

10/89

وزارة التعليم العالي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

## ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ÉLECTRONIQUE**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# PROJET DE FIN D'ETUDES

### S U J E T

**Étude et Réalisation  
d'une Télécommande à Infrarouge  
et d'un Module de Recherche  
Automatique de Stations**

Proposé par :

D. BERKANI

Etudié par :

M. KACI  
A. OUNIS

Dirigé par :

D: BERKANI

PROMOTION : **JUIN 1989**

## REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Nous tenons à remercier particulièrement monsieur BERKANI D. pour tous les efforts et les sacrifices qu'il n'a à aucun moment ménagés à notre égard.

Nous remercions aussi Monsieur R. AKSAS, chargé de cours à l'ENP pour sa précieuse aide qui a su nous faire profiter de son expérience

Que toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de notre projet de fin d'études puissent trouver ici l'expression de nos sincères remerciements.

SOMMAIRE

PREFACE.

PREMIERE PARTIE: ETUDE DE LA TELECOMMANDE.

INTRODUCTION.

CHAPITRE I: LA TRANSMISSION INFRAROUGE.

- 1\_ NATURE DES RAYONS INFRAROUGES.
- 2\_ PRINCIPE D'EMISSION PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE.
- 3\_ PRINCIPE DE RECEPTION INFRAROUGE.
- 4\_ SCHEMA SYNOPTIQUE D'UNE TELECOMMANDE.

CHAPITRE II: ETUDE DE L'EMETTEUR.

- 1\_ BROCHAGE ET STRUCTURE INTERNE.
- 2\_ PRINCIPE DE LA MODULATION FPM.
- 3\_ CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU CI SL 490.
- 4\_ SCHEMA DE PRINCIPE DE L'EMETTEUR.
- 5\_ REALISATION DU CLAVIER DE L'EMETTEUR.

CHAPITRE III: ETUDE DU RECEPTEUR.

- 1\_ ETAGE PREAMPLIFICATEUR.
  - 1\_ 1 BROCHAGE.
  - 1\_ 2 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES.

- 1\_ 3 SCHEMA DE PRINCIPE DU PREAMPLIFICATEUR.
- 1\_ 4 STRUCTURE DU CIRCUIT CAG.
- 2\_ CIRCUIT DECODEUR.
  - 2\_ 1 BROCHAGE.
  - 2\_ 2 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES.
  - 2\_ 3 STRUCTURES INTERNES DU DECODEUR.
  - 2\_ 4 SCHEMA DE PRINCIPE DU DECODEUR.
- 3\_ CIRCUITS D'INTERFACES.
  - 3\_ 1 BLOC DE CHANGEMENT DE PROGRAMMES TV.
  - 3\_ 2 CIRCUIT D'EXTENSION DES PROGRAMMES TV.
  - 3\_ 3 COMMANDE A DISTANCE DE LA RAS.
  - 3\_ 4 INTERFACAGE DES SORTIES ANALOGIQUES.
    - a\_ COMMANDE DU VOLUME SONORE.
    - b\_ COMMANDE DE LA LUMIERE ET DE LA COULEUR.
  - 3\_ 5 MISE EN VEILLE DU TELEVISEUR.

DEUXIEME PARTIE: ETUDE DU SYSTEME DE RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS TV.

INTRODUCTION.

CHAPITRE I: PRINCIPE DES DIODES A CAPACITE VARIABLE.

CHAPITRE II: PRINCIPE DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE FREQUENCE.

CHAPITRE III: PRINCIPE DE LA RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS.

- 1\_ RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS PAR SYNTHESE DE TENSION.
- 2\_ SCHEMA SYNOPTIQUE DU DISPOSITIF DE RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS.
- 3\_ ETUDE DES DIFFERENTS BLOCS FONCTIONNELS DU DISPOSITIF DE RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS.

3\_ 1 L'HORLOGE INTERNE.

3\_ 2 BLOC GENERATEUR DE LA RAMPE DE TENSION 0-28V.

3\_ 3 BLOC DE RECHERCHE MANUELLE ET REGLAGE FIN.

3\_ 4 CIRCUIT DE RECONNAISSANCE DES EMISSIONS TV.

3\_ 5 CIRCUIT D'ARRET SUR IMAGE.

a\_ ETAGE DE DETECTION.

b\_ ETAGE DE VALIDATION DE LA RAS ET ARRET SUR IMAGE.

3\_ 6 CIRCUIT DE MEMORISATION.

TESTS ET VERIFICATION DES CIRCUITS.

ANNEXE:

I\_ CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS.

II\_ CARACTERISTIQUES DES TRANSDUCTEURS INFRAROUGES.

II\_ 1 CARACTERISTIQUES DES LED INFRAROUGES.

II\_ 2 CARACTERISTIQUE DE LA PHOTODIODE UTILISEE.

III\_ BROCHAGE DES CIRCUITS INTEGRES UTILISES.

BIBLIOGRAPHIE.

## PREFACE

Le présent travail entre dans le cadre des sujets proposés par le laboratoire de télévision du département d'électronique de l'école nationale polytechnique.

Ce travail traite de la conception d'une télécommande infrarouge et d'un système de recherche automatique de stations et leur implantation sur le téléviseur couleur 66 CT 4 de la production nationale.

Ce sujet a été déjà proposé sous une autre forme séparant la télécommande de la recherche automatique mais sa reprise a été souhaitée en vue d'une amélioration des performances.

Une première partie de ce travail a été consacrée à l'étude de la télécommande infrarouge, à savoir : l'émission, l'amplification, la réception et l'interfaçage avec téléviseur.

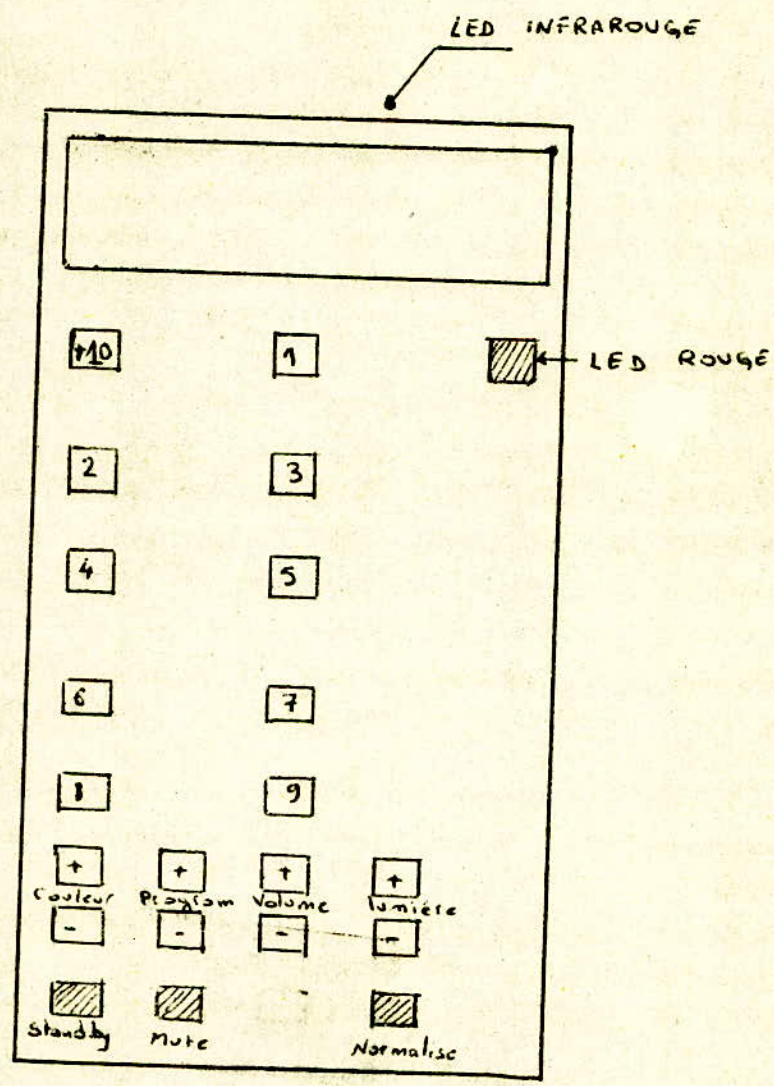
Une seconde partie a été consacrée à l'étude du dispositif de recherche automatique de stations, de l'accord manuel, du réglage fin, de la mémorisation des stations sélectionnées ainsi que l'affichage de la bande balayée et du programme sélectionné.

PREMIERE PARTIE  
ETUDE DE LA TELECOMMANDE

Le cahier des charges imposé dans la réalisation de la télécommande infrarouge comprend les fonctions suivantes:

- \_ Sélection des programmes par choix direct ou séquentiel;
- \_ Affichage du programme retenu;
- \_ Réglage du volume sonore par augmentation ou diminution (UP/DOWN);
- \_ Réglage de la luminosité par augmentation ou diminution (UP/DOWN);
- \_ Réglage de la saturation couleur par augmentation ou diminution (UP/DOWN);
- \_ Rappel des fonctions analogiques à une valeur de référence;
- \_ Mise en veille et remise en marche du téléviseur (fonction stand by);
- \_ Commande de la recherche automatique de stations.

Ainsi, la configuration du boîtier émetteur de la télécommande infrarouge sera comme suit: Remarquons que cette configuration a été choisie pour donner le maximum de confort à l'utilisateur.



Configuration du boîtier émetteur de la télécommande



## CHAPITRE I: LA TRANSMISSION INFRAROUGE

Parmi les différents moyens de contrôle des équipements audio ou vidéo, la liaison par infrarouge est la solution la plus intéressante. Pour des portées de quelques mètres, elle constitue le système de commande le plus fiable.

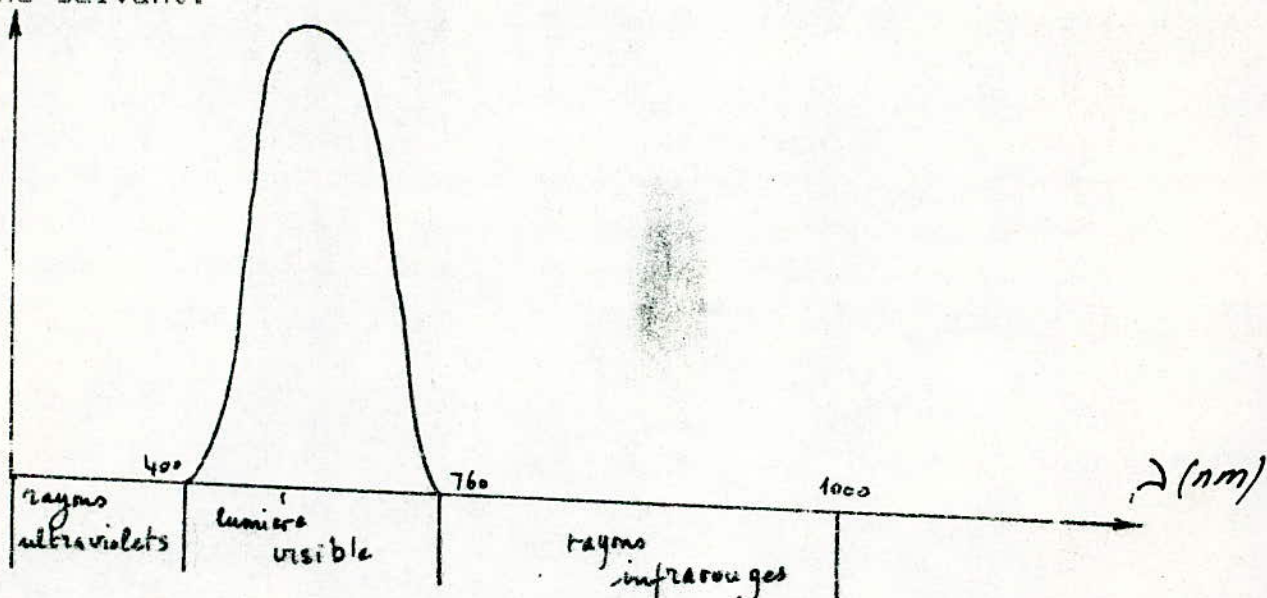
Ses avantages sont nombreux:

- Il n'y a pas de support matériel;
- Puissance d'émission et de réception relativement faible pour une portée non négligeable;
- Vitesse de transmission élevée;
- Les diodes d'émission et de réception sont peu encombrantes et peu coûteuses;
- De plus comparée aux autres solutions, les rayons infrarouges sont peu sujets aux perturbations.

### 1\_ NATURE DES RAYONS INFRAROUGES:

Les rayons infrarouges sont de même nature que la lumière visible mais dont la longueur d'onde est supérieure à celle du rouge visible (760 nm).

La sensibilité de l'œil humain est représentée par le graphe suivant:



## **2\_ PRINCIPE D'EMMISSION PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE:**

Le principe d'émission d'un rayonnement infrarouge est basé sur l'utilisation d'une diode électroluminescente d'un type particulier.

La diode utilisée est un dispositif optoélectronique réalisé, généralement à partir d'Arseniure de Gallium (GaAs); c'est donc un composant semiconducteur à jonction PN qui, polarisé en direct, produit un rayonnement infrarouge; l'intensité de ce rayonnement est fonction du courant qui traverse la diode.

## **3\_ PRINCIPE DE RECEPTION INFRAROUGE:**

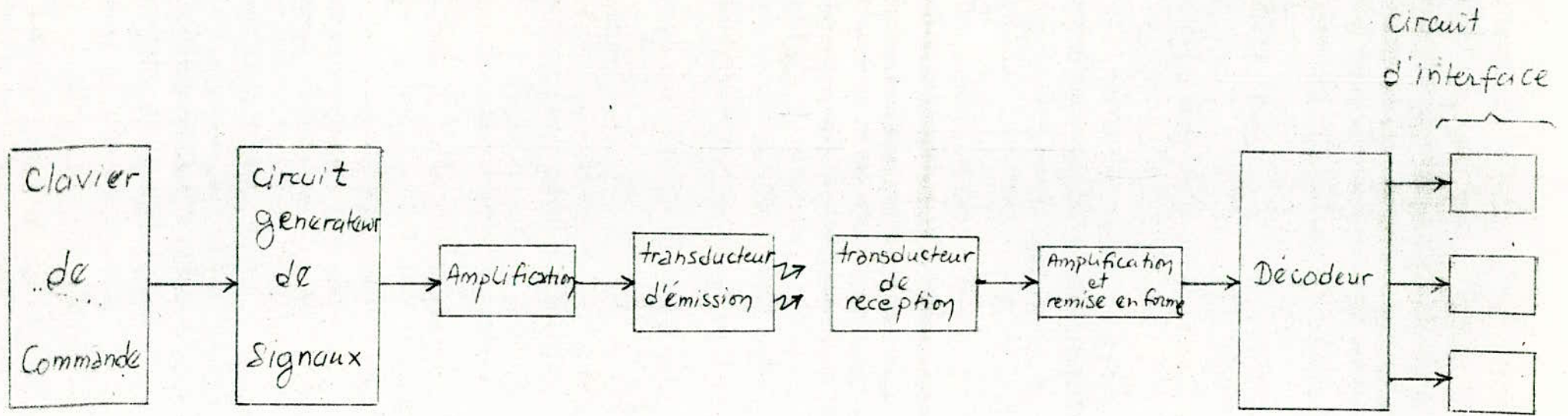
En ce qui concerne la réception, on utilise généralement une photodiode au silicium, en technologie planar, dont le courant inverse est proportionnel à l'éclairement pour une réponse spectrale centrée sur la longueur d'onde d'environ 950 nm.

Un filtre optique, incorporé au boîtier de la photodiode permet d'éliminer les rayonnements inférieurs à 800nm.

## **4\_ SCHEMA SYNOPTIQUE D'UNE TELECOMMANDE:**

Le schéma synoptique d'une télécommande infrarouge est représenté ci-dessous.

Les informations issues du clavier de commande suite à la pression d'une des touches, sont prises en compte par un circuit générateur de signaux; celui-ci délivre à sa sortie des informations numériques sous forme d'un code série. Après amplification, le message passe en série à travers un transducteur d'émission qui fournit un rayonnement infrarouge porteur d'information. Ce rayonnement infrarouge est capté par un transducteur de réception, cependant l'amplitude engendrée par celui-ci est très faible (quelques nanoampères). Un amplificateur aura donc pour rôle de ramener ce signal à un niveau tel qu'il puisse être traité par le décodeur. Enfin, suivant le code reçu, le décodeur pourra piloter les circuits d'interface permettant la commande des différentes fonctions du téléviseur.



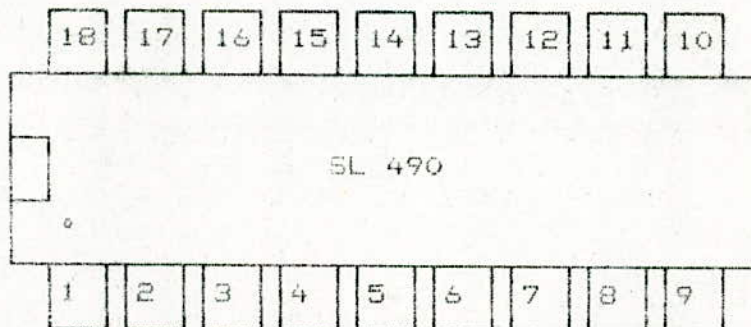
Schema Synoptique d'une telecommande infrarouge

## CHAPITRE II: ETUDE DE L'EMETTEUR

L'émetteur de la télécommande infrarouge a été réalisé à base du circuit intégré SL 490 et ce pour ses performances remarquables, ses avantages multiples ainsi que son rapport Qualité-Prix.

### 1\_ BROCHAGE ET STRUCTURE INTERNE:

Le CI SL490 est un circuit intégré en boîtier dual in line 18 broches qui regroupe toutes les fonctions d'émission. Son brochage est le suivant:



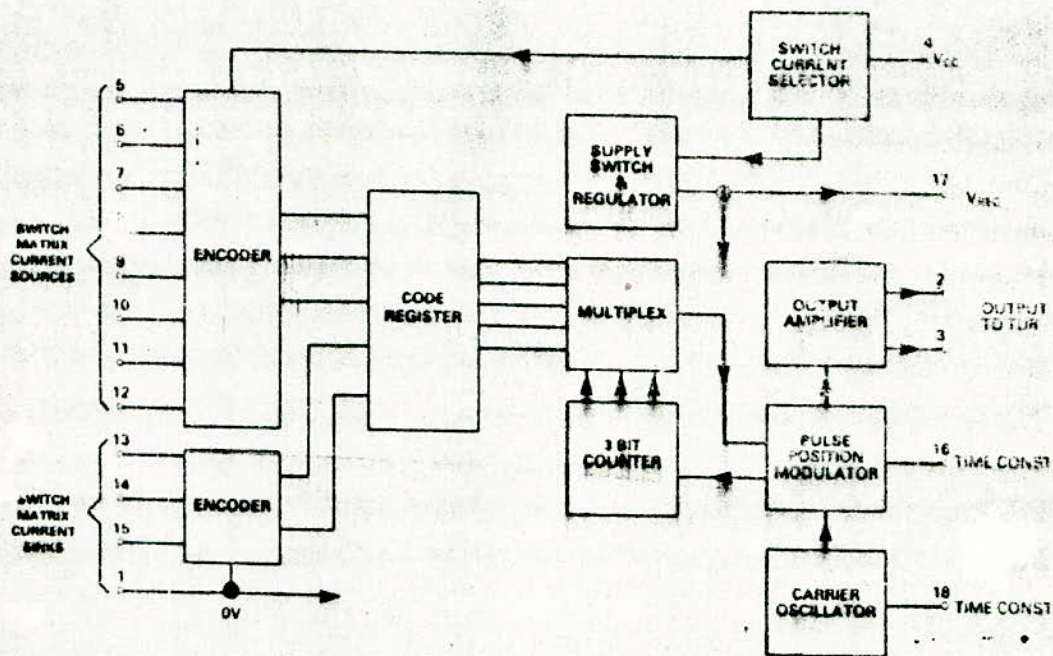
Numéro de broche	Désignation
1	GND et XXX00
2	Transducteur de sortie
3	Transducteur de sortie
4	Vcc
5	000XX
6	001XX
7	010XX
8	011XX
9	100XX
10	101XX
11	110XX
12	111XX
13	XXX11
14	XXX10
15	XXX01
16	Cte de temps PPM
17	Vrég
18	Cte de temps de la fréquence porteuse

Entrées  
Ligne

Entrées  
Colonne

Le CI SL490 est capable de générer 32 codes de 5 bits à modulation PPM émis deux fois de suite pour la sécurité de transmission ; il travaille avec une porteuse réglable de 0 HZ (pas de porteuse) à 200 KHZ ce qui permet d'obtenir une meilleure sécurité de fonctionnement . Le CI SL490 contient un circuit anti-rebond , de plus sa consommation au repos est très faible ( 10  $\mu$ A ).

La structure interne du CI SL490 est représentée ci-dessous.



Un clavier matriciel monté en 8 fois 4 est connecté aux entrées LIGNE et COLONNE ce qui correspond à 11 bits d'entrée. Ce mot de 11 bits est codé par un double encodeur dont l'un prend en charge les huit premiers, le second les trois derniers.

Une fois codés sous la forme d'un mot de 5 bits, les différents codes sont transformés en mode sériel codé PPM.

En effet, le multiplexeur et son compteur 3 bits assurent la conversion parallèle-série; d'autre part, à chaque fois qu'une des touches du clavier est appuyée, le modulateur PPM génère une impulsion positive qui sera appliquée simultanément à l'entrée de l'amplificateur et au compteur 3 bits, celui-ci commande le multiplexeur pour faire aiguiller le premier bit du registre vers le modulateur PPM. Selon la valeur binaire de ce bit, le modulateur PPM génère une autre impulsion positive espacée de la première d'un temps  $t_0$  ou  $t_1$ . Cette deuxième impulsion est appliquée encore une fois à l'amplificateur de sortie et au compteur 3 bits, celui-ci s'incrémente de un pas et l'opération continue jusqu'au cinquième bit. Après quoi, le modulateur PPM génère une impulsion positive avec un retard  $t_g$  indiquant ainsi la fin du mot code. Le CI SL490 émet continuellement ce mot de 5 bits aussi longtemps que la touche du clavier est appuyée.

L'oscillateur interne avec sa constante de temps RC permet d'obtenir une fréquence porteuse qui varie de 0 HZ jusqu'à 200 KHZ, L'utilisation d'un quartz n'étant pas nécessaire.

Quand aucune des touches n'est utilisée, la consommation des organes électriques se trouve totalement coupée à l'exception de l'encodeur (10 $\mu$ A). Ceci permet d'éviter une consommation trop importante en cas de non utilisation prolongée. Bien sûr, si une des touches est actionnée, l'ensemble se remet en service.

## 2. PRINCE DE LA MODULATION PPM:

La modulation PPM est certainement l'une des plus intéressantes lorsque l'information à transmettre est du type logique, ce type de modulation donne en effet, une excellente immunité aux bruits et aux échos parasites. Le principe du PPM est de réaliser un code reposant sur une différence de temps entre chacune des composantes binaires (0,1).

Dans le cas du SL490, les mots binaires étant codés de 5 bits, des impulsions positives sont transmises et leurs valeurs binaires sont déterminées par le temps séparant ces impulsions.

Ainsi, un 1 est déterminé par une coupure des impulsions positives durant un temps  $t_1$  et un 0 durant un temps  $t_0$ .

La valeur de  $t_0$  dépend du réseau R1 C2 connecté à la broche 16 et ceci conformément à la relation suivante:

$$t_0 = 1,4 \cdot R1 \cdot C2 \quad (\text{sec})$$

D'autre part, l'émetteur SL490 maintient un rapport constant entre les différents intervalles de temps  $t_0, t_1$  et  $t_g$ , il est respectivement de 2:3:6.

$$\text{Ainsi, } t_1 = 0,95 \cdot R1 \cdot C2 \quad \text{et} \quad t_g = 2,8 \cdot R1 \cdot C2$$

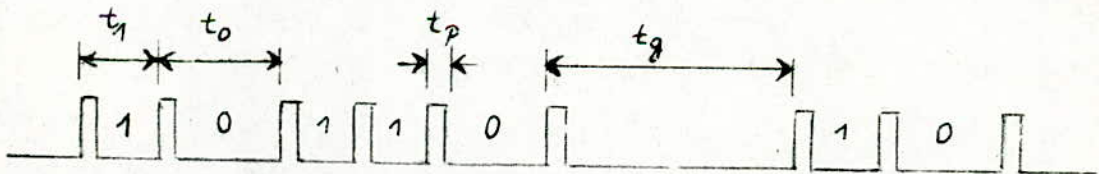
Le codage PPM permet une transmission impulsionnelle (ne nécessitant pas de fréquence porteuse) ou encore avec porteuse.

La valeur de la fréquence porteuse est déterminée par la relation suivante:

$$F_p = \frac{1}{R2 \cdot C1} \quad (\text{HZ})$$

$C1$  étant la capacité d'un condensateur qui se placerait entre les broches 17 et 18. Dans notre cas d'utilisation, la transmission avec porteuse n'est pas nécessaire.

Exemple: Configuration du mot binaire 10110 codé PPM



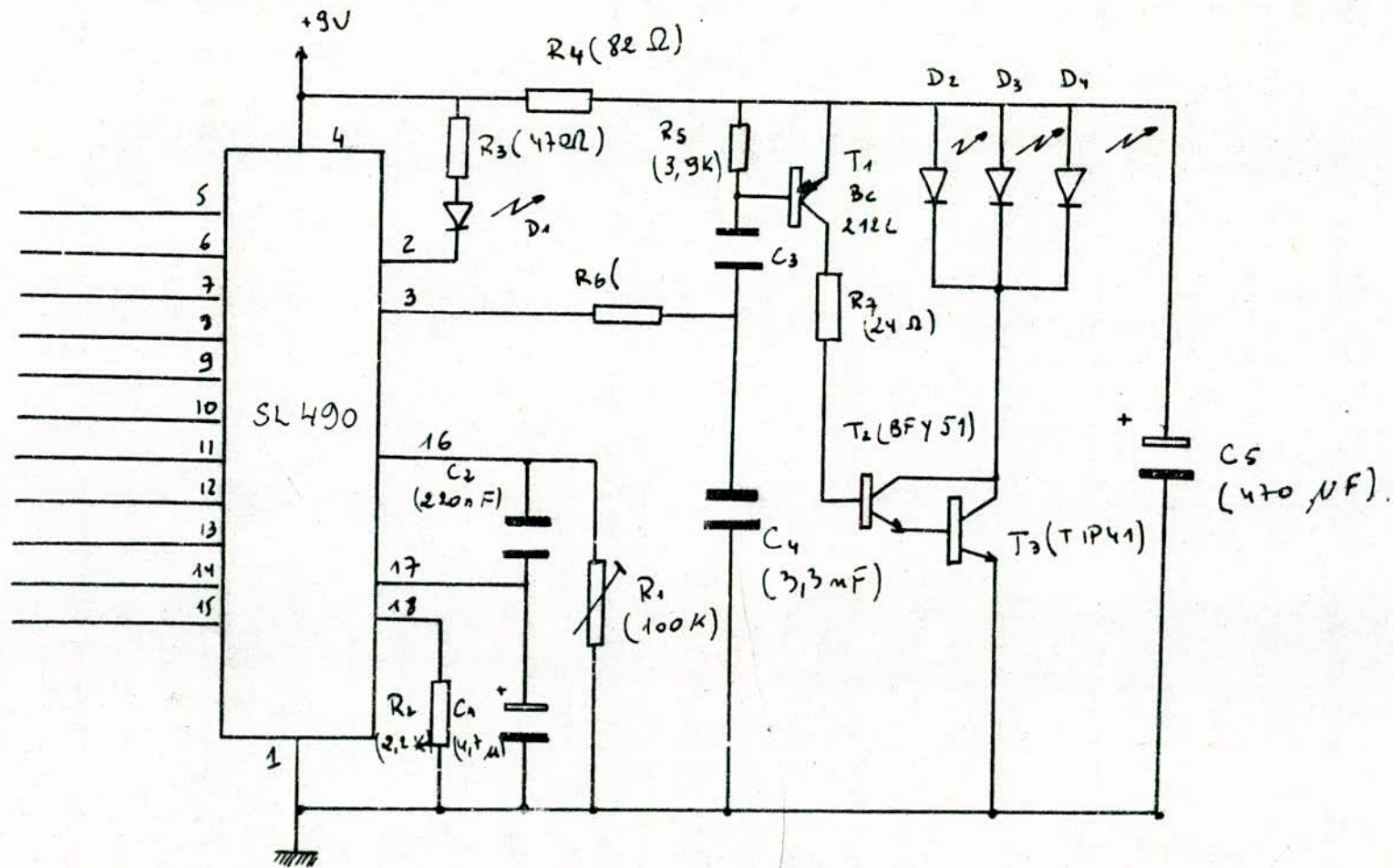


### 3\_ CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU CI SL490 :

Le tableau suivant donne les principales caractéristiques du circuit intégré SL490.

Characteristic	Pin	Value			Unit	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Supply current	4,7 4		6.0 $5.0 + 3 I_D$	10.0	mA mA	$V_{CC} = 5.0V, I_{DIODE} = 1.0\mu A$ $V_{CC} = 4.5V, I_{DIODE} = 1.5mA$
Low voltage supply (external)	4,7(+ve), 13, 14(-ve)	4.5		9.0	V	Input and output $V_{CC}$ commoned input and output ground commoned
High voltage supply (external)	4,7(+ve), 12(-ve)	9.0		18.0	V	Input and output $V_{CC}$ commoned, input and output ground at internal regulated voltage
Internal regulated voltage	13(wrt 7)		-6.4		V	V Pin 7 (+) to V Pin 12(-) = +16V
Voltage between input and output $V_{CC}$	4,7			1.5	V	At room temperature
Minimum sensitivity of differential input	1,16		5.0		nA	For 4V output $I_{DIODE} = 1.0\mu A$
Common mode rejection	1,16		35.0		dB	
Maximum signal input	1,16		4.0		mA(peak)	
AGC range			68.0		dB	
Output and stretch output pull-up resistance (internal)	9,11		55.0		k $\Omega$	At 25°C

### 4\_ SCHEMA DE PRINCIPE DE L'EMETTEUR :



Le code PPM issu de la broche 3 du CI SL490 est transmis à la base du transistor à travers une liaison capacitive.

Le transistor T1 étant monté en émetteur commun donc inverseur, on retrouve sur son collecteur le code PPM préamplifié mais de polarité inverse. Ce signal attaque un montage DARLINGTON, ce qui donne au signal une puissance importante. L'étage de sortie peut fournir des courants impulsionnels importants. Ce qui donne au signal infrarouge une puissance remarquable.

Pour privilégier la puissance, les trois LED infrarouges sont disposées en parallèle et non en série, celles ci sont du type RS 635-296 dont les caractéristiques sont représentées en annexe. Remarquons que ces trois LED infrarouges n'ont rien à craindre des courants auxquelles elles sont soumise puisque ceux-ci ne sont que très brefs.

Le condensateur électrolytique C5 de 470  $\mu$ F joue le rôle de réservoir tampon; en effet, c'est le condensateur C5 qui fournit les crêtes de courants de l'ordre de 1A. D'autre part, il sert à découpler la batterie d'alimentation vu les fortes intensités impulsionnelles mises en jeu.

Concernant le réseau R1, R2, C1 et C2, celui-ci est propre au CI SL490; leurs valeurs respectives sont typiquement de: 100 K $\Omega$ , 2,2 K $\Omega$ , 4,7  $\mu$ F et 220 nF. Rappelons que la résistance variable R1 permet d'ajuster l'horloge interne du modulateur PPM qui commande la largeur des impulsions ainsi que la vitesse de répétition du code PPM; la résistance variable R1 permet ainsi de régler le temps pour que les sorties analogiques du circuit récepteur passent de la valeur la plus petite jusqu'à leur valeur maximale.

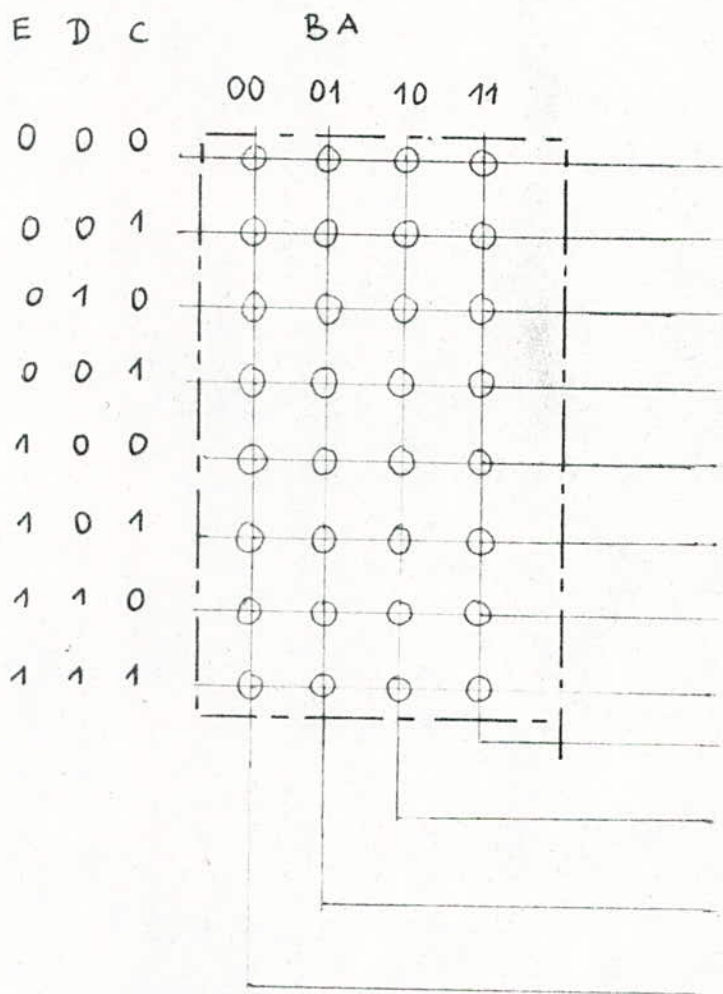
Le condensateur C1 connecté à la broche 17 est utilisé pour découpler la tension régulée utilisée par le réseau R1 C2.

En fin, la LED rouge connectée à la broche 2 indique qu'une des touches du clavier a été appuyée; sa résistance de protection R3 est typiquement de 470  $\Omega$  vue qu'elle est alimentée sous 9V.

##### 5. REALISATION DU CLAVIER DE COMMANDE:

Le clavier matriciel utilisé pour la commande de l'émetteur SL490 doit être du type 8 fois 4 pouvant ainsi réaliser 32 commandes.

La configuration d'un tel clavier est la suivante:



## CHAPITRE III: ETUDE DU RECEPTEUR

Le rayonnement infrarouge émis par les trois LED infrarouges de l'émetteur est récupéré par une photodiode qui rappelons le a la particularité de devenir passante en présence d'un signal infrarouge; cependant l'amplitude engendrée par celui-ci est largement insuffisante pour être utilisée telle quelle ( quelques nanoampères ). Un préamplificateur aura donc pour charge de ramener ce signal à un niveau tel qu'il puisse être traité et que le rapport signal sur bruit ( S/N ) soit élevé.

Ainsi donc, deux sous ensembles principaux sont utilisés dans le traitement du signal infrarouge reçu: un préamplificateur infrarouge et le récepteur proprement dit.

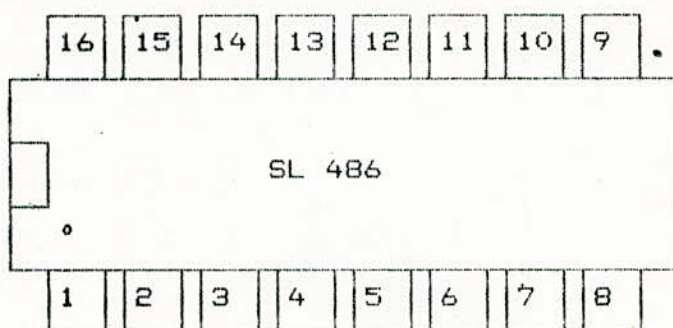
### 1\_ ETAGE PREAMPLIFICATEUR:

Respectant les exigences du cahier des charges qui impose une portée acceptable à la télécommande, notre choix s'est arrêté sur le CI SL486 et ce pour ses grandes performances et ses avantages multiples.

En effet, le remplacement du CI SL486 par un équivalent transistorisé risque de diminuer la portée de la télécommande: le CI SL486 est un amplificateur à gain élevé avec sortie à faible bruit, filtrage et remise en forme qui ne nécessite à son entrée qu'une très faible proportion de rayonnement infrarouge; de plus il présente une entrée différentielle et possède une commande automatique de gain qui permet d'opérer dans des milieux bruyants. D'autre part, il possède un circuit de régulation qui offre une large gamme de tension d'alimentation avec des performances acceptables.

#### 1\_1 BROCHAGE:

Le brochage du CI SL486 est le suivant:



Numéro de broche	Désignation
1	DIODE CATHODE
2	GYRATEUR C2
3	GYRATEUR C1
4	ENTREE Vcc
5	2 <sup>nd</sup> étage découplée
6	4 <sup>ème</sup> étage découplée
7	Sortie Vcc
8	CAG Decouplée
9	Sortie
10	entrée extension
11	Sortie extension
12	entrée régulateur
13	Masse d'entrée
14	Masse de Sortie
15	1 <sup>er</sup> étage decouplé
16	Diode Anode

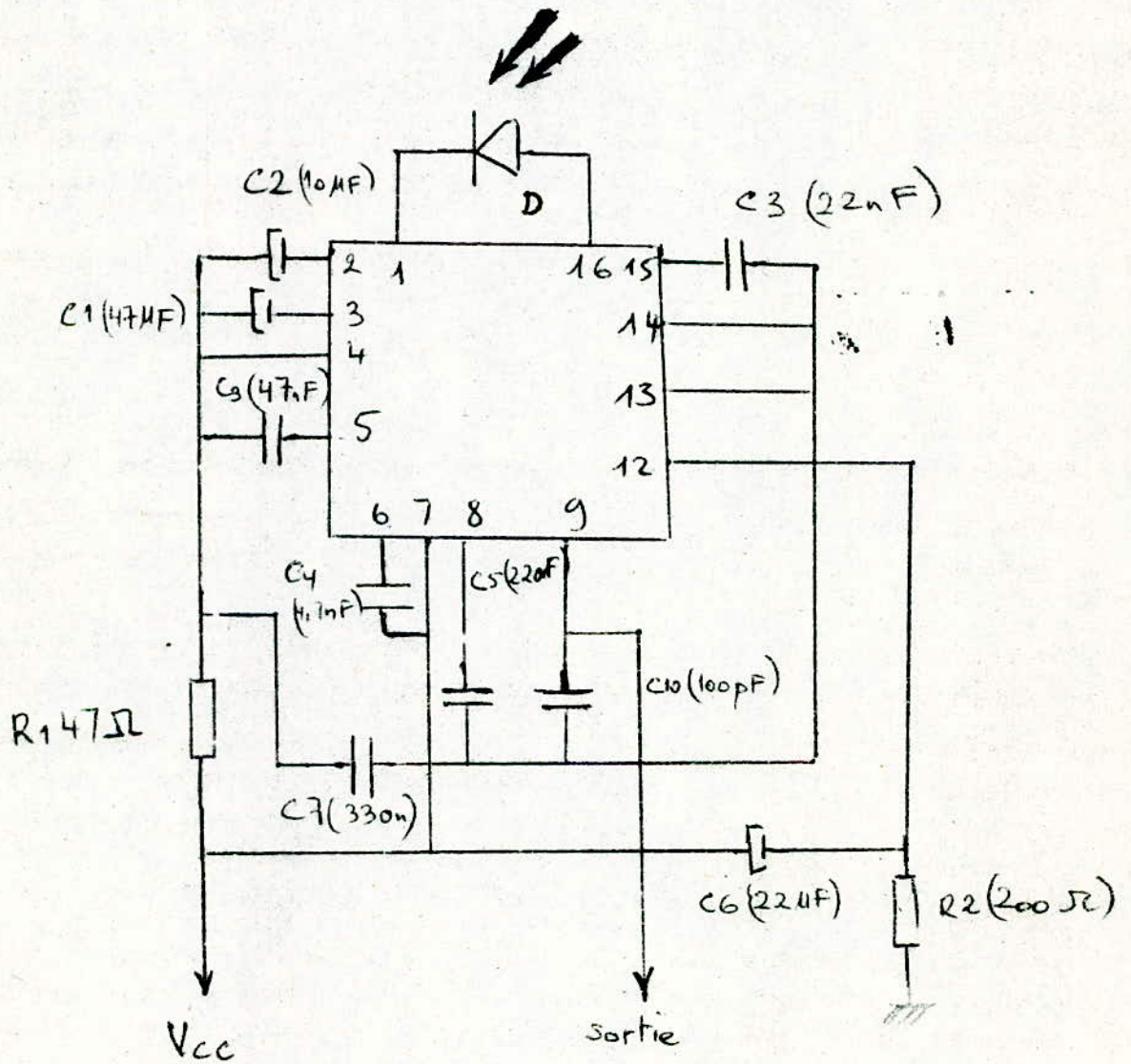
1\_2 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES:

Le tableau suivant indique les principales caractéristiques électriques du circuit intégré SL486:

**Electrical characteristics** Test conditions (unless otherwise stated)  $T_{AMB} = 25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{CC} = +4.5\text{V to } +7.0\text{V}$

Characteristic	Pin	Conditions	Value			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Supply current (See note 1)	4.7	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ , $I_{DIODE} = 1.0\mu\text{A}$ pins 13 & 14 ground		65	90	mA
	4		$V_{CC} = 4.5\text{V}$ , $I_{DIODE} \leq 1.5\text{mA}$	$35 + 3xI_D$	$42 + 3xI_D$	
	4.7	$V_{CC} = 18\text{V}$ , $I_{DIODE} = 1.0\mu\text{A}$ pin 12 ground		85	10	mA
Low voltage supply (external)	4.7(+ve), 13,14(-ve)	Input and output $V_{CC}$ commoned, input and output ground commoned	4.5		9.5	V
High voltage supply (external)	4.7(+ve), 12(-ve)	Input and output $V_{CC}$ commoned, input and output ground at internal regulated voltage	8.4		18.0	V
Internal regulated voltage	13(wrt 7)	$V_{pin 7 (+)} - V_{pin 12 (-)} = +16\text{V}$	5.9	6.2	6.5	-V
Voltage between input and output $V_{CC}$	4.7	At room temperature			1.5	V
		At $70^{\circ}\text{C}$			1.1	V
Minimum sensitivity of differential input	1.16	$I_{DIODE} = 1.0\mu\text{A}$	9.0		23.0	mA
		$I_{DIODE} = 100\mu\text{A}$	74.0		185	mA
		$I_{DIODE} = 0.5\text{mA}$	168.0		420	mA
Common mode rejection	1.16			35.0	dB	
Maximum signal input	1.16		3.0	4.0	mA (peak)	
AGC range				68.0	dB	
Output and stretch output pull-up resistance (internal)	9.11	At $25^{\circ}\text{C}$		55.0	mA	
Stretch output pulse width ( $T_p$ )	11	Capacitance pin 9 to pin 10 = $10\text{nF}$ .		2.4		ms
		$T_p = R_x C_{in} \left\{ \frac{15}{V_{CC}} \right\}$				
$T_{CC}$ -efficient on $R_x$		Where $R_x = 200\text{k}\Omega \pm 25\%$ (internal resistance)		0.7		$^{\circ}\text{C}$
Output low	9	0.2mA sink max			Output ground +0.35	V
Output high	9	$5\mu\text{A}$ source	Output $V_{CC} - 0.5$			V
Stretch output low	11	1.6mA sink max			Output ground +0.5	V
Stretch output high	11	Output open circuit $5\mu\text{A}$ source	Output $V_{CC} - 0.1$			V
Supply rejection, input $V_{CC}$	4	Ripple amplitude at 100Hz, pin 12 ground		1.5		V(peak)
		Ripple amplitude at 100Hz, pins 13 and 14 ground		0.8		V(peak)

1\_3 SCHEMA DE PRINCIPE DU PREAMPLIFICATEUR:





La photodiode utilisée pour la réception du rayonnement infrarouge est connectée aux broches 1 et 16 ; le CI SL486 possède une entrée différentielle qui assure une bonne immunité aux bruits et une amélioration de la stabilité; en effet, une telle configuration permet de rejeter les signaux communs aux deux entrées et réduit la sensibilité aux différents bruits.

La photodiode D est du type RS 635-303 , celle-ci est adaptée à la LED infrarouge RS 635-296 utilisée à l'émission.

Les différentes caractéristiques de la photodiode RS 635-303 sont représentées en annexe.

Les nombreux condensateurs utilisés dans le schéma du préamplificateur et qui sont nécessaire au bon fonctionnement de celui-ci ont pour rôle : découplage et filtrage . Filtrage pour les condensateurs C1 et C2 connectés aux broches 2 et 3, la valeur de C1 et C2 est choisie de façon à produire une fréquence de coupure basse en dessous de 2 KHZ , ainsi C1 = 47  $\mu$ F et C2 = 10  $\mu$ F.

Les condensateurs C3 , C4 et C9 connectés aux broches 5 , 6 et 15 sont utilisés pour le découplage , la valeur de ces trois condensateurs a été choisie pour produire une fréquence de coupure basse de 2 KHZ , ainsi C3 = 47 nF , C4 = 4,7 nF et C9 = 22 nF .

Le condensateur C5 connecté à la broche 8 filtre la tension de CAG , la valeur de celui-ci a été fixée à 220 nF.

Le condensateur C10 connecté à la broche 9 permet d'avoir un filtrage additionnel, ainsi les impulsions parasites qui se seraient retrouvés à la sortie seront immédiatement éliminés.

Concernant le condensateur C7 , celui-ci a pour rôle de maintenir aux hautes fréquences, une certaine impédance entre les broches 4 et 12 .

La résistance R2 quant à elle , permet de rejeter les hautes fréquences de la tension d'alimentation. Pour une alimentation de 16 V , celle-ci aura une valeur typique de 200  $\Omega$  .

#### 1\_4 STRUCTURE DU CIRCUIT CAG:

La sortie du dernier étage d'amplification du CI SL486 est suivie d'un détecteur de crête permettant ainsi d'assurer un niveau de commande de la CAG ( voire en annexe le schéma bloc ) .

La commande de gain s'effectue en courant et celui-ci est filtré par le condensateur connecté entre la broche 8 et le zéro électrique ; tous les étages précédents reçoivent l'information de commande de gain.

Le niveau de commande de la CAG présente une caractéristique performante, tel que : attaque rapide et retour lent ; de cette manière , dès que les impulsions infrarouges sont détectées la CAG rentre en action en réduisant le gain à la valeur juste nécessaire de sorte que tout bruit faible qui a été réceptionné avec le signal utile sera rejeté.

Cette technique assure le meilleur rapport signal sur bruit ( S/B ) et permet au système de réception d'opérer dans des environnements bruyants.

L'évolution lente de la CAG garde donc un niveau constant et intacte durant toute la phase de la réception ; cette même caractéristique produit un retard avant que toute réception de bruit ne soit présente à la sortie et ceci quand toute transmission cesse.

Le signal de sortie , disponible à la broche 9 du circuit est une représentation exacte de l'impulsion infrarouge appliquée à l'entrée.

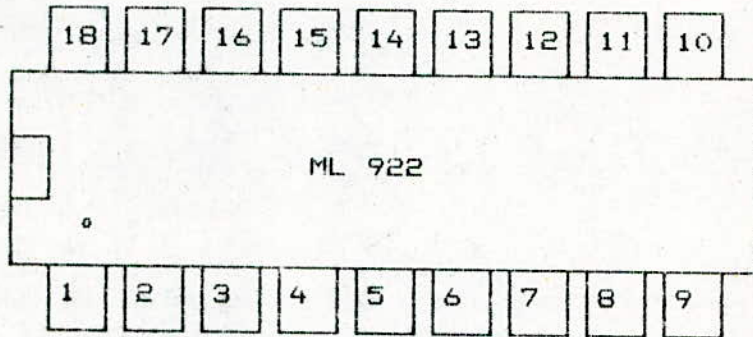
## 2\_ CIRCUIT DECODEUR :

Une fois le rayonnement infrarouge récupéré par la photodiode , filtré , amplifié et remis en forme par le préamplificateur , le sériel PPM attaque l'entrée du récepteur décodeur ; ce dernier est un CI ML922 , c'est un circuit en boîtier dual in line 18 broches compatible avec l'émetteur SL490 et qui regroupe toutes les fonctions de réception à savoir :

- \_ SELECTION DE 10 MEMOIRES PROGRAMMES ;
- \_ REGLAGE DE 3 FONCTIONS ANALOGIQUES ;
- \_ RAPPEL DES FONCTIONS ANALOGIQUES A UNE VALEUR DE REFERENCE ;
- \_ MISE EN VEILLE DE L'APPAREIL ( STAND BY ) .

### 9\_1 BROCHAGE :

Le brochage du CI ML922 est le suivant :



NUMERO DE BROCHE	DESIGNATION
1	référence D/A
2	sortie analogique Couleur
3	GND
4	Vss
5	Incrémentation programme
6	Constante de temps de l'oscillateur
7	Entrée PRM
8	Mise en marche
9	Sortie AFC
10	temps de réinitialisation
11	constante de temps de l'incrémentatio
12	A
13	B
14	C
15	D
16	Sortie analogique volume
17	Toggle
18	Sortie analogique couleur

## 2\_2 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES:

Le tableau suivant donne les principales caractéristiques électriques du CI ML922 :

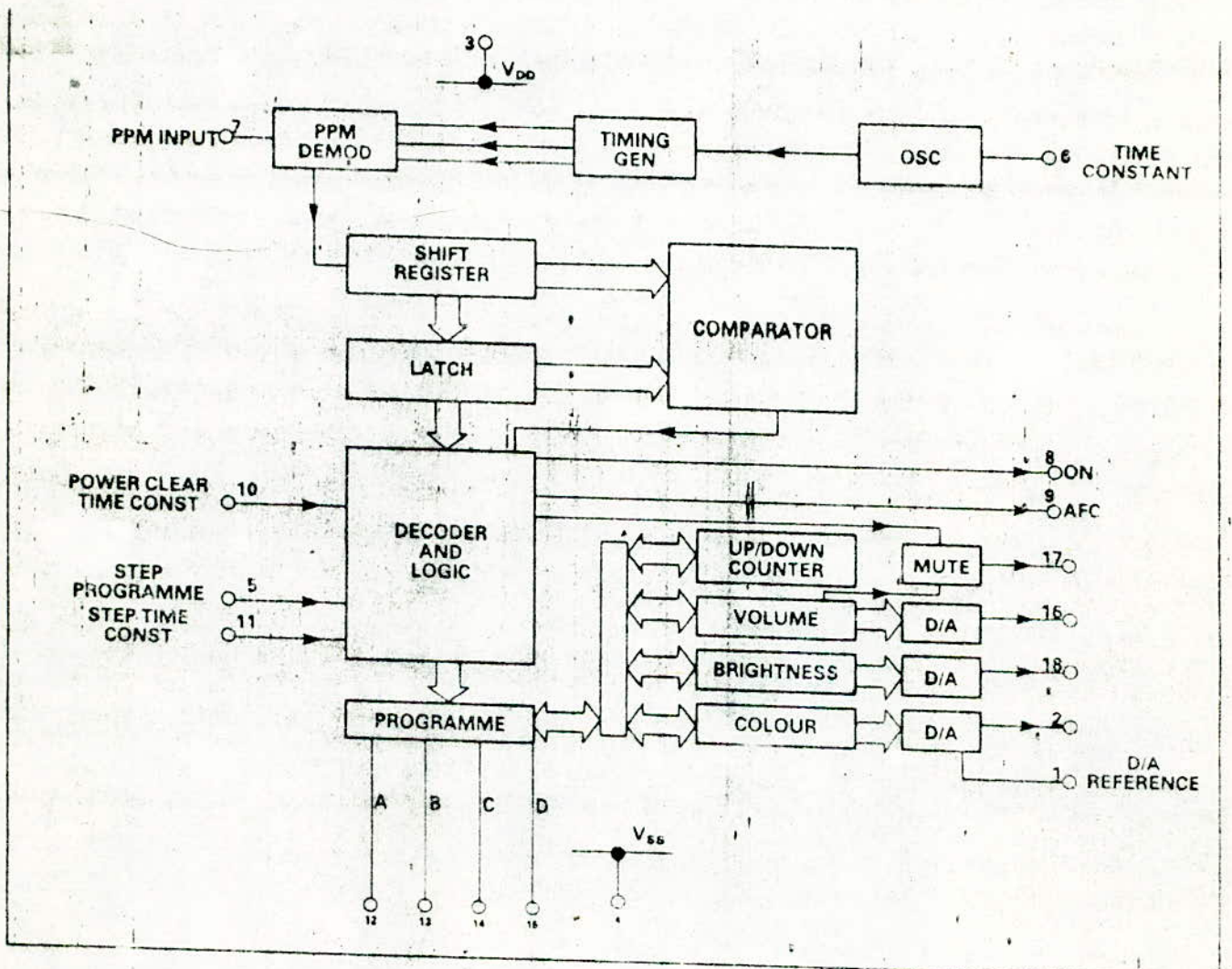
Electrical characteristics Test conditions (unless otherwise stated)  $V_{SS} = 0V$ ,  $V_{DD} = -16V$ ,  $T_{amb} = +25^{\circ}C$

Characteristic	Pin	Conditions	Value			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Supply voltage	3		-14		-18	V
Supply current	3			8	14	mA
Input logic level high low	5		-1 $V_{DD}$		0 $V_{DD} + 3.5$	V V
Output logic level high low	8, 9, 12-15, 17	50k to $V_{DD}$ 50k to $V_{DD}$	-1 $V_{DD}$		0 $V_{DD} + 0.5$	V V
Analogue output current range	2, 16, 18	3.9 to $V_{DD}$	0		$\frac{31}{8}$	$I_{ref}$
Analogue step size	2, 16, 18	$V_{out} < V_{DD} + 5V$	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$I_{ref}$
D/A reference, $I_{REF}$	1	33k to $V_{DD}$	-250	-345	-455	$\mu A$
Oscillator timing	6	$C = 22n$ , $R = 100k$ see note 1		3		kHz
Power clear time constant	10	$C = 4.7\mu$ , $R = 100k$		400		ms
Step time constant	11	$C = 470n$ , $R = 3.3M$		2		s
PPM input level high	7		-1		0	V
PPM input level low	7		$V_{DD}$		-6	V
PPM input pulse width	7		1		$22T_{OSC}$	$\mu s$

Note 1.  $R_{OSC}$  (pin 6) is 56k-156k $\Omega$   $f_{osc} = \frac{1}{0.15CR} \pm 20\%$

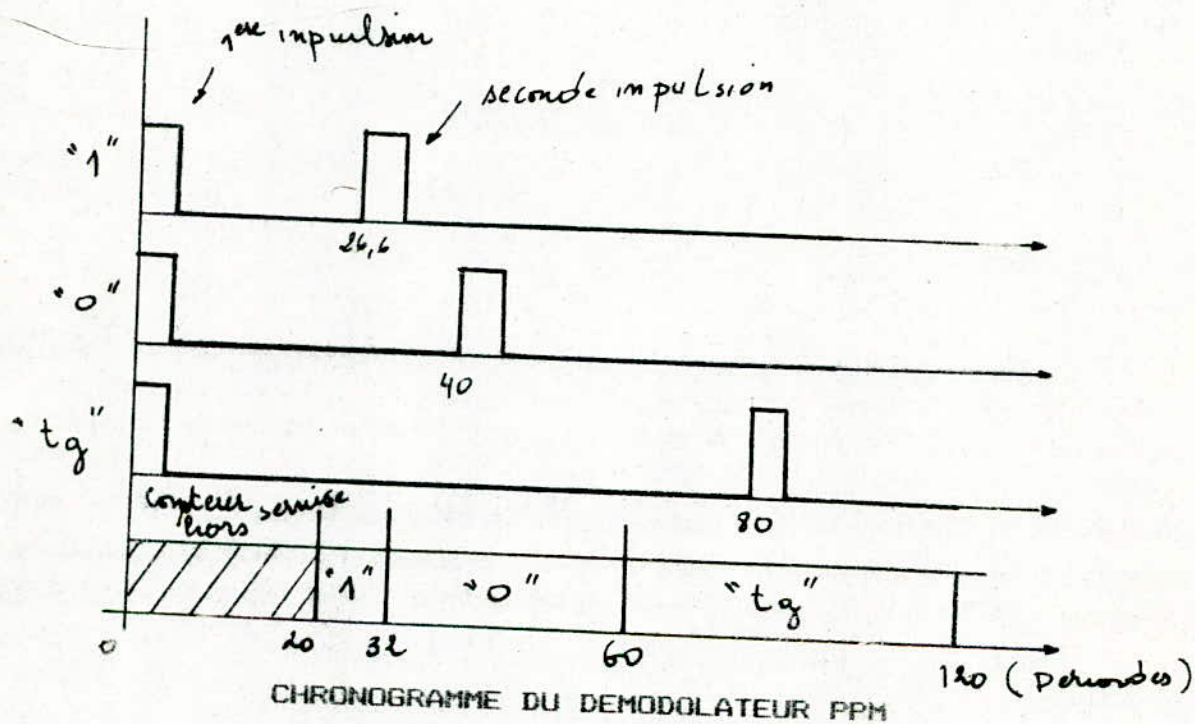
### 2\_3 STRUCTURE INTERNE DU DECODEUR:

La structure interne du décodeur ML922 est donnée ci-dessous:



Le sériel PPM reçu à l'entrée du ML922 est démodulé à la fréquence de l'oscillateur interne et envoyé vers un convertisseur série-parallèle 5 bits, ce qui constitue l'inverse rigoureusement exact du traitement infligé au code lors de l'émission.

En effet, toutes les fois qu'une impulsion est reçue, un compteur interne au démodulateur est remis à zéro. Ce démodulateur délimite des intervalles temporels pour les impulsions suivantes et ce conformément à la figure ci-dessous.



Pour un décodage correcte de l'information modulée PPM, chaque impulsion correspondant à un 0 ou un 1 dans le code PPM devra se situer à l'intérieur du fenêtrage correspondant. Ceci est réalisé par la synchronisation de l'oscillateur interne du décodeur de telle sorte que 40 périodes de celui-ci soient égales à l'intervalle de temps correspondant au 0 dans le code PPM ; ceci place l'impulsion correspondant au 0 approximativement au centre du fenêtrage correspondant au 0 ; d'où une certaine tolérance dans le cas d'une dérive des oscillateurs internes de l'émetteur et du décodeur.

Après réception de la première impulsion PPM, le compteur est donc remis à zéro, d'autre part, celui-ci est mis hors service pendant 20 périodes de l'oscillateur interne refusant ainsi toutes les impulsions qui se présenteraient à son entrée. Ceci permet en effet, de réduire la possibilité que les impulsions échos ne perturbent la transmission.

Si une seconde impulsion est reçue après que le compteur ait atteint 20 périodes, une logique interne examine l'intervalle de temps entre la première impulsion et la seconde ensuite assigne la valeur binaire 1 ou 0 à l'impulsion codée PPM.

A la réception de la deuxième impulsion, le compteur interne est remis à zéro en suite reprend la même procédure jusqu'à la réception d'un intervalle  $t_g$  qui définit la fin du mot code.

Après avoir vérifié que 6 impulsions ont été reçues, le mot sériel de 5 bits est converti en parallèle puis mémorisé par un latch. Le récepteur garde en mémoire ce code jusqu'à la réception d'un autre mot code après quoi, une comparaison est faite.

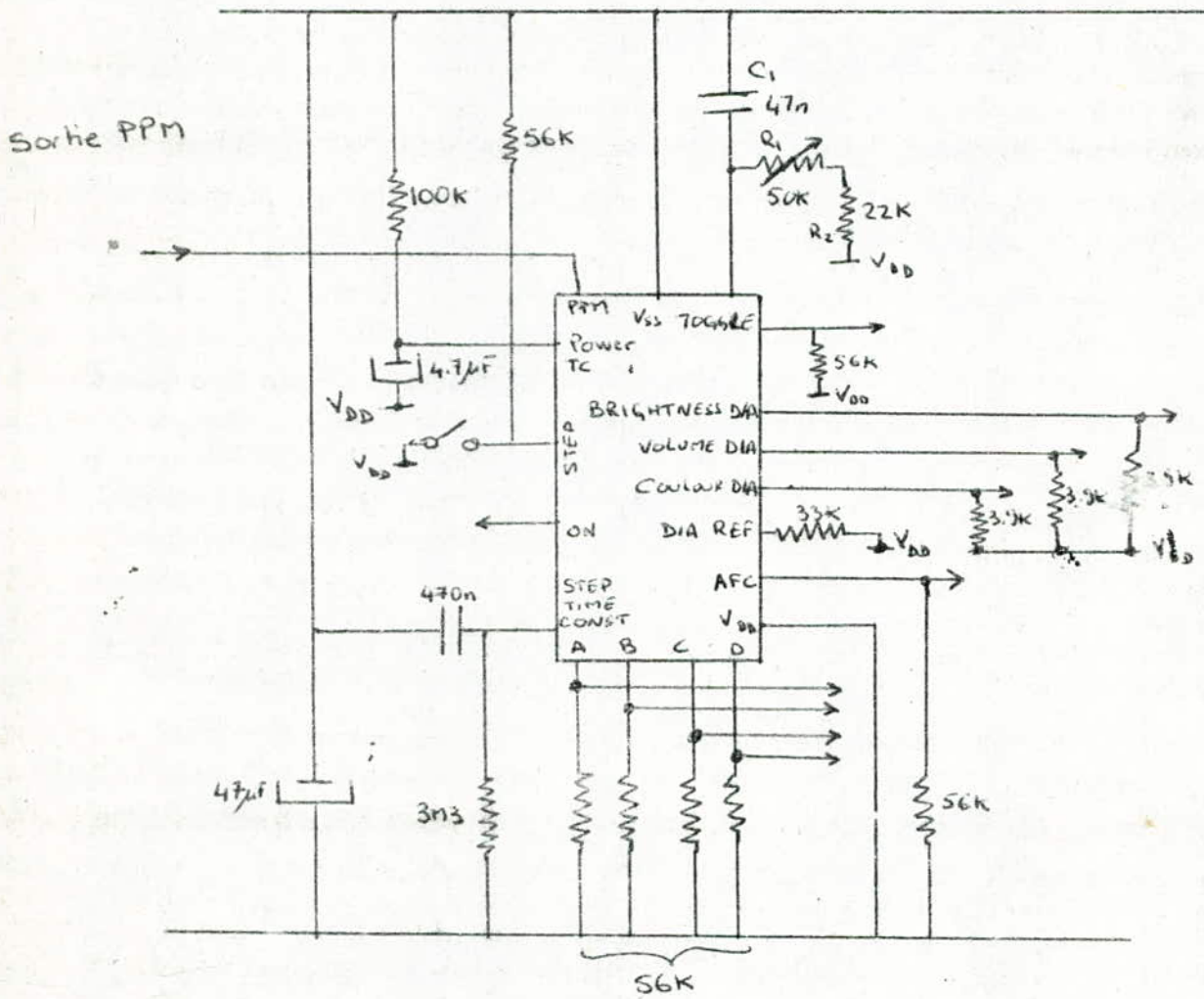
Si les deux mots codes sont identiques, l'information est acceptée et passe à travers un décodeur pour réaliser la fonction correspondante; s'il sont différents le premier code est rejeté, le second est utilisé comme référence pour une comparaison avec le prochain code reçu.

La comparaison des mots codes, ajoutée à l'utilisation de la modulation PPM et la vérification par délimitation temporelle apporte au système un haut degré d'immunité aux bruits infrarouges et à tous les parasites en général.

Concernant les différentes sorties du décodeur ML922, celui-ci possède des sorties analogiques à savoir réglage du volume sonore, de la lumière et de la saturation couleur; il s'agit de trois compteurs, qui, suivis de leurs convertisseurs numérique-analogique donnent une tension qui croit ou décroît aussi longtemps que la touche correspondant à cette fonction est appuyée.

Le CI ML922 possède également quatre sorties logiques qui permettent de sélectionner les différents programmes du téléviseur. La sortie stand by permet de mettre le téléviseur en veilleuse, alors que la sortie toggle commande la recherche automatique. En ce qui concerne la sortie AFC, celle-ci génère des impulsions positives à chaque fois et aussi longtemps qu'une des touches programmes ou une des touches step programme est appuyée.

2\_4 SCHEMA DE PRINCIPE DU DECODEUR :





Le décodeur ML922 étant directement interfaçable avec le préamplificateur SL486 , celui-ci reçoit directement le code PPM sur sa broche 7 . Après vérification d'erreur , l'information reçue apparaît sur les sorties sous différentes formes:

#### \_ SORTIE EN CODE BINAIRE PARALLELE:

Ce sont les quatre sorties numériques A,B,C et D , qui, suivant le mot binaire , sélectionnent un des dix programmes; remarquons que ces quatre sorties sont latchedées,c'est à dire qu'elles gardent en mémoire le dernier code reçue. D'autre part une sélection manuelle des programmes est possible .En effet la mise à la masse de broche 5 permet d'incrémenter la sortie binaire parallèle d'un pas de 1 .

#### \_ SORTIES ANALOGIQUES:

Ce sont les trois sorties analogiques qui permettent de commander:

- \* Le volume sonore;
- \* La luminosité;
- \* La saturation couleur .

La broche 1 du décodeur ML922 permet à travers la résistance R3 de rappeler ces trois sorties à une valeur de référence; la résistance de 33 K $\Omega$  a été choisie pour fixer le niveau à une valeur de 3/8 de la valeur maximale.

#### \_ SORTIES ISOLEES:

Ce sont:

- \* La sortie toggle qui commande la mise en service de la recherche automatique de stations.
- \* La sortie stand by qui commande la mise en veille et la remise en marche du téléviseur;
- \* La sortie AFC qui génère une série d'impulsions positives dont la largeur est égale à la période du signal généré par l'oscillateur interne du décodeur.

Le tableau suivant représente les 21 instructions utilisées par récepteur ML922.

Code Transmis					Fonction	Sorties Programm			
E	D	C	B	A		D	C	B	A
0	0	0	0	X	Programme 1	0	0	0	0
0	0	0	1	X	Programme 2	0	0	0	1
0	0	1	0	X	Programme 3	0	0	1	0
0	0	1	1	X	Programme 4	0	0	1	1
0	1	0	0	X	Programme 5	0	1	0	0
0	1	0	1	X	Programme 7	0	1	0	1
0	1	1	0	X	Programme 8	0	1	1	1
0	1	1	1	X	Programme 9	1	0	0	0
1	0	0	0	X	Programme 10	1	0	0	1
1	0	0	1	X	couleur D/A +				
1	0	1	0	0	Programme Step +				
1	0	1	0	1	Volume +				
1	0	1	1	0	lumière +				
1	0	1	1	1	stand by				
1	1	0	0	0	Toggle				
1	1	0	0	1					
1	1	0	1	0	Normalisation				
1	1	0	1	1	couleur D/A -				
1	1	1	0	0	Programme Step -				
1	1	1	0	1	Volume -				
1	1	1	1	0	lumière -				

Le CI ML922 possède des sorties en courant , celles-ci sont converties en tension par l'association de résistances respectivement de 56 K $\Omega$  et 3,9 K $\Omega$  .

Le décodeur ML922 possède également trois réseaux RC connectés aux broches 6,10 et 11 . Le réseau R1 R2 C1 permet à l'oscillateur interne de générer un signal dont la fréquence Fosc vérifie la relation suivante:

$$F_{osc} = \frac{1}{0,15 C1 ( R1 + R2 )} \quad ( \pm 20 \% )$$

La résistance variable R1 permet d'ajuster cette fréquence suivant le réglage fait sur l'émetteur, de telle sorte que :

$$F_{osc} = \frac{40}{t_0}$$

Le second réseau connecté à la broche 10 définit le temps nécessaire pour que les conditions initiales soient établies , celles-ci sont comme suit :

- \_ Sortie binaire A B C D : 0 0 0 0 ;
- \_ Sorties analogiques : 12/8 Iref ;
- \_ Sortie DN ( Stand By ) : 0 ;
- \_ Sortie AFC : 0 ;
- \_ Sortie TOGGLE : 1 logique .

Ces conditions sont réalisées à chaque fois que le récepteur est mis sous tension .

Avec les valeurs de 100 K $\Omega$  et 4,7  $\mu$ F , le temps d'établissement de ces conditions initiales est réglée à deux secondes .

Le troisième réseau, connecté à la broche 11 du décodeur, permet de régler le temps nécessaire pour que la sortie parallèle A B C D s'incrémente d'un pas de 1 .

### 3\_ CIRCUITS D'INTERFACE:

### 3\_1 BLOC DE CHANGEMENT DE PROGRAMMES TV:

Ce bloc permet de commander l'ensemble des programmes numérotés de 0 à 9 ; il se fait par choix séquentiel ou direct (voir figure I-4).

Il importe de remarquer que la liaison direct des sorties A B C D avec les entrées d'adresse de la mémoire n'est pas possible. En effet, nous avons constaté qu'il y a effacement du programme rappelé si dans le programme précédemment sélectionné la recherche automatique de stations était en service. Ce ci est due au fait que l'information binaire relative au programme sélectionné, qui doit se présenter à l'entrée d'adresse de la mémoire, arrive en avance par rapport au signal de commande qui doit mettre cette mémoire en mode lecture; une temporisation s'avère ainsi nécessaire. Cette temporisation consiste à faire passer l'ensemble des sorties logiques A B C D du décodeur de la télécommande à travers des bascules D. D'autre part, le signal d'horloge sera pris à la sortie inversée de ICT7; de cette façon, le signal issu de la broche 9 de IC T3 aura le temps nécessaire pour positionner la mémoire en mode lecture avant que les signaux provenant des sorties A B C D n'arrivent à l'entrée d'adresse de la mémoire.

Notons aussi, que les signaux cités ci-dessus sont en logique négative; le circuit intégré ICT4 se chargera de les convertir en logique positive.

### 3\_2 CIRCUIT D'EXTENSION DES PROGRAMMES TV:

Un circuit annexe a été ajouté à la commande des programmes TV; ce circuit a été conçu dans le but d'augmenter le nombre de programmes pouvant être sélectionnés par la télécommande offrant ainsi un plus grand confort à l'utilisateur.

Le circuit d'extension de programmes TV que l'on a conçu permet de passer de 10 programmes initialement prévus par la télécommande à 100 programmes pouvant être utilisés par la télécommande. Ce circuit comporte une porte NOR à 4 entrées; ces entrées sont directement reliées aux 4 sorties A B C D du décodeur. La sortie de cette porte NOR sera connectée à l'une des deux entrées d'une porte AND, la seconde entrée sera la sortie du circuit intégré ICT7. D'autre part, la sortie de la porte AND sera utilisée pour attaquer l'entrée clock (CK) d'un compteur BCD.

A chaque fois que l'on appuie sur la touche 0 de la télécommande, la sortie de la porte NOR se retrouve à l'état haut.

L'impulsion provenant de IC7 permet ainsi d'incrémenter le compteur d'un pas, ce qui correspond à une incrémentation de 10 dans la sélection des programmes TV. Notons aussi que le compteur BCD s'incrémentera aussi longtemps que le bouton +10 (bouton 0) de la télécommande sera appuyé.

Concernant l'affichage du programme sélectionné, les 4 sorties du compteur seront réservées pour l'affichage des dizaines alors que les sorties A B C D seront réservées pour l'affichage des unités. La figure I-2 met en évidence le principe de fonctionnement du montage.

### 3\_3 COMMANDE A DISTANCE DE LA RAS:

Dans le boîtier de l'émetteur de la télécommande, un bouton poussoir a été prévu pour commander la recherche automatique de stations. Par pression de ce bouton, un état haut est généré sur la sortie TOGGLE du décodeur ML922 ; cet état sera utilisé pour commander la RAS.

Afin de ne pas perturber la commande locale de la RAS, un monostable a été inséré entre la sortie IC7 de ICT3 et la diode D10. Au front montant, le monostable ne délivrera qu'une impulsion et non un état. Le schéma de câblage est donné à la figure I-3 .

### 3\_4 INTERFAÇAGE DES SORTIES ANALOGIQUES:

Les sorties analogiques du décodeur ML922 sont des sorties qui varient entre 0V et 5V , ces sorties vont permettre de commander des fonctions essentielles telles que le volume, la lumière et la couleur.

Comme le décodeur possède une fonction qui permet de normaliser les sorties analogiques c'est à dire les positionner à une valeur de référence, il serait utile d'avoir des réglages locaux au sein du téléviseur qui permettent de changer cette valeur de référence à une valeur désirée; ceci permettrait d'avoir un préréglage du téléviseur que l'utilisateur pourra éventuellement utiliser et ce grâce à la touche NORMALIZE.

Notons que les montages utilisés pour chacune des sorties analogiques, diffèrent du fait qu'elles ne nécessitent pas la même tension pour passer de la valeur Min à la valeur Max.

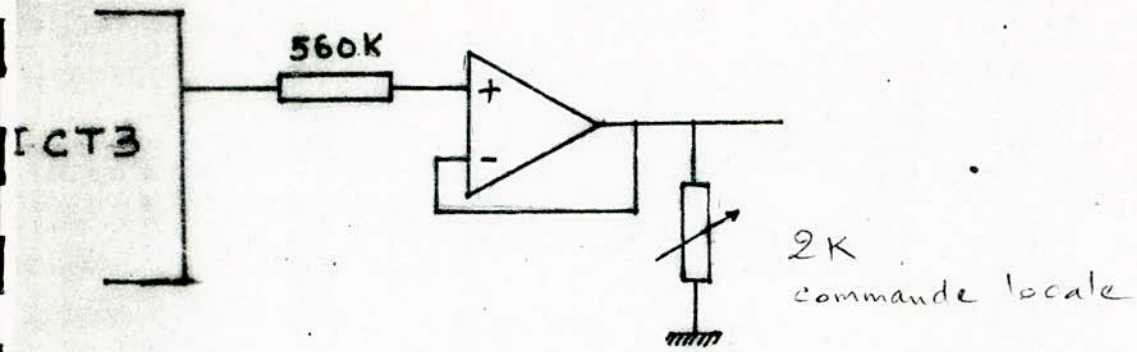


FIG I.4 COMMANDE DE VOLUME

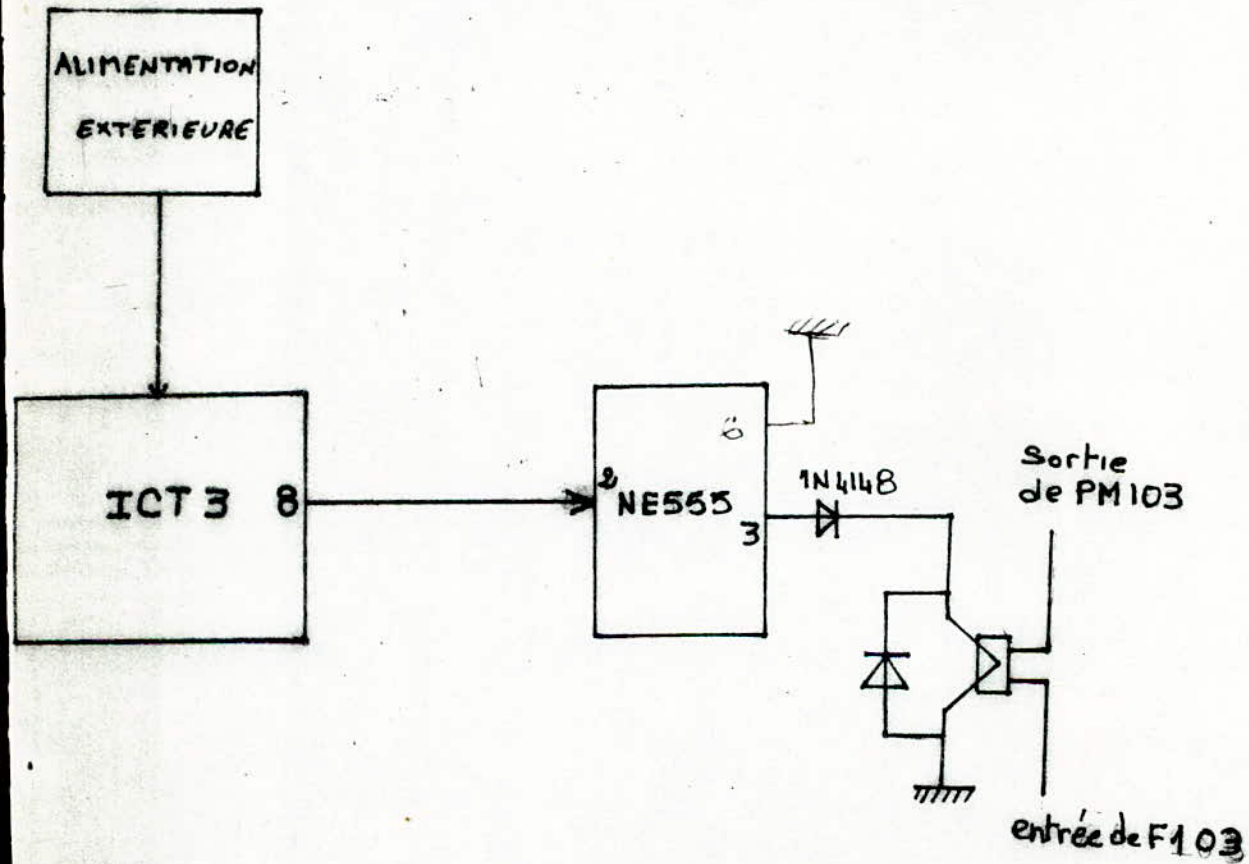


FIG I.6 MISE EN VEILLE DU  
TELEVISEUR

#### a\_ Commande du volume sonore:

La commande du volume nécessite une tension d'environ 2V pour passer de la valeur Min à la valeur Max.

Le montage adopté est basé sur l'utilisation d'un ampli opérationnel monté en suiveur (voir figure I-4) sa sortie est connectée à un potentiomètre qui se trouve sur la face avant du téléviseur. Grâce au réglage de ce potentiomètre, le volume sonore pourra varier de zéro jusqu'à la valeur fixée par le niveau de télécommande.

#### b\_ Commande de la lumière et de la couleur:

Pour ces deux commandes, la valeur requise pour atteindre la valeur maximale est de 12V ; ce qui nous a conduit à utiliser un ampli opérationnel monté en ampli non inverseur. La résistance placée entre l'entrée inverseuse et la sortie servant à fixer le gain de l'amplificateur sera remplacée par un potentiomètre. La valeur de la tension de sortie est donnée par la formule suivante:

$$V_s = V_e (1 + P/R_2)$$

Le gain maximal est de l'ordre de 4 ; ce qui donne  
 $P = 3.R_2$  ;

la valeur des composants est indiquée sur le schéma de la figure I-5 .

#### 3\_5 MISE EN VEILLE DU TELEVISEUR:

Cette fonction est assurée par la broche 8 de IC T3 qui est reliée à l'entrée 2 du circuit intégré NE 555; celui-ci servira de circuit de sortie pour la commande du relais. Un transformateur assure l'alimentation de la cellule de réception et du circuit de décodage lorsque l'alimentation du téléviseur est coupée. L'ensemble est représenté à la figure I-6.

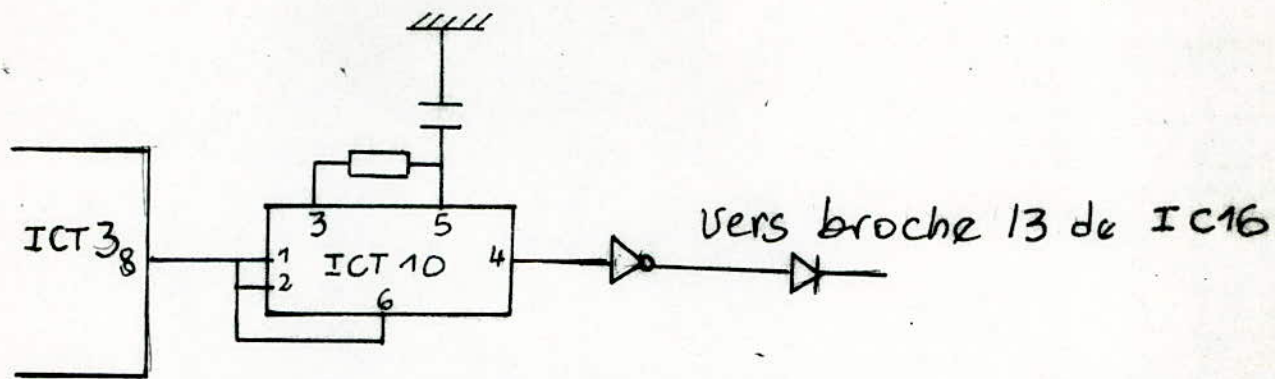


FIG 13 COMMANDE A DISTANCE DE LA RAZ

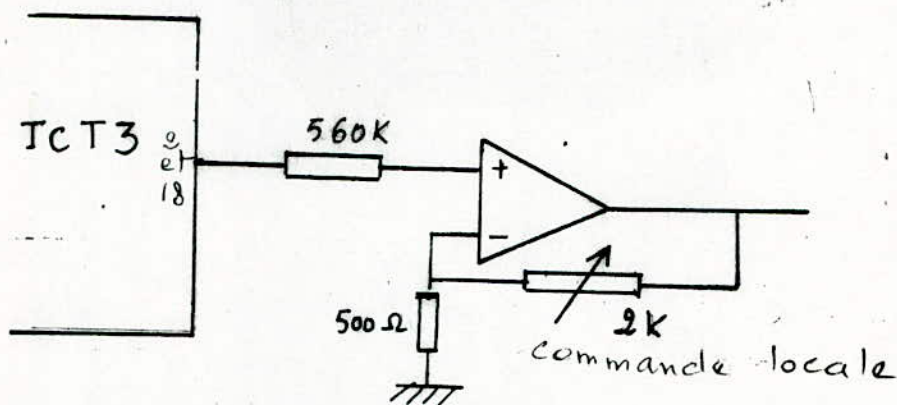


FIG 15 COMMANDE DE LA COULEUR  
ET DE LA LUMIERE



## DEUXIEME PARTIE

### ETUDE DU SYSTEME DE RECHERCHE AUTOMATIQUE

#### DE STATIONS TV

Le cahier des charges concernant la réalisation du dispositif de recherche automatique de stations prévoit :

- \_ La réalisation du dispositif de recherche automatique de stations TV commandé manuellement à distance;
- \_ La recherche manuelle de stations TV avec réglage fin ;
- \_ La mémorisation des stations TV sélectionnées ;
- \_ Le changement automatique de bandes ;
- \_ L'affichage de la bande balayée .

Dans le téléviseur 66 CT4 de l'ENIE , le système d'accord est réalisé par une tension continue qui commande les diodes varicaps de l'oscillateur locale ; cette tension est obtenue à partir de la tension d'alimentation du circuit de balayage ligne stabilisée par une diode ZENER à 32 V et d'un ensemble de 6 potentiomètres qui délivrent une tension continue variant de 0,4 V à 28 V . Un commutateur mécanique permet de sélectionner un potentiomètre parmi 6 , on dispose ainsi de 6 tensions différentes qui représentent une mémorisation à échelle élémentaire .

Cette solution est assez économique mais possède de nombreux inconvénients essentiellement dues à l'utilisation de potentiomètres mécaniques , en d'autre termes : l'usure mécanique , le mauvais contact , l'usure dans le temps des pistes etc .

Dans les téléviseurs de haute gamme mis sur le marché par les grands fabricants d'appareils audio-visuels, le système d'accord est réalisé soit par synthèse de fréquence soit par sythèse de tension ; ce sont les deux solutions les plus utilisées pour la réalisation de la recherche automatique de stations .

#### CHAPITRE I: PRINCIPE DES DIODES A CAPACITE VARIABLE

Quelque soit le type de récepteur , celui-ci doit être muni d'un système d'accord . Ce système permet la sélection d'une des station transmises dans une bande de fréquence comportant plusieurs stations .

Dans tous les cas , on agit sur l'oscillateur local dont on fait varier la fréquence ( Superhétérodynage ) . En général , les oscillateurs sont du type LC , il n'y a donc que deux solutions pour faire varier la fréquence ; la variation des selfs étant peu pratique et réservée aux applications basse fréquence , la seule solution envisageable pour balayer les différentes bandes de fréquences reste la variation des capacités .

D'autre part , parmi les différentes solutions qui permettent de faire varier une capacité , l'utilisation de diodes à capacité variable est la solution la plus utilisée .

En effet, les diodes à capacité variable que l'on appelle diodes varicaps , présentent de nombreux avantages : encombrement faible , grande robustesse , durée de vie illimitée . De plus son réglage est très simple car il est électrique au lieu d'être mécanique .

On démontre que la capacité d'une diode varicap est inversement proportionnelle à la racine carrée de la tension de polarisation soit :

$$C(V_p) = K \cdot V_p^{-1/2}$$

$V_p$  étant la tension de polarisation inverse qui peut être réglée depuis quelques Volts jusqu'à plusieurs dizaines de Volts .

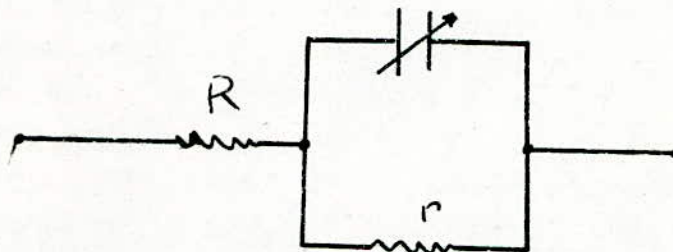
$K$  est une constante qui dépend du matériau utilisé et des unités choisies .

Ainsi , on déduit que :

$$\frac{\Delta C}{C} = - \frac{\Delta V_p}{2 V_p}$$

La variation relative de la capacité est égale à la moitié de la variation relative de la tension appliquée .

Le schéma équivalent d'une diode à capacité variable est représenté ci-dessous : l'existence de pertes conduit à utiliser comme circuit équivalent une capacité variable shuntée par une résistance  $r$  , l'ensemble étant en série avec une résistance  $R$  .



SCHEMA EQUIVALENT D'UNE DIODE VARICAP

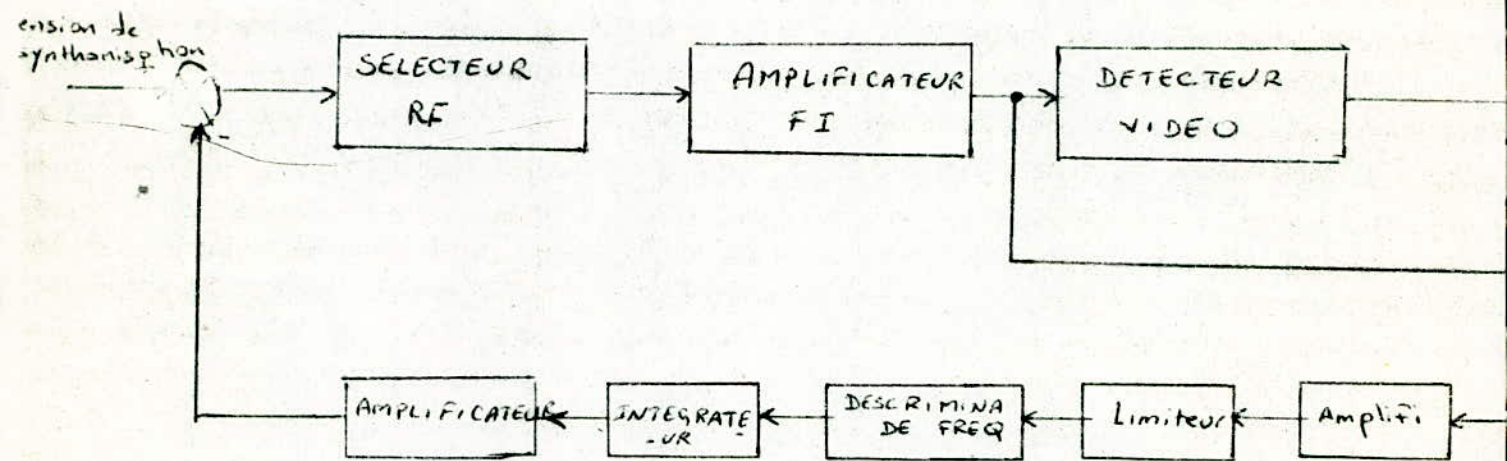
## CHAPITRE II : PRINCIPE DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE FREQUENCE

Tout oscillateur fonctionnant aux fréquences élevées est exposé aux risques de dérives en fréquence , entraînant ainsi un évanouissement du son et une dégradation de la qualité de l'image .

En effet , l'élévation de la température , le taux d'humidité et la variation de la tension de commande des diodes varicaps sont les causes principales d'une telle instabilité .

Pour remédier à cet inconvénient , une solution consiste en l'utilisation d'une commande automatique de fréquence ( CAF ). C'est un asservissement de fréquence qui aura pour rôle de compenser les dérives en fréquence de l'oscillateur .

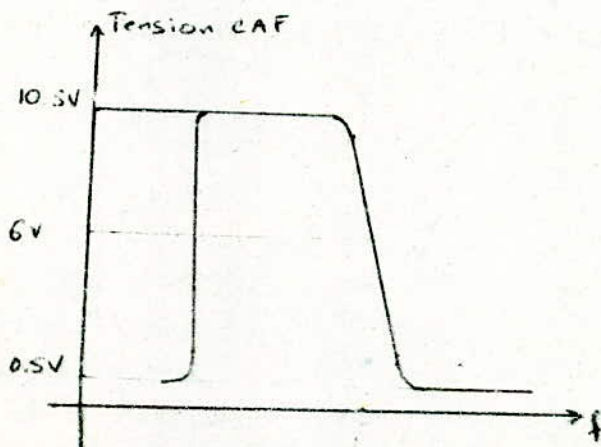
Le schéma synoptique représenté ci-dessous, décrit le principe d'un tel asservissement .



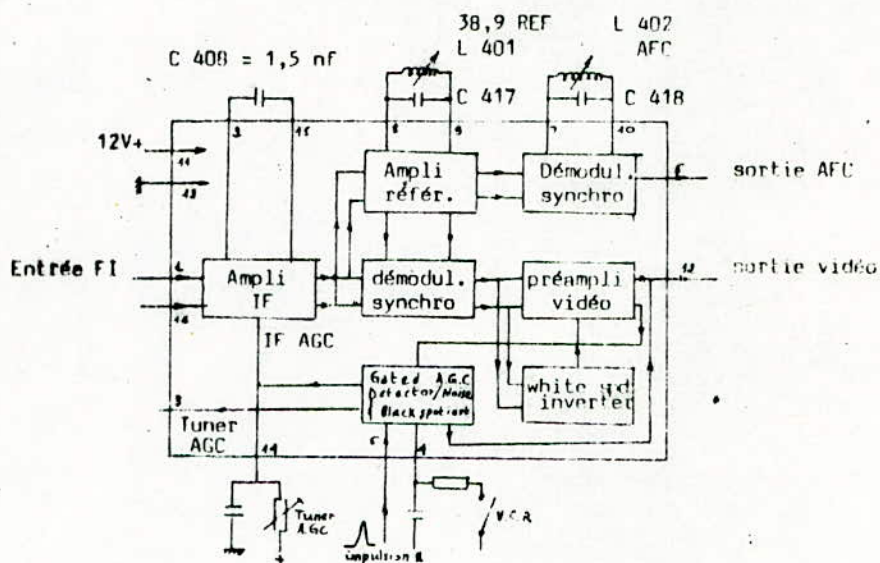
Ainsi la tension CAF sera superposée à la tension de syntonisation et modifiera donc sa valeur en plus ou en moins de façon à réaccorder l'oscillateur .

La tension CAF sera de la forme suivante :

Tension CAF



Pour le téléviseur 66 CT 4 , la commande automatique de fréquence est réalisée à base du CI TDA 3541 dont le schéma synoptique est représenté ci-dessous .



SCHEMA SYNOPTIQUE DU CI TDA 3541

### CHAPITRE III : PRINCIPE DE LA RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS

Dans le principe de la recherche automatique de stations, deux solutions sont les plus intéressantes ; ce sont :

- \_ Le système d'accord par synthèse de fréquence ;
- \_ Le système d'accord par synthèse de tension .

D'un point de vue purement technique , la synthèse de fréquence est la solution la plus satisfaisante ; elle assure le calage exact de l'oscillateur sur une fréquence particulière et compense les éventuelles variations de fréquence; donc la non nécessité d'un réglage fin ni d'une commande automatique de fréquence . D'autre part, cette solution est la moins économique, car sa mise en oeuvre implique un assez grand nombre de circuits : prédiviseur , diviseur programmable , oscillateur de référence , diviseur de référence et comparateur de phase .

En ce qui concerne la deuxième solution, celle-ci est la plus simple; en effet, la recherche automatique de stations par synthèse de tension ne nécessite que peu de composants comparée à la synthèse de fréquence, d'autre part, le compromis entre la stabilité du système et le temps de verrouillage n'existe pas, compromis inévitable dans tous les systèmes asservis.

Ceci dit, pour adapter un dispositif de recherche automatique de stations sur le téléviseur 66 CT 4 ou tout autre téléviseur, il est inconcevable de choisir la synthèse de fréquence puisque celle-ci impose des modifications importantes sur le tuner donc risque de désadaptation de cet étage. En contre partie, la synthèse de tension ne nécessite qu'une polarisation des diodes varicaps, ce qui ne pose pas de problèmes puisque tous les tuners possèdent une entrée prévue pour cet effet.

#### 1\_ RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS PAR SYNTHÈSE DE TENSION:

Dans le but d'accomplir un travail évolutif au sein du laboratoire de télévision du département d'électronique, une étude détaillée a été faite sur le dispositif de recherche automatique de stations déjà réalisé.

Pour les mêmes raisons citées dans le chapitre précédent, la solution qui a été retenue pour réaliser le dispositif de recherche automatique de stations a été la solution utilisant la synthèse de tension.

Le dispositif de recherche automatique de stations déjà réalisé est basé sur la synthèse d'un signal rectangulaire périodique à rapport cyclique variable. Ainsi, après filtrage et amplification, le dispositif fournira une tension continue dont la valeur varie entre 0,4 V et 28 V, ce qui permet de polariser les diodes varicaps du sélecteur RF à la tension désirée.

Ce système repose sur la comparaison de deux mots binaires délivrés par deux compteurs A et B. En effet, toutes les fois que le mot binaire du compteur A est supérieur au mot binaire du compteur B, la sortie du comparateur sera à l'état haut. D'autre part, les compteurs A et B sont câblés de telle sorte que pour chaque cycle de comptage du compteur A, le compteur B s'incrémente de un pas. La fréquence de comparaison des deux mots binaires étant fixée par le compteur A, la sortie du comparateur sera ainsi un signal rectangulaire périodique à rapport cyclique variable.

La première chose que l'on peut remarquer dans le principe de ce système est que le compteur A doit fonctionner en permanence, ce qui affecte la durée de vie du composant.

D'autre , la valeur de la tension de syntonisation dépend directement de la stabilité de l'horloge pilotant le compteur A ; en effet, si pour une raison ou une autre la fréquence du signal d'hologe dérive, la fréquence du signal à la sortie du comparateur sera affectée et le filtrage ne sera plus efficace; d'où la nécessité d'utiliser un quartz pour la stabilité de l'horloge.

Une autre remarque importante qui concerne le dispositif de recherche automatique de station déjà réalisé est que l'utilisateur ne peut mémoriser qu'une seule station TV . Par ailleurs, ce dispositif ne prévoit pas la possibilité d'utiliser une télécommande ce qui est imposé dans le cahier des charges.

En prenant tous ces faits en considération, nous avons pensé à adopter une autre solution tout en gardant le principe de synthèse de tension.

D'autre part, nous avons pensé nécessaire d'introduire certains changements qui auront pour but d'augmenter la qualité du dispositif de recherche ainsi que d'améliorer le confort d'utilisation du dispositif.

Parmi les quelques changements que nous avons introduits dans le dispositif de recherche automatique de stations, nous pouvons citer:

- 1\_ Introduction d'un système d'accord manuel;
- 2\_ commande de l'accord manuel et du réglage fin avec le même bouton poussoir;
- 3\_ Possibilité d'arrêt de la recherche automatique de stations: ce qui s'avère nécessaire dans le cas où aucune station TV n'est reçue;
- 4\_ Mise en service de la recherche automatique de stations ainsi que son arrêt avec le même bouton poussoir;
- 5\_ Seuil d'arrêt sur image réglable donc possibilité de choix de la meilleure image.

Les autres changements que nous avons pu réaliser seront explicités dans les paragraphes qui vont suivre.

2\_ SCHEMA SYNOPTIQUE DU DISPOSITIF DE RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS:

Le schéma synoptique du dispositif de recherche automatique de stations à base de synthèse de tension est représenté ci-dessous :

Lors de la mise en service du dispositif de recherche automatique de stations , l'horloge pilotant le compteur binaire prépositionnable est validée . l'état binaire de ce compteur est à tout instant converti à l'aide d'un convertisseur numérique-analogique en une tension continue; cette dernière servira à la polarisation des diodes d'accords situées au niveau du sélecteur RF pour balayer la bande de fréquence utilisée .

En ce qui concerne la reconnaissance des émissions TV, deux paramètres interviennent : ce sont les tops de synchronisations extraits du signal vidéo et la tension de CAF déjà utilisée dans la commande automatique de fréquence, celle-ci est approximativement égale à 6 V toutes les fois qu'une émission TV est reçue . Il importe de remarquer que les 6 V de la tension CAF correspondent à une fréquence FI égale à 38,9 MHz ( voir figure ci-dessus ).

Ainsi , en présence des tops de synchronisations et d'une tension CAF de 6 V , une logique de décision entre en action et inhibe l'horloge , elle bloque en conséquence le compteur et fixe la tension de syntonisation à une valeur constante.

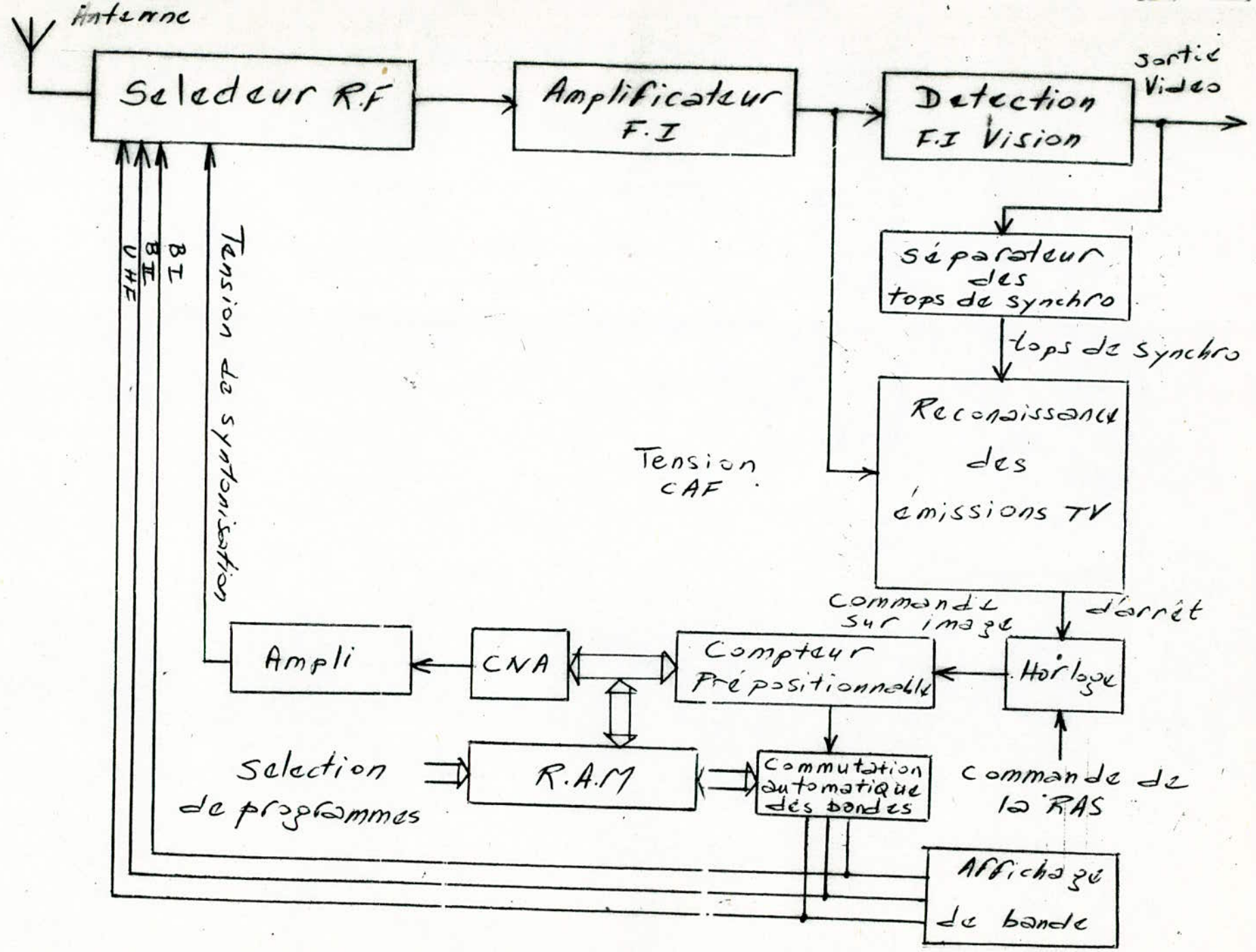
En ce qui concerne la mémorisation des émissions TV , celle-ci est réalisée par l'utilisation d'une RAM qui sera mise directement en liaison avec le compteur prépositionnable et le circuit de commutation de bandes .

Grâce aux entrées d'adresse de la RAM , une position mémoire est sélectionnée. D'autre part, suivant le mode utilisé , à savoir, le mode lecture ou le mode écriture , la RAM pourra prépositionner le compteur binaire ou encore mémoriser l'information binaire à la sortie du compteur . L'utilisation des deux modes de communication de la RAM permet ainsi, de recevoir une station TV déjà mémorisée ou encore mémoriser une nouvelle station TV .

Ce nouveau système de recherche automatique de stations permet de mémoriser plusieurs stations TV , il permet aussi l'adaptation d'une télécommande en utilisant les entrées d'adresse de la RAM . d'autre part, l'utilisation d'un quartz pour stabiliser la fréquence de l'horloge n'est pas nécessaire; en effet, la tension de syntonisation n'est pas affectée lors d'une dérive de l'horloge locale. Dans un tel cas, c'est seulement la vitesse de balayage du dispositif qui pourrait varier, ce qui n'est pas un problème puisque les dérives ne sont que très faibles.



Schéma synoptique de la R.A.S  
par synthèse de tension



Une autre amélioration est apportée au niveau du balayage qui consiste en l'utilisation de trois vitesses de balayage relatives à chacune des trois bandes de fréquence. Tous ces points seront explicités en détail dans les paragraphes suivants.

### 3\_ ETUDE DES DIFFERENTS BLOCS FONCTIONNELS DU DISPOSITIF DE RECHERCHE AUTOMATIQUE DE STATIONS:

#### 3\_1 L'HORLOGE INTERNE:

C'est un oscillateur de type classique réalisé autour du circuit intégré NE 555. Le montage fonctionne en astable. L'ensemble des composants connectés aux différentes broches permet d'avoir une fréquence variable de 250 HZ à 2,5 KHZ environ. Cette plage de fréquence est obtenue grâce à la résistance variable de 100 K $\Omega$ . Le schéma du montage est représenté à la figure II-6.

#### 3\_2 BLOC GENERATEUR DE LA RAMPE 0-28 V :

Ce bloc est constitué de trois compteurs du type CD 4029 montés en cascade. Ce sont des compteurs prépositionnables qui génèrent chacun un mot de 4 bits.

Le choix de ce type de compteurs est dû à la non disponibilité de compteurs 12 bits offrant les mêmes avantages, à savoir: existence d'entrées de prépositionnement et existence de la commande UP/DOWN relative au mode comptage et décomptage. L'utilité de toutes ces entrées sera explicité ultérieurement.

L'ensemble des trois compteurs va donc générer un mot binaire de 12 bits. L'incrémentation ainsi que la décrémentation des trois compteurs va se faire au rythme des fronts montants des impulsions délivrés par l'horloge interne.

Tout en respectant le poids de chaque bit, sorties des trois compteurs binaires seront reliées aux entrées logiques du CNA selon la configuration de la figure II-7.

Le convertisseur numérique-analogique utilisé est du type AM 6012, c'est un convertisseur 12 bits qui délivre une tension proportionnelle à la valeur du mot binaire présent sur ses entrées logiques. L'entrée binaire de poids le plus faible est la broche 1, celle de poids le plus fort est la broche 12.

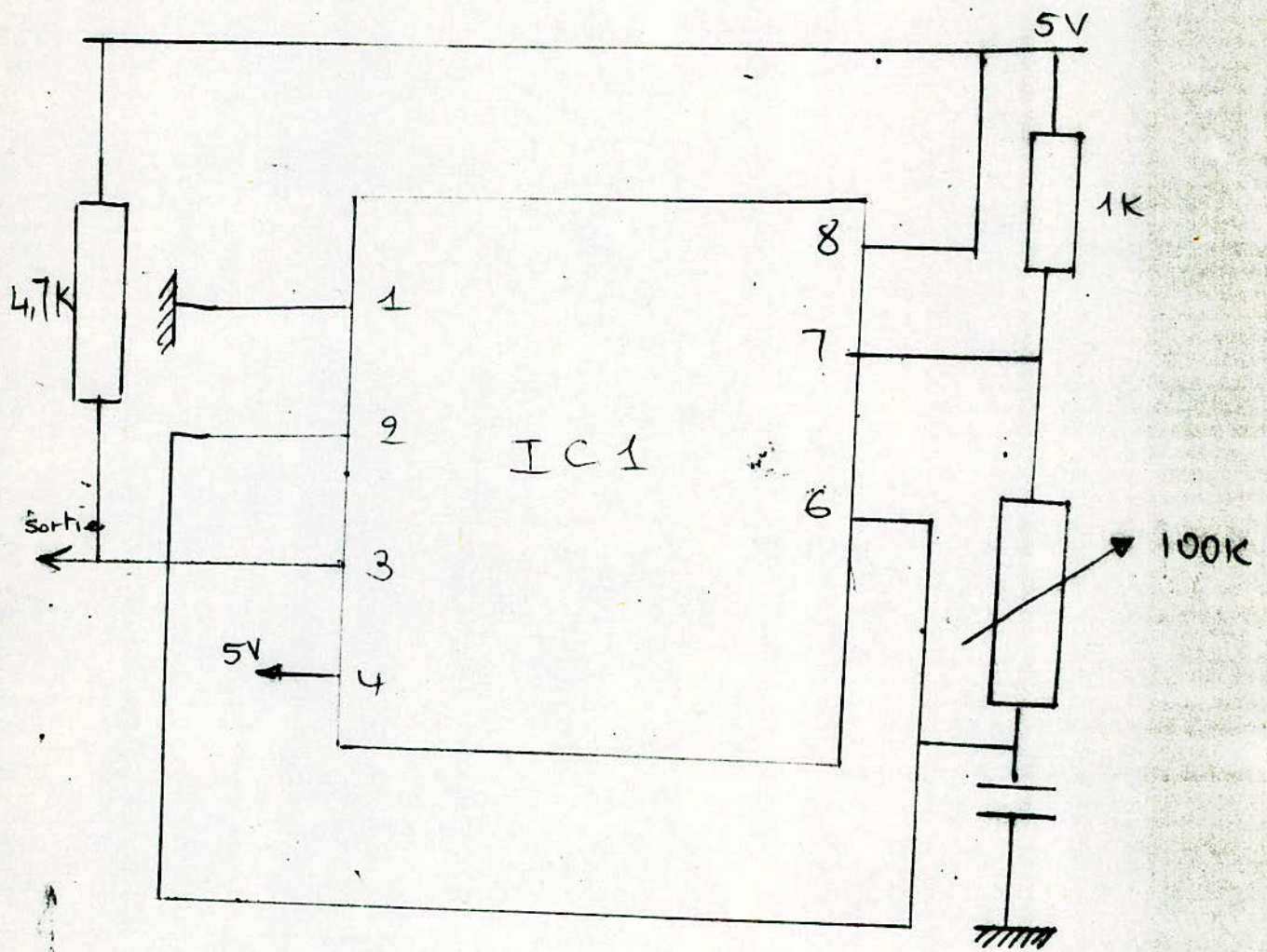


FIG II.6 = Schéma électrique de l'oscillateur pilote

Le CNA requiert une alimentation symétrique pour son fonctionnement; celle-ci peut aller jusqu'à  $\pm 18$  V. L'alimentation positive  $V+$  qui a été retenue est de 5 V ; l'alimentation négative  $V-$  prise de la broche 5 de la THT, après redressement et filtrage elle donne une tension de -7,5 V.

La broche 13 sert à l'adaptation du CNA avec les différentes technologies. En technologie TTL, la broche 13 sera mise à la masse.

La broche 15 qui représente l'entrée  $+V_{ref}$  est reliée à  $V+$  à travers une résistance de 16 K $\Omega$ .

La broche 14 qui représente  $-V_{ref}$  sera reliée à la masse à travers une résistance de 10 K $\Omega$ .

La broche 16 représente une entrée de compensation ; un condensateur d'une valeur typique de  $C_c = 0,1 \mu F$  est connecté entre cette broche et  $V-$ .

Les broches 18 et 19 sont des sorties complémentaires en courant. Une résistance R de 4,7 K $\Omega$  est branchée entre  $V_{cc}$  et chacune de ces broches. Les deux résistances R permettent d'avoir un courant de sortie variant entre :  $I_{min} = 0$  et  $I_{max} = V+/R = 1$  mA. Ce courant fixe le potentiel de sortie selon le mot binaire présent à l'entrée du CNA.

La sortie du CNA est prise à partir de la broche 19, celle-ci représente le courant complémentaire  $I_1$ . Quand les entrées logiques sont à l'état bas,  $I_1$  sera égal à  $I_{max}$  et la tension à la sortie 19 sera :  $V_s = (V+) - R I_{max} = (V+) - (V+) = 0V$ .

Au fur et à mesure que le mot binaire croît, le courant  $I_1$  décroît jusqu'à atteindre une valeur nulle au moment où toutes les entrées logiques sont à l'état haut. La tension sur la broche 19 sera :

$$V_s = (V+) - R I_{min} = V+ = 5V .$$

Cette tension variable entre 0V et 5V n'est pas suffisante pour polariser les diode varicaps . Un montage amplificateur se charge donc d'élever les 5V jusqu'à une valeur de 28V .

Le montage amplificateur qui a un gain de  $G_v = 6$  est réalisé à partir de l'amplificateur opérationnel LM224 et d'un ensemble de deux résistances convenablement placées - voir schéma de la figure I-7 - . Le choix du LM224 revient à ses caractéristiques intéressantes. En effet l'AO LM224 peut être

alimenté entre 3V et 32V , donc alimentation symétrique facultative, d'autre part sa tension d'offset est négligeable (de l'ordre de 2mV), de plus, il présente un très faible courant de polarisation (45nA). L'alimentation du LM224 a été fixée à 28V, cette tension est directement prise du téléviseur.

Ainsi, la broche 19 du CNA sera reliée à l'entrée non inverseuse de l'AO LM224 , la sortie de cet amplificateur opérationnel sera une tension variable entre 0V et 28V et sera directement reliée aux entrées de polarisation des diodes varicaps du sélecteur RF .

• A la réception d'une émission TV , le maintien de la tension de sortie du CNA se fera simplement par suppression du signal d'horloge.

hh

DU CIRCUIT RM ET RAS

DU CIRCUIT RM ET RAS

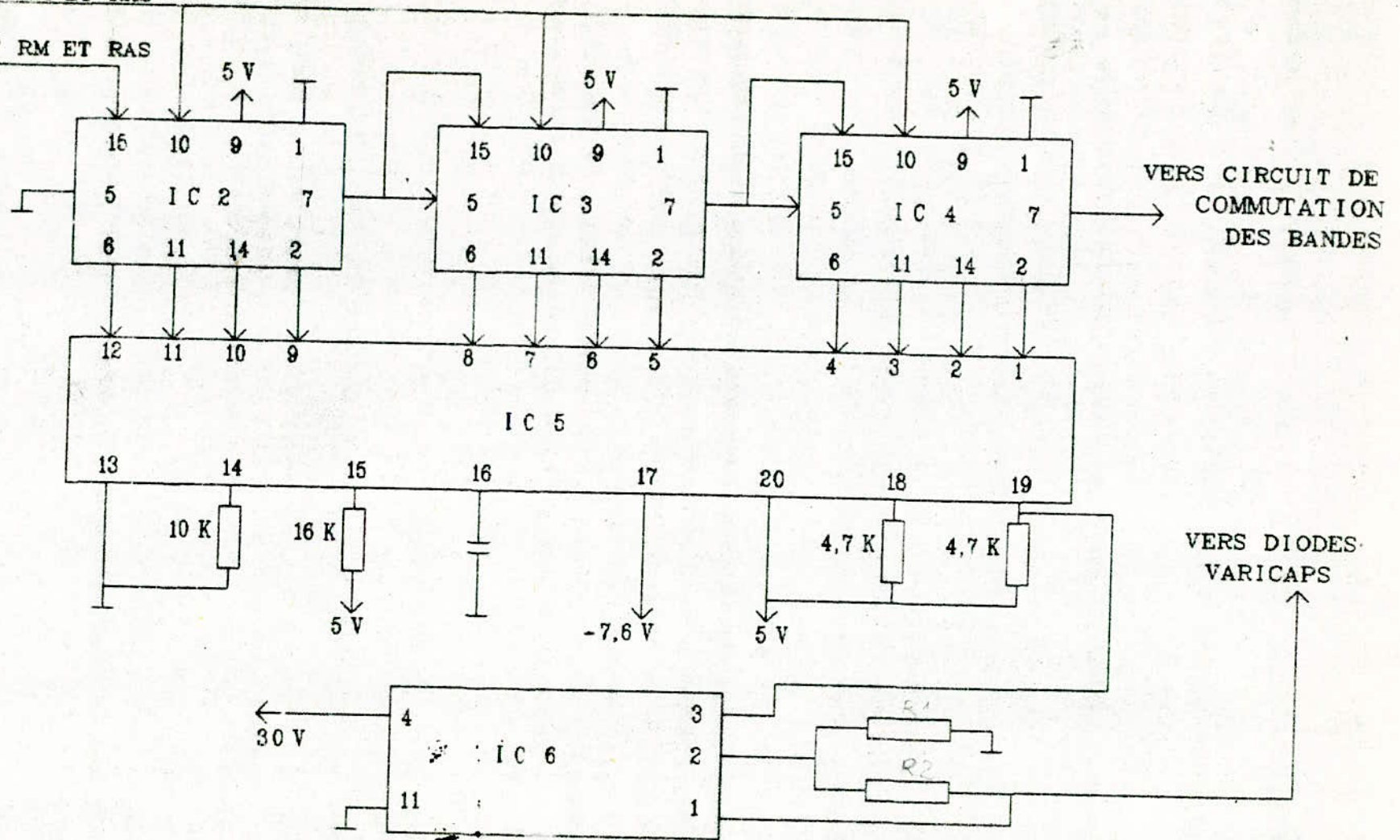


FIGURE 7: BLOC DE SYNTHÈSE DE LA RAMPE DE TENSION

### 3\_3 BLOC RECHERCHE MANUELLE ET REGLAGE FIN:

Le schéma synoptique de ce bloc est représenté à la figure II-8 . Son principe générale de fonctionnement est le suivant:

Une pression sur l'une des touches UP/DOWN permet à travers une bascule fonctionnant en mode asynchrone de positionner les compteurs en mode comptage ou décomptage. au même instant, un front montant est généré puis transmis à l'entrée CK du compteur; ce dernier est incrémenté ou décrémente d'un pas.

Par contre, si l'on maintient la pression sur l'une des touches pendant deux secondes ou plus, un circuit temporisateur bascule mettant hors service la commande pas à pas. Le circuit temporisateur valide en même temps le signal d'horloge, celui-ci servira à incrémenter le compteur à la vitesse fixée par la fréquence de l'horloge.

Dans le cas de la RAS (Recherche automatique de stations) et de la recherche manuelle, le signal d'horloge est véhiculé à travers deux interrupteurs; cette opération aura pour but de mettre la recherche manuelle hors circuit pendant que la RAS est en service.

Le schéma électrique ainsi que le câblage du dispositif est donné à la figure II-9; celui-ci est réalisé autour du circuit intégré NE 555.

Pour bien comprendre le fonctionnement de ce bloc, il est utile de rappeler la structure interne du circuit intégré NE 555.

Le CI NE555 est constitué de deux comparateurs; la sortie du premier comparateur est reliée à l'entrée SET d'une bascule RS, la deuxième sortie est reliée à l'entrée RESET de la même bascule. Le CI NE555 possède en outre une entrée de remise à zéro (RAZ) accessible extérieurement (broche 4). L'entrée SET est prioritaire par rapport à l'entrée RESET, l'entrée RAZ est prioritaire par rapport aux deux. D'autre part les entrées RAZ et SET sont actives à l'état bas alors que l'entrée RESET est active à l'état haut; la table de vérité de la bascule est donnée à la figure II-10.

L'entrée de déclenchement du CI NE 555 est reliée à la borne inverseuse du premier comparateur alors que la borne non inverseuse est reliée à un potentiel de  $V_{cc}/3$  et ce grâce au pont diviseur interne. L'entrée seuil (broche 6) est connectée à la borne non inverseuse du second comparateur, la borne inverseuse est reliée à un potentiel de  $2V_{cc}/3$ , ce potentiel peut être modifié grâce à l'entrée de contrôle (broche 5).

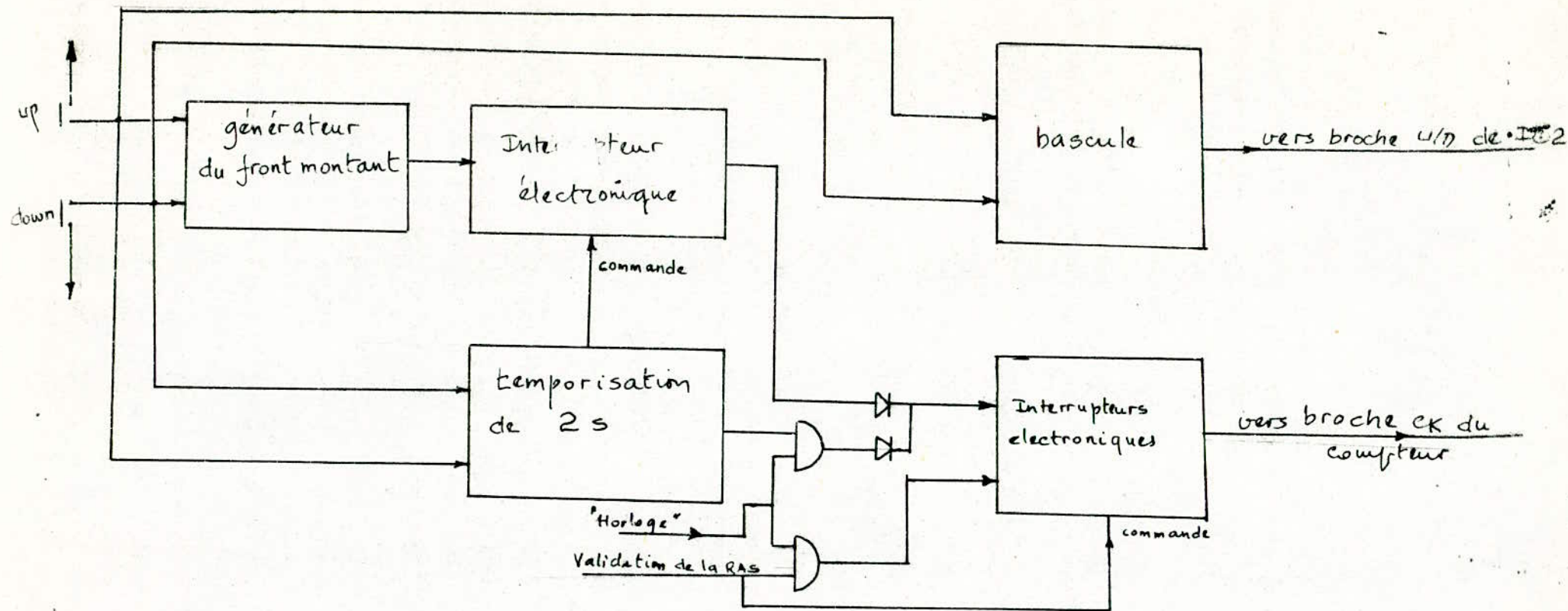


FIG 18: Schéma synoptique de la recherche manuelle avec le réglage fin.



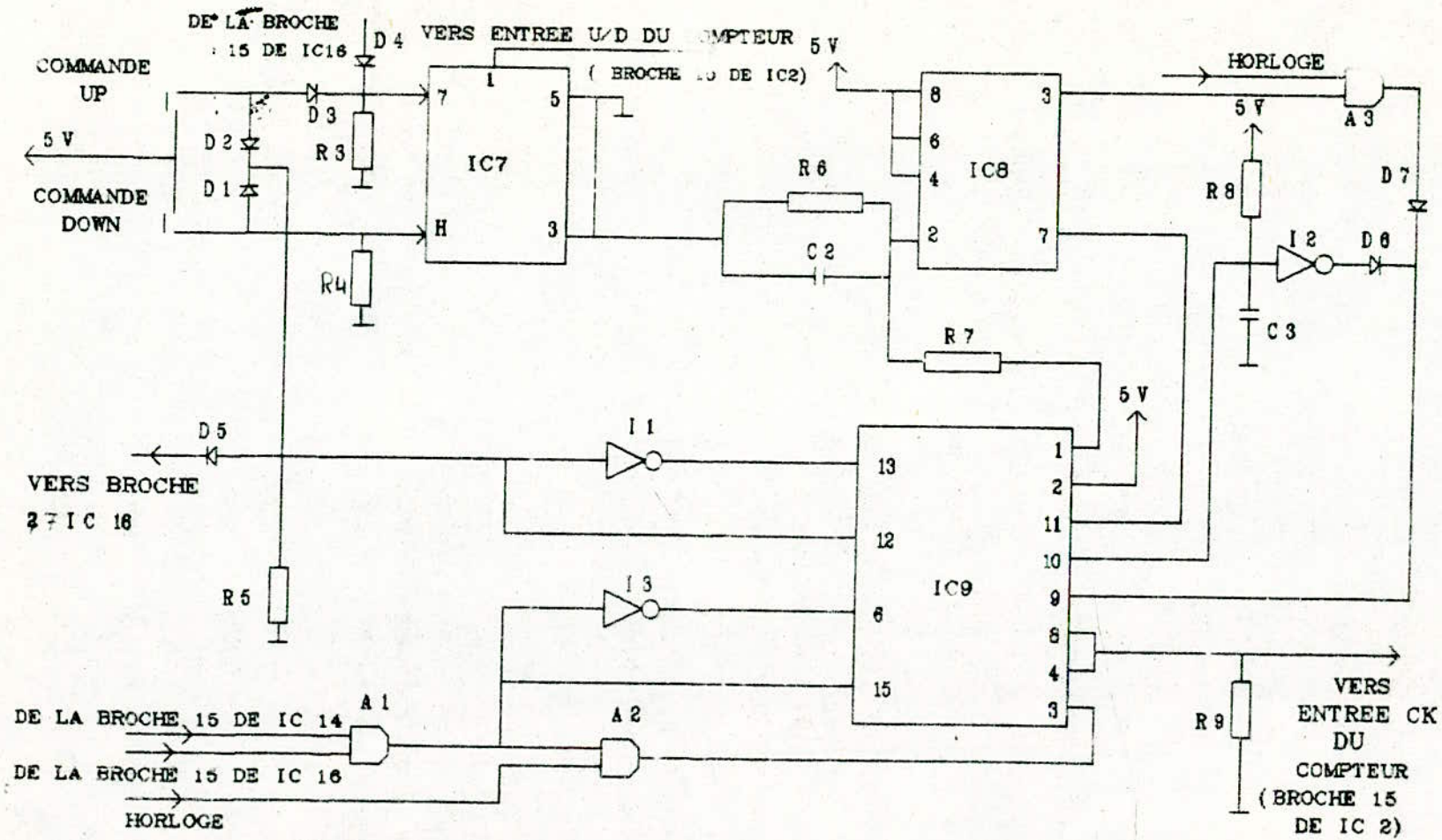
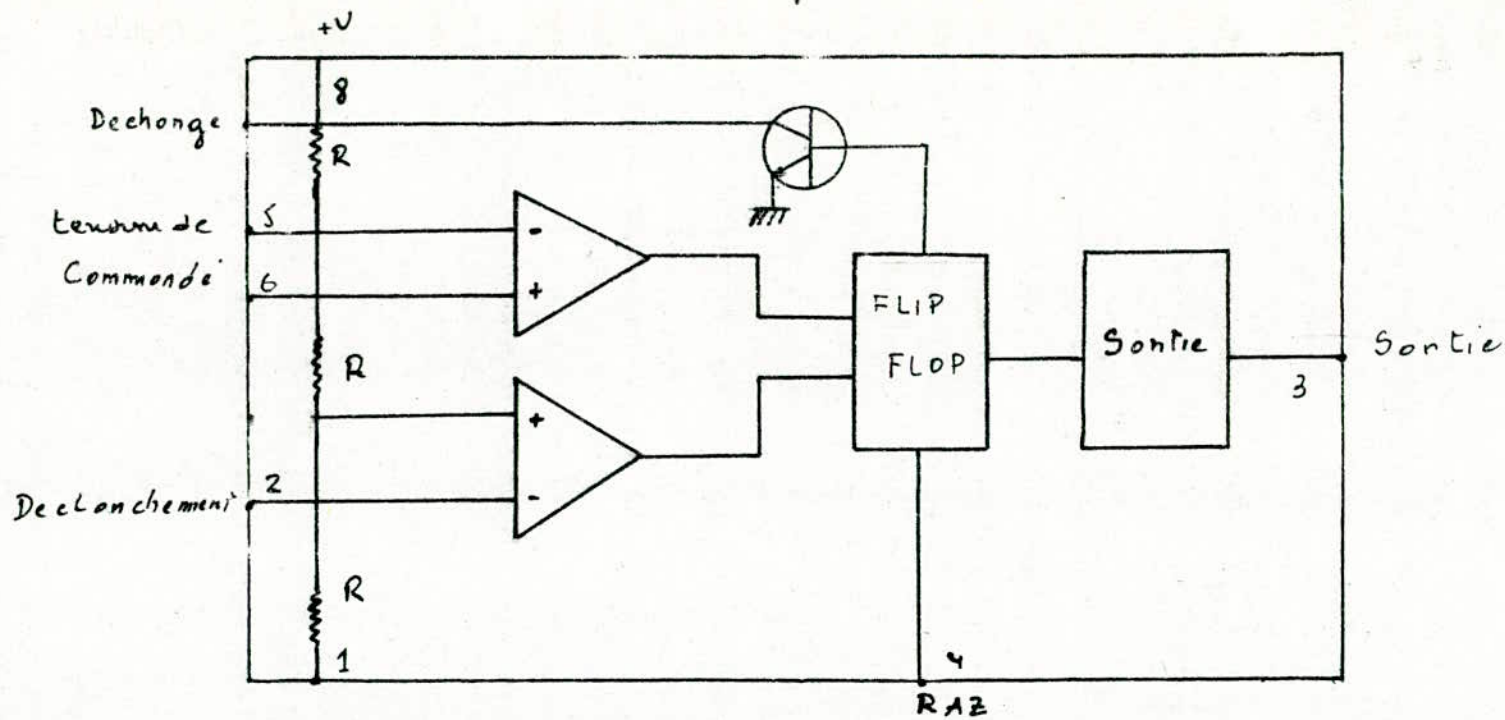


FIG. 19: SYSTEME DE REGLAGE FIN MIXEE A LA RECHERCHE MANUELLE RAPIDE



	R	S	R <sub>1</sub>	Q
a	1	0	0	1
b	1	0	1	1
c	1	1	0	0
d	1	1	1	1
	0	∅	∅	0

fig II 10. Table de Verité

47-bis

Lorsque la tension présente sur la broche 6 est supérieure à  $2V_{cc}/3$  l'entrée RESET est à l'état haut et lorsque la tension présente sur la broche 2 est inférieure à  $V_{cc}/3$ , l'entrée SET est à l'état bas.

La broche 7 du CI NE 555 est la sortie d'un transistor à collecteur ouvert, celui-ci est saturé quand la sortie (broche 6) est à l'état bas.

Au repos, un réseau composé d'une résistance R7 de faible valeur en série avec une capacité C2 et une autre résistance R8 est connecté à Vcc à travers un interrupteur. Le potentiel de la capacité C3 est appliqué à l'entrée 2 du IC18. Une autre capacité C3 chargée à Vcc à travers R1 est reliée à la broche 7 du IC18 et ce à travers un autre interrupteur, son potentiel est appliqué à l'entrée d'un inverseur I2.

La broche 6 du IC18 étant mise en permanence à Vcc, au repos, la sortie sera à l'état haut. La broche 7 est reliée à la masse du fait que T est saturé.

Si l'on appuie sur l'un des boutons U/D, S1 est ouvert alors que S2 se ferme, la capacité C3 se décharge à travers le transistor interne de IC8 et la sortie de I2 passe à l'état haut. Ce front montant, appliqué à la broche 15 du IC1, va incrémenter ce dernier d'un pas. Au même moment, la capacité C8 se décharge à travers R9.

Si on relâche le bouton instantanément, S1 se referme et C8 se recharge à Vcc. Par contre, si l'on maintient le contact, la tension sur la broche 2 de IC8 décroît exponentiellement. Aussitôt que cette tension descend en dessous de  $V_{cc}/3$ , la sortie de IC8 bascule à l'état haut et le transistor se bloque. Comme C3 va se recharger à Vcc, I2 passe automatiquement à l'état bas. L'état haut sur la broche 3 permet de libérer le signal d'horloge, ce dernier servira à faire la recherche manuelle à la vitesse fixée par l'ensemble horloge-commutateur automatique de vitesse. Le même signal est relié à l'entrée clock (CK) du compteur et ce à travers un interrupteur. Dans le cas de la RAS, le signal d'horloge est véhiculé à travers un autre interrupteur pour être relié à la même broche 15 de IC1. La commande des deux interrupteurs est faite grâce au signal de sortie de la porte A1. Dans le cas de la recherche automatique, S1 est ouvert, la recherche manuelle est donc mise hors circuit. Ceci permet de ne pas perturber la recherche automatique en cas de fonctionnement. Dans l'autre cas, c'est la recherche manuelle qui est disponible en permanence.

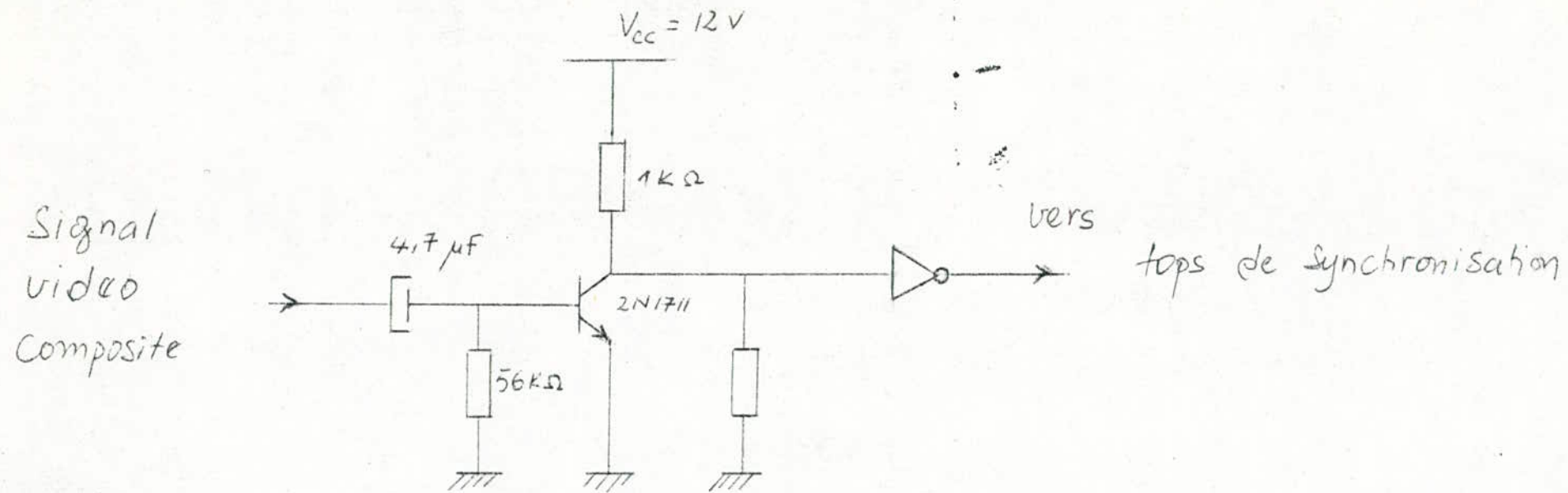


Fig II-10 Schéma d'extraction des tops de synchronisation

En résumé, le système permet de réaliser 4 fonctions avec seulement 2 boutons poussoirs. Le réglage pas à pas est obtenu en opérant avec des pressions fugitives sur les boutons poussoirs. Le réglage manuel rapide se fait en maintenant une pression sur l'un des boutons pendant 2 S environ.

### 3\_4 CIRCUIT DE RECONNAISSANCE DES EMISSIONS TV:

La reconnaissance des émissions TV a été faite principalement par la détection des tops de synchronisation.

L'extraction de ces tops de synchronisation a été faite à partir d'un circuit séparateur à transistor fonctionnant avec le même principe que celui déjà utilisé par la première thèse de recherche automatique de stations.

Le premier filtre a été supprimé du fait qu'il apportait une désadaptation au téléviseur se manifestant par la déformation de la mire.

Le second transistor servant à inverser le signal a été remplacé par un inverseur du fait qu'il donnait de meilleurs résultats. Le schéma du montage est représenté à la figure II-11

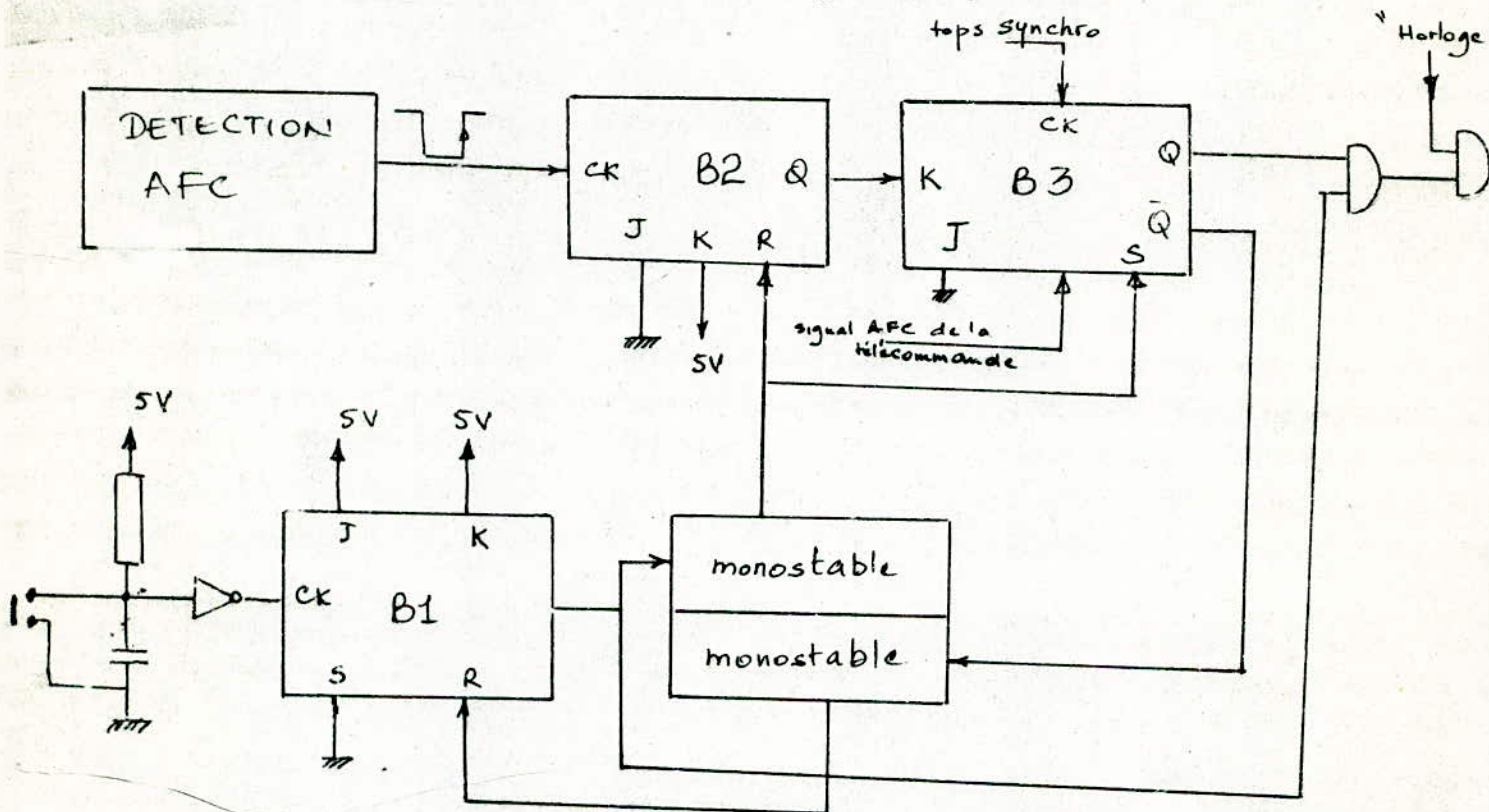
### 3\_5 CIRCUIT D'ARRÊT SUR IMAGE:

Le circuit d'arrêt sur image représente la partie la plus importante de tout le dispositif de recherche automatique de stations. En effet, c'est cette partie qui va définir la qualité et les performances de tout le système.

Le circuit d'arrêt sur image que nous avons réalisé est décrit par le schéma synoptique de la figure II-12a. Ce circuit a été conçu pour avoir un arrêt optimal offrant ainsi la meilleure qualité de l'image.

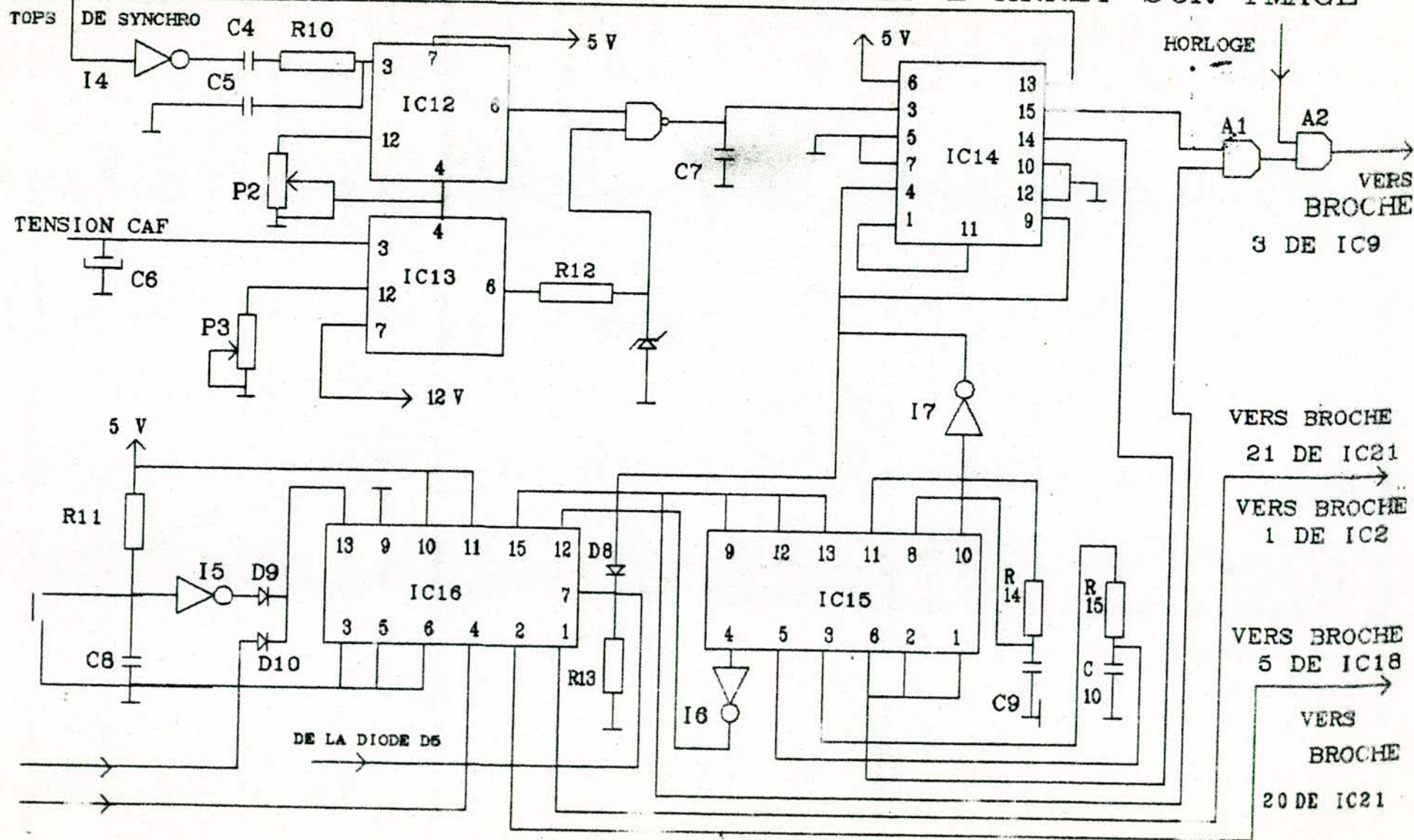
Ce circuit comprend un étage de détection de la tension de CAF qui peut être réglable par l'opérateur, la sortie de ce bloc est validée par les tops de synchronisations.

Par simple pression sur le bouton poussoir, la sortie du système d'arrêt sur image ainsi que celle de la validation de la RAS sont forcées à l'état haut. Ceci permet de libérer l'horloge à travers son bloc de commande: la recherche automatique de stations est ainsi lancée.



FIGII.18a: Schéma de fonctionnement du dispositif de recherche

FIG 12: SCHEMA ELECTRIQUE DE LA RAS ET L'ARRET SUR IMAGE



Une fois qu'une image TV est reçue et que la tension CAF est égale à la tension de référence fixée, la sortie du système d'arrêt sur image sera forcée à l'état bas: c'est l'arrêt sur image.

Le schéma électrique ainsi que le câblage du dispositif est donné à la figure II-12b.

a\_ Etage de détection:

L'étage de détection a été soigneusement étudié afin de donner le meilleur arrêt sur image. La conception de cet étage a été faite de manière à s'adapter à la caractéristique de la tension CAF (voir figure II-13).

Si l'on étudie la caractéristique de la tension CAF, on remarque que celle-ci passe de 0,5V jusqu'à sa valeur maximale qui se situe autour de 11V en suite redescend à 0,5V. Une bonne image TV correspondrait à une tension CAF de 6V, c'est à dire une fréquence FI de 38,9 MHz.

La fonction du circuit réalisé consiste à générer un front montant juste au passage de la tension CAF par 6V et ce dans la phase de descente de la caractéristique. Ce front montant servira comme signal de commande pour l'arrêt du système de recherche, il sera appliqué à l'entrée CK de la bascule B2 du bloc d'arrêt sur image.

L'étage de détection est constitué de deux comparateurs; le premier prend en charge la tension CAF et la compare à une tension de référence fixée autour de 6V. Le second comparateur servira comme signal de validation pour le premier comparateur, celui-ci prend en charge les tops de synchronisés et filtrés et compare la tension résultante à une tension de référence ajustable.

Ces mesures serviront à éviter l'arrêt sur image lorsque la tension de CAF dépasse la tension de référence et pour des raisons dues principalement aux bruits et aux interférences. De cette manière, seules les émissions TV seront prises en compte.

Lorsque le système est au repos, les sorties des comparateurs sont à l'état bas ce qui signifie que la sortie de porte NAND est à l'état haut. Aussitôt qu'une émission TV est reçue, les tops de synchronisation font basculer le premier comparateur. D'autre part dès que la tension de CAF dépasse le seuil fixé, le second comparateur bascule à l'état haut, la sortie



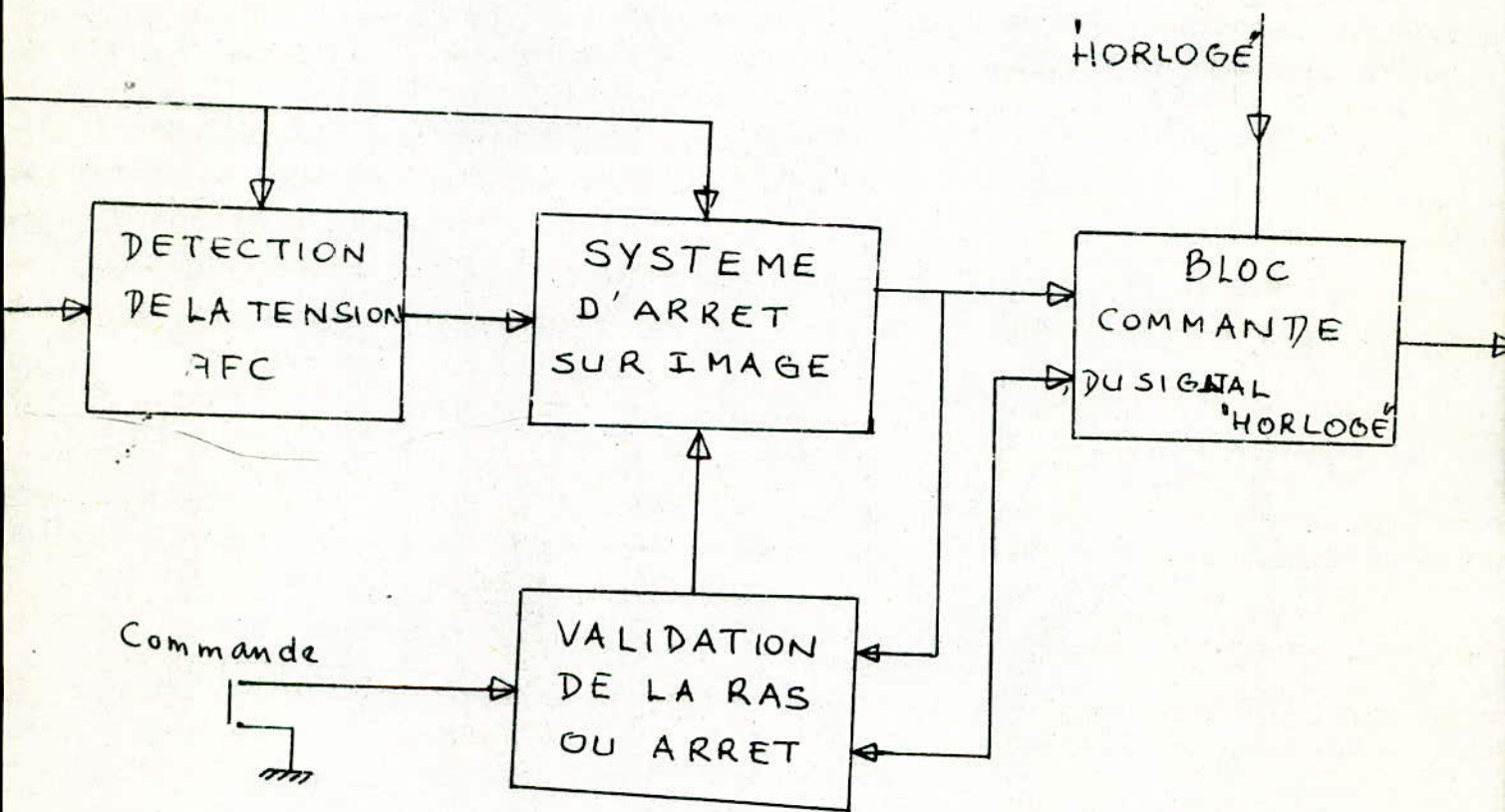


FIGURE 11 : SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA RAS ET L'ARRET SUR IMAGE.

de porte NAND prend alors un état bas. Une fois que la tension CAF repasse par le seuil fixé dans le sens décroissant, la sortie Vs1 prend un état haut. Le passage de l'état bas vers l'état haut constitue le front montant nécessaire à la bascule d'arrêt sur image pour stopper le système de comptage à la position optimum. Ce qui correspond en terme de fréquence à une FI de 38,9 MHz.

#### b. Etage de validation de la RAS et arrêt sur image:

Cet étage est composé de trois bascules travaillant en mode synchrone dont deux sont placés en cascade comme l'indique la figure II-14.

La première bascule est montée en diviseur par deux, sa sortie bascule pour chaque pression sur le bouton poussoir. D'autre part, son entrée CK est reliée à un inverseur.

La seconde bascule est montée de façon à donner sur sa sortie un état haut lorsqu'un front montant est reçu sur son entrée CK, cette sortie est reliée à une troisième bascule câblée de façon à basculer à l'état bas toutes les fois que K est à l'état bas et que les tops de synchro sont présents sur son entrée CK. Notons aussi que les sorties de B1 et de B3 sont reliés à la porte A1. D'autre part, la sortie de B1 attaque l'entrée de RESET de B2 ainsi que l'entrée SET de B3 et ce à travers un monostable.

Supposons qu'au repos, la sortie de B3 soit à l'état haut et que celle de B2 soit à l'état bas. Si l'on applique une impulsion positive sur l'entrée hologe de B1 et ce grâce au bouton poussoir, la sortie de B2 bascule à l'état haut, une impulsion est générée par le monostable M1; cette impulsion sera appliquée à l'entrée SET de B3 et RESET de B2 ce qui permet de forcer la première à 1 et la seconde à 0. De ce fait, les entrées de la porte A1 se trouvant à l'état haut font basculer sa sortie à 1, le signal d'hologe est libéré à travers la porte A2 et la recherche automatique de stations sera lancée.

Aussitôt qu'une émission TV est reçue, les tops de synchronisations se retrouvent sur l'entrée CK de B3; La bascule se met en mode attente. Comme les entrées J et K de la bascule sont à l'état bas, l'arrêt sur image sera opéré lorsque la sortie de B3 basculera à l'état bas ce qui signifie que K passe à l'état haut. K étant la sortie de la bascule B2, cette dernière basculera à l'état haut aussitôt qu'elle recevra un front montant sur son entrée clock; ce front montant sera fourni par l'étage de détection CAF. Ainsi, tout l'ensemble n'attendra que ce front montant pour s'arrêter. Ce signal sera délivré aussitôt que la tension de CAF passera en dessous du seuil fixé.

Mode \ états	Bascule		Compteur	Memoire		Bascule	
	$Q$	$\bar{Q}$	$P/E$	$R/\bar{W}$	$E/\bar{O}$	S	R
écriture	1	0	0	0	1	1	0
Lecture	0	1	1	1	0	0	1

S	R	
0	0	Conservation d'états
0	1	Lecture
1	0	écriture
1	1	écriture

Table de vérité de la bascule

fig I. 16

Une fois que ce front montant est délivré, la sortie de B1 passe à 1, cet état se retrouver sur l'entrée K de B2 ; comme il y a présence d'un signal d'horloge, la sortie de B3 bascule à l'état bas: c'est l'arrêt sur image. Au même moment, la sortie complémentaire de B3 passe à l'état haut, celle-ci servira à délivrer une impulsion positive à l'entrée RESET de la bascule B1 et ce à travers un monostable. Cette opération permet de remettre la bascule B1 à zéro à chaque fois qu'une émission TV est reçue; de cette manière, une autre pression sur le bouton poussoir permet de réinitialiser les bascules B2 et B3 et donc de lancer une autre recherche automatique de stations. Notons aussi, que la recherche automatique peut être interrompue manuellement à n'importe quel moment par une autre pression sur le même bouton poussoir. D'autre part, la recherche automatique de stations est automatiquement interrompue en cas de changement de programme; cette fonction est réalisée par application du signal AFC provenant du décodeur de la télécommande sur la broche RESET de la bascule B3.

Une dernière remarque s'impose. Il est sûr que toute l'efficacité et les performances du dispositif de recherche automatique de stations restent indiscutablement liées à la nature ainsi qu'à la qualité du circuit de détection des stations TV, entre autre la séparation des tops de synchronisation. En effet, le bruit présent en absence de signal utile peut faire arrêter le système de recherche automatique de stations; l'utilisation d'un circuit intégré spécifique pour la détection des tops de synchro donnerait évidemment de meilleurs résultats.

### 3\_6 CIRCUIT DE MEMORISATION:

Le schéma synoptique de ce circuit est donné à la figure II-15 . Ce schéma consiste à intercaler une mémoire entre le compteur prépositionnable et le CNA ; cette mémoire va permettre de mémoriser les informations numériques relatives à des programmes d'émissions et de les restituer en temps voulu.

L'opération de mémorisation consiste à connecter l'ensemble des sorties logiques du compteur aux entrées de données de la mémoire. L'entrée de validation de la RAM étant mise à la masse, la mémorisation sera en permanence fonctionnelle à condition bien sûr de lui appliquer les signaux de lecture et d'écriture d'une manière convenable, ceux-ci seront fournis par le circuit IC16. Les signaux de lecture et d'écriture sont représentés à la figure II-16 .

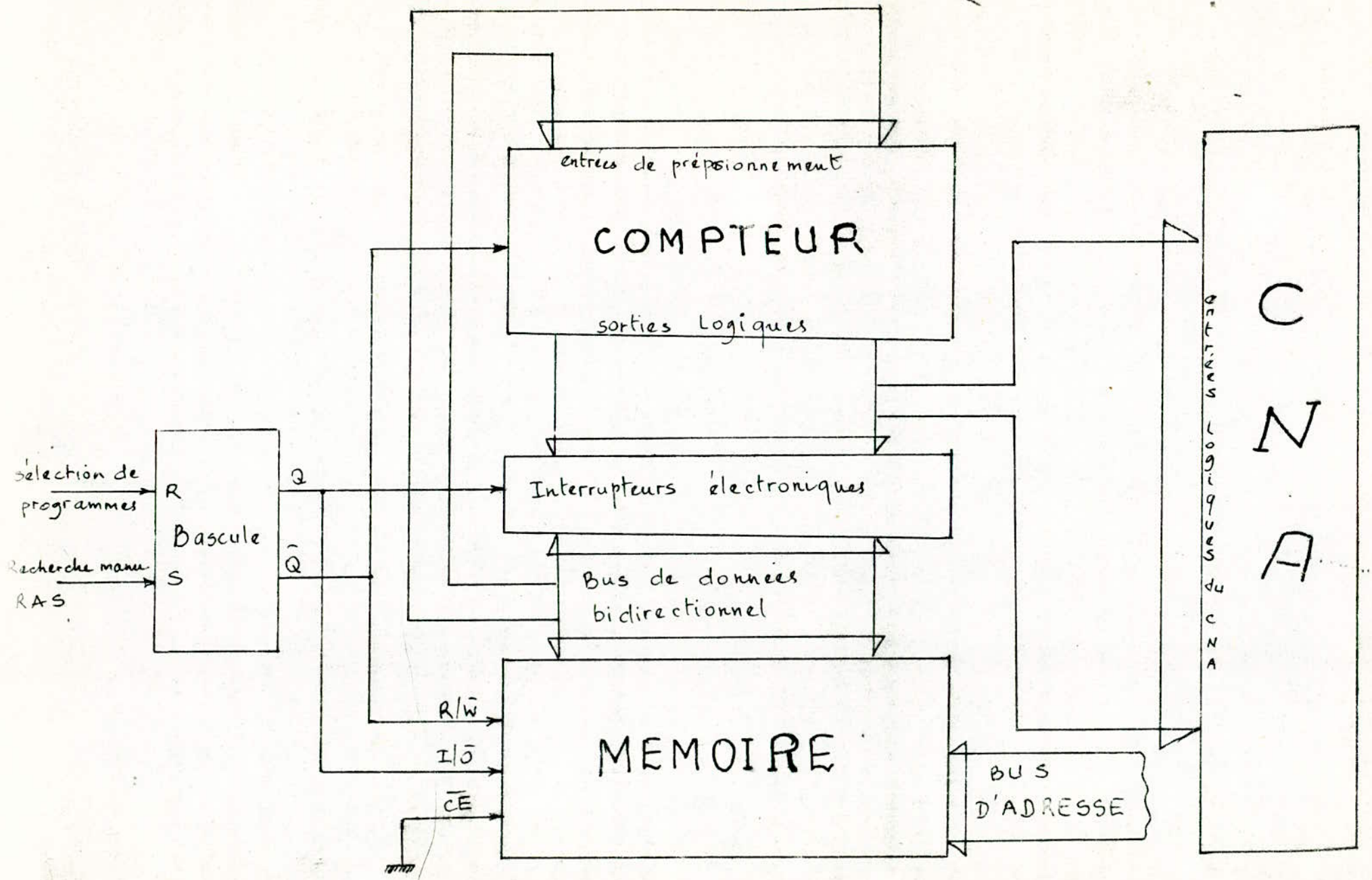


FIGURE 15: Schéma synoptique de la mémorisation des canaux

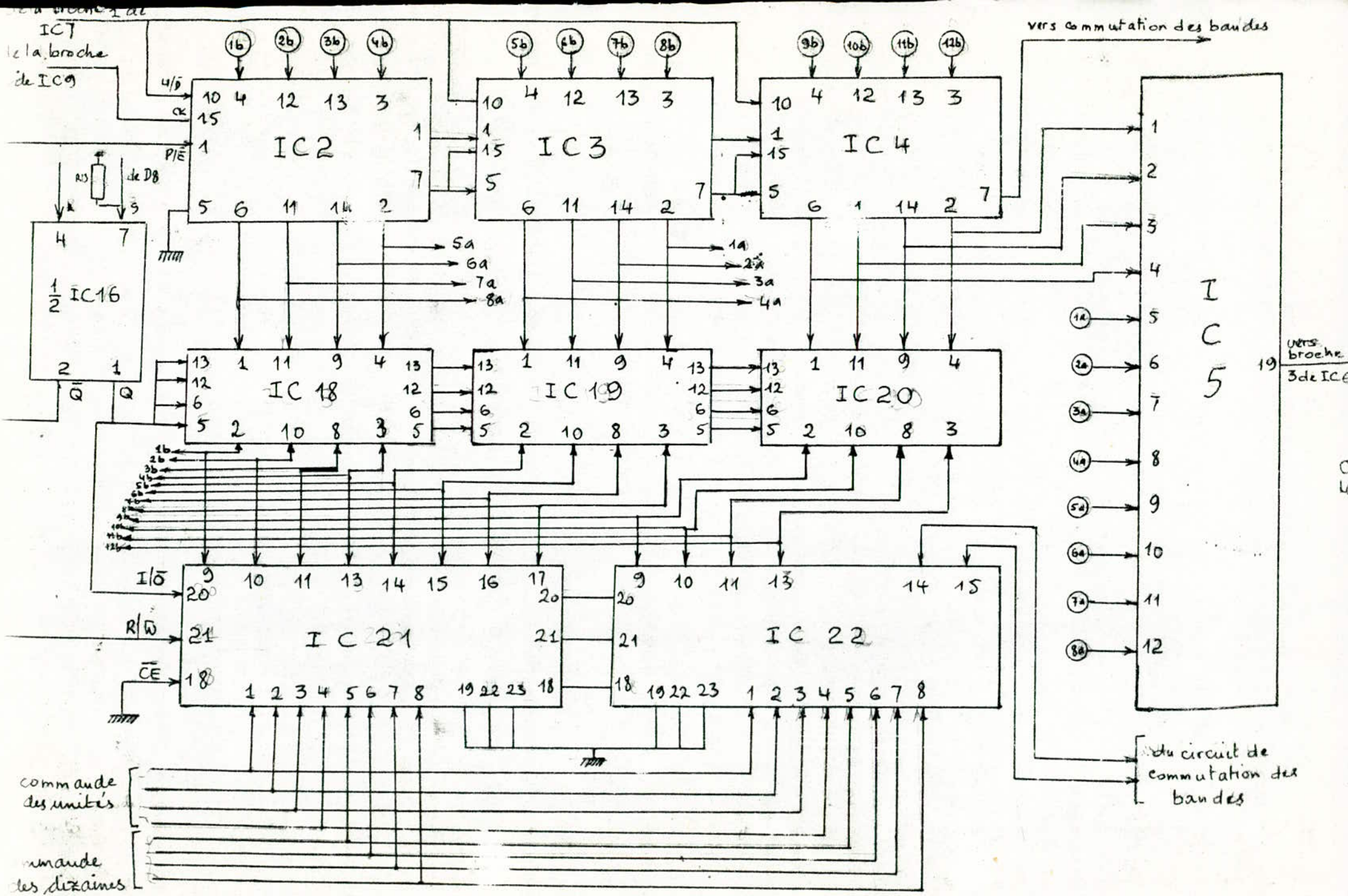


FIG : Cablage du dispositif de mémorisation des programmes TV

Telle que cette bascule est câblée (voir figure II-17), une opération d'écriture est possible lorsque sa sortie est à l'état haut. Au moment de la recherche automatique de stations ou de la recherche manuelle, la mémoire se positionne en mode écriture, chose possible en connectant la sortie du monostable M1 ainsi que la diode D5 à l'entrée SET de IC16.

Lorsqu'une des touches de sélection de programme est enfoncée, la mémoire se met en mode lecture et le compteur en mode prépositionnement; il faut donc connecter le signal AFC issu du décodeur de la télécommande à la broche RESET de la bascule et connecter la sortie de cette même bascule aux broches P/E des trois compteurs. Le bus de données de la RAM se positionne en mode sortie et va donc transmettre le mot binaire à l'ensemble des entrées de prépositionnement; durant cette phase, les compteurs fonctionnent en mode asynchrone. Grâce à ce câblage, le contenu de la mémoire sera directement converti en une tension continue permettant ainsi d'accorder le récepteur à sur la station pré-réglée.

Comme la mémoire possède des entrées de données bidirectionnelles, son interfaçage direct avec les compteurs est impossible du fait que lorsque celle-ci est en mode lecture, les sorties de données de la mémoire seront court-circuitées avec les sorties logiques des compteurs. Ce problème a été résolu en intercalant des interrupteurs électroniques entre les deux composants. De cette manière, aussitôt que la mémoire est en mode lecture, les interrupteurs s'ouvrent, évitant ainsi le court-circuit. La commande de ces interrupteurs est assurée par la sortie de la IC16.

D'autre part, deux bits de la mémoire sont réservés à l'information relative à la bande de fréquence balayée; le principe de lecture et d'écriture de cette information est le même que le précédent. Cette information est recueillie sur la sortie du bloc de commutation des bandes de fréquence et est restituée par ses entrées de prépositionnement (ceci dans le cas d'une lecture).

Concernant le circuit de commutation automatique de bandes, celui-ci est représenté par le schéma synoptique de la figure II-18. Dans l'étude de cette partie du dispositif, notre but était de concevoir un système permettant de lancer la recherche automatique de stations à partir de la station déjà mémorisée; ceci est possible avec l'utilisation d'un système prépositionnable, c'est à dire un système qui est directement forcé par la donnée provenant de la mémoire; cette solution permet de lancer la recherche automatique de stations à partir de la position mémorisée et de faire des retouches manuelles sur l'accord des stations si cela s'avérait nécessaire.

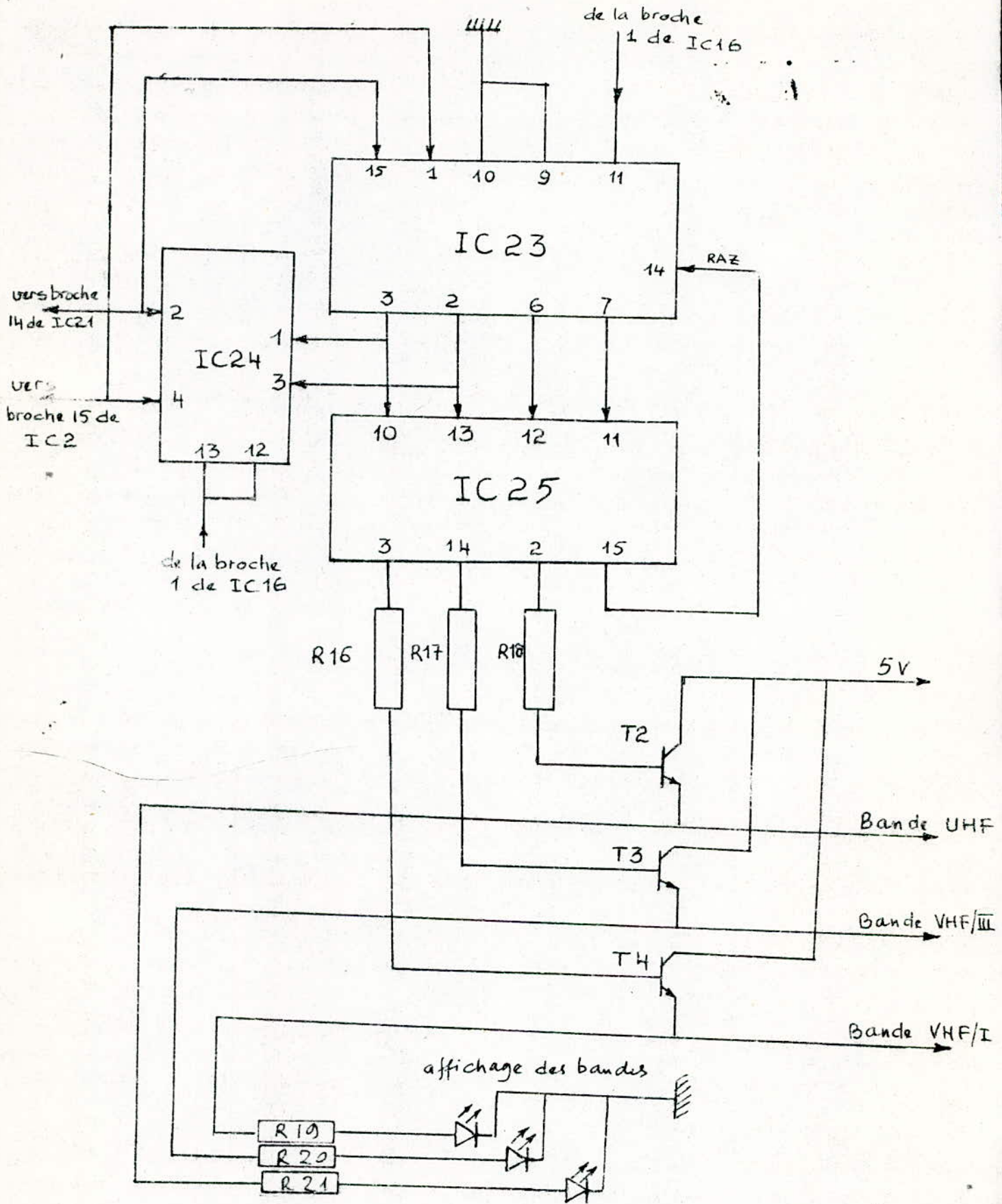


FIG : Schéma électrique de la commutation automatique des bandes.



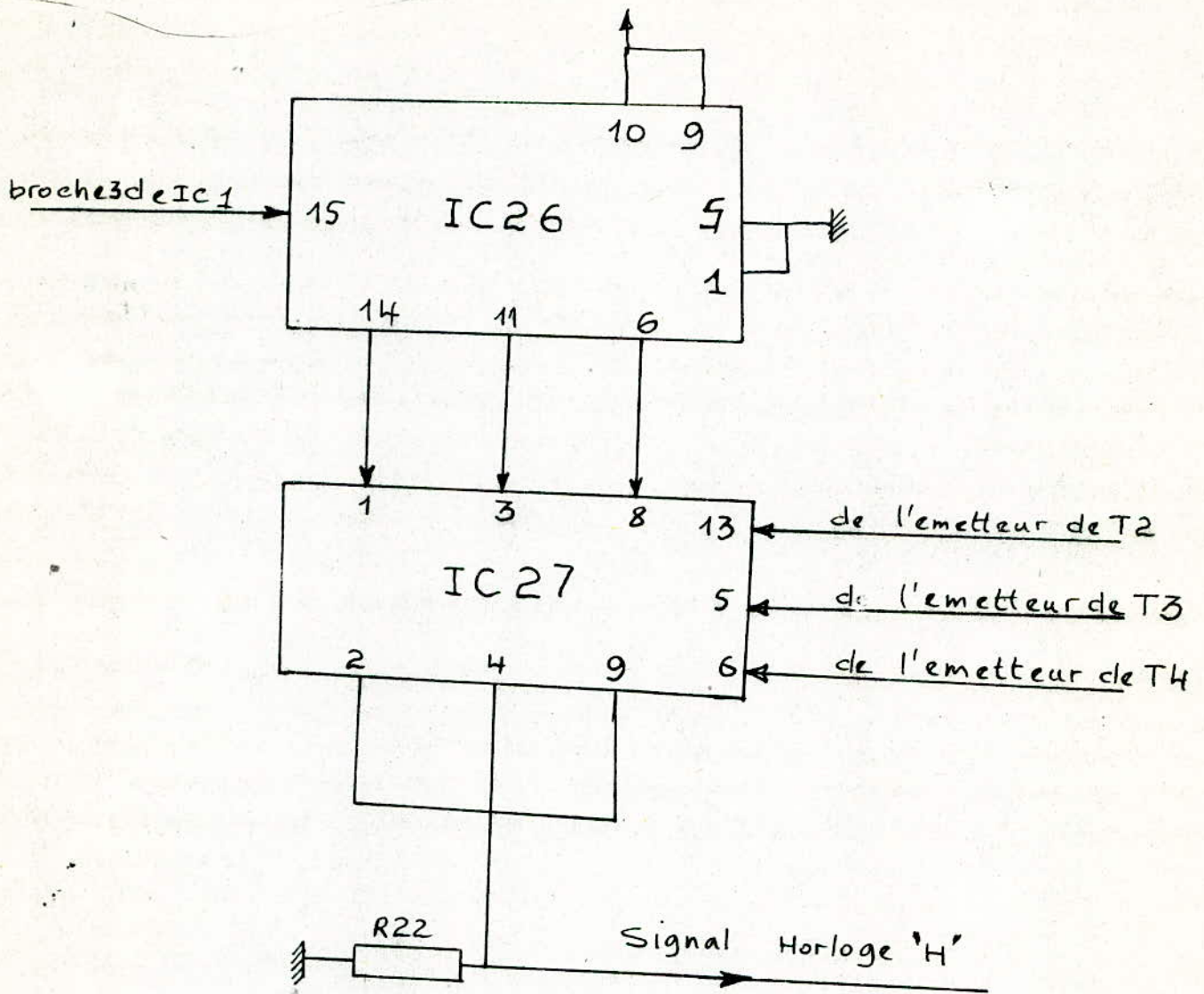


FIG 19: Système de commutation automatique de vitesse recherche.

Ce circuit consiste en l'utilisation d'un compteur prépositionnable qui possède une entrée de remise à zéro, ce compteur attaque un décodeur BCD-Décimal, il force l'une de ses sorties à l'état haut et ce au rythme des impulsions de l'horloge. Les sorties utilisées sont respectivement 3, 14 et 12, la sortie 15 servira pour la remise à zéro du compteur; un cycle identique au premier recommence. Les trois premières sorties serviront à mettre en service l'une des trois bandes et ce à travers trois transistors travaillant en commutation.

Dans le cas d'une lecture, les deux sorties du compteur sont reliées à la mémoire ainsi qu'aux entrées de prépositionnement et ce à travers deux interrupteurs électroniques. au moment de la lecture, les interrupteurs se referment et les données de la mémoire seront directement transférées au compteur et ce grâce à un chargement parallèle. L'information relative à la bande de fréquence concernée est ainsi restituée, ce qui permet un accès direct aux programmes sur les différentes bandes. Remarquons aussi que les sorties 3, 14 et 2 serviront aussi pour l'affichage de la bande en service.

Concernant la vitesse de balayage de l'oscillateur local du sélecteur RF, nous avons prévu un circuit de commutation automatique de vitesse qui permet d'avoir plusieurs vitesses de balayage commutables suivant la bande de fréquence en service; cette idée d'attribuer différentes vitesses selon la bande en service est due au fait que pour un fonctionnement optimum de la RAS, la bande de fréquence balayée durant un temps déterminé devrait être la même. Or, il s'avère que ce n'est pas le cas d'autant plus que si on sait que la largeur de bande diffère d'une bande de fréquence à une autre.

La bande UHF qui comprend environ 400 MHz sera balayée avec une vitesse inférieure à celle de la bande VHF I et inférieure à celle de la bande VHF III.

Si  $F$  est la fréquence de l'horloge qui correspond à la bande VHF I, celle qui correspondra à la bande VHF III sera  $F/2$  et celle qui correspondra à la bande UHF sera  $F/4$ .

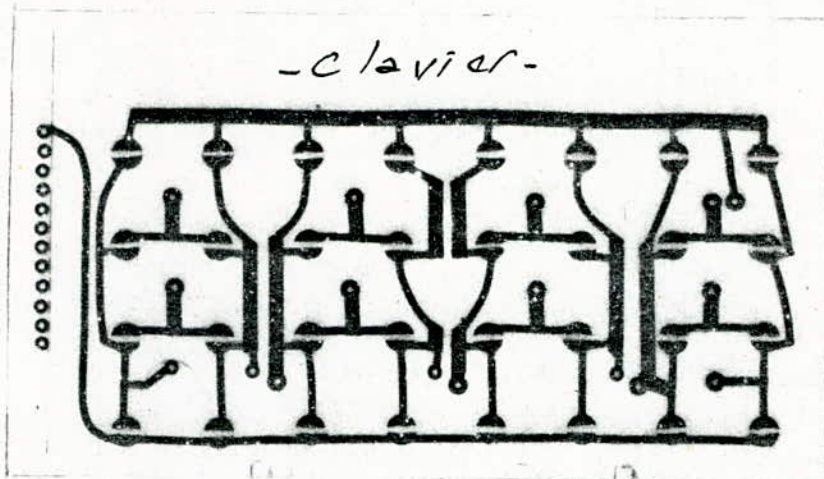
Le circuit de commutation automatique de vitesse de balayage sera constitué d'un compteur du type CD 4029. Les trois sorties Q1, Q2, Q3 de ce compteur sont reliées à des interrupteurs électroniques selon la configuration de la figure II-19; la commande de ces interrupteurs est assurée par les trois sorties du décodeur BCD-Décimal, ce câblage est fait de manière à attribuer la plus grande fréquence à la bande I et la plus faible à la bande UHF; Les sorties de ces interrupteurs sont reliées pour constituer le signal d'horloge des blocs de recherche manuelle et automatique.

## TESTS ET VERIFICATION:

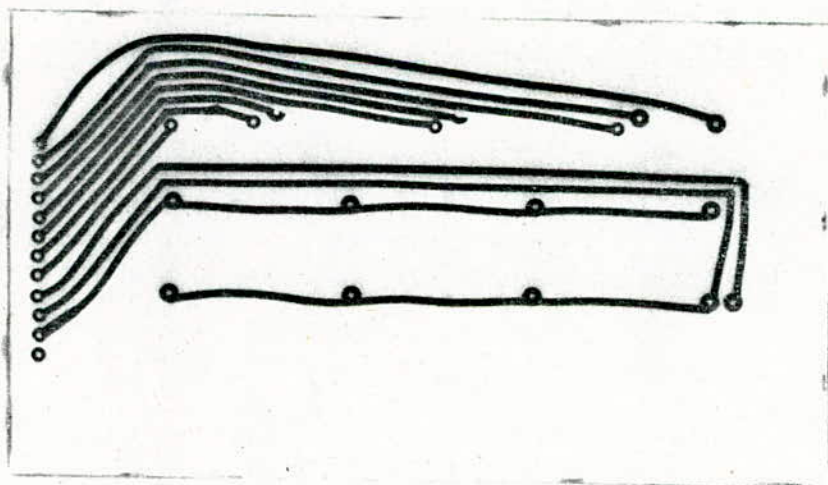
Nous avons pu mener à bien notre tâche. Les tests ont été positifs. Les résultats que nous avons obtenus sont satisfaisants. La portée de la télécommande est assez remarquable. Elle est aux alentours de 20 mètres à condition que la pile ne soit pas usée. La plus grande partie du travail a été faite. Cependant, nous déplorons le manque de composants qui a tout au long du semestre perturbé notre travail. Quant à la recherche automatique de stations elle est fonctionnelle. Son amélioration est bien visible par rapport à celle qui existe. Malheureusement, elle comporte beaucoup de défauts. Nous espérons que notre travail servira de point de départ pour une éventuelle utilisation d'un microprocesseur afin de réduire d'une manière considérable la circuiterie.

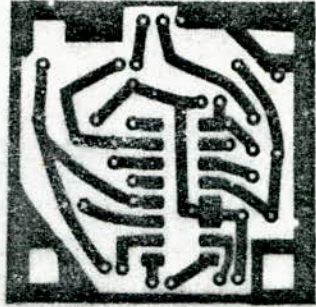
Circuit imprimé de l'émetteur

-clavier-

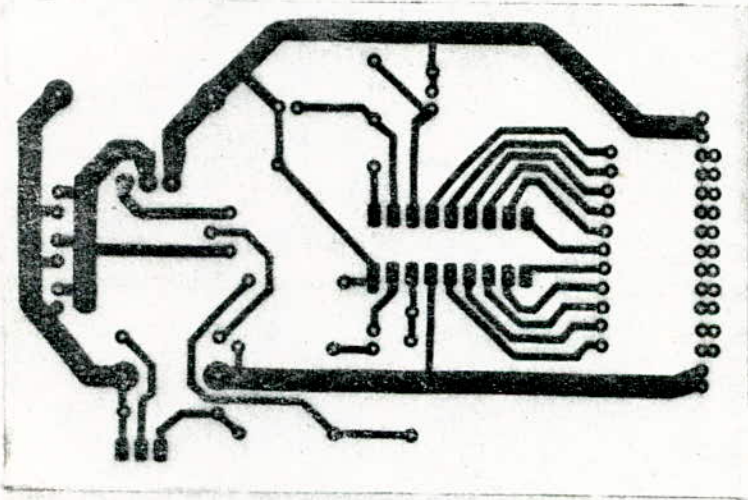


Réalisé en double face





Circuit imprimé du préamplificateur



Circuit imprimé de l'amplificateur

## CONCLUSION:

L'étude que nous venons d'accomplir constitue le parachèvement de notre cursus universitaire.

Le travail effectué dans le cadre de notre projet de fin d'étude, a permis d'apporter une amélioration concrète aux performances du téléviseur 66ct4 en le dotant d'une télécommande et d'un dispositif de recherche automatique de stations.

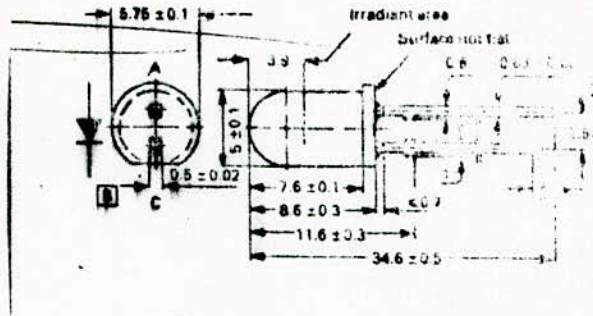
Cette réalisation n'est qu'un exemple des multiples possibilités d'amélioration des téléviseurs notamment de fabrication nationale. Les principes sont relativement simples à comprendre mais la conception et la mise en oeuvre ont demandé beaucoup de temps, d'efforts et surtout de la patience.

Ce module s'adapte à tous les téléviseur couleurs de normes B et G.

Nous avons atteint, difficilement certes, l'objectif que l'on s'était fixé à savoir la réalisation de la télécommande et de la recherche automatique de station et nous espérons avoir apporté, par cette étude, notre modeste contribution à l'amélioration des résultats obtenus dans le laboratoire de télévision, les quels peuvent être utilisés pour relever la qualité des produits nationaux.

ANNEXE

**emitter 635-296 high power**

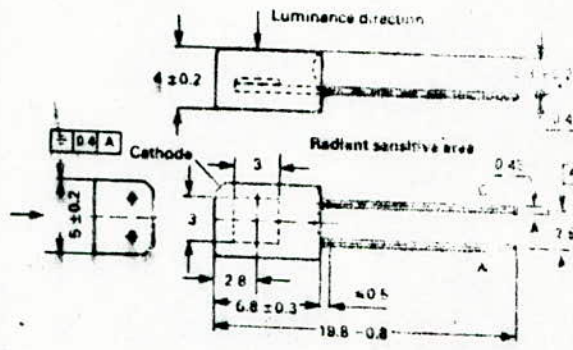


**Absolute maximum ratings at 25 °C (unless stated)**

	High Power	
	Emitter 635-296	Sensor 635-303
Reverse voltage	5V	32V
Forward current	150mA	-
Forward peak current ( $t_p/T = 0.5$ , $t_p \leq 10\text{ms}$ )	300mA	-
Forward surge current ( $t_p \leq 10\mu\text{s}$ )	2.5A	-
Power dissipation ( $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ )	210mW	150mW
Junction temperature	100°C	80°C
Storage temp range	-55°C to +100°C	-30°C to +80°C
Operating temp. range	-40°C to +80°C	-30°C to +80°C
Soldering temperature $t \leq 5\text{s}$ $d \geq 1.5\text{mm}$	260°C	260°C



sensor 635-303



Radiant sensitive area  $A = 7.5\text{mm}^2$

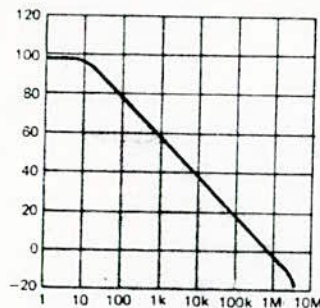
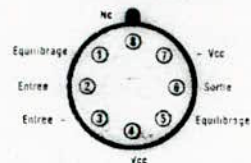
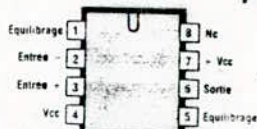
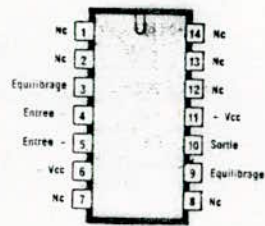
Sensor parameters		Test conditions	High power 635-303			units
			min	typ	max	
$V_{(BR)}$	Breakdown voltage	$I_R = 100\mu\text{A}, E = 0$	32			V
$BV_{CEO}$	Collector-emitter breakdown voltage	$I_C = 100\mu\text{A}, E_o = 0$				V
$BV_{ECO}$	Emitter-collector breakdown voltage	$I_E = 100\mu\text{A}, E_o = 0$				V
$I_D$	Dark current	$V_R = 10\text{V}, E = 0$		2	30	nA
		$V_{CE} = 15\text{V}, E_o = 0$				
$I_L$	Light current	$V_R = 5\text{V}, E = 1\text{mW/cm}^2,$ $\lambda_p = 950\text{nm}$	43	45		$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 5\text{V}, E_o = 20\text{mW/cm}^2$				mA
		$V_{CE} = 5\text{V}, E_o = 2\text{mW/cm}^2$				
$C_j$	Junction capacitance	$V_R = 3\text{V}, E = 0, f = 1\text{MHz}$		25	40	pF
$V_{CE}$	Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 0.5\text{mA}, E_o = 20\text{mW/cm}^2$				V
$t_r$	Rise time	$V_R = 10\text{V}, R_L = 1\text{k}\Omega,$ $\lambda_p = 880\text{nm}$		50		ns
		$V_{CC} = 30\text{V}, I_L = 800\mu\text{A},$ $R_L = 1\text{k}\Omega$				$\mu\text{s}$
$t_f$	Fall time	$V_R = 10\text{V}, R_L = 1\text{k}\Omega,$ $\lambda_p = 880\text{nm}$		50		ns
		$V_{CC} = 30\text{V}, I_L = 800\mu\text{A},$ $R_L = 1\text{k}\Omega$				$\mu\text{s}$

**Operating characteristics at 25°C**

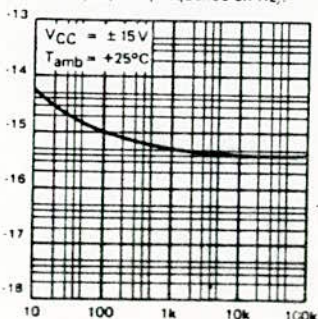
Emitter parameters		Low power 306-077 (IF = 20mA)			High power 635-296 (IF = 100mA)			Units
		min	typ	max	min	typ	max	
$P_O$	Radiant power output	0.5	1.2					mW
$\lambda_p$	Wavelength at peak emission		940			15		nm
$\Delta\lambda$	Spectral bandwidth between half intensity points					950		nm
$\theta_{H.}$	Beam angle - half intensity points					50		nm
$V_f$	Forward voltage		8°			50°		
$C_j$	Junction capacitance ( $V_f = 0, f = 1\text{MHz}$ )		1.6			1.3		V
$t_r$	Rise time $I_{FM} = 20\text{mA}, p_w = 2\mu\text{s}$					50		pF
	$I_{FM} = 1\text{A}, t_p \leq 10\mu\text{s}$		600					ns
$t_f$	Fall time $f = 45\text{kHz}$					400		ns
	$f = 1\text{kHz}$		350					ns
						450		ns

## AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

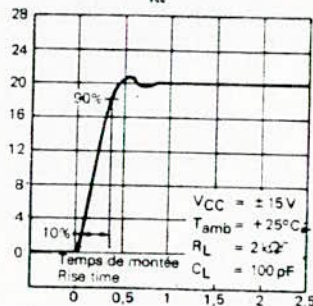
741



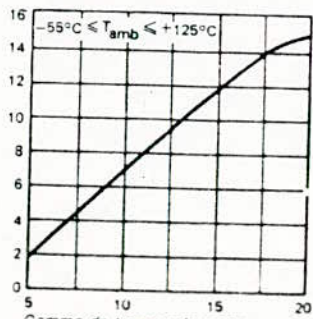
Réponse en fréquence en boucle ouverte  
GBO (dB) = f (fréquence en Hz).



Tension de bruit à l'entrée  
( $V_{EN}^2(V^2/Hz) = f$  (fréquence en Hz))



Réponse impulsionnelle (slew rate)  
 $V_S (mV) = f$  (en  $\mu s$ )



Gamme de tension de mode commun  
 $V_E(V) = f(V_{CC} \text{ en } V)$

## AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

741

Le type 741 est un amplificateur opérationnel monolithique utilisable dans de nombreuses applications analogiques telles : amplificateurs sommateurs, amplificateurs suiveurs, intégrateurs, filtres actifs... Son circuit de compensation interne (condensateur de 30 pF intégré au boîtier) lui confère une excellente stabilité dans les utilisations en boucles fermées. Il remplace bien souvent le type 709 dans les applications industrielles (pin pour pin). Ce circuit est protégé contre les surcharges en entrée et en sortie, il ne se verrouille pas (latch-up) lorsque les tensions maximales de mode commun sont dépassées. Deux versions sont disponibles, l'une commerciale, l'autre militaire et cinq types de boîtiers sont proposés selon les constructeurs : mini dip, DIL 14 broches, boîtier rond métallique 6 broches, boîtier plat 10 broches, micro-boîtes.

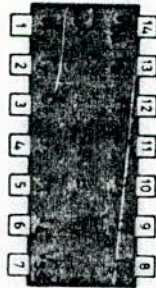
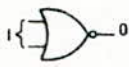
### Caractéristiques maximum

	741 militaire	741 commercial	unités
Temp. de fonctionnement	-55 +125	0 +70	°C
Tension d'alimentation	±22	±18	V
Dissipation de puissance	500	500	mW
Tension différentielle d'entrée	±30	±30	V
Tension d'entrée	±15	±15	V

### Caractéristiques électriques (à $T_{amb} = 25^\circ C$ )

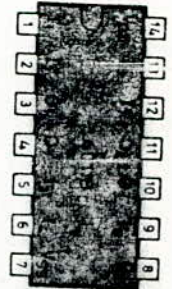
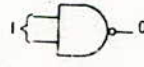
Paramètres	Symb.	Conditions de mesures	741 milit.			741 comm.		
			min.	typ.	max.	min.	typ.	max.
Tension de décalage à l'entrée (mV)	$V_{IO}$	$R_S < 10^3 \Omega$	1	5	2	6		
Courant de décalage à l'entrée (nA)	$I_{IO}$		20	200	20	200		
Courant de polarisation moyen (nA)	$I_B$		80	500	80	500		
Amplification en tension (x 30)	$A_V$	$V_O = \pm 10 V, R_L = 2 k\Omega$	50	200	20	200		
Courant fourni par les alimentations (mA)	$I_{CC}$		1,7	2,8	1,7	2,8		
Tension d'entrée limite (V)	$V_{MAX}$		±12	±18	±12	±13		
Courant de court-circuit en sortie (mA)	$I_{OS}$		25		25			
Taux de rejection des alimentations (dB/V)	SVR	$R_S < 10^3 \Omega$	90	150	90	150		
Taux de rejection en mode commun (dB)	CMR	$R_S < 10^3 \Omega$	70	90	70	90		
Impédance d'entrée différentielle (M $\Omega$ )	$Z_i$		0,3	2	0,3	2		
Dynamique de sortie (V)	$V_{OPP}$	$R_L > 10^3 \Omega$	±12	±14	±12	±14		
Temps maximale de sortie (slew rate) (V/ $\mu s$ )	$S_{VO}$	$R_L > 2 k\Omega$	±10	±13	±10	±13		

Porte NOR  
4 × 2 entrées



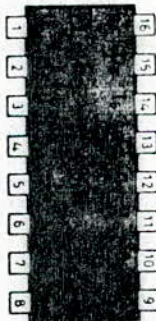
4001

Porte NAND  
4 × 2 entrées



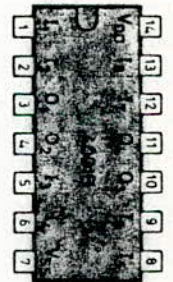
4011

Sextuple inverseur



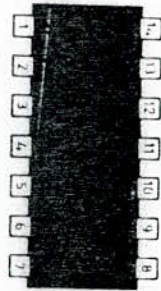
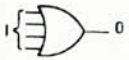
4009  
4049

Porte NOR  
4 × 2 entrées



4001

Porte OR  
2 × 4 entrées



4072

Compteur/décompteur synchrone  
binaire décimal

4029

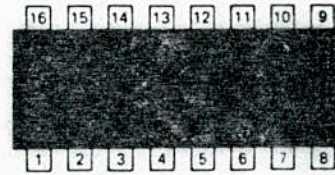
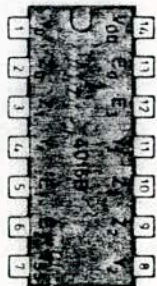


TABLE DE FONCTION

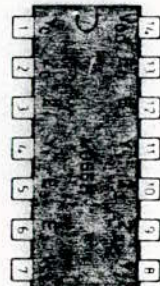
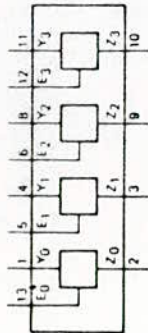
H	X	X	X	X	chargement parallèle (P <sub>n</sub> → O <sub>n</sub> )
L	X	X	H	X	sans changement
L	L	L	L	J	décomptage décimal
L	L	H	L	J	comptage décimal
L	H	L	L	J	décomptage binaire
L	H	H	L	J	comptage binaire

73

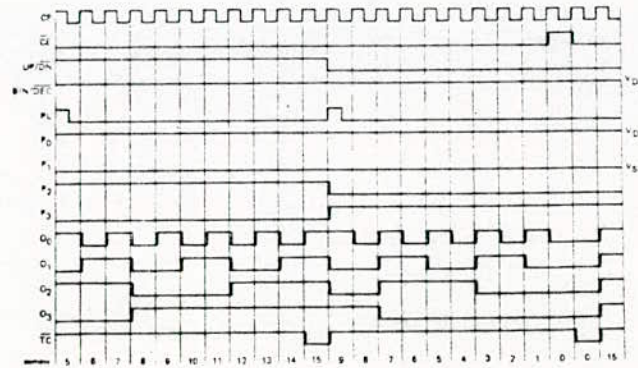
Quadruple interrupteur bidirectionnel



4016



4066



# 12-BIT MULTIPLYING DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

Am6012

## DESCRIPTION

The Am6012 12-bit multiplying Digital-to-Analog converter provides high speed and 0.025% differential nonlinearity over its full commercial temperature range.

The D/A converter uses a 3-bit segment generator for the MSBs in conjunction with a 9-bit R-2R diffused resistor ladder to provide 12-bit resolution without costly trimming processes. This technique guarantees a very uniform step size (up to  $\pm 1/2$  LSB from the ideal), monotonicity to 12 bits and integral nonlinearity to 0.05% at its differential current outputs.

The dual complementary outputs of the Am6012 increase its versatility, and effectively double the peak-to-peak output swing. Digital inputs, in addition, can be configured to accept all popular logic families.

While the device requires a reference input of 1mA for a 4mA full scale current, operation is nearly independent of power supply voltage shifts. The power supply rejection ratio is  $\pm 0.001\%$  FS/%  $\Delta V$ . The devices will work from +5, -12V to  $\pm 18$ V rails, with as low as 230mW power consumption typical.

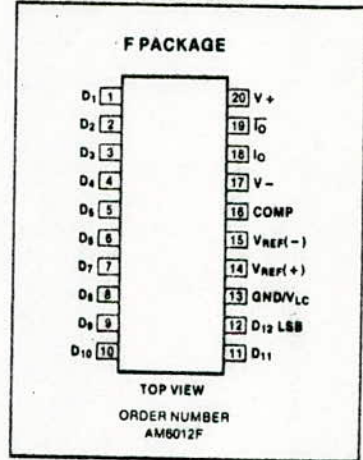
## FEATURES

- 12-bit resolution
- Accurate to within  $\pm 0.05\%$
- Monotonic over temperature
- Fast settling time, 250ns typical
- Trimless design for low cos.
- Differential current outputs
- High-speed multiplying capability
- Full scale current, 4mA (with 1mA reference)
- High output compliance voltage, -5 to +10V
- Low power consumption, 230mW

## APPLICATIONS

- CRT displays, computer graphics
- Robotics, and machine tools
- Automatic test equipment
- Programmable power supplies
- CAD/CAM systems
- Data acquisition and control systems
- Analog-to-Digital converter systems

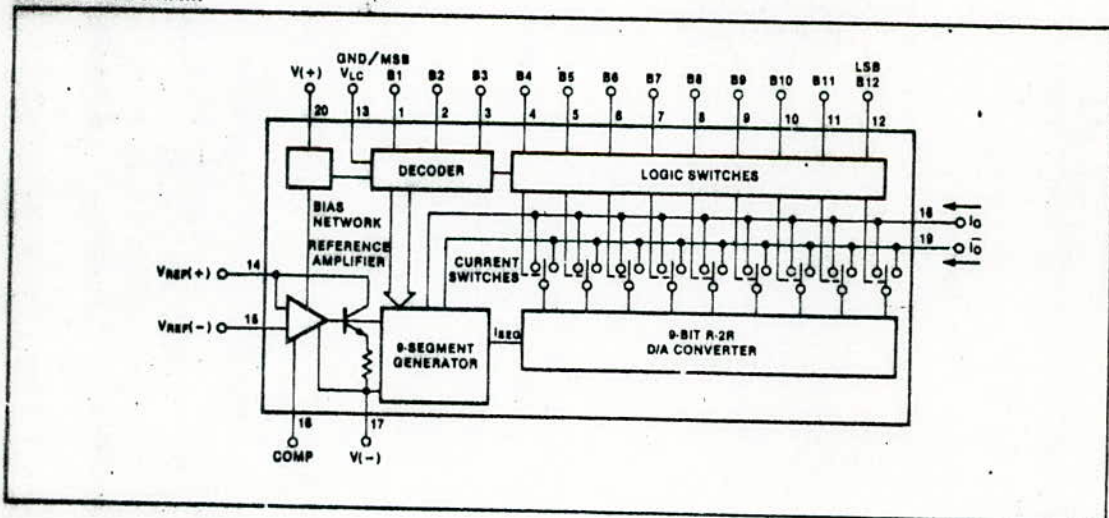
## PIN CONFIGURATION

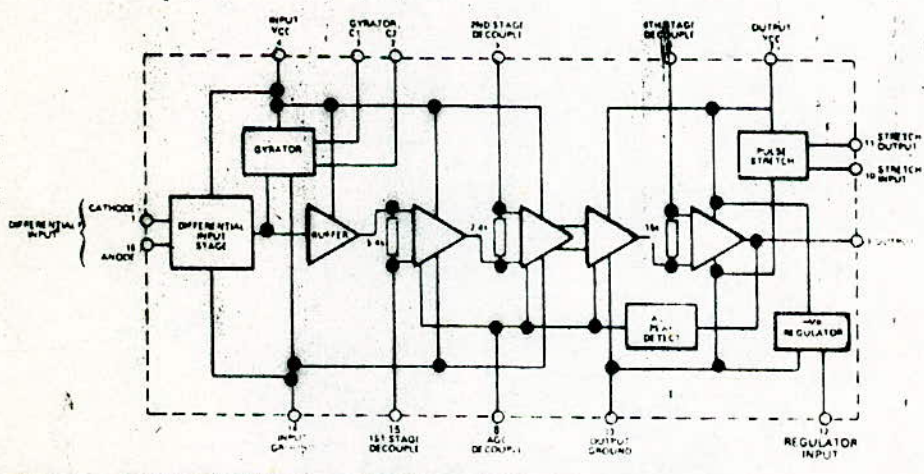


## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

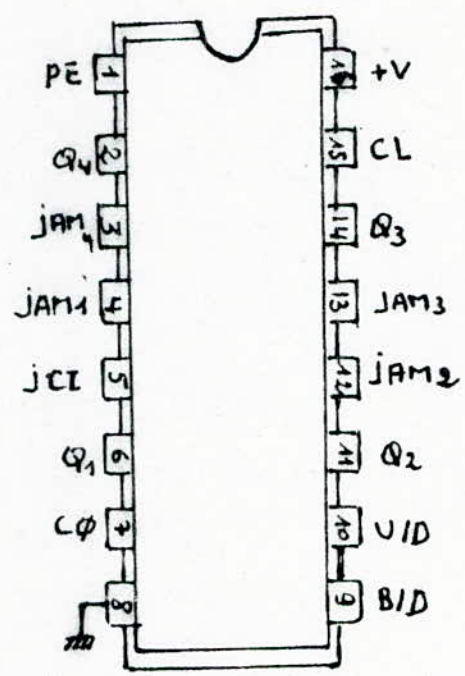
Operating Temperature Am6012F	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C
Power Supply Voltage	$\pm 18$ V
Logic Inputs	-5V to +18V
Voltage Across Current Outputs	-8V to +12V
Reference Inputs $V_{14}$ , $V_{15}$	V- to V+
Reference Input Differential Voltage ( $V_{14}$ to $V_{15}$ )	$\pm 18$ V
Reference Input Current ( $I_{14}$ )	1.25mA

## BLOCK DIAGRAM





Brochage et table de fonction du Compteur MC 4029



ENTREE	ETAT	ACTION
BINARY	1	Comptage binaire
DECADE	0	Comptage BCD
P	1	Comptage
DOWN	0	décomptage
PRESET	1	prepositionnement
ENABLE	0	Non prepositionnement
CARRY IN	1	Compteur bloqué
	0	Compteur avancé (front I)



Circuit Integrals	reference
IC1, IC8, ICT7, ICT10	NE555
IC2, IC3, IC4, IC26, ICT8	4029
IC5	AM6012
IC6	LM224
IC7, IC14, IC16	4027
IC9, IC10, IC11, IC18, IC19 IC20, IC24	4016
IC12, IC13	MA741
IC15	4017
IC21, IC22	AM9128
IC23	74193
IC25	4048
ICT1	SL490
ICT2	SL486
ICT3	ML922
ICT5, ICT6	4013
ICT4	4009

Resistances	Values
R1	3,3 k $\Omega$
R2, R10	15 k $\Omega$
R3, R4, R8, R11, R13	5 k $\Omega$
R5, R22, R9, R12	10 k $\Omega$
R6	30 k $\Omega$
R7, R14, R15	470 $\Omega$
R16, R17, R18	8,2 k $\Omega$
R19, R20, R21	280 $\Omega$
Capacités	Values
C1	0,1 $\mu$ F
C2	22 $\mu$ F
C3, C6, C8	22 $\mu$ F
C4	1 $\mu$ F
C5	0,22 $\mu$ F
C7	0,01 $\mu$ F
C10, C11	1 $\mu$ F

BIBLIOGRAPHIE:

- (-1) Remonte control IC'S  
Edition: RS DATA library-july 1987
- (-2) Remonte control fr a hifi-system  
par STEVE KIRBY  
Edition: Wirless world-march 1982
- (-3) Opto diviices  
Edition:RS data library-july 1987
- (-4) Nouveau guide de la télévision couleur  
par SCART  
Edition
- (-5) Thèse Télécommande (ENP)
- (-6) Thèse Télécommande (BLIDA)
- (-7) Thèse Recherche automatique de station (ENP)
- (-8) Circuit CIARCIA
- (-9) Cours d'électronie par FRANCIS MILSANT  
Eyrolles
- (-10) Principe de fonctionnement des récepteur de télévision  
monochromes et couleur  
par :BOUKELIF Aoud  
Edition:opu
- (-11) Guide mondiale des semi semconducteur
- (-12) Radio plan N°469,490,481,471
- (-13) Le haut parleur:N°1652,1722,1739,1740,1741