage par zéro. Cela permet des applications du style routine de mesure de l'heure ou de contrôle de la présence secteur. Un redressement double alternance externe fournit une interruption à chaque passage par zéro du signal alternatif et fournit une horloge de fréquence double.

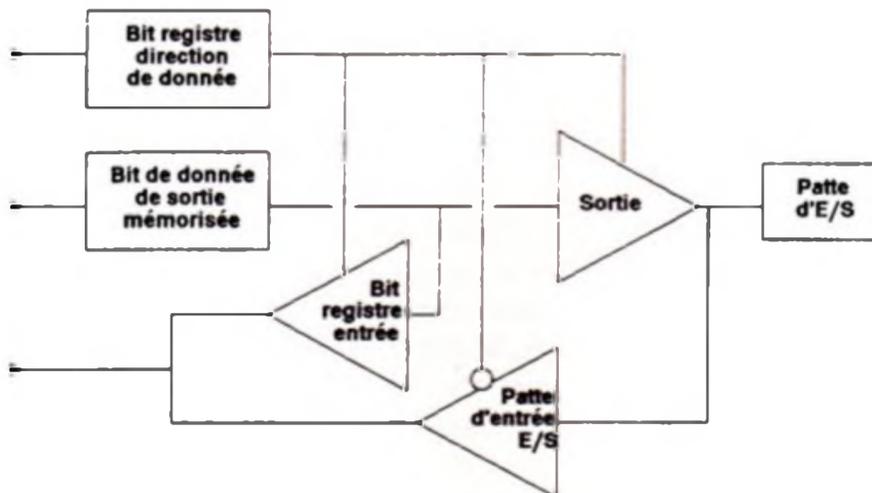


Pour les applications digitales, la patte INT peut être pilotée par un signal digital.

Une interruption logicielle (SWI) est une instruction exécutable qui peut être lancée indépendamment de l'état du bit I du registre code condition. Les instructions de type SWI sont généralement utilisées comme des points d'arrêt lors de la mise au point de programme ou comme des appels à un système.

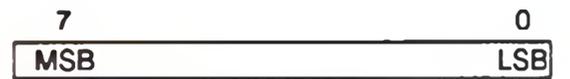
## ENTREE/SORTIE

Il y a 20 pattes d'entrée/sortie (La patte INT peut être couplée avec les instructions de branchement pour fournir une patte d'entrée supplémentaire). Toutes les pattes des ports A, B et C sont programmables aussi bien en entrée qu'en sortie par programmation logiciel des registres de direction de données (DDR) correspondant. La programmation des ports d'entrée/sortie est réalisée en écrivant le bit correspondant du port DDR avec la valeur 1 pour une sortie ou la valeur 0 pour une entrée. Les registres ports de sorties ne sont pas initialisés par un reset, mais peuvent être écrits avant de positionner les bit des registres DDR afin d'éviter les états indéfinis. Quand ils sont programmés en sortie, les données de sorties mémorisées sont lisibles comme une donnée d'entrée (Voir figure ci dessous).



Quand le port B est programmé en sortie, il est capable de tirer un courant de 10 mA et de fournir un courant de 1 mA sur chaque patte.

Toutes les lignes d'entrée/sortie sont compatibles TTL aussi bien en entrée qu'en sortie. Les lignes du port A sont compatibles CMOS en sortie alors que les lignes des ports B et C sont compatibles CMOS en entrée. La répartition mémoire donnée figure 6 indique les adresses des registres de données et des registres de direction. La configuration des registres est donnée ci après.



Port A Data Register \$000

Port B Data Register \$001

Port C Data Register \$002 (Bits 0-3)



Port A Data Direction Register \$004

Port B Data Direction Register \$005

Port C Data Direction Register \$006

1 = Sortie, 0 = Entrée, mis à 0 au Reset

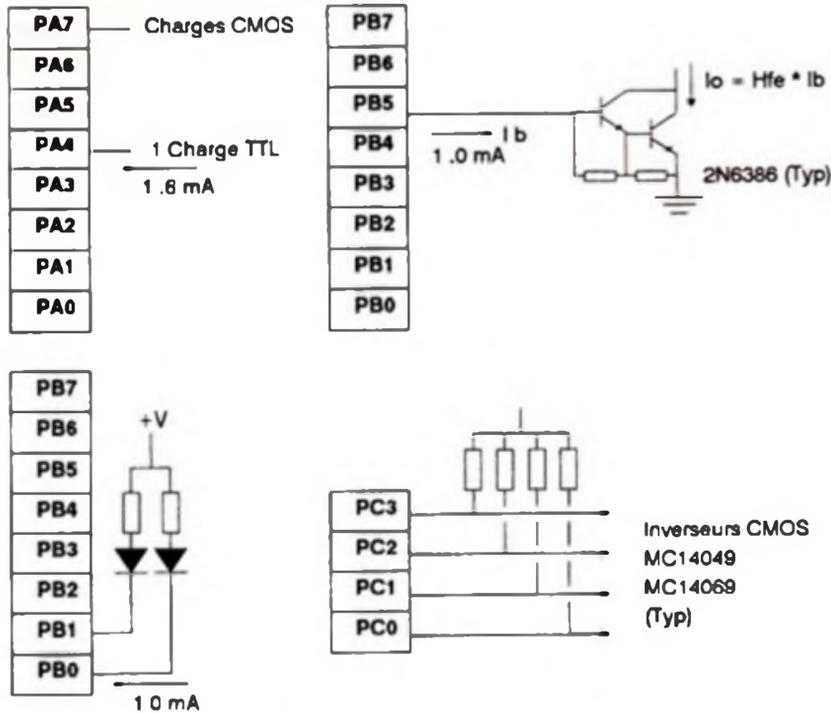
Ecriture seule, toujours lu à \$FF

Attention

Les registres DDR sont des registres à écriture seule (Registres aux adresses \$004, \$005 et \$006). Une opération de lecture sur ces registres reste indéfinie. Comme les instructions BSET et BCLR sont des fonctions de lecture modification écriture, elle ne peuvent pas être utilisées pour modifier un bit d'un registre DDR (Tous les bit non modifiés seront positionnés à 1). Il est donc recommandé d'utiliser des instructions d'écriture seule pour tous les bit des registres DDR.

Les bit de données en sortie mémorisés (Voir figure ci contre) peuvent toujours être écrits. Ainsi, toute opération d'écriture sur un port écrit tous les bit de données même si le registre DDR du port correspondant est positionné en entrée. Cela peut être utilisé pour initialiser les registres de données et éviter les sorties indéfinies. Dans tous les cas, il faut exercer une grande attention à l'utilisation des instructions de

**MODES SORTIE**



pour valider l'horloge interne (Si TIN = 0) en fonction de l'état de la patte timer externe. Quand TOPT = 1, TIE est toujours à 1

- 1 = Validation timer externe
- 0 = Dévalidation timer externe

**Modes TIN-TIE**

TIN	TIE	Horloge
0	0	Horloge interne $\Phi 2$
0	1	ET logique entre horloges interne et externe
1	0	Pas d'horloge
1	1	Horloge externe

b3, PSC Prescaler Clear - C'est un bit à écriture seule. Il est lu comme un état 0 (Quand TOPT = 0). Les instructions BSET et BCLR agissent parfaitement dessus. Sa mise à 1 génère une impulsion qui efface le diviseur (Quand TOPT = 1, ce bit est toujours à l'état 1 et n'a pas d'effets sur le diviseur).

b2, PS2-b1, PS1-b0, PS0

Prescaler Select - Ces bit sont décodés pour sélectionner un des 8 niveaux du diviseur.

La table suivante donne les différents niveaux de division après décodage.

PS2	PS1	PS0	Division
0	0	0	1 (Dévalidé)
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

**Note:** A chaque modification des bit PS2-0 par logiciel, le bit PSC doit être positionné à 1 dans le même cycle d'écriture afin d'effacer le diviseur. La modification des bit PS sans effacement du diviseur peut provoquer une perturbation indésirable du registre de donnée timer.



Timer Data Register \$008

**OPTIONS DE MASQUE**

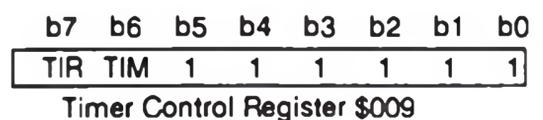
Le registre option de masque (MOR) du MC68705P3 est implémenté dans l'EPROM. Comme tous les autres octets de l'EPROM, le registre MOR ne comporte que des zéros avant programmation.

lecture modification écriture car la donnée lue correspond au niveau logique de la patte quand le registre DDR est en entrée (0) et correspond à la donnée de sortie mémorisée quand le registre DDR est en sortie (1).

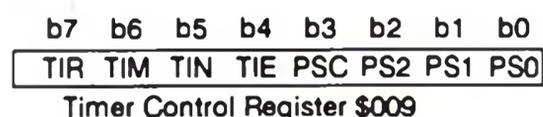
Au dessus sont donnés quelques exemples de connexions

**REGISTRE DE CONTROLE TIMER (TCR)**

La configuration du registre TCR est déterminée par le niveau logique du bit 6 (TOPT) du registre MOR. 2 configurations sont possibles, une pour TOPT = 1 et une pour TOPT = 0. TOPT = 1 configure le registre TCR pour simuler le MC6805P2 ou MC6805P4. Quand TOPT = 0, il permet le contrôle logiciel du registre TCR. Quand TOPT = 1, les options masque du diviseur sont programmables par l'utilisateur via le registre MOR. Une description de chaque bit du registre TCR est donnée ci après (Voir également la section TIMER).



TCR avec MOR TOPT = 1 (Emulation MC6805P2/P4)



TCR avec MOR TOPT = 0 (Timer programmé par logiciel)

PSC à écriture seule, lu comme un 0

b7, TIR Timer Interrupt Request - Utilisé pour initialiser l'interruption timer ou pour signaler un épuisement du registre données timer quand il est à 1.

- 1 = Positionné quand tous les bit du registre de donnée timer passent à 0
- 0 = Effacé par un reset extérieur ou par programme.

b6, TIM Timer Interrupt Mask - Utilisé pour dévalider les interruptions timer, vers le processeur, quand il est à l'état 1

- 1 = Positionné par reset extérieur ou par programme
- 0 = Effacé par programme

b5, TIN Externe ou interne - Sélectionne la source d'entrée horloge qui est soit la patte TIMER externe (7) ou le signal  $\Phi 2$  interne

- 1 = Sélectionne la source d'horloge externe
- 0 = Sélectionne la source d'horloge interne  $\Phi 2$  ( $f_{osc} / 4$ )

b4, TIE Validation externe - Utilisé pour valider la patte timer externe (7) ou

Quand il est utilisé pour simuler le MC6805P2 ou MC6805P4, 5 des 8 bit du registre MOR sont utilisés en conjonction avec le diviseur. Pour les autres, le bit 7 est utilisé pour sélectionner le type d'horloge et les bit 3 et 4 ne sont pas utilisés. Les bit 0, 1 et 2 déterminent la valeur du diviseur, le bit 5 détermine la source d'horloge Timer. La valeur du bit 6 (TOPT) est programmée pour définir le rôle du TCR (Un 1 logique pour l'émulation du MC6805P2/P4).

Si TOPT est à 0, les bit 5, 4, 2, 1 et 0 définissent la valeur initiale à donner aux bit correspondant du TCR au moment du reset. Après initialisation, le TCR est contrôlable par logiciel.

Une description de chaque bit du registre MOR est donnée ci après.

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
CLK	TOPT	CLS			P2	P1	P0

Mask Option Register \$784

b7, CLK Type d'oscillateur horloge

- 1 = RC
- 0 = Quartz

Note: Une tension  $V_{INTP}$  sur la patte Timer (7) force le mode quartz

b6, TOPT Timer Option

- 1 = Diviseur type MC6805P2/P4. Tous les bit, sauf 6 et 7, du registre TCR sont invisibles à l'utilisateur. Les bit 5, 2, 1 et 0 du registre MOR détermine les options de masque équivalente du MC6805P2/P4.
- 0 = Tous les bit du TCR sont implémentés comme un Timer programmable par logiciel. L'état des bit 5, 4, 2, 1 et 0 du registre MOR définissent la valeur initiale des bit respectifs de TCR (TCR est alors contrôlable par logiciel après initialisation).

b5, CLS Source d'horloge Timer/diviseur

- 1 = Patte Timer externe
- 0 = Horloge interne  $\Phi 2$

b4, TIE Non utilisé si TOPT = 1 (émulation MC6805P2/P4). Définit la valeur initiale de TIE (TCR) si TOPT = 0.

b3, PSC Non utilisé

b2, P2-b1, P1-b0, P0

Prescaler Option - Ces bit sont décodés pour sélectionner un des 8 niveaux du diviseur.

La table suivante donne les différents niveaux de division après décodage.

PS2	PS1	PS0	Division
0	0	0	1 (Dévalidé)
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Deux exemples de programmations du registre MOR sont donnés ci après

Exemple 1: Pour simuler un MC6805P2 avec un oscillateur RC, avec l'entrée timer utilisée en comptage d'événements sans diviseur, le registre MOR devra contenir "11111000". Pour écrire le registre MOR, il suffit de le programmer comme tous les autres octets de l'EPROM.

Exemple 2: Supposons que vous voulez utiliser les fonctions programmables du diviseur du MC68705P3, et que vous désirez une condition initiale de division de 64, les entrées dévalidées et une source d'horloge interne. Si l'oscillateur est en mode quartz, le registre MOR devra contenir "00001110".

## STRUCTURE INTEGREE DE PROGRAMMATION

Le registre de contrôle de programmation (PCR) à l'adresse \$00B est un registre de 8 bit qui utilise les 3 bit de poids faible (Les 5 bit de poids fort sont positionnés à l'état 1). Ce registre fournit les bit de contrôle nécessaires à la programmation de l'EPROM du MC68705P3. Le programme d'initialisation manipule le registre PCR quand il programme. De ce fait, les utilisateurs ne sont pas directement concernés par le registre PCR dans la majorité des cas.

Une description de chaque bit du registre PSR est donnée ci après.

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
1	1	1	1	1	VPON	PGE	PLE

Programming Control Register \$00B

b0,  $\overline{PLE}$  Programming Latch Enable - Quand ce bit est effacé, il permet la mémorisation de l'adresse et de la donnée dans l'EPROM. Quand il est à 1, l'EPROM est lisible.

- 1 = Lecture EPROM
- 0 = Mémorisation de l'adresse et de la donnée dans l'EPROM (Lecture dévalidée).

$\overline{PLE}$  est positionné 1 pendant un reset, mais il peut être effacé à

n'importe quel moment. Cependant, son action sur l'EPROM est dévalidé si  $\overline{VPON}$  est à l'état 1.

b1,  $\overline{PGE}$  Program Enable - Quand il est effacé,  $\overline{PGE}$  valide la programmation de l'EPROM.  $\overline{PLE}$  ne peut être effacé que si  $\overline{PLE}$  est lui-même à l'état bas.  $\overline{PGE}$  doit être à l'état haut à chaque changement d'adresse et de donnée.

- 1 = Interdiction programmation EPROM
- 0 = Validation programmation EPROM (Si  $\overline{PLE}$  = 0).

$\overline{PGE}$  est mis à l'état haut pendant un reset; cependant il n'a aucune action sur l'EPROM si  $\overline{VPON}$  est à l'état 1.

b2,  $\overline{VPON}$  ( $V_{PP}$  ON) -  $\overline{VPON}$  est un bit à lecture seule. Quand il est à l'état bas, il indique la présence d'une haute tension sur la patte  $V_{PP}$ .

- 1 = Pas de haute tension sur la patte  $V_{PP}$
- 0 = Présence d'une haute tension sur la patte  $V_{PP}$

$\overline{VPON}$  étant à l'état haut décâble PGE et PLE du reste de la puce, prévenant ainsi tout risque d'effacement accidentel de ces bit en mode de fonctionnement normal.

Note:  $\overline{VPON}$  à l'état bas n'indique pas forcément que la tension  $V_{PP}$  est correcte pour la programmation. Il est utilisé comme interrupteur de sécurité pour l'utilisateur en mode normal de fonctionnement.

VPON	PGE	PLE	Conditions
0	0	0	Mode programmation (Programmation d'un octet)
1	x	0	PGE et PLE dévalidés
0	1	0	Programmation dévalidée (Mémorisation donnée)
x	0	1	Illégal
0	1	1	Haute tension présente
1	1	1	PGE et PLE dévalidé (Mode normal)

## EFFACEMENT DE L'EPROM

L'EPROM du MC68705P3 peut être effacée par exposition aux ultra-violetts qui ont une longueur d'onde de 2537 Å. La dose conseillée (Intensité des rayons x temps d'exposition) est de 15 Ws/cm<sup>2</sup>. La lampe peut être utilisée sans filtre et le MC68705P3 doit se trouver approximativement à 1 pouce du tube UV.

L'effacement par ultra-violet positionne tous les bits de l'EPROM du MC68705P3 à l'état 0. Les données peuvent alors être entrées en programmant les 1 dans les bits concernés.

Attention: s'assurer que la fenêtre de l'EPROM est protégée de la lumière sauf pendant l'effacement.

## PROGRAMMATION

Le MC68705P3 a 115 octets de ROM contenant le programme d'initialisation qui est utilisé pour programmer l'EPROM du MC68705P3. Le vecteur situé à l'adresse \$7F6 et \$7F7 est utilisé pour lancer l'exécution du programme. Ce vecteur est saisi quand une tension  $V_{IHTP}$  est appliquée sur la patte 7 (Timer/Boot) du MC68705P3 et que la patte reset est libérée pour atteindre la tension  $V_{IRES}$ .

## ETAPES DE PROGRAMMATION

L'EPROM MCM2716 doit d'abord être programmée avec la duplication exacte des informations qui devront être transférées dans le MC68705P3. Les adresses hors EPROM sont ignorées par le programme. Comme le MC68705P3 et la MCM2716 doivent être insérés et retirés du montage, ils doivent donc être montés sur des supports.

Attention: Toujours insérer et retirer les composants quand le montage est hors tension. Bien s'assurer avant d'alimenter le montage que les tensions  $V_{PP}$  et  $V_{IHTP}$  ne sont pas activées et que le Reset est à la masse (Les interrupteurs S1 et S2 sont en position fermée).

Quand le MC68705P3 est prêt à être programmé, il suffit d'appliquer  $V_{CC}$  et le 26V, d'appliquer les tensions  $V_{PP}$  et  $V_{IHTP}$  (En ouvrant S2) et de libérer le Reset (En ouvrant S1). Dès que le reset interne a été relâché, la ligne de contrôle CLEAR (PB4) est cadencée par la sortie PB3 (COUNT). Le compteur sélectionne l'octet de l'EPROM qui doit être chargé à l'emplacement équivalent de l'EPROM du MC68705P3 sélectionné par le programme. Dès que cette dernière est chargée, la sortie COUNT avance le compteur à l'adresse suivante. Cette séquence se répète jusqu'à ce que l'ensemble du MC68705P3 soit programmé. A ce moment, la LED "programmé" s'allume. Le compteur est remis à zéro et la boucle est répétée pour vérifier les données programmées. La LED "vérifié" s'allume si la programmation est correcte.

Dès que le MC68705P3 a été programmé et vérifié, retirer les tensions  $V_{PP}$  et  $V_{IHTP}$  (En fermant S2) puis réenclencher le Reset (En fermant S1). Retirer le 26V et  $V_{CC}$ . Le MC68705 peut alors être retiré de son support.

## EMULATION MC6805P2

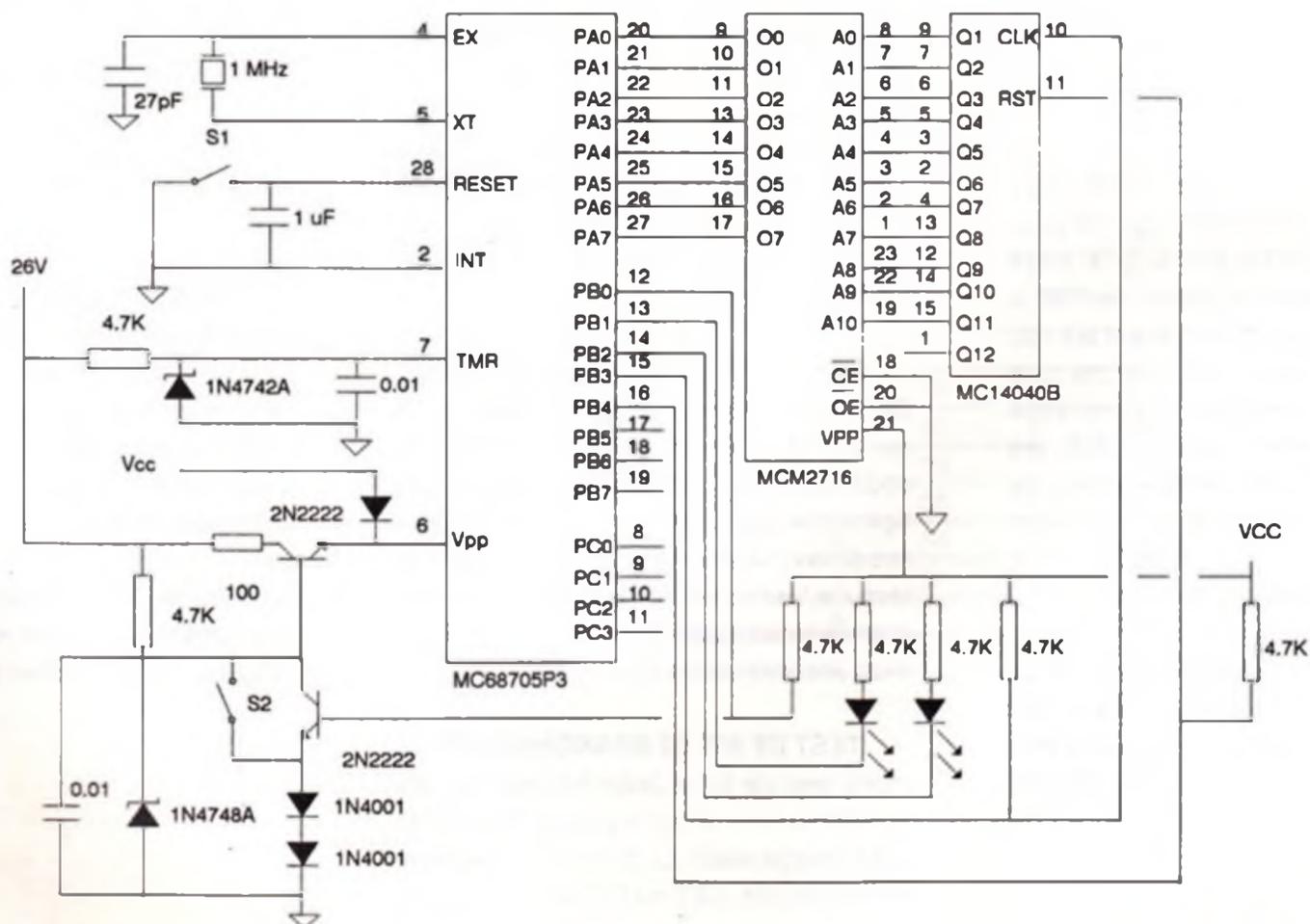
Le MC68705P3 émule le MC6805P2/P4. Cependant un certain nombre de restrictions doivent être données.

- 1 La zone "future ROM" du MC68705P2 est implémentée dans le MC68705P3 et ces 704 octets doivent être laissés vierges pour pouvoir simuler le MC6805P2/P4 (Le MC6805P2/P4 ne lit que des

zéros dans cette zone).

- 2 Les zones réservées de ROM du MC6805P2/P4 et du MC68705P3 comportent des données différentes. Le MC6805P2 utilise cette zone pour effectuer son auto-test alors que le MC68705P3 utilise cette zone pour le programme d'initialisation EPROM.
- 3 Le MC6805P2 lit uniquement que des 1 dans sa zone "future RAM" de 48 octets car elle n'est pas implémentée. Elle existe sur le MC6805P4 et sur le MC68705P3.
- 4 La ligne  $V_{PP}$  (Patte 6) du MC68705P3 doit être reliée à  $V_{CC}$  en mode normal. Sur le MC6805P2, la patte 6 représente la fonction NUM et est placée à la masse en mode normal. Le MC6805P4 utilise la patte 6 comme  $V_{SS}$ .
- 5 Le principe VLI n'est pas disponible dans le cas du MC68705P3. Les différences d'élaboration ne sont pas compatibles à l'heure actuelle avec le principe des versions EPROM.
- 6 Le MC6805P4 dispose du principe de RAM sauvegardée qui n'est pas disponible sur le MC68705P3.

Les opérations de tout le reste du circuit sont reproduites exactement et fonctionnent de la même manière. (Interruptions, Timer, ports de données, registres de direction de données).



# CONSIDERATIONS LOGICIELLES

## MANIPULATIONS DE BITS

La MCU MC68705P3 a la possibilité de positionner ou d'effacer chaque bit de tous les octets d'entrée/sortie ou de RAM (A l'exception des registres DDR) en une seule instruction (BSET ou BCLR). Chaque bit de la page mémoire zéro peut être testé grâce aux instructions BRSET et BRCL. Un branchement est alors effectué en fonction du résultat du test. Le bit analysé par l'instruction BRSET ou BRCLR est recopié dans la Carry. Une instruction de rotation peut être utilisée pour cumuler les données d'une entrée série dans une adresse mémoire ou un registre. Cette possibilité de pouvoir travailler bit à bit en RAM, en ROM ou en E/S permet à l'utilisateur de pouvoir disposer de drapeaux individuels en RAM ou de manipuler les bit d'entrée/sortie comme lignes de contrôle.

## MODES D'ADRESSAGE

La MCU MC68705P3 possède 10 modes d'adressage qui sont décrits dans les paragraphes suivants.

Le terme "Adresse effective" (EA) est utilisé dans la description des modes d'adressage. EA est défini comme l'adresse de saisie ou de mémorisation de l'argument d'une instruction.

**IMMEDIAT:** Dans le mode d'adressage immédiat, l'opérande est contenu dans l'octet qui suit immédiatement le code opératoire. Le mode d'adressage immédiat est utilisé pour traiter des constantes qui ne changent pas pendant l'exécution du programme (Exemple: Constante utilisée pour initialiser un compteur de boucle).

**DIRECT:** Dans le mode d'adressage direct, l'adresse effective de l'argument est contenue dans l'octet qui suit le code opératoire. L'adressage direct permet à l'utilisateur d'adresser directement les 256 premiers octets de la mémoire par une instruction simple de 2 octets. Cette zone d'adresse comporte toute la RAM, les registres d'E/S et 128 premiers octets de l'EPROM. L'adressage direct est une gestion efficace à la fois de la place mémoire et du temps d'exécution.

**ÉTENDU:** Dans le mode d'adressage étendu, l'adresse effective de l'argument est contenue dans les 2 octets qui suivent le code opératoire. Les instructions utilisant l'adressage étendu sont capables de référencer les arguments n'importe où

dans la mémoire avec une instruction simple de 3 octets.

**RELATIF:** Le mode d'adressage relatif est utilisé uniquement dans les instructions de branchement. En adressage relatif, le contenu de l'octet signé qui suit le code opératoire (DECALAGE) est ajouté à la valeur du PC, si et seulement si la condition de branchement est vérifiée. Sinon, le contrôle est donné à l'instruction suivante. Le déplacement relatif de l'adressage relatif est de -126 à +129 par rapport au code opératoire de branchement.

**INDEXE SANS DECALAGE:** Dans le mode d'adressage indexé sans décalage, l'adresse effective de l'argument est contenue dans le registre d'index. Ainsi, ce mode d'adressage permet d'accéder aux 256 premières adresses mémoire. Ces instructions ont seulement un octet de long. Ce mode est souvent utilisé pour déplacer un pointeur dans une table ou pour contenir une adresse RAM ou d'E/S souvent appelée.

**INDEXE, DECALAGE 8 BITS:** Dans le mode d'adressage indexé décalage 8 bit, l'adresse effective est la somme du registre d'index non signé et de l'octet non signé qui suit le code opératoire. Ce mode d'adressage est utile dans la sélection d'un  $k$  ième élément dans une table à  $n$  éléments. Avec cette instruction à 2 octets,  $k$  sera dans le registre d'index et l'adresse de début de la table sera dans l'instruction. De telles tables commencent n'importe où dans les 256 premiers octets de la mémoire, ce qui permet l'exploration des 511 (\$1FE) premiers octets.

**INDEXE DECALAGE 16 BITS:** Dans le mode d'adressage indexé décalage 16 bit, l'adresse effective est la somme du registre d'index non signé et des 2 octets non signés qui suivent le code opératoire. Ce type d'adressage s'utilise de la même manière que l'adressage indexé décalage 8 bit, sauf que cette instruction de 3 octets permet de placer la table n'importe où en mémoire.

**POSITIONNEMENT/EFFACEMENT DE BIT:** Dans ce mode d'adressage, le bit qui doit être touché est compris dans le code opératoire et l'octet qui suit le code opératoire spécifie l'adresse de l'octet à modifier. Ainsi toute opération de lecture/écriture de bit dans les 256 premières adresses de mémoire s'effectue avec une instruction de 2 octets.

**TEST DE BIT ET BRANCHEMENT:** Le mode test de bit et branchement est une combinaison d'adressage direct et d'adressage relatif. Le bit qui doit être testé et la condition (SET ou CLEAR) sont inclus

dans le code opératoire. L'adresse de l'octet à tester suit le code opératoire et la valeur relative de déplacement est contenue dans le troisième octet. Ce mode d'adressage permet de réaliser des branchements conditionnels sur n'importe quel bit des 256 premiers octets de la mémoire. L'étendu du branchement va de -125 à +130 par rapport à la position du code opératoire. L'état du bit testé est transféré dans la retenue du registre code condition.

**INHERENT:** Dans le mode d'adressage inhérent, toutes les informations relatives à l'instruction à exécuter sont contenues dans le code opératoire. Toutes les opérations relatives à l'index ou à l'accumulateur, ainsi que les instructions de contrôle sont incluses dans ce mode.

## TABLE DES INSTRUCTIONS

La MCU MC68705P3 a un ensemble de 59 instructions de base, qui, une fois combinées avec les 10 modes d'adressage, fournissent 207 codes opératoires utilisables. Un des opérandes est soit le registre d'index soit l'accumulateur. L'autre opérande est obtenu en mémoire en utilisant un des modes d'adressage. Le saut inconditionnel (JMP) et l'appel à un sous programme (JSR) n'ont pas de registre opérande.

**INSTRUCTIONS DE LECTURE MODIFICATION ECRITURE MEMOIRE:** Ces instructions lisent une adresse mémoire ou un registre, modifient ou testent son contenu, et écrivent la valeur modifiée à l'emplacement initial. L'instruction TST (Test si négatif ou nul) appartient à ce genre d'instruction bien qu'elle ne réalise pas la phase d'écriture.

**INSTRUCTIONS DE BRANCHEMENT** Les instructions de branchement provoquent un saut dans le programme si un certain nombre de conditions sont réunies.

**INSTRUCTIONS DE MANIPULATION DE BITS:** Ces instructions sont utilisées sur n'importe quel bit des 256 premiers octets de la mémoire. Un groupe comporte les instructions de positionnement et d'effacement. L'autre groupe réalise les opérations de branchement.

**INSTRUCTIONS DE CONTROLE:** Ces instructions contrôlent les opérations de la MCU durant l'exécution du programme.



## INSTRUCTIONS REGISTRE/MEMOIRE

Fonction	Mnémonique	Modes d'adressage								
		Immédiat			Direct			Etendu		
		OC	Octet	Cycle	OC	Octet	Cycle	OC	Octets	Cycle
Load A from Memory	LDA	A6	2	2	B6	2	4	C6	3	5
Load X from Memory	LDX	AE	2	2	BE	2	4	CE	3	5
Store A in Memory	STA	-	-	-	B7	2	5	C7	3	6
Store X in Memory	STX	-	-	-	BF	2	5	CF	3	6
Add Memory to A	ADD	AB	2	2	BB	2	4	CB	3	5
Add Memory and Carry to A	ADC	A9	2	2	B9	2	4	C9	3	5
Substract Memory	SUB	A0	2	2	B0	2	4	C0	3	5
Substract Memory from A with borrow	SBC	A2	2	2	B2	2	4	C2	3	5
AND Memory to A	AND	A4	2	2	B4	2	4	C4	3	5
OR Memory with A	ORA	AA	2	2	BA	2	4	CA	3	5
Exclusive OR memory with A	EOR	A8	2	2	B8	2	4	C8	3	5
Arithmetic Compare A with Memory	CMP	A1	2	2	B1	2	4	C1	3	5
Arithmetic Compare X with Memory	CPX	A3	2	2	B3	2	4	C3	3	5
Bit Test Memory with A (Logical compare)	BIT	A5	2	2	B5	2	4	C5	3	5
Jump Unconditional	JMP				BC	2	3	CC	3	4
Jump to Subroutine	JSR				BD	2	7	CD	3	8

## INSTRUCTIONS REGISTRE/MEMOIRE (SUITE)

Fonction	Mnémonique	Modes d'adressage								
		Indexé (Sans)			Indexé (8 bits)			Indexé (16 bits)		
		OC	Octet	Cycle	OC	Octet	Cycle	OC	Octets	Cycle
Load A from Memory	LDA	F6	1	4	E6	2	5	D6	3	6
Load X from Memory	LDX	FE	1	4	EE	2	5	DE	3	6
Store A in Memory	STA	F7	1	4	E7	2	5	D7	3	7
Store X in Memory	STX	FF	1	4	EF	2	5	DF	3	7
Add Memory to A	ADD	FB	1	4	EB	2	5	DB	3	6
Add Memory and Carry to A	ADC	F9	1	4	E9	2	5	D9	3	6
Substract Memory	SUB	F0	1	4	E0	2	5	D0	3	6
Substract Memory from A with borrow	SBC	F2	1	4	E2	2	5	D2	3	6
AND Memory to A	AND	F4	1	4	E4	2	5	D4	3	6
OR Memory with A	ORA	FA	1	4	EA	2	5	DA	3	6
Exclusive OR memory with A	EOR	F8	1	4	E8	2	5	D8	3	6
Arithmetic Compare A with Memory	CMP	F1	1	4	E1	2	5	D1	3	6
Arithmetic Compare X with Memory	CPX	F3	1	4	E3	2	5	D3	3	6
Bit Test Memory with A (Logical compare)	BIT	F5	1	4	E5	2	5	D5	3	6
Jump Unconditional	JMP	FC	1	3	EC	2	4	DC	3	5
Jump to Subroutine	JSR	FD	1	7	ED	2	8	DD	3	9

## INSTRUCTIONS LECTURE/MODIFICATION/ECRITURE

Fonction	Mnémonique	Modes d'adressage								
		Inherent (A)			Inherent (X)			Direct		
		OC	Octet	Cycle	OC	Octet	Cycle	OC	Octets	Cycle
Increment	INC	4C	1	4	5C	1	4	3C	2	6
Decrement	DEC	4A	1	4	5A	1	4	3A	2	6
Clear	CLR	4F	1	4	5F	1	4	3F	2	6
Complement	COM	43	1	4	53	1	4	33	2	6
Negate (2's complement)	NEG	40	1	4	50	1	4	30	2	6
Rotate Left Thru Carry	ROL	49	1	4	59	1	4	39	2	6
Rotate Right Thru Carry	ROR	46	1	4	56	1	4	36	2	6
Logical Shift Left	LSL	48	1	4	58	1	4	38	2	6
Logical Shift Right	LSR	44	1	4	54	1	4	34	2	6
Arithmetic Shift Right	ASR	47	1	4	57	1	4	37	2	6
Test for Negative or Zero	TST	4D	1	4	5D	1	4	3D	2	6



## INSTRUCTIONS LECTURE/MODIFICATION/ECRITURE (SUITE)

Fonction	Mnémonique	Modes d'adressage					
		Indexé (Sans)			Indexé (8 bits)		
		OC	Octet	Cycle	OC	Octet	Cycle
Increment	INC	7C	1	6	6C	2	7
Decrement	DEC	7A	1	6	6A	2	7
Clear	CLR	7F	1	6	6F	2	7
Complement	COM	73	1	6	63	2	7
Negate (2's complement)	NEG	70	1	6	60	2	7
Rotate Left Thru Carry	ROL	79	1	6	69	2	7
Rotate Right Thru Carry	ROR	76	1	6	66	2	7
Logical Shift Left	LSL	78	1	6	68	2	7
Logical Shift Right	LSR	74	1	6	64	2	7
Arithmetic Shift Right	ASR	77	1	6	67	2	7
Test for Negative or Zero	TST	7D	1	6	6D	2	7

## INSTRUCTIONS MANIPULATION DE BIT

Fonction	Mnémonique	Modes d'adressage					
		Bit Set/Clear			IBit Test and Branch		
		OC	Octet	Cycle	OC	Octet	Cycle
Branch IFF Bit n is set	BRSET n (n = 0...7)	-	-	-	2*n	3	10
Branch IFF Bit n is clear	BRCLR n (n = 0...7)	-	-	-	01 + 2*n	3	10
Set Bit n	BSET n (n = 0...7)	10 + 2*n	2	7	-	-	-
Clear Bit n	BCLR n (n = 0...7)	11 + 2*n	2	7	-	-	-

## INSTRUCTIONS DE BRANCHEMENT

Fonction	Mnémonique	Modes d'adressage relatif		
		OC	Octet	Cycle
Branch Always	BRA	20	2	48
Branch Never	BRN	21	2	4
Branch IFF Higher	BHI	22	2	4
Branch IFF Lower or Same	BLS	23	2	4
Branch IFF Carry Clear (Branch IFF Higher or Same)	BCC (BHS)	24	2	4
Branch IFF Carry Set (Branch IFF Lower)	BCS (BLO)	25	2	4
Branch IFF Not Equal	BNE	26	2	4
Branch IFF Equal	BEQ	27	2	4
Branch IFF Half Carry Clear	BHCC	28	2	4
Branch IFF Half Carry Set	BHCS	29	2	4
Branch IFF Plus	BPL	2A	2	4
Branch IFF Minus	BMI	2B	2	4
Branch IFF Interrupt Mask Bit is Clear	BMC	2C	2	4
Branch IFF Interrupt Mask Bit is Set	BMS	2D	2	4
Branch IFF Interrupt Line is Low	BIL	2E	2	4
Branch IFF Interrupt Line is High	BIH	2F	2	4
Branch to Subroutine	BSR	AD	2	8

## INSTRUCTIONS DE CONTROLE

Fonction	Mnémonique	Modes d'adressage inhérent		
		OC	Octet	Cycle
Transfer A to X	TAX	97	1	2
Transfer X to A	TXA	9F	1	2
Set Carry Bit	SEC	99	1	2
Clear Carry Bit	CLC	98	1	2
Set Interrupt Mask Bit	SEI	9B	1	2
Clear Interrupt Mask Bit	CLI	9A	1	2
Software Interrupt	SWI	83	1	11
Return from Subroutine	RTS	81	1	6
Return from Interrupt	RTI	80	1	9
Reset Stack Pointer	RSP	9C	1	2
No-Operation	NOP	9D	1	2





## UNE ALIMENTATION VARIABLE 1,2 à 14 volts et 2 A maxi

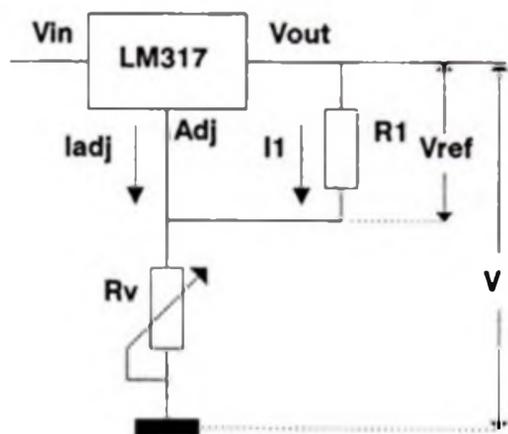
Dans ce même numéro, nous avons développé l'étude des régulateurs ajustables en page 2. Cette alimentation en est une application simple et commentée dans les moindres détails. Elle est conçue pour fournir un certain nombre de tensions fixes, sélectables par rotacteur, et une position pleine plage si les valeurs figées ne conviennent pas et pour une variation linéaire.

Le montage, grâce à l'emploi du LM 317 est entièrement protégé contre les courts-circuits en sortie et l'emballement thermique. La qualité de la régulation en tension est de l'ordre de 0.01 %. Et il est très bon marché !

### Les grandes lignes du schéma

#### La régulation en tension

Elle est basée sur l'application type du LM317 :



$$V = 1.25(1 + Rv/R1) + Rv \cdot I_{adj}$$

En négligeant  $I_{adj}$  ( $100 \mu A$  maxi) \*  $Rv$ , nous obtenons  $V = 1.25(1 + Rv/R1)$

En prenant pour  $R1$  une valeur fixe, la variation de  $Rv$  permet de faire varier la tension régulée.

Nous opterons pour une valeur  $R1$  de  $240 \Omega$  (voir HOBBYTHEQUE page 2)

Ce qui nous donne pour  $Rv$  :

$$Rv = (V - 1,25)R1 / 1,25$$

Nous vous proposons de faire varier la tension par pas à l'aide d'un sélecteur rotatif à 12 positions. Le point commun est relié à la broche ADJ du LM317. Les 11 premières positions sont reliées à la masse

par des valeurs de résistances calculées pour obtenir les tensions suivantes :

tension	nom	Rv	choix STD
1.25		0	masse
1.5	R2	48	47
3	R3	336	330
4.5	R4	624	620
5	R5	720	390 + R3
6	R6	912	910
7.5	R7	1200	1200
9	R8	1488	1500
10.8	R9	1834	1800 + R2
12	R10	2064	2000 + R2
13.8	R11	2410	2400

On choisira de préférence des résistances à couche métallique de la série E24 et le tableau ci-dessus nous donne la technique utilisée pour économiser les valeurs en profitant du disponible.

La dernière position sera câblée à la masse par l'intermédiaire d'un potentiomètre afin de conserver la possibilité d'ajuster linéairement la tension de sortie. Afin d'obtenir une plage de 1,2 à 14 volts maxi, sa valeur ne doit pas dépasser  $(14 - 1,25) * 240 / 1,25$  soit  $2448 \Omega$

Pourquoi se limiter à 14 volts ?

Etant donné l'emploi du LM317, même en boîtier TO3, la puissance à dissiper admissible, pour une température ambiante de  $25^\circ C$  et un radiateur IDEAL de  $0^\circ C/W$ , serait de  $(125 - 25) / 2,3$  soit  $43 W$  (RTJB du LM317K =  $2,3^\circ C/W$ ). Hors le radiateur idéal n'existe pas ! Un bon radiateur de  $2^\circ C/W$  donnerait  $(125 - 25) / (2,3 + 2)$  soit  $23 W$ . Un choix s'impose : une forte plage de tension et un faible courant au maxi de la plage ou une plage plus raisonnable et un courant qui

peut encore aller jusqu'à 1 A à 1,25 volts (tension mini en sortie du régulateur).

De plus, avec 14 volts, on couvre une bonne partie des besoins courants en bricolage électronique. Mais rien ne vous empêche d'extrapoler cette application et de modifier nos choix.

La plupart des rotacteurs n'ayant pas de chevauchement entre deux contacts, le curseur se retrouve "en l'air" entre 2 positions. La mise en place du condensateur C2 entre ADJ et la masse permet de pallier à cet inconvénient et de plus, il améliore la qualité de la réjection du 100 Hz à 80 dB. La diode D2 protège le LM quelque soit la valeur de C2 en cas de chute brutale de la tension d'entrée.

Le condensateur C3 élimine également les effets du rotacteur sur la tension de sortie et améliore les transitoires en cas d'a-coups de consommation de la charge (voir HOBBYTHEQUE). La diode D3, optionnelle, protège le régulateur de la décharge de C3 en inverse en cas de chute brutale de la tension d'entrée.

C2 sera un condensateur tantale de  $10 \mu F$  et C3 un tantale de  $1 \mu F$ . Si C3 dépassait cette valeur, la diode D3 serait fortement conseillée.

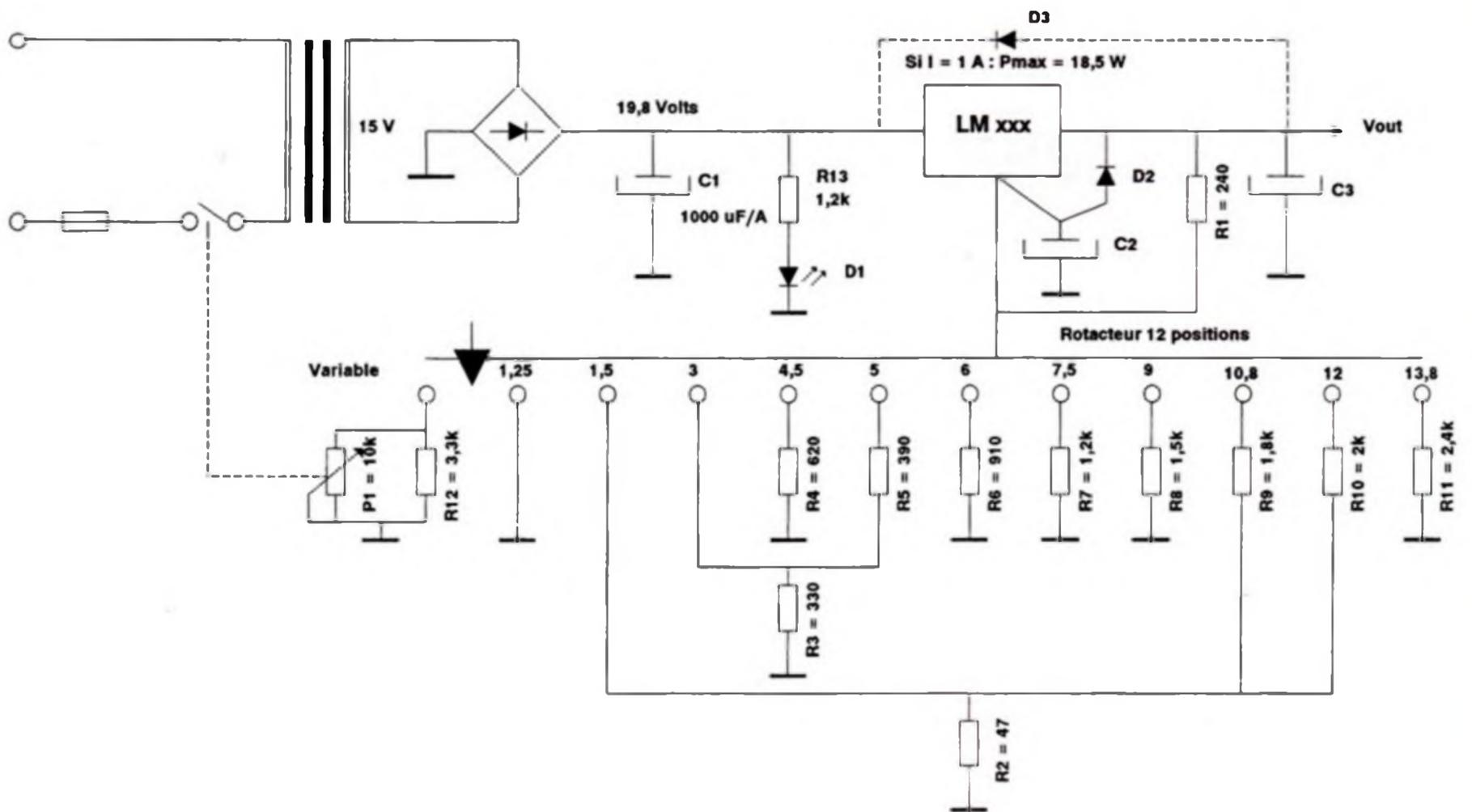
#### La source de tension

Nous utiliserons un montage classique :

Transformateur double enroulements, montés en parallèle et un redressement par pont de diodes

Pour pouvoir obtenir 14 volts en sortie, il nous faut au moins 17 volts en entrée :  $(V_{in} \geq V_{out} + 3 V)$





La nécessité du redressement par pont de diodes, qui donne le meilleur rendement sur un transformateur double enroulement, fait chuter la tension en sortie de transfo de 1,2 à 1,4 volts. Ce qui nous donne 19 volts mini en efficace. Il nous faut donc un transformateur capable de  $19/1.414$  soit 13,44 volts. La valeur standard la plus proche est de  $2 \times 15$  volts et pour en tirer 2 A, il nous faudra un 30 VA.

Le filtrage est assuré par un condensateur chimique de  $1000 \mu\text{F}$  par ampère donc ici un  $2200 \mu\text{F}$  et 25 volts conviendra parfaitement.

Une LED avec sa résistance en série servira de témoin de présence  $V_{in}$  et donc, de la mise sous tension du montage. La tension filtrée en sortie du pont de diode étant de 19,8 volts, une résistance  $R_{13}$  de  $1,2 \text{ K}\Omega$  assure un courant maxi de 16 mA dans la LED.

Un fusible rapide de 1 A et un interrupteur sur le primaire du transformateur viennent figurer ce montage.

L'interrupteur pourra être celui d'un potentiomètre à inter incorporé, ce qui assure une mise en route à tension faible en cas de rotacteur en position 12, car l'inter est en fin de course mini du potentiomètre utilisé normalement

(diminution de tension en sens anti-horaire).

## LA REALISATION

### Le circuit imprimé

Des précautions seront prises pour limiter les boucles de masse qui viendraient perturber la qualité de la régulation.

La capacité  $C_2$  sera montée au plus près du LM317.

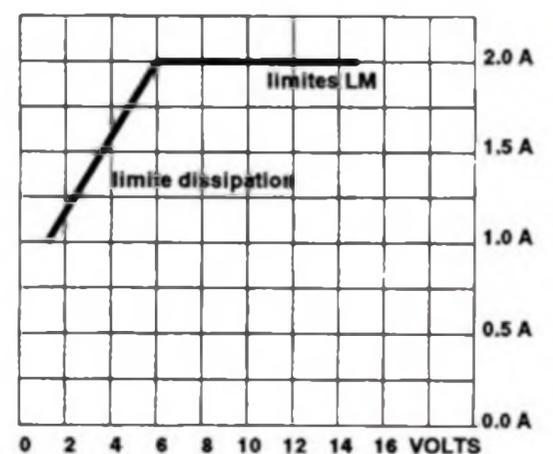
La résistance  $R_1$  également.

### Le refroidisseur

C'est lui le vrai problème, et c'est souvent le cas sur la plupart des alimentations variables. La puissance à dissiper est toujours importante étant donné l'énorme différence de potentiel entre la tension d'entrée du régulateur (ici 19,8 volts) et la tension mini en sortie (ici 1,25 volts).

Nous avons donc un  $\Delta V$  de 17,5 sous 2 Ampères souhaités, ce qui donne 35 W. Avec un boîtier TO3 (LM317K) nous avons donc un RTJB de  $2,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$  et un  $T_J$  max de  $125 \text{ }^\circ\text{C}$ . Il nous faut donc disposer d'un radiateur de  $(125-25)/35 - 2,3$  soit  $0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$  ce qui est quasi impossible à trouver. Nous

ne pourrons donc pas disposer de 2 A à la tension de 1,25 volts. Si nous prenons un radiateur classique pour TO3 ayant une résistance thermique de  $6 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , nous pouvons espérer dissiper au maxi  $100/8,3$  soit 12 W. Cela permet tout de même près de 1 A en continu, ce qui n'est déjà pas si mal. Nous retrouverons nos 2 A pour une tension de 6 V et au dessus.



### Le potentiomètre

Le potentiomètre de  $2448 \Omega$  n'existe pas mais un  $10 \text{ K}\Omega$  et une résistance de  $3,3 \text{ K}\Omega$  en parallèle nous donnera le même résultat.

### Précision et $R_1$ : réglages

Si on désire une précision inférieure à  $0.05 \text{ V}$ , il faut pouvoir compenser la

dispersion de  $V_{ref}$  par un ajustage de  $R1$ . En effet, on ne peut jouer sur  $R_v$  dont les valeurs sont figées et trop nombreuses pour être ajustées séparément.

On adoptera un ajustable de  $470 \Omega$  et l'on procèdera au réglage de la façon suivante :

Sur le calibre 11 (13.8 V), ajuster  $R1$  en mesurant la tension exacte avec un bon multimètre digital. Les autres calibres seront alors forcément bons et avec une précision égale à celle des résistances fixes choisies (1 ou 5 %).

Le câblage final ne doit pas poser de problèmes particuliers.

## EXTENSION à L'ALIMENTATION SYMETRIQUE

Il est très simple d'étendre ce schéma à la réalisation d'une alimentation symétrique dont l'avantage sera

l'asservissement de l'étage négatif à la commande de l'étage positif.

Un ampli opérationnel et la petite soeur du LM317 : le régulateur négatif LM337, et le tour est joué.

Sur le schéma, on constate l'apparition d'un MC1436, un ampli OP qui peut supporter des tensions d'alimentation de  $\pm 34$  volts. Sur son entrée -, un diviseur par 2 constitué par 2 résistances de  $10 k\Omega$  (1 %). Sur son entrée +, la masse au travers d'une  $4.7 k\Omega$  pour équilibrer l'offset. Cet ampli OP va oeuvrer en permanence pour conserver 0 volts sur son entrée -, donc pour obtenir ce que l'on cherche :  $V+ = V-$ .

Il va donc piloter le LM337, au travers de  $R14$  pour obtenir cet équilibre. Il est alimenté directement par les tensions redressées et filtrées afin d'assurer une excursion totale de sa sortie.

Ce montage présente un avantage supplémentaire : en cas de disparition de  $V+$ ,  $V-$  disparaît également. Certains de vos montages apprécieront cet égard.

Le reste se passe de commentaires :

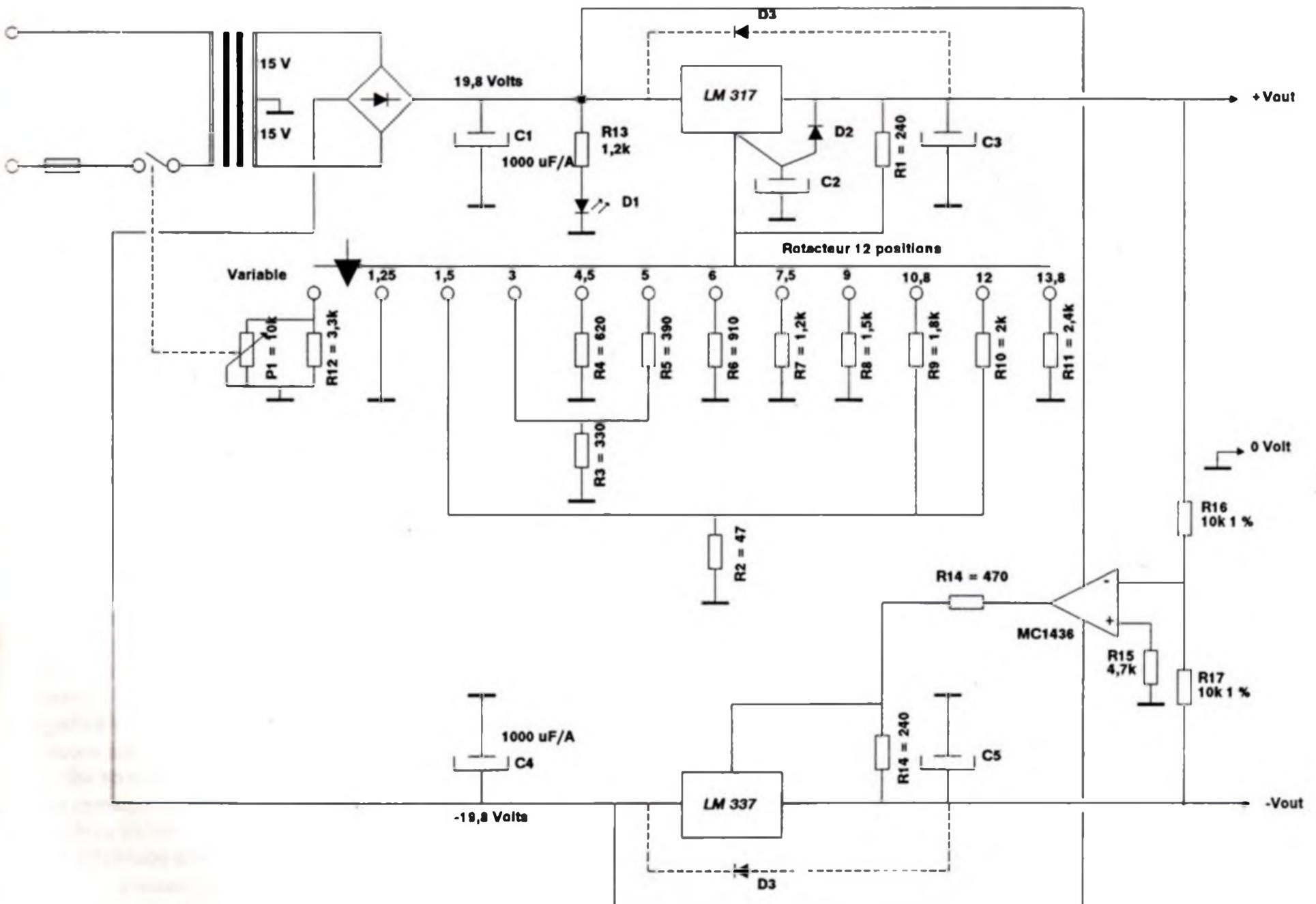
Le transformateur est exploité avec son point milieu et devra passer à 60 VA pour assurer les 2 A sur les deux voies.

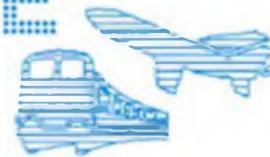
## CONCLUSIONS

L'utilisation sera sans problème. Le LM317 étant entièrement protégé contre les courts-circuits en sortie et contre l'emballement thermique, aucune précaution spéciale à prendre : ce qui est drôlement sympathique car une fausse manoeuvre est si vite arrivée.

A vous d'extrapoler éventuellement à partir de ce développement dont la seule prétention est de vous aider dans la conception de vos alimentations de laboratoire.

LE FUTE





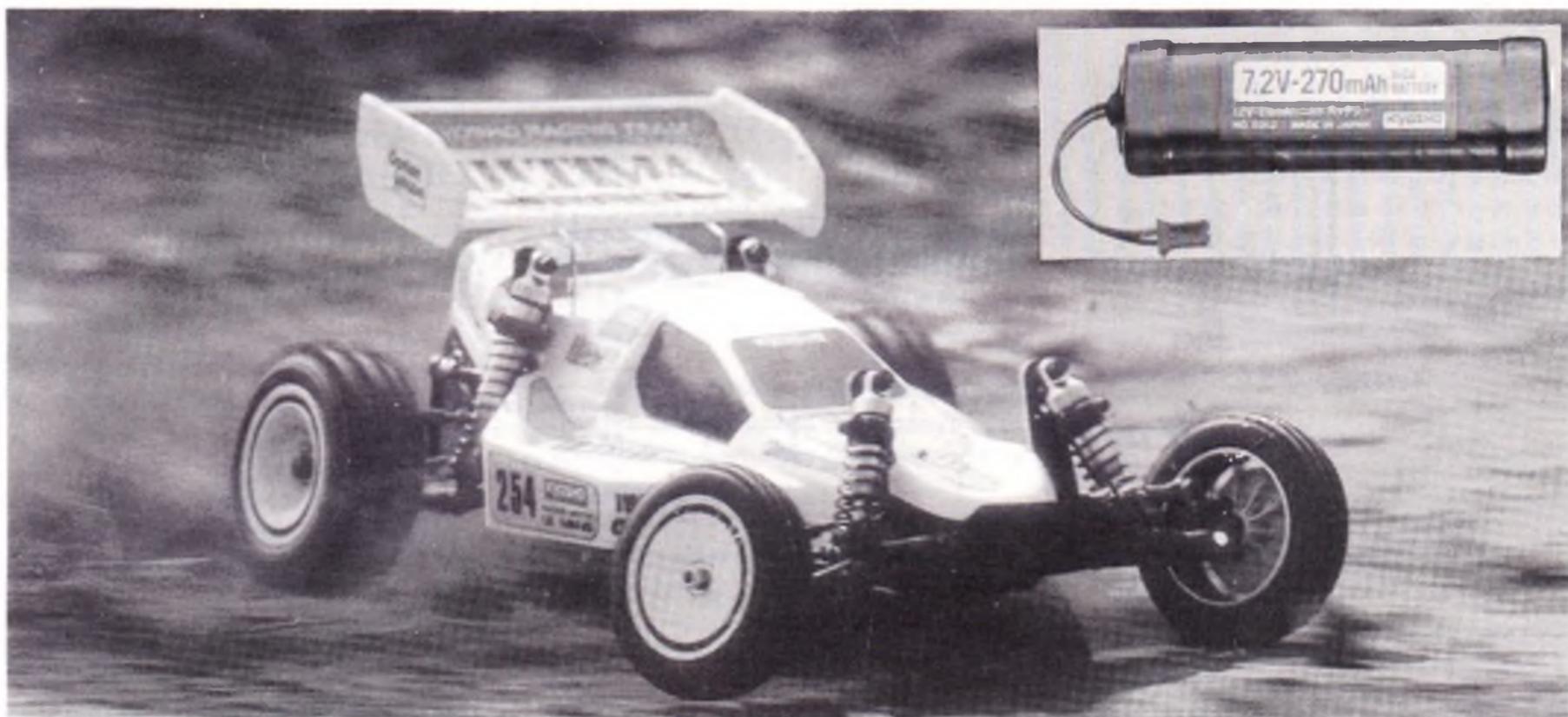
## UN VRAI CHARGEUR D'ACCUS à COURANT CONSTANT

Vous venez de faire l'acquisition d'un magnifique modèle réduit de 4x4 à propulsion électrique. A la vitesse impressionnante à laquelle elle se faufile sur le gazon, l'accus de 7,2 volts qui l'équipe en général s'épuise rapidement. En moins de 10 mn, il faut envisager la recharge. Et ça urge !

Combien sont surpris par la soi-disant charge rapide qui échauffe la batterie sans pour autant assurer le temps de fonctionnement prévu. Et loin s'en faut !

Les chargeurs rapides du commerce sont souvent rudimentaires et n'assurent la charge qu'au travers d'une vague résistance qui ne peut garantir un débit constant, et cette variation d'intensité de charge n'arrange en rien la durée de vie de vos accus.

Le montage proposé dans cet article, garantit un débit constant du début à la fin de charge, quelque soit l'état de départ du pack d'accus, assurant ainsi une capacité maximum et en préservant sa durée de vie. Il est réalisé sur la base d'un régulateur LM 317, dont il est l'une des plus intéressantes et des plus économiques application.



### Généralités sur les accus CD-NI

Un accu CD-NI (cadmium nickel), doit être chargé, en principe au dixième de sa capacité maximale exprimée en A/h en charge lente d'environ 14 heures : soit 120 mA pour un accu de 1200 mA. La durée n'est pas critique, mais ne doit être maintenue sous peine de dégrader les performances ultérieures du produit.

La charge dite RAPIDE doit être limitée aux types d'accus prévus pour cela. Et ils ne le sont pas tous : c'est en général précisé sur le produit par le fabricant, avec

l'intensité et la durée conseillée. (Et pas de risque S. V. P.) Sinon, ne tentez pas le diable, il vous en coûterait un pack à court terme.

Les chargeurs du commerce ont une curieuse façon de limiter le courant : une simple résistance et c'est en général tout. Dans ces conditions, le courant initial sur accus vide est très important, voir dangereux pour la survie de vos batteries. Très rapidement, la tension monte aux bornes de l'accus et le courant chute rapidement sous la valeur conseillée (surtout sur chargeurs rapides) et vos accus ne se chargent pas autant que vous

pourriez l'espérer. Et c'est la surprise de voir le jouet s'arrêter trop vite !!

La charge à courant vraiment constant élimine ces inconvénients : elle limite le courant de batterie vide à la valeur conseillée par le fabricant et maintient cette intensité durant toute la durée de la charge. Elle préserve donc la vie de vos accus et vous aurez l'agréable surprise de voir vos appareils fonctionner plus longtemps sans recharge. Quasiment du simple au double sur des packs de 7,2 volts pour 4x4 à radio commande : c'est spectaculaire !

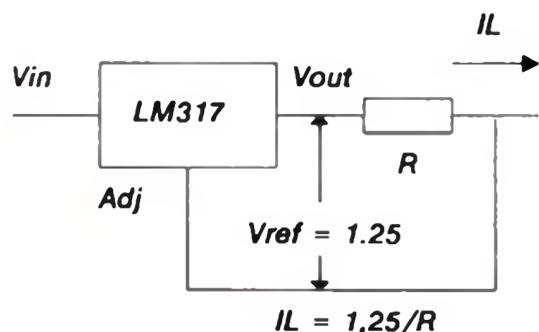


## Principe de fonctionnement

Ce montage repose sur une application d'un régulateur ajustable de la gamme des produits NATIONAL : le LM317

Si vous désirez tout savoir sur le produit, reportez vous à l'article page 2, où ses caractéristiques sont développées dans la rubrique HOBBYTHEQUE.

Le fonctionnement du montage est basé sur la propriété essentielle de ce régulateur qui est de maintenir rigoureusement une tension  $V_{ref}$  entre sa broche  $V_{out}$  et sa broche ADJ. Cette  $V_{ref}$  est de l'ordre de 1,25 volts (+ ou - 0,05 V)



En appliquant la très simple loi d'ohms au travers de la résistance  $R_1$ , on obtient  $1,25 = R_1 \times I_c$  (débit de courant) et donc  $I_c = 1,25/R_1$ .  $R_1$  étant une constante,  $I_c$  est donc constant.

La valeur souhaitée de  $I_c$  détermine le choix de la résistance  $R_1$  selon la formule inverse :

$$R_1 = 1,25/I_c$$

Il est important de prendre la précaution de calculer également la puissance dissipée au travers de  $R_1$  :

$$P = U \times I_c = R_1 \times I_c^2$$

Et de choisir la puissance de la résistance en conséquence

EXEMPLE pour  $I_c = 100 \text{ mA} = 0,1 \text{ A}$

$$R_1 = 1,25/0,1 = 12,5 \Omega$$

$P = 12,5 \times 0,1 \times 0,1 = 0,125 \text{ W}$  soit 1/4 W qui est le standard le plus proche

EXEMPLE pour  $I_c = 2 \text{ A}$

$$R_1 = 1,25/2 = 0,625 \Omega$$

$P = 0,625 \times 2 \times 2 = \text{environ } 2,5 \text{ W}$  (le standard le plus proche est de 4 W)

Il faut également prévoir une tension d'entrée sur la broche  $V_{in}$  qui soit

supérieure de plus de 4,5 volts à la tension maximum de l'accu à pleine charge

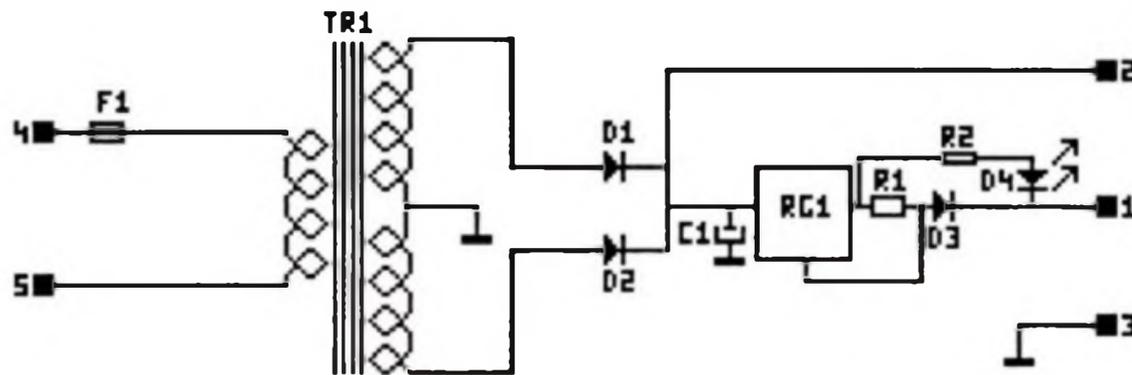
En effet, le régulateur requiert une tension supérieure de 3 volts à sa tension de sortie pour un fonctionnement correct. A ces 3 volts, il convient d'y rajouter les 1,25 volts de chute de tension dans  $R_1$  et les pertes de ligne, spécialement à forte intensité ( toujours  $U = R \times I$  ).

Nous obtenons donc  $V_{in \text{ mini}} = \text{tension maxi batterie} + 4,5 \text{ volts}$ .

## Le montage proposé

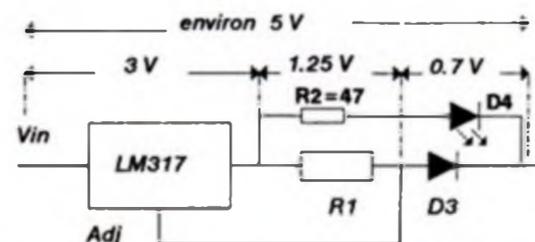
### L'étage de sortie régulé en COURANT

Il obéit aux prescriptions énoncées plus haut, auxquelles nous avons rajouté une visualisation de l'état de charge par l'allumage d'un voyant LED.



Une LED réclame une chute de tension minimum de 1,8 à 2 volts pour s'éclairer. Et la chute de tension aux bornes de  $R_1$  n'est que de 1,25 volts. Nous avons donc rajouté en série une diode  $D_3$  qui assure une chute de tension supplémentaire de 0,7 volts nominal. Nous dépassons à présent les 2 volts. Il nous faut placer en série avec la LED une résistance  $R_2$  pour limiter le courant à environ 5 mA pour ne pas fausser la stabilité de  $I_c$  auquel il convient d'ajouter cette led. Pour calculer  $R_2$ , il faut retrancher 1,8 volts (chute de tension dans la LED  $D_4$ ) aux 2 volts, et d'appliquer la loi d'ohm au résultat obtenu :

$2 - 1,8 = 0,2 \text{ volts}$  pour 5 mA soit 0,005 A, donne  $R_2 = 200/5 = 40 \Omega$ , la valeur standard la plus proche.



La LED  $D_4$  indique un débit de courant et non la mise sous tension

A noter que le montage de cette LED est FACULTATIF. elle n'intervient en rien dans la régulation en courant, qu'elle vient perturber plutôt, mais que de 5 mA quelque soit  $I_c$ . Il faut donc tenir compte de ces 5 mA en cas de montage de la LED si ce courant n'est pas négligeable devant la valeur de  $I_c$ .

Il vous faudra donc déterminer la valeur de  $R_1$  et sa puissance comme énoncé plus haut en fonction du  $I_c$  utile pour le type d'accus à charger.

### La source de courant continu

Nous avons pensé aux modélistes privés de SECTEUR sur les terrains vagues et qui ne disposent que d'une batterie (12 V de voiture de général). Une entrée CC est donc implantée sur le circuit imprimé : broche 2 du bornier 3 plots.

Mais pour le cas le plus fréquent, ce

sera le secteur qui fournira l'énergie nécessaire. Le montage est classique :

Un transformateur fournit sur son secondaire une tension alternative qui sera redressée double alternance par les diodes  $D_1$  et  $D_2$ . A la limite, cette tension alternative peut être utilisée telle quelle. Dans ce cas la charge sera impulsionnelle à la fréquence de 100 Hz et le LM317 assure son rôle en limitant en permanence le courant crête à  $I_c$ .

Un condensateur  $C_1$  peut être implanté pour filtrage en courant continu : sa valeur doit être de 1000  $\mu\text{F}$  par ampère et sa tension de service doit être de 1,414 (racine de 2) x la tension nominale du transformateur.

Et puisqu'on en parle, comment doit-on choisir celui-ci ?

Il nous faut un  $V_{in}$  à l'entrée du régulateur qui doit être supérieur d'au moins 5,2 volts à la tension de crête de l'accu chargé. Pour obtenir ce  $V_{in}$  minimum, il nous faut y rajouter les 0,7 volts de chute dans les diodes de

redressement. Il faut ici diviser la tension obtenue par 1,414 ( racine de 2 ), mais il faut également tenir compte des variations secteur de 10 % et d'une sécurité raisonnable, car il vaut mieux une tension plus forte pour assurer une charge totale ( mais pas trop car il faudra alors dissiper plus dans le LM317).

Quant à la puissance, elle sera de la tension choisie X le courant I<sub>c</sub>, en valeur par excès.

EXEMPLE : accus de 7,2 volts nominal et 8,5 V en FCEM de charge pour 2 A

nous devons avoir  $V_{in} > 8,5 + 5$  soit 13,5 plus 0,7 de diodes, soit  $14,2 V / 1.414 = 10 V$

nous opterons pour un 12 volts standard et pour 24 VA ( 2 A sous 12 V )

Et le choix du refroidisseur pour le LM317 ?

La version grand public qu'est le LM317 a comme maximum de température de jonction 125°C. Et le boîtier TO220 utilisé ici possède une résistance thermique jonction-air ambiant (sans radiateur) de 50 °C/W = RTJA ( reportez-vous page 4 du présent numéro ). Sans radiateur, le CI ne peut donc dissiper que 2 W :  $(125 \text{ jonction max} - 25 \text{ ambiant}) / 50 = 2 \text{ W}$ . Soit avec 3 V de chute de tension mini un courant de  $2/3 = 0,666 \text{ A}$ . Mais attention avec 6 V de chute, cela donne  $2/6 = 0,333 \text{ A}$ . C'est encore suffisant pour des charges d'accus à moins de 300 mA

Au delà, il serait prudent d'utiliser un radiateur pour profiter pleinement de votre montage. Deux types de radiateurs sont proposés adaptés au circuit :

Le ML26 qui possède une résistance thermique de 18 °C/W

le ML33 qui possède une résistance thermique de 10 °C/W

Pour ce dernier et pour une température ambiante de 25 °C, et compte tenu d'une résistance thermique jonction-boîtier = RTJB de 4 °C/W pour le LM317 en boîtier TO220 , nous obtenons  $(125 \text{ jonction max} - 25 \text{ ambiant}) / (4 \text{ RTJB} + 10 \text{ RTML33}) = 7,14 \text{ W}$ . Et donc un courant maxi pour 3 V de chute de tension de  $7,14/3$  soit 2,4 A. Pour une chute de 6 V, il ne nous reste plus que 1,2 A, d'où l'intérêt de ne pas trop surestimer la taille du transfo dans vos calculs si vous souhaitez un courant important de charge rapide !

Les diodes de redressement seront également choisies en fonction du courant

de charge souhaité : pour info les 1N4007 sont donnés pour 1 A, les BY251 pour 3 A.

Nous avons à présent fait le grand tour des options possibles. Vous avez trié vos composants, procédons au montage.

## LA REALISATION

Traitons d'un exemple concret : la charge rapide d'un pack 7,2 volts à 1,8 A

$R1 = 1,25/1,8 = 0,69 \Omega$ . La valeur la plus proche en standard est de  $0,68 \Omega$  soit  $I_c = 1,25/0,68 = 1,838$  c'est presque trop beau !

La puissance :  $P = 0,68 \times 1,8 \times 1,8 = 2,2 \text{ W}$  optons pour 4 W. C'est mieux plus que pas assez !

Le transfo : c'est déjà vu : 12 V 24 VA

Le radiateur :  $12 \times 1,414 = 16,968$ , moins 0,7 v (diodes) = 16,3 de  $V_{in}$ . En

sortie sur accus en charge ( la tension zéro ne dure pas longtemps )  $7,2 + 5,2 = 12,4 \text{ V}$  soit au total  $16,3 - 12,4 = 3,9 \text{ V}$  sous 1,8 A donc environ 7W à dissiper. C'est dans les normes du ML33, mais il le faut.

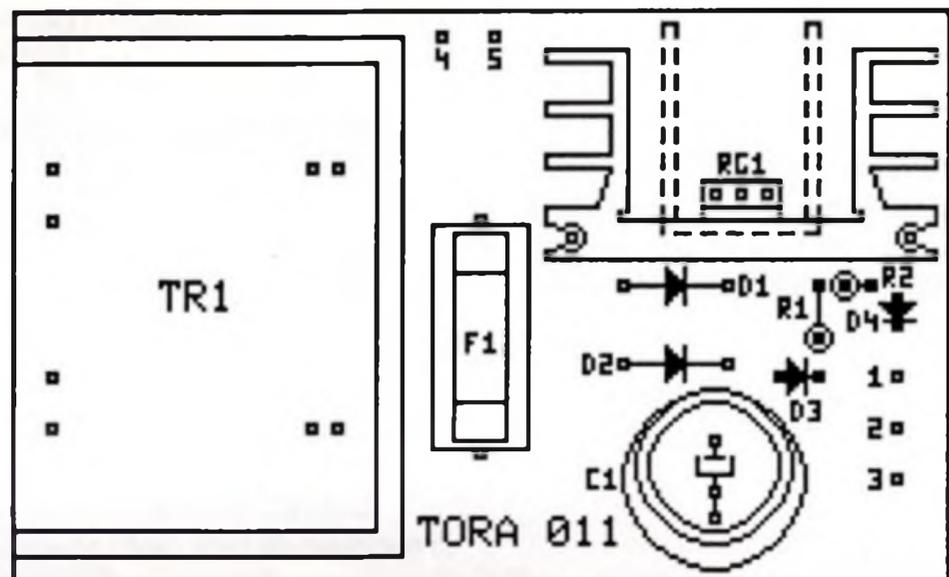
Les diodes : 2 BY251 pour voir large

Le condensateur : 2000  $\mu\text{F}$  et 25 V (17 aurait suffit mais le standard...)

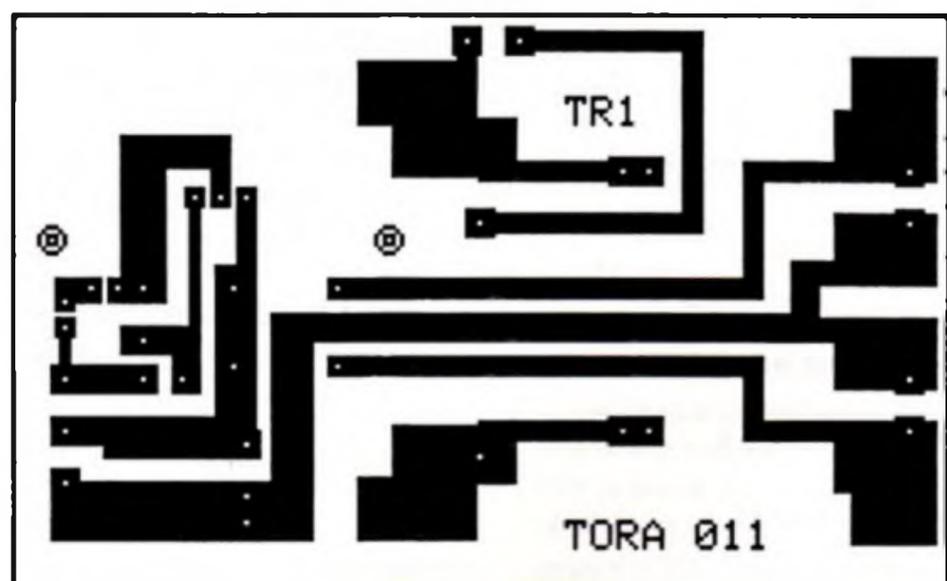
Et le tour est joué !

Tous les composants prennent place sur le circuit imprimé proposé, y compris le transfo (jusqu'à 35 VA). Du côté composants jusqu'à 5 VA (cosses à picots). Du côté cuivre pour les autres (cosses à souder qu'il faut plier à 90 degrés).

Pas de précautions particulières, si ce n'est la polarité des diodes et de C1.

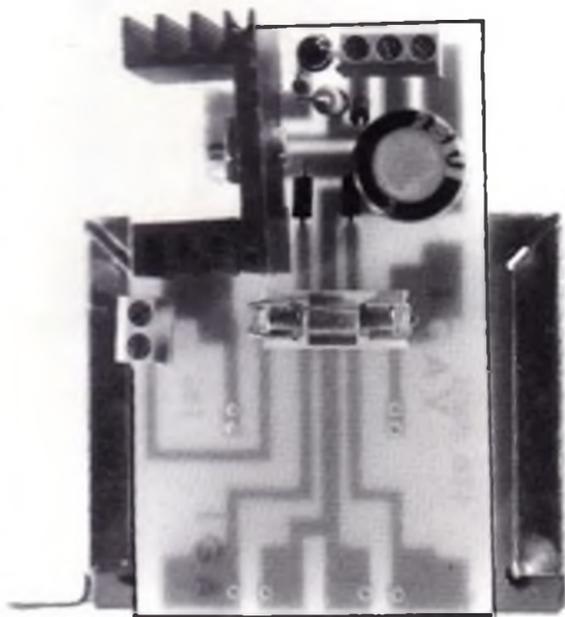


Sérigraphie à l'échelle 1



Circuit imprimé côté cuivre à l'échelle 1





Un bornier 3 plots permet la fixation par vis des sorties :

+ sur borne 1, - sur borne 3 ( un rappel : la borne 2 peut servir d'entrée continue ou de sortie tension redressée et filtrée pour une autre application ).

Un porte fusible supportera un fusible rapide de 1 A pour protéger le primaire du transformateur.

Le montage, une fois contrôlé sera relié au secteur : attention sur les pistes

Le produit doit fonctionner tant il est simple et le meilleur test est le court-circuit franc : La LED doit s'allumer et le montage ne doit pas broncher : le limiteur de courant fait son office !

Une mesure directe avec un multimètre sur le bon calibre permet de vérifier la validité des choix effectués.

Il est à présent prêt à servir. Il ne limite hélas pas la durée de la charge qui doit rester sous votre surveillance. Si elle n'est pas critique en charge lente, elle doit être limitée en charge rapide : la surveillance de la température du pack est la meilleure info. Aussi la mise en série sur une des branches d'un fusible thermique de 70 °C que l'on glissera dans la gaine du pack coupera la charge à cette température et ne la reprendra qu'à sa température de réenclenchement (suivant modèle, en principe vers 30 °C serait bien ).

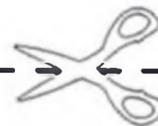
## CONCLUSIONS

Voilà bien un produit utile et modulable. En effet les accus CD-Ni envahissent notre horizon et un bon chargeur vous sera utile. Notez que R1 peut être montée sur un rotacteur 12 positions et donc être multiple : 12 courants de charge différents, à condition d'avoir tout prévu en AVAL : radiateur, transfo...

Une source de courant constant peut également avoir d'autres débouchés en électronique en général.

A bientôt

LE FUTE



# HOBBYTRONIC

## BULLETIN D'ABONNEMENT

(VOIR AU VERSO)

Février 1991 - N°2

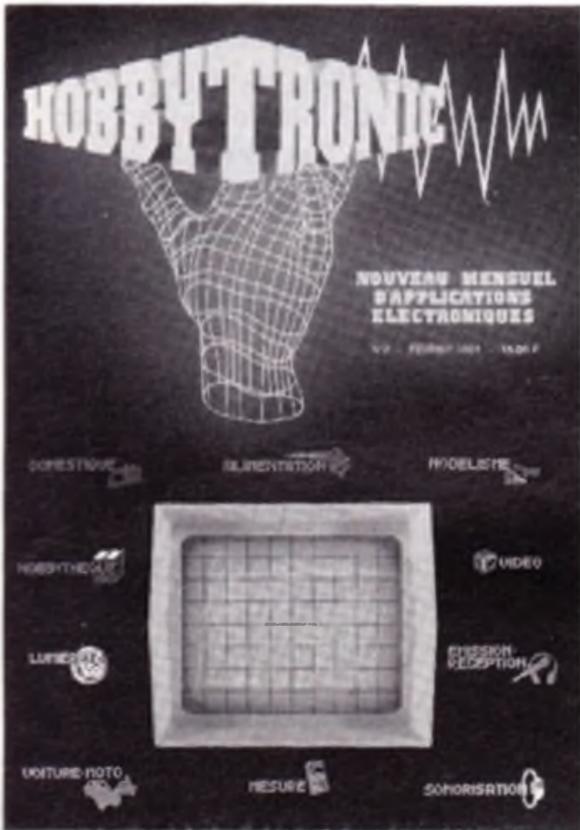


Hobbytronic FEVRIER 1991  
Dépot légal FEVRIER 1991

Imprimerie Georges Frère  
15, rue A. Briand - BP 199  
59202 TOURCOING Cedex

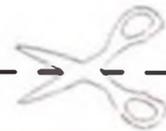
Directeur de la Publication :  
M. Ninassi  
HBN Electronic  
S.A. au capital de 7.930.000  
B.P. 2739  
Z.I.S.E 51100 REIMS

ISSN et commission paritaire  
en cours



## L'ABONNEMENT :

<b>Facile</b> à Remplir ↓	<b>Economique</b> 11 numéros à 15 F = 165 F + Frais postaux Abonnement : <b>140 F</b> à domicile ↓	<b>Chez vous</b> directement dès la parution <b>LA POSTE</b>  ↓
------------------------------------	--	---



### BULLETIN D'ABONNEMENT

#### REGLEMENT :

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue

N°

Expiration

#### SIGNATURE :

(Signature des parents pour les mineurs)

A retourner avec votre règlement à :

**HOBBYTRONIC - Abonnement**  
**BP 2739 - 51060 REIMS Cedex**

Ecrire en CAPITALES une lettre par case, laisser une case  
entre deux mots. Merci.

Nom, prénom

Adresse

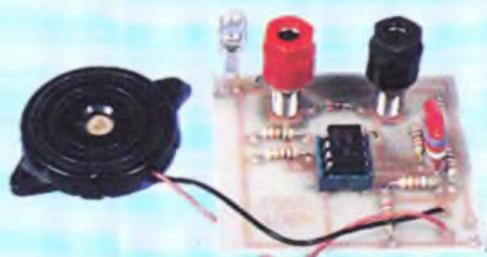
Code postal  Ville

NOUVEAU  
 SORTIE  
 91  
 NOUVEAU

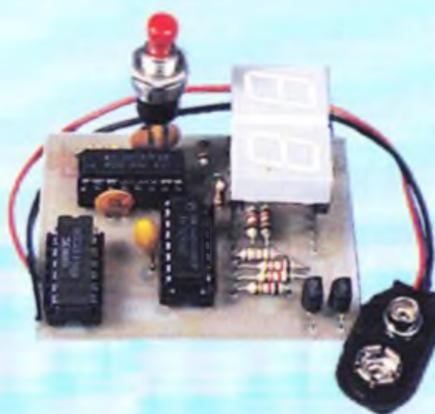
Une gamme de kits spécialement destinée à l'ENSEIGNEMENT et à l'initiation des débutants



Kit TORA 6005  
 Mini-orgue électronique



Kit TORA 6002  
 Testeur de continuité



Kit TORA 6004  
 Loto électronique

COMPLETS



Kit TORA 6003  
 Pile ou Face électronique

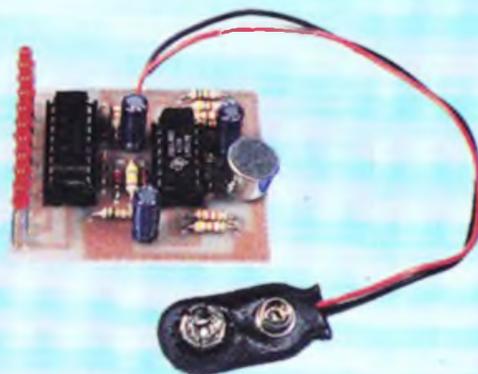
ECONOMIQUES



**TORA**  
 ELECTRONIQUE

INITIATION  
 TECHNOLOGIE

NOTICES DETAILLÉES



Kit TORA 6006  
 Jeux de lumière de poche

FACILES



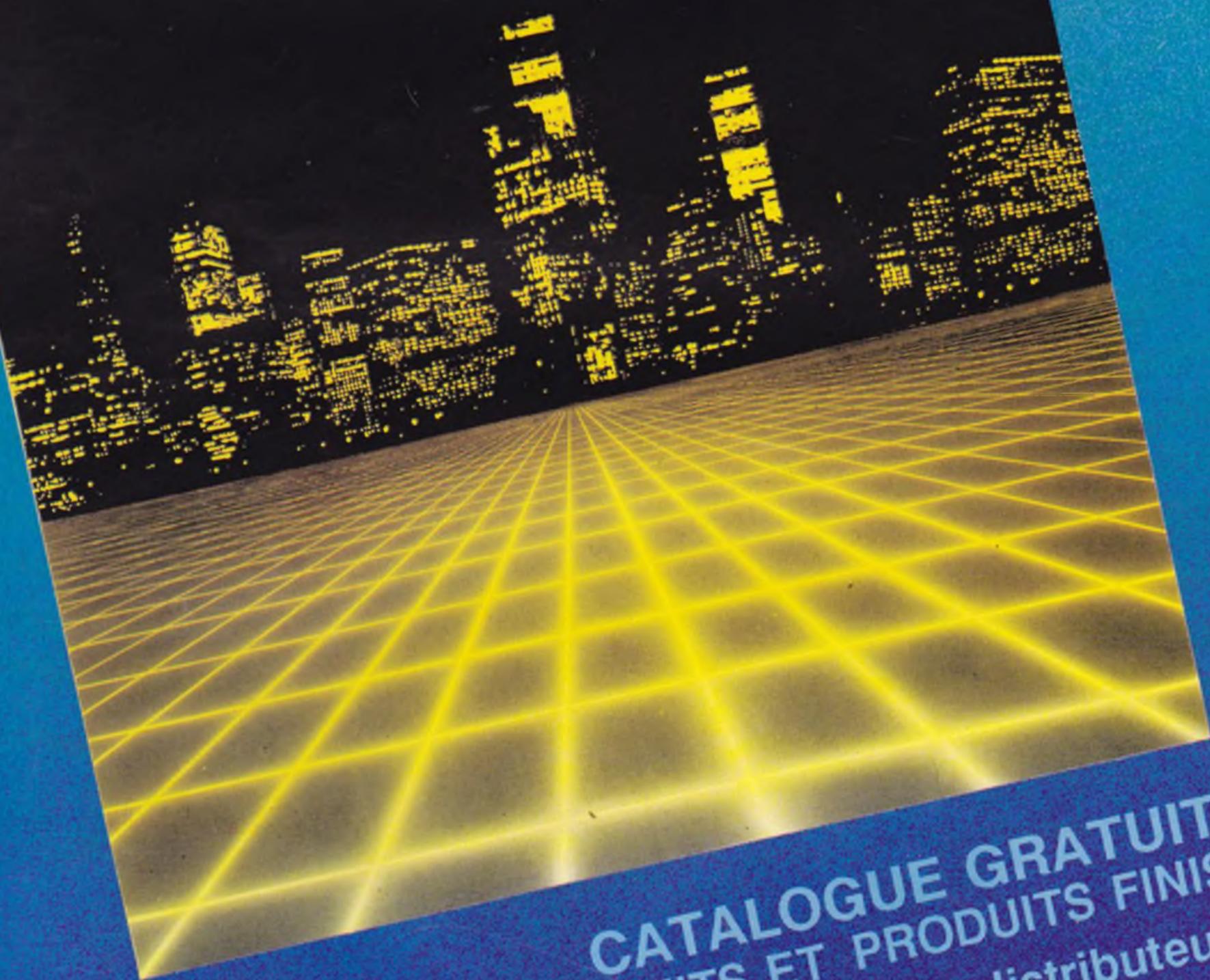
Kit TORA 6001  
 6 leds clignotantes

NOUVEAU  
 SORTIE  
 91  
 NOUVEAU

**NOUVEAU !**



**TORA**  
ELECTRONIQUE



**CATALOGUE GRATUIT**  
**48 PAGES DE NOUVEAUX KITS ET PRODUITS FINIS**  
Demandez-le à votre distributeur.