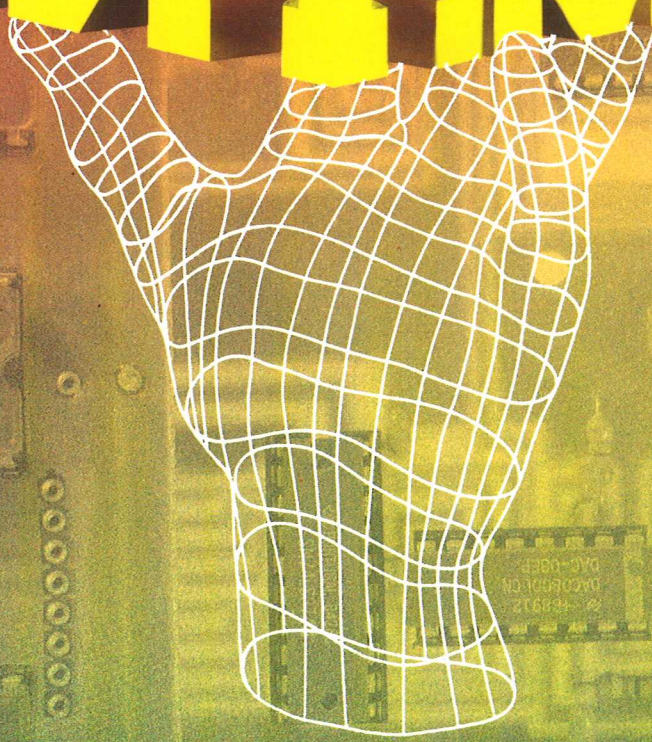


HOBBYTRONIC

MENSUEL D'APPLICATIONS ELECTRONIQUES

N°29 - SEPTEMBRE 1993 - 20,00 F



DOMESTIQUE



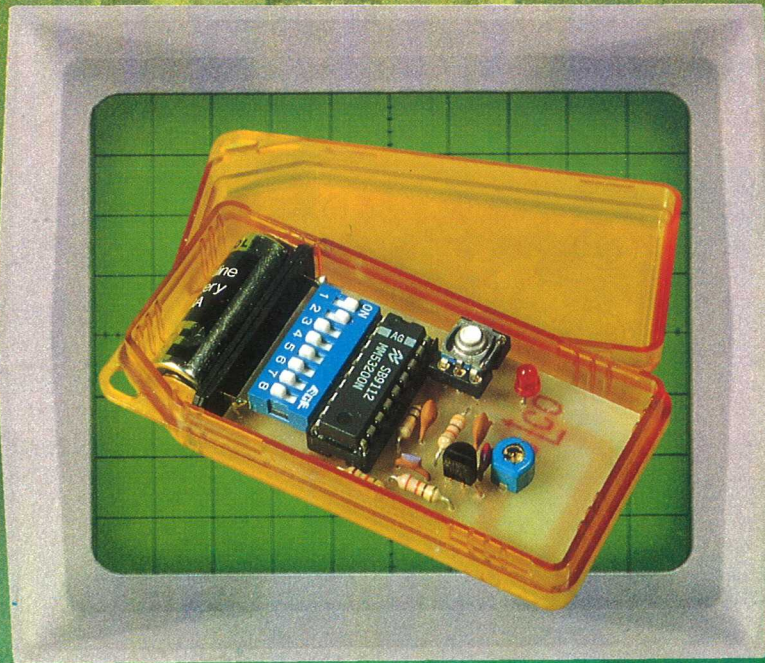
ALIMENTATION



MODELISME



TELEVISION
RECEPTION



VOITURE MOTO



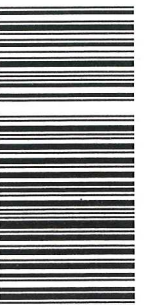
MESURE



SONORISATION



M 4443 - 29 - 20,00 F





Le
perme
la mod
pratique
les résis
l'IC. C1-
sont ces entrées d'une
composante continue éventuelle et C3-C4
limitent la bande passante pour les
fréquences très élevées.

Réalisez votre propre

HOBBYTHEQUE

Caractéristiques détaillées

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

Pratiques, indispensables

et enfin disponibles!

Vos classeurs pour avoir toujours sous la main

vos revues préférées:

Prix à l'unité: 45 F TTC

Par deux ou plus: 40 F TTC l'unité

(Pour commander, voir coupon page 55)



SOMMAIRE

Un diplomate spécialiste du dialogue entre bus et périphériques:
Le 8255, circuit d'interface programmable 2

Modulateur démodulateur équilibré: en clair:
MC 1496 et MC 1596 20

Un récepteur AM/FM complet réduit à 16 broches:
Le TDA 1220B 41

Repoussez (à bas prix) les intrus de l'automne:
Chasse nuisible vobulé 11

Quand émetteur et récepteur s'aiment d'amour tendre...
Un anti-éloignement H.F. 14

Donnez des ailes à vos mémoires non volatiles
Un programmeur d'EPROM universel (1ere partie) . 31

Entrez sans crainte dans le dédale de l'électronique
Un labyrinthe évolutif 38

Pour rendre vos communications inintelligibles
Un crypteur décrypteur audio 47

En pages centrales détachables: Les circuits imprimés...
Sommaire permanent 54

NEW'S 55

Pour vous abonner, rendez-vous en page 56

NOS FICHES TECHNIQUES



NOS REALISATIONS PRATIQUES



Le 8255 : un circuit d'interface programmable

Dans le monde de la micro-informatique, les circuits d'interface sont certainement ceux qui sont les plus employés.

Le mot interface englobe une multitude d'applications qui sont très souvent très spécifiques (Floppy, disques durs, écrans, imprimantes, etc...). Il existe des interfaces plus généralistes comme les interfaces séries (un seul bit à la fois) ou parallèles (plusieurs bits à la fois).

Le 8255 est un circuit plus spécialement adapté pour pouvoir traiter ce second type, d'où sa présence très fréquente dans les automates programmables par exemple.

Sa structure très souple d'emploi et sa facilité de programmation le rendent quasiment universel et il peut ainsi être accommodé à toutes les sauces.

Caractéristiques

- Compatible avec les microprocesseurs de la famille 8085.
- 24 broches d'entrée/sortie programmables.
- Totalement compatible TTL.
- Caractéristiques de timing optimisées
- Gestion directe des bits facilitant les applications d'interfaçage.
- Possibilités de pilotages continus améliorés.

Le 8255 est un système d'entrée/sortie programmable d'usage général conçu pour être utilisé avec les microprocesseurs de chez Intel. Il possède 24 broches d'entrées/sorties qui peuvent être programmées individuellement en deux groupes de douze et il peut être utilisé dans trois modes principaux de fonctionnement. Dans le premier mode (mode 0), chaque groupe de 12 broches peut être programmé par bloc de quatre soit en entrée ou en sortie. Dans le mode 1, chaque groupe peut être reprogrammé pour disposer de huit lignes d'entrée ou de sortie. Sur les quatre broches restantes, trois sont utilisées pour les échanges et les signaux de contrôle d'interruption. Le dernier mode (mode 2) est un mode de bus bidirectionnel utilisant 8 lignes pour constituer le bus et cinq lignes (une est

empruntée à l'autre groupe) pour les échanges.

Description fonctionnelle

Généralités

Le 8255 est un circuit d'interface programmable (Programmable Peripheral Interface ou PPI) conçu pour être utilisé dans les systèmes de micro-calculateurs INTEL. Sa fonction est, comme pour tous les composants d'entrée/sortie d'usage général, d'interfacer les équipements périphériques au bus du système du micro-calculateur. La configuration fonctionnelle du 8255 est programmée par le logiciel du système supprimant ainsi toute nécessité de logique externe.

Buffer du bus de donnée

Ce buffer de huit bits bidirectionnel à trois états est utilisé pour interfacer le 8255 au bus de donnée du système. La donnée est transmise ou reçue par le buffer jusqu'à la fin de l'exécution de l'instruction d'entrée ou de sortie de l'unité centrale. Les mots de contrôle et les informations d'états transitent également par ce buffer.

La logique de contrôle et de lecture/écriture

La fonction de ce bloc est de gérer tous les transferts internes et externes des données et des mots de contrôle et d'état.

Il accepte les entrées issues des bus d'adresse et de contrôle de la CPU et en retour, il génère les commandes vers les deux groupes de contrôle.

Chip Select (\overline{CS})

Un état bas sur cette entrée autorise les échanges entre le 8255 et la CPU.

Read (\overline{RD})

Un état bas sur cette entrée autorise le 8255 à envoyer l'information d'état ou de donnée sur le bus de donnée vers la CPU. En résumé, elle permet à la CPU de venir lire dans le 8255.

Write (\overline{WR})

Un état bas sur cette entrée permet à la CPU d'écrire un mot de contrôle ou de donnée dans le 8255.

Port select (A0 et A1)

Ces signaux d'entrée, conjointement aux entrées RD et WR, contrôlent la sélection d'un des trois ports ou du registre de contrôle. Ils sont normalement reliés aux lignes les moins significatives du bus d'adresse (A0 et A1).

Reset

Un état haut sur cette entrée efface le registre de contrôle et place tous les ports (A, B et C) en mode entrée.



Gestion des groupes A et B

La configuration fonctionnelle de chacun des ports est programmée par le logiciel du système. En résumé, la CPU envoie un mot de contrôle au 8255. Le mot de contrôle contient des informations telles que le mode, la mise à 1 ou à 0 d'un bit, etc..., ce qui initialise la configuration du 8255.

Chacun des blocs de contrôle (groupe A et groupe B) accepte les "commandes" de la logique de contrôle, reçoit les "mots de contrôles" du bus de donnée interne et envoie les commandes adéquates au port correspondant.

- Groupe A: Port A et Port C supérieur (C7-C4)
- Groupe B: Port B et Port C inférieur (C3-C0)

Le registre de contrôle peut uniquement être écrit. Aucune opération de lecture n'y est autorisée.

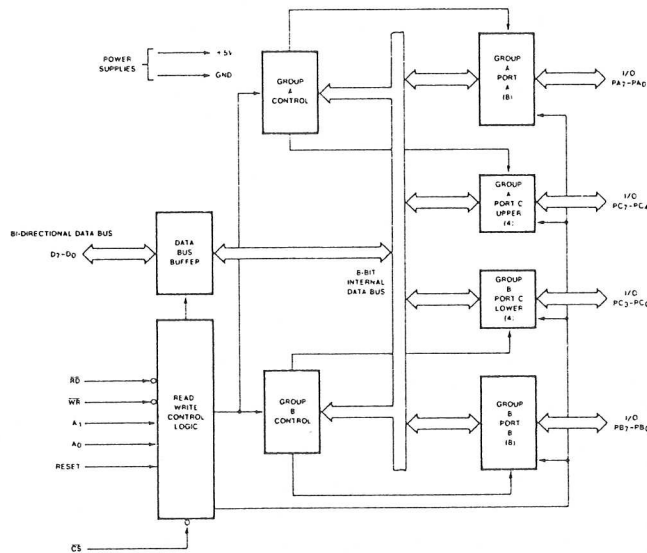
Ports A, B et C

Le 8255 comporte trois ports de 8 bits (A, B et C). Tous peuvent être configurés pour une multitude d'utilisations par le programme, mais chacun possède des caractéristiques propres afin d'améliorer la puissance et la souplesse du 8255.

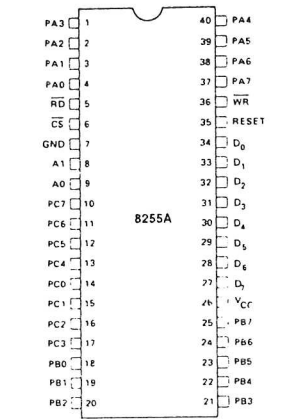
- Port A: C'est une bascule de huit bits en sortie et une bascule de huit bits en entrée.
- Port B: C'est une bascule de huit bits en sortie et un buffer de huit bits en entrée.
- Port C: C'est une bascule de huit bits en sortie et un buffer de huit bits en entrée. Ce port peut être divisé en deux ports de quatre bits suivant le mode de contrôle. Chaque port de quatre bits contient une bascule de quatre bits et peut être utilisé comme signal de contrôle en sortie et signal d'état en entrée conjointement avec les ports A et B.

Opérations de base

A ₁	A ₀	RD	WR	CS	INPUT OPERATION (READ)
0	0	0	1	0	PORT A = DATA BUS
0	1	0	1	0	PORT B = DATA BUS
1	0	0	1	0	PORT C = DATA BUS
					OUTPUT OPERATION (WRITE)
0	0	1	0	0	DATA BUS = PORT A
0	1	1	0	0	DATA BUS = PORT B
1	0	1	0	0	DATA BUS = PORT C
1	1	1	0	0	DATA BUS = CONTROL
					DISABLE FUNCTION
X	X	X	X	1	DATA BUS = 3-STATE
1	1	0	1	0	ILLEGAL CONDITION
X	X	1	1	0	DATA BUS = 3-STATE



Bloc diagramme du 8255



D ₇ -D ₀	DATA BUS (BI-DIRECTIONAL)
RESET	RESET INPUT
CS	CHIP SELECT
RD	READ INPUT
WR	WRITE INPUT
A ₀ , A ₁	PORT ADDRESS
PA ₇ -PA ₀	PORT A (BIT)
PB ₇ -PB ₀	PORT B (BIT)
PC ₇ -PC ₀	PORT C (BIT)
V _{CC}	+5 VOLTS
GND	Ø VOLTS

Brochage

Fonctionnement

Sélection du mode

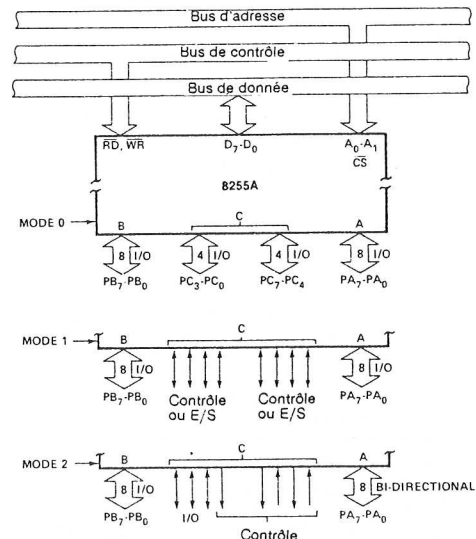
Il y a trois modes de base de fonctionnement qui peuvent être sélectionnés par programmation:

- Mode 0: Entrée/sortie de base
- Mode 1: Entrée/sortie validée
- Mode 2: Bus bidirectionnel

Quand l'entrée Reset passe à l'état haut, tous les ports sont placés en mode entrée (c'est à dire que les 24 lignes se retrouvent en état haute impédance). Après que le Reset ait disparu, le 8255 peut rester en mode entrée sans phase d'initialisation supplémentaire. Pendant l'exécution du programme système, chacun des autres modes peut être sélectionné grâce à une seule instruction de sortie. Cela permet à partir d'un seul 8255 de servir toute sorte de périphérique avec un simple programme de gestion.

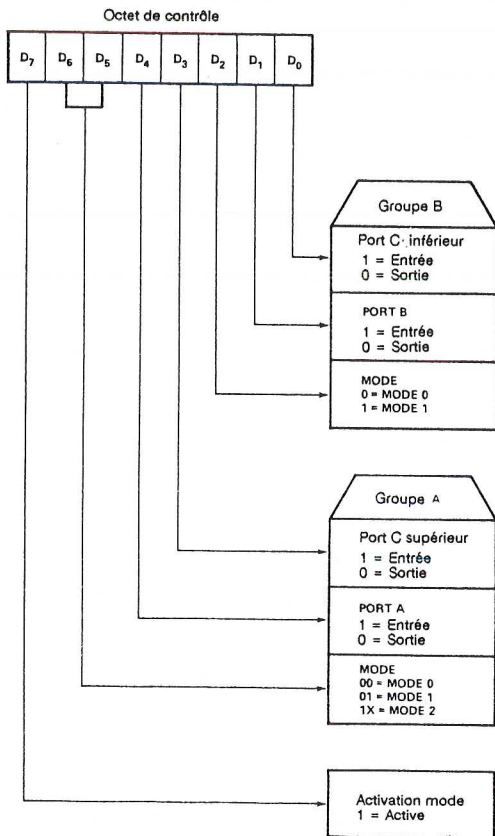
Les modes pour les ports A et B peuvent être définis séparément alors que le port C est divisé en deux portions imposées par la définition des ports A et B. Tous les registres de sortie, y compris les bascules d'états, seront réinitialisés chaque fois que le mode est changé. Les modes peuvent être combinés si bien que les fonctionnalités peuvent être "façonnées" pour la majorité des structures d'entrée/sortie. Par exemple, le groupe B peut être programmé en mode 0 pour détecter la fermeture de simples

interrupteurs ou pour afficher le résultat d'un calcul, le groupe A peut être programmé en mode 1 pour gérer un clavier ou un lecteur de bandes ou un système piloté par interruptions.



Définitions des modes

Les définitions des modes et les combinaisons possibles de modes peuvent sembler déroutantes au premier abord. Mais après un examen rapide du fonctionnement complet du circuit, l'aspect de simplicité et de logique des entrées/sorties fera surface. La conception du 8255 a tenu compte de choses comme la simplification des circuits imprimés, la définition des signaux de contrôle et une souplesse de fonctionnalité la plus large possible pour pouvoir piloter la majorité des systèmes de périphériques sans faire appel à une logique externe. Une telle conception représente le maximum d'utilisation pour chacune des pattes.

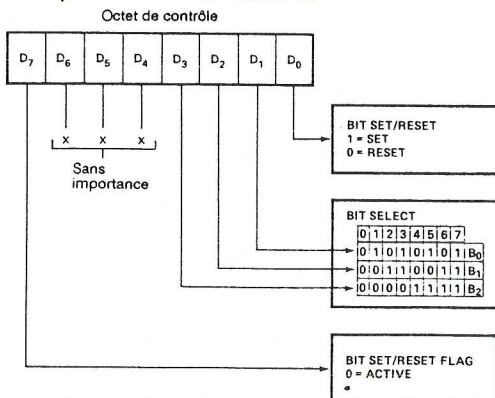


Format de définition des modes

Caractéristique de gestion bit à bit

Tous les huit bits du port C peuvent être activés (mis à 1) ou désactivés (mis à 0) par une simple instruction de sortie. Cette caractéristique réduit les nécessités logicielles dans les applications de contrôle.

Quand le port C est utilisé comme élément de contrôle ou d'état des ports A ou B, ces bits peuvent être activés ou désactivés par des instructions de gestion bit à bit comme s'ils étaient chacun des ports de sortie de données.



Format de la fonction bit set/reset

Fonctions de contrôle d'interruption

Quand le 8255 est programmé pour fonctionner en mode 1 ou en mode 2, des signaux de contrôle sont disponibles et peuvent être utilisés comme entrées de

demande d'interruptions pour la CPU. Les signaux d'interruptions générés par le port C peuvent être validés ou dévalidés en activant ou en désactivant la bascule INTE associée par les instructions de gestion bit à bit du port C.

Cette fonction permet au programmeur d'autoriser ou d'interdire à un dispositif d'entrée/sortie spécifique d'interrompre la CPU sans affecter les autres dispositifs dans la structure d'interruption.

Définition de la bascule INTE:

(BIT-SET) = INTE est mis à 1 = Interruption autorisée

(BIT-RESET) = INTE est mis à 0 = interruption interdite.

Note: Toutes les bascules masquables sont automatiquement remises à 0 lors d'une sélection de mode ou du Reset du circuit.

Modes de fonctionnement

Mode 0: Entrée/sortie standard

Cette configuration d'utilisation délivre des opérations d'entrée/sortie simples pour chacun des trois ports. Aucun échange n'est nécessaire, les données sont simplement lues ou écrites sur le port spécifié.

Définitions fonctionnelles de base du mode 0:

- Deux ports de huit bits et deux ports de quatre bits.

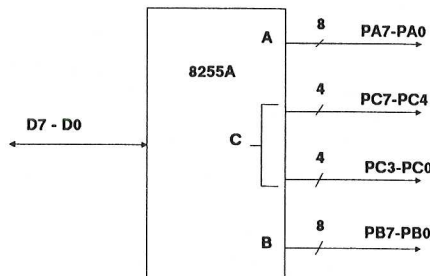
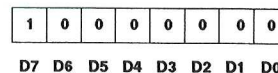
- Chaque port peut être en entrée ou en sortie.

A		B		GROUP A			GROUP B	
D ₄	D ₃	D ₁	D ₀	PORT A	PORT C (UPPER)	#	PORT B	PORT C (LOWER)
0	0	0	0	OUTPUT	OUTPUT	0	OUTPUT	OUTPUT
0	0	0	1	OUTPUT	OUTPUT	1	OUTPUT	INPUT
0	0	1	0	OUTPUT	OUTPUT	2	INPUT	OUTPUT
0	0	1	1	OUTPUT	OUTPUT	3	INPUT	INPUT
0	1	0	0	OUTPUT	INPUT	4	OUTPUT	OUTPUT
0	1	0	1	OUTPUT	INPUT	5	OUTPUT	INPUT
0	1	1	0	OUTPUT	INPUT	6	INPUT	OUTPUT
0	1	1	1	OUTPUT	INPUT	7	INPUT	INPUT
1	0	0	0	INPUT	OUTPUT	8	OUTPUT	OUTPUT
1	0	0	1	INPUT	OUTPUT	9	OUTPUT	INPUT
1	0	1	0	INPUT	OUTPUT	10	INPUT	OUTPUT
1	0	1	1	INPUT	OUTPUT	11	INPUT	INPUT
1	1	0	0	INPUT	INPUT	12	OUTPUT	OUTPUT
1	1	0	1	INPUT	INPUT	13	OUTPUT	INPUT
1	1	1	0	INPUT	INPUT	14	INPUT	OUTPUT
1	1	1	1	INPUT	INPUT	15	INPUT	INPUT

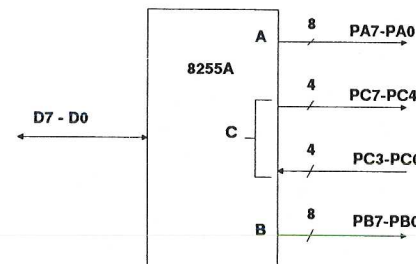
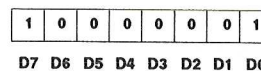
Définition des ports en mode 0

- Les sorties sont mémorisées.
- Les entrées ne sont pas mémorisées.
- 16 configurations d'entrée/sortie différentes sont possibles dans ce mode.

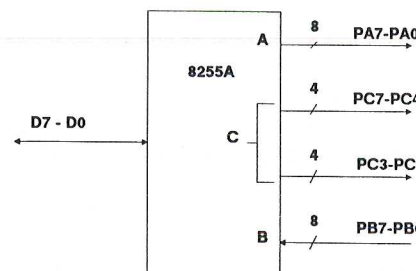
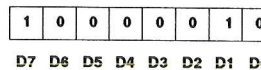
Octet de contrôle #0



Octet de contrôle #1

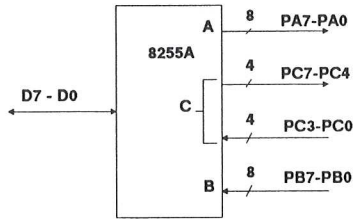


Octet de contrôle #2



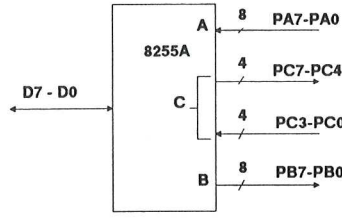
Octet de contrôle #3

1 0 0 0 0 0 1 1
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



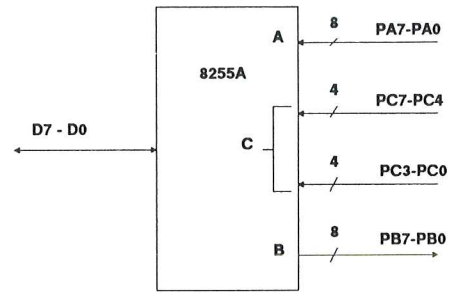
Octet de contrôle #9

1 0 0 1 0 0 0 1
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



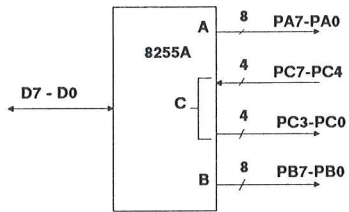
Octet de contrôle #13

1 0 0 1 1 0 0 1
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



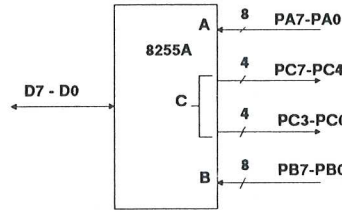
Octet de contrôle #4

1 0 0 0 1 0 0 0
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



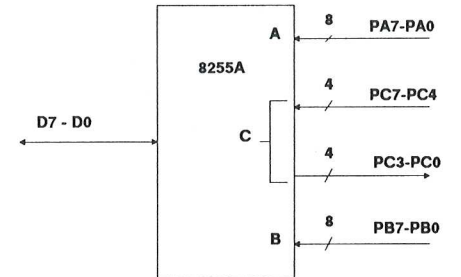
Octet de contrôle #10

1 0 0 1 0 0 1 0
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



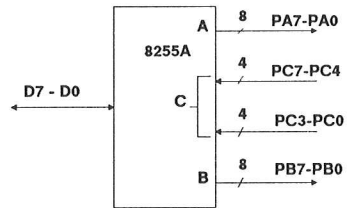
Octet de contrôle #14

1 0 0 1 1 0 1 0
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



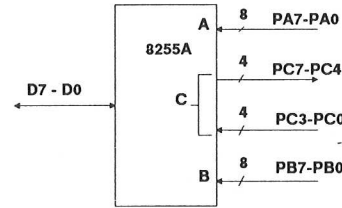
Octet de contrôle #5

1 0 0 0 1 0 0 1
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



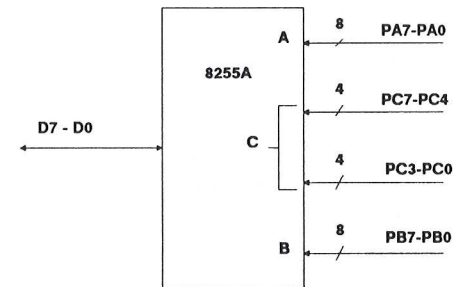
Octet de contrôle #11

1 0 0 1 0 0 1 1
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



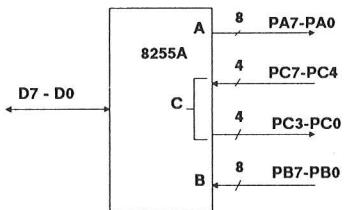
Octet de contrôle #15

1 0 0 1 1 0 1 1
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



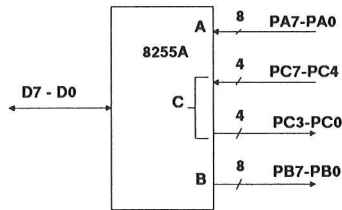
Octet de contrôle #6

1 0 0 0 1 0 1 0
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



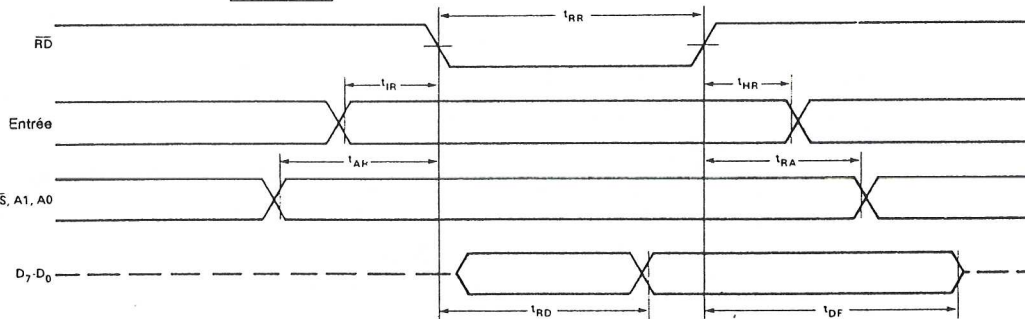
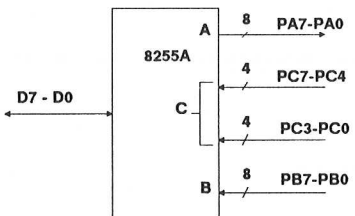
Octet de contrôle #12

1 0 0 1 1 0 0 0
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



Octet de contrôle #7

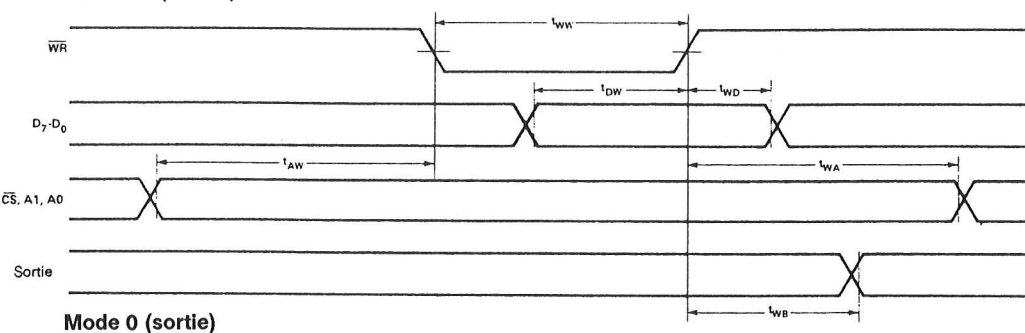
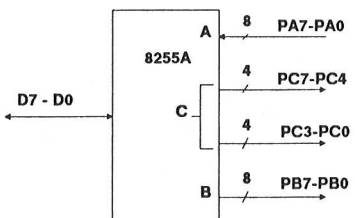
1 0 0 0 1 0 1 1
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



Mode 0 (entrée)

Octet de contrôle #8

1 0 0 1 0 0 0 0
D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0



Mode 0 (sortie)

Mode 1: Entrée/sortie contrôlée

Cette configuration fonctionnelle délivre un moyen pour transférer des données d'entrée/sortie de ou vers un port spécifique en conjonction avec des signaux d'échanges (strokes ou "handshaking"). Dans le mode 1, les ports A et B utilisent les lignes du port C pour générer ou accepter ces signaux d'échanges.

Définitions fonctionnelles de base du mode 1:

- Deux groupes (groupe A et groupe B)
- Chaque groupe comporte un port de données de 8 bits et un port de données/contrôle de quatre bits.
- Le port de donnée de huit bits peut être en entrée ou en sortie. Les entrées et sorties sont mémorisées.
- Le port de quatre bits est utilisé pour le contrôle et l'état du port de donnée de huit bits.

Définition des signaux de contrôles en entrée

STB (Strobe Input). Un état bas sur cette entrée charge la donnée dans la bascule d'entrée.

IBF (Input Buffer Full F/F). Un état haut sur cette sortie indique qu'une donnée a été chargée dans la bascule d'entrée. Dans la pratique, une acceptation IBF est produite par le passage à l'état bas de l'entrée STB et est supprimée par le front montant de l'entrée RD.

INTR (Interrupt Request). Un état haut sur cette sortie peut être utilisé pour interrompre la CPU quand un dispositif d'entrée demande à être servi. INTR passe à l'état haut quand STB est à l'état haut, IBF est à l'état haut et que INTE est à l'état 1. Il repasse à l'état bas sur le front descendant de l'entrée RD. Cette procédure permet à un dispositif d'entrée de faire appel à la CPU simplement en validant la donnée sur le port.

INTE A: contrôlé par la fonction bit set/reset de PC4

INTE B: contrôlé par la fonction bit set/reset de PC2.

Définition des signaux de contrôle en sortie

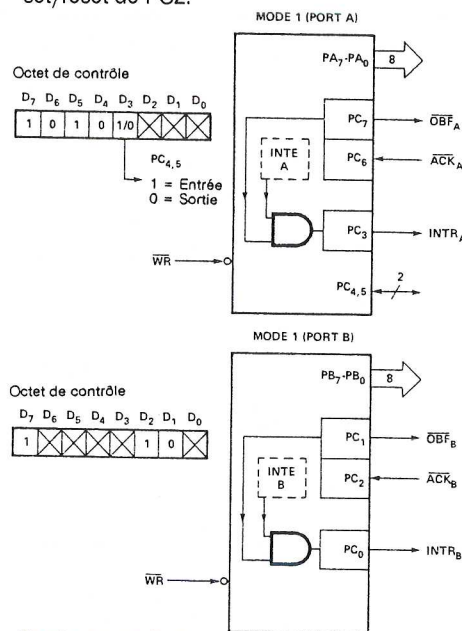
OBF (Output Buffer Full F/F). La sortie OBF passe à l'état bas pour indiquer que la CPU a écrit une donnée en sortie sur le port correspondant. Le signal OBF est activé par le front montant de l'entrée WR et annulé par le passage à l'état bas de ACK.

ACK (Acknowledge Input). Un état bas sur cette entrée informe le 8255 que la donnée présente sur le port A ou le port B a été acceptée. Dans la pratique, une réponse du périphérique indique qu'il a reçu la donnée envoyée par la CPU.

quand ACK est à l'état haut, OBF est à l'état haut et INTE est à l'état 1. Il repasse à l'état bas sur le front descendant de WR.

INTE A: contrôlé par la fonction bit set/reset de PC6

INTE B: contrôlé par la fonction bit set/reset de PC2.

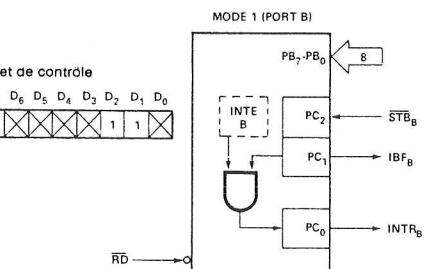
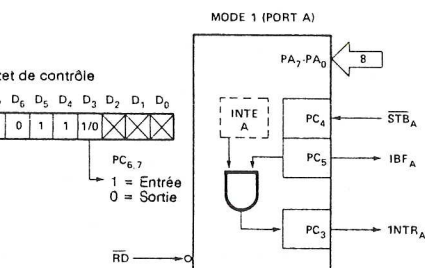
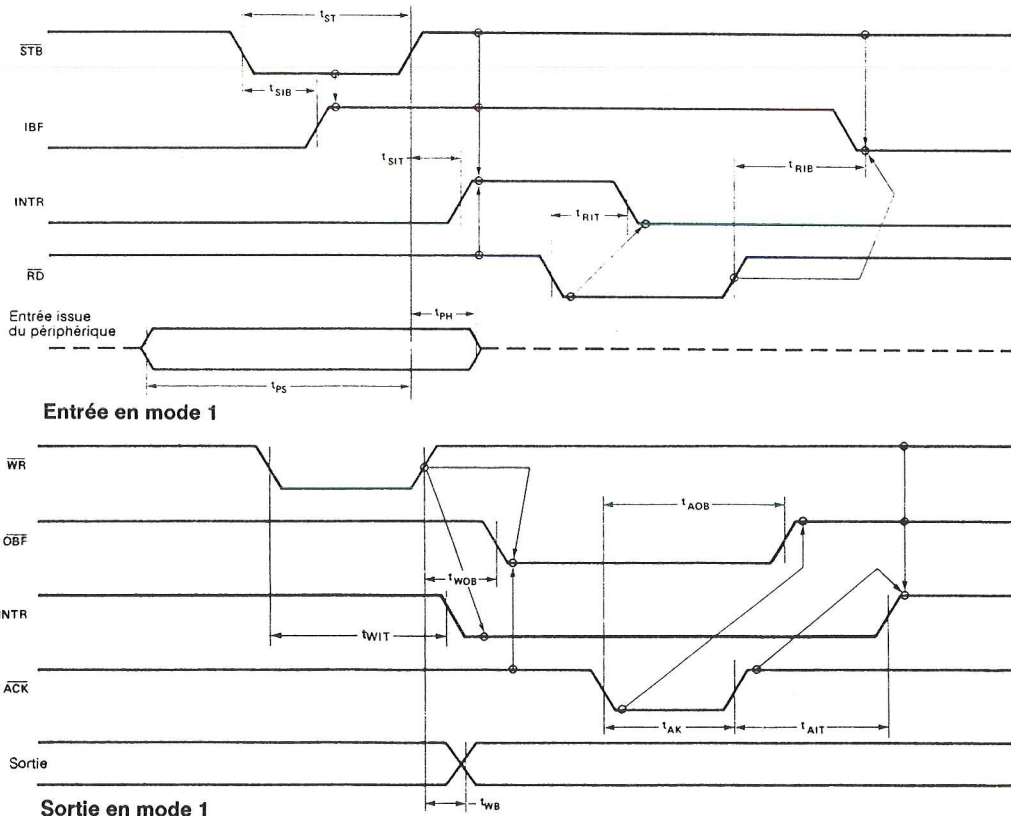


Sortie en mode 1

Combinaisons du mode 1

Les ports A et B peuvent être individuellement définis en entrée ou en sortie dans le mode 1 pour supporter une grande variété d'applications d'entrées/sorties contrôlées.

INTR (Interrupt Request). Un état haut sur cette sortie peut être utilisé pour interrompre la CPU quand le dispositif de sortie a accepté la donnée. INTR est activé



Entrée en mode 1

Sortie en mode 1

- Le port de cinq bits de contrôle (Port C) est utilisé comme contrôle et état du port de huit bits (Port A).

Définition des signaux de contrôle du bus bi-directionnel

INTR (Interrupt Request). Un état haut sur cette sortie peut être utilisé pour interrompre la CPU pour les opérations d'entrée et de sortie.

OBF (Output Buffer Full). La sortie OBF passe à l'état bas pour indiquer que la CPU a placé une donnée sur le port A.

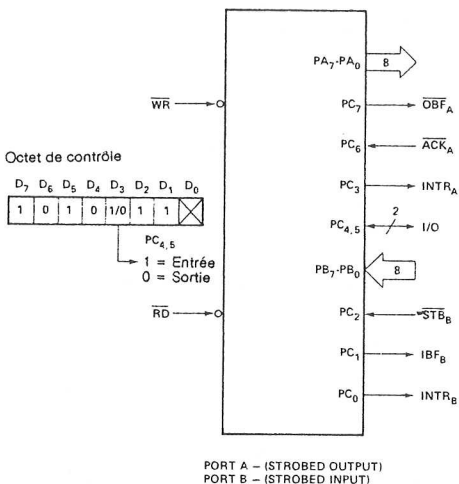
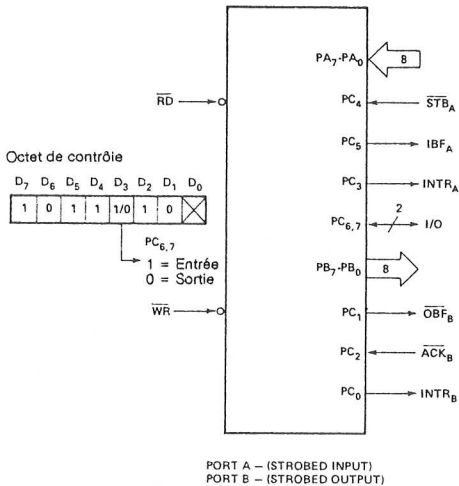
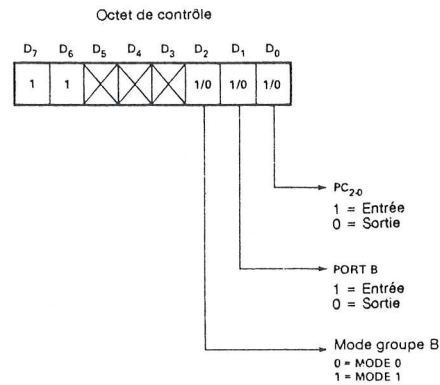
ACK (Acknowledge). Un état bas sur cette entrée autorise le buffer de sortie tri-state du port A de sortir la donnée. Dans tous les autres cas, le buffer de sortie est en haute impédance.

INTE1 (Bascule INTE associée à OBF). Contrôlée par la fonction bit set/reset de PC6.

STB (Strobe Input). Un état bas sur cette entrée charge la donnée dans la bascule d'entrée.

IBF (Input Buffer Full). Un état haut sur cette sortie indique qu'une donnée a été chargée dans la bascule d'entrée.

INTE2 (Bascule INTE associée à IBF). Contrôlée par la fonction bit set/reset de PC4.



Combinaisons du mode 1

Mode 2: Bus d'entrée/sortie bidirectionnel contrôlé

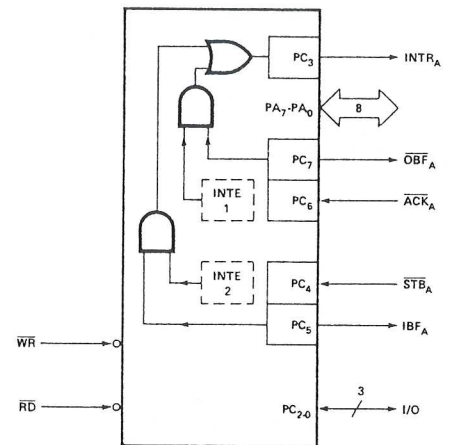
Cette configuration d'utilisation délivre un moyen de communication avec un système périphérique ou une structure basée sur un bus unique de 8 bits pour la transmission et la réception des données (entrée/sortie en bus bi-directionnel). Les signaux d'échanges sont disponibles afin de maintenir de l'ordre dans le flot de données qui transite sur le bus d'une manière similaire au mode 1. La génération d'interruptions et les fonctions d'autorisation/interdiction sont également disponibles.

Définition fonctionnelle de base du mode 2:

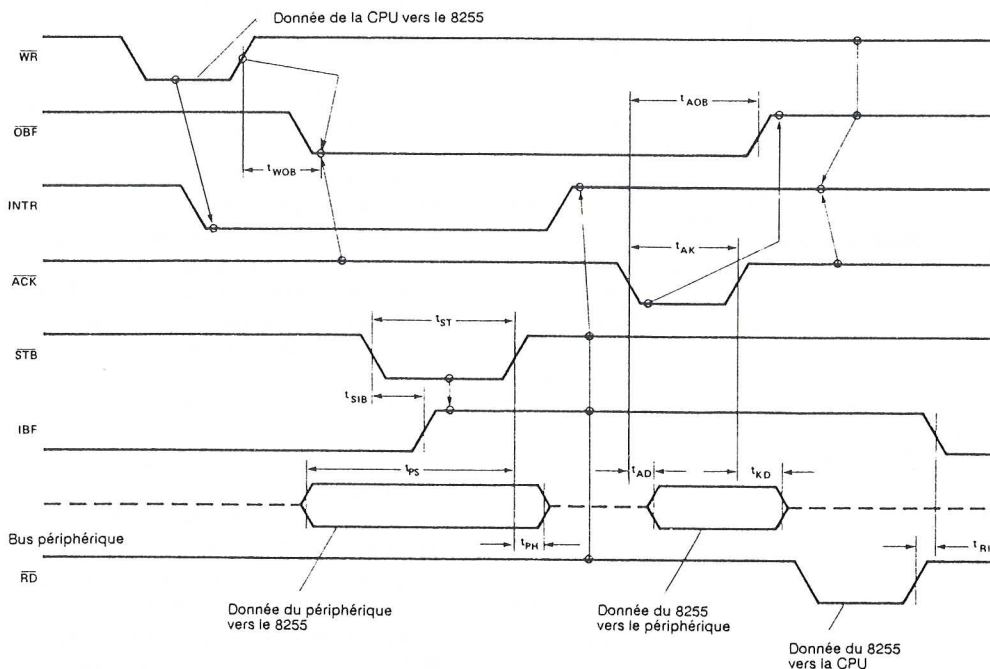
- Disponible sur le groupe A uniquement.

- Un port de huit bits en bus bi-directionnel (Port A) et un port de contrôle de cinq bits (Port C).

- Toutes les entrées et les sorties sont mémorisées.

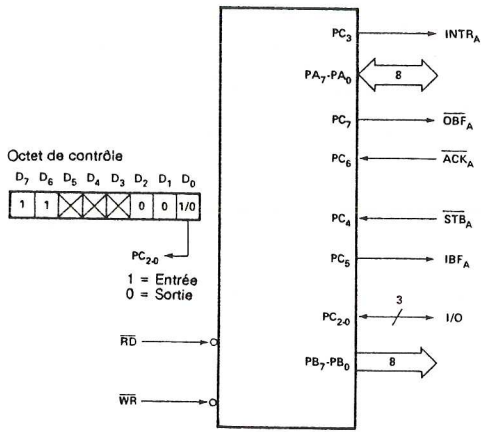


Mode 2

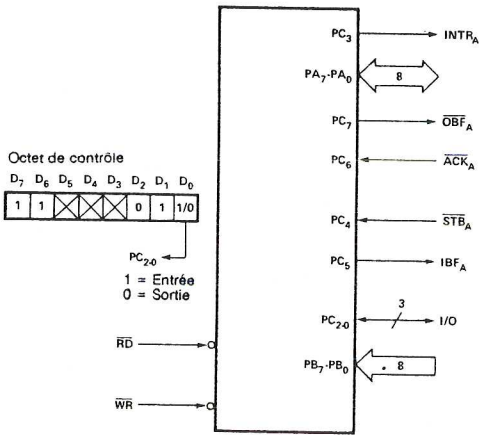


Mode 2

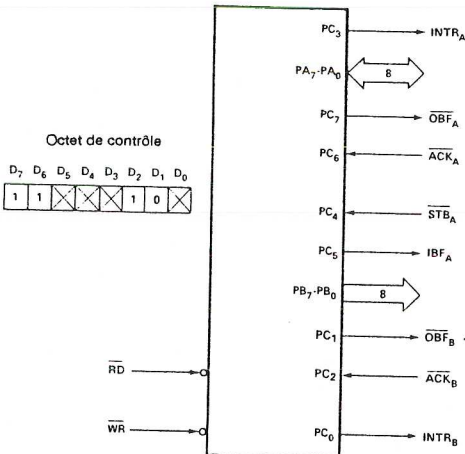
Mode 2 et mode 0 (entrée)



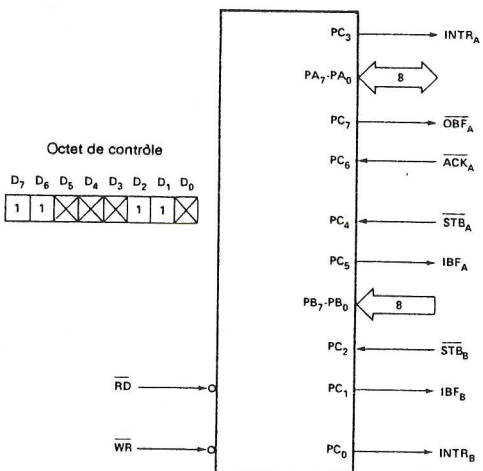
Mode 2 et mode 0 (sortie)



Mode 2 et mode 1 (entrée)



Mode 2 et mode 1 (sortie)



	MODE 0		MODE 1		MODE 2	
	IN	OUT	IN	OUT	GROUP A ONLY	
PA0	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PA1	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PA2	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PA3	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PA4	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PA5	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PA6	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PA7	IN	OUT	IN	OUT	←→	
PB0	IN	OUT	IN	OUT	—	
PB1	IN	OUT	IN	OUT	—	
PB2	IN	OUT	IN	OUT	—	
PB3	IN	OUT	IN	OUT	—	
PB4	IN	OUT	IN	OUT	—	
PB5	IN	OUT	IN	OUT	—	
PB6	IN	OUT	IN	OUT	—	
PB7	IN	OUT	IN	OUT	—	
PC0	IN	OUT	INTR _B	INTR _B	I/O	
PC1	IN	OUT	IBF _B	OBF _B	I/O	
PC2	IN	OUT	STB _B	ACK _B	I/O	
PC3	IN	OUT	INTR _A	INTR _A	INTR _A	
PC4	IN	OUT	STB _A	I/O	STB _A	
PC5	IN	OUT	IBF _A	I/O	IBF _A	
PC6	IN	OUT	I/O	ACK _A	ACK _A	
PC7	IN	OUT	I/O	OBF _A	OBF _A	

Résumé de la définition des modes

Considérations pour les combinaisons de modes

Il y a plusieurs combinaisons de modes où tous les bits du port C ne sont pas utilisés pour le contrôle ou l'état. Les bits restants peuvent être utilisés comme suit:

Si ils sont programmés en entrée: toutes les lignes en entrée peuvent être obtenues par une simple lecture du port C.

Si ils sont programmés en sortie: les bits du port supérieur (PC7 - PC4) peuvent être gérés individuellement en utilisant les fonctions bit set/reset. Les bits du port inférieur (PC3 - PC0) peuvent être gérés individuellement en utilisant les fonctions bit set/reset ou gérés comme un groupe de trois en écrivant dans le port C.

Possibilité de pilotage en courant des ports B et C

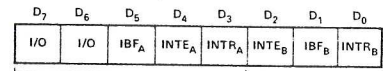
Toute série de buffer de huit sorties, sélectionnée aléatoirement dans les ports B et C peut fournir 1 mA sous 1,5 volts. Cette caractéristique permet au 8255 de piloter directement des drivers de type Darlington et des afficheurs haute tension qui réclament un tel courant.

Lecture de l'état du port C

En mode 0, le port transfère les données de ou vers un périphérique. Quand le 8255 est programmé pour travailler en mode 1 ou en mode 2, le port C génère ou accepte les signaux d'échanges avec le périphérique. Lire le contenu du port C permet au programmeur de tester ou de vérifier l'état de chaque périphérique et de modifier l'évolution du programme en conséquence.

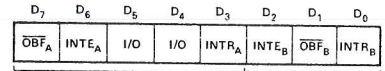
Il n'y a pas d'instruction spéciale pour lire l'information d'état contenue sur le port C. Une lecture normale du port C est exécutée pour réaliser cette fonction.

Configuration d'entrée



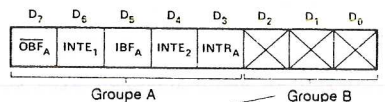
Groupe A Groupe B

Configuration de sortie



Groupe A Groupe B

Format de l'octet d'état en mode 1



Défini par la sélection du mode 0 ou du mode 1

Format de l'octet d'état en mode 2

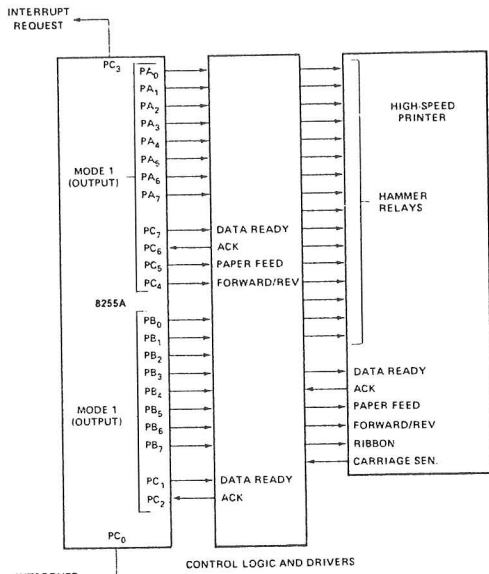
Applications du 8255

Le 8255 est un outil excessivement puissant pour interfacer les équipements périphériques au système du micro-ordinateur. Il représente l'utilisation optimum des broches disponibles et est suffisamment flexible pour piloter la majorité des systèmes d'entrée/sortie sans avoir besoin de faire appel à une logique extérieure.

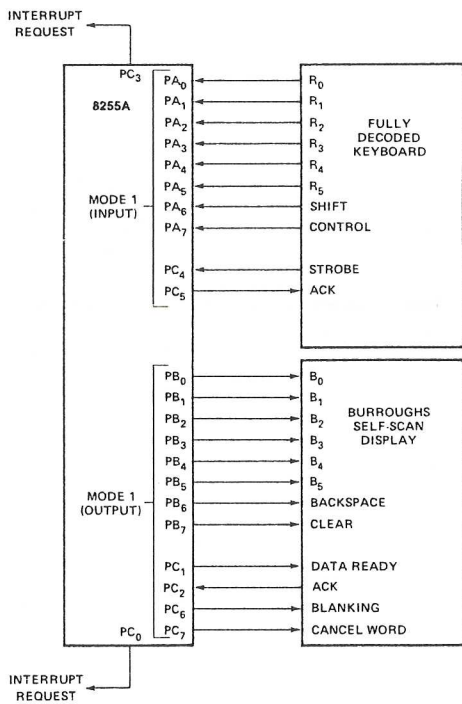
Chaque système périphérique dans un ensemble informatique a obligatoirement un programme de gestion qui lui est associé. Ce programme dirige les échanges logiciels entre le périphérique et la CPU. La définition de l'utilisation du 8255 est programmée par le programme de gestion d'entrée/sortie et devient une extension du système logiciel. En

examinant les caractéristiques du système d'interface d'entrée/sortie pour à la fois les transferts de données et les chronogrammes, et en associant ces informations aux exemples et aux tables précédemment donnés, un octet de contrôle peut facilement être trouvé pour initialiser le 8255 afin qu'il cadre exactement avec l'application désirée.

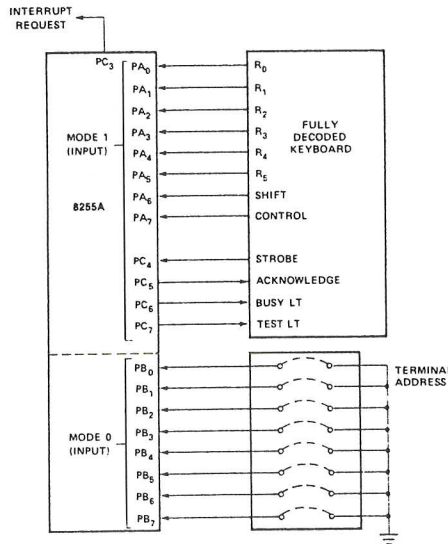
Les figures suivantes sont quelques exemples d'applications typiques du 8255.



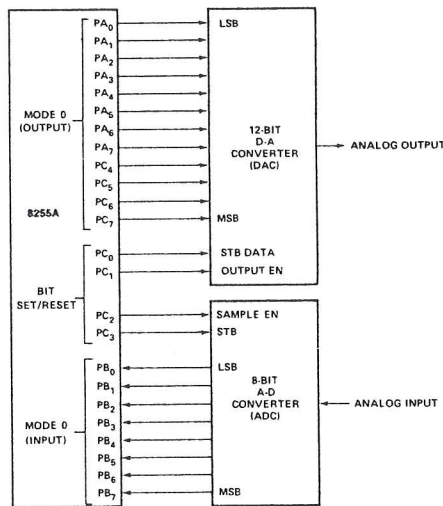
Imprimante



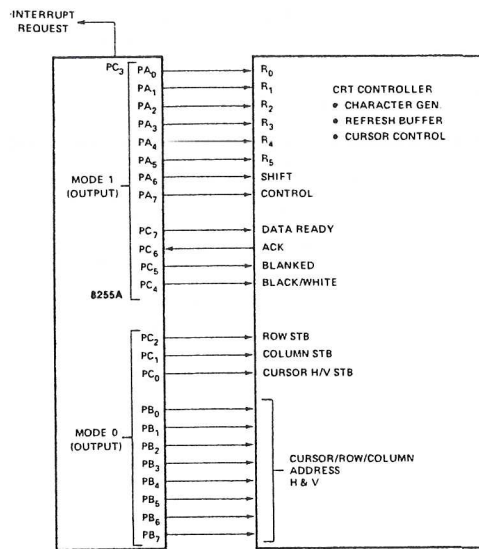
Clavier et affichage



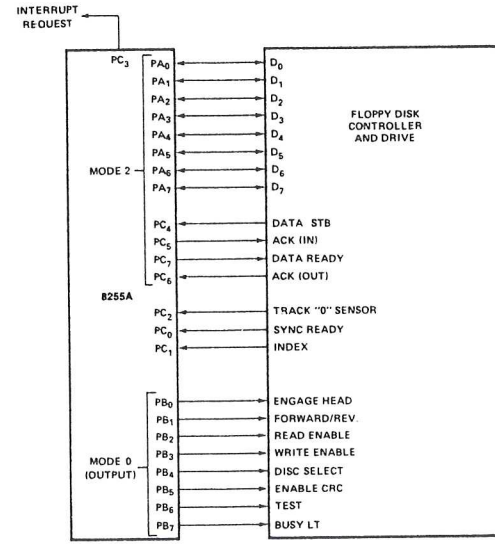
Clavier et adresse de terminal



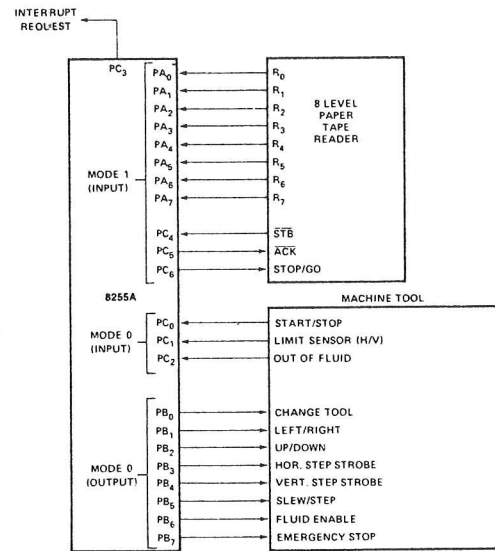
D/A et A/D



Contrôleur d'écran

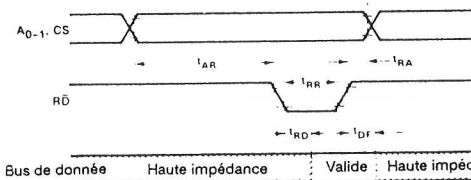


Contrôleur de lecteur de disquette

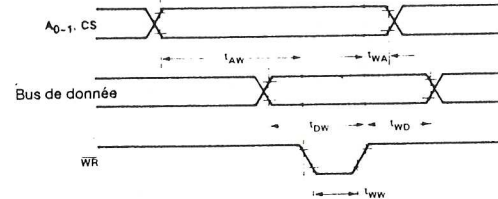


Contrôleur de machine outil

Chronogrammes



Cycle de lecture



Cycle d'écriture

Caractéristiques continues (Ta = 0°C à 70°C, Vcc = +5V ± 10%, GND = 0V)

Symbole	Paramètre	Min	Max	Unité	Conditions
Vil	Tension d'entrée à l'état bas	-0,5	0,8	V	
Vih	Tension d'entrée à l'état haut	2,0	Vcc	V	
Vol(DB)	Tension de sortie à l'état bas (bus)		0,45	V	Iol = 2,5mA
Vol(PER)	Tension de sortie à l'état bas (Port)		0,45	V	Iol = 1,7mA
Voh(DB)	Tension de sortie à l'état haut (Bus)	2,4		V	Ioh = -400uA
Voh(PER)	Tesion de sortie à l'état haut (Port)	2,4		V	Ioh = -200uA
Idar	Courant de commande Darlington (B et C)	-1,0	-4,0	mA	Rext = 750ohms, Vext = 1,5V
Icc	Consommation		120	mA	
Iil	Courant de charge en entrée		± 10	uA	Vin = Vcc à 0V
Iofl	Courant de fuite en sortie		± 10	uA	Vout = Vcc à 4,5V

Capacitance (Ta = 25°C, Vcc = GND = 0V)

Cin	Capacité d'entrée		10	pF	Fc = 1MHz
Cout	Capacité de sortie		20	pF	Pattes non utilisées à la masse

Caractéristiques dynamiques (Ta = 0°C à 70°C, Vcc = +5V ± 10%, Gnd = 0V)

LECTURE

Symbole	Paramètre	8255A		8255A-5		Unité
		Min	Max	Min	Max	
Tar	Adresse stable avant READ	0		0		nS
Tra	Adresse stable après READ	0		0		nS
Trr	Largeur de l'impulsion READ	300		300		nS
Trd	Donnée valide depuis READ		250		200	nS
Tdf	Donnée flottante après READ	10	150	10	100	nS
Trv	Durée entre READ et WRITE	850		850		nS

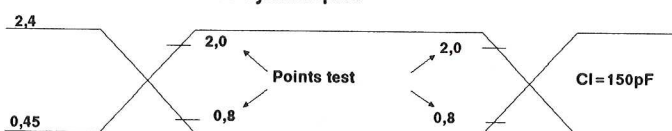
ECRITURE

Taw	Adresse stable avant WRITE	0		0		nS
Twa	Adresse stable après WRITE	20		20		nS
Tww	Largeur de l'impulsion WRITE	400		300		nS
Tdw	Donnée valide jusqu'à WRITE	100		100		nS
Twd	Donnée valide après WRITE	30		30		nS

AUTRES TIMINGS

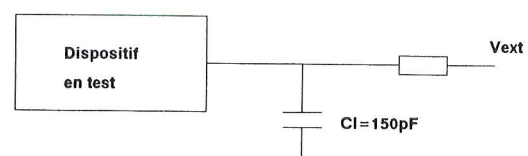
Twb	WR = 1 jusqu'à la sortie (CI = 150pF)		350		350	nS
Tir	Donnée périphérique avant READ	0		0		nS
Thr	Donnée périphérique après READ	0		0		nS
Tak	Largeur de l'impulsion ACK	300		300		nST
Tst	Largeur de l'impulsion STB	500		500		nS
Tps	Donnée avant TE de STB	0		0		nS
Tph	Donnée après TE de STB	180		180		nS
Tad	ACK = 0 jusqu'à la sortie (CI = 150pF)		300		300	nS
Tkd	ACK = 1 jusqu'à la sortie flottante	20	250	20	250	nS
Twob	WR = 1 jusqu'à OBF = 0		650		650	nS
Taob	ACK = 0 jusqu'à OBF = 1		350		350	nS
Tsib	STB = 0 jusqu'à IBF = 1		300		300	nS
Trib	RD = 1 jusqu'à IBF = 0		300		300	nS
Trit	RD = 0 jusqu'à INTR = 0		400		400	nS
Tsit	STB = 1 jusqu'à INTR = 1		300		300	nS
Tait	ACK = 1 jusqu'à INTR = 1		350		350	nS
Twit	WR = 0 jusqu'à INTR = 0		450		450	nS

Conditions de test dynamiques

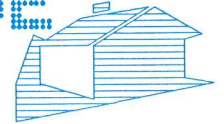


Les entrées sont pilotées à 2,4V pour un niveau 1 et 0,45V pour un niveau 0. Les mesures de temps sont faites à 2,0V pour un niveau 1 et 0,8V pour un niveau 0.

Circuit de test



Vext est réglé à différentes tensions pendant les tests pour garantir les spécifications.



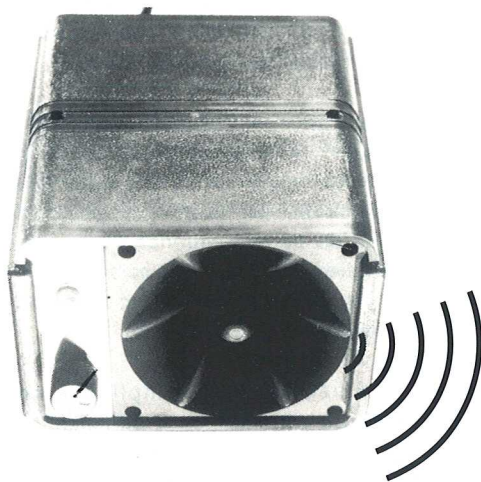
Ouste aux bestioles!...

Pour l'été, nous vous avons proposé un chasse nuisible de poche, puisqu'il devait s'attaquer à des bestioles de petit gabarit.

Septembre, Octobre et les premiers frimas matinaux vont inciter d'autres types d'animaux désagréables à trouver refuge chez vous, dans le moindre local accessible et plus clément.

Si vous comptez utiliser le même anti-moustique de cet été vis à vis de ces divers rongeurs tels que loirs, musaraignes ou autres souriquettes, c'est peine perdue. Tout ou au plus aurez vous l'occasion (si vous êtes rapide) de les voir se tordre de rire par terre devant votre électronique sous-évaluée.

Gavés de fruits ou d'insectes, ces petits mammifères devenus ventripotents arborent une taille qui nécessite une dissuasion plus performante, que voici...



Les moyens

Vous pouvez adopter plusieurs solutions. La première, et elle est louable, c'est de calfeutrer toutes les entrées potentielles utilisées par ces rongeurs.

Les loirs par exemple, possèdent une agilité exemplaire pour escalader vos murs, la moindre ouverture en direction des combles étant le but du voyage.

Musaraignes et souris n'auront pas besoin d'un bien grand interstice sous la porte de garage pour occuper cette fois le rez-de-chaussée ou le sous-sol.

Calfeutrer, oui mais... Il y a de fortes chances pour que vous oubliiez une entrée et là, c'est raté.

Seconde solution, le prédateur. Si vous n'êtes pas hostile au caractère

indépendant du chat, c'est le plus adapté des animaux de compagnie pour régenter toute cette population migrante.

Il ne vous reste qu'à souhaiter que l'invasion ne soit pas trop importante, sinon celui-ci, goinfré et lassé de jouer, finira par perdre aussi son efficacité.

Troisième solution, et bien c'est celle qui fait l'objet de cet article, et elle est forcément électronique...

Compagnon d'une fidélité exemplaire, ne demandant pour toute p'tance qu'une gamelle journalière de quelques Watts, infatigable, il aura pour tâche non pas de faire un carnage comme son allié précédent, mais d'empêcher d'entrer, voire d'obliger à sortir, les divers intrus.

Et encore une fois, ce sont les ultra-sons qui entrent en jeu.

Désagréables pour tous les animaux, il suffit de croiser le regard étonné puis courroucé d'un chien pour en être convaincu, ces ultra-sons posséderont le même pouvoir de dissuasion pour les rongeurs qu'un barbelé électrifié peut en avoir pour une jeune mariée en dentelles....

On s'habitue à tout, même au bruit. C'est pourtant ce qu'il faut éviter. A ce sujet, on s'est rapidement aperçu qu'un son variable était de loin plus insupportable (donc dans notre cas, plus efficace) qu'une fréquence fixe.



La vobulation de ces ultra-sons sera donc de rigueur et même réglable dans notre cas.

Une fréquence variable pouvant aller de quelques 23 kHz à plus de 30 kHz, modulée au rythme du secteur, avec une puissance de sortie de l'ordre du Watt, voilà l'arme terrifiante que nous vous proposons de réaliser.

Pour vous, évidemment, cette nuisance devra rester totalement inaudible, il ne s'agit pas non plus de rendre la maison totalement inhabitable!..

De nombreux montages sont déjà parus sur ce sujet, de même que l'on peut en trouver tout faits, dans le commerce. Il nous a paru intéressant pourtant de montrer le peu de complexité que représentait une telle réalisation ainsi que ses avantages propres.

Enfin, d'après les derniers les renseignements confidentiels pris auprès d'utilisateurs de longue date, il s'agit réellement d'une arme redoutablement efficace...



Schéma de détail

Mais passons aux choses sérieuses avec ce schéma. Un seul circuit intégré très classique (NE555) sera utilisé ici.

Oscillateur

Le travail en tant que multivibrateur ne lui est pas étranger, et faire varier sa fréquence par une commande en tension est aussi quelque chose de facile.

Une solution de multivibrateur avec résistance de timing reliée au plus (R5) a été choisie. Ceci permet entre autres de diminuer le courant consommé sur l'alimentation lors de la phase de décharge du condensateur d'oscillation.

C'est ce jeu R4, R5 et C3 qui définit une fréquence sans vobulation de l'ordre de 30 kHz.

Sortie

La sortie patte 3, capable de débiter +/-200 mA avec la version NE, permet d'attaquer directement le HP piezo.

Celui-ci, étant équivalent en continu à un condensateur, ne nécessite pas de condensateur d'isolement du continu. La valeur moyenne de sortie proche de 6 volts n'est donc pas gênante ici.

Evidemment, il serait hors de question de câbler de la même façon un haut parleur à bobine, qui serait de toute façon bien moins efficace avec les fréquences traitées.

Alimentation

La nécessité d'une réalisation faible coût nous a incité à prévoir une alimentation directe secteur, par condensateur.

Compte tenu du courant élevé que demandera le montage (60 à 70 mA), il est fait appel à un redressement double alternance par pont (voir Hobbytronic No25 page 22).

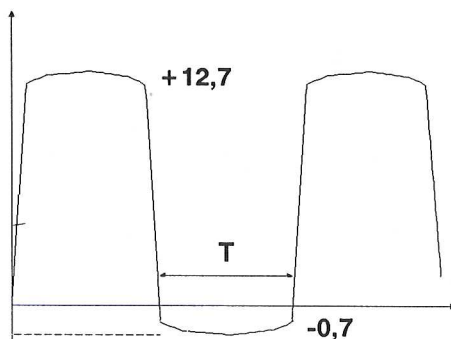
La résistance R1 d'entrée secteur est sensée remplacer le fusible. En cas de pépin, et notamment en cas de court-circuit du condensateur C1, c'est elle qui va se couper et couper l'alimentation.

La résistance R2 en parallèle sur C1 n'est là que pour vous protéger, au cas où vous toucheriez la prise secteur débranchée (décharge de C1).

La tension double alternance disponible est filtrée et régulée respectivement par C2 et D5 et elle est amplement suffisante en qualité pour le montage qui nous intéresse.

Vobulation

Par rapport à la masse du montage, la tension disponible au point commun C1 et pont de diodes possède les caractéristiques suivantes.



Sa limite positive est définie par la tension de zener plus un seuil de diode, sa limite négative par la tension de masse moins un seuil de diode.

Les sommets sont arrondis à cause de la résistance interne de ces différentes diodes. La visualisation à l'oscillo suppose évidemment un transformateur d'isolement.

La forme pratiquement carrée de ce signal à 50 Hz est due au fait que cette courbe correspond à la fraction de la tension secteur autour de zéro, là où les pentes de la sinusoïde sont maximales.

Cette forme et l'amplitude de 13,4V ne sont pas directement adaptées pour moduler notre NE en fréquence. Il faut une

amplitude moindre, une forme plus arrondie (sinon on aurait un basculement immédiat entre les deux fréquences limites) et un centrage de la tension différent (celui de la patte 5 du NE en l'occurrence).

Toutes ces modifications sont apportées par R3, P1, C4 et C5.

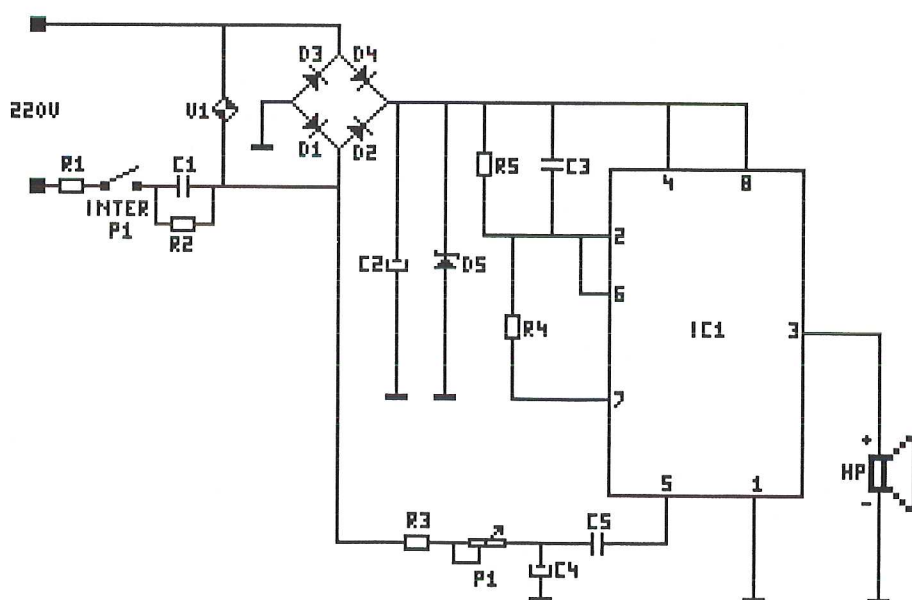
La forme plus arrondie est obtenue par l'intégrateur formé par C4 et P1 R3, R3 étant une butée d'amplitude maximum.

Comme tout intégrateur, en même temps qu'il déforme le signal carré, par la même occasion celui-ci va diminuer l'amplitude du signal de vobulation. P1 va donc permettre d'augmenter plus ou moins l'excursion en fréquence de la vobulation.

Cette tension est enfin appliquée à la patte 5 du NE qui est l'un des seuils de basculement interne de ce circuit. C'est C5 qui permet de recentrer le signal de vobulation sur la tension initiale de la patte 5 (Voir Hobbythèque du 555, No 3 p22).

Pourquoi rendre cette vobulation ajustable?, simplement parce que si la fréquence centrée sur 30 kHz et générée par l'oscillateur est inaudible, la variation à 50 Hz de cette fréquence l'est, elle, légèrement. Ce léger bruit sera d'ailleurs une preuve de fonctionnement correct du montage.

Le réglage de l'amplitude de vobulation permettra donc de rendre ce léger bruit plus ou moins discret en fonction de la proximité de l'appareil, sans nuire pour autant à son efficacité initiale.



Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5 % sauf indication contraire.

R1	100 Ω
R2	220 kΩ 1/2 Watt
R3	4,7 kΩ
R4	10 kΩ
R5	27 kΩ
P1	Pot 10 kΩ lin. (A) + inter
C1	1 uF 400V plastique
C2	100 uF 25V chimique radial
C3	1 nF céramique
C4	1 uF 63V chimique radial
C5	1 uF plastique pas de 5,08
D1 à D4	1 N 4004
D2	Zener 12 V 1 Watt
IC1	NE 555 + support CI 8 br.
Bz	HP piezo KSN Motorola
L1	voyant néon 220 V LM8R

Réalisation

La réalisation est simple et le circuit imprimé compact. Tout a été prévu pour se loger dans un coffret MMP 116.

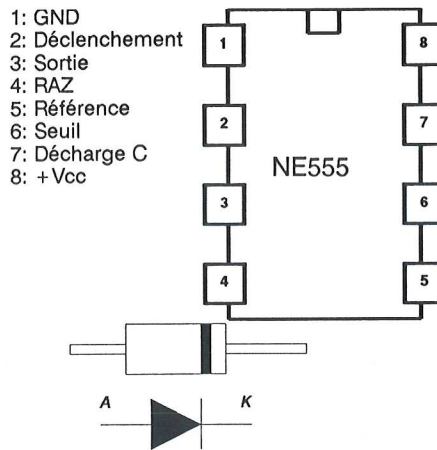
A quelques millimètres près, le tweeter piezo remplace la façade d'origine du coffret, donnant un montage bien clos. Ces quelques millimètres seront rapidement gagnés en chahutant un peu la hauteur du HP en plastique. Pour la largeur, un morceau de la façade du coffret viendra boucher la partie gauche en y laissant une place providentielle pour le potentiomètre et (l'optionnel) néon de contrôle de marche.

Bien que le montage soit simple, veiller à la qualité de la réalisation, celle-ci étant reliée directement au secteur. Attention surtout à la zener qui est la seule limitation à la montée de la tension continue.

Quand tout est terminé, monter le circuit, raccorder le piezo et le voyant, faire une petite découpe dans le coin de la façade arrière pour laisser passer le câble secteur et fermer.

Toute mesure ou contrôle sur le montage ne devrait se faire qu'avec un transformateur d'isolement (voir Hobby Numéro 25, page 22 pour en réaliser un à faible coût).

Tourner le potentiomètre à fond et mettre le montage sous tension; vous devez entendre le léger bruit de balayage à 50 Hz précédemment décrit. Il doit diminuer en réduisant le potentiomètre: si c'est le cas, c'est bon.

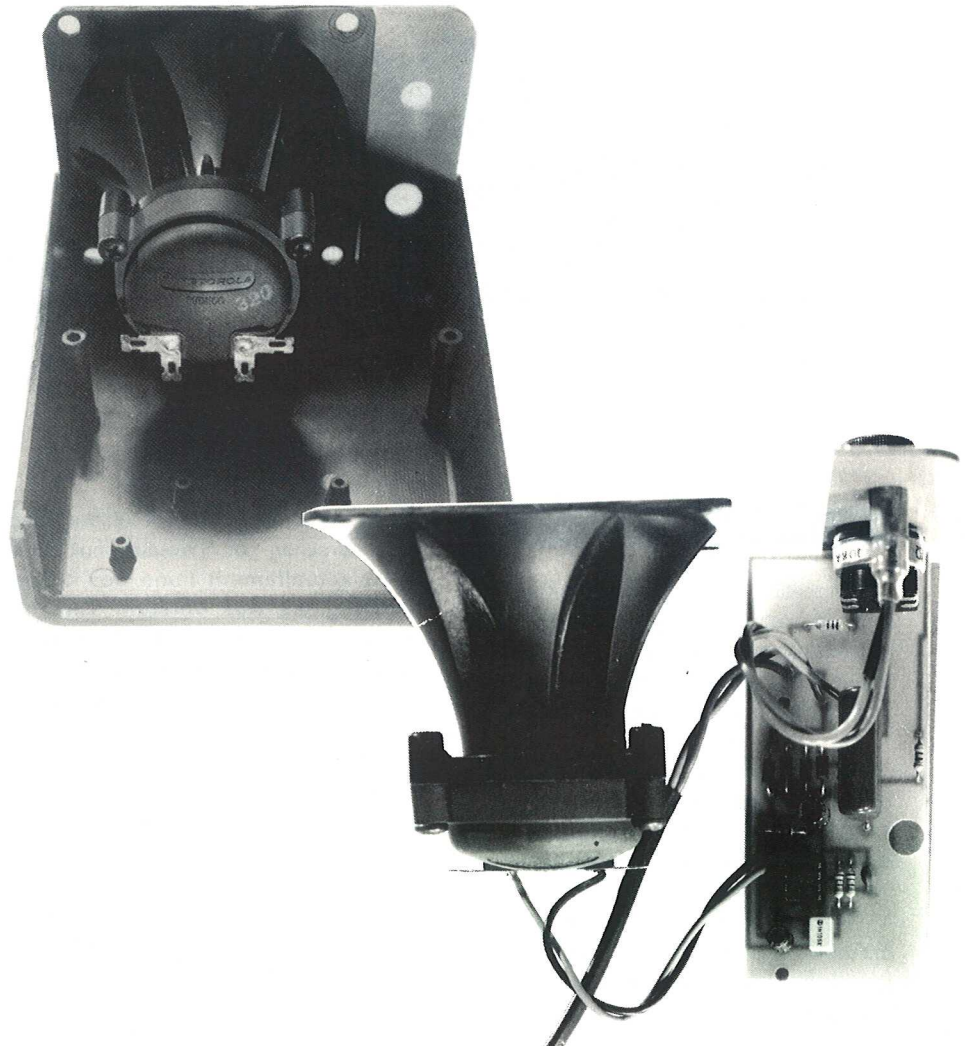
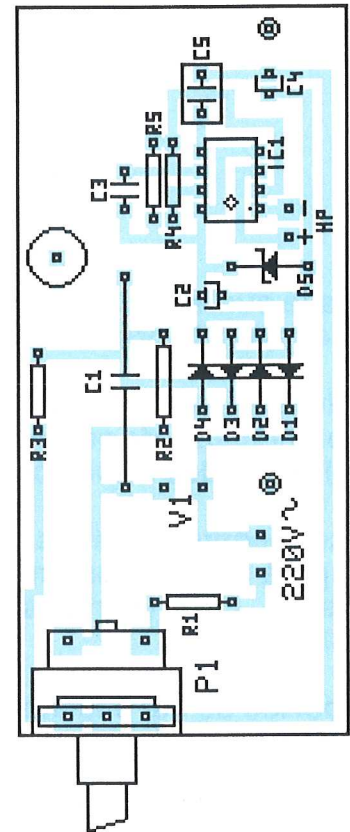


Conclusion

Tranquille dans votre atelier, sans avoir l'impression à tout moment d'avoir vu "quelque chose" passer rapidement, vous pourrez vous adonner en toute tranquillité à votre passion favorite qu'est l'électronique.

Enfin le faible coût de ce montage et son efficacité dont vous pourrez juger vous en feront réaliser certainement plusieurs exemplaires si vous êtes dans une "zone sensible"....

J.TAILLIEZ



Un anti-éloignement H.F.

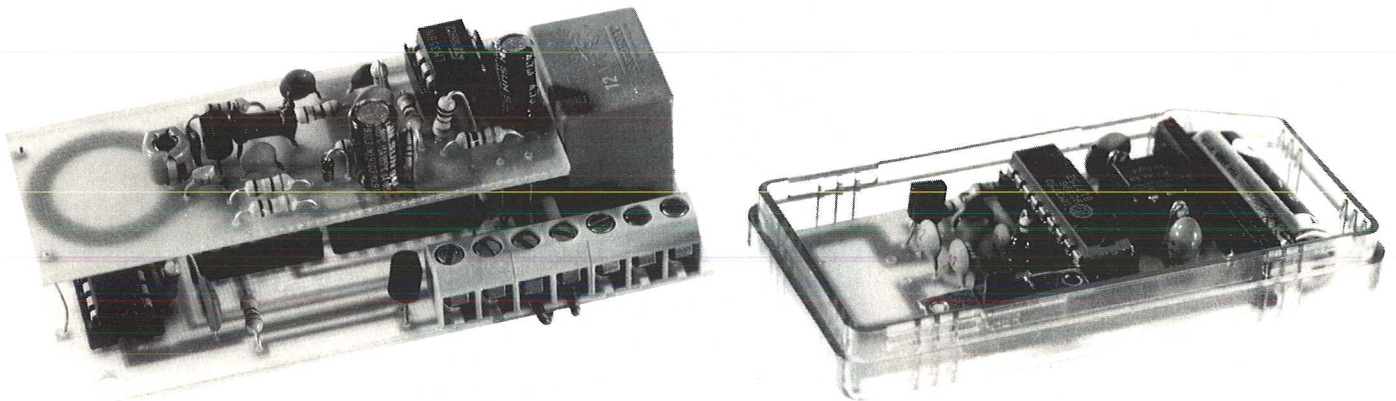
Basé sur les schémas des ensembles de télécommandes H.F. des numéros 26 et 27 de cette revue, le présent montage en constitue une adaptation assez particulière.

Cette réalisation sera en effet constituée comme il se doit d'un émetteur et d'un récepteur. La particularité de ces deux éléments consistera pour le récepteur à surveiller régulièrement qu'il reçoit des salves codées de l'émetteur.

Si ce récepteur reste sans réponse pendant 45 secondes, il commence dans un premier temps à se faire entendre à l'aide d'un buzzer par exemple. Si l'absence de réception persiste, c'est un relais qui, au bout de 1 mn 30, changera d'état et restera dans cette position.

La portée de cet ensemble est supérieure à une dizaine de mètres, sans antenne.

Les applications d'un tel montage sont loin d'appartenir aux domaines des gadgets bien que cela soit envisageable. C'est principalement à titre d'alarme que ce montage a été conçu, comme nous allons le voir de suite en introduction.



A quoi ça sert?

En matière de vol, certains passent de plus en plus de temps à chercher de nouveaux moyens pour détrousser impunément telle ou telle personne de biens facilement négociables.

Si faire preuve d'imagination dans ce domaine semble être un fait de société, il est indispensable de faire preuve d'autant, sinon plus, d'astuces dans la dissuasion.

Prenons le cas des scooters par exemple, qui est l'un des moyens de locomotion qui, pour diverses raisons d'encombrement, revient fortement à la

mode. Relativement chers et subissant une forte demande, ces nouveaux deux roues sont actuellement l'une des cibles privilégiées des voleurs. Chacun d'entre-nous peut en voir, sur les rues, parking, etc, solidement accrochés, à l'aide d'antivols, de chaînes, divers cadenas et autres liens réputés comme solides. Equipés en plus d'alarmes classiques, ces moyens de locomotion deviennent, à l'arrêt, de véritables forteresses.

C'est bien là le hic. Consciente de l'énorme difficulté que représente la subtilisation d'un engin à l'arrêt, une nouvelle race de voleurs fait preuve

d'encore plus d'imagination en s'attaquant au véhicule en mouvement...

Si vous lisez occasionnellement les "faits divers", sans doute avez-vous aperçu la narration de ce genre de mésaventure, survenue lors d'un arrêt à un feu rouge ou autre.

Plus d'audace certes, mais cela en valait la peine: Le subtilisateur n'est plus gêné par tous les liens solides précédemment cités et, de plus, il est certain qu'aucun antivol n'est actif, le contact est mis, les clefs sont dessus, etc.... Que demander de plus!



Peut-être avez vous entendu parler à la radio (Juin 93) de mésaventures semblables survenues en Angleterre auprès de propriétaires de voitures de prestige. Si on vous ouvre la portière et que l'on vous braque un revolver (vrai ou faux) sous le nez, que feriez-vous?

La parade...

Mieux vaut prévenir que guérir (et éviter de longs palabres avec son assureur). Il fallait une nouvelle parade.

L'idée de base est donc la suivante: si le moyen de locomotion s'éloigne de son propriétaire (officiel) pendant plus d'un temps donné, celui-ci doit tomber automatiquement en panne et ne plus redémarrer.

Que l'engin soit en panne à une cinquantaine de mètres ou à un kilomètre n'a en fait guère d'importance. Croyez-vous que l'indélicat viendra vous demander la date de la dernière révision ou qu'il ira demander qu'on l'aide? Si votre montage de mise en panne volontaire s'arrange en plus pour faire le plus de vacarme possible avec son alarme, vous avez 99 chances sur cent de retrouver le véhicule laissé là, dans une fuite précipitée.

Concrètement....

Longue et noire introduction n'est-ce pas? C'est pour éviter ce genre d'incident que les caractéristiques suivantes ont été fixées.

▪ L'émetteur

Pour lui, les deux critères principaux adoptés sont: petite taille; il devra tenir dans un boîtier porte-clef et la photographie de la page précédente ne montre pas qu'il est ramené à un circuit de 55 sur 30mm.

Le second critère sera une très faible consommation, et donc une autonomie sur pile importante.

Pour cela, les composants choisis sont des versions MOS, amenant à la fois les avantages d'un faible courant d'alimentation et un fonctionnement dans une large plage de température.

De plus, une émission permanente n'est pas indispensable. En effet, que l'émetteur fasse connaître sa proximité par une salve codée de quelques secondes toutes les demi-minutes (par exemple) offre de nombreux avantages.

La consommation sous 12 volts du montage pendant la phase d'émission est de 1,8 mA. Pendant la phase de silence, elle descend à 160 uA. Les valeurs des composants choisis donnent une émission de 2 secondes environ (visualisée par une LED), pour 28 secondes de silence.

Le courant d'alimentation total effectif sur la pile est donc la moyenne de ces valeurs par rapport au temps, ce qui représente un I moyen de 270 uA.

Cette très faible valeur finale permettra d'utiliser une pile 12 Volts de faible dimension.

Autre avantage de la salve codée, c'est que l'émetteur n'est pas détectable. En effet, tel que dans les films de James Bond, certains voleurs passent leur temps à épier vos faits et gestes, en s'aidant éventuellement d'un scanner, pour détecter toute émission H.F. susceptible d'apporter des renseignements intéressants.

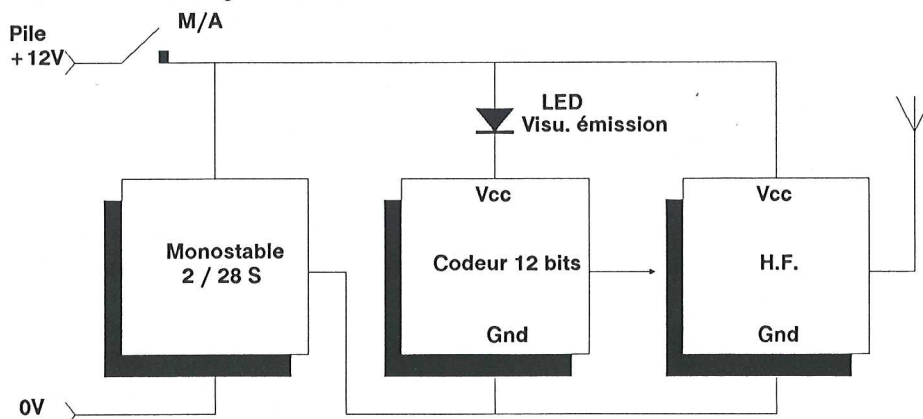
Le seul problème du scanner, c'est que l'émission H.F. doit durer suffisamment longtemps pour être détectée, et ceci est fonction de la vitesse de balayage de ce scanner. Avec une émission de 2 secondes pour 28 de silence, notre émetteur est pratiquement indétectable.

De plus l'émission pendant ces 2 secondes est codée, ce qui veut dire qu'un émetteur à onde pure situé sur la même fréquence sera totalement inopérant.

▪ Le récepteur

Pour le récepteur, les critères de consommation sont moins féroces. Alimenté sous 12 Volts, celui-ci consommera quelques dizaines de mA, suivant l'état du relais de sortie.

A noter que ce relais est alimenté lorsque le montage est en fonctionnement normal. Deux avantages à cela:



1 / La pression sur les contacts travail d'un relais est plus élevée (force de la bobine) que celle sur les contacts repos (force du ressort de rappel). En mode "travail" le contact réalisé par le relais est donc moins sensible aux vibrations diverses (micro-coupures).

2 / c'est la mise au repos du relais qui entraîne (par exemple) la coupure du circuit d'allumage, couper l'alimentation du récepteur entraîne donc la même panne (anti-arrachement).

Ses dimensions sont également très réduites afin de permettre une installation facile dans la majorité des cas.

Synoptique

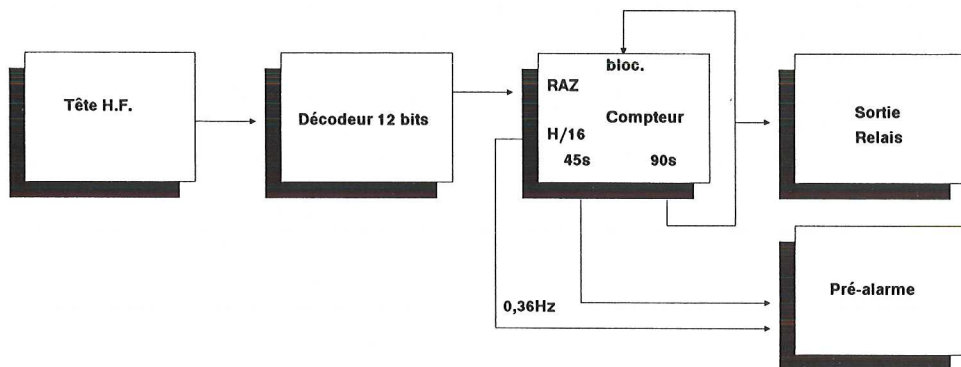
Emetteur

Le monostable utilisé fait appel à un classique 555. Sa sortie peut piloter un courant important et elle sera directement utilisée pour appliquer l'alimentation aux étages suivants (codeur et H.F.).

La version MOS (TLC555), nécessaire pour obtenir une faible consommation offre toutefois le désavantage d'un courant de sortie non symétrique (patte 3, 150 mA à l'état bas et 15 mA à l'état haut). Cette sortie pilotera donc l'alimentation négative.

Les étages pilotés sont le codeur 12 bits, lui aussi en version MOS du 53200, (donc UM 3750). La LED, connectée en série de son alimentation positive sera le témoin des salves d'émission.

L'étage d'émission H.F. est lui aussi mis sous tension que lorsque l'on en a besoin. Cette structure d'émetteur, hormis le monostable 2S/28S, est proche de celui de la télécommande codée monocanal du numéro 26 de Hobbytronic.



Emetteur

Déjà amplement dévoilé lors de la description du synoptique, il ne devrait pas poser de grands problèmes de compréhension.

Comme indiqué plus haut, toute la partie à droite du schéma (codeur et étage H.F.) n'a pas sa masse reliée à la pile mais à la sortie du TLC555.

C'est cette sortie qui exécute la mise sous tension de ces étages par son passage à l'état bas et génère les ainsi les deux secondes d'émission. Le condensateur C6 vient découpler (surtout en H.F.) la jonction collecteur/émetteur du transistor de sortie interne au 555.

Les timings de 2 et 28 secondes sont déterminés par les composants R5, R6 et C5, condensateur tantale choisi pour sa stabilité et sa petite taille.

Le codeur 12 bits UM3750, strictement équivalent au MM53200 hormis la consommation, possède une horloge proche du maximum possible du composant, et définie par R3 et C2. Ce choix de valeur d'horloge est nécessaire pour obtenir une réponse rapide du récepteur.

Les mots codés durent dans ce cas 23 mS environ, ce qui permet l'envoi théorique de 87 mots pour deux secondes d'émission. C'est plus qu'il n'en faut en principe pour le récepteur, donnant normalement une réponse valide pour la réception correcte de trois mots successifs.

La LED D1, placée en série dans l'alimentation positive du codeur, témoigne de l'envoi correct des salves. Elle devra être d'un type "haut rendement" pour pouvoir juger de l'efficacité, n'étant parcourue que par les 1,3 mA du codeur MOS (contre 13 mA pour le MM53200).

L'étage HF enfin possède la même structure que celui des réalisations des précédents numéros, avec un oscillateur Collpits recevant le codage sériel sur sa base.

L'accord en fréquence (230 MHz) est défini par la self imprimée et le condensateur C4 de 8,2 pF. Si l'on désire réaliser plusieurs émetteurs pour un seul récepteur, (plusieurs utilisateurs pour un seul véhicule) il faudra ajouter un CV de

Récepteur

Ici, l'ensemble du montage est sous tension permanente à l'aide d'un interrupteur externe.

Le premier étage est constitué d'une tête de réception H.F. et d'un étage de mise en forme du signal codé.

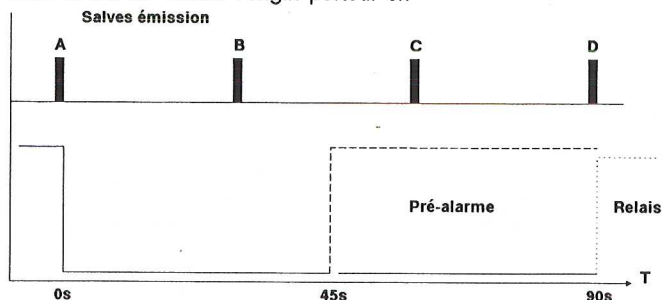
Ce signal, appliqué à un décodeur 12 bits vient, s'il est correct, remettre à zéro toutes les 30 secondes un compteur MOS. Dans le cas du diagramme de fonctionnement, en bas de page, le récepteur revient donc toujours à l'origine marquée "0 s".

Cette remise à zéro régulière stoppe la progression de ce compteur et l'empêche d'arriver au premier seuil fatidique de 45 secondes pour la pré-alarme.

Cette pré-alarme fournit un signal alterné de 1,5 seconde d'état 1 et 0 grâce à la sortie H/16 du compteur, afin d'attirer plus l'attention. Un buzzer connecté par exemple à cette sortie fournira donc un bip-bip au rythme de 0,36 Hz pendant toute la durée de pré-alarme.

Si une salve est de nouveau reçue pendant cette période, la pré-alarme est interrompue et le cycle reprend son cours normal en 0 s. (cas de la salve "C" du diagramme).

Si l'émetteur n'est toujours pas reçu après une période de 90 secondes, c'est cette fois la sortie relais qui change d'état, dans le but de mettre l'engin porteur en



panne simulée. La pré-alarme est alors stoppée.

Une ligne de blocage du compteur applique également l'état "0" du relais afin de le bloquer dans cet état.

Il n'est possible de redémarrer alors le montage qu'en le mettant hors circuit puis de nouveau sous tension, ou en recevant de nouveau des salves correctes (penser à mettre l'émetteur hors tension si vous rejoignez lentement (à pied) votre deux roues (et son éventuel "emprunteur"...)).

Le diagramme ci-dessous montre également que la période de récepteur, une fois et demi plus longue que celle d'émetteur, n'a pas été choisie au hasard.

En effet, si une salve venait à manquer pour une raison quelconque (B), la pré-alarme retentirait après 45 s, indiquant ainsi l'anomalie à l'utilisateur normal. Si la mauvaise réception n'est que passagère, après 15 secondes de pré-alarme la salve C vient tout remettre dans l'ordre.

Si cette salve C est également absente, il reste encore une ultime possibilité pour la salve D d'empêcher l'activation du relais et donc l'arrêt forcé.

Ces différentes informations (visuelles ou sonores suivant le type d'indicateur choisi) permettent de doter le montage d'un interrupteur caché de "forçage" venant interdire l'action du relais (panne de pile, émetteur tombé, etc...).

Ces indications permettent aussi d'éviter de tomber en panne d'allumage par exemple, alors que vous êtes sur la file de gauche, à 160 km/h (pardon, 130), sur autoroute....

2-10 pF (en pointillés) et C4 redescend alors à 3,3 pF.

Cet étage reçoit une alimentation globale de 12 Volts afin d'optimiser la puissance émise.

Récepteur

Le récepteur est séparé en deux parties: la tête de réception H.F., mise en forme et la logique compteur, pré-alarme et relais. Cette scission est visible aussi bien au niveau du montage (deux circuits) que du schéma.

La partie haute de ce schéma représente cette tête H.F. de réception, identique au point de vue schéma à celles des montages des revues précédentes. Seule la sensibilité de réception a été volontairement "cassée" afin de limiter la portée active.

L'étage base commune recevant l'antenne des précédents récepteurs n'existe plus ici et la réception se fait directement sur la self imprimée, accordée sur l'émetteur par CV.

Dans l'étage de mise en forme construit autour d'un double AOP, des valeurs de composant ont également été modifiées afin de diminuer le bruit de sortie et le seuil de mise en forme (R11 notamment).

En sortie de mise en forme, on retrouve le signal codé sériel lorsque l'émetteur fonctionne et un état "0" propre quand l'émetteur est en phase silence.

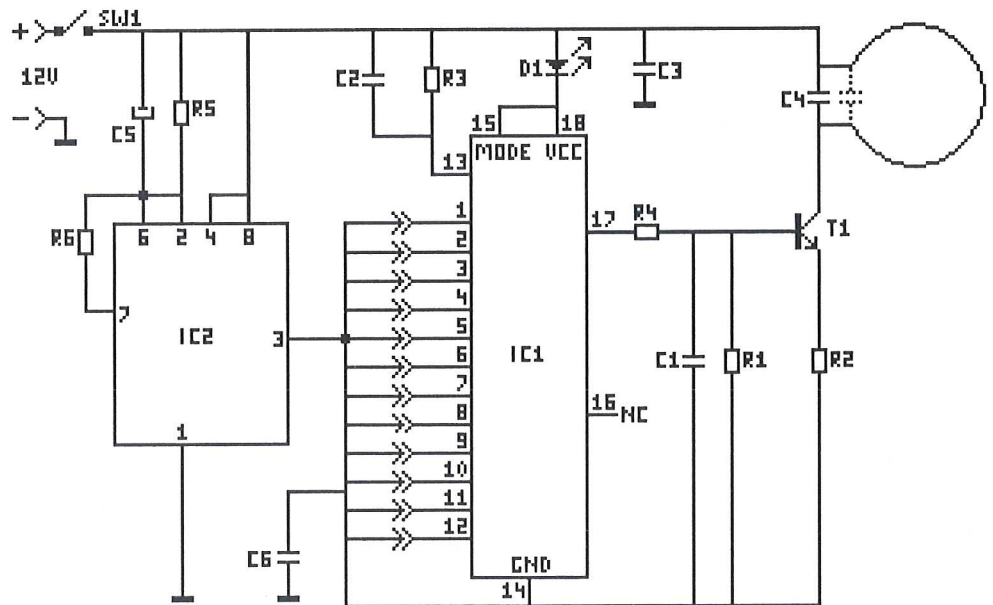
▪ Décodage / compteur

Le montage du décodeur (page suivante) est classique et, là aussi, il suffira de se reporter aux numéros 26 et 27 pour toutes les informations de fonctionnement (Hobbythèque MM53200 / UM3750 et réalisations).

Les différences apparaissent ensuite avec le compteur, MOS 4060, dont l'horloge est déterminée par R1, R2 et C5. Les valeurs de ces composants confèrent à cette horloge une fréquence H de 5,8 Hz (patte 10).

Ce compteur ne peut s'exprimer que s'il n'y a pas de reset d'appliqué et si la cathode de D2 est à l'état "1".

Ce reset est fourni par le décodeur, lorsqu'il reçoit une salve de l'émetteur, ou



par une cellule de "reset", formée par D1, R3 et C3, destinée à provoquer la même action à la mise sous tension.

C'est une première porte NAND qui permettra de laisser passer l'une ou l'autre des conditions de reset.

Le compteur 4060 fournit un signal de H/16 en Q4 soit 0,36 Hz. Cette demi-période de 1,4 s environ sera utile pour faire alterner le bip de la pré-alarme.

En Q9, c'est un état "1" que l'on va retrouver après 45 secondes de fonctionnement si un reset ne s'est pas manifesté avant. Entre cette patte et H la division est de 512.

Deux cellules NAND accomplissent le mélange de Q4 et Q9 ainsi que le pilotage du transistor T2. LED, Buzzer ou relais (ou rien) peuvent alors prendre place entre le collecteur de T2 et le plus d'entrée.

Il suffira de ne pas dépasser un courant de 80 mA sur cette sortie et d'ajouter une

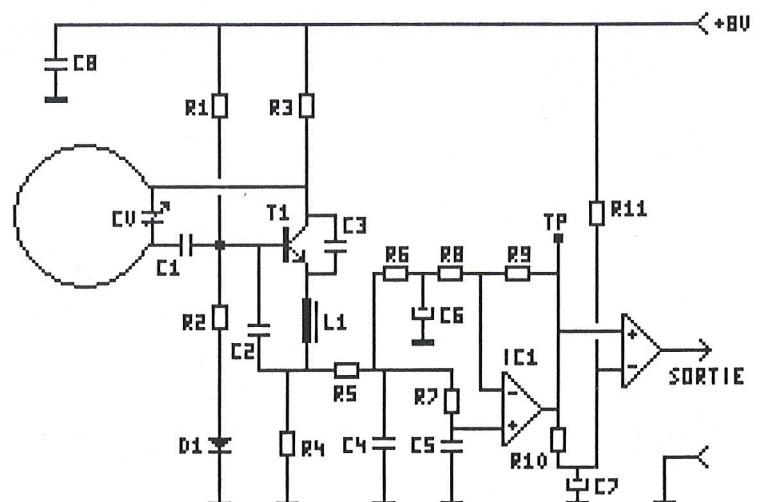
diode anti-surtension si l'on monte un relais.

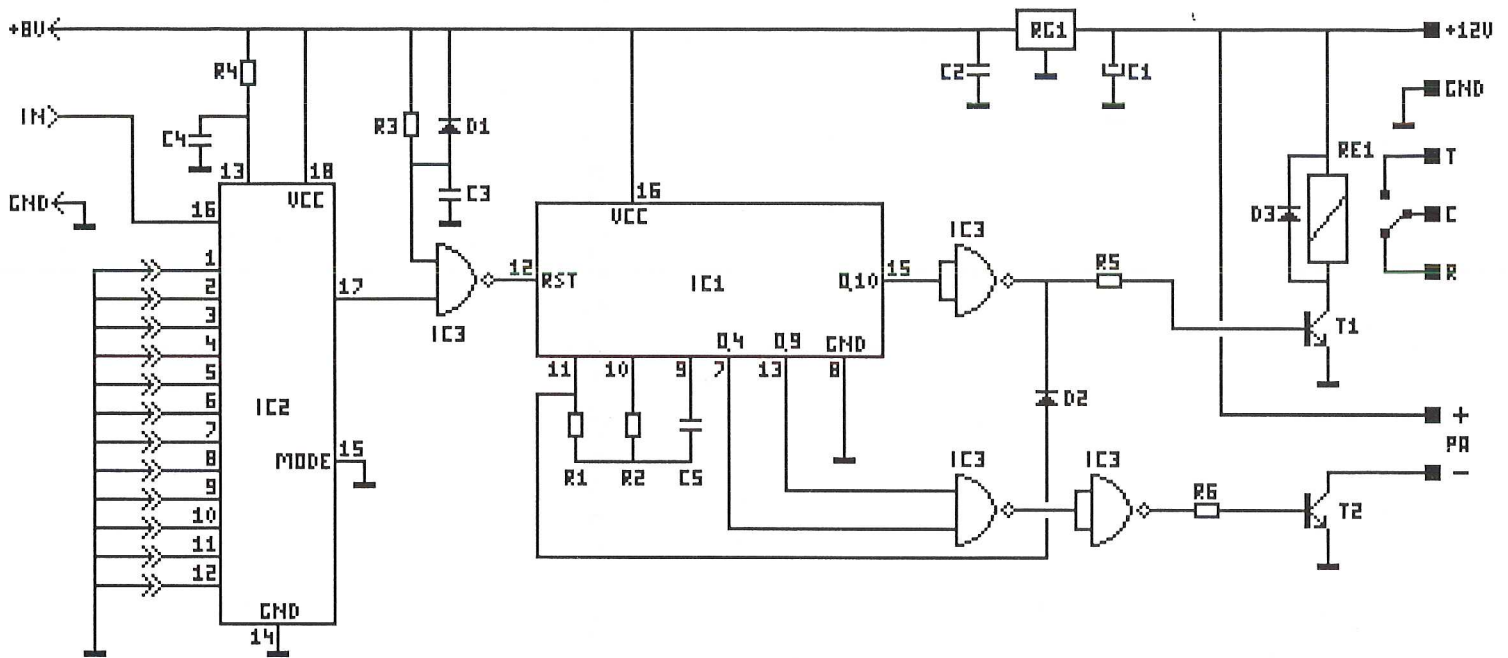
1024, c'est la division offerte par Q10 pour qu'elle passe à "1", soit 1 mn 30 de retard. Après le reset initial. La dernière cellule NAND de IC3 inverse cet état avant de piloter T1 et faire décoller son relais de charge.

Le passage à "0" de la NAND vient aussi bloquer l'horloge d'origine du compteur, au travers de D2, le figeant dans cet état.

A cet instant, seul un reset sur l'entrée peut débloquent la situation, reset provenant d'une salve correcte ou de l'alimentation.

Tout ce petit monde (hors relais) est alimenté par un régulateur miniature, permettant une alimentation d'entrée de 10,5 à 13,8V (la seule astreinte étant la tension nominale du relais).





Liste des composants

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

Emetteur

R1	10 kΩ
R2	330 Ω
R3	100 kΩ
R4	47 kΩ
R5	820 kΩ
R6	22 kΩ

C1	33 pF céramique
C2	180 pF céramique
C3	47 pF céramique
C4	3,3 pF céramique (avec CV)
C4	8,2 pF céramique (sans CV)
C5	47 uF tantale
C6	0,1 uF céramique
CV	ajustable 2-10 Murata (optionnel, voir texte).

IC1	UM 3750
IC2	TLC 555

T1	MPSH 10
D1	LED 3/5 mm rouge HL

SW1	inter glissière pour CI
-----	-------------------------

1 support CI 8 broches
1 support CI 18 broches

1 coffret porte-clef DIPTAL +
1 coupleur de pile 12V CNT 841 pour pile GP23A

Tête H.F. et mise en forme

R1	220 kΩ
R2	39 kΩ
R3	33 kΩ
R4	6,8 kΩ
R5	10 kΩ
R6	47 kΩ
R7	15 kΩ
R8	5,6 kΩ
R9	1 MΩ
R10	33 kΩ
R11	1 MΩ

C1	33 pF céramique
C2	330 pF céramique
C3	3,3 pF céramique
C4	2,2 nF céramique
C5	1 nF céramique
C6	47 uF 25V chimique radial
C7	4,7 uF 40V chimique radial
C8	1 nF céramique
CV	2-10 Murata

T1	BF 199
IC1	LM358
D1	1N4148
L1	22 uH moulée

1 support CI 8 broches

Décodeur / compteur

R1	1,5 MΩ
R2	150 kΩ
R3	1 MΩ
R4	100 kΩ
R5, R6	8,2 kΩ

C1	100 uF 25 V chimique radial
C2, C3	0,1 uF céramique
C4	180 pF céramique
C5	0,47 uF plastique pas de 5,08

IC1	MOS 4060
IC2	UM3750 ou MM53200
IC3	MOS 4011

T1, T2	BC 547 B
--------	----------

RG1	78 L 08
-----	---------

D1 à D3	1 N 4148
---------	----------

RE1	Relais 12 V 1 RT SRU
-----	----------------------

2 borniers 2 plots
1 bornier 3 plots
1 support CI 14 broches
1 support CI 16 broches
1 support CI 18 broches

Réalisation

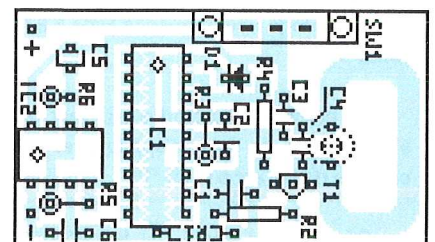
La réalisation est simple et l'ensemble devrait fonctionner dès le départ si l'on prend toutes les précautions usuelles réservées aux montages H.F. (pas de soudures sèches ou mates ni de liaisons longues).

L'émetteur est compact: attention à la sérigraphie qui est serrée. Toujours pas de self à réaliser, celle-ci étant gravée sur le circuit.

Certaines résistances sont implantées verticalement: veiller à respecter le sens de montage par rapport à cette sérigraphie car les pattes accessibles de certains de ces composants serviront à la mise au point finale.

L'interrupteur à glissière peut être implanté à fond sur le CI (pas de découpe dans le coffret: il faut ouvrir à chaque fois) ou à 3/4 mm de l'époxy (glissière juste à fleur).

Aussi bien pour l'émetteur que pour la platine décodage/compteur, les douze pattes de l'UM3750 seront à coder à 1 ou à 0 en réalisant ou non des pontets de soudure sur la face cuivrée.



Tête H.F.

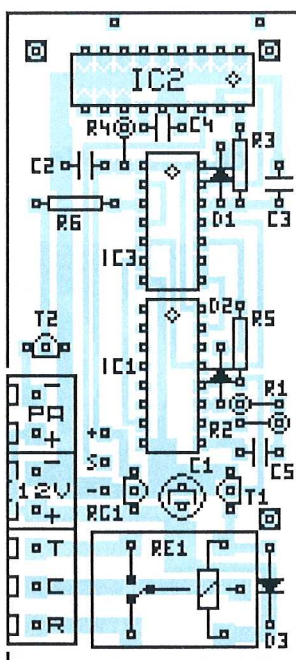
Sa densité d'implantation nécessitait une sérigraphie à l'échelle 2, voilà qui est fait.

Ici aussi des composants sont implantés verticalement: veiller au sens.

Cette petite carte est prévue pour venir se positionner au dessus du décodeur en évitant le relais. Trois fils actifs servent de liaisons mécaniques et électriques: le + 8V, le signal de sortie et la masse.

Deux autres liaisons près de la self ne sont là que pour assurer le parallélisme des plaques et la rigidité de l'ensemble. Toutes ces liaisons pourront être réalisées à l'aide de fil rigide de câblage.

Décodeur / compteur

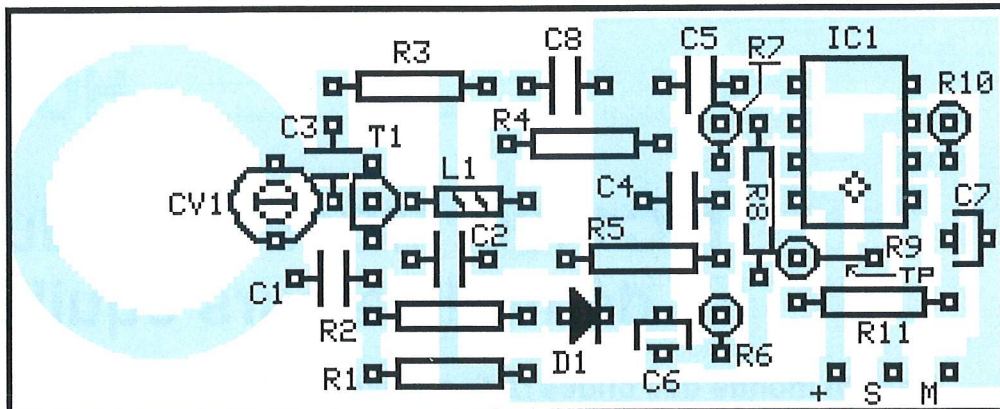


Cette dernière petite carte est simple à réaliser et ne comporte pas de difficultés majeures. C'est elle qui possède les 12 pastilles de décodage du MM53200 ou UM3750 qu'il faudra, patte à patte, configurer d'une façon identique au codage d'émetteur.

A noter qu'ici, le décodeur peut être indifféremment du type UM ou MM, les circuits étant équivalents et la consommation n'étant pas le critère majeur.

Bien vérifier ce dernier montage avant d'y jumeler la tête H.F., l'accès y sera plus difficile après.

La pile peut enfin être implantée sur l'émetteur (attention à la polarité).



Réglage

Un seul réglage est à exécuter: c'est l'accord H.F. du récepteur sur son émetteur.

Pour exécuter ce réglage, il faut que l'émetteur envoie son codage en permanence. Pour cela, il faut dévalider le fonctionnement du TLC555 en reliant la patte 6 au plus de la pile.

Si les résistances verticales sont montées dans le bon sens, il suffit de relier la patte accessible de R6 au plus du coupleur de pile. La LED de contrôle doit s'allumer en permanence.

Sur le récepteur, le point de mesure se situe sur la tête H.F. L'oscillo (ou le contrôleur) sera câblé entre le haut de R9 et la masse (TP).

Régler le CV du récepteur pour obtenir l'amplitude maximale avec l'émetteur à 1 mètre puis affiner le réglage avec l'émetteur placé plus loin (4 à 5 mètres).

Ici encore, un réglage à l'aide d'un oscilloscope est de loin le plus performant, celui-ci visualisant directement l'amplitude des trains d'impulsions codées.

A défaut, un contrôleur sur calibre 2 V DC permettra le réglage. Avec un accord non réalisé, la tension mesurée doit être de l'ordre de 0,7 Volts et peut monter jusqu'à 1,4V lorsque l'accord est réalisé. Se reporter au No 26, page 26, pour de plus amples détails sur les réglages, ceux-ci étant pratiquement identiques.

Vous y retrouverez également la check-list de la tête H.F., toujours valable sauf pour le pré-amplificateur d'antenne (Ex T1) qui n'existe pas ici.

Note: Si vous avez réalisé plusieurs émetteurs, régler d'abord le CV de l'un d'entre eux à mi-course, régler le récepteur

sur celui-ci, puis régler les autres émetteurs pour activer le même récepteur.

Le réglage terminé, enlever le pontage sur l'émetteur. Le contrôle complet du fonctionnement se fait simplement en stoppant cet émetteur par le M/A. Après 45 secondes, la pré-alarme doit retentir (elle doit s'arrêter si vous remettez l'émetteur sous tension). Dans le cas contraire, Après 1 mn 30 c'est le relais qui doit se décoller et rester dans cet état.

Conclusions

Même si nous avons abordé ce montage avec des perspectives assez noires (vol, agression, etc.), son application n'est pas forcément réservée à ces domaines que sont l'alarme et la protection.

Si vous oubliez régulièrement votre attaché-case ou vos papiers, être averti de votre étourderie dans les 45 secondes vaut mieux que deux heures plus tard...

Dans ce cas, la pré-alarme suffit amplement et toute la partie relais du montage peut être négligée.

Enfin, sachant que le relais se remet immédiatement en service si l'émetteur est de nouveau reçu, le fonctionnement inverse peut être exploité, à savoir l'anti-approche.

Pour terminer, pour ceux qui désiraient modifier les délais de 30 et 45 secondes d'émetteur et récepteur, celui d'émission est défini par C5, 47 uF tantale et celui de réception par C5, 0,47 uF, de la platine décodeur compteur. Le raccourcissement pratiquement par 2 de ces timings peut simplement être obtenu en passant respectivement à 22 uF et 0,22uF....

J.TAILLIEZ

MC1496, MC1596 modulateurs démodulateurs équilibrés.

Dans le monde des ondes radios, il arrive fréquemment d'avoir à effectuer des opérations mathématiques sur les signaux afin d'envoyer (émetteur) ou d'extraire (récepteur) des informations.

Les modulateurs/démodulateurs ont pour fonction d'effectuer ces opérations. L'opération la plus couramment utilisée est la multiplication entre deux signaux sinusoïdaux dont l'un contient l'information et l'autre constitue la porteuse. La particularité de cette opération est de produire deux nouveaux signaux dont l'un est constitué de la somme des deux fréquences et l'autre la différence.

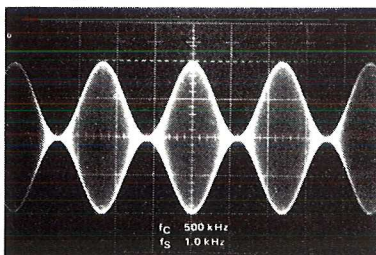
De cette propriété (toute mathématique au départ) ont découlé de nombreuses applications qui passent par la radio (AM ou FM), la téléphonie, etc...

C'est donc l'occasion de voir d'un peu plus près un composant qui se charge d'effectuer de telles fonctions.

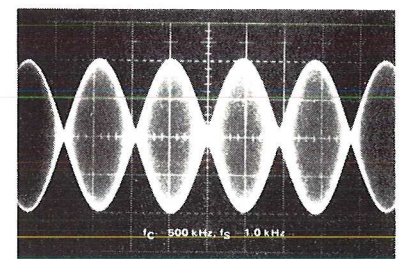
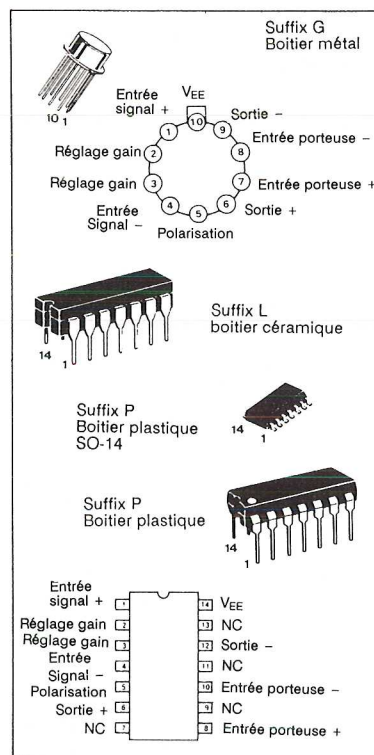
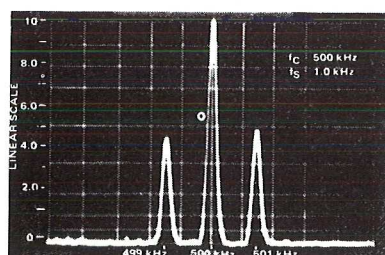
Spécifications

Les modulateurs/démodulateurs équilibrés sont conçus pour être utilisés quand la tension de sortie doit être le produit d'une tension d'entrée (signal) et d'une fonction de commutation (porteuse). Les applications typiques comprennent la suppression de porteuse (parfois appelée modulation en anneau) et la modulation d'amplitude, ainsi que la détection synchrone, la détection FM, la détection de phase, et les applications de hachage.

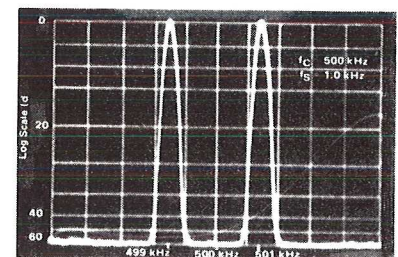
- Excellente suppression de porteuse
-65dB typ. à 0,5MHz
-50dB typ. à 10MHz
- Gain ajustable et manipulation de signaux
- Entrées et sortie équilibrées
- Réjection du mode commun élevé
-85dB typ.



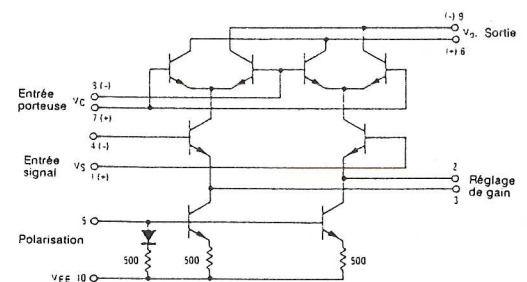
Forme du signal de sortie et spectre en modulation d'amplitude



Forme du signal de sortie en suppression de porteuse

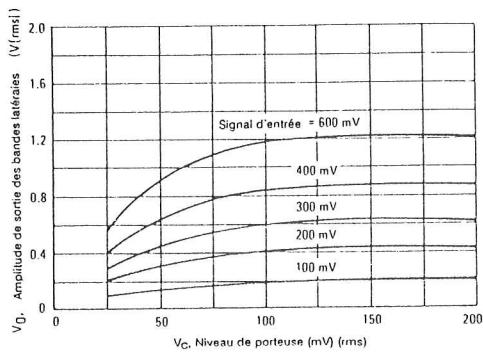


Spectre de suppression de porteuse

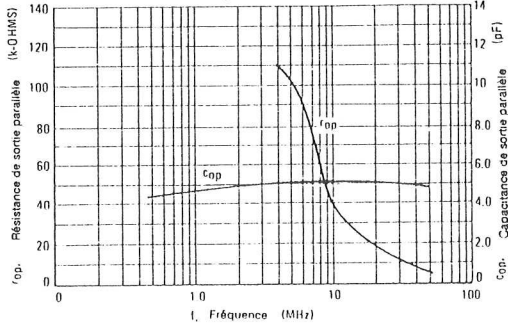


Les numéros de pattes font référence au boîtier métallique

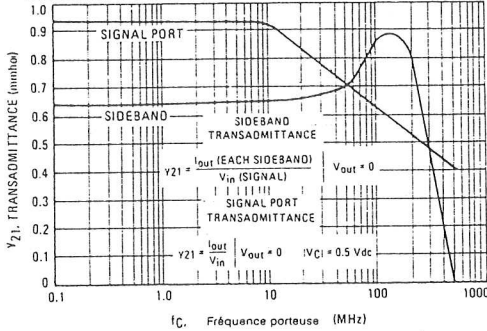
Structure



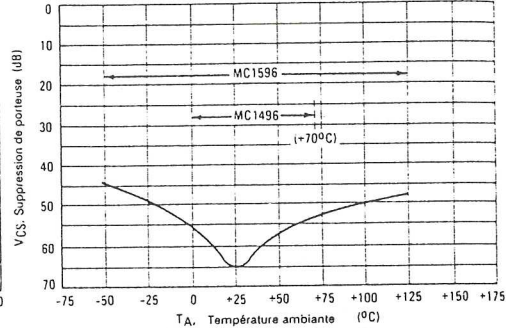
Sortie des bandes latérales en fonction des niveaux de porteurs



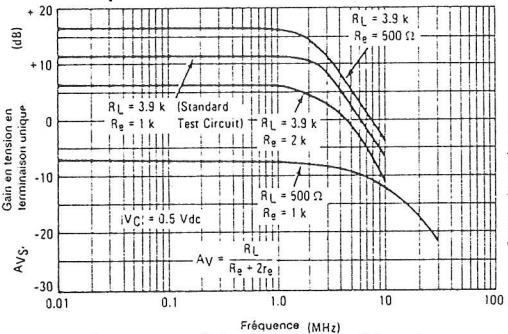
Résistance d'entrée équivalente en fonction de la fréquence



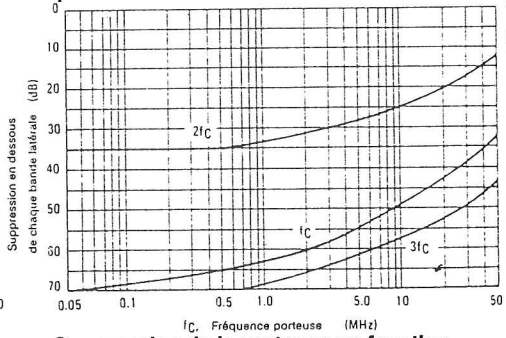
Capacité d'entrée équivalente en fonction de la fréquence



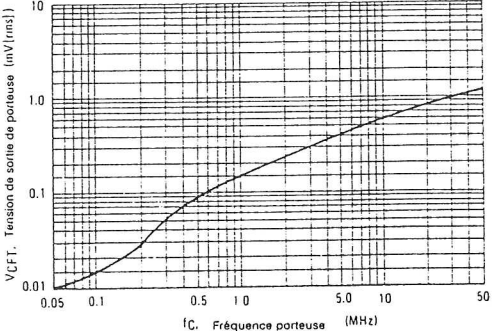
Impédance de sortie en terminaison unique en fonction de la fréquence



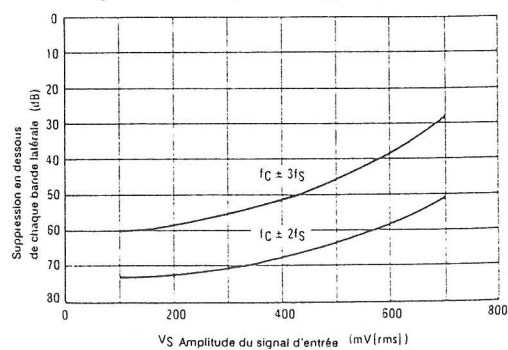
Trans-admittances en fonction de la fréquence



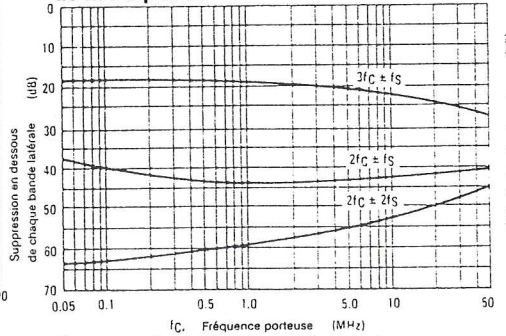
Suppression de porteur en fonction de la porteur



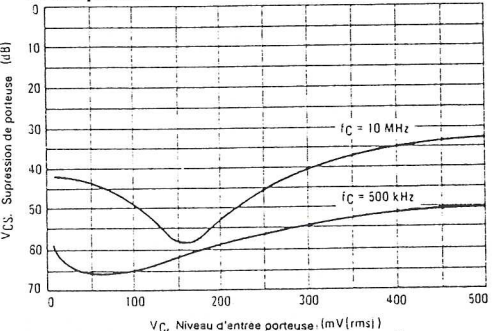
Réponse en fréquence signal/porteur



Suppression de la porteur en fonction de la fréquence

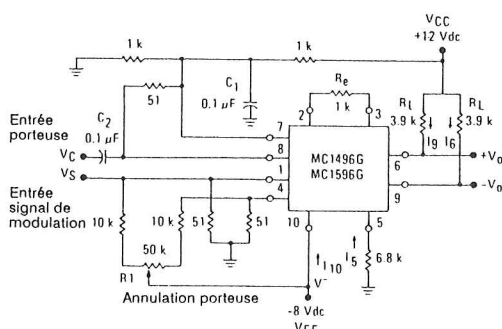


Réjection de la porteur en fonction de la fréquence

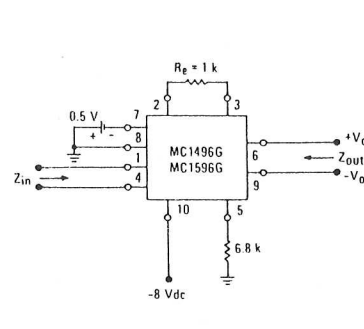


Suppression des harmoniques de bande latérale en fonction du signal d'entrée

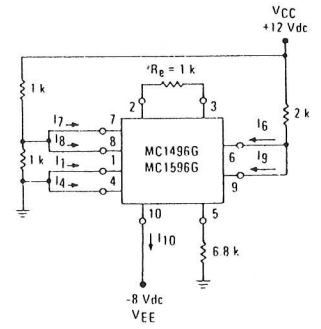
Suppression des harmoniques de bande latérale en fonction de la fréquence de la porteur



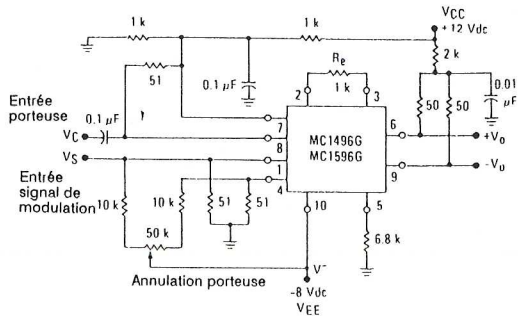
Suppression et réjection de porteur



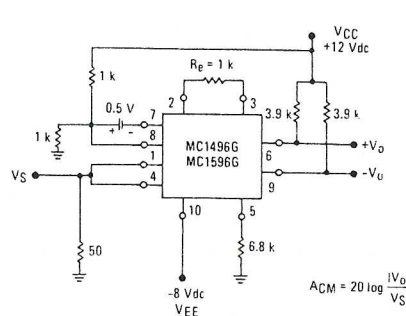
Impédance d'entrée sortie



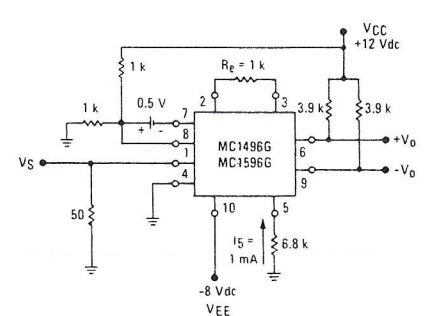
Courants de polarisation et de décalage



Largeur de bande de transconductance



Gain en mode commun



Gain et excursion de sortie

Caractéristiques électriques ($V_{CC} = +12V_{dc}$, $V_{EE} = -8,0V_{dc}$, $I_5 = 1mA_{dc}$, $R_I = 3,9k\Omega$, $R_e = 1,0k\Omega$, $T_a = 25^\circ C$ sauf indications contraires) (Toutes les caractéristiques d'entrées sorties sont en terminaison unique sauf spécification contraire).

V_s = Tension signal, V_c = Tension porteuse (Carrier)

Caractéristiques	Symbole	MC1596			MC1496			Unité
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Réjection de la porteuse	V_{cft}							
$V_c = 60mV(rms)$ sinus et décalage à zéro								$\mu V(rms)$
$F_c = 1,0 kHz$		-	40	-	-	40	-	
$F_c = 10MHz$		-	140	-	-	140	-	
$V_c = 300mV_{p-p}$ carré								$mV(rms)$
$F_c = 1,0KHz$ Décalage ajusté à zéro		-	0.04	02	-	004	04	
$F_c = 1,0KHz$ Décalage non ajusté		-	20	100	-	20	200	
Suppression de porteuse	V_{cs}							dB
$F_s = 10kHz$, $300mV(rms)$								
$F_c = 500kHz$, $60mV(rms)$ sinus		50	65	-	40	65	-	
$F_c = 10MHz$, $60mV(rms)$ sinus		-	50	-	-	50	-	
Largeur de bande de trans-admittance ($R_I = 50\Omega$)	BW_{3dB}							MHz
Entrée porteuse, $V_c = 60mV(rms)$ sinus								
$F_s = 1,0kHz$, $300mV(rms)$ sinus		-	300	-	-	300	-	
Entrée signal, $V_s = 300mV(rms)$ sinus								
$V_c = 0,5V_{dc}$		-	80	-	-	80	-	
Gain du signal	A_{vs}							V/V
$V_s = 100mV(rms)$, $F = 1kHz$, $V_c = 0,5V_{dc}$		2,5	3,5	-	2,5	3,5	-	
Impédance d'entrée terminaison unique $F = 5,0MHz$								
Résistance d'entrée parallèle	R_{ip}	-	200	-	-	200	-	$k\Omega$
Capacité d'entrée parallèle	C_{ip}	-	2,0	-	-	2,0	-	pF
Impédance de sortie terminaison unique $F = 100MHz$								
Résistance de sortie parallèle	R_{op}	-	40	-	-	40	-	$k\Omega$
Capacité de sortie parallèle	C_{oo}	-	5,0	-	-	5,0	-	pF
Courant de polarisation d'entrée								μA
$I_{bs} = (I_1 + I_4)/2$	I_{bs}	-	12	25	-	12	30	
$I_{bc} = (I_7 + I_8)/2$	I_{bc}	-	12	25	-	12	30	
Courant de décalage d'entrée								μA
$I_{ios} = I_1 - I_4$	I_{ios}	-	0,7	5,0	-	0,7	7,0	
$I_{ioc} = I_7 - I_8$	I_{ioc}	-	0,7	5,0	-	0,7	7,0	
Coef. de température du courant de décalage d'entrée ($T_a = -55^\circ C$ à $+125^\circ C$)	TC_{lio}	-	2,0	-	-	2,0	-	$nA/^\circ C$
Courant de décalage en sortie ($I_6 - I_9$)	I_{ool}	-	14	50	-	14	80	μA
Coef. de température du courant de décalage de sortie ($T_a = -55^\circ C$ à $+125^\circ C$)	TC_{loo}	-	90	-	-	90	-	$nA/^\circ C$
Exc. d'entrée du signal en mode commun $F_s = 1,0KHz$	CMV	-	5,0	-	-	5,0	-	V_{p-p}
Gain en mode commun $F_s = 1,0KHz$, $V_c = 0,5V_{dc}$	ACM	-	85	-	-	85	-	dB
Tension de sortie en mode commun (Patte 6 ou 9)	V_{out}	-	8,0	-	-	8,0	-	V_{p-p}
Excursion de tension de sortie différentielle	V_{out}	-	8,0	-	-	8,0	-	V_{p-p}
Consommation								mA_{dc}
$I_6 + I_9$	I_{cc}	-	2,0	3,0	-	2,0	4,0	
I_{10}	I_{ee}	-	3,0	4,0	-	3,0	5,0	
Dissipation	P_d	-	33	-	-	33	-	mW

Les numéros de broches font référence au boîtier métallique. Pour retrouver la correspondance pour les boîtiers plastiques ou céramiques, se reporter aux brochages donnés sur la première page.

Valeurs limites (Ta = 25°C sauf indications contraires)

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension appliquée V6-V7, V8-V1, V9-V7, V9-V8, V7-V4, V7-V1, V8-V4, V6-V8, V2-V5, V3-V5	dV	30	V
Signal d'entrée différentiel	V7-V8 V4-V1	+5,0 $\pm(5+15Re)$	Vdc
Courant de polarisation maximum	I5	10	mA
Résistance thermique jonction-air Boîtier céramique Boîtier plastique Boîtier métallique	Rtja	100 100 160	°C/W
Plage de température de fonctionnement MC1496 MC1596	Ta	0 à +70 -55 à +125	°C
Température de stockage	Tstg	-65 à +150	°C

Informations générales de fonctionnement

Note 1 – Réjection de la porteuse

La réjection de la porteuse est définie comme la tension de sortie à la fréquence de la porteuse, avec uniquement la porteuse d'appliquée (signal d'entrée = 0).

Une porteuse nulle est obtenue en équilibrant les courants dans les amplificateurs différentiels au moyen du potentiomètre de polarisation. (R1 sur le montage de suppression et de réjection de la porteuse).

Note 2 – Suppression de la porteuse

La suppression de la porteuse est définie comme le rapport de chaque sortie des bandes latérales sur la sortie de la porteuse pour les niveaux des signaux et des porteuses spécifiées.

La suppression de la porteuse est intimement liée au niveau d'entrée de celle-ci (Voir courbe correspondante). Une faible valeur de la porteuse ne coupe pas totalement les étages supérieurs de commutation. Cela entraîne un gain de signal plus faible, d'où une suppression de porteuse plus faible. Un niveau supérieur au niveau optimum de porteuse se traduit par des composants inutiles et un circuit de réjection de porteuse qui dégradera la courbe de suppression. Le M1596 est caractérisé par un signal d'entrée de porteuse de 60mV(rms) sinusoïdal. Ce niveau fournit une suppression de porteuse optimum pour les fréquences au voisinage de 500 kHz et est généralement recommandé pour les applications de modulateurs équilibrés.

La réjection de la porteuse est indépendante du niveau du signal Vs. Ainsi la suppression de la porteuse peut être maximisée en travaillant avec des niveaux

de signaux élevés. Cependant, un mode de fonctionnement linéaire doit être maintenu sur la paire de transistors du signal d'entrée, sous peine de voir apparaître des harmoniques du signal de modulation sur le signal de sortie en tant que fausses bandes latérales de la porteuse supprimée. Cette nécessité place une limite supérieure sur l'amplitude du signal d'entrée. (Voir courbe de suppression des harmoniques de bande latérales en fonction du niveau du signal d'entrée).

A des fréquences supérieures, la conception du circuit imprimé est très importante de manière à minimiser la réjection de la porteuse. Un blindage peut s'avérer nécessaire de manière à empêcher les phénomènes de couplages capacitifs entre les pattes d'entrée de la porteuse et les pattes de sortie.

Note 3 – Gain du signal et niveau d'entrée maximum

Le gain du signal (en terminaison unique) aux faibles fréquences est défini comme le gain en tension,

$$Avs = Vo/Vs = RI / (Re + 2re) \text{ où } re = 26mV/15(mA).$$

Un potentiel continu constant est appliqué sur les broches de l'entrée de porteuse afin de commuter complètement deux des transistors supérieurs à l'état passant et les deux autres à l'état bloqué (Vc = 0,5Vdc). Cela a pour effet de constituer un amplificateur différentiel de type cascade.

Un fonctionnement linéaire nécessite que l'entrée signal soit placée en dessous d'une valeur critique déterminée par RE et le courant de polarisation I5.

$$Vs < I5 RE \text{ (Volts crête)}$$

A noter que sur le circuit de test de gain du signal, Vs correspond à une valeur maximale de 1 volt crête.

Note 4 – Excursion en mode commun

L'excursion en mode commun est la tension qui peut être appliquée sur les deux bases de l'amplificateur différentiel de signal, sans saturer les sources de courant ou sans saturer l'amplificateur différentiel par lui-même en l'entraînant dans le dispositif de blocage supérieur. Cette excursion est variable en fonction des caractéristiques du montage et des conditions de polarisations choisies.

Note 5 – Dissipation de puissance

La dissipation de puissance, Pd, à l'intérieur du boîtier du circuit intégré doit être calculée comme la somme des produits courant tension sur chaque port, en considérant V9 = V6, I5 = I6 = I9 et en ignorant les courants de base.

$$Pd = 2 I5 (V6 - V10) + I5 (V5 - V10).$$

Note 6 – Equations de calculs

La suite est une liste réduite des équations de calcul nécessaires pour rendre opérationnel le circuit avec d'autres tensions d'alimentations et conditions d'entrées.

A : Courant de fonctionnement

Les courants de polarisation internes sont définis par les conditions de la patte 5. En partant du principe que:

$$I5 = I6 = I9$$

$$Ib << Ic \text{ pour tous les transistors}$$

Alors:

$$R5 = [(V_- - D)/I5] - 500 \text{ ohms}$$

avec R5 la résistance entre la patte 5 et la masse, D = 0,75V à Ta = 25°C

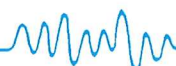
Le MC1596 est testé pour la condition I5 = 1,0mA qui est la valeur conseillée.

B: Tension de sortie en mode commun

$$V6 = V9, = V_+ - I5RI$$

Note 7 – Polarisation

Le MC1596 nécessite trois tensions de polarisation qui doivent être établies à l'extérieur. La ligne de conduite pour l'établissement de ces trois tensions nécessite de maintenir au moins 2 volts de polarisation collecteur base sur tous les transistors tout en ne dépassant pas les conditions limites de la table de caractéristiques.



$$30 \text{ Vdc} > [(V6, V9) - (V7, V8)] > 2Vdc$$

$$30 \text{ Vdc} > [(V7, V8) - (V1, V4)] > 2,7Vdc$$

$$30 \text{ Vdc} > [(V1, V4) - (V5)] > 2,7Vdc$$

Les conditions précédentes sont basées sur les approximations suivantes:

$$V6 = V9, V7 = V8, V1 = V4$$

Les courants de polarisation qui circulent dans les pattes 1, 4, 7 et 8 sont les courants de base des transistors et peuvent normalement être négligés si les diviseurs de polarisation externes sont conçus pour supporter 1,0mA ou plus.

Note 8 – Bande passante de trans-admittance

La bande passante de trans-admittance de la porteuse est la bande passante à -3dB de la trans-admittance du circuit et est définie par:

$$V21C = I_0 (\text{bande latérale}) / V_s (\text{signal}) \text{ à } V_0 = 0$$

La bande passante de trans-admittance du signal est la bande passante à -3dB de la trans-admittance du circuit et est définie par:

$$V21S = I_0 (\text{signal}) / V_s (\text{signal}) \text{ à } V_0 = 0 \text{ et } V_c = 0,5Vdc$$

Note 9 – Condensateurs de liaisons et de découplage C1 et C2

Les condensateurs C1 et C2 doivent être choisis pour présenter une impédance inférieure à 5,0 ohms, à la fréquence de la porteuse.

Note 10 – Signal de sortie V0

Le signal de sortie est pris sur les pattes 6 et 9, en mode équilibré ou terminaison unique.

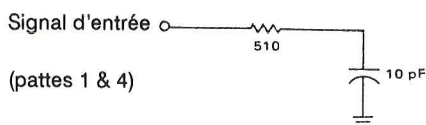
Note 11 – Alimentation négative Vee

Vee doit être une tension continue uniquement. L'adjonction en série d'une self de choc avec Vee peut améliorer la stabilité des sources de courant internes.

Note 12 – Stabilité du signal

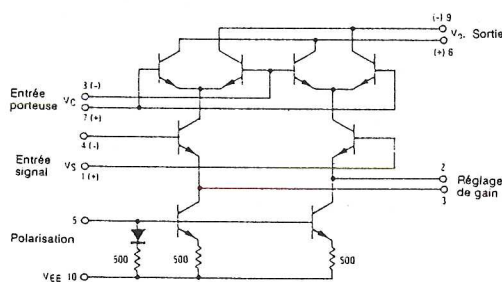
En dessous de certaines valeurs d'impédance de source de commande, une oscillation peut apparaître. Dans ce cas, un réseau de filtrage RC peut être connecté directement sur chacune des entrées. Cela réduira le coefficient de

qualité des circuits accordés de source qui engendrent l'oscillation.



Une autre méthode pour les applications en basse fréquence est d'insérer, en série sur les entrées des pattes 1 et 4, une résistance de 1 kohm. Dans ce cas, la dérive du courant d'entrée peut provoquer une sérieuse dégradation de la suppression de la porteuse.

Informations de fonctionnement



Structure interne

Le MC1596/MC1496 est un circuit modulateur équilibré monolithique dont la structure est donnée ci-dessus.

Le circuit consiste en un amplificateur différentiel quadruple (partie supérieure de la structure interne) piloté par un amplificateur différentiel standard (partie centrale de la structure) avec une double source de courant (partie inférieure de la structure). Les collecteurs de sortie sont regroupés de manière à produire la multiplication équilibrée des deux tensions d'entrée. De cette manière, le signal de sortie est dans tous les cas une constante par le produit des deux signaux d'entrée.

L'analyse mathématique de la multiplication linéaire de signaux alternatifs montre que le spectre de sortie sera constitué de la somme et de la différence des deux fréquences d'entrée. Ainsi, le circuit peut être utilisé comme un modulateur équilibré, un mélangeur équilibré, un détecteur de produit, un doubleur de fréquences et toute autre application nécessitant ces caractéristiques particulières de signaux de sortie.

Niveaux de signaux

Le amplificateur différentiel quadruple peut fonctionner aussi bien en mode linéaire qu'en mode saturé. L'amplificateur

différentiel standard est utilisé en mode linéaire dans la plupart des applications.

Pour les utilisations à bas niveau sur les deux ports d'entrée, le signal de sortie comportera les composantes de fréquences de la somme et de la différence et aura une amplitude qui sera une fonction du produit des signaux d'entrée.

Pour les utilisations à niveau élevé sur le port d'entrée de la porteuse et un fonctionnement linéaire sur le port du signal de modulation, le signal de sortie contiendra les composantes de fréquence de la somme et de la différence de la fondamentale et les harmoniques impaires de la fréquence de la porteuse. L'amplitude de sortie sera une constante par l'amplitude du signal de modulation. Toute variation d'amplitude du signal de porteuse n'apparaîtra pas sur la sortie.

Les possibilités de maniement d'un signal linéaire par un amplificateur différentiel sont parfaitement connues. Sans amortissement d'émetteur, la tension d'entrée maximum est approximativement de 25mV crête pour un fonctionnement linéaire. Comme l'amplificateur différentiel supérieur a ses émetteurs connectés en interne, cette tension est appliquée sur les ports d'entrée de porteuse dans toutes les conditions.

Comme l'amplificateur différentiel inférieur peut recevoir une résistance d'émetteur externe, sa plage de maniement de signal linéaire peut être ajustée par l'utilisateur. La tension d'entrée maximum pour un fonctionnement linéaire peut être approximativement donnée par la relation suivante

$$V = 15 \text{ Re volts crête}$$

Cette expression peut être utilisée pour calculer la valeur minimum de RE pour une amplitude de tension d'entrée donnée.

Le gain entre le port d'entrée du signal de modulation et la sortie est le paramètre de gain du MC1596/MC1496 qui offre le plus d'intérêt au concepteur. Ce gain n'a de signification seulement quand l'amplificateur différentiel inférieur travaille en mode linéaire, ce qui englobe la majeure partie des utilisations de ce produit.

Comme mentionné précédemment, l'amplificateur différentiel quadruple peut fonctionner aussi bien en mode linéaire qu'en mode saturé. L'expression approximative du gain a été donnée pour le MC1596/MC1496 pour une entrée de signal de modulation de faible amplitude



et pour les conditions d'entrée de porteuses suivantes:

- 1) Faible niveau continu
- 2) Fort niveau continu
- 3) Faible niveau alternatif
- 4) Fort niveau alternatif

Signal d'entrée de porteuse	Gain approximatif en tension	Fréquence du signal de sortie
Faible niveau continu	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
Fort niveau continu	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f_M
Faible niveau alternatif	$\frac{R_L V_C(rms)}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
Fort niveau alternatif	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

Gains en tension et fréq. de sortie

Ces gains sont résumés dans le tableau donné ci-dessus, accompagnés des composantes de fréquences contenues dans le signal de sortie.

NOTES:

1 - Signal de modulation de faible niveau, V_m assuré dans tous les cas, V_c est la tension d'entrée de la porteuse.

2 - Quand le signal de sortie contient des fréquences multiples, l'expression donnée pour le gain s'applique pour l'amplitude de sortie de chacune des deux sorties désirées, $F_c + F_m$ et $F_c - F_m$.

3 - Toutes les expressions de gains sont pour les terminaisons uniques. Pour une connexion de sortie différentielle, multiplier chaque expression par deux.

4 - R_L = Résistance de charge.

5 - R_E = Résistance d'émetteur entre les pattes 2 et 3.

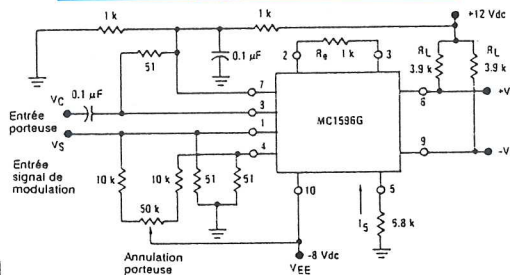
6 - r_e = Résistance dynamique d'émetteur du transistor à 25°C

$$r_e = 26mV / I_5 (mA)$$

7 - K = Constante de Boltzmann, T = température en degrés Kelvin, q = Charge de l'électron

$$KT/q = 26mV \text{ à température ambiante.}$$

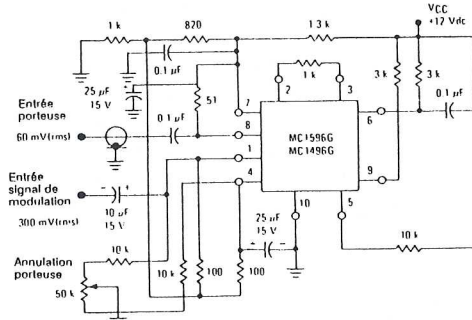
Informations d'applications



Circuit modulateur de base

La modulation à double bande latérale et porteuse supprimée est l'application de base du MC1596/MC1496. Le circuit suggéré pour cette application est donné ci-dessus.

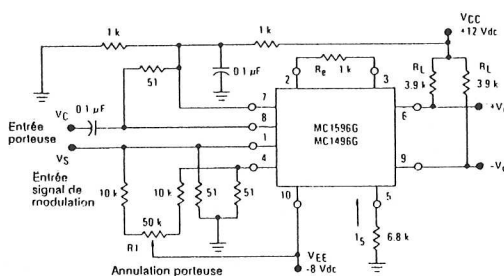
Dans certaines applications, il peut être nécessaire d'utiliser le MC1596/MC1496 avec une tension d'alimentation unique à la place de l'alimentation double. La figure ci-dessous donne un modulateur équilibré conçu pour fonctionner avec une tension d'alimentation unique de +12Vdc. Les performances de ce circuit sont similaires à celles obtenues avec le modulateur à double tension d'alimentation.



Modulateur équilibré à alimentation unique (+12V)

Modulateur AM

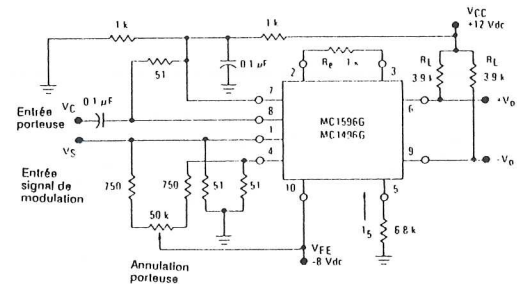
Le circuit de modulateur/démodulateur équilibré donné ci-dessous peut être utilisé comme un modulateur d'amplitude moyennant un certain nombre de modifications mineures.



Modulateur/démodulateur équilibré

Tout ce qui est nécessaire pour passer de la porteuse supprimée à l'opération de modulation d'amplitude est de régler le potentiomètre d'annulation de porteuse pour insérer la quantité suffisante de porteuse dans le signal de sortie.

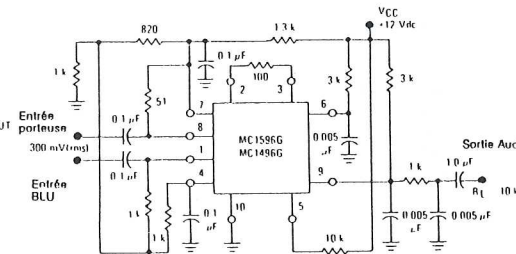
Cependant, la plage d'action du circuit d'annulation de porteuse est insuffisante. Par conséquent, le modulateur doit être modifié pour fonctionner en modulation d'amplitude en changeant la valeur des deux résistances dans le circuit d'annulation.



Circuit de modulation d'amplitude

Détection de produit

Le MC1596/MC1496 constitue un excellent détecteur de produit BLU.



Détecteur de produit

Ce détecteur de produit a une sensibilité de 3,0 microvolts et une plage dynamique de 90dB quand il est utilisé à une fréquence intermédiaire de 9 MHz.

Ce détecteur est un large bande pour l'ensemble de la plage haute fréquence.

Pour fonctionner à des fréquences intermédiaires très étroites inférieures à 50kHz, le condensateur de 0,1µF sur les pattes 7 et 8 doit être porté à 1,0µF. Également, le filtre de sortie sur la patte 9 peut être ajusté sur la fréquence intermédiaire spécifique et l'impédance d'entrée de l'amplificateur audio.

Comme dans toutes les applications du MC1596/MC1496, la résistance d'émetteur entre les pattes 2 et 3 peut être augmentée ou diminuée pour ajuster le gain du circuit, la sensibilité et la plage dynamique.



Ce circuit peut également être utilisé comme détecteur de modulation d'amplitude en introduisant le signal de porteuse sur l'entrée porteuse et le signal modulé en amplitude sur l'entrée BLU.

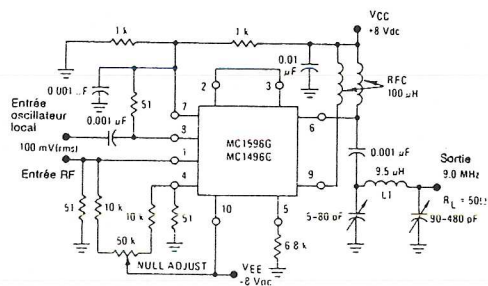
Le signal de porteuse peut être extrait de la fréquence intermédiaire ou généré localement. Le signal de porteuse peut être introduit avec ou sans modulation, du moment que son niveau est suffisant pour pouvoir saturer l'amplificateur différentiel quadruple supérieur. Si le signal de porteuse est modulé, un niveau d'entrée de 300mV(rms) est recommandé.

Mélangeur doublement équilibré

Le MC1596/MC1496 peut être utilisé comme un mélangeur doublement équilibré avec aussi bien une entrée large bande qu'une bande étroite accordée et des réseaux de sortie.

Le signal de l'oscillateur local est introduit sur le port de l'entrée porteuse avec une amplitude conseillée de 100mV(rms)

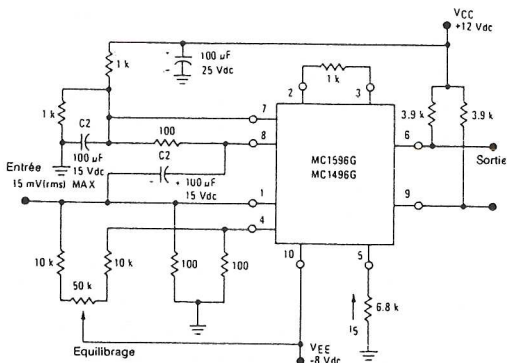
La figure ci-dessous donne un mélangeur avec une entrée large bande et une sortie accordée.



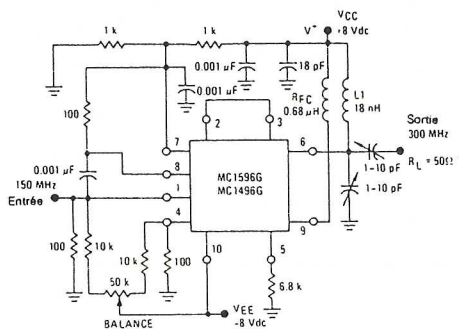
Mélangeur doublement équilibré

Doubleur de fréquence

Le MC1596/MC1496 peut fonctionner en doubleur de fréquence en introduisant la même fréquence sur les deux ports d'entrée.



Doubleur basse fréquence



Doubleur 150 à 300 MHz

Les deux figures précédentes sont respectivement un doubleur de fréquence large bande et un doubleur VHF à sortie accordée.

Détection de phase et détection FM

Le MC1596/MC1496 peut fonctionner comme un détecteur de phase. Des signaux d'entrée de fort niveau sont appliqués sur les deux entrées. Quand les deux entrées sont à la même fréquence, le MC1596/MC1496 délivrera une sortie qui sera une fonction de la différence de phase entre les deux signaux d'entrée.

Un détecteur de modulateur de fréquence peut être construit en partant du principe du détecteur de phase. Un circuit accordé est ajouté à l'une des entrées pour obliger les deux signaux d'entrée à varier en phase comme une fonction de la fréquence. Le MC1596/MC1496 délivrera alors une sortie qui sera une fonction de la fréquence du signal d'entrée.

Remarque

Dans toutes les explications qui ont été données dans cet article, tous les numéros de broches qui ont été utilisés font référence au boîtier métallique. Pour les utiliser sur les autres boîtiers, il importe d'effectuer la conversion en s'aidant des brochages qui sont donnés au début de cette Hobbythèque et qui sont rappelés ci-contre.

Définitions

Fc: Fondamentale de la porteuse

Fs: signal de modulation

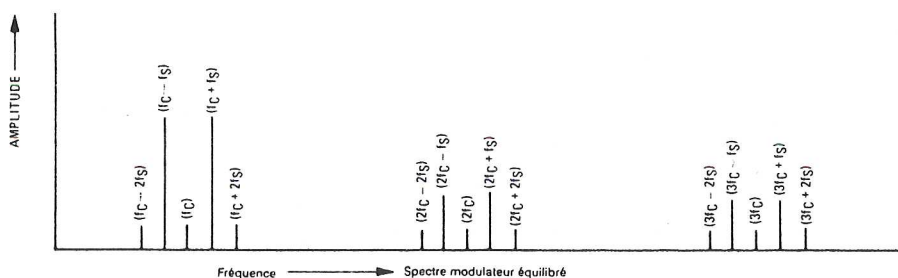
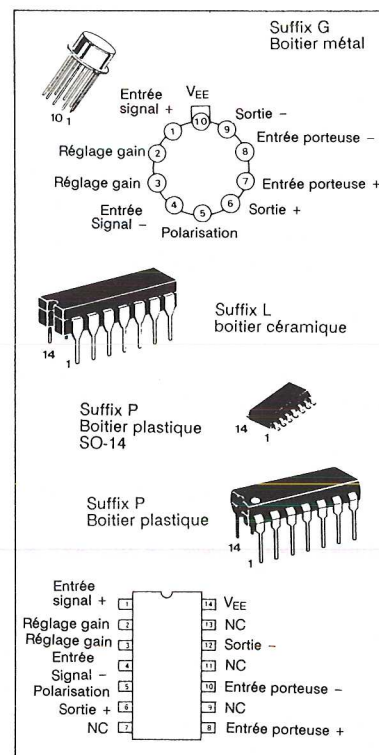
Fc ± Fs: Bandes latérales de la fondamentale de la porteuse

Fc ± nFs: Harmoniques des bandes latérales de la fondamentale de la porteuse

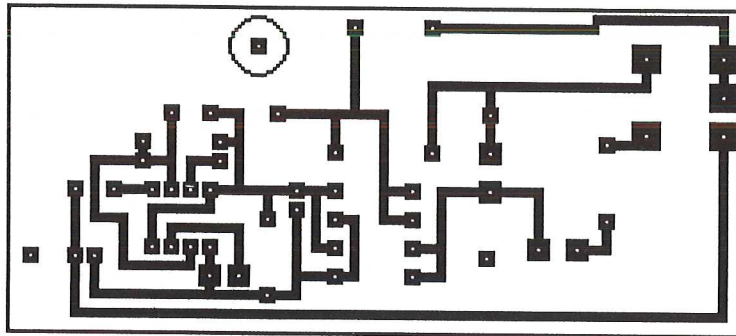
nFc: Harmoniques de la porteuse

nFc ± nFs: Bandes latérales des harmoniques de la porteuse.

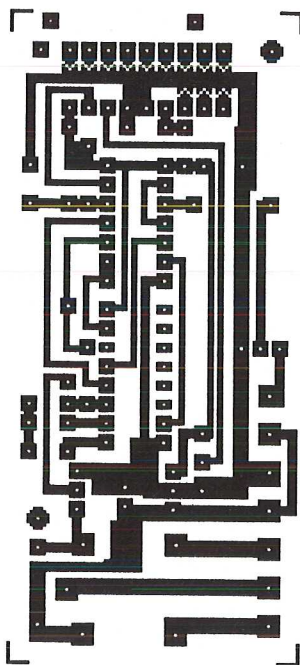
Toutes ces définitions sont illustrées sur la courbe de spectre de fréquence placée au bas de cette page.



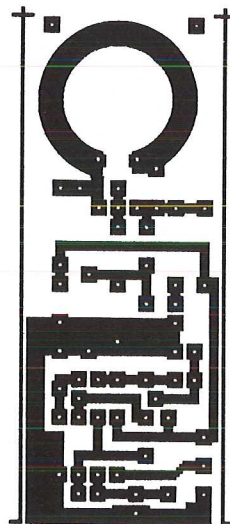




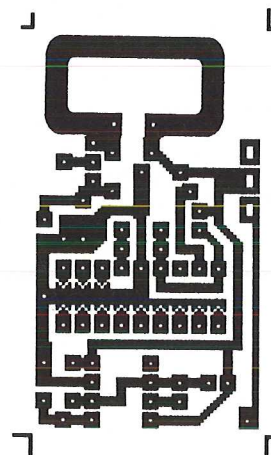
CHASSE NUISIBLES



DECODEUR
COMPTEUR



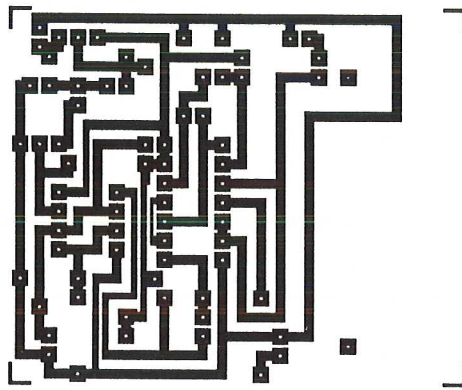
TETE H.F.



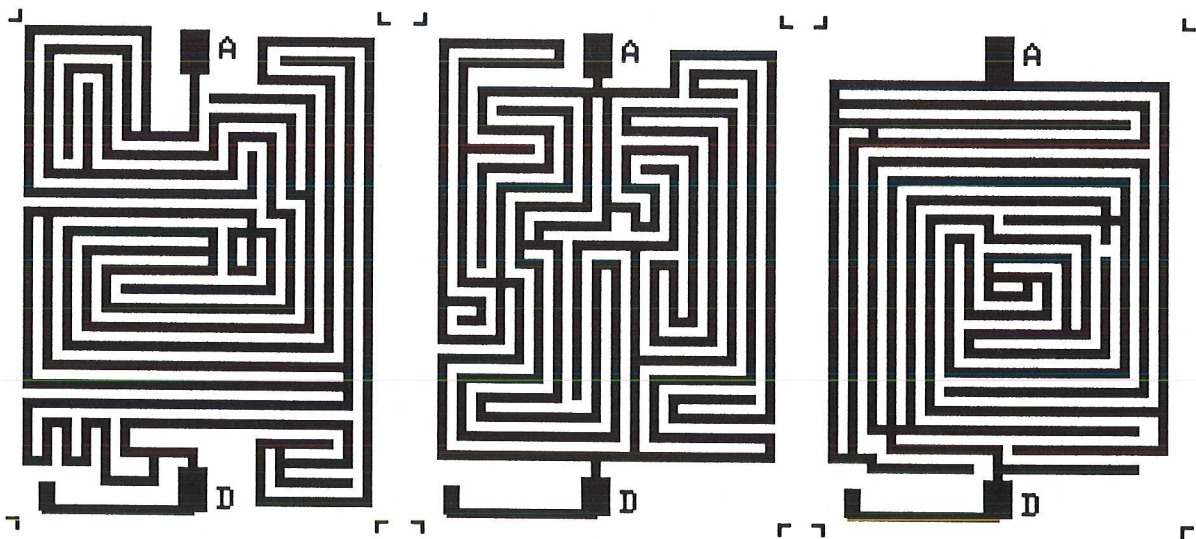
EMETTEUR

ANTI-ELOIGNEMENT

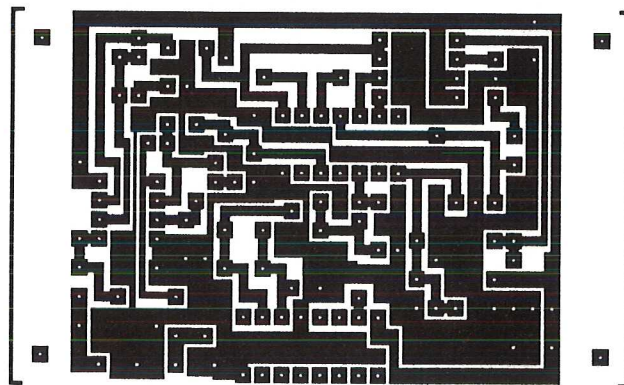




LABYRINTHE ELECTRONIQUE



3 CIRCUITS POUR LABYRINTHE ELECTRONIQUE



VOX CRYPTOR-DECRYPTOR

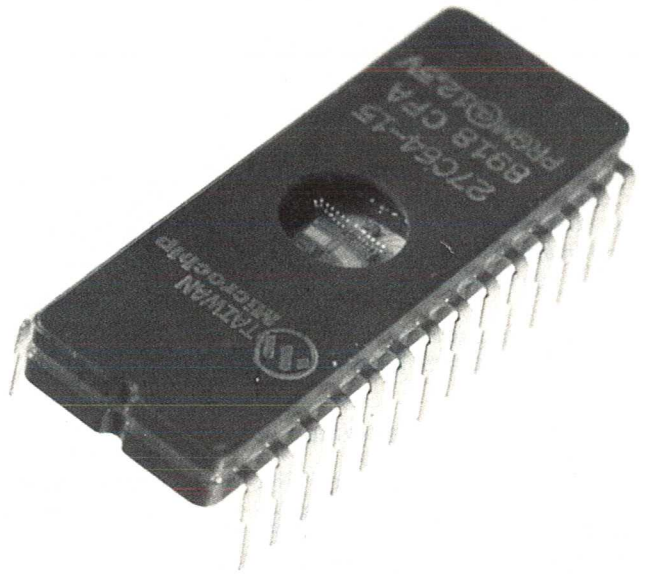




Un programmeur d'EPROMs universel

Voici la première partie d'un montage que bon nombre d'entre-vous nous réclamez depuis pas mal de temps. C'est, de très loin, de toutes les demandes de montages, celle qui a suscité le plus de courrier.

Cette réalisation va être l'occasion de mettre en application une bonne partie des explications qui ont été développées sur les microprocesseurs et leurs programmations. Du fait du nombre important de nouveaux composants utilisés sur cette réalisation, une Hobbythèque liée à ce montage sera développée dès ce numéro. C'est celle du 8255 (interface parallèle programmable).



Concevoir un programmeur d'EPROMS est une chose très simple et très compliquée à la fois. Simple, car c'est une mise en oeuvre des plus classiques de tout ce qui touche les circuits informatiques. Compliquée, à cause de la très grande variété d'EPROMs qui peuvent être utilisées.

Cette première partie va surtout porter sur le débroussaillage des caractéristiques liées à ces types de composants. De la parfaite compréhension des différences va découler naturellement l'électronique, mais surtout le mode d'emploi de cet appareil. Une mauvaise sélection de paramètres et c'est une EPROM détruite au moment de la programmation.

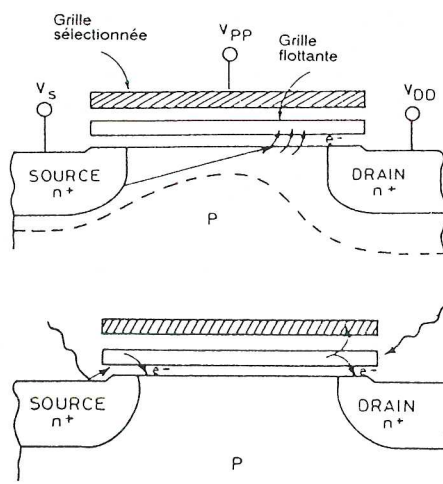
Ne perdons pas de temps et allons voir de plus près comment s'organisent tous ces critères.

Principe

Le principe de programmation d'une case mémoire d'une EPROM a été développé en détail dans le numéro 26 du mois de Mai à la page 4.

Pour résumer le mécanisme, une certaine quantité d'électrons actifs (fonction de la donnée à mémoriser) se trouve attirée sur une grille flottante sous l'action d'une haute tension. A la disparition de cette dernière, ces électrons se trouvent emprisonnés dans cette grille imposant ainsi un nouvel état figé à la case mémoire.

La libération de ces électrons ne peut s'effectuer que par l'action de rayonnements ultra-violet sur cette grille flottante qui rend l'ensemble de la cellule poreuse.



La programmation d'une EPROM va donc reposer essentiellement sur l'emmagasinage suffisant d'électrons actifs sur la grille flottante. Cette quantité est essentiellement fonction de la géométrie de la cellule. De là va découler

directement la nature de la haute tension à appliquer ainsi que de la durée d'application de cette haute tension. Ces paramètres sont naturellement fonction du constructeur de l'EPROM (premier point) ainsi que de la capacité de cette dernière (second point). De toutes ces remarques vont découler les principaux algorithmes qui sont utilisés pour la programmation de ces composants.

Evolution

La conception des circuits programmables a maintenant une vingtaine d'années d'existence. Il est certain que tout au long de leur existence, leurs caractéristiques ont évolué. L'évolution majeure a porté sur la capacité entraînant sur son sillage des modifications radicales de structures.

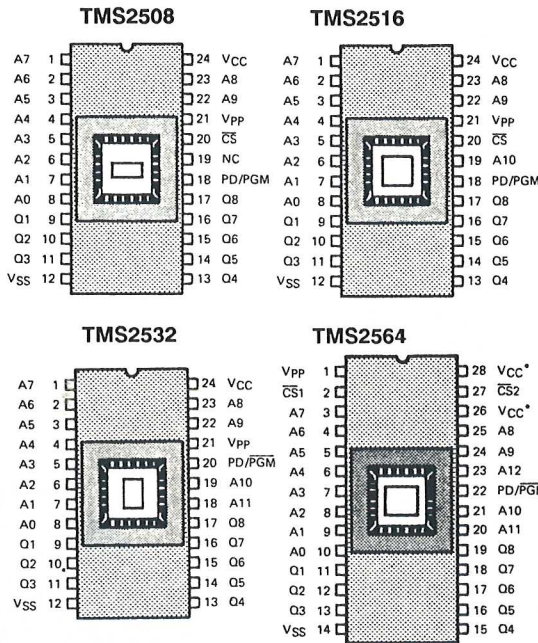


Les EPROMs tri-tensions

Ces EPROMs ont été les premières à être massivement utilisées. Si avec des capacités allant jusqu'à 2 Koctets elles étaient des composants miracles pour l'époque, elles s'accompagnaient d'un inconvénient majeur qui allait vite les condamner: l'alimentation. Pour pouvoir les faire fonctionner, il fallait disposer de trois sources d'alimentation qui étaient +5V, +12V et -5V. Cette caractéristique était difficilement compatible avec l'alimentation unique de +5V des circuits TTL.

Devenues aujourd'hui des composants très rares, elles ont été volontairement supprimées de la liste des EPROMs pouvant être traitées par le montage.

Signalons parmi ces EPROMs la TMS2708 et la TMS2716 de chez Texas Instrument.



soleil ainsi que certaines lampes fluorescentes ont des longueurs d'ondes dans la plage de 3000 à 4000 Angströms. L'expérience montre qu'une EPROM exposée à une lampe fluorescente sera effacée dans une période de l'ordre de trois années alors qu'une exposition à la lumière solaire ne demandera qu'une semaine. Si cette EPROM risque d'être exposée à ces types de sources lumineuses, il est conseillé de masquer la fenêtre d'effacement afin d'empêcher ce type de désagrément.

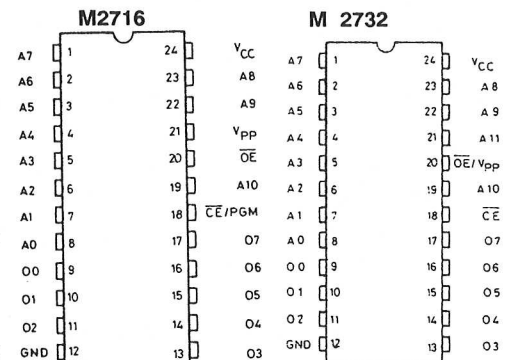
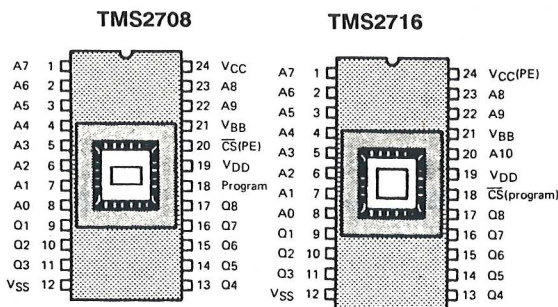
La procédure conseillée pour l'effacement d'une EPROM est d'utiliser une lampe à ultra-violet dont la longueur d'onde est de 2537 Angströms. La dose minimale pour l'effacement est de 15 W-sec/cm². Le temps d'effacement sera de l'ordre de quinze à vingt minutes avec une lampe de 12 mW/cm² placée à 2,5cm de la fenêtre de l'EPROM

caractéristiques de ces composants (brochages, tension de programmation, etc...). L'objectif était de pouvoir avoir une interchangeabilité avec les mémoires statiques de mêmes caractéristiques.

En règle générale, à l'état initial et après chaque effacement, tous les bits de l'EPROM se trouvent au niveau logique "1". L'introduction de données dans la mémoire s'effectue en ne programmant que les bits qui doivent passer à l'état "0" aux adresses désirées. Ainsi, seuls les "0" seront programmés dans la mémoire même si un mélange de "1" et de "0" est contenu dans la donnée. Le seul moyen de pouvoir faire passer un bit de l'état "0" à l'état "1" est d'effacer la mémoire par une exposition aux ultra-violets.

Les caractéristiques d'effacement d'une EPROM sont telles que l'effacement commence à apparaître quand elle est exposée à une source de lumière dont la longueur d'onde est inférieure à 4000 Angströms. Il faut noter que la lumière du

- 2716 et 2732



Caractérisées par une tension de programmation de 25V et une tension d'alimentation de 5V, ces deux types d'EPROMs allaient être le point de départ d'une longue série de composants programmables.

Le principe de programmation d'une case mémoire est très simple. Après avoir appliqué l'adresse de la case mémoire à programmer (sur le bus d'adresse) et la

Les EPROMs mono-tension

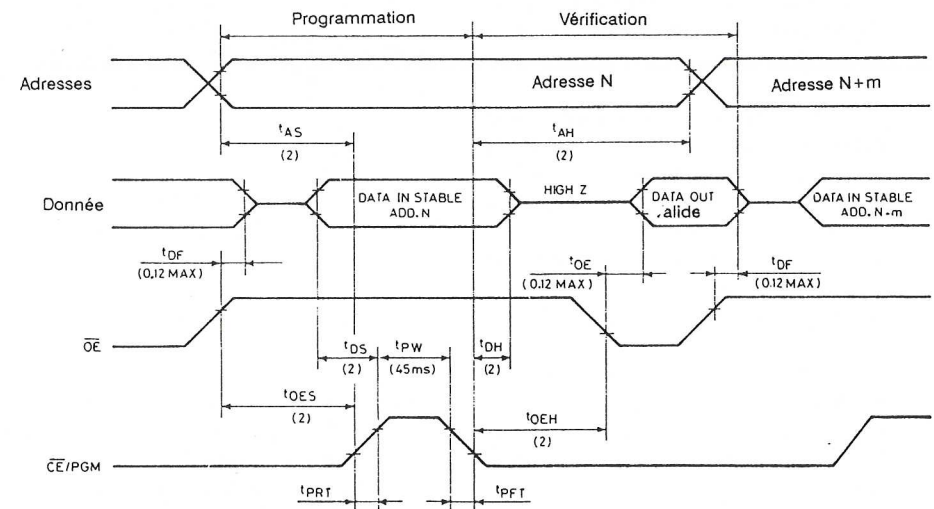
Suite au problème évoqué au paragraphe précédent, la première évolution fut tout naturellement d'aligner les tensions d'alimentation sur l'électronique environnante.

- TMS2508, 2516, 2532 et 2564

Respectivement 1K, 2K, 4K et 8Koctets, ces EPROMs furent les nobles représentantes de ces composants à la fin des années soixante dix, début des années quatre vingt. Elles étaient caractérisées par une tension de programmation de 25V. Ayant utilisé l'abréviation 27 pour ses EPROMs Tri-Tension, Texas Instrument se voyait obligé d'utiliser l'abréviation 25 pour ses EPROMs mono-tension. L'inconvénient majeur de ces EPROMs est de ne pas reprendre intégralement le brochage des mémoires des autres constructeurs.

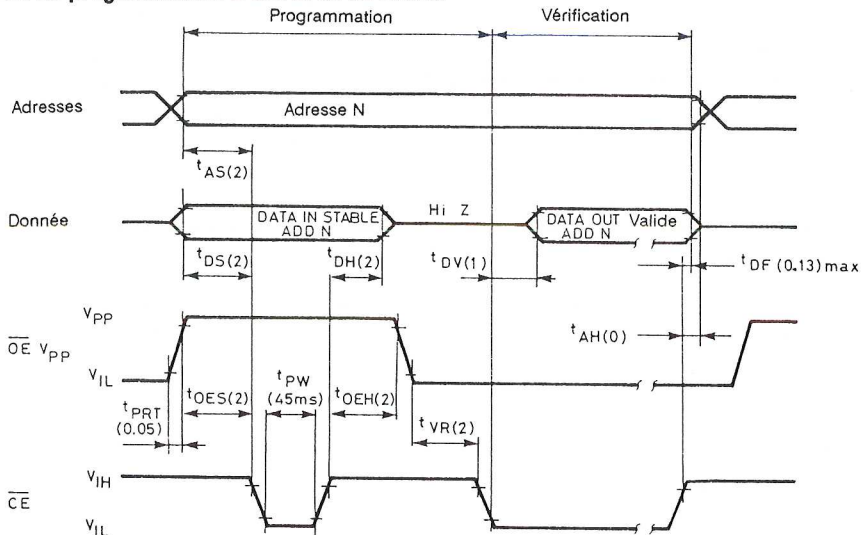
Le standard 27xx

Alors que Texas Instrument développait ses séries 25 et 27 dans son coin, tous les autres constructeurs décidaient de développer des EPROMs mono-tension dans la série 27xx. Le point commun était l'uniformisation des

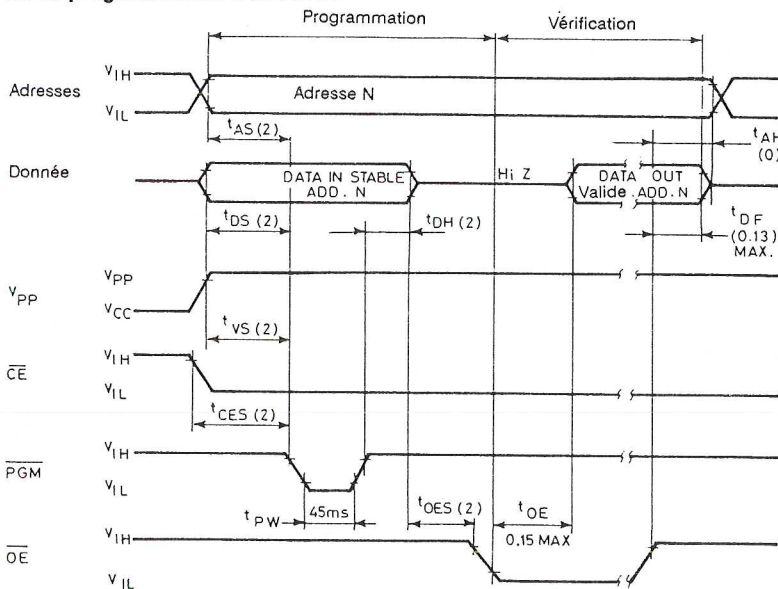


Cycle de programmation d'une 2716

Cycle de programmation d'une 2732 ou 2732A



Cycle de programmation d'une 2764



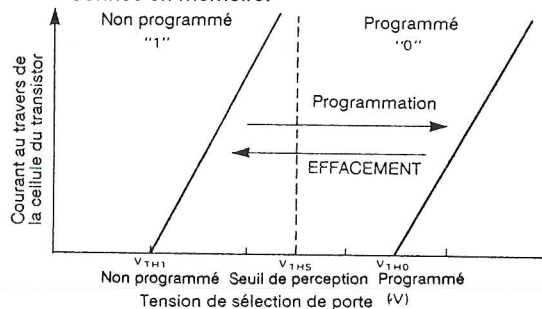
donnée (sur le bus de donnée), la tension de programmation de 25V est appliquée sur la broche correspondante (broche Vpp). Pour que la programmation puisse effectivement avoir lieu, il faut appliquer une impulsion de commande de programmation de 50 mS (45 à 55 mS) sur la broche PGM. Quand cette dernière a disparu, la tension de programmation peut être retirée et la case mémoire peut alors être relue pour vérification.

Si la technique de programmation précédente se révélait efficace, il allait vite apparaître un défaut majeur dans la fiabilité des composants. Avec une tension de programmation de 25V, la quantité d'énergie absorbée par l'EPROM s'avérait disproportionnée. Il était impossible d'envisager des capacités de mémoire supérieures. Afin de revenir sur une plage plus acceptable, la tension de programmation est redescendue à 21V. Le reste du principe de programmation est conservé.

Devant une telle envolée, il fallait trouver une solution pour réduire les temps de programmation.

Afin d'y parvenir, plusieurs algorithmes de programmation ont été développés par les constructeurs. L'un de ceux qui a été retenu est l'algorithme QUICK-PRO de chez FUJITSU.

La tension de programmation est conservée à 21V. La principale modification porte sur la tension d'alimentation qui est portée à 6V pendant la phase de programmation. La largeur de l'impulsion est alors de 1 mS. Le principe de cet algorithme de programmation est d'appliquer des impulsions de programmation jusqu'à ce que la donnée soit mémorisée dans la mémoire. Quand cette étape de basculement est atteinte, il reste à appliquer autant d'impulsions que précédemment ou une impulsion de durée équivalente afin de figer définitivement la donnée en mémoire.



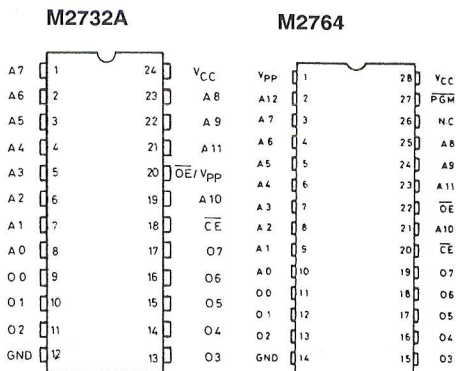
Avec cet algorithme de programmation, un nouvel élément est pris en compte: c'est le seuil de basculement. Dans la méthode initiale, la case mémoire était saturée en électron actif et on ne se préoccupait pas de l'instant où cette saturation était atteinte. Dans la méthode QUICK PRO, on détermine en fait la quantité d'énergie nécessaire pour atteindre ce seuil de basculement. La programmation finale s'obtient en injectant à nouveau la même quantité d'énergie afin d'atteindre le point symétrique par rapport au seuil de basculement de la zone non programmée. Ce point de basculement est connu avec précision grâce à l'utilisation de la tension d'alimentation de 6V. Avec une tension de 5,25V, les dispersions sont trop importantes pour pouvoir donner des résultats fiables et exploitables.

Dans la majorité des cas, deux impulsions (une de seuil et une de programmation finale) permettent de mémoriser la donnée dans l'EPROM.

L'algorithme QUICK PRO est utilisé pour les EPROMs possédant une tension de programmation de 21V.

Dans le même temps, la société INTEL a développé un algorithme similaire. La seule différence porte sur l'utilisation d'une

- 2732A, 2764



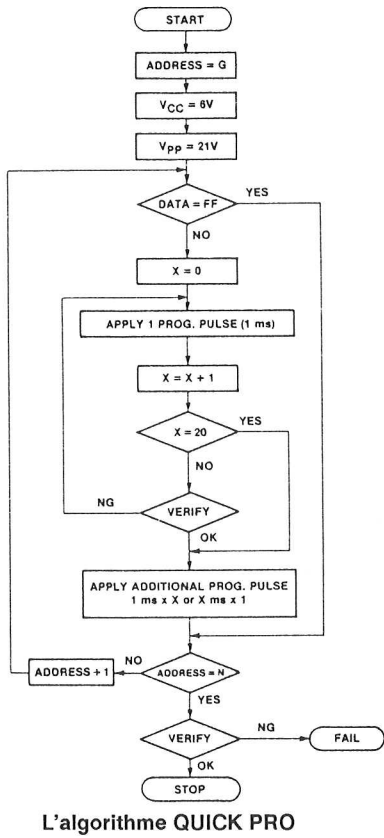
- MBM2764, 128 et 256 ou l'algorithme QUICK-PRO de chez FUJITSU

Avec l'augmentation de la capacité mémoire allait vite apparaître un autre handicap dans la programmation des EPROMs: le temps. Avec des impulsions de 50 mS, une 2764 demande sept minutes trente, une 27128 quinze minutes, une 27256 trente minutes et une 27512 une heure.

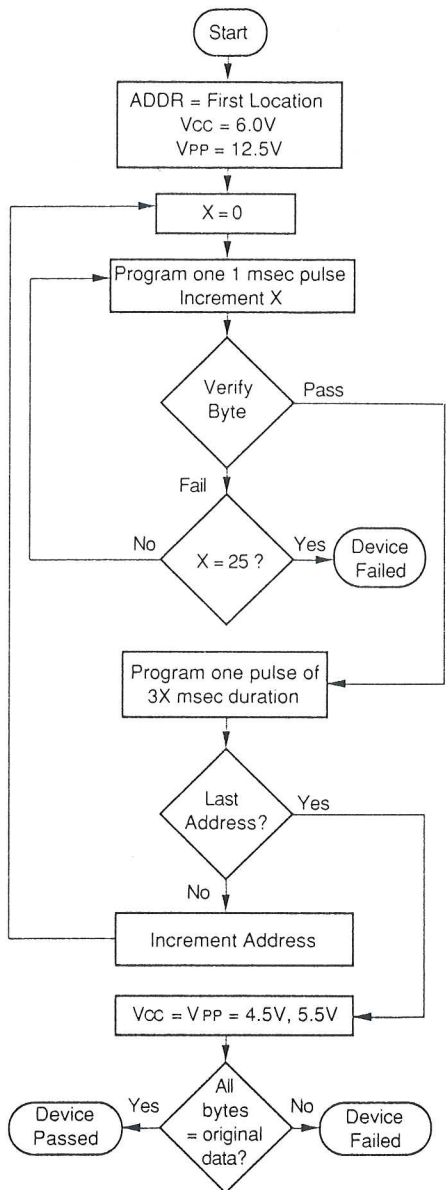
impulsion finale de 4 fois la durée des impulsions de seuil (le nombre maximum d'impulsions de seuil est limité à 15). Cette version joue la sécurité. Il est appelé Fast Programming.

- 2764A, 128A, 256A et 512 ou l'algorithme INTELIgent

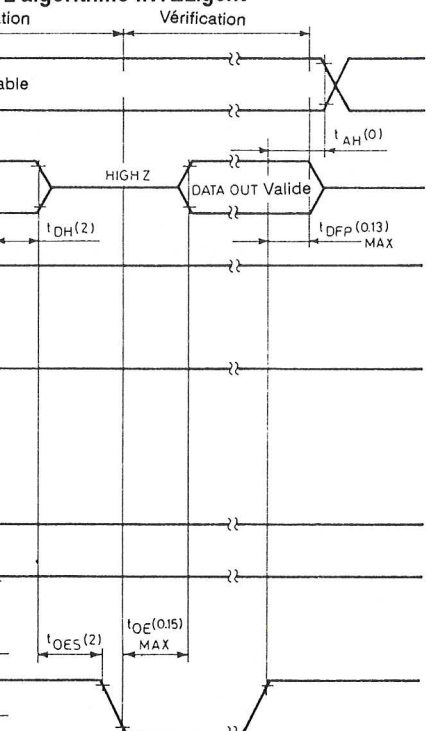
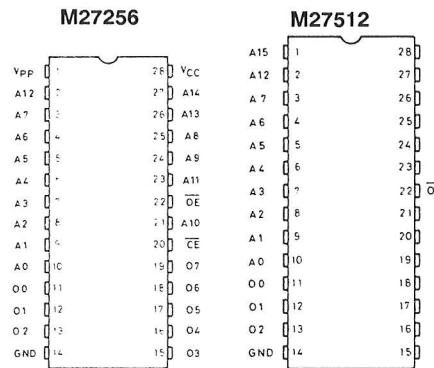
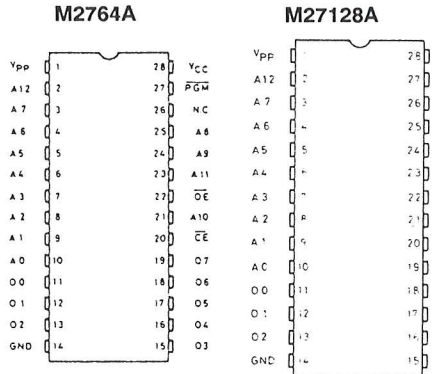
Développé par INTEL pour les EPROMs de nouvelle technologie (temps d'accès amélioré), cet algorithme s'inspire directement du précédent. Là encore, c'est une recherche du seuil de basculement qui est utilisée.



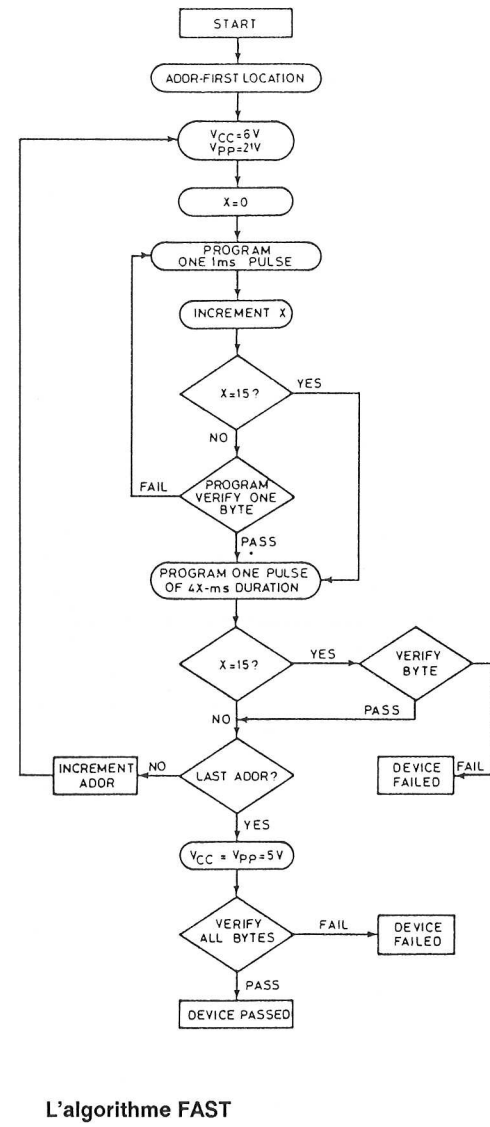
L'algorithme QUICK PRO



L'algorithme INTELIgent



Cycle de programmation d'une 2764A et d'une 27128A



L'algorithme FAST

La principale différence va porter sur l'utilisation d'une tension de programmation qui est redescendue à 12,5V. Les impulsions de programmation font toujours 1 mS et la tension d'alimentation utilisée est de 6V. Le nombre d'impulsions de détection de seuil est limité à 25 et la durée de l'impulsion de programmation est de trois fois la durée totale de celle de seuil.

Une des modifications importantes qui porte sur ces EPROMs (et sur les suivantes) est la présence d'un mode identificateur. En appliquant une tension de +12V sur la ligne A9, il y a moyen de recueillir le code du constructeur (A0 = 0) ainsi que le type d'EPROM (A0 = 1). Ces deux codes qui sont présents sur les lignes de données permettent de vérifier que le composant inséré correspond à ce qui est attendu pour

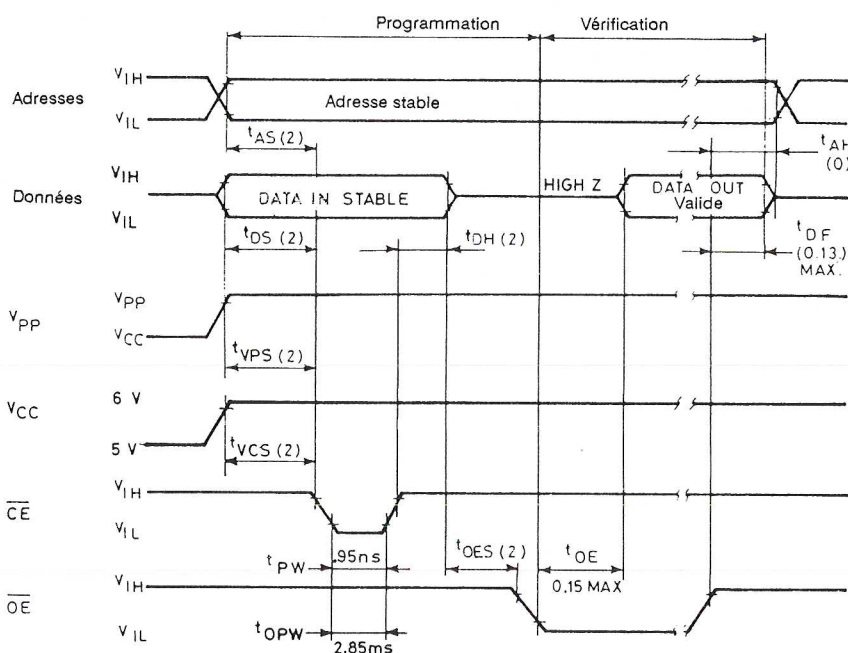
la programmation (et de ce fait supporte l'algorithme utilisé).

De plus en plus vite: l'algorithme FLASH

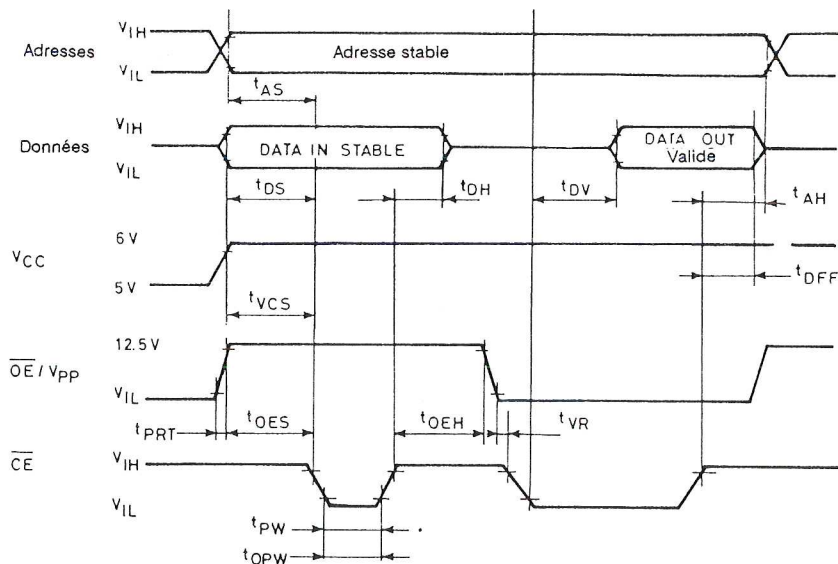
Une étude approfondie sur la programmation des EPROMs de nouvelle technologie a permis de mettre en évidence que la majorité de celles-ci était déjà programmée dès la première impulsion de seuil suivant l'algorithme précédent.

La recherche de temps de programmation plus rapides a donc essayé de mettre à profit cette constatation.

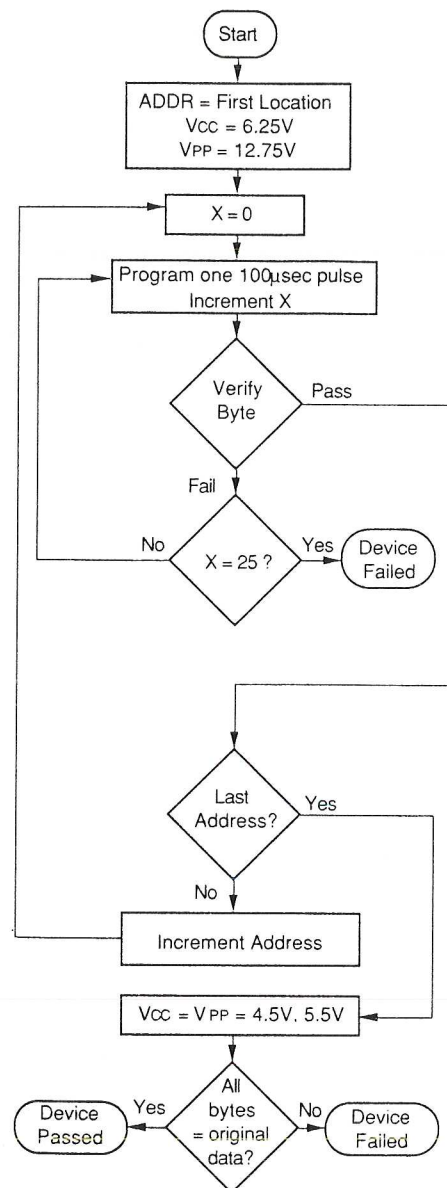
En augmentant très légèrement la tension d'alimentation (6,25V) et la tension de programmation (12,75V), il y a moyen



Cycle de programmation d'une 27256



Cycle de programmation d'une 27512



L'algorithme FLASH

de réduire par dix la durée de programmation d'une EPROM. Ces augmentations permettent de se débarrasser complètement de l'impulsion finale de programmation car le nouveau seuil de basculement obtenu est identique à la zone programmée sous une alimentation de 5V.

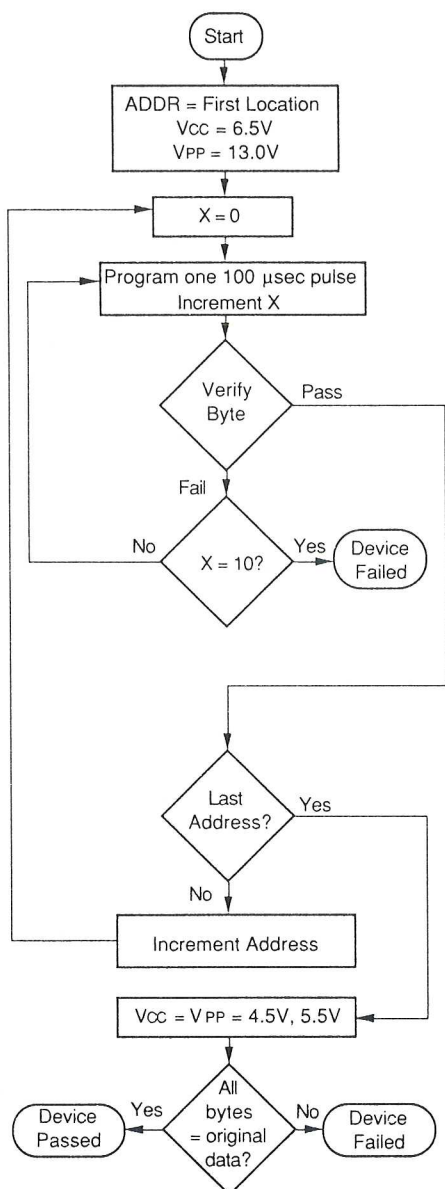
De plus, les impulsions appliquées pour la recherche du seuil ne font plus que 100 uS de large (au lieu des 1mS précédemment).

Ce mode de programmation est utilisable sur les mémoires de structure CMOS.

Suivant les constructeurs, cet algorithme est aussi appelé Rapid Pulse ou Flashrite.

L'utilisation de cet algorithme impose naturellement que l'EPROM puisse supporter ces nouvelles tensions.

L'algorithme EXPRESS



L'algorithme EXPRESS

Toujours dans un souci d'aller de plus en plus vite (et pour cause puisque les capacités sont de plus en plus grandes et les mémoires de plus en plus rapide), l'objectif est d'appliquer un minimum d'impulsions de programmations.

Pour y parvenir, la tension d'alimentation est "boostée" à 6,5V et la tension de programmation amenée à 13V.

L'algorithme SNAP

Pour terminer l'exploration des algorithmes de programmation, signalons l'existence de l'algorithme SNAP utilisé par TEXAS pour sa programmation rapide. Celui-ci ressemble à s'y méprendre à l'algorithme EXPRESS. La nuance principale porte sur la séparation distincte de la zone de programmation et de la zone de vérification.

Lequel choisir?

Il est certain que le choix de l'algorithme de programmation sera tout d'abord dicté par la volonté d'avoir un temps de programmation le plus court possible.

Le tableau ci-dessous donne un résumé pour quelques EPROMs des temps de programmation espérés en fonction des algorithmes.

Temps de programmation (sec)			
Taille mémoire	Fast	Rapid	Express
64K	32.8	0.819	0.819
128K	131.1	1.64	1.64
256K	93/32	3.28	3.28
512K	262.2	6.55	6.55

Encore faut-il que l'EPROM puisse le supporter!

Afin de faciliter le choix, le tableau de la page suivante regroupe différents types d'EPROMs en fonction des constructeurs. Il comporte la référence de la mémoire, sa capacité, sa tension de programmation ainsi que l'algorithme de programmation conseillé par le constructeur.

Les observateurs attentifs remarqueront la présence de deux algorithmes qui n'ont pas été développés dans cet article. Le faible nombre

d'EPROMs les utilisant ainsi que la présence d'algorithmes de substitution les ont quelque peu évincé.

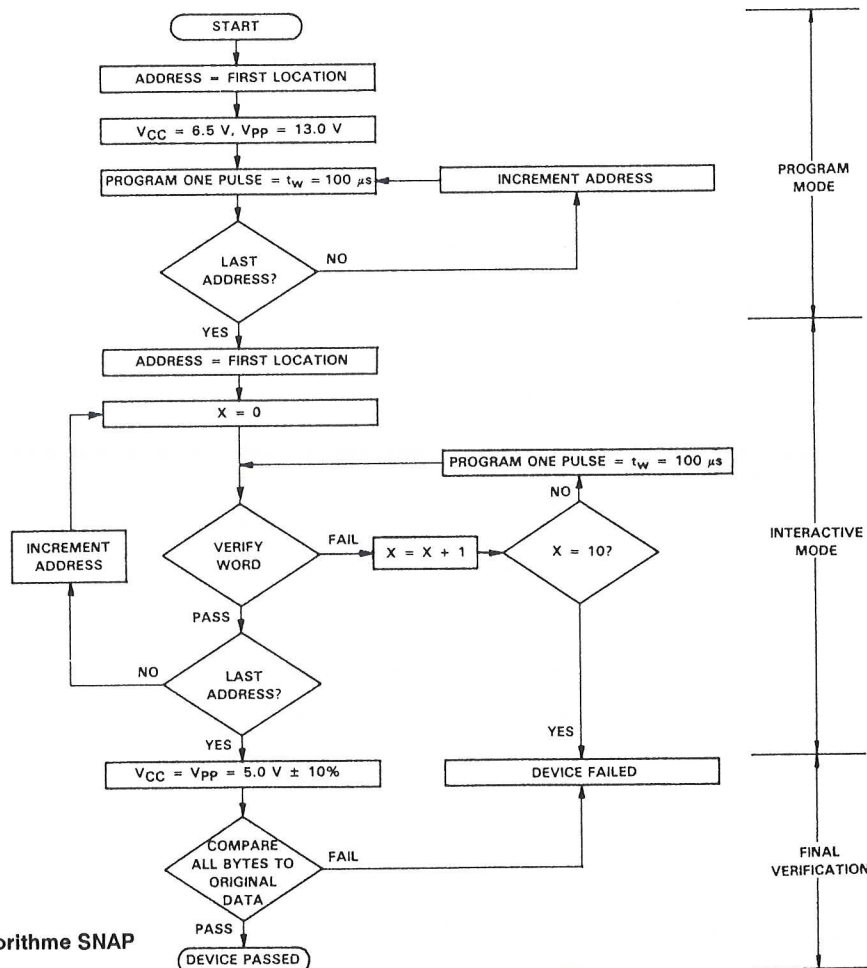
La colonne code donne les deux valeurs des octets d'identification. Le premier est le code constructeur et le second le type d'EPROM.

Ce tableau ne regroupe que les mémoires 8 bits dont la capacité varie entre 1K et 64K octets. Il a été fait abstraction, dans les références, des paramètres de temps d'accès, de boîtiers ou de gamme de température. De même, il ne tient pas compte des OTP qui possèdent les mêmes caractéristiques que leurs homologues effaçables.

Il est certain que celui-ci n'est qu'un faible reflet de ce qui peut exister dans le monde des EPROMs car il est impossible de disposer de toutes les documentations de tous les constructeurs depuis les premiers modèles de mémoires. Il est cependant une bonne synthèse de ce qui peut exister.

C'est sur cette constatation que nous allons prendre congé avant de se retrouver sur l'étude électronique de ce programmeur d'EPROMs.

E.DERET



L'algorithme SNAP



Labyrinthe électronique

Evidemment, habitué à votre revue préférée, vous ne pouviez pas supposer un instant qu'il fut autrement qu'électronique.

Sa devise pourrait être "suivez la piste" (de circuit imprimé bien sûr) puisqu'il s'agit d'un jeu qui consiste à suivre (et à garder le contact) avec une piste cuivrée dans un dédale de pistes inutilement trompeuses.

Un seul fil de masse connecté au labyrinthe et une pointe de touche pour suivre la piste permettront de changer facilement et rapidement de circuit de jeu lorsque le tracé sera connu par coeur.

Alimenté sur pile 9 Volts, l'économie a été pensée puisque c'est le contact initial de la pointe de touche qui mettra le jeu sous tension, ce dernier s'arrêtant tout aussi automatiquement quand vous vous serez lassé pendant plus de 15 secondes.

Les règles du jeu...

Pour éviter toute invective du genre "tricheur...", le montage a été conçu pour fonctionner à l'inverse d'un testeur de continuité.

Un ensemble de pistes sur circuit imprimé est relié à la masse du montage, d'autres, étroitement mélangées, ne le sont pas.

La mise en contact avec la case "départ" met le montage sous tension et, à partir de là, c'est à vous de jouer: vous ne devez plus quitter la piste.

Ce principe interdit à un tricheur potentiel de quitter légèrement le circuit pendant que vous avez le regard tourné ailleurs (ce qui serait possible avec un jeu où il faudrait suivre une piste non cuivrée sans toucher les rembarde latérales....).

Dès que vous quittez la route, un BIP émis par un buzzer ne manquera pas de trahir quiconque est en train de s'écarter du droit chemin.

Avec ce montage nous donnerons trois labyrinthes types de formats identiques mais de difficultés différentes.

Si vous vous passionnez au jeu, la conception d'autres plaques additionnelles sera facile dès que vous aurez bien réfléchi votre tracé.

Synoptique

Non non, vous ne vous trompez pas de jeu, malgré tous les termes d'aviation contenus dans ce synoptique, le problème est bien ici de rester sur la piste.

Contrairement à ce que pourrait laisser supposer le synoptique, toute la réalisation ne comportera que deux circuits intégrés, et la réalisation ne sera pas complexe.

Commençons par la mise sous tension automatique: c'est la mise à la masse de la pointe de touche qui l'active et elle est aussitôt maintenue activée par la temporisation d'arrêt (15 secondes).

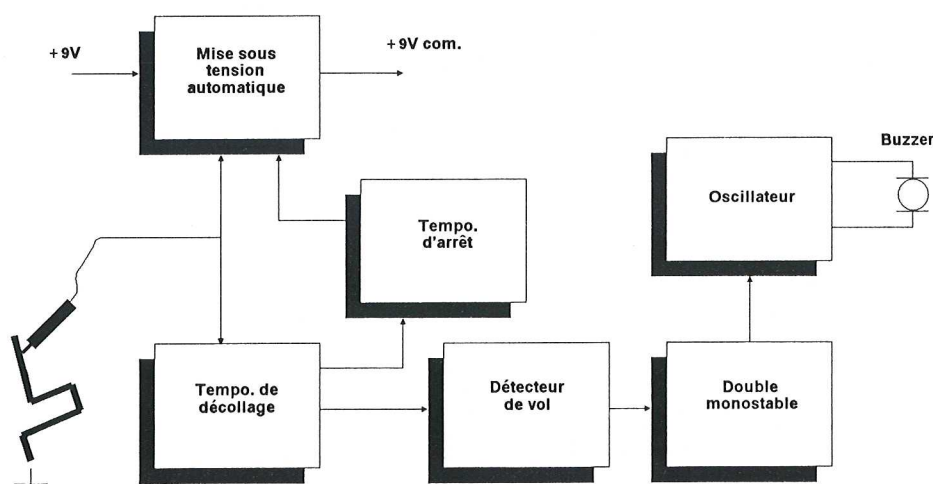
La temporisation de décollage est là tout simplement pour éviter les "crachouillis". Tel un vieux potentiomètre

oxydé par le temps, le contact glissant d'une pointe de touche sur une piste en cuivre ne manquera pas de générer des micro-coupures qui pourraient être interprétées comme un manque d'attention de l'utilisateur. Cette cellule est donc là pour éviter de pénaliser inutilement les joueurs.

A noter que le circuit vieillissant ne manquera pas de se couvrir de traces de doigts et autres oxydations qui rendront cet étage de plus en plus utile.

A noter (bis) aussi que si le circuit est étamé, la qualité de contact (et de jeu) sera de loin meilleure.

Bref, basée sur une constante de temps R/C de 47mS, cette cellule va transmettre au détecteur de vol, vous l'avez



deviné, tout décollage intempestif et prolongé.

Suivent deux monostables. Le premier est destiné à prendre en compte le décollage, même si un retour rapide sur la piste est réalisé. Il évite les courtes interruptions (autres que les crachements) ne soient pas prises en compte.

Le second monostable active le buzzer de sortie pour une durée de 0,5 secondes environ, durée qui reste fixe quelle que soit la rapidité de l'infraction.

Le double jeu de monostable est intimement lié afin de créer une bascule non re-déclenchable et à durée fixe quel que soit l'événement d'entrée.

Cette sortie de second monostable ne fait que valider le fonctionnement de l'oscillateur de sortie, direction le buzzer.

Reste un étage que nous n'avons vu que trop rapidement, c'est la temporisation d'arrêt. Cette cellule, dès la mise sous tension, est maintenue bridée par le contact à la masse de la pointe de touche, et ne peut commencer sa propre constante de temps de quinze secondes que si la pointe de touche reste en permanence en l'air.

A la fin de cette période, l'économie revient de rigueur et la consommation sur pile est nulle.

Sont omis dans ce synoptique un réglage de volume pour le buzzer, qui risque vite de devenir un traître trop bruyant, et une LED de visualisation du fonctionnement, donnant en marche l'état de santé du générateur de Monsieur Volta.

Schéma de détail

Il n'est pas sans rappeler le testeur de continuité du numéro 23 p 38. Et pourtant, ce n'est qu'une ressemblance pour la partie alimentation.

C'est T2 et R9, R13 qui se chargent de cette besogne. La mise à la masse de R9 entraînant sa conduction. La temporisation de décollage est simplement réalisée par le jeu R9 C4, qui empêche une remontée trop rapide de la tension d'entrée.

Cette tension est également appliquée à deux entrées moins de comparateurs. Les entrées plus sont connectées elles aussi ensemble et le tout à une tension de $V_{cc}/2$ (soit 4,5V).

Dès la mise sous tension, si les entrées moins restent reliées à la masse (ou à une tension restant inférieure à 4,5 V) les sorties de ces comparateurs restent à "1".

Le "1" de la porte du haut laisse le transistor T1 se saturer par le biais de R8. Ce transistor saturé vient, par le biais de R11 et R12, confirmer la polarisation de T2, confirmant du même coup le maintien sous tension du montage.

Si la pointe de touche est relâchée plus de 30 à 40 mS, la sortie de ce comparateur passe à zéro, bloquant ainsi T1. R11 peut ainsi commencer à charger C5, ce jeu fixant la constante de temps d'arrêt de 15 secondes.

Quand C5 est chargé à une valeur proche de 9 Volts, plus aucune condition n'incite T2 à conduire: le montage s'arrête.

Au repos ce condensateur est donc chargé en permanence sous 9 Volts et R12 n'est là que pour limiter le courant de décharge dans T1.

Note: Au repos toujours, les entrées moins des comparateurs reçoivent aussi cette tension de 9 volts, alors qu'ils ne sont pas alimentés. Seuls certains comparateurs possèdent ce genre de caractéristique (tel que les LM339 et 393) car ils comportent des diodes internes permettant ce type de fonctionnement. Ne pas monter donc d'autre type de CI à cet endroit.

Le comportement du comparateur du bas est identique, à savoir état "1" tant que vous êtes sur la piste (état assuré par R4) et passage à "0" en cas de décollage prolongé.

Ce passage à "0" vient activer le premier monostable constitué par R5, C1 et une première porte NAND (trigger de Schmitt). L'entrée 8 de cette porte, normalement à "1", passe à 0 pendant un court instant. Le passage à "1" de sa sortie est transmis au second monostable par C2, à la patte 12 d'une seconde porte.

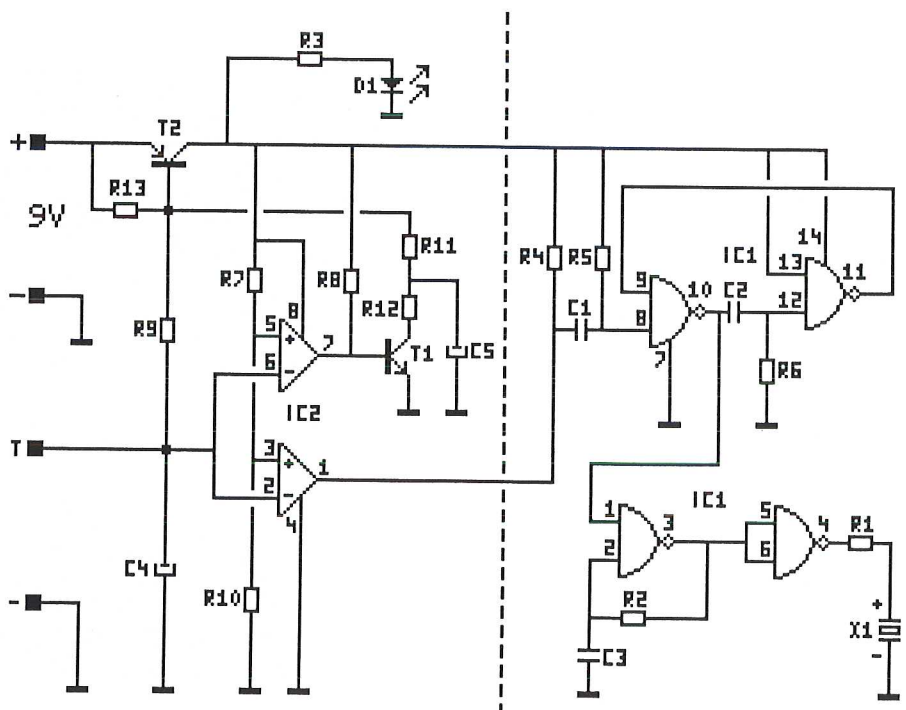
Changement d'état pour cette cellule aussi, qui vient confirmer la prise en compte du basculement par la liaison patte 11 / patte 9.

Le jeu C2 R6 va définir la constante de 0,5 seconde, durée pendant laquelle le buzzer devra fonctionner.

L'autorisation de fonctionnement de cet oscillateur est prélevée en patte 10 (on avait besoin d'un état "0" au repos et une activation par un passage à "1") et appliquée sur la patte 1 des deux NAND constituant l'oscillateur.

C'est plus exactement la première cellule qui est destinée à osciller, la seconde ne servant que de "buffer" pour le buzzer piezo. La valeur de R1 définira le volume du buzzer par une valeur comprise entre 0 et 100 kOhms.

Enfin R3 et D1 constituent notre indicateur de santé de la pile.



Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5%

R1	0 à 100 k Ω (voir texte)
R2	150 k Ω marron vert jaune
R3	1,5 k Ω marron vert rouge
R4	10 k Ω marron noir orange
R5, R6	470 k Ω jaune violet jaune
R7	22 k Ω rouge rouge orange
R8	15 k Ω marron vert orange
R9	47 k Ω jaune violet orange
R10	22 k Ω rouge rouge orange
R11	47 k Ω jaune violet orange
R12	220 Ω rouge rouge marron
R13	47 k Ω jaune violet orange

C1	10 nF céramique
C2	1 uF plastique pas de 5,08
C3	10 nF céramique
C4	1 uF 63V chimique radial
C5	100 uF 25 V chimique radial

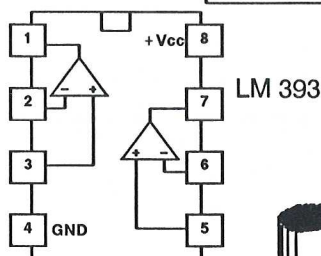
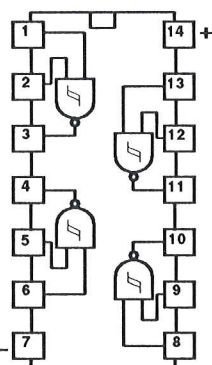
D1 LED 3 mm rouge

T1	BC 547 B
T2	BC 557 B
IC1	MOS 4093
IC2	LM 393

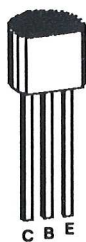
1 buzzer piezo
1 support CI 14 broches
1 support CI 8 broches
1 coupleur de pile 9 Volts
1 pointe de touche

Brochages

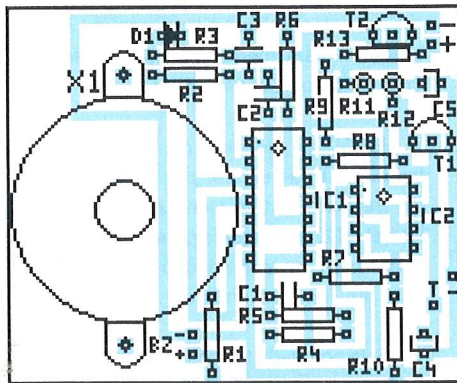
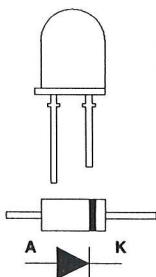
MOS 4093



LM 393



BC 547 B
BC 557 B



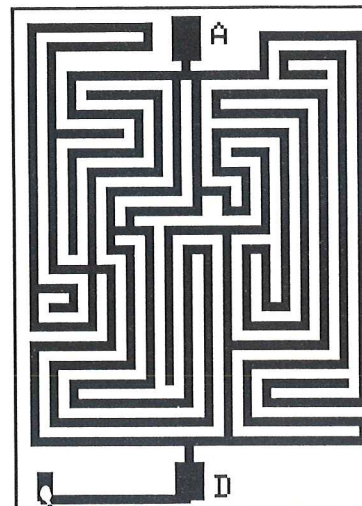
Réalisation

Le montage est prévu pour entrer dans un coffret DIPTAL 962, avec logement pour pile. Trois trous suffiront pour la LED, le fil de masse et la pointe de touche.

Le circuit est de densité moyenne mais doit pas poser trop de problème pour la réalisation. Deux résistances y sont néanmoins montées verticalement.

Le buzzer est prévu sur le circuit, ce qui améliore sa résonance. Il sera fixé par deux fils soudés et torsadés autour des oreilles.

Les entrées de pile seront soudées en "+" et "-", la pointe de touche sera reliée à l'entrée "T", la prise de masse du labyrinthe étant située juste à côté.

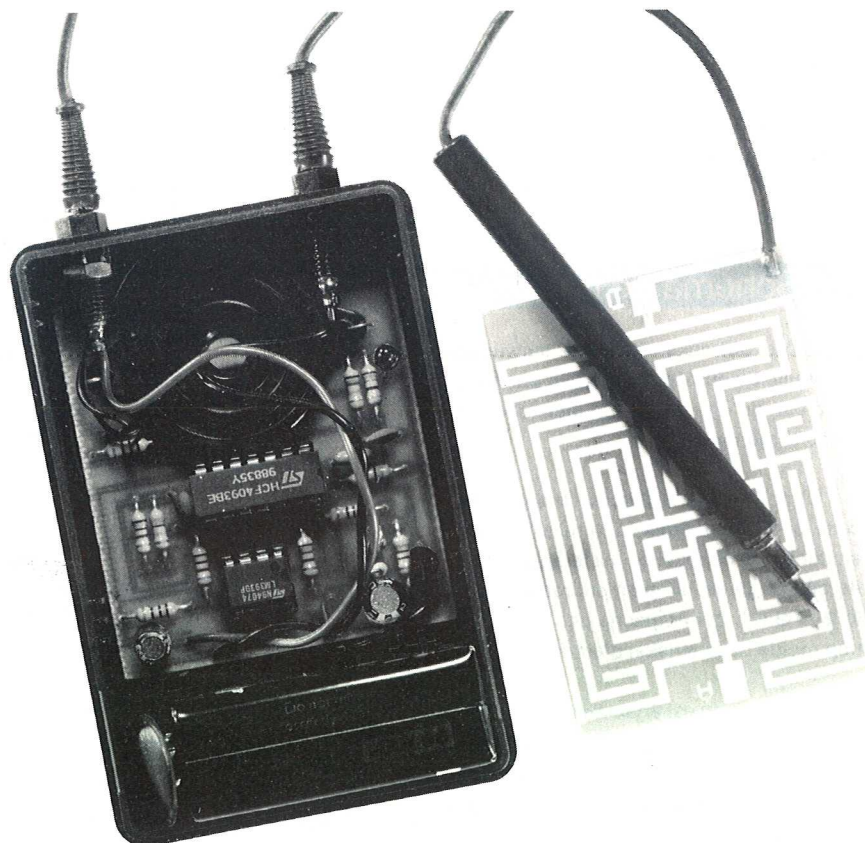


L'une des plaques (sans aucun perçage) de labyrinthe est donnée ci-dessus à l'échelle 1, afin de montrer le point de liaison fixe de masse. Vous retrouverez les trois circuits que nous vous proposons en pages centrales.

Conclusions

Ce montage simple est destiné uniquement à la distraction. Hobbytronic décline toute responsabilité en cas d'utilisation de cet appareil dans un but lucratif....

J.TAILLIEZ



Le TDA1220B, récepteur AM/FM

Nous vous avons donné dans le numéro de juillet-août un montage de récepteur CB utilisant ce circuit intégré.

Ce numéro unique pour deux mois laissant en priorité une large place aux réalisations, la Hobbythèque du circuit utilisé avait, contrairement à l'habitude, cédé le pas à d'autres montages.

Le présent article va réparer cette absence avec la description de ce circuit spécialisé dans la réception AM/FM et adapté à la construction de récepteur à forte intégration.

Plus performant et remplaçant le TDA1220A désormais obsolète, il peut être utilisé dans de nombreux montages tels que récepteur classique AM/FM, récepteur bande étroite, récepteur son T.V., etc....

Le TDA1220B est un circuit intégré monolithique en boîtier plastique 16 broches. C'est une version améliorée du TDA1220A.

Il est destiné à la fabrication de récepteurs AM/FM de grande qualité et produits en grandes quantités. Les fonctions exécutées sont:

1 / Partie AM

- Préamplificateur et étage mélangeur équilibré (fonctionnant jusqu'à plus de 50 MHz avec un oscillateur externe à quartz)
- Gestion de l'oscillateur par une seule broche
- Amplificateur FI avec CAG intégré
- Détecteur et pré-amplificateur audio

2 / Partie FM

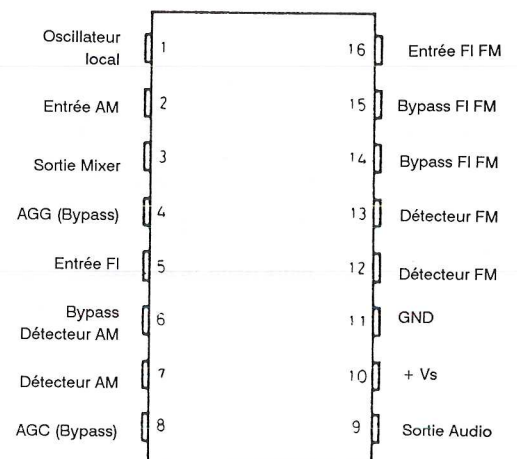
- Amplificateur FI et limiteur
- Détecteur de quadrature
- Pré-amplificateur audio

Le TDA 1220 B est utilisable jusqu'à 30 MHz (50 MHz avec oscillateur externe) en bande AM et FM (incluant le fonctionnement en bande étroite) et permet:

- Une utilisation très stable des caractéristiques (3 à 16V)

- Une haute sensibilité et un faible bruit
- Une très faible distorsion FI
- La possibilité de gérer des signaux de fortes amplitudes (1V)
- Des possibilités de réduire la sensibilité d'entrée (la sensibilité AM maxi peut être réduite en utilisant une résistance entre 5 et 12k entre patte 4 et masse)
- signal FM de haute qualité permettant l'adjonction d'un décodeur stéréo et l'utilisation pour enregistrement
- commutation simple AM-FM par une tension continue
- faible consommation
- possibilité d'adjoindre un AFC

Brochage



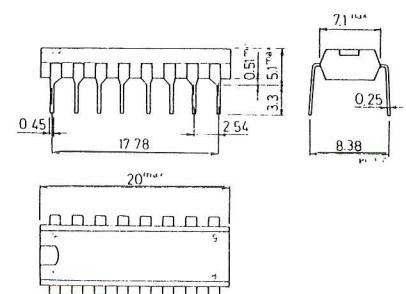
Valeurs absolues maximum

Tension d'alimentation (Vs): 16V

Dissipation maxi à Tamb < 110°C (Ptot): 400 mW

Température de fonctionnement (Top) de -20 à +85 °C

Temp. de stockage (Tstg) de -55 à +150 °C.



Caractéristiques thermiques

Rthj-amb, résistance thermique jonction ambiant: 100 °C/W maxi.



Caractéristiques électriques

Tamb = 25°C, Vs = 9V sauf indication contraire, schéma de test.

Symbole	Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
Vs	Tension d'alimentation		3		16	V
Id	Courant de drain (alim.)			10	15	mA

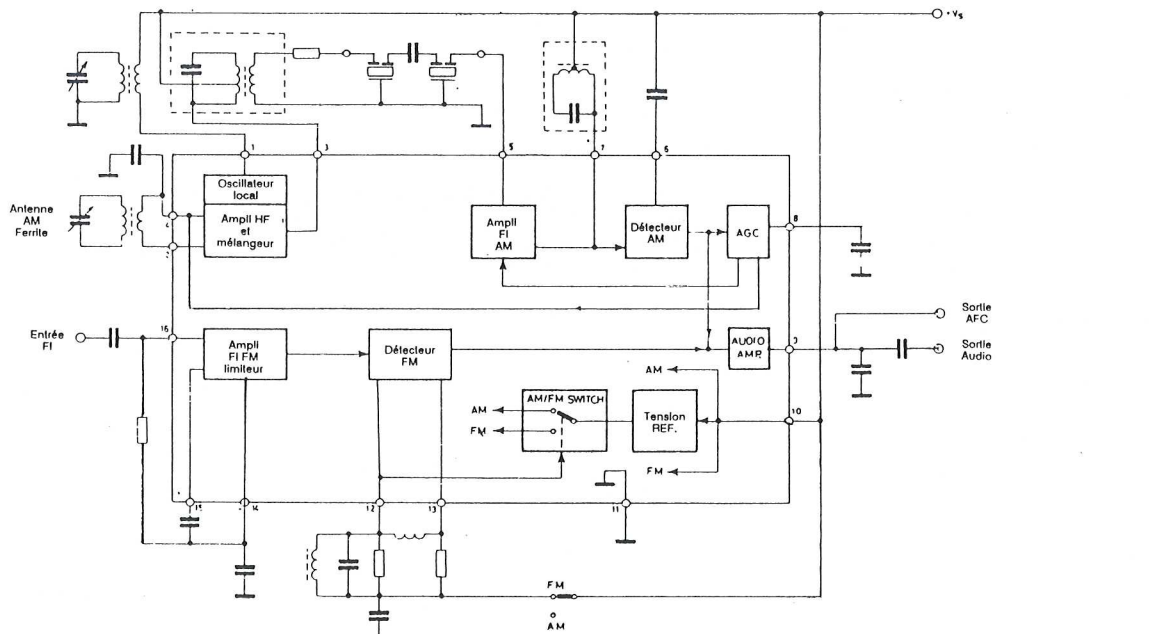
Section AM (Fo = 1 MHz; Fm = 1kHz (fréquence modulante))

Vi	Sensibilité d'entrée	S/N = 26dB, m = 0,3		12	25	uV
S/N		Vi = 10mV, m = 0,3	45	52		dB
Vi	Gamme d'action AGC	$\Delta V_{out} = 10dB, m = 0,8$	94	100		dB
Vo	Amplitude audio disponible (patte 9)	Vi = 1mV, m = 0,3	80	130	190	mV
d	Distorsion	Vi = 1mV, m = 0,3		0,4	1	%
		Vi = 1mV, m = 0,8			1,2	%
Vh	Signal maximum gérable par l'IC	m = 0,8, d < 10%	1			V
Ri	Résistance d'entrée entre pattes 2 et 4	m = 0		7,5		k Ω
Ci	Capacité d'entrée entre pattes 2 et 4	m = 0		18		pF
Ro	Résistance de sortie (patte 9)		4,5	7	9,5	k Ω
	Distorsion FI (à 2 x IF)	m = 0,3, Vi = 1mV		40		dB
	Distorsion FI (à 3 x IF)			55		dB

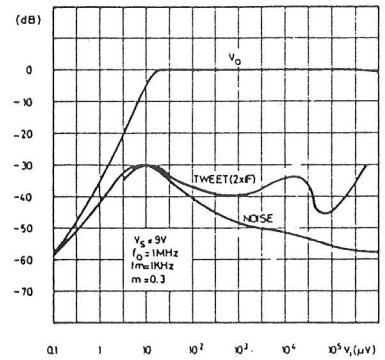
Section FM (Fo = 10,7 MHz; Fm = 1kHz (fréquence modulante))

Vi	Limitation de la tension d'entrée	point de limitation à -3 dB		22	36	uV
AMR	Réjection modulation d'amplitude	$\Delta f = +/- 22,5kHz, m = 0,3$ Vi = 3mV	40	50		dB
S/N	Rapport optimum	$\Delta f = +/- 22,5kHz, Vi = 1mV$	55	65		dB
d	Distorsion	$\Delta f = +/- 75kHz, Vi = 1mV$		0,7	1,5	%
d	Distorsion	$\Delta f = +/- 22,5kHz, Vi = 1mV$		0,25	0,5	%
d	Distorsion (double accord)	$\Delta f = +/- 22,5kHz, Vi = 1mV$		0,1		%
Vo	Signal audio disponible (patte 9)	$\Delta f = +/- 22,5kHz, Vi = 1mV$	80	110	140	mV
Ri	Résistance d'entrée entre patte 16 et masse			6,5		k Ω
Ci	Capacité d'entrée entre patte 16 et masse			14		pF
Ro	Résistance de sortie (patte 9)		4,5	7	9,5	k Ω

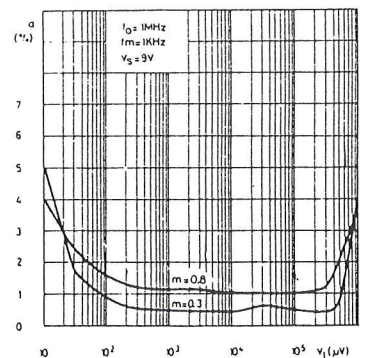
Structure interne



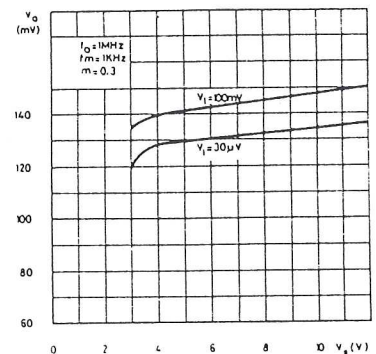
Sortie Audio, bruit et distorsion FI Fct du signal d'entrée. (Section AM)



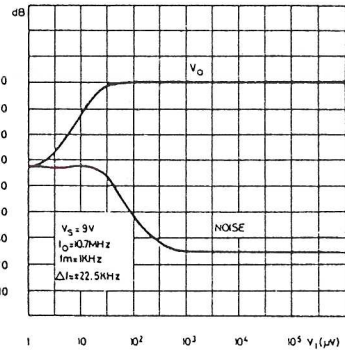
Distorsion Fct du signal d'entrée et du taux de modulation. (Section AM)



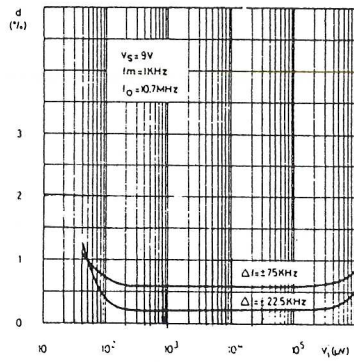
Sortie Audio Fct tension alimentation. (Section AM)



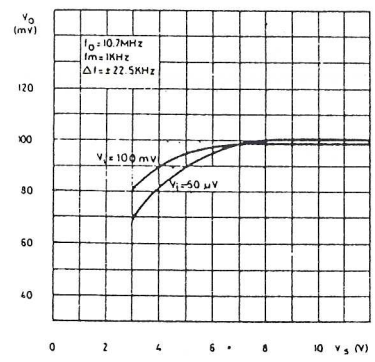
Sortie Audio et niveau de bruit
Fct du signal d'entrée.
(Section FM)



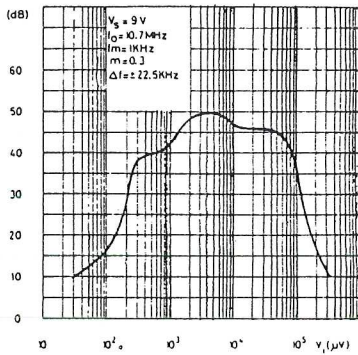
Distorsion Fct du signal
d'entrée. (Section FM)



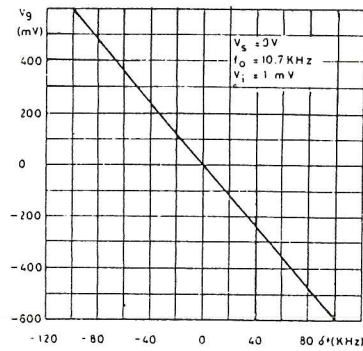
Sortie Audio Fct de la tension
d'alimentation. (Section FM)



Réjection modulation
amplitude Fct du signal
d'entrée. (Section FM)



ΔTension DC de sortie (patte 9)
Fct de l'écart de fréquence.
(Section FM)



ΔTension DC de sortie (patte 9)
Fct de la température ambiante
(Section FM)

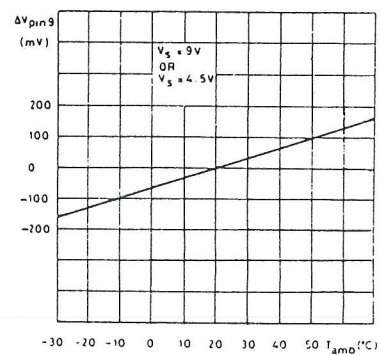
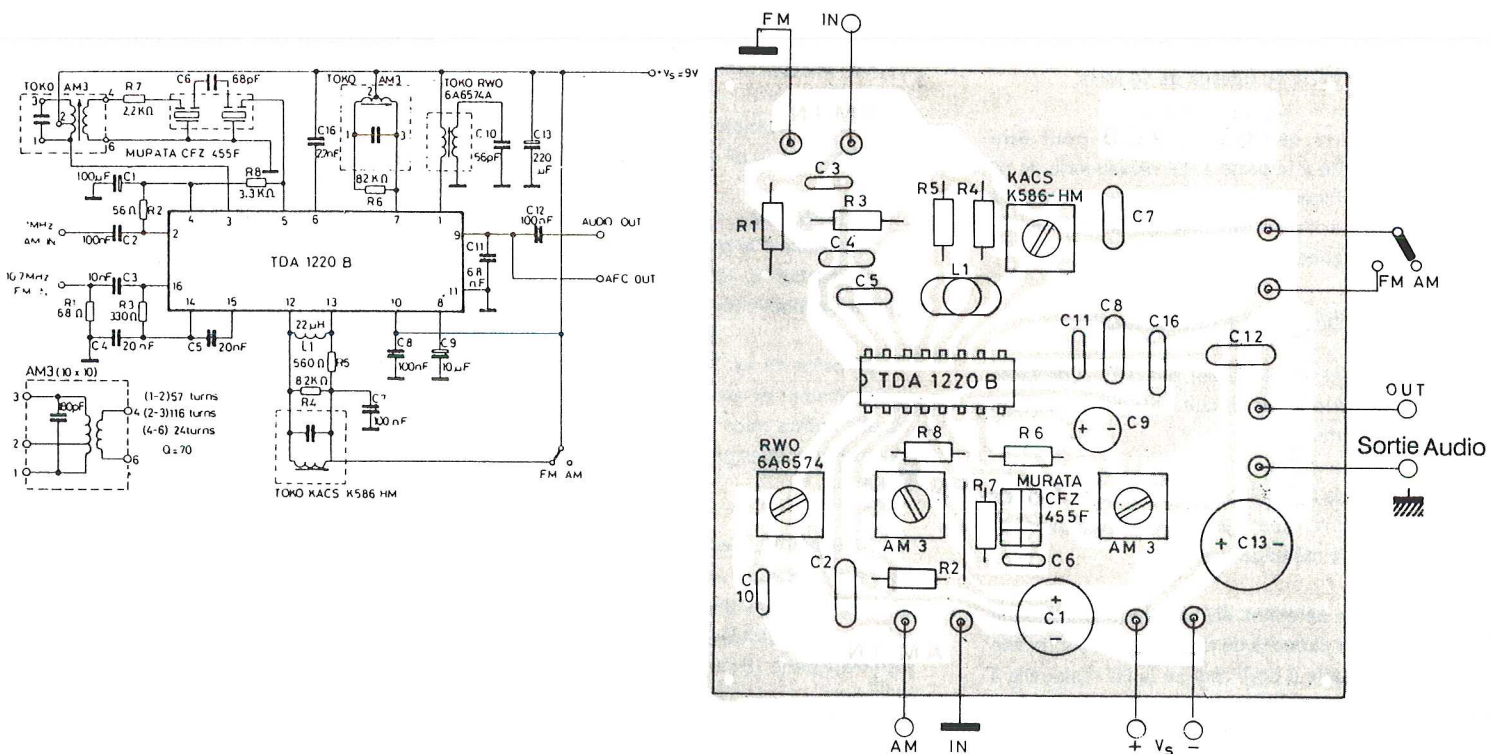


Schéma de test et circuit de test vu par transparence (échelle 1)



Section AM

Amplificateur H.F. et étage mélangeur

L'étage d'amplification H.F. (patte2) est connecté directement à l'enroulement secondaire de l'antenne ferrite ou du transformateur accordé d'entrée.

La polarisation est apportée par la patte 4 qui doit être correctement découplée. L'étage H.F. amplificateur donne des résultats stable jusqu'à 30 MHz.

Le mélangeur utilisé est un multiplieur double-balancé et la sortie FI disponible à la patte 3 est connectée directement au premier transformateur FI.

Oscillateur local

L'oscillateur est constitué d'un étage différentiel à couplage croisé qui oscille à une fréquence déterminée par la charge connectée à la patte 1.

Le circuit résonnant est généralement un transformateur pour améliorer le coefficient de qualité et la stabilité.

Le niveau d'oscillation à cette patte 1 est de l'ordre de 100 mV efficace et ses performances s'étendent jusqu'à 30 MHz.

Toutefois, pour assurer la stabilité optimale et réduire au minimum l'effet de dérive du à l'étage de CAG ou de l'alimentation, un circuit à fort ration C/L sera utilisé au dessus de 10 MHz.

Une oscillation externe peut être injectée à la patte 1. Le niveau sera de 50 mV efficace et la patte 1 sera connecté à l'alimentation positive au travers d'une résistance de 100 Ohms.

Amplificateur FI et Détection

Cet amplificateur est d'un type large bande avec un circuit accordé sur l'étage de sortie.

Les filtres FI peuvent être aussi bien du type L/C que des filtres céramiques ou encore mélange des deux.

La détection AM est produite à la patte 7. Une capacité de détection est connectée à la patte 6 pour réduire la HF résiduelle à 455 kHz.

La sortie audio est disponible en patte 9, aussi bien en AM qu'en FM. La fréquence FI résiduelle y est supprimée par une capacité externe qui est aussi utilisée pour la désaccentuation en FM mono.

L'impédance de cette sortie audio est de l'ordre de 7 kOhms et une charge de haute impédance doit y être connectée (50 kOhms).

AGC

Le contrôle automatique de gain fonctionne de deux façons:

En présence de signaux faible, il agit uniquement sur le gain de la moyenne fréquence (étages FI) et maintien ainsi un rapport S/N optimum.

Pour les signaux forts, un second circuit intervient pour contrôler la chaîne complète et permettre ainsi de gérer des signaux jusqu'à 1 Volt ($m=0,8$).

A la patte 8 se trouve l'enveloppe de la porteuse qui est filtrée par une capacité externe pour enlever la partie signal et HF et obtenir une tension continue pour piloter l'AGC.

Section FM

FI et limiteur

Le signal FI à 10,7 MHz provenant d'un filtre céramique est amplifié et limité par la chaîne de traitement de quatre étages différentiels.

La patte 16 est l'entrée de l'amplificateur FI FM et possède une impédance nominale de 6,5 kOhms en parallèle avec 14 pF (à 10,7 MHz).

La polarisation pour le premier étage est disponible à la patte 14 et procure une contre-réaction à 100% en continu, pour obtenir un fonctionnement très stable.

La patte 15 est la seconde entrée de l'amplificateur et est découplée à la patte 14, elle même mise à la masse au niveau hautes fréquences par un condensateur de 20 nF.

Un circuit RLC est connecté à la sortie de l'amplificateur et fournit un signal déphasé de 90° (à la fréquence centrale de la FI) entre les pattes 13 et 12. Le niveau du signal à la patte 13 est de l'ordre de 150 mV efficaces.

Détecteur FM

Ce circuit utilise un détecteur à quadrature et le choix des composants est défini par le compromis du niveau de distorsion acceptable pour le niveau de sortie produit.

Avec un double circuit accordé, la linéarité est augmentée (réduction de la distorsion) est l'écart de phase est optimum, toutefois cela entraîne une réduction du niveau audio de sortie.

Un compromis satisfaisant est obtenu pour la plupart des récepteur FM par le schéma de test.

Câblage

Des précautions doivent être prises concernant le circuit imprimé. Les principaux points sont:

Placer la self d'accord de phase au plus près de la patte 13

Court-circuiter les pattes 14 et 16 avec une valeur faible de résistance (entre 56 et 330 Ohms typique)

Réaliser la mise à la masse du condensateur de la patte 14 et celle du filtre céramique d'entrée à 10,7 MHz au même point de circuit imprimé (Note: voir circuit imprimé du récepteur AM/FM).

Commutation AM/FM

La commutation AM/FM est obtenue en appliquant une tension continue à la patte 13, pour commuter la référence interne.

Tension typiques en fonctionnement

(D'après circuit de test)

Patte	AM	FM
1	9	9
2	1,4	0,02
3	9	9
4	1,4	0,02
5	1,4	0,02
6	8,4	8,5
7	9	9
8	0,7	0
9	1,9	1,7
10	9	9
11	0	0
12	0,1	9
13	0,1	9
14	8,5	8
15	8,5	8
16	8,5	8



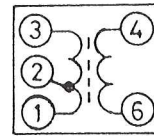
Sélection des composants

Les valeurs recommandées se réfèrent au circuit de test.

Composant	Valeur	Fonction	Si plus faible	Si plus fort
C1	100 uF	Découplage AGC	augmentation de la distorsion à faibles fréquences audio	augmente la constante de temps AGC
C2 /C3	(Utiles seulement sur le circuit de test: isolation DC)			
C4, C5	20 nF	Découplage. ampli FM	réduction de la sensibilité	augmente la bande passante et bruit
C6	68 pF	couplage filtre céramique	réduit la bande passante FI	augmente la bande passante FI
C7	100 nF	découplage détecteur FM	risque de résiduelle HF	
C8	100 nF	découplage alimentation	augmentation du bruit en sortie audio	
C9	10 uF	découplage AGC	augmentation de la distorsion à faibles fréquences audio	augmente la constante de temps AGC
C10	56 pF accord oscillateur AM à 1455 kHz (la fréquence FI du schéma de test étant à 1Mhz)			
C11	6,8 nF	désaccentuation FM 50 uS		
C12	100 nF	Découplage DC de sortie	coupure fréquences audio basses	
C13	220 uF	découplage alimentation	augmentation distorsion aux basses fréquences	
C16	2,7 nF	Détection AM	suppression des freq FI et harmoniques	augmente la. distorsion audio
R3	330	adaptation filtre céramique		
R4	8,2 k	ajuste le Q de détection FM	diminue la distorsion et le niveau audio	accroît la distorsion et niveau audio
R5	560	charge du détecteur FM	diminue le niveau audio et accroît RMA(*)	
R6	82 k	ajuste le Q de détection AM	diminue le gain FI et l'action AGC	accroît gain FI et diminue action AGC
R7	2,2 k adaptation transfo FI 455 kHz			
R8	3,3 k adaptation transfo FI 455 kHz			

(* RMA: réjection modulation d'amplitude)

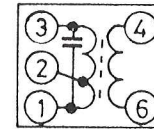
R1 et R2 adaptent les entrées en impédance (fonction du montage)



F1 - Bobine FI 10,7MHz

TOKO - FM1 - 10x10mm
154 AN - 7A5965R

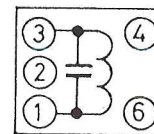
C _o (pF)	f (MHz)	Q _o	Tours			
			1-3	1-2	2-3	4-6
-	-	-	1-3	1-2	2-3	4-6
-	10.7	110	6	8	2	



F3 et F5 - Bobine FI 455kHz

TOKO - AM3 - 10x10mm
RLC - 4A7525N

C _o (pF)	f (kHz)	Q _o	Tours			
			1-3	1-2	2-3	4-6
1-3	-	-	1-3	1-2	2-3	4-6
180	455	70	57	116	24	

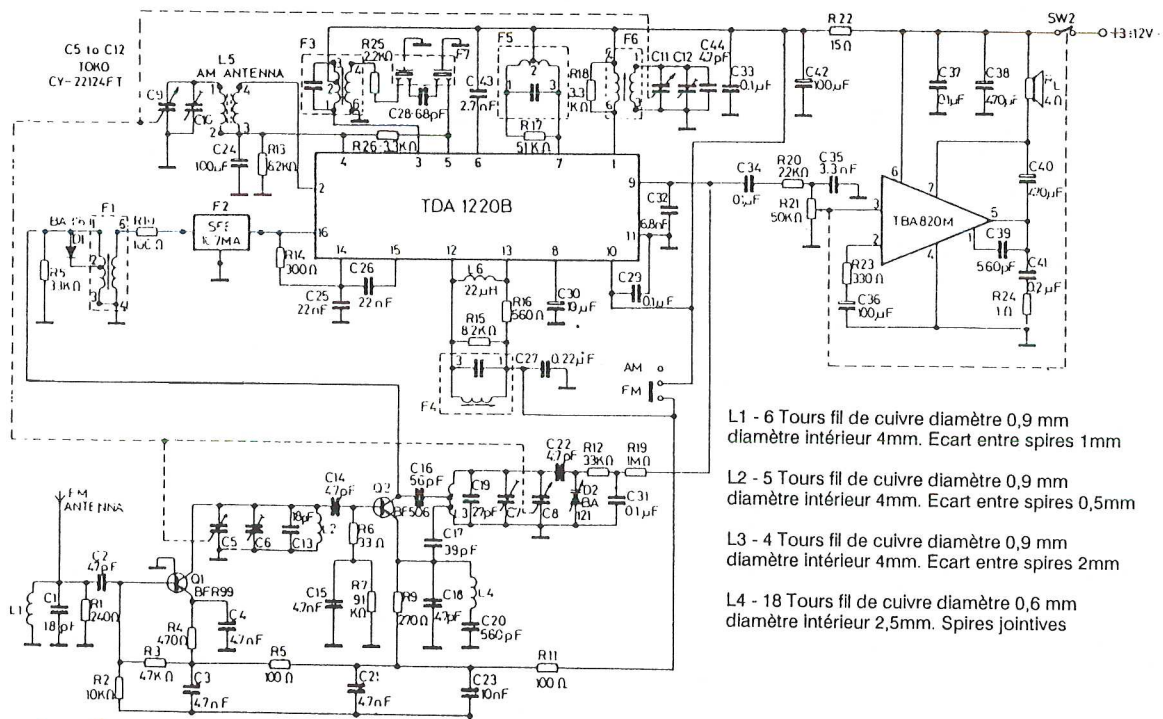


F4 - Bobine détection FM

TOKO - 10x10mm
KACS - K586 HM

C _o (pF)	f (MHz)	Q _o	Tours			
			1-3	1-3	-	-
1-3	-	-	1-3	1-3	-	-
82	10.7	100	12	-	-	-

Schémas d'application

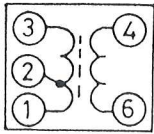


L1 - 6 Tours fil de cuivre diamètre 0,9 mm
diamètre intérieur 4mm. Ecart entre spires 1mm

L2 - 5 Tours fil de cuivre diamètre 0,9 mm
diamètre intérieur 4mm. Ecart entre spires 0,5mm

L3 - 4 Tours fil de cuivre diamètre 0,9 mm
diamètre intérieur 4mm. Ecart entre spires 2mm

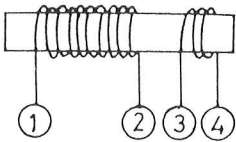
L4 - 18 Tours fil de cuivre diamètre 0,6 mm
diamètre intérieur 2,5mm. Spires jointives



F6 - Bobine oscillation AM

TOKO - 10x10mm
RWO + 6A657N

f (kHz)	L (μH)	Tours			
		Q _o	1-3	1-2	2-3
796	220	80	2	75	8



L5 - Cadre antenne

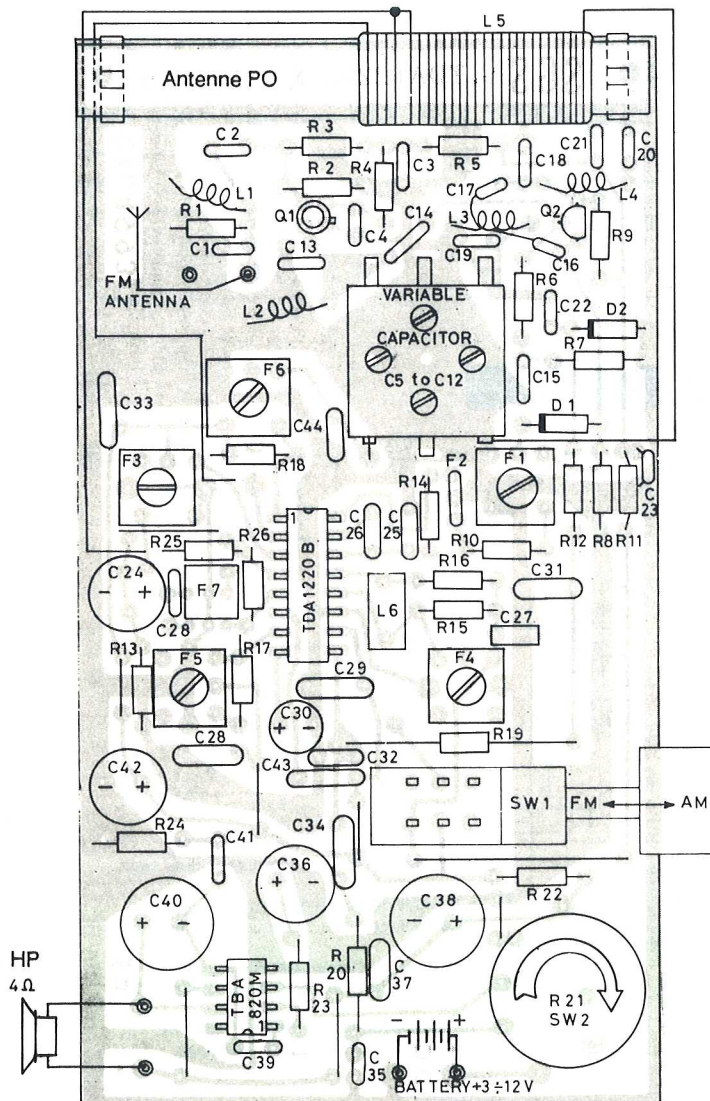
Fil de LITZ - 15x0,05mm
Cadre : 10x80

f (kHz)	L (μH)	Tours		
		Q _o	1-2	3-4
796			105	7

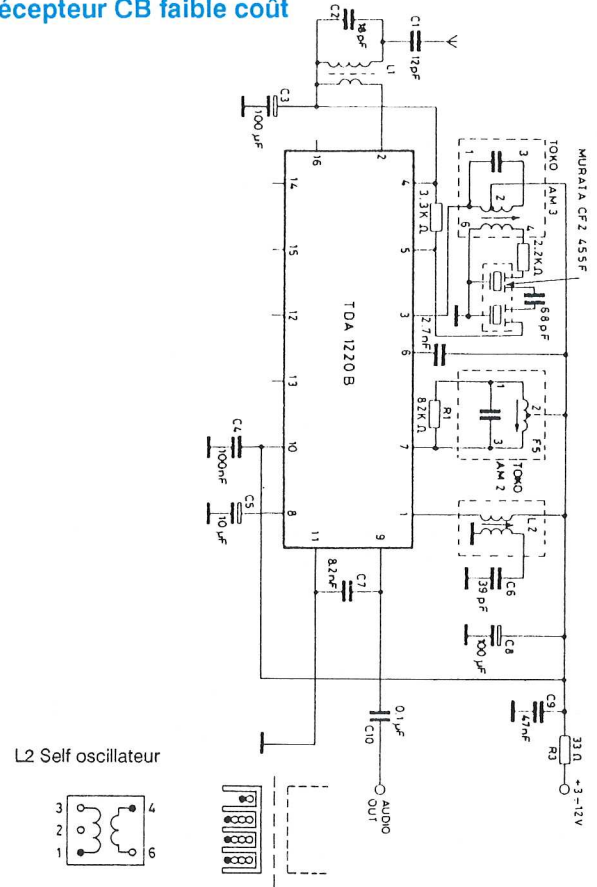
Performances typiques du récepteur AM/FM

Paramètre	Condition		Valeur	
Bandes couvertes	FM		87,5 - 108 MHz	
	AM		510 - 1620 kHz	
Sensibilité	FM	S/N = 26dB	$\Delta f = 22,5$ kHz	
	AM	S/N = 6dB	m = 0,3	
	AM	S/N = 26dB	m = 0,3	
Distorsion (fm = 1kHz)	FM	Po = 0,5W	$\Delta f = 22,5$ kHz	
	FM	Vi = 100uV	$\Delta f = 75$ kHz	
	AM	"	m = 0,3	
	AM	"	m = 0,8	
Rapport signal /bruit (fm = 1kHz)	FM	Po = 0,5W	$\Delta f = 22,5$ kHz	
	AM	Po = 0,5W	m = 0,3	
Réjection AM	FM	Vi = 100uV	$\Delta f = 22,5$ kHz, m=0,3	
	AM			
Distorsion FI	2xFI	(911 kHz)	0,3%	
	FI	3xFI	(1370 kHz)	0,07%
Courant de repos alimentation			20 mA	
Plage tension d'alimentation			3 à 12V	

Circuit imprimé vu par transparence du récepteur AM/FM (échelle 1)



Récepteur CB faible coût



Support bobine : TOKO 10K
Bobinage primaire : 10 tours de cuivre émaillé, diamètre 0,16 (patte 3-1)
Bobinage secondaire : 4 tours de cuivre émaillé, diamètre 0,16 (patte 6-4)

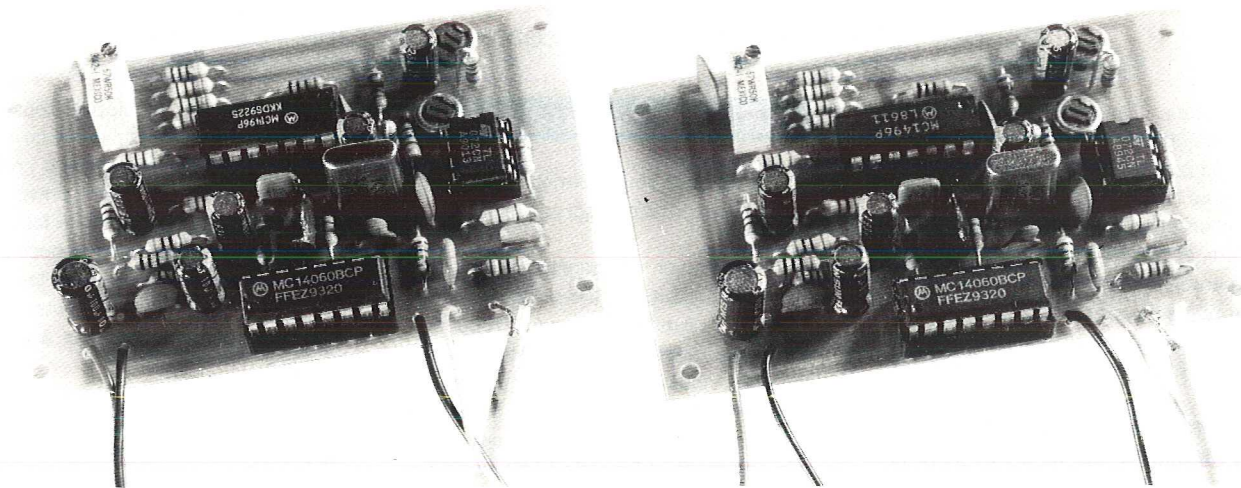
L1 Self antenne

Support bobine : TOKO 10K
Bobinage primaire comme L2 : 10 tours de cuivre émaillé, diamètre 0,16 (patte 3-1)
Bobinage secondaire : 2 tours de cuivre émaillé, diamètre 0,16 (patte 6-4)

Si les murs ont de grandes oreilles, comment communiquer en toute discrétion ?

La solution : le VOX CRYPTOR-DECRYPTOR

Afin de satisfaire de nombreux lecteurs qui en ont fait la demande, voici notre solution, simple mais efficace, aux écoutes indiscrettes lors de vos transmissions, tant sur les lignes téléphoniques, que sur les ondes HF. Reposant sur un principe déjà connu, cette méthode n'est pas infaillible et ne peut être comparée à des applications sophistiquées, du domaine militaire par exemple, mais son faible prix de revient et sa mise au point facile la prédestine à un grand succès auprès de nos fidèles lecteurs.



Principe de fonctionnement

Le principe utilisé est celui du "verlan", rapporté aux fréquences de la bande vocale. Cette forme de communication verbale, qui consiste à parler à l'envers, en retournant chaque mot, est relativement connue, mais reste difficile à comprendre sans un minimum de pratique. Si vous retournez le spectre de fréquence sur lui-même, par rapport à son point milieu, vous obtenez un nouveau son, totalement incompréhensible, voir inaudible pour l'oreille humaine si la fréquence de pivotement se trouve au-delà du spectre sonore. La technique utilisée est celle de la modulation en anneau : la figure 1, ci-contre, en retrace les grandes lignes. Une fréquence fixe, appelée porteuse, est mélangée à la modulation. Un tel modulateur effectue le produit des

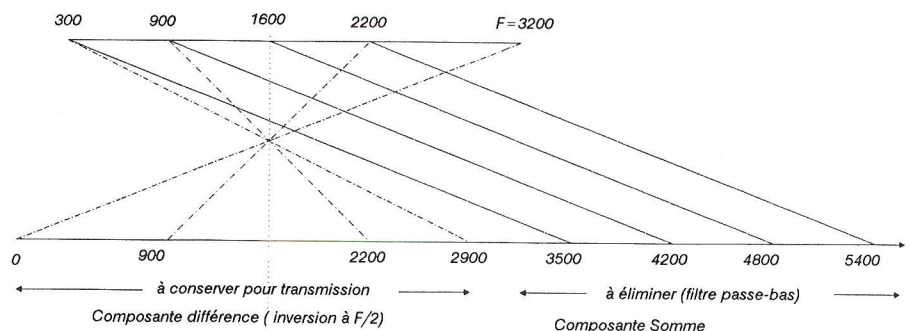


Figure 1 : principe de la modulation en anneau,



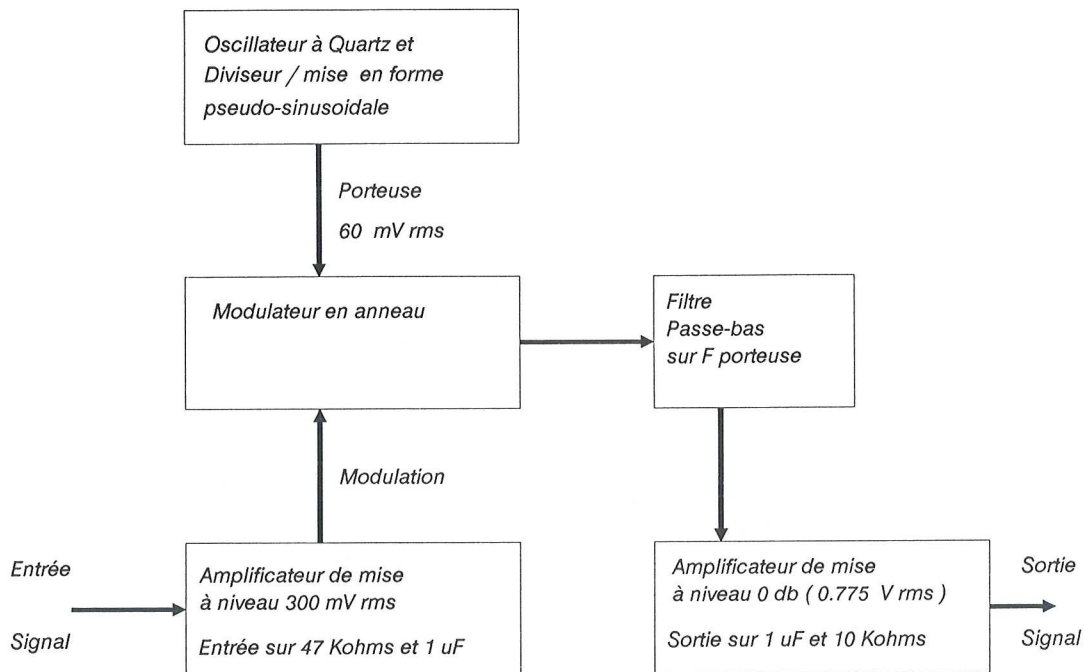


Figure 2 : Synoptique du montage commun cryptage / décryptage

fréquences : on retrouve alors en fondamentales la somme et la différence d'entre la porteuse et la modulation. Si la somme ne nous intéresse pas pour cette application et nous veillerons à l'éliminer, la différence, en revanche, s'assimile à ce retournement du spectre de modulation, par rapport à $F_{\text{porteuse}}/2$: Ce sera notre "verlan". Il sera ainsi totalement incompréhensible sans le montage équivalent pour décrypter, et surtout la même fréquence porteuse pour pouvoir refaire machine arrière au même point de basculement. Si vous avez bien suivi, vous avez donc compris que le montage de codage, et celui de décodage seraient et doivent même être identiques. Nous allons à présent voir le synoptique global de cette réalisation.

Le synoptique

Le point central reste bien sûr le circuit modulateur en anneau. Il faut toutefois lui adjoindre des amplificateurs d'entrée et de sortie afin d'ajuster les niveaux pour rester sur un certain standard, une section filtre passe-bas avant d'amplifier en sortie pour éliminer au mieux les fréquences somme et un oscillateur très précis pour fabriquer notre porteuse. La figure 2 résume assez clairement la position relative de ces divers étages. Elle précise également les niveaux d'entrée de chacun des signaux et les impédances retenues pour faciliter les connexions avec le monde extérieur.

Le schéma en détails

La figure 3 vous permettra de mieux suivre les explications qui vont suivre.

L'oscillateur est construit autour du classique MOS 4060 (IC1). Avec R1 et C1, le quartz X1 fixe l'oscillation à 3276800 Hz. En broche 15, cette fréquence étant divisée par 1024, nous obtenons un signal carré à 3200 Hz, fréquence porteuse de notre exemple de la figure 1. Nous verrons plus loin comment varier cette fréquence pour personnaliser votre système et vous démarquer ainsi du voisin possible.

L'ensemble R2, C2 et L1, C3 transforme ce signal carré en pseudo sinus, tout en atténuant son débattement (rôle de R2) pour le fixer vers 60 mV RMS, soit environ 180 mV crête à crête. Cette porteuse attaque alors la broche 10 de IC2. Autour de ce circuit intégré, on retrouve l'application type du modulateur avec alimentation unique (ici 12 volts), décrit dans la HOBBYTHEQUE du MC 1496, dans ce même numéro. Afin de ne pas se répéter inutilement, je vous renvoie vers cet article pour y trouver le rôle de chacun des composants réunis autour de IC2.

L'entrée modulation s'effectue en broche 1, au travers de C13. A cet endroit, il est impératif d'avoir un niveau de l'ordre de 300 mV RMS, soit 860 mV crête à crête. Le rôle de l'étage amplificateur construit autour d'un ampli-OP (1/2 IC3) est d'ajuster ce niveau en l'amplifiant. Le gain maximum est de 500, réglable par AJ3. S'il

fallait atténuer un signal trop élevé, il faudrait le faire à l'extérieur de ce montage, par un potentiomètre de 100 kohms par exemple. Cet étage étant prévu pour un micro électret ou un petit HP faisant office de micro, le problème ne se pose pas pour nous. R18 et C11 rendent le montage conforme dans l'environnement audio, en fixant l'impédance d'entrée à environ 47 Kohms.

En sortie, le signal modulé est récupéré en broche 12 (cela aurait été pareil, mais en phase opposée en 6). L'ensemble R15, C7 et C8 constitue un filtre du second ordre (12dB) en passe-bas, calé sur environ 3000 Hz, pour éliminer les fréquences somme indésirables et l'éventuel reliquat de porteuse que le réglage d'AJ1 n'aurait pas réussi à éliminer. Le gain de modulation, déterminé par R10 est à peine supérieur à 1/2. Une amplification classique, est donc nécessaire pour remonter le signal avant d'attaquer la ligne de transmission ou un ampli BF de puissance. AJ2 permet de régler ce gain jusqu'à 500. Le mieux est de l'ajuster pour obtenir 0,775 volts RMS, soit 2 volts crête à crête, soit 0 dB. La sortie s'effectue sur C10. R17 empêchera le désagréable "cloc" éventuel à la connexion.

Pour résumer, si vous entrez un signal audio vocal (de 200 à 3000 Hz) en entrée, A et B, par l'intermédiaire d'un électret par exemple, vous ressortirez un signal crypté incompréhensible en sortie C et D : c'est le premier but recherché ! Si maintenant vous entrez en AB le signal crypté avec la même porteuse, vous obtiendrez en sortie CD le



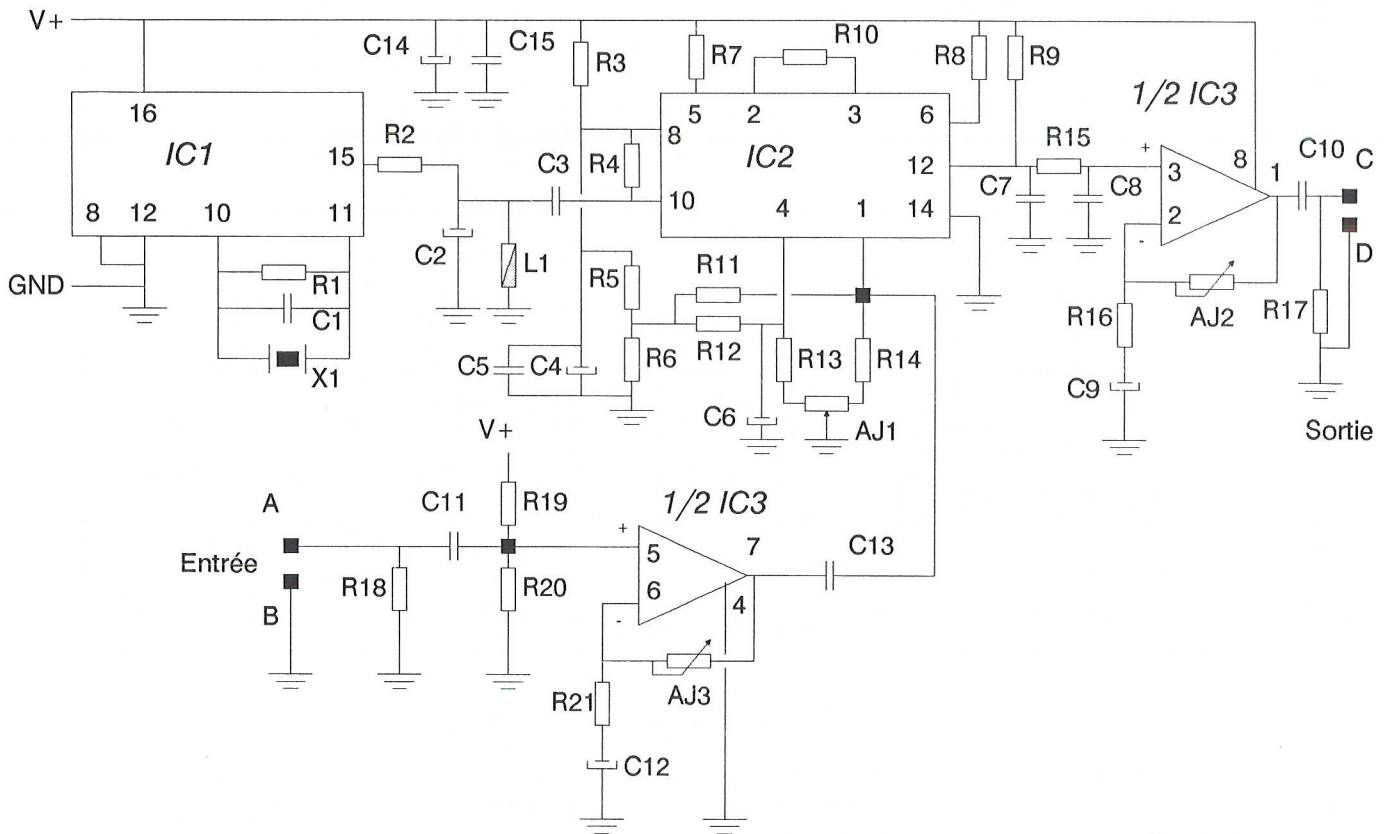


Figure 3 : Schéma du montage Crypteur / Décrypteur

signal décrypté : c'est gagné ! Il faut donc réaliser au moins deux montages pour communiquer.

La réalisation

Le circuit imprimé

Comme d'habitude dans nos colonnes, le circuit est dimensionné pour une mise en coffret aisée sur un modèle courant. Il s'agit ici du DIPTAL 962. Du même coup, l'implantation des composants est relativement dense. Le tracé doit respecter les règles élémentaires en BF : des masses larges et sans rebouclage, et des blindages soignés pour isoler ici la porteuse et la modulation avant le circuit intégré de mélange. Les entrées/sorties et alimentations ont été regroupées du même côté du circuit. Vous n'aurez néanmoins aucun problème pour en effectuer une reproduction à partir des pages centrales.

La liste des composants

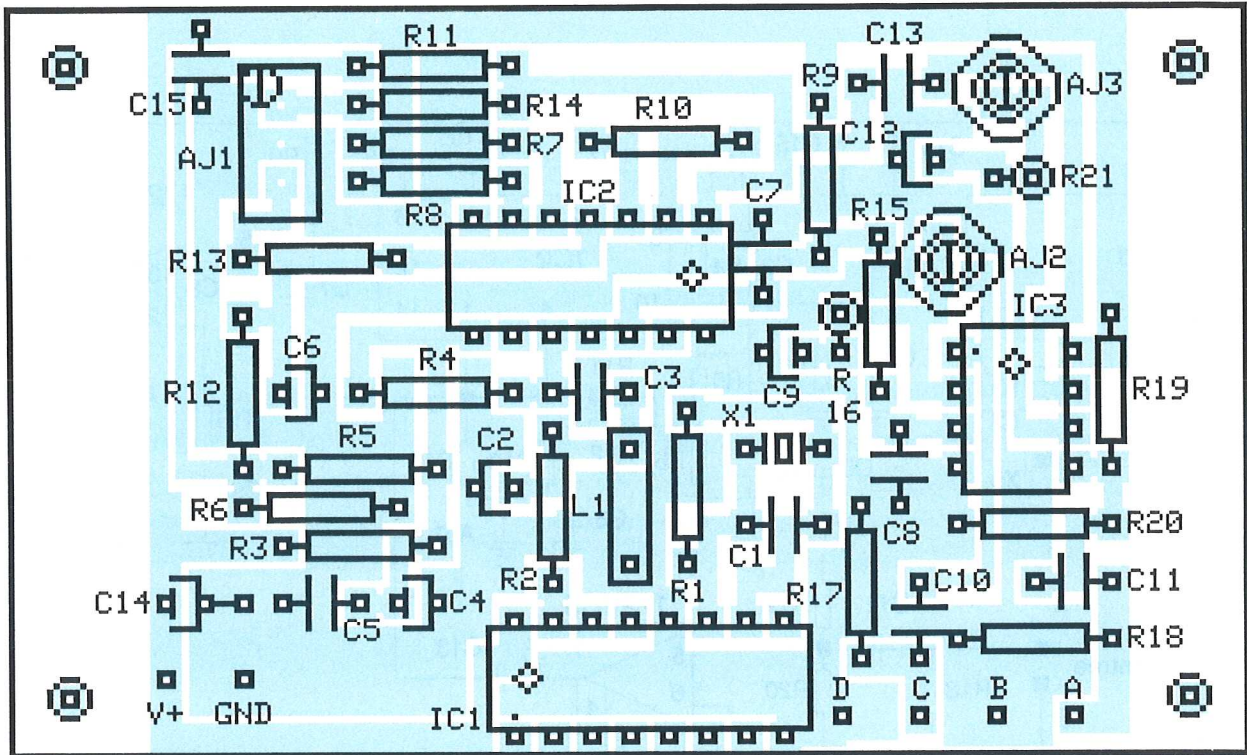
Toutes les résistances sont des couches carbone, en 1/4 W

R1	10 Megohms	C10,C11	1 uF multicouche
R2	470 ohms	C12	10 uF radial
R3	1,2 Kohms	C13	1 uF multicouche
R4	47 ohms	C14	100 uF radial
R5	820 ohms	C15	100 nF
R6	1 Kohms	L1	self 2,2 mH
R7	10 Kohms	X1	quartz 3,2768 Mhz
R8,R9	3,3 Kohms	IC1	MOS 4060
R10	1 Kohms	IC2	MC 1496 ou équivalent
R11,R12	100 ohms	IC3	TL072 ou équivalent
R13,R14	10 Kohms		
R15,R16	1 Kohms		
R17	10 kohms		
R18	56 Kohms		
R19,R20	470 Kohms		
R21	1 Kohms		
AJ1	50 Kohms type 67 W		
AJ2,AJ3	500 Kohms type 82 P		
C1	4,7 pF		
C2	4,7 uF radial		
C3	1 uF multicouche		
C4	10 uF radial		
C5	100 nF		
C6	1 uF radial		
C7	22 nF		
C8	100 nF		
C9	10 uF radial		

1 support CI 8 broches
1 support CI 14 broches
1 support CI 16 broches

1 coffret DIPTAL 962

Pour réaliser un ensemble complet, pour crypter et décrypter, il vous faudra 2 ensembles de composants et bien sûr, 2 circuits imprimés. Ceci vous permettra de travailler en alternance avec votre interlocuteur. Pour oeuvrer en full-duplex, il faudra alors réaliser une seconde fois ces deux montages, et qui pourront être sur des porteuses différentes. Voir nos exemples d'utilisation plus loin dans ce chapitre.



Le montage

La sérigraphie à l'échelle 2 vous facilitera la mise en place des composants. Ceux-ci seront implantés du plus bas vers le plus haut sur pattes, afin de faciliter le retournement et le calage pour effectuer vos soudures. Vous ferez attention à la polarisation des condensateurs chimiques et au positionnement des circuits intégrés sur leur support.

On vérifiera une dernière fois le bon emplacement, la qualité des soudures et l'absence de ponts et de courts-circuits avant de passer à la suite des opérations.

Les réglages

Avant la mise sous tension, les ajustables AJ2 et AJ3 seront positionnés au minimum de gain (sens anti-horaire) et AJ1 aux environs de sa position milieu.

Un ampli BF sera bien utile pour tester notre montage : il faudra le connecter sur la sortie, en C (point chaud) et D (masse).

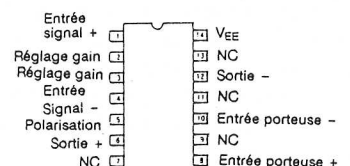
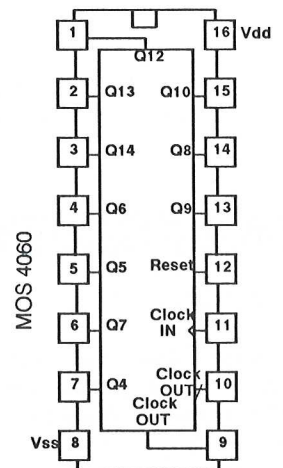
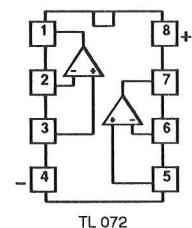
Le montage sera alimenté sous 12 volts continus, filtrés et régulés : nous sommes en BF où les résidus de 50 Hz sont indésirables. On montera progressivement AJ2 jusqu'à obtenir le sifflement de la porteuse inévitable à moins d'un miracle de réglage en aveugle, ou pire une panne de votre montage.

On recherchera alors l'extinction totale de cette porteuse en jouant sur AJ1. Vous devez parvenir à l'éliminer complètement.

Ensuite on peut passer au réglage de AJ3 en entrée. Vous devez, à ce stade connaître la source de signal et la connecter à votre montage : un micro electret par exemple (ou autre). attention aux sources BF de plus de 300 mV efficace, il faudra les atténuer avant de les relier à ce montage. Car en effet, il faut ajuster AJ3 pour obtenir en broche 1 de IC2 300 mV efficaces (sur calibre AC de votre multimètre, à défaut de posséder un bon oscilloscope) et cet ajustable ne permet pas d'obtenir un gain inférieur à 1. Une fois l'entrée adaptée à votre source, il faudra en faire autant pour la sortie, avec AJ2. En principe on optera pour un signal 0 dB, soit une valeur efficace de 700 mV environ.

Le premier de vos montages doit à présent fonctionner : la sortie doit être totalement incompréhensible. Il faut maintenant réaliser et régler un second module pour pouvoir décrypter et retrouver le signal d'origine. Mais attention : il ne faudra pas connecter directement la sortie du premier réglée à 700 mV sur l'entrée du second qui ne peut admettre que 300 mV sans atténuation ! Il faut simuler les inévitables pertes en ligne, soit en diminuant AJ2 de sortie du crypteur pour les essais, soit par un potentiomètre de plus de 100 kohms monté en atténuateur entre la sortie du crypteur et l'entrée du décrypteur.

Un très léger fading en final est normal et inévitable. Il provient du léger décalage de fréquence entre l'oscillateur du codeur et celui du décodeur : les quartz ne sont pas parfaits non plus !



Les utilisations possibles

Elles sont nombreuses et limitées seulement par votre imagination. Nous en traiterons trois parmi les plus courantes

En téléphonie

La loi interdit la connexion directe sur les lignes téléphoniques. Nous vous offrons deux possibilités pour contourner le problème, et vous en découvrirez certainement d'autres.

Les figures 4 et 5, ci-contre, vous donnent le synoptique d'utilisation conseillé pour chacun des choix : en half ou full duplex. Dans les deux cas, il n'y a pas de liaisons directes avec le combiné. On peut concevoir un boîtier, du style de ceux utilisés pour les modems externes pour pouvoir reposer le combiné sur les capteurs.

Vous pouvez également vous brancher directement sur les pastilles du combiné, et les utiliser ainsi en lieu et place de vos haut-parleurs

Pour les CIBISTES

Ce sera un plus simple ici, mais les choix sont tout aussi nombreux.

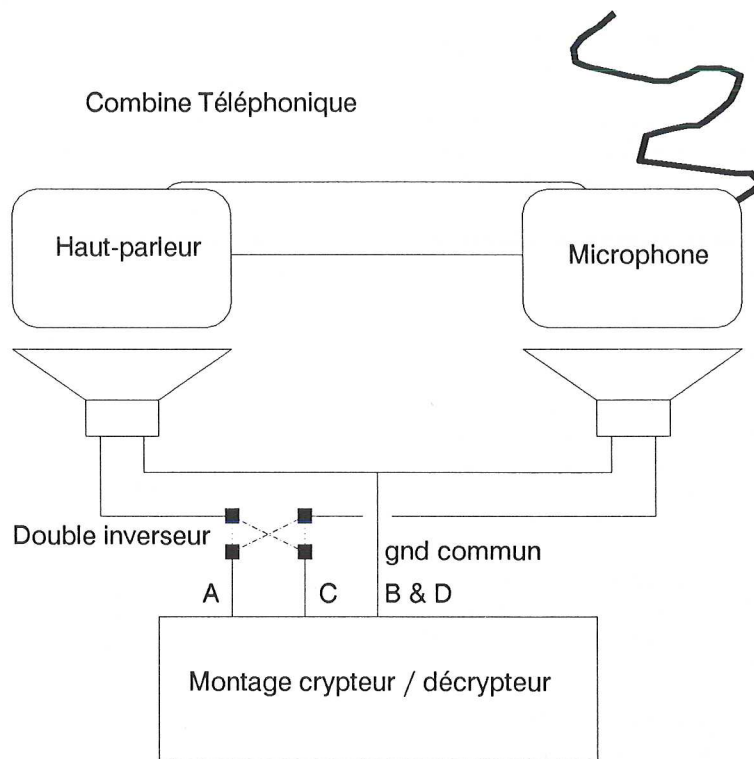
Si vous n'hésitez pas à manipuler l'intérieur de votre poste CB, vous pouvez utiliser le principe half-duplex entre le préampli d'entrée et l'ampli de sortie. Mais rares sont ceux qui oseront se lancer dans une telle aventure à risques, surtout sans le schéma interne du poste en question.

La solution externe est hélas un peu lourde. S'il est facile d'intercepter la partie micro, qui est toujours externe, il est un peu idiot de devoir atténuer la sortie HP pour devoir ensuite la ré-amplifier. Mais on n'a pas vraiment le choix si l'on ne veut pas toucher à la structure interne de l'appareil.

En FM

Nous vous avons proposé plusieurs montage d'émetteurs FM courte portée. C'est le moment de crypter vos dialogues pour ne pas faire profiter le voisinage de vos petits secrets.

Ces montages ayant été réalisés par vos soins, une intervention directe reste possible et sur le principe de la CB, vous pouvez réaliser les deux options suivant vos moyens : full-duplex (2x2 montages en tout) ou half-duplex (2 montages seulement).



Synoptique de montage en half-duplex avec un montage et un inverseur de communication **Figure 4**

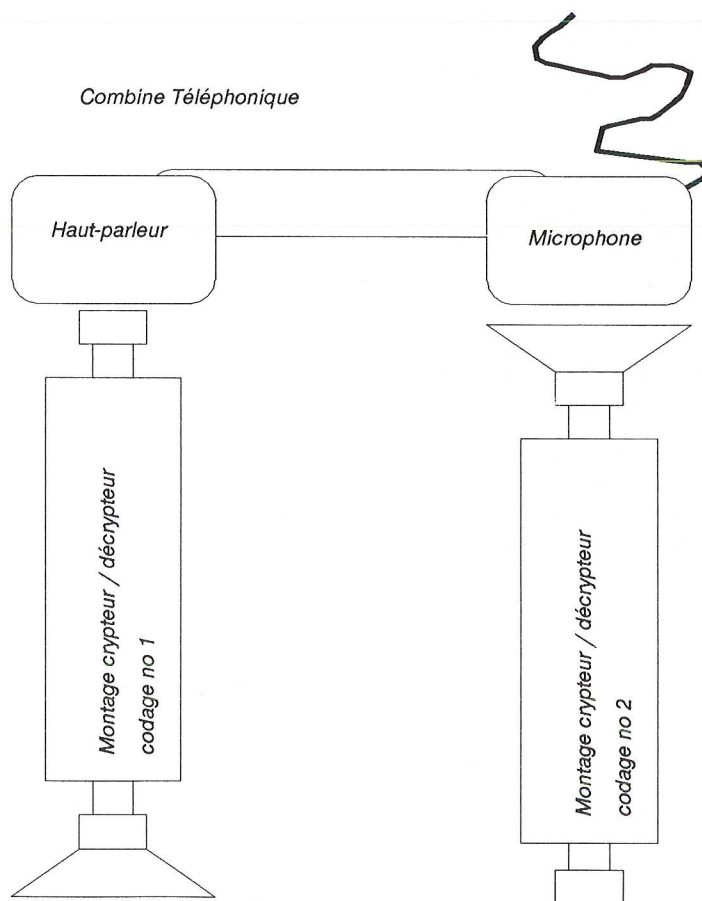


Figure 5 Synoptique de montage en full-duplex avec deux montages



Personnalisez votre porteuse

Pour être différent des autres et adapter le montage à d'autres fréquences de porteuse, voici quelques petits conseils.

Vous pouvez faire varier la fréquence porteuse entre 3000 Hz et plus de 10000 Hz, avec des quartz compris entre 3 Mhz et 12 Mhz. Peu de composants vont varier sur le montage : juste ceux qui constituent le filtre de sortie de modulateur. Mais attention à la bande passante de votre élément de transmission. Si en HF, tant en CB qu'en FM celle-ci ne doit pas poser de problème, il n'en va pas de même en réseau téléphonique intercommuté, sur lequel la bande passante ne dépasse guère 3 à 4000 Hz. Pour cette dernière utilisation, vous serez limité à une fréquence de l'ordre de 4000 Hz, et donc à des quartz de l'ordre de 4 Mhz.

Si vous descendez sous les 3000 Hz, vous allez perdre de la bande sonore exploitable, et donc de la qualité de transmission.

Dans tous les cas, seul C8 sera adapté à la porteuse choisie, et ce dans le rapport des fréquences : pour 6000 Hz, vous placerez un C8 de 470 nF, sinon vous raboterez à l'émission les fréquences au-dessus de 3200 Hz et vous obtiendrez des effets limités et fâcheux au décryptage.

Conclusions

Nul doute que ce montage rende de précieux services à tous ceux qui souhaitent converser avec leurs amis en toute discrétion, et tout spécialement à ceux qui en ont fait la demande. J'en profiterais pour préciser que l'on ne peut répondre à tout un chacun sur des applications aussi complexes, et vous conviendrez que notre meilleure réponse est de publier l'article correspondant : ne soyez donc pas impatients, votre cas personnel viendra. Soyez patients, et surtout, fidèles !

A bientôt sur les ondes, et en brouillé !

LE FUTE

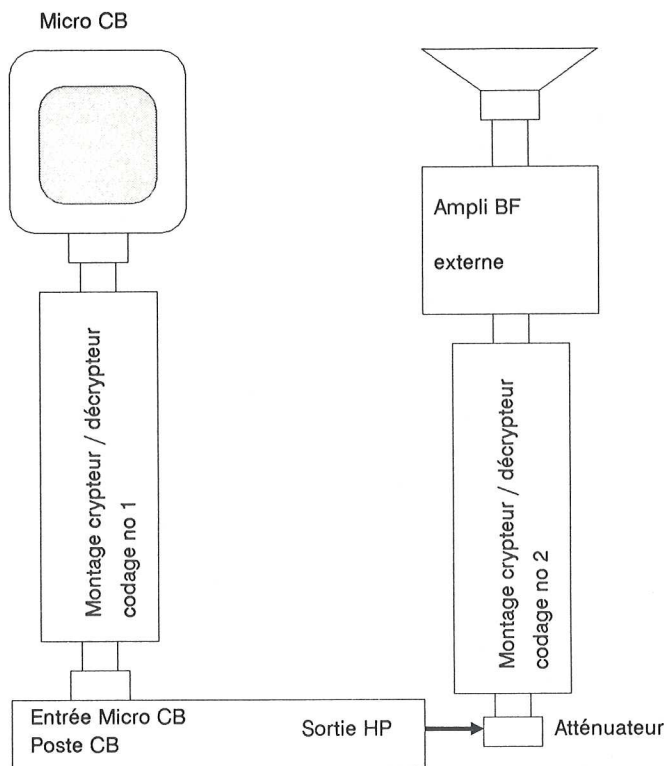


Figure 6 Synoptique de montage en full-duplex avec deux montages Sans intervenir à l'intérieur de votre poste CB

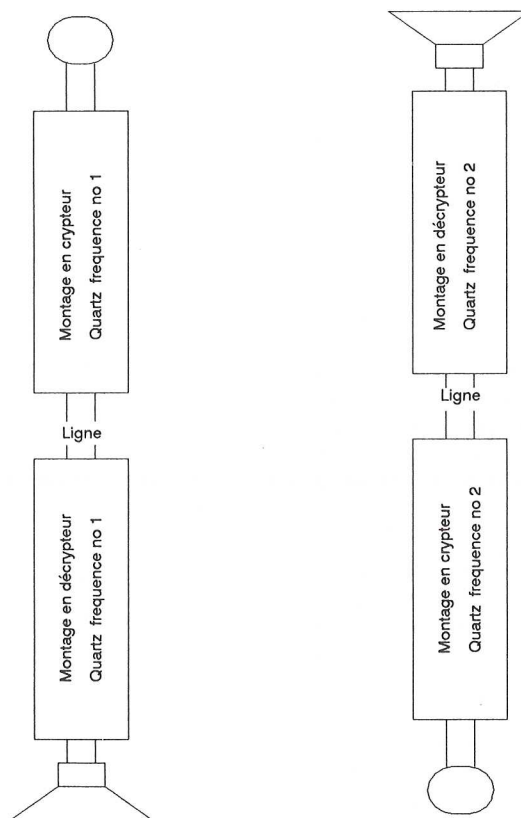


Figure 7 Synoptique de montage en full-duplex avec deux montages de chaque cote sur des porteuses différentes

Dans le cadre de son expansion, la Chaîne de Magasins recherche



GERANTS et VENDEURS sur tout l'hexagone.

- Vous avez quelques connaissances en électronique ?
- Vous aimez le contact humain et la vente ?
- Vous avez envie de vous investir et de confectionner votre salaire en fonction de votre réussite sur le terrain ?
- Vous ne fuyez pas les responsabilités ?
- Vous n'êtes pas spécialement attaché à une région ?

Alors vous êtes un(e) candidat(e) valable !

nous assurerons votre complément de formation en magasin, où vos grands anciens vous feront bénéficier de leur savoir-faire.

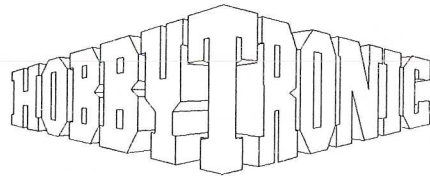
Si vous êtes intéressé(e), envoyez votre lettre de candidature détaillée à notre Directeur Commercial:

Monsieur STEVENEL Daniel

HBN Electronic

133 Rue de St DIZIER

54000 NANCY



Notre revue recherche plusieurs rédacteurs pour consolider son équipe.

- Vous avez de solides connaissances en électronique ?
- Vous êtes un passionné de la "bidouille" en tous genres ?
- Vous êtes doué en français, et vous adorez écrire ?
- Votre style est coulé, et vous mixez à loisir humour et rigueur avec passion ?
- Vous n'avez pas peur des logiciels de CAO et DAO et de l'informatique en général ?
- Vous êtes prêt à nous rejoindre à REIMS ?

Alors vous êtes déjà CANDIDAT !

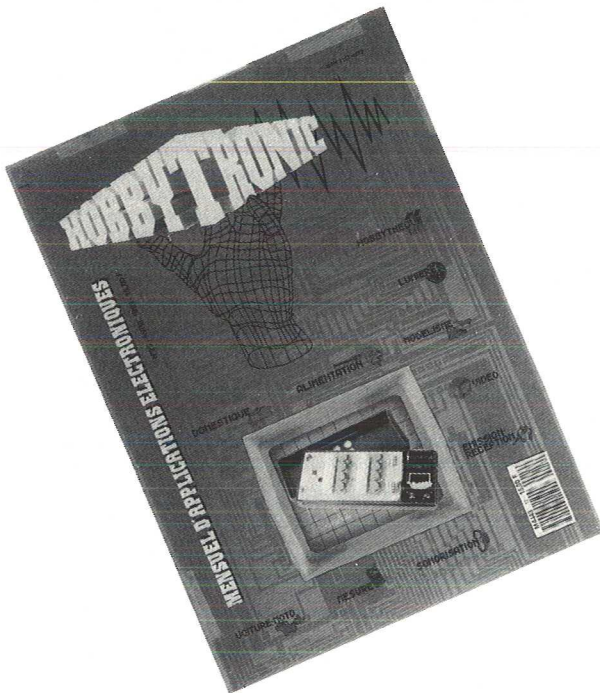
Envoyez votre lettre de candidature
à notre Directeur de la Publication:

Revue HOBBYTRONIC

Mr NINASSI Raymond

BP 2739

51060 REIMS cedex





Les composants préconisés....

Nous recevons de nombreux courriers signalant des problèmes rencontrés lors de la réalisation ou de la mise au point de certains montages. D'après ceux qui sont résolus à ce jour (par téléphone ou par courrier), nous sommes aperçus que les problèmes provenaient fréquemment des composants utilisés.

Dans l'ensemble des montages proposés, il n'y a généralement pas trop de composants spéciaux toutefois, notamment pour les réalisations des derniers numéros, le mauvais choix d'équivalence a été la source d'ennui pour certains d'entre-vous.

Rappelons que vous pouvez vous procurer les composants indiqués dans tous les magasins dont la liste se trouve en dernière page de ce mensuel ou, à défaut, en en faisant la demande directement auprès de la revue. Ces composants sont par exemple:

Pour la mire, le temps d'accès des EPROM 2764 qui doit être au maximum de 150 nS.

Pour les ensembles émission et réception HF, le MPSH10 n'accepte que très peu d'équivalents et le fonctionnement de l'émetteur est étroitement lié au choix de ce transistor.

Pour le tigre dans le moteur équipé d'UM5003, trois circuits sont disponibles: UM5003-01, -02 et -03. Contrairement à ce qui était indiqué dans l'article, nous avons réussi à trouver le -03 (bruits de voiture) et c'est le -05 qui manque à l'appel....

Vous trouverez ci-dessous une liste des éléments spécifiques ainsi que leurs prix. En cas de demande à la revue, joindre un supplément forfaitaire de 28F pour l'envoi.

- Emetteur-récepteur: MPSH10, 5F
- Bruiteur de voiture:
UM5003-xx: 15F l'unité
HP étanche: 110F
- Mini jeu de lumière psyché:
Transformateur d'isolement: 22F
- Récepteur canal 19
Transfo FI 455 kHz LMCS4102: 13F
Mandrin plastique et noyau: 2,80F
Filtre céramique 455 kHz: 25F
- Simulateur de ligne téléphonique
Galva 400 uA: 49F

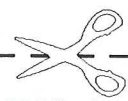
Catalogue TORA

Présenté sous forme d'additif au précédent catalogue, celui-ci regroupe plus de cinquante nouveaux KITS dans des domaines d'application variés. C'est donc plus de 150 KITS et produits finis au total que vous pourrez retrouver dans ces deux catalogues complémentaires.

Ces KITS sélectionnés correspondent aux articles que vous avez apprécié le plus dans cette revue avec, pour certains, des retouches mineures de circuit ou de schéma, afin de vous proposer des montages toujours plus performants et fiables, bref, dans l'esprit Hobbytronic et TORA. Enfin, les prix de ces KITS sont attractifs et, en tout cas, étudiés pour revenir meilleur marché que l'achat séparé des composants.

Comme pour le précédent catalogue, cet additif est gratuit et peut vous être fourni sur simple demande auprès de la revue ou des magasins dont la liste figure en dernière page de couverture.

Vous retrouverez aussi dans le No 28 page 53 la liste et le tarif de ces différents kits.



Le complément indispensable de votre collection HOBBYTRONIC :

Reliures sous forme de classeurs (bleu ou vert)

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

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

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

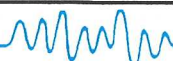


Complétez votre collection HOBBYTRONIC: Vous désirez d'anciens numéros ? Cochez ci-dessous les numéros qui vous intéressent et le nombre d'exemplaires. Joindre 15 Francs par numéro commandé (Port gratuit). (Veuillez dans tous les cas indiquer vos coordonnées au verso de ce coupon S.V.P.)

1	7	13	19	25
2	8	14	20	26
3	9	15	21	27
4	10	16	22	28
5	11	17	23	<input type="text"/>
6	12	18	24	<input type="text"/>

Total: x 15F (Chèque ou carte)

Bulletin d'abonnement : Septembre 1993



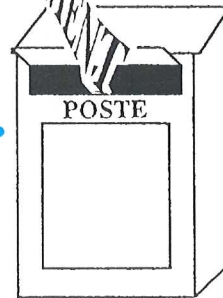
HOBBYTRONIC SEPTEMBRE 1993
Dépot légal SEPTEMBRE 1993

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

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

L'ABONNEMENT

Chez vous....



...directement

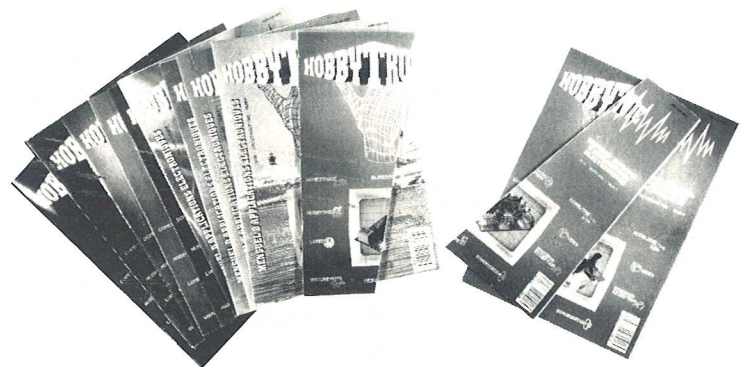
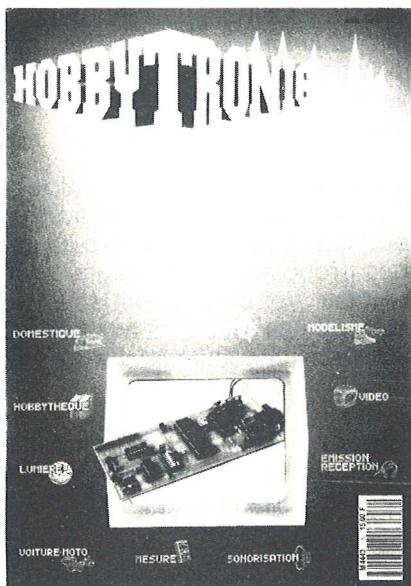
Economique:

Abonnement 1 An (11 numéros)

190 Fttc

au lieu de 220 F ttc (prix au numéro au 1/9/93)

Soit une économie de 30 F, ou l'équivalent de 1 No 1/2...



BULLETIN D'ABONNEMENT N°29 - SEPTEMBRE 1993

HOBBYTRONIC - Abonnement
BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

Réabonnement (Offre spéciale, 160F
jusqu'au 31/12/93: Veuillez dans ce cas

indiquer votre N° d'abonné ci-contre):

Nouvel abonnement: 190F

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

TOTAL **REGLEMENT** : , Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue Expiration

N°

SIGNATURE :
(Signature des parents pour les mineurs)

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

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

Nom, prénom

Adresse

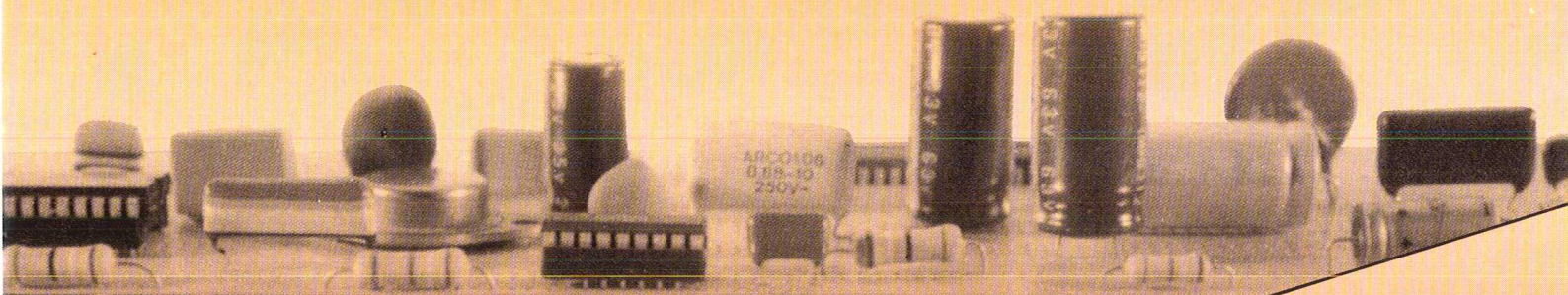
code postal Ville



TORA

ELECTRONIQUE

1er ADDITIF AU CATALOGUE
JUN 1993



IL EST ENFIN PARU !..

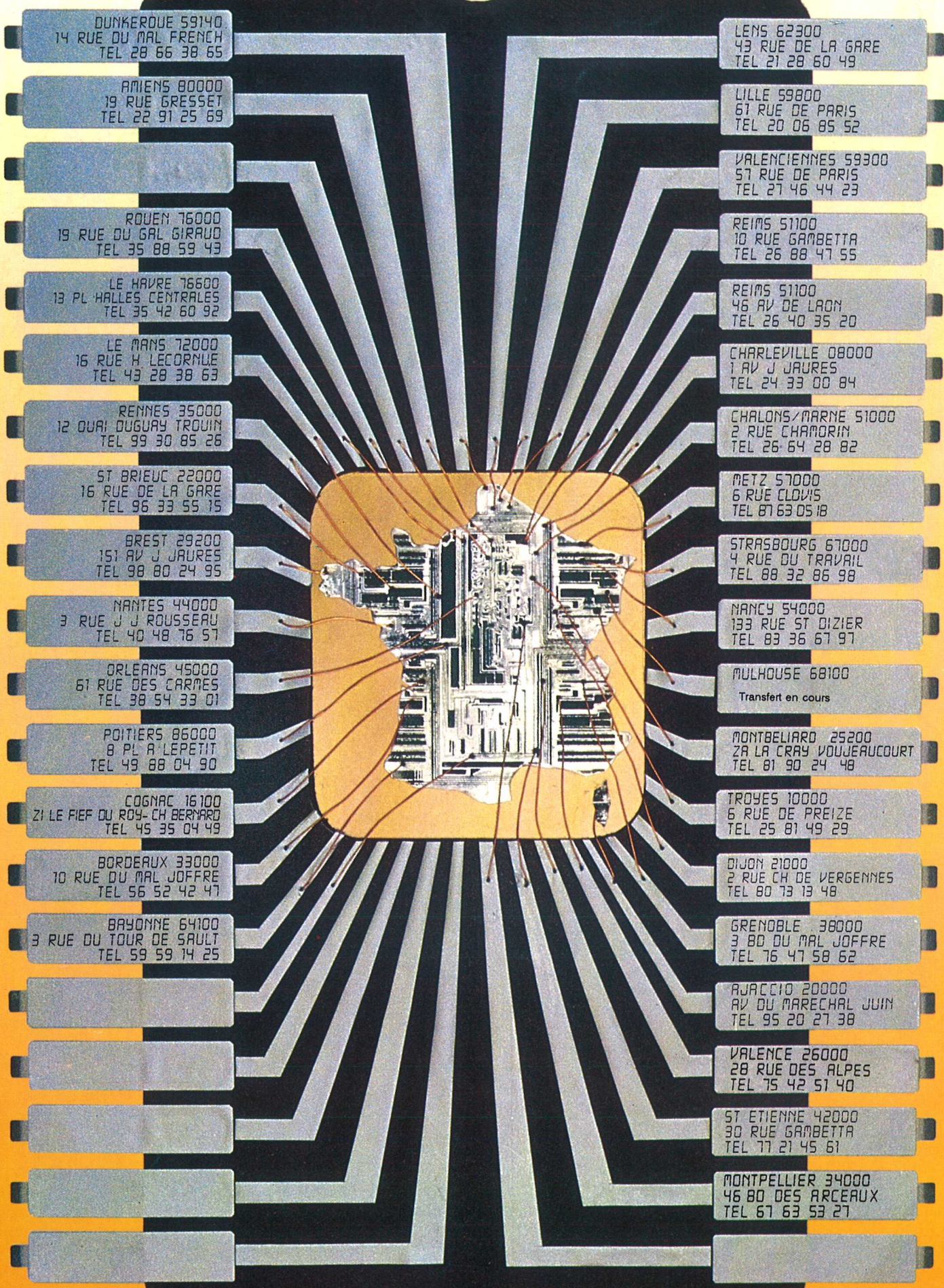
L'additif au catalogue de kits et de produits finis TORA.

- 55 nouveaux produits.

- Un tarif remis à jour sur l'ensemble de la gamme.

IL EST GRATUIT !

Courez le chercher en magasin HBN (voir liste au dos) ou réclamez-le au siège de notre revue.



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

AMIENS 80000
19 RUE GRESSET
TEL 22 91 25 69

ROUEN 76000
19 RUE GAL GIRAUD
TEL 35 88 59 43

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

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

RENNES 35000
12 QUAI DUGUAY TROUIN
TEL 99 30 85 26

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

BREST 29200
151 AV J JAURES
TEL 98 80 24 95

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

ORLEANS 45000
61 RUE DES CARMES
TEL 38 54 33 01

POITIERS 86000
8 PL A LEPETIT
TEL 49 88 04 90

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

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

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

LENS 62300
43 RUE DE LA GARE
TEL 21 28 60 49

LILLE 59800
61 RUE DE PARIS
TEL 20 06 85 52

VALENCIENNES 59300
57 RUE DE PARIS
TEL 27 46 44 23

REIMS 51100
10 RUE GAMBETTA
TEL 26 88 47 55

REIMS 51100
46 AV DE LAON
TEL 26 40 35 20

CHARLEVILLE 08000
1 AV J JAURES
TEL 24 33 00 84

CHALONS/MARNE 51000
2 RUE CHAMORIN
TEL 26 64 28 82

METZ 57000
6 RUE CLOVIS
TEL 87 63 05 18

STRASBOURG 67000
4 RUE DU TRAVAIL
TEL 88 32 86 98

NANCY 54000
133 RUE ST DIZIER
TEL 83 36 67 97

MULHOUSE 68100
Transfert en cours

MONTBELIARD 25200
2A LA CRAY VOUJEAUCOURT
TEL 81 90 24 48

TROYES 10000
6 RUE DE PREIZE
TEL 25 81 49 29

DIJON 21000
2 RUE CH DE VERGENNES
TEL 80 73 13 48

GRENOBLE 38000
3 BD DU MAL JOFFRE
TEL 76 47 58 62

AJACCIO 20000
AV DU MARECHAL JUIN
TEL 95 20 27 38

VALENCE 26000
28 RUE DES ALPES
TEL 75 42 51 40

ST ETIENNE 42000
30 RUE GAMBETTA
TEL 77 21 45 61

MONTPELLIER 34000
46 BD DES ARCEAUX
TEL 67 63 53 27

DISTRIBUE :

