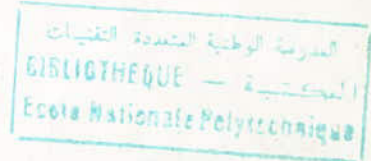


وزارة التعليم و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

*Tex*

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**S U J E T**

**CONCEPTION et REALISATION  
D'UNE TELECOMMANDE  
A INFRAROUGE**

Proposé par : **AKSAS . R** Etudié par : **AZROU . H** Dirigé par : **AKSAS . R**  
**HADJI . G**

PROMOTION : Janvier 86

ECOLE NATIONALE  
POLYTECHNIQUE

departement D'ELECTRONIQUE  
thèse d'ingeniorat d'etat  
en électronique

ujet: conception et réalisation d'une  
télécommande à infrarouge

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

proposé par  
R. AKSAS

etudiés par  
HADJI ghali  
AZROU hand

promotion JANVIER 86

# — Dédicaces —

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

- )) La mémoire de mon père
- )) ma mère
- )) mon frère pour tous les sacrifices consentis durant ma scolarité
- )) ma belle sœur et sa fille "KAHINA"
- )) tous mes oncles et à tous mes amis (15)

AZROU - H

- 
- )) mon père pour tous les sacrifices consentis pour ma scolarité
  - )) ma mère
  - )) mes frères et sœurs
  - )) mes beaux frères et leurs enfants - ABDELHADI ; SID'AHMED ; MUSTAPHA -
  - )) toute ma famille ; les amis (16) et les voisins

HADJI - G

# REMERCIEMENTS

Ce travail a été accompli sous la direction de Monsieur :

R- AKSAS ; chargé de cours à l'ENP.

Nous sommes très heureux aujourd'hui de lui exprimer nos vifs sentiments de gratitude ainsi que notre profonde reconnaissance pour nous avoir guidé dans le travail et avoir mis à notre disposition tous les moyens nécessaires afin de mener à terme cette tâche.

Nos remerciements vont également à tous les enseignants de l'ENP qui ont contribué à notre formation.

Que ; Messieurs FALLAT ; DOUADI-D , KERKADI-M et AIT-AHMED-L trouvent en ces lignes l'expression de notre profonde reconnaissance pour l'aide qu'ils ont apporté à la mise en forme de ce fascicule.

Que toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de cette thèse soient remerciés

Azrou-Hard

Hacji - Ghali

# SUMMAIRE

## Introduction

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## Chapitre - I -

### Généralités sur les infrarouges

- 1/- Nature des rayons IR
- 2/- Source des rayons IR
- 3/- Principe d'émission par IR
- 4/- Procédé de réception des IR
- 5/- Avantage de la transmission par IR

## Chapitre - II -

### Etude de l'émetteur à infrarouges

- 1/- Schéma synoptique
  - 1.1/- Description
  - 1.2/- Fonctionnement
- 2/- Choix des composants
  - 2.1/- SAB 3210 (CODEUR)
    - 2.1.1/- Structure interne et brochage
    - 2.1.2/- Description
    - 2.1.3/- Caractéristiques
    - 2.1.4/- Elaboration des signal de sortie
- 3/- Etage amplificateur
  - 3.1/- Schéma du montage
  - 3.2/- Choix des composants

4°. Clavier

5°. Alimentation du circuit émetteur

## Chapitre -III-

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHÈQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

### Recepteur à infrarouges

1°. Schéma synoptique

1.1° Description

1.2° Fonctionnement

2°. Etude des différents étages

2.1°- Cellule receptrice

2.2°- Circuit sélectif

2.3°- Amplification

2.31°- Amplificateur avec C.A.G

2.32°- Etage suiveur

2.33°- Etage amplificateur (classe A)

2.34°- Etage de mise en forme

2.4° Décodeur SAB 3209

2.5° Circuits d'interface

2.6°- Alimentation de la platine receptrice

## Chapitre -IV-

### Réalisation et tests

1°- Réalisation pratique

2°- Commentaires

Conclusion

Bibliographie

# INTRODUCTION

L'objet de notre étude est la conception et la réalisation d'un système de télécommande à infrarouge ; permettant le réglage à distance de certaines fonctions d'un récepteur de télévision couleur ; à savoir le volume sonore ; la luminosité ; la saturation ; et la fonction marche - arrêt .

Étant donné que les téléspectateurs doivent se tenir à une certaine distance du téléviseur ( distance normale d'observation ) ; les systèmes de télécommande permettant ces réglages sans se déplacer ne constitue plus un luxe inutile .

Ils augmentent le confort des téléspectateurs et par suite le plaisir de regarder le petit écran .

Outre un indubitable surcroît de confort ; la télécommande permet également d'éliminer tous les organes mécanique de commutation et de réglage au niveau du clavier ; ce qui élimine bon nombre de pannes dues à l'usure ou à l'encrassement .

Depuis de nombreuses années (1960) ; les constructeurs ont pu réaliser la commande à distance par fil ; en reportant les potentiomètres de la façade dans un boîtier de commande extérieur .

Toutefois ; le manque de souplesse d'utilisation dû à la liaison câblée a fait que ce dispositif n'a pas eu de succès commercial .

L'évolution technologique de ces dernières années (potentiomètres électronique; sélecteur à diode varicap); et l'apparition des circuits intégrés spécifique à cette application ont permis à ces systèmes d'atteindre un degré élevé d'efficacité et de fiabilité; en utilisant les ondes ultrasonores ou les rayonnements infrarouges.

Nous avons choisi les rayons infrarouges comme support de transmission car ils présentent un nombre considérable d'avantages par rapport aux ondes ultrasonores (Immunité élevée aux parasites; taux de distorsions plus faible.....).

Dans une première étape; nous avons donné; d'une part le principe d'une télécommande par rayonnements infrarouge; les propriétés de ce rayonnement (Leds électroluminescentes; photodiodes) et; d'autre part; la présentation; le rôle et le calcul des différents étages de l'émetteur et du récepteur adoptés.

Enfin; nous avons présenté dans une seconde étape la réalisation complète; les résultats obtenus (diagrammes des signaux de commande) ainsi que leurs interprétations.



# CHAPITRE - I

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE - المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## Généralités sur les Infrarouges

### 1/ Nature des rayons infrarouges

Ce sont des rayons électromagnétiques, tout comme les ondes radio, ou les rayons X.

Ils sont de nature invisible à l'œil humain, car ils occupent une bande spectrale dont la longueur d'onde s'étend de un (01) micromètre ( $10^{-6}m$ ), jusqu'à 760 nanomètres ( $760 \cdot 10^{-9}m$ ) (Fig I-1, I-2)

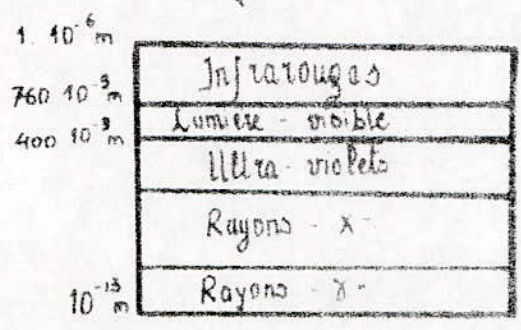


Fig I-1: Spectre des ondes électromagnétiques

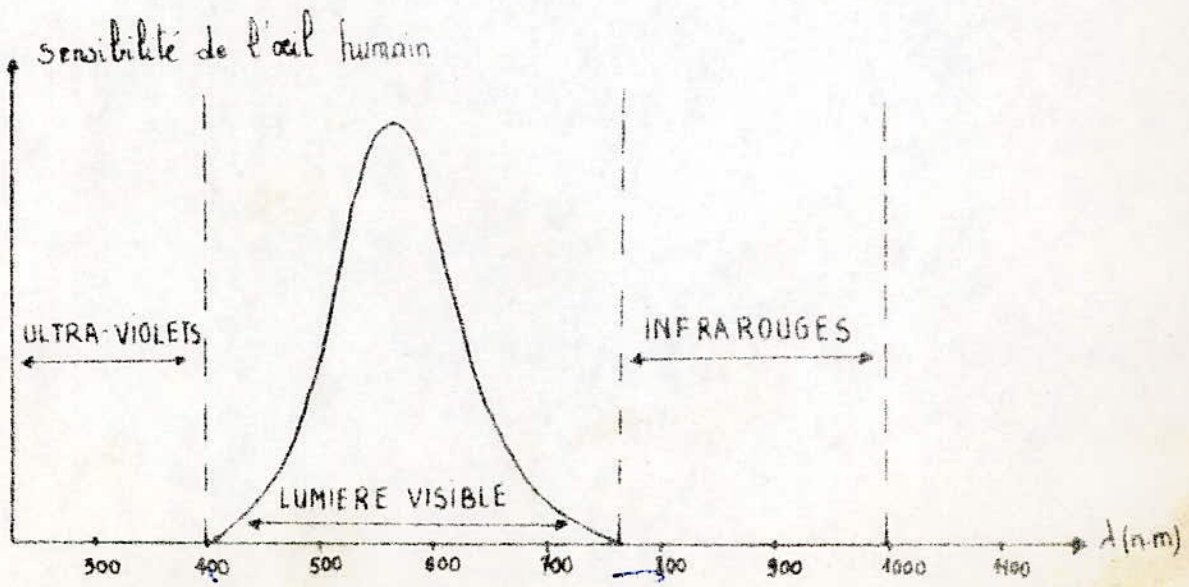


Fig I-2: Sensibilité relative de l'œil humain

## 2/ Source des rayons infrarouges

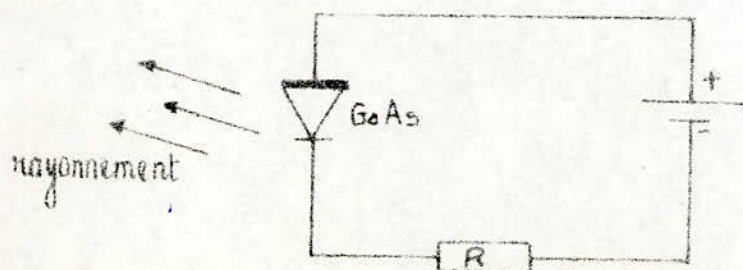
Les ondes infrarouges sont émises par des diodes électroluminescentes (leds) d'un type particulier; puisqu'elles sont constituées d'un monocristal d'Arséniure de Gallium symbole (GaAs), dont on dope une zone par diffusion d'un élément, tel que le Zinc. On obtient ainsi une jonction P-N entre la partie dopée et le cristal.

Cette jonction est ensuite enfermée dans un boîtier cylindrique en plastique, ou en métal, ayant sur sa partie supérieure une petite fenêtre munie d'un verre plat ou d'une lentille de forme hémisphérique permettant ainsi d'obtenir un diagramme de rayonnement d'intensité dans l'axe de la diode.

En polarisant en direct ce type de diodes, les électrons de la zone N sont injectés dans la zone P et se recombinaient avec les trous. Cette recombinaison est fortement exo-énergétique; et se traduit sous forme d'émission de rayons infrarouges.

## 3/ Principe d'émission par infrarouge

Le principe consiste donc, à polariser en direct la jonction P-N constituant la diode (Fig I-3).



R. Résistance de protection

Fig I-3 : Schéma de branchement

La courbe correspondante d'émission; et le diagramme de rayonnement de ces diodes infrarouges sont illustrés dans les figures ci-dessous.

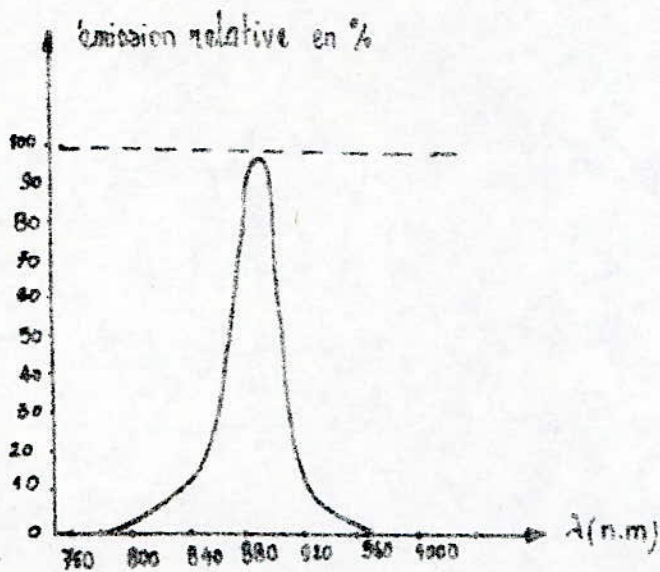


Fig. I-4: Courbe d'émission relative d'une diode IR: type CQY

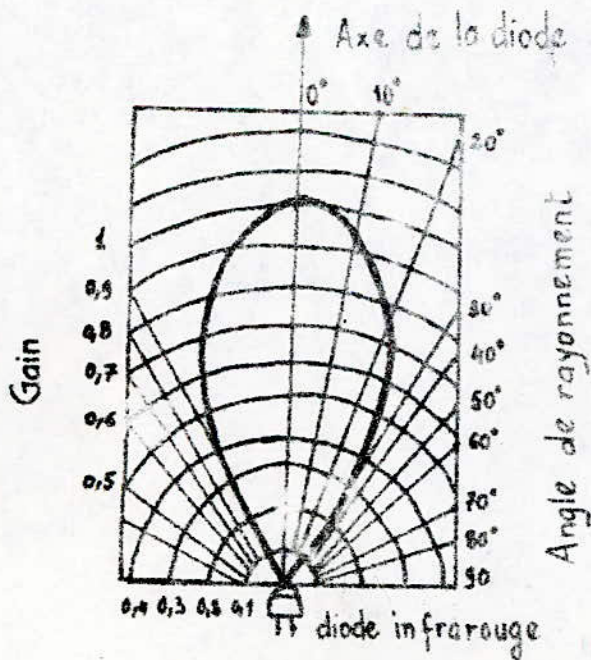


Fig. I-5: Diagramme de rayonnement

L'émission maximale correspond à une longueur d'onde de 890 nm, qui se situe en plein milieu du spectre infrarouge (Fig I-4).

Le diagramme de rayonnement est en forme de lobe, avec une direction privilégiée qui est l'axe de la diode, pour lequel l'intensité émise est maximum (Fig I-5).

Plus on s'écarte de cet axe, plus l'intensité diminue, pour devenir nulle pour une direction perpendiculaire à cet axe.

Néanmoins, on peut remédier à cet inconvénient, en insérant plusieurs diodes émettrices dans le circuit émetteur, permettant ainsi d'augmenter l'intensité des rayons émis, ce qui permet aussi au récepteur de recevoir l'information sans pertes.

Deux caractéristiques importantes supplémentaires de ces diodes infrarouges d'émission, sont; d'une part la caractéristique puissance rayonnée  $\Phi_E$  courant direct  $I_F$ , et d'autre part les temps de réponse à une tension appliquée à leurs bornes, que l'on représente ci-dessous (Figs I-6, I-7)

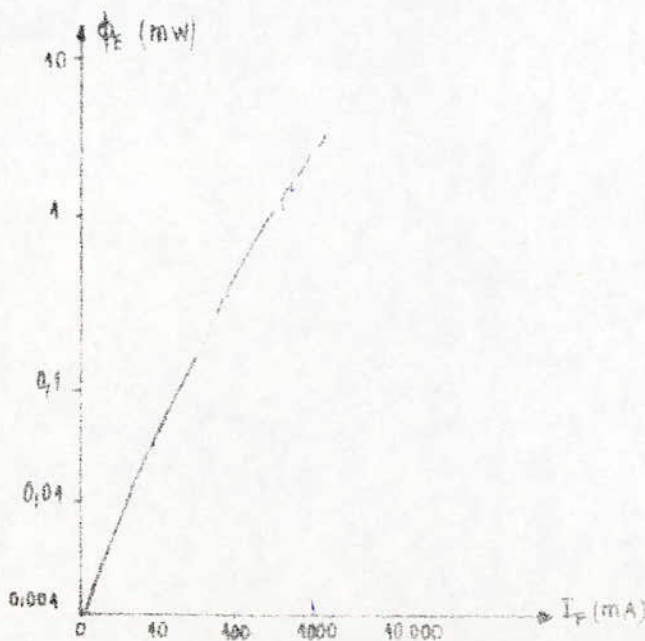


Fig I-6. Courbe:  $\Phi_E = f(I_F)$

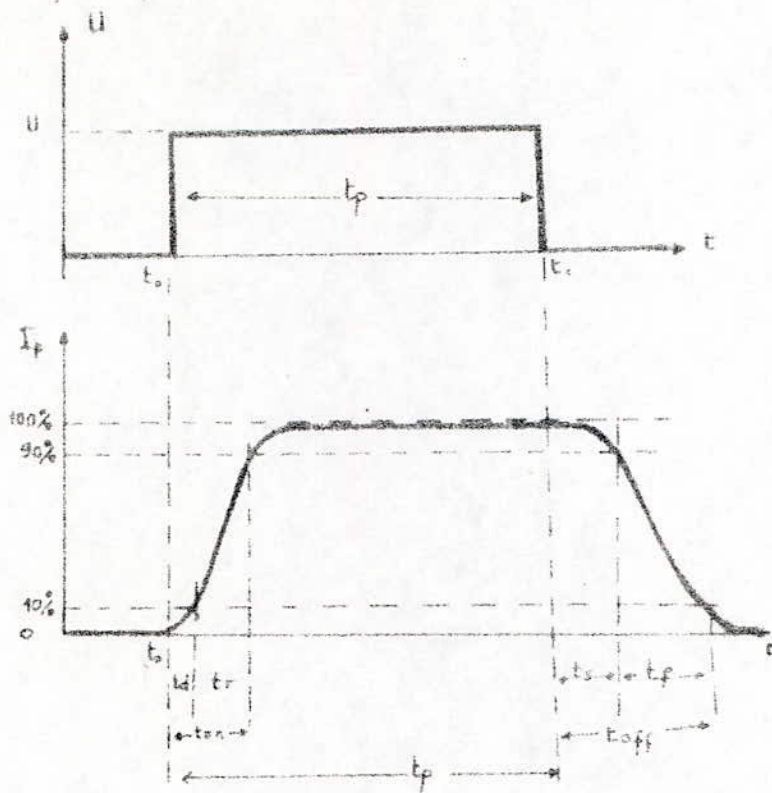


Fig. I-7: Réponse de  $I_f$  à un créneau de tension

$t_p$  : durée du palier de la tension

$t_d$  : temps de retard

$t_r$  : temps de montée

$t_s$  : temps de stockage

$t_f$  : temps de descente

$t_{on}$  : temps de passage à la conduction

$t_{off}$  : temps de passage au blocage

## 4/ Procédé de réception des infrarouges

La réception des rayons infrarouges peut être réalisée au moyen d'une photodiode, ou d'un phototransistor.

Une photodiode est analogue à une diode ordinaire, mais le boîtier est muni d'une petite loupe de verre ou de plastique, qui a pour rôle de concentrer la lumière incidente, et donc également les rayons infrarouges éventuels sur la zone sensible de la jonction.

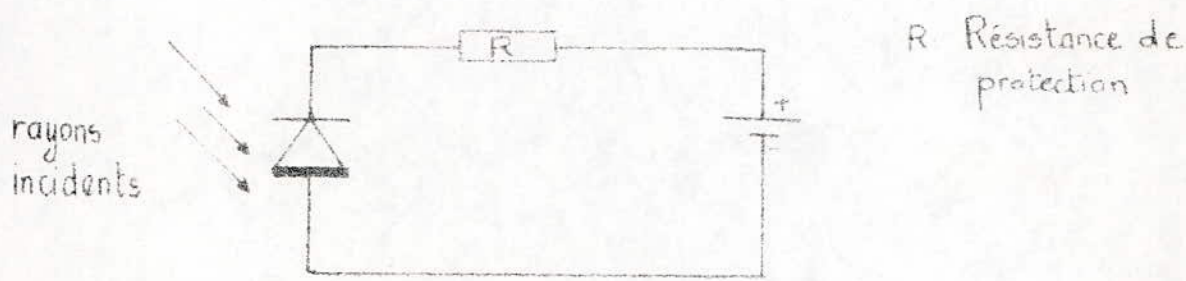
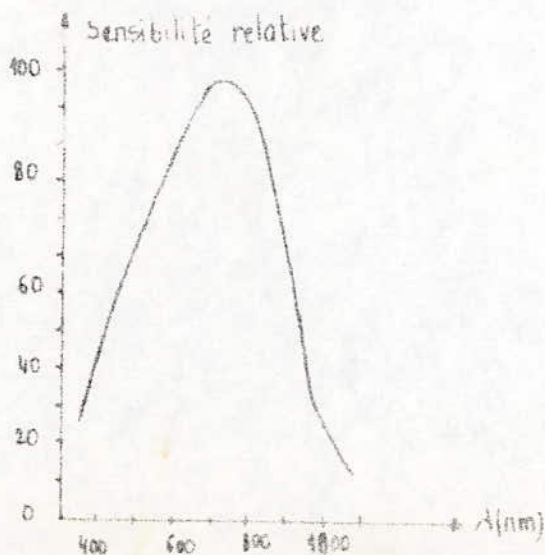


Fig I-8 : Schéma de branchement

La figure (I-9) ci dessous, donne la sensibilité de ces photodiodes en fonction de la longueur d'onde des rayons incidents.



## 4.1/ Principe de fonctionnement

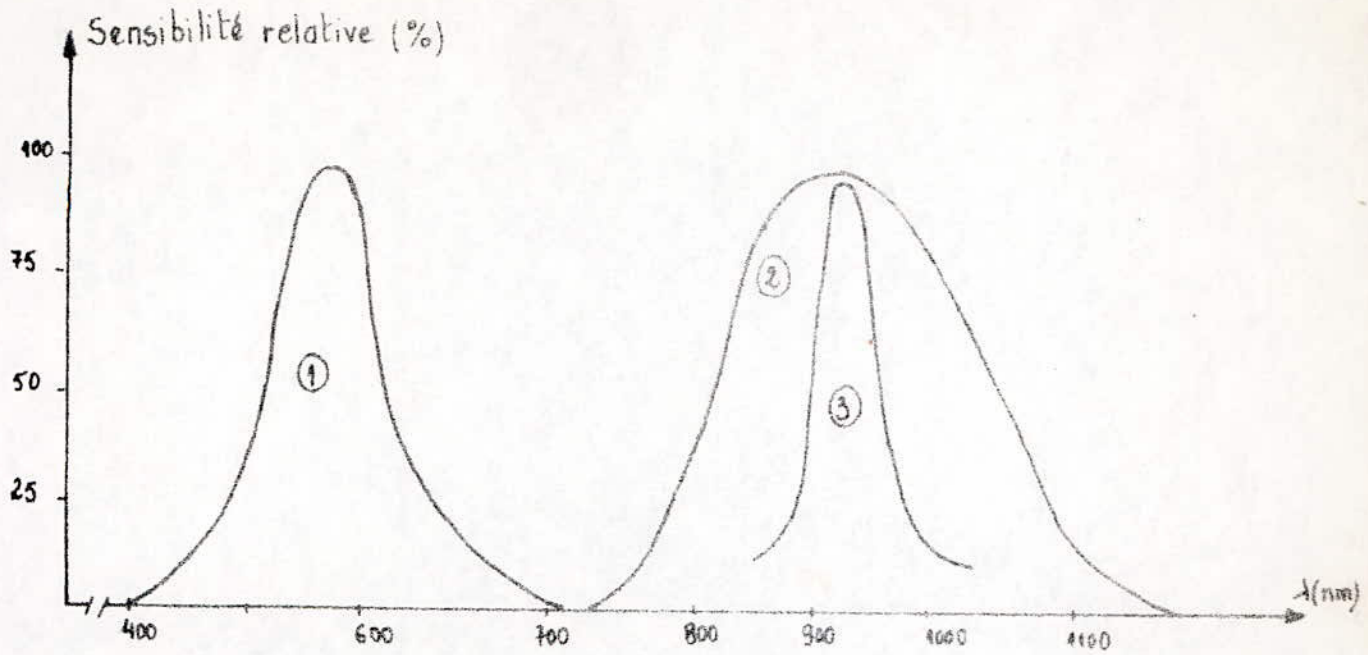
En polarisant la photodiode, la cathode étant plus positive que l'anode, il ne circule dans la diode qu'un courant inverse très faible constitué par les porteurs minoritaires; en d'autres termes la jonction PN présente une résistance élevée.

Lorsque la surface sensible de la photodiode est frappée par la lumière, il se produit dans les deux zones N et P une augmentation sensible des porteurs minoritaires, donc du courant inverse qu'ils engendrent.

Plus la lumière reçue est intense, plus la résistance électrique de la jonction diminue.

Dans les récepteurs de télécommande à infrarouge, la photodiode est toujours précédée d'un filtre spécial (appelé filtre infrarouge), afin de ne sélectionner que les rayons infrarouges, car la courbe de réponse spectrale des photodiodes est souvent très large (Fig I-10).

L'insertion de ce filtre permet d'éliminer toute influence de la lumière visible présente dans la pièce où se trouve le récepteur.



- 1 : Courbe de sensibilité de l'œil humain
- 2 : Courbe de sensibilité du récepteur de télécommande
- 3 : Rayonnement infrarouge émis par l'émetteur

Fig I-10 : Spectre de sensibilité relative



## 5% Avantages de la transmission par infrarouges

Cette transmission présente un nombre considérable d'avantages par rapport à la transmission par ultrasons, qui se résument comme suit :

- a. / Immunité élevée aux parasites, contrairement aux systèmes à ultrasons assez sensibles aux bruits extérieurs, arrivant dans certains cas à produire des fausses commandes.
- b. / Moindre taux de distorsions du signal transmis
- c. / Moindre consommation de l'étage de sortie de l'émetteur, et suppression des tensions de polarisation élevées (environ 200V) nécessaires aux transducteurs électrostatiques.
- d. / Absence de l'effet Doppler créé par d'éventuels objets en mouvement dans la pièce, qui en faisant changer les fréquences des ondes ultrasonores perçues par le récepteur, faussent l'action de ce dernier.
- e. / Absence de sons gênants perceptibles par les animaux domestiques.

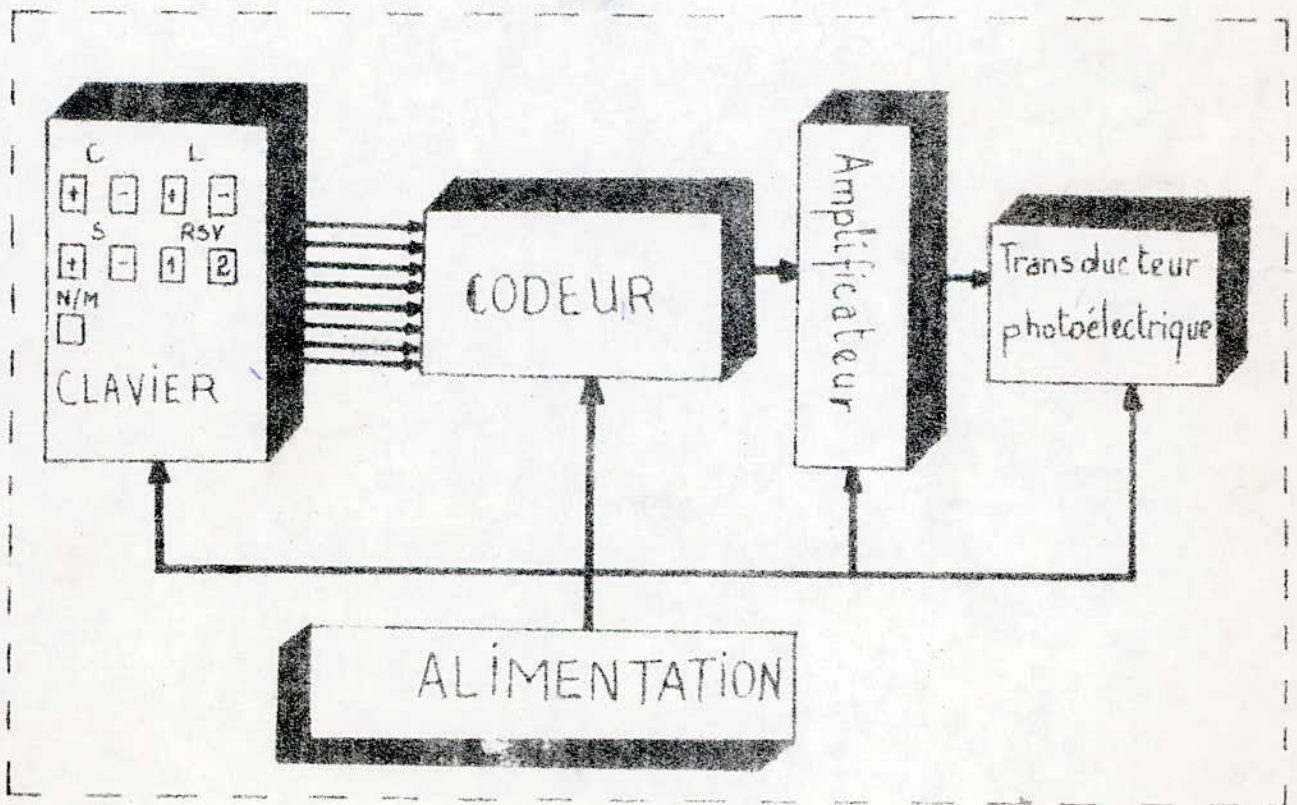
Ces avantages, font que de nos jours les télécommandes à infrarouge ont nettement supplanté les systèmes à ultrasons.

# CHAPITRE -II-

## Etude de l'émetteur à infrarouge

### 1/ Schéma synoptique

Le schéma synoptique que nous avons adopté pour l'émetteur est le suivant :



## 1.1/ Description

Un émetteur de télécommande à infrarouge, est constitué, d'un clavier, d'un circuit électronique et du transducteur photoélectrique générant des signaux infrarouges.

L'ensemble est alimenté par une pile.

Tous ces circuits sont enfermés dans un boîtier de dimensions et de forme assez semblable à celle d'une calculatrice de poche.

## 1.2/ Principe de fonctionnement

Le clavier muni d'un certain nombre de touches, constitue l'intermédiaire entre l'utilisateur et le système électronique de l'émetteur.

Il permet d'introduire les données à l'aide d'un circuit de matricage relativement simple.

La partie électronique est généralement constituée, d'un ou deux circuits intégrés de structure interne assez complexe.

Ces circuits ont pour rôle, de générer des signaux, de fréquences et de formes différentes, selon la commande pour laquelle on doit agir.

Enfin le transducteur photoélectrique nous délivre des impulsions qui reproduisent fidèlement le signal à transmettre.

Ainsi, lorsque l'on appuie sur une des touches du clavier, le transducteur est excité, et émet un signal sous forme de rayonnements infrarouges.

## 2/- Choix des composants

### 2.1/- Le circuit intégré codeur : SAB 3210

Notre choix s'est porté sur ce circuit; car il présente des caractéristiques intéressantes; dont les plus importantes seront exposées ci-dessous.

#### 2.1.1/- Structure interne et brochage

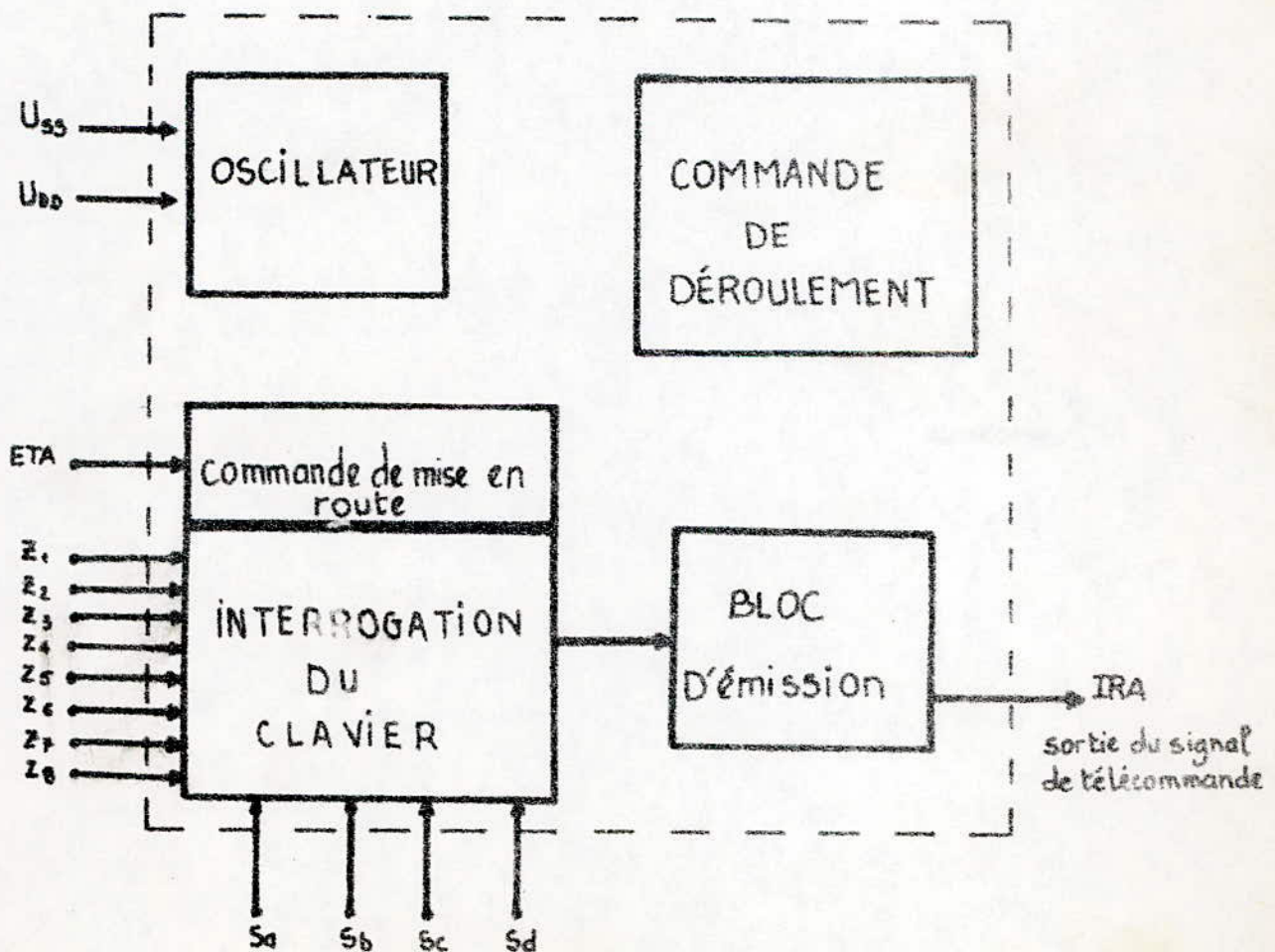
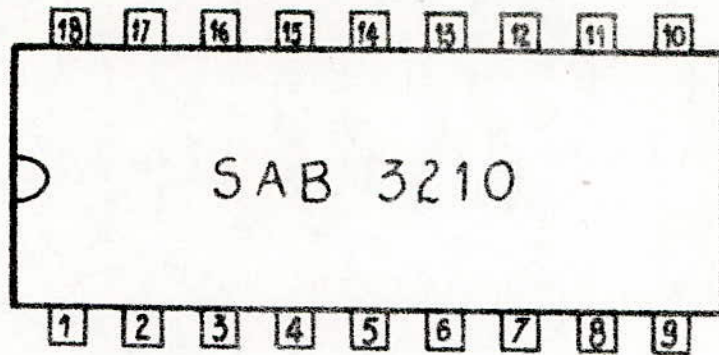


Fig. II-1: Structure interne du SAB 3210

Fig. II-2 : Brochage du SAB 3210



broche	
1	$U_{ss}$ (+)
2	Colonne a
3	Colonne b
4	Colonne c
5	Colonne d
6	$U_{DD}$ (-)
7	Sortie de déclenchement ETA
8	Sortie du signal infrarouge IRA
9	ligne 1
10	ligne 2
11	ligne 3
12	ligne 4
13	ligne 5
14	ligne 6
15	ligne 7
16	ligne 8
17	Entrée de l'oscillateur CLCK 1
18	Sortie de l'oscillateur CLCK0

## 2.1.2/ Description

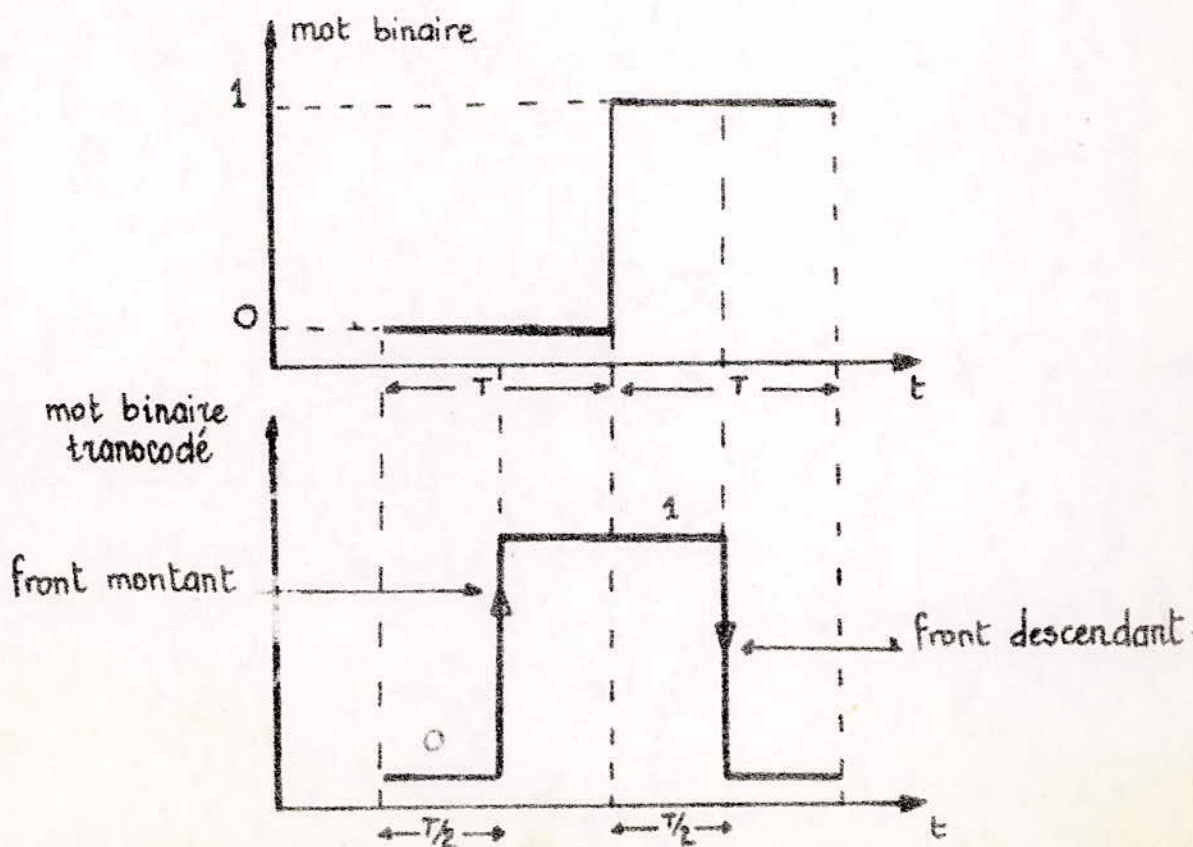
Le composant émetteur SAB 3210 développé en technologie MOS à appauvrissement canal P; élabore un signal sous forme d'un mot binaire de 6 bits.

Les 6 bits permettent théoriquement la transmission de  $2^6 = 64$  ordres ou instructions discernables les uns des autres.

En réalité deux mots (111 100) et (111 101) sont inutilisés; et les deux derniers (111 110) et (111 111) sont interdits.

Le mot binaire délivré est codé d'une façon particulière.

Les niveaux logiques zéro (0) et un (1) sont transformés selon le diagramme ci-dessous.



Cette méthode de codage a l'avantage de permettre en transmission asynchrone de reconstituer un signal d'horloge par différentiation du signal reçu; et de pouvoir décoder le mot binaire; sans cela le décodeur du récepteur ne pourrait reconnaître le début du message; et par conséquent de pouvoir l'identifier convenablement.

### 2.1.3/- Caractéristiques générales du SAB 3210

Le tableau suivant donne les principales caractéristiques de ce circuit.

	Symbole	Conditions d'essais	limite inférieur	limite supérieur	Unité	
Tension d'alimentation	$U_{DD}$	$U_{SS} = 0$	-16	-5	V	
Consommation de courant	$I_{DD}$	Sorties non commutées		5	mA	
OSCILLATEUR	entrée Impulsion <u>CLKK 1</u>					
	Tension d'entrée H	$U_{IH}$	-1	0	V	
	Tension d'entrée L	$U_{IL}$	$U_{DD}$	-4	V	
	Sortie d'impulsion <u>CLKK 0</u>					
	Tension de sortie H	$U_{QH}$	-1	0	V	
	Tension de sortie L	$U_{QL}$	$U_{DD}$	$U_{DD} + 1$	V	
	Sortie des colonnes (5a; b; c; d) à coupler avec une résistance		$\frac{U_{bat\ min}}{150\ \mu A}$	$\frac{U_{bat\ min}}{75\ \mu A}$	$\Omega$	
SORTIE IRA	Tension de sortie H	$U_{QH}$	$I_{QH} = 1\ mA$ $U_{DD} = -6V$	-4	0	V
	Tension de sortie L	$U_{QL}$		$U_{QL} = -U_{bat}$	10	V
	Courant de sortie H	$I_{QH}$	$U_{QH} = U_{SS} - 4V$	0,1	0,5	mA
	Courant de sortie L	$I_{QL}$	$U_{QL} = -U_{bat}$		10	$\mu A$

D'après ce tableau, on remarque une caractéristique importante de ce circuit; qui réside en sa faible consommation en courant (5mA) au maximum.

En effet, le circuit intégré dispose d'une broche permettant de couper son alimentation en cas de non fonctionnement.

Un transistor NPN, utilisé en régime de commutation satisfait à ce mode d'alimentation particulière.

Le signal de commande provient de la broche ⑦ ETA; la tension d'alimentation est à appliquer à la broche ⑥  $V_{DD}$ ; (Fig II-3)

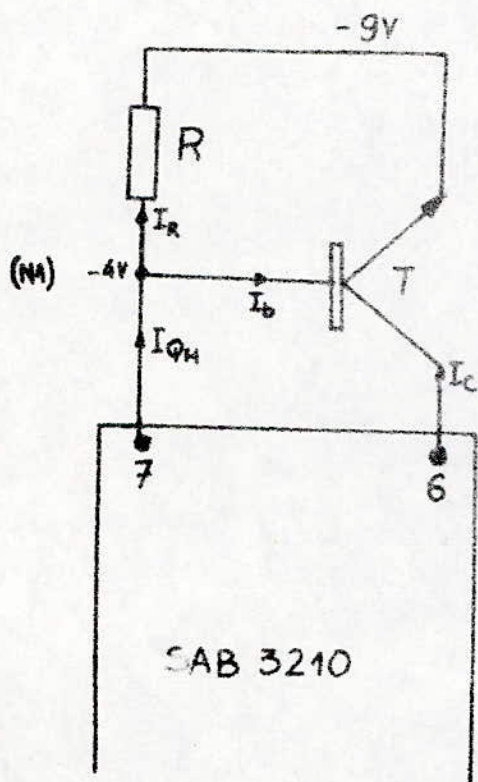
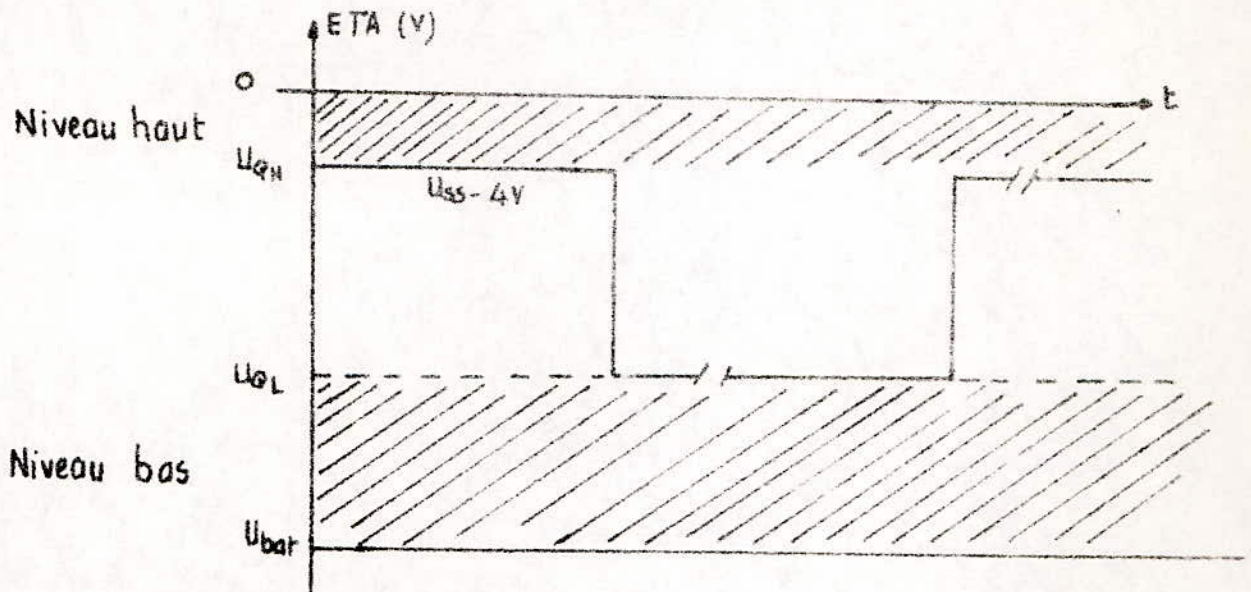


Fig. II-3: branchement du transistor



Le signal d'enclenchement présent à la broche ⑦ est représenté sur le diagramme ci-dessous.



Une polarisation convenable du transistor doit l'amener à la saturation. Le courant  $I_{QH}$  fourni par la broche ⑦ au niveau haut est tel que :

$$0,1 \text{ mA} \leq I_{QH} \leq 0,5 \text{ mA} \quad (\text{Tableau})$$

Le transistor T doit pouvoir fonctionner avec le courant  $I_{QH}$  le plus faible. L'équation au nœud ① nous donne :

$$I_{QH} = I_R + I_B$$

donc le courant du collecteur maximum est :

$$I_{C_{max}} = 5 \text{ mA}$$

car le courant maximum consommé par le circuit est :

$$I_{max} = 5 \text{ mA}$$

Le transistor BC 338/40 satisfait bien à ces conditions ; pour lequel on a :

$$250 \leq h_{21E} \leq 630 \quad \text{en régime d'amplification à } I_C = 5 \text{ mA}$$

$$0,52 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,80 \text{ V} \quad \text{à } T_a = 25^\circ \text{C}$$

$$h_{21E \min} = 250 \Rightarrow I_{b \max} = \frac{I_{C \max}}{h_{21E \min}} = \frac{5}{250}$$

$$I_{b \max} = 20 \mu\text{A}$$

Comme :  $I_{QH} = I_R + I_b$

et  $|V_{QE}| = |V_{BE}|$

$$I_{QH \min} = 5 I_{b \max}, \quad \text{car } I_{QH \min} = 0,1 \text{ mA}$$

$$\text{d'où : } I_{R \min} = 4 I_{b \max} = 80 \mu\text{A}$$

Cela nous donne :

$$R = \frac{V_{BE \text{ optimale}}}{I_{R \min}} = \frac{0,625}{0,08} = 7,8 \text{ k}\Omega$$

$$\boxed{R = 8,2 \text{ k}\Omega} \quad \text{Valeur normalisée}$$

## 2.1.4° Elaboration du signal de sortie IRA :

L'aspect du signal de sortie est représenté à la figure (II-4).

Le SAB 3210 transforme l'instruction introduite ; en code binaire : ABCDEF, un bit de départ est émis avant les 6 bits d'information.

Le bit de départ peut être un niveau logique (0) ou (1), selon la programmation par marque du SAB 3240 effectuée par le fabricant.

Le procédé permet au récepteur de faire une différence supplémentaire.

Le signal de sortie est découpé à la demi-fréquence d'horloge; ce signal attaque l'amplificateur chargé par les diodes infrarouge en sortie.

Les figures (II-5) et (II-6) représentent les diagrammes exacts des temps, depuis l'instant où une touche est enfoncée; jusqu'à l'instant où cette touche est relâchée.

Le diagramme de la figure (II-6); représente l'évolution des tensions dès qu'une touche est enfoncée.

La sortie ETA passe au niveau logique (1); et le circuit par l'intermédiaire du transistor NPN externe est aussitôt alimenté.

L'oscillateur démarre au même moment.

L'interrogation du clavier ne commence qu'après une période d'attente d'environ 20ms; permettant ainsi à tous les régimes de s'établir normalement.

À cet instant on émet un présignal présent sur la sortie IRA (broche 8); le bit de départ est émis juste à la fin du cycle de scrutation du clavier; viennent ensuite les données proprement dites, le mot de 6 bits: ABCDEF. Si la touche n'est pas relâchée; le cycle recommence après environ 128ms.

Dans le cas où la touche est relâchée; on se trouve dans la configuration (Fig: II-6)

La sortie ETA ne repasse pas immédiatement à zéro; et le circuit reste toujours alimenté; comme précédemment un cycle d'interrogation du clavier commence.

Instruction  
6 bits



Fig II-4 - forme du signal de sortie IRA

Sortie IRA



signal infrarouge modulé à 51,25 kHz

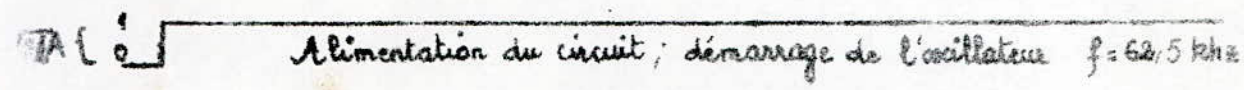
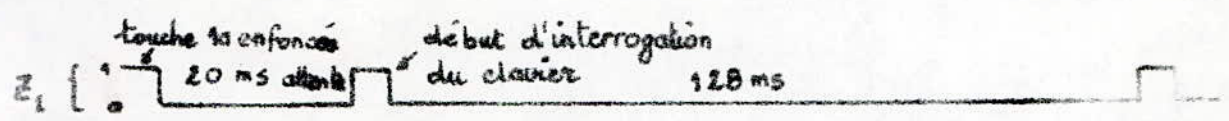


Fig II-5  
Forme exacte de signal infrarouge  
touche Z1 enfoncée



Fig II-6  
Zouche Z1 relachée

Aucune touche n'étant enfoncée; le circuit transmet automatiquement l'instruction de fin: ABCDEF = 011111; qui indique au récepteur que la touche a été relâchée.

Les 60 instructions utilisables par le SAB 3210 sont représentées dans le tableau ci-dessous.

N° Instruction	Instruction de base				Exemples de fonctions d'un TVC	N° Instruction	Instructions d'attributions				Exemples de fonctions d'un TVC	
	F	E	D	CBA			Touche	C	E	D		EBA
0	0	0	0	000	1a	Position normale/Marche	32	1	00	000	8Aa	
1	0	0	0	001	1b	Coupure de son	33	1	00	001	8Ab	
2	0	0	0	010	1c	Arrêt/Retour du clavier	34	1	00	010	8Ac	
3	0	0	0	011	1d	changement de prog +1/M	35	1	00	011	8Ad	
4	0	0	0	100	2a	changement de prog -1/M	36	1	00	100	8.2a	
5	0	0	0	101	2b	Retour du clavier/Marche	37	1	00	101	8.2b	
6	0	0	0	110	2c	Reserve 1 (1d)	38	1	00	110	8.2c	
7	0	0	0	111	2d	Reserve 2/chang du clavier	39	1	00	111	8.2d	
8	0	0	1	000	3a	fonction analog ⊕	40	1	01	000	8.3a	
9	0	0	1	001	3b	fonction analog ⊖	41	1	01	001	8.3b	
10	0	0	1	010	3c	fonction analog ⊕	42	1	01	010	8.3c	
11	0	0	1	011	3d	fonction analog ⊖	43	1	01	011	8.3d	
12	0	0	1	100	4a	fonction analog ⊕	44	1	01	100	8.4a	
13	0	0	1	101	4b	fonction analog ⊖	45	1	01	101	8.4b	
14	0	0	1	110	4c	Reservée à la	46	1	01	110	8.4c	
15	0	0	1	111	4d	4eme fonction analog	47	1	01	111	8.4d	
16	0	1	0	000	5a	Programme 16 marche	48	1	10	000	8.5a	
17	0	1	0	001	5b	" 1 "	49	1	10	001	8.5b	
18	0	1	0	010	5c	" 2 "	50	1	10	010	8.5c	
19	0	1	0	011	5d	" 3 "	51	1	10	011	8.5d	
20	0	1	0	100	6a	" 4 "	52	1	10	100	8.6a	
21	0	1	0	101	6b	" 5 "	53	1	10	101	8.6b	
22	0	1	0	110	6c	" 6 "	54	1	10	110	8.6c	
23	0	1	0	111	6d	" 7 "	55	1	10	111	8.6d	
24	0	1	1	000	7a	" 8 "	56	1	11	000	8.7a	
25	0	1	1	001	7b	" 9 "	57	1	11	001	8.7b	
26	0	1	1	010	7c	" 10 "	58	1	11	010	8.7c	
27	0	1	1	011	7d	" 11 "	59	1	11	011	8.7d	
28	0	1	1	100	8a	" 12 "	60	1	11	100		non utilisée
29	0	1	1	101	8b	" 13 "	61	1	11	101		non utilisée
30	0	1	1	110	8c	" 14 "	62	1	11	110		instruction de fin
31	0	1	1	111	8d	" 15 "	63	1	11	111		interdit

Jeu d'instructions du SAB 3210

Enfin; signalons que la demi-fréquence issue d'une division interne au SAB 3210 de la fréquence  $f_0$ ; délivrée par l'oscillateur avec laquelle est découpé le signal de sortie, nécessite un réseau en  $\pi$  extérieur à cet oscillateur. (Fig. II-7)

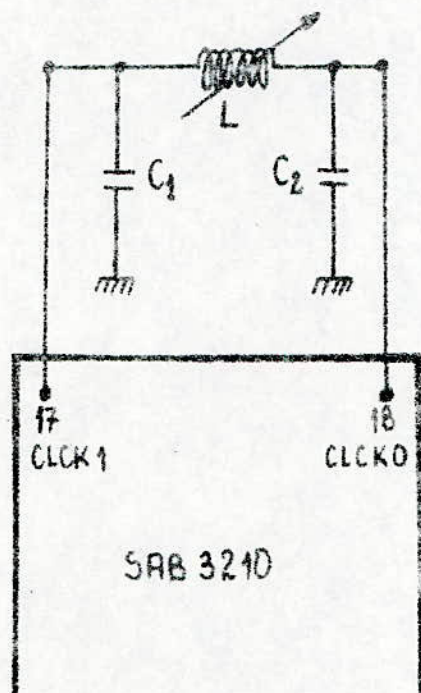


Fig. II-7 : branchement du réseau en  $\pi$

Le sont les valeurs des éléments ( $L$ ;  $C_1$ ;  $C_2$ ); qui fixent cette fréquence  $f = 62,5$  khz.

Néanmoins; ce montage n'a pas été retenu; du fait des difficultés rencontrées pour l'acquisition de la bobine; qui n'est pas disponible sur le marché courant.

De ce fait, on s'est amener à concevoir un circuit supplémentaire qui nous fixera cette fréquence.  
 Le signal recueilli sera injecté directement à l'entrée de l'oscillateur (broche 17).

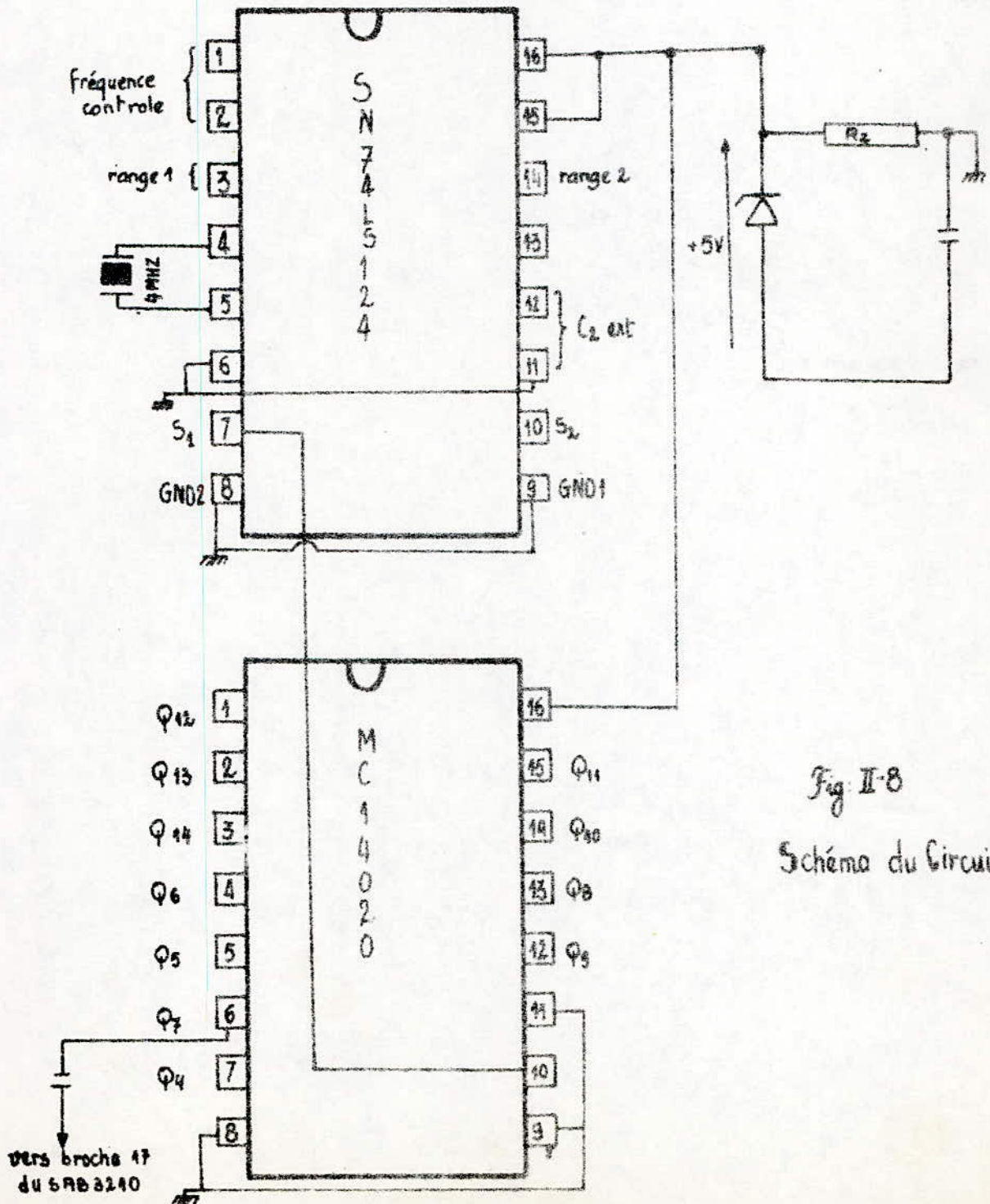


Fig II-8  
 Schéma du Circuit

Le circuit intégré SN74LS124 développé en technologie TTL, est un double VCO (Voltage-Controlled Oscillators).

Néanmoins dans notre montage, il est utilisé comme simple oscillateur. Le quartz de 4 MHz, branché aux bornes ④ et ⑤ du circuit intégré, permet d'obtenir un signal d'horloge présent à la broche ⑦ (sortie S) à la fréquence correspondante.  $f_0 = 4 \text{ MHz}$ .

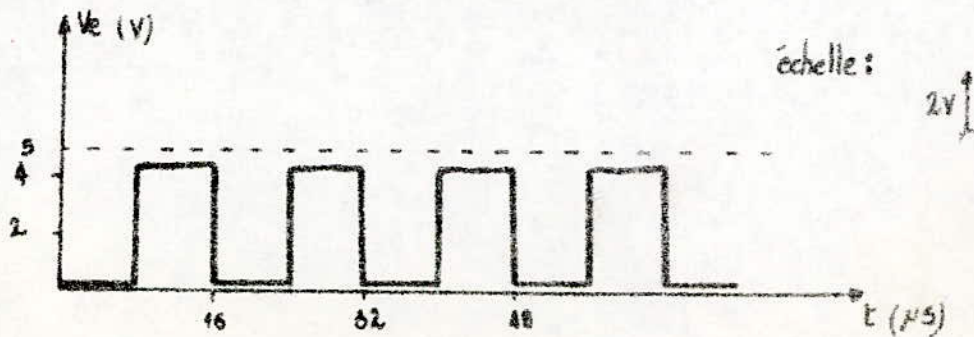
Le signal est ensuite injecté dans un circuit diviseur à 14 étages, le MC. On recueille à la patte ⑥, un signal qui correspond à une division du signal injecté, la fréquence de ce dernier est:  $f = 62,5 \text{ kHz}$ ;  $q$  correspond exactement à la fréquence d'horloge du SAB 3210.

Comme l'alimentation de ces deux circuits varie entre (+2V ÷ +5V), une diode Zener type BZX 46C5V1 nous permet la régulation de cette alimen à partir de l'alimentation du circuit émetteur qui est de (-9V).

La résistance  $R_z$  est destinée à limiter le courant de Zener et à polariser convenablement cette dernière.

Enfin le signal recueilli est injecté directement à l'entrée ⑦ (CLK) d SAB 3210 à travers une capacité de liaison.

La figure ci-dessous donne l'allure du signal obtenu en sortie (patte 6 du MC





# 3/ Etage amplificateur

Pour obtenir une portée suffisante de l'émetteur de télécommande ; il est nécessaire de faire passer dans les diodes émettrices infrarouge un courant assez important ( $I_D = 1A$ ) ; du fait que ces diodes travaillent en régime impulsionnel.

## 3.1/ Schéma du montage

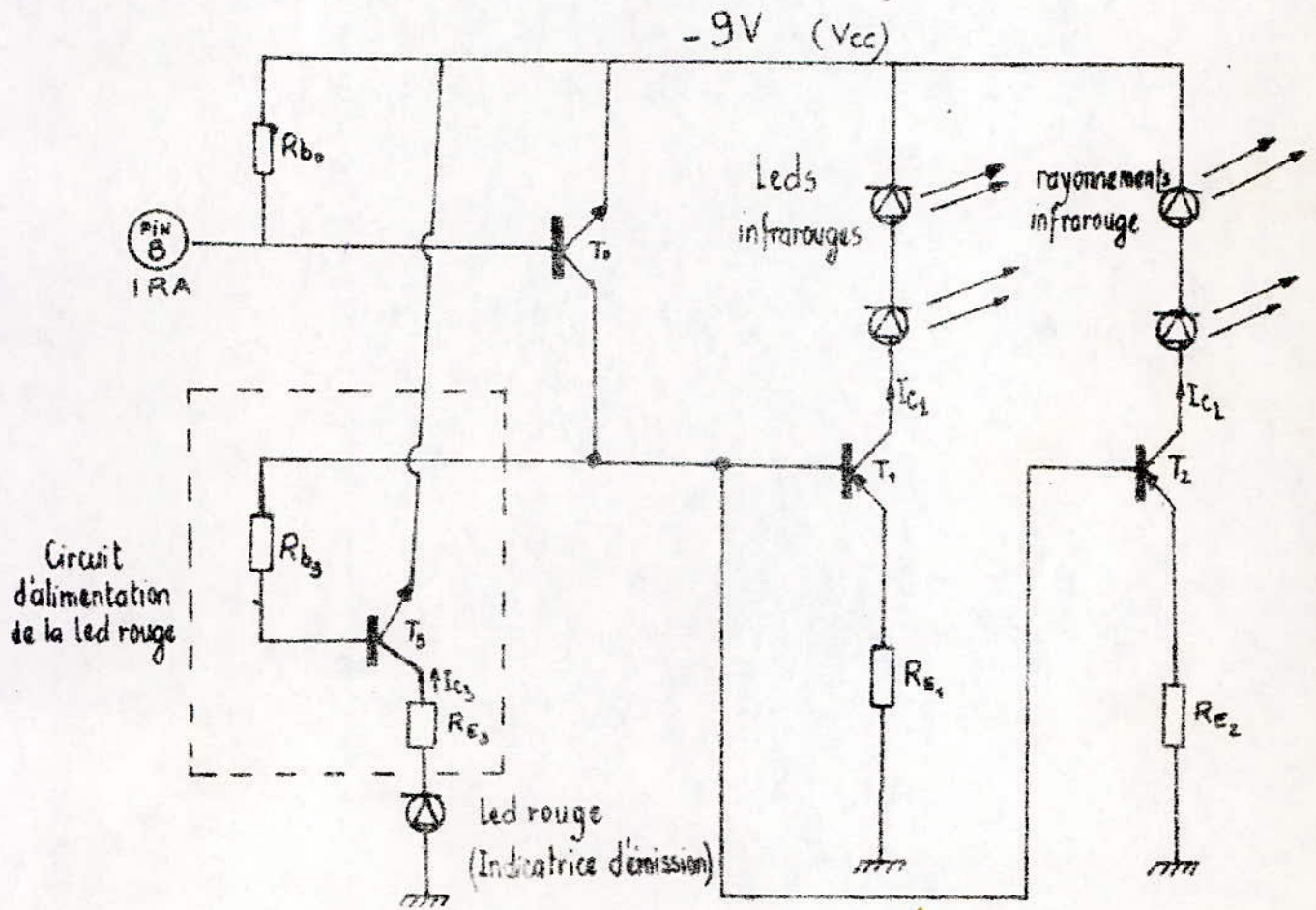


Fig: II-9 : schéma du circuit

Le transistor ( $T_0$ ) est utilisé en régime d'amplification en tension et en courant; il nous permet dans ces conditions d'augmenter le niveau du signal infrarouge présent à la broche ⑧ du SAB 3210; et d'alimenter les transistors ( $T_1$ ) et ( $T_2$ ); utilisés comme amplificateur de courant en régime de commutation; afin de disposer d'un courant important traversant les diodes infrarouges.

Les quatre diodes infrarouges; câblées en un montage série-parallèle; sont utilisées pour obtenir un rayonnement suffisant permettant une commande du téléviseur jusqu'à une dizaine de mètres environ.

Pendant la conduction de ( $T_1$ ) et ( $T_2$ ) correspondant au niveau haut du signal de télécommande; ces diodes sont polarisées en direct; et émettent des rayons infrarouges qui reproduisent fidèlement le signal à transmettre.

Enfin; le transistor ( $T_3$ ) inséré dans le montage; permet d'alimenter convenablement la led rouge (indicateur d'émission).

### 3.2/ Choix des éléments

$$T_1 = T_2 = BC 328/40$$

Les points de fonctionnement de ( $T_1$ ) et ( $T_2$ ) ont été fixés à:

$$I_{C_1} = I_{C_2} \approx 1,2 \text{ A}$$

$$V_{RE_2} = V_{RE_1} = 1,5 \text{ V}$$

d'où l'on tire donc :

$$R_{E2} = R_{E1} = \frac{1,5}{I_E}$$

$$\text{avec } I_E = I_{C1} + I_{B1} = I_{E2}$$

$$\text{et } I_{B1} = \frac{I_{C1}}{10} \quad (\text{Transistor en régime de commutation})$$

- Application numérique :

$$R_{E1} = R_{E2} = 1,1 \Omega$$

on prend

$$R_{E1} = R_{E2} = 1,5 \Omega$$

d'autre part la led rouge nécessite un courant ( $I_{C3} = 10 \text{ mA}$ ), et présente une chute de tension à ses bornes  $V_D = 1,8 \text{ V}$

d'où l'on tire :

$$V_{CC} = V_{CE3} + R_{E3} I_{C3} + V_D$$

$$(I_{C3} + I_{E3}) \text{ car } I_{C3} \gg I_{B3}$$

$$R_{E3} = \frac{V_{CC} - V_D - V_{CE3}}{I_{C3}}$$

$$\text{avec } V_{CE3} = 5 \text{ V} \quad \text{on a :}$$

$$R_{E3} = 220 \Omega$$

valeur normalisée  
proche de la valeur calculée

- Calcul de  $R_{B3}$

$$V_{R_{B3}} + V_{BC3} + V_{CE3} = V_{BE1} + V_{RE1}$$

$$\text{d'où l'on tire : } |V_{R_{B3}}| = (V_{BE1} + V_{RE1}) - (V_{BC3} + V_{CE3})$$

$$\text{ce qui donne : } |V_{R_{B3}}| = 0,22 \text{ V} \Rightarrow R_{B3} = \frac{V_{R_{B3}}}{I_{B3}} \text{ avec } I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta} \text{ et } \beta = 200$$

$$\text{d'où : } R_{B3} = 5,5 \text{ k}\Omega \quad \text{on prend}$$

$$R_{B3} = 4,7 \text{ k}\Omega$$

Enfin pour ( $T_0$ ) et ( $T_3$ ) on a pris :  $T_0 = T_3 = \text{BC338/40}$  avec  $250 \leq \beta \leq 600$

# 4/ Le clavier

Il est constitué d'un certain nombre de touches (boutons poussoirs).  
 Les touches, suivant un système de matricage bien approprié, nous permettent la commande des différentes fonctions analogiques, ainsi que la mise en marche ou l'arrêt du téléviseur.

Le schéma de branchement est le suivant :

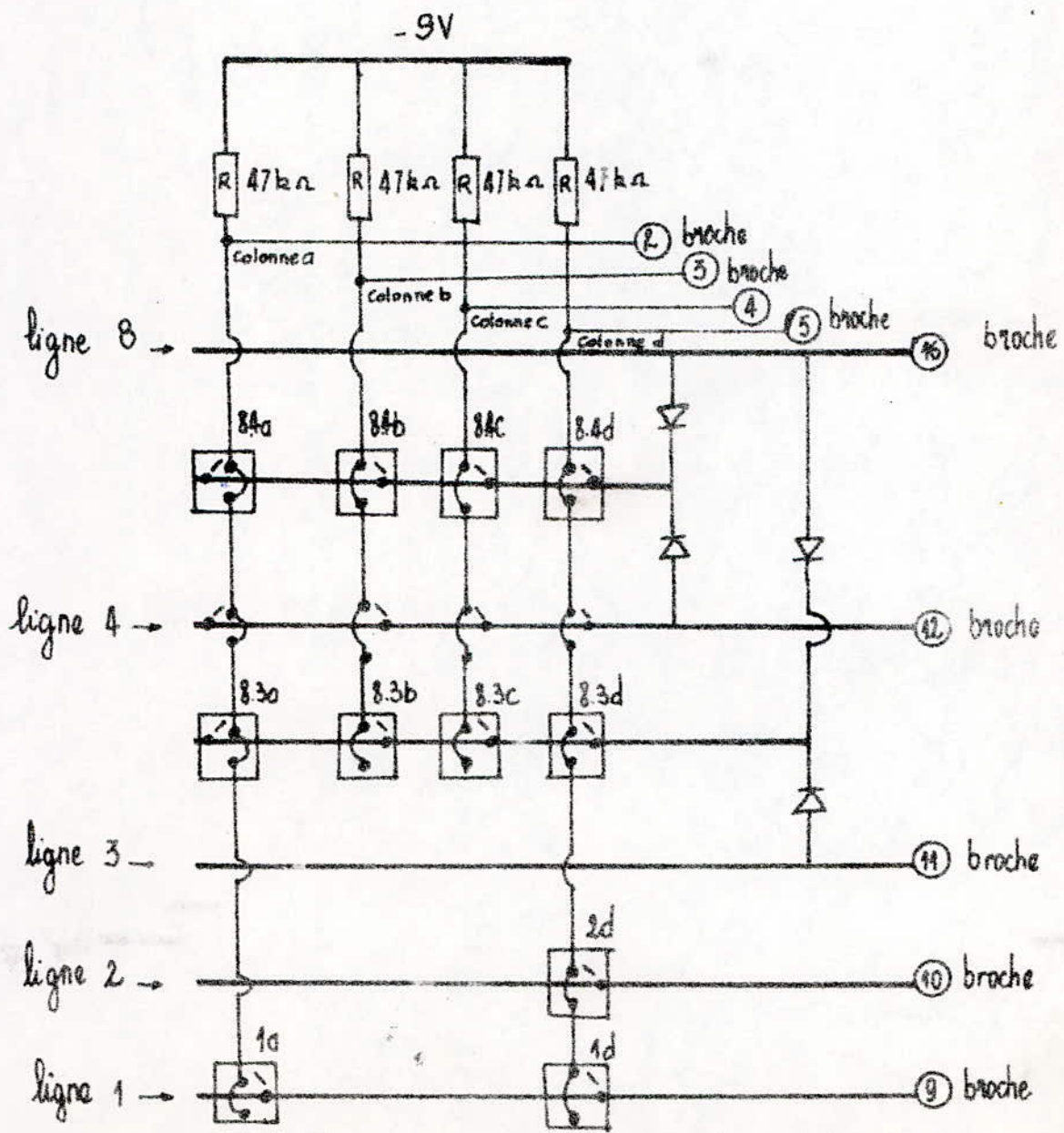


Fig. Schéma de branchement du clavier

Le tableau suivant donne les diverses commandes, qu'on peut réaliser avec le branchement choisi.

N° d'instruction	Commandes réalisées du récepteur TVC - CT4-
8.3a	Couleur ⊕
8.3b	Couleur ⊖
8.3c	Lumière ⊕
8.3d	Lumière ⊖
8.4a	Contraste ⊕
8.4b	Contraste ⊖
1.a	Position normale / Marche
1d	Réserve 1: Marche - Arrêt
2.d	Réserve 2: Non utilisée

Le tableau du jeu d'instruction donne les différentes fonctions réalisées par d'éventuelles autres connexions au niveau du clavier.

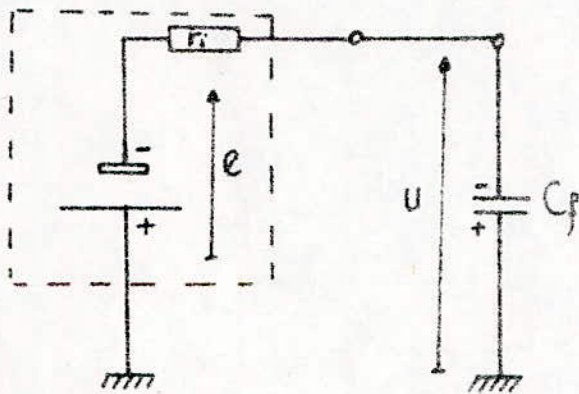
## 5/ Alimentation du circuit émetteur

Le circuit émetteur étant destiné à être utilisé de manière autonome.  
La solution économique et la plus simple techniquement; réside dans  
l'utilisation d'une pile pour son alimentation.

Le fonctionnement étant intermittent; la consommation moyenne reste négligeable.

Pour des raisons d'encombrement; de poids et de consommation; notre choix  
s'est porté sur une pile de 9V format 6F22.

### 5.1/ Circuit d'alimentation



$r_i$  : résistance interne de la pile

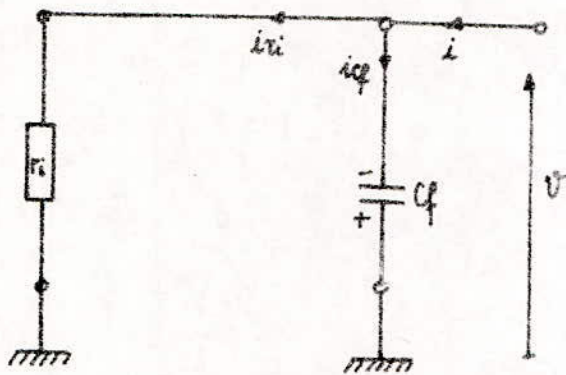
$C_f$  : Capacité de filtrage

Le condensateur de filtrage  $C_f$  est destiné à court-circuiter  $r_i$  en alternatif  
et ce avec plus basses fréquences de fonctionnement du montage.

$C_f$  sert également de réservoir d'énergie électrique lors des importants appels  
de courant en émission infrarouge; et plus particulièrement lorsque l'état  
défectueux de la pile entraîne une augmentation de sa résistance interne  $r_i$ .

## 5.2/ Choix des éléments

Le schéma équivalent du circuit en alternatif représente un filtre passe-bas.



Soit  $i_i$  l'intensité du courant circulant dans  $r_i$   
 $i_{cf}$  l'intensité du courant circulant dans  $C_f$

$$\text{on a: } i = i_i + i_{cf} = \frac{v}{r_i} + \frac{v}{Z_{Cf}}$$

$$i = v \left[ \frac{1}{r_i} + j C_f \omega \right]$$

$$\text{Le rapport des courants: } \frac{i_{cf}}{i_i} = \frac{\frac{v}{Z_{Cf}}}{\frac{v}{r_i}} = j r_i C_f \omega$$

Pour un filtrage efficace, on admet que le module du rapport des courants dans ces conditions est égal à 20

$$\text{d'où } |j r_i C_f \omega| = 20 \Rightarrow \boxed{C_f = \frac{20}{r_i \omega}}$$

Bien souvent la connaissance de la valeur de  $r_i$  n'est pas simple à déterminer.

En effet:  $U = e - r_i I$  où  $I$  est le courant circulant dans le circuit en aval du générateur.

Il convient par conséquent d'adopter une plage de valeurs de  $U$ , pour lesquelles le fonctionnement du montage est encore acceptable; chose qui ne peut être à priori déterminée que par l'expérience.

Si l'on considère que  $U_{\min}$  de fonctionnement est:  $\frac{e}{\sqrt{2}}$ ; connaissant  $I$  courant consommé par le circuit; on détermine ainsi  $r_i$  et par conséquent  $C_f$  moyennant le choix de  $\omega_0$ .

$$U_{\min} = e - r_{i_{\max}} I \Rightarrow r_{i_{\max}} = \frac{e - U_{\min}}{I}$$

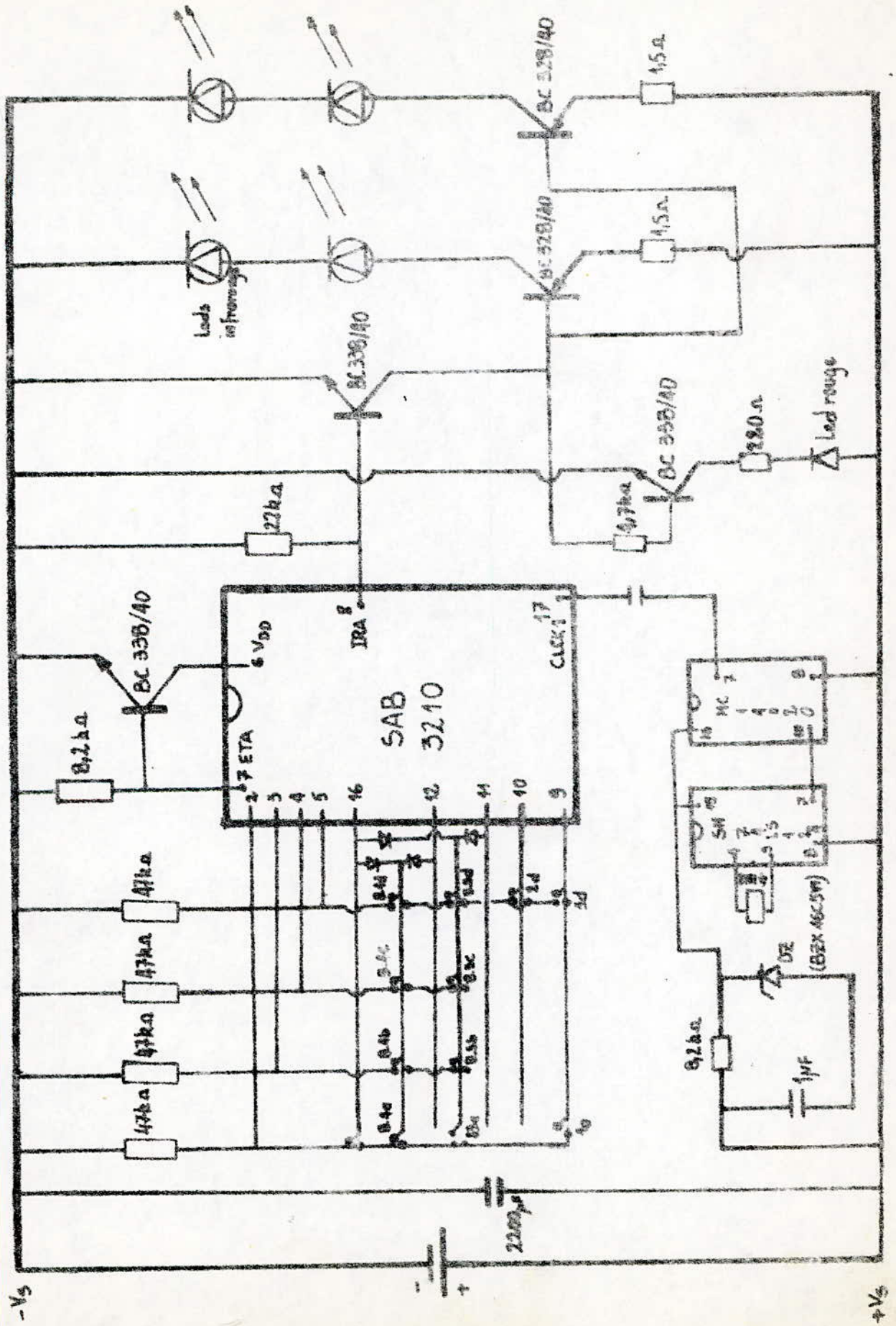
et	$r_{i_{\max}} = \frac{e}{I} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$
	$C_f = \frac{20}{r_{i_{\max}} \omega_0}$

pour  $f_0 = 50 \text{ Hz}$ . on a:

$C_f = 2200 \mu\text{F}$
--------------------------

Enfin notons que l'alimentation du circuit intégré SAB 3210 est négative par rapport à la masse.





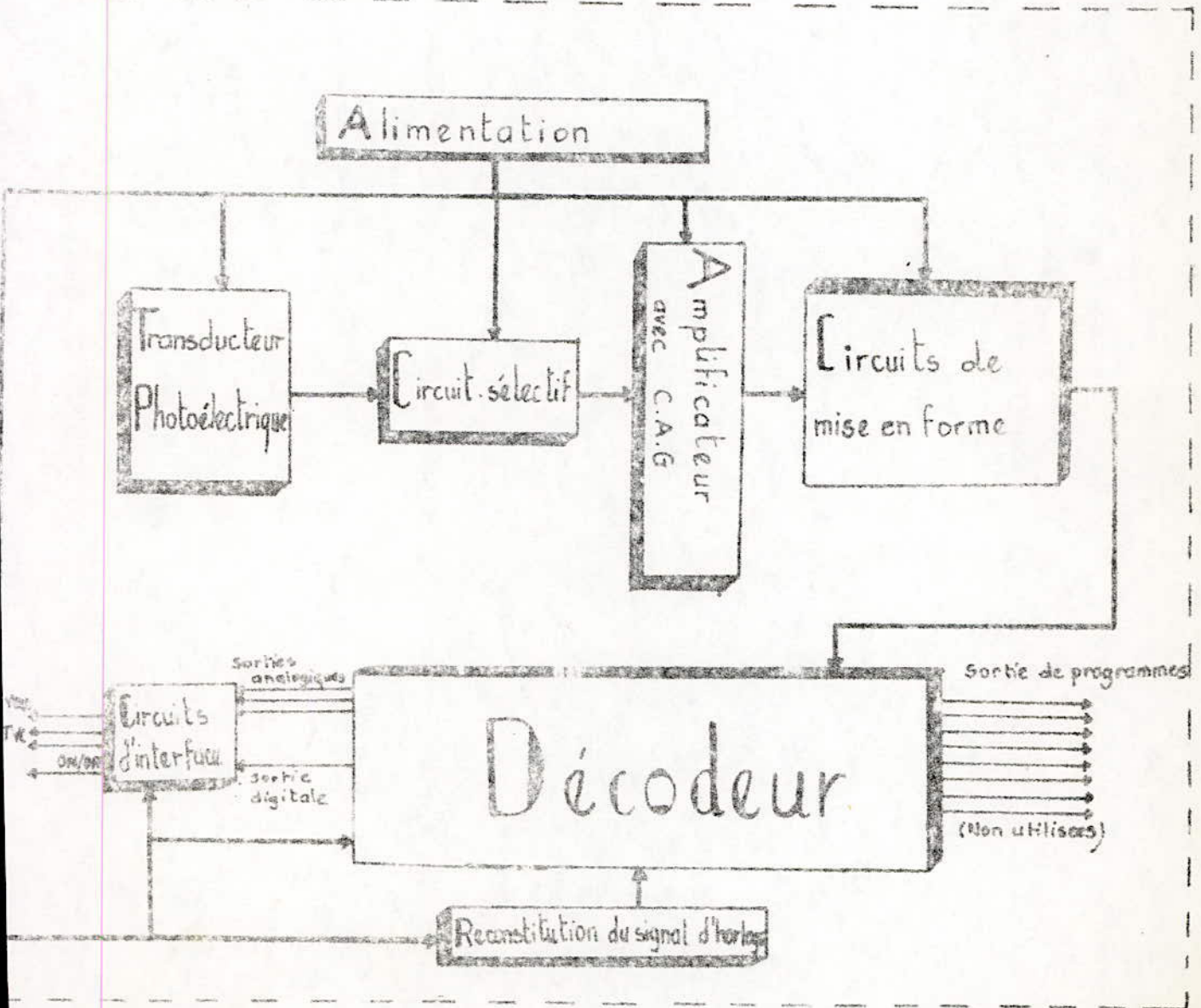
-Vs

+Vs

# CHAPITRE - III -

## Recepteur à infrarouge

### 1° - Schéma synoptique



## 1.1/ Description

Un récepteur de télécommande à infrarouge est constitué ; d'un transducteur photoélectrique ; et d'un ensemble de circuits électroniques permettant d'obtenir les différentes tensions nécessaires pour la commande du téléviseur.

Tous ces circuits sont implantés dans un module ; et alimentés à partir du téléviseur.

## 1.2/ Principe de fonctionnement

Le signal infrarouge émis par l'émetteur est reçu au niveau du récepteur à l'aide de la cellule réceptrice infrarouge ; qui le transforme à un signal électrique de même fréquence (34, 35 khz) ; modulé en impulsions.

L'amplitude des signaux recueillis en sortie étant faibles, du fait qu'elle est proportionnelle au carré de la distance séparant l'émetteur du récepteur ; par conséquent un amplificateur muni d'un contrôle automatique du gain s'avère nécessaire.

Le décodeur exige un signal à son entrée ; de caractéristiques bien définies ; ce qui est réalisé par le circuit de mise en forme.

L'identification ; et la démodulation du signal émis est réalisée par le décodeur qui génère en sa sortie des signaux de fréquences et de forme différentes ( 3 signaux analogiques identiques, et un signal digital ).

Enfin ; les signaux délivrés par le décodeur sont traités par les circuits d'interfaces ; qui nous permettent d'avoir des signaux conforme aux signaux de commande du téléviseur.

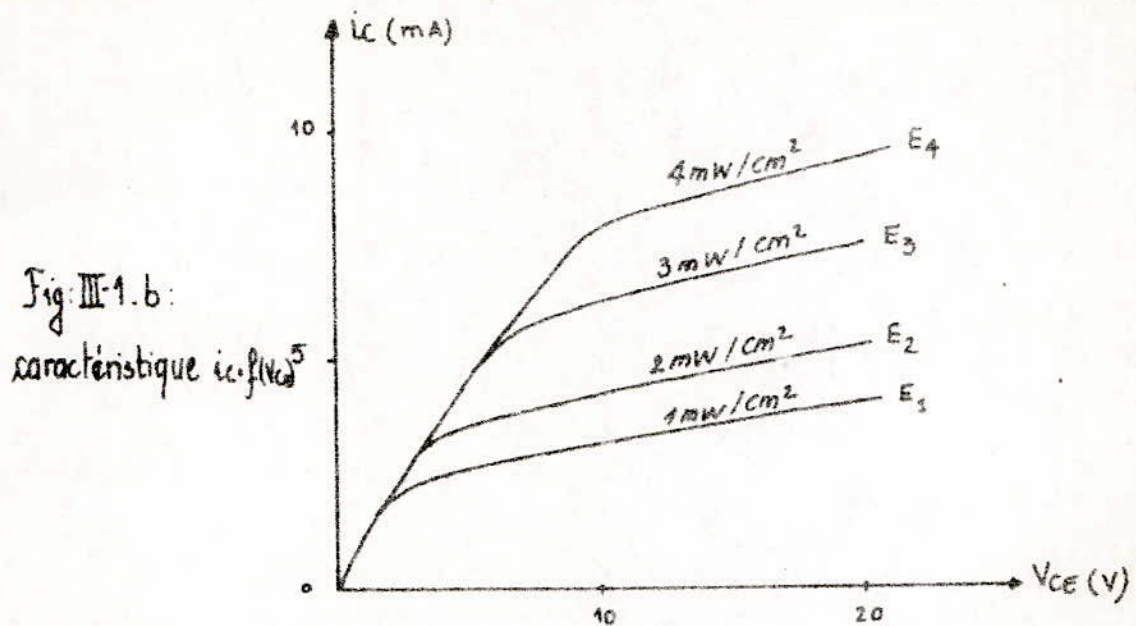


Fig: III-1 : Schéma de principe et caractéristique du phototransistor

Enfin; pour notre application on a choisi un phototransistor type: BP 103.

## 2.2/ Circuit sélectif

Le rayonnement infrarouge émis par les diodes émettrices est modulé par le signal de télécommande de fréquence 39,25 kHz appelé sous-porteuse.

L'identification de cette sous-porteuse exige l'utilisation d'un circuit sélectif accordé sur cette fréquence.

Le circuit retenu; est un simple circuit antirésonnant accordé sur environ 39,25 kHz inséré en série avec le phototransistor (Fig: III-2)

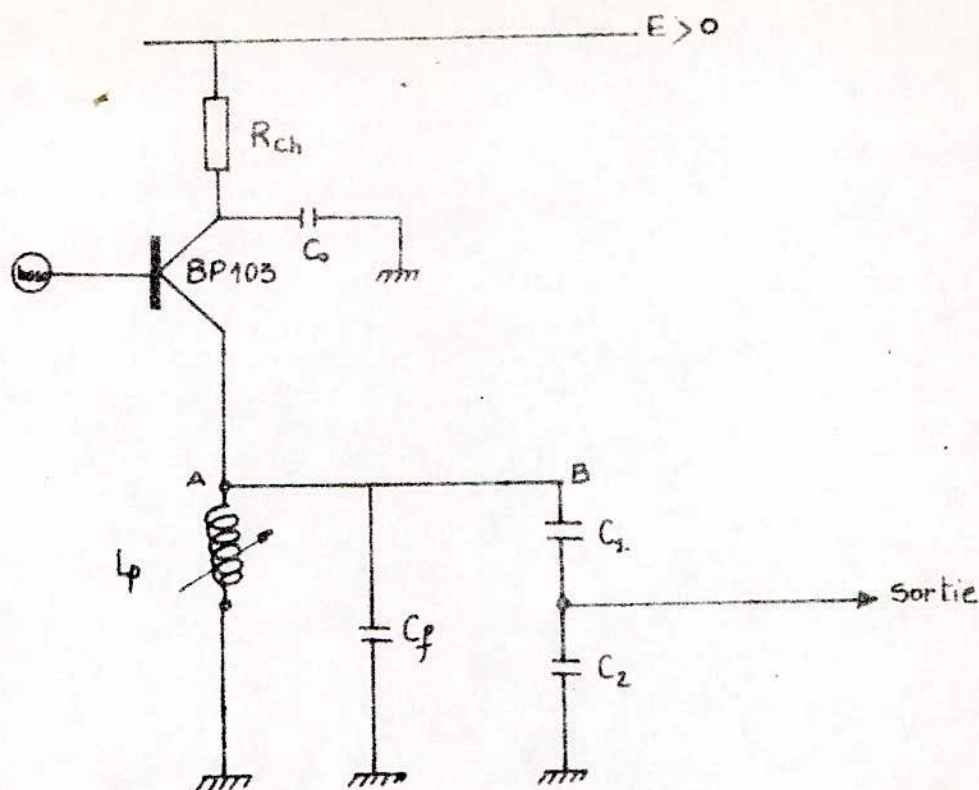


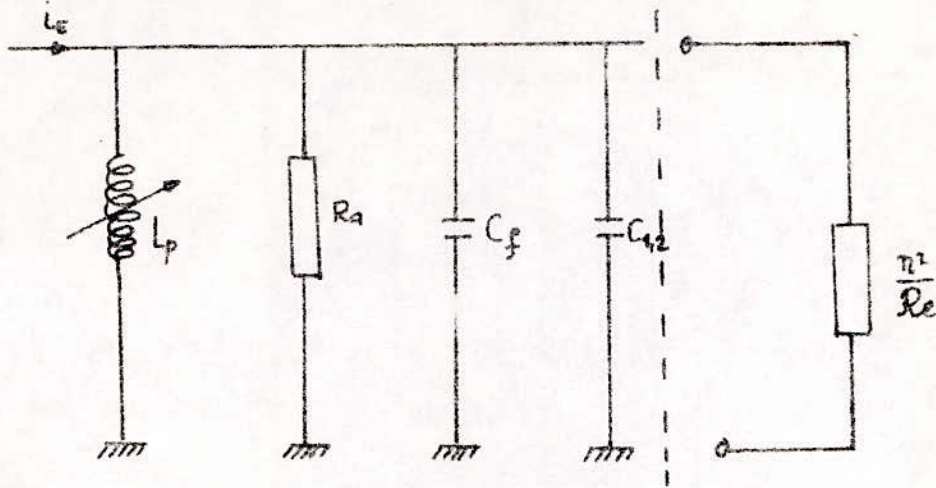
Fig: III-2: Schéma du circuit

Pour avoir une bonne sélectivité, il est nécessaire que l'amortissement du circuit antinonant doit être le plus faible possible, ce qui est réalisé par  $C_f$ .

Le pont capacitif, constitué par  $C_1$  et  $C_2$  permet l'adaptation des impédances entre l'entrée de l'étage suivant et le circuit accordé.

Le schéma équivalent du circuit en régime variable entre A et B est le suivant (Fig: III-3).

Fig: III-3: Schéma équivalent en alternatif



avec :

$$C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\pi = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

$R_a$ : résistance interne de la bobine

$R_e$ : résistance d'entrée de l'étage suivant

La capacité  $C_0$  connecté au collecteur du phototransistor découple parfaitement ce dernier à la fréquence de fonctionnement considérée.

Le facteur de qualité et la fréquence d'oscillation sont données par les relations suivantes :

$$Q = R_a C \omega_0$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C}}$$

avec :  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_f$

### Application numérique :

$f_0$  étant fixé :  $f_0 = 31,25 \text{ kHz}$

Pour déterminer la valeur des autres éléments on a procédé comme suit :

on fixe ( $C_1, C_2, C_f$ ) et on procède au réglage de la bobine jusqu'à obtention de la fréquence désirée  $f_0$ .

Les valeurs qui donnent cette fréquence sont :

$C_1 = 220 \text{ pF}$
$C_2 = 470 \text{ pF}$
$C_f = 63,3 \text{ nF}$

## 2.3/ Amplification

### 2.3.1/ Amplificateur avec contrôle automatique du gain (C.A.G)

#### a/ Schéma du montage

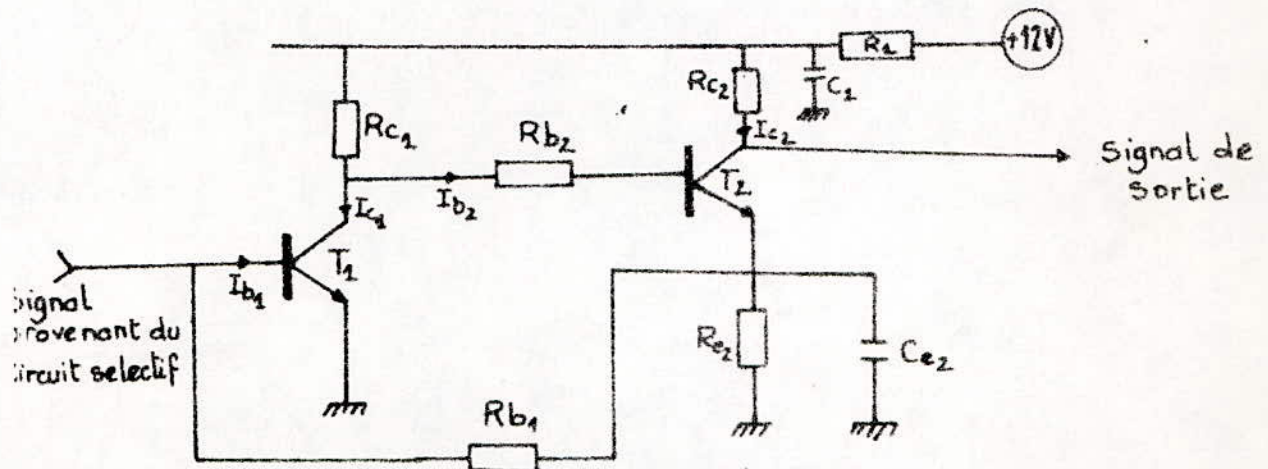


Fig: III-4: Amplificateur à C.A.G

#### b/ Principe de la contre réaction

Soit la courbe de réponse d'un amplificateur ; du gain en fonction du courant collecteur (Fig: III-5)

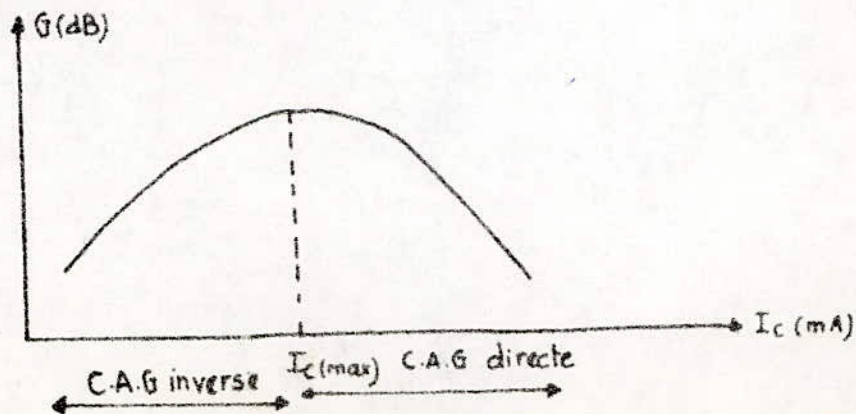


Fig: III-5: courbe  $G=f(I_c)$



Notre montage (Fig. III-4); utilise une C.A.G directe.

Quand le signal reçu sur la base de ( $T_1$ ) augmente; le signal de sortie  $v_s$  sur le collecteur de ( $T_2$ ) augmente (amplification).

La tension de contre réaction ( $V_{ce2}$ ) augmente; donc le gain du montage diminue.

## C/ Choix des éléments

Les transistors ( $T_1$ ) et ( $T_2$ ) doivent avoir un facteur de bruit  $F$ , le plus faible possible aux fréquences de fonctionnement considérées; ainsi qu'une résistance d'entrée élevée (très grand).

Le choix s'est porté sur le BC 109 et BC 107 avec comme coordonnées du point de repos.

Transistors	Caractéristiques							
	$I_C$ (mA)	$V_{CE}$ (V)	$h_{21}$ type	$f_c$ (kHz)	$h_{11}$ (k $\Omega$ )	$F_b$ (dB)	$h_{22}$ ( $\mu A V^{-1}$ )	$\beta$
BC 109 ( $T_1$ )	0,32	0,61	280	1	23	$\leq 10$	20	$100 \leq \beta \leq 500$
BC 107 ( $T_2$ )	0,76	4,24	280	1	23	$\leq 12$	20	$100 \leq \beta \leq 200$

Tableau des caractéristiques

.. Calcul des paramètres du montage

$$I_{b2} \ll I_{c1}$$

$$V_{CC} = R_{C1} I_{C1} + V_{CE1} \Rightarrow$$

$$R_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{I_{C1}}$$

d'autre part on a:

$$V_{CC} = R_{C2} I_{C2} + V_{CE2} + V_{RE2} \quad (I_{b2} \ll I_{C2})$$

$$\text{en prenant } V_{RE2} = 0,76 \text{ V} \Rightarrow$$

$$R_{E2} = \frac{V_{RE2}}{I_{C2}}$$

d'où :

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{CE2} - V_{RE2}}{I_{C2}}$$

$$V_{CE1} = R_{b2} I_{b2} + (V_{BE})_2 + V_{E2M}$$

$$\Rightarrow R_{b2} = \frac{V_{CE1} - (V_{BE})_2 - V_{E2M}}{I_{b2}} \quad \text{avec } 10 \mu \leq I_{b2} \leq 20 \mu \text{A}$$

d'où

$$R_{b2 \text{ max}} = \frac{V_{CE1} - (V_{BE})_2 - V_{E2M}}{I_{b2 \text{ min}}}$$

$$R_{b2 \text{ min}} = \frac{V_{CE1} - (V_{BE})_2 - V_{E2M}}{I_{b2 \text{ max}}}$$

$$R_{b1} = \frac{V_{E2M} - (V_{BE})_1}{I_{b1}} \quad \text{avec } 1 \mu \text{A} \leq I_{b1} \leq 2 \mu \text{A}$$

d'où :

$$R_{b1 \text{ max}} = \frac{V_{E2M} - (V_{BE})_1}{I_{b1 \text{ min}}}$$

$$R_{b1 \text{ min}} = \frac{V_{E2M} - (V_{BE})_1}{I_{b1 \text{ max}}}$$

## - Application numérique

$$R_{C_1} = 32,8 \text{ k}\Omega$$

on prend

$$R_{C_2} = 9 \text{ k}\Omega$$

on prend

$$R_{b_1 \text{ min}} = 80 \text{ k}\Omega$$

$$R_{b_1 \text{ max}} = 160 \text{ k}\Omega$$

}  $\Rightarrow$

$R_{C_1} = 33 \text{ k}\Omega$
$R_{C_2} = 8,2 \text{ k}\Omega$
$R_{e_2} = 1 \text{ k}\Omega$
$R_{b_1} = 100 \text{ k}\Omega$

$$R_{b_2 \text{ min}} \approx 0$$

$$R_{b_2 \text{ max}} \approx 0$$

}  $\Rightarrow$  on réalise une liaison directe entre les 2 transistors.

## - Détermination de la capacité de découplage $C_{e_2}$

Pour un découplage efficace de  $C_{e_2}$ , il faut que son impédance aux fréquences considérées doit être de 20 fois inférieure devant la résistance équivalente disposée à ses bornes (règle pratique).

or la résistance équivalente est pratiquement  $R_{e_2}$

d'où

$$R_{e_2} C_{e_2} \omega \geq 20 \Rightarrow C_{e_2} \geq \frac{20}{R_{e_2} \omega}$$

Application numérique:

$$f = 30 \text{ kHz}$$

$\Rightarrow$

$$C_{e_2} \geq 11 \text{ nF}$$

on prend:

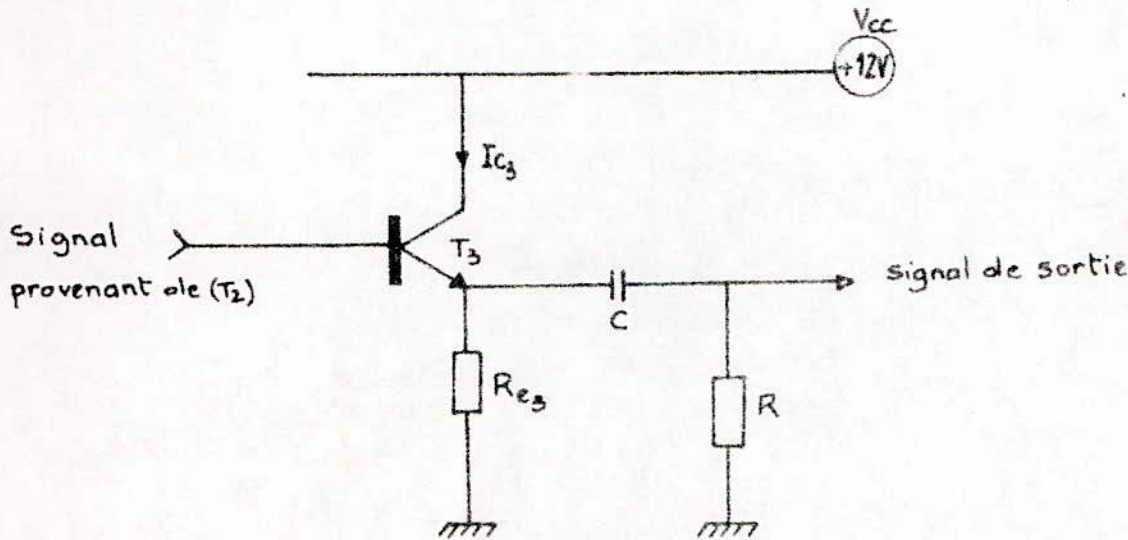
$$C_{e_2} = 22 \text{ nF}$$

$$R_{e_2} = 1 \text{ k}\Omega$$

## 2.3.2/ Étage suiveur

Pour un transfert maximum de tensions de ( $T_2$ ) vers l'étage suivant, un étage émetteur suiveur s'avère donc nécessaire.

### a/ Schéma du montage



Pour avoir une impédance d'entrée élevée ( $h_{ie}$  très grand), on prend:

$I_{c3} = 1\text{mA}$  (Caractéristiques du transistor choisi,  $T_3 = \text{BC } 338/40$ )

pour  $I_{c3} = 1\text{mA}$  on a:  $(V_{ce})_{T_3} = 7,5\text{V}$

On voit donc que ( $T_3$ ) a été polarisé en classe A; afin d'avoir une excursion maximale de tension de sortie sans écrêtage.

#### — Calcul de: $R_{e3}$

$$V_{cc} = V_{ce3} + R_{e3} I_{c3} \quad \Rightarrow \quad R_{e3} = \frac{V_{cc} - V_{ce3}}{I_{c3}} \quad \text{avec } (I_{b3} \ll I_{c3})$$

#### — Application numérique:

$$R_{e3} = 4,5\text{ k}\Omega$$

on prend

$$R_{e3} = 4,7\text{ k}\Omega$$

(17)

La cellule (R,C) forme un filtre passe haut, afin d'améliorer les transitions du signal; tout en réduisant le bruit à basse fréquence.

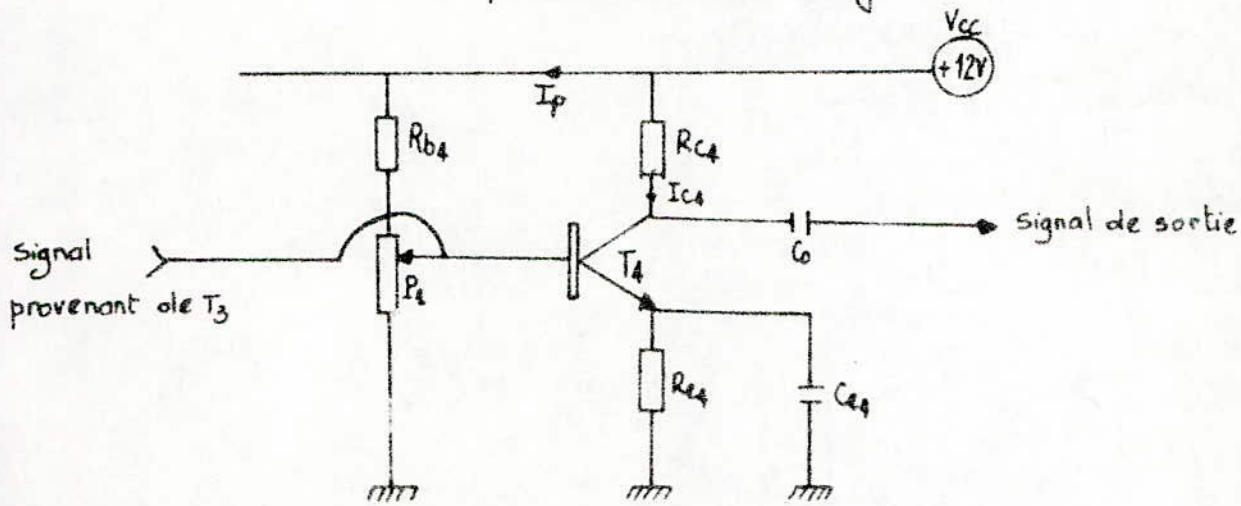
- Leurs valeurs respectives sont:

$C = 4,7 \text{ nF}$ $R = 6,8 \text{ k}\Omega$
---

### 2.3.3/ Étage amplificateur (classe A)

Au vu de la faible amplitude que présente notre signal à la sortie de  $T_2$ , un étage amplificateur fonctionnant en classe (A) s'avère donc utile.

#### a/ Schéma du montage



( $R_2$ ) permet de polariser ( $T_4$ ) en classe (A).

$R_{e4}$  permet d'avoir un bon facteur de stabilité thermique; elle est découplée par  $C_{e4}$  en régime variable.

#### b/ Calcul des éléments du montage

On veut obtenir un signal de sortie  $V_s = 4,25 \text{ V}$  crête (on néglige  $V_{CE\text{sat}}$ )

on choisit  $I_{C_0} = 6 \text{ mA}$

donc le point de fonction est caractérisé par:

$$P \left( \begin{array}{l} I_{C_0} = 6 \text{ mA} \\ V_{CE_0} = 4,25 \text{ V} \end{array} \right)$$

on a:

$$V_{CC} = (R_{C_1} + R_{E_1}) I_{C_1} + V_{CE_1} \quad (I_{C_1} \gg I_{B_1})$$

$$\text{d'où :} \quad R_{C_1} + R_{E_1} = \frac{V_{CC} - V_{CE_1}}{I_{C_1}}$$

### - Application numérique

$$R_{C_1} + R_{E_1} = 1,3 \text{ k}\Omega \quad \text{on a pris :}$$

$R_{C_1} = 1 \text{ k}\Omega$
-------------------------------

$R_{E_1} = 120 \Omega$
------------------------

Valeurs normalisées qui répondent au fonctionnement désiré

### - Calcul des résistances de base

à  $I_{C_1} = 6 \text{ mA}$  on a  $\beta = 400$  (Caractéristique de  $T_1 = \text{BC 338/40}$ )

$$\Rightarrow I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta} = 15 \mu\text{A}$$

d'autre part on doit que :  $I_P \geq 10 I_{B_1}$

$$\text{d'où} \quad R_{B_1} + P_1 = \frac{V_{CC}}{I_P}$$

### - Application numérique

$$R_{B_1} + P_1 = 80 \text{ k}\Omega$$

on prend :

$R_{B_1} = 10 \text{ k}\Omega$	; fixe
--------------------------------	--------

$P_1 = 100 \text{ k}\Omega$	; variable
-----------------------------	------------

Pour déterminer  $C_4$  ; on procède de la même manière que pour le montage (T<sub>2</sub>) à savoir

$$C_4 \leq \frac{20}{R_{eq} \omega}$$

- Application numérique :

$$C_4 = 1 \mu F$$

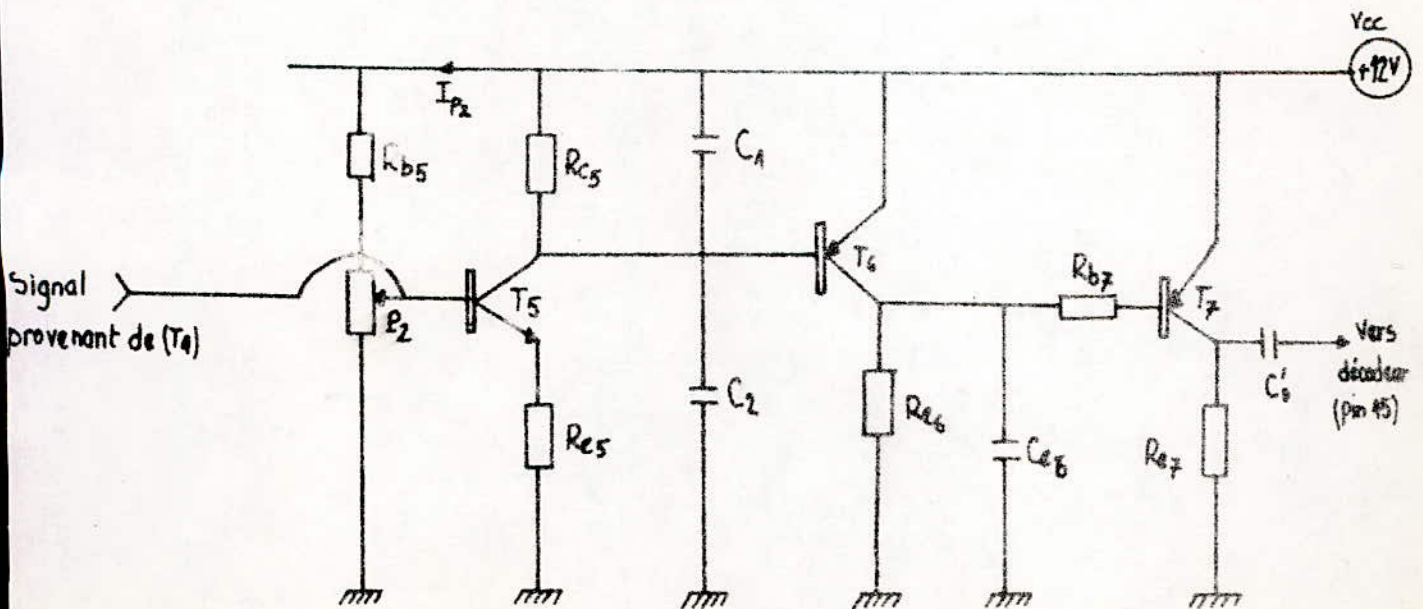
$C_0$  ; étant une capacité de liaison fixée à :

$$C_0 = 22 \mu F$$

Cette valeur a été choisie de telle sorte que l'impédance de  $C_0$  ; soit faible aux fréquences de travail devant l'impédance d'entrée de l'étage suivant.

### 2.3.4 / Mise en forme du signal

#### a / Schéma du montage



## a/ Rôle de chaque étage

Le montage nous permet de :

- Détecter l'enveloppe supérieure
- Mettre en forme le signal (avoir des fronts raides)
- Amplifier le signal jusqu'à obtention de l'amplitude désirée (correspondant aux caractéristiques exigées par le décodeur).

Pour détecter l'enveloppe supérieure en polarisation ( $T_5$ ) en classe (AB), afin d'éliminer les alternances négatives du signal, en procédant comme suit :

On agit sur la valeur du potentiomètre disposé sur la base de ( $T_5$ ) de manière à obtenir  $V_{CE_{5max}} \approx 12V$ , tout en faisant correspondre une valeur de ( $I_{B_5}$ ) qui soit juste au coude de conduction, afin de pouvoir amplifier des signaux de faible amplitudes se présentant sur la base de ( $T_5$ ).

Etant donné que notre signal utile est accompagné de signaux parasites de faible durée, la cellule ( $C_1; C_2; R_{C_5}; h_{FE(5)}$ ) constitue un intégrateur qui permet d'éliminer ces impulsions parasites.

Le signal au niveau du collecteur de ( $T_5$ ) présente certaines anomalies, à savoir que vers les faibles niveaux les fronts ne sont pas raides; pour y remédier à cet inconvénient, l'insertion de ( $T_6$ ) permet d'écrêter ce dernier juste à ( $0,6V$ ) correspondant à ( $V_{BE_6}$ ); et ensuite de l'amplifier.

Le transistor ( $T_7$ ) permet une remise en phase du signal.

## b/ Calcul des éléments du montage



- Pour  $(T_5)$  notre choix s'est porté sur :

$$T_5 = \text{BC 338/40}$$

$$\text{On a: } I_{C_5} = \frac{V_{R_{C_5}}}{R_{C_5}} = \frac{V_{EB}(T_6)}{R_{C_5}}$$

$$\text{on a fixé } \boxed{R_{C_5} = 1 \text{ k}\Omega} \Rightarrow I_{C_5} = 0,6 \text{ mA}$$

Le  $\beta$  de  $(T_5)$  varie dans les limites suivantes :

$$250 \leq \beta \leq 600$$

$$\text{d'où: } I_{b_{5 \max}} = \frac{I_{C_5}}{\beta_{\min}} = 2,5 \mu\text{A}$$

$$I_{b_{5 \min}} = \frac{I_{C_5}}{\beta_{\max}} = 1 \mu\text{A}$$

$$I_{P_2} \geq 10 I_{b_5} \Rightarrow I_{P_2 \min} \geq 25 \mu\text{A}$$

$$I_{P_2 \max} \geq 10 \mu\text{A}$$

$$\text{donc: } R_{b_5} + P_2 \leq 520 \text{ k}\Omega$$

on a pris :

$$\boxed{R_{b_5} = 10 \text{ k}\Omega \text{ fixe}}$$

$$\boxed{P_2 = 10 \text{ k}\Omega \text{ (variable)} + 68 \text{ k}\Omega \text{ (fixe)}}$$

- Calcul de  $R_{E_5}$

$$\text{Pour } I_{C_5} = 0,6 \text{ mA on a } V_{CE_5} = 11,2 \text{ V}$$

$$\text{d'autre part on a: } V_{CC} = (R_{C_5} + R_{E_5}) I_{C_5} + V_{CE_5} \quad (I_{b_5} \ll I_{C_5})$$

$$\text{d'où: } \boxed{R_{E_5} = \frac{V_{CC} - V_{CE_5}}{I_{C_5}} - R_{C_5}}$$

- Application numérique:

$$R_{e5} = 320 \Omega$$

on a pris

$$R_{e5} = 220 \Omega$$

Pour déterminer  $(C_1, C_2)$ ; il faut faire en sorte qu'ils forment un filtre passe bas, avec une fréquence de coupure  $f_c \approx 20 f_0$  ( $f_0 = 30 \text{ kHz}$ ).

Et de la même manière que pour l'étage  $(T_2)$ , on détermine  $(C_1 \text{ et } C_2)$

On trouve :

$$C_1 = 10 \text{ nF}$$

$$C_2 = 220 \text{ nF}$$

- Pour  $(T_6)$  on a choisi un transistor PNP type BC 328/40 (en régime de commutation).

La valeur de la résistance qui nous permet d'ajuster la polarisation de  $(T_6)$  est de :

$$R_{e6} = 4,7 \text{ k}\Omega$$

Pour  $(C_6)$  on procède de la même manière que précédemment, et on trouve :

$$C_6 = 220 \text{ nF}$$

- Pour  $(T_7)$  on a pris un transistor PNP de même type que  $(T_6)$

$$T_7 = \text{BC 328/40}$$

Le point de fonctionnement a été choisi comme suit :

$$I_{C7} = 1,2 \text{ mA}$$

$$0,5 \text{ V} \leq V_{BE_{sat}} \leq 0,72 \text{ V}$$

$$0,02 \text{ V} \leq V_{CE_{sat}} \leq 0,14 \text{ V}$$

pour  $I_{C7} = 1,2 \text{ mA} \Rightarrow I_{B7} = \frac{I_{C7}}{10} = 0,12 \text{ mA}$

d'où  $R_{B7} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{B7}}$

$$R_{C7} = \frac{V_{CM}}{I_{C7}}$$

### - Application numérique

$R_{B7} = 94 \text{ k}\Omega$  on prend :

$R_{B7} = 100 \text{ k}\Omega$
$R_{C7} = 10 \text{ k}\Omega$
$C_0 = 1 \mu\text{F}$

et  $(C_0)$  a été pris égal à :

- Enfin ; notons que le choix des valeurs des éléments discrets de tous les étages que nous venons de voir est plus d'ordre pratique, que théorique et cela du fait des dispersions des paramètres des transistors utilisés ; et les divers réglages qu'ils ont nécessités.

## 2.4/ Décodeur

Notre choix s'est porté sur le circuit intégré SAB3209, car il possède la particularité d'intégrer en un seul boîtier toutes les fonctions nécessaires à la réalisation du décodage.

### 2.4.1/ Structure interne et brochage

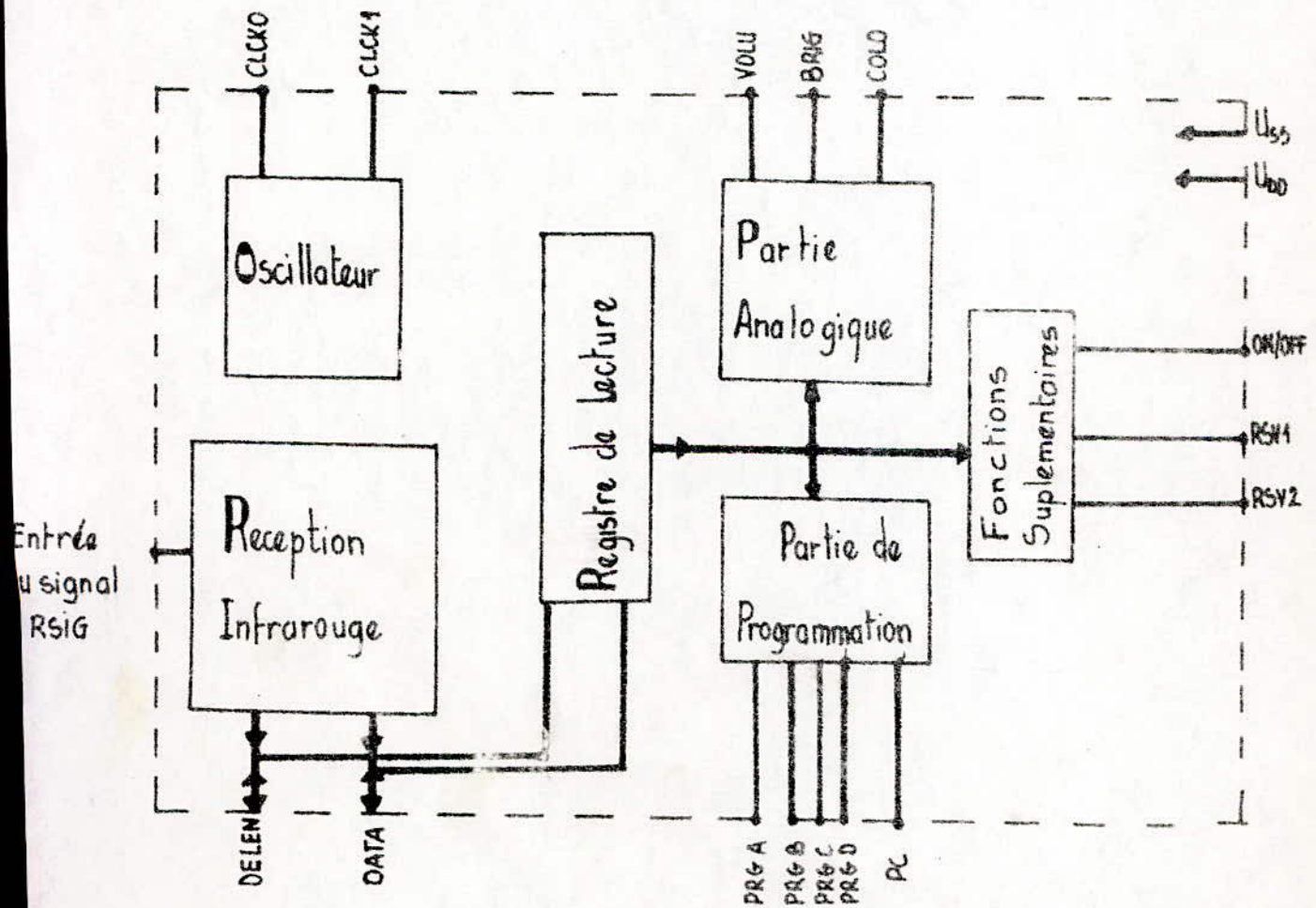
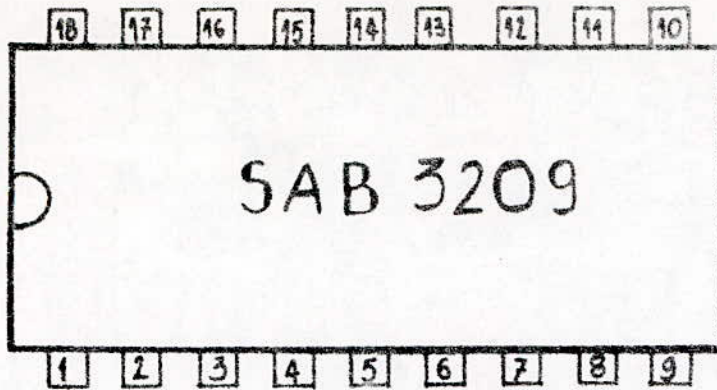


Fig: III-6 : Structure interne du SAB 3209

Fig. III-7: brochage du SAB 3209



pin	Symboles	Fonctions
1	Uss	Tension d'alimentation (+12V)
2	CLCK 0	Sortie d'impulsion
3	CLCK 1	entrée d'impulsion
4	PRGD	Sortie de commande de programme
5	PRGC	" " " "
6	PRGB	" " " "
7	PRGA	" " " "
8	PC	Changement du programme; Validation entrée/sortie
9	RSV 2	Sortie de réserve 2
10	RSV 1	" " " 1
11	VOLU	Sortie Analogique
12	ON/OFF	Sortie digital
13	BRIG	Sortie analogique
14	COLO	" "
15	RSIG	entrée du signal de télécommande
16	DELEN	BUS I; entrée/sortie
17	Ubd	Tension d'alimentation (0V)
18	DATA	BUS I; entrée / sortie

## 2.4.2/ Description

Le composant récepteur SAB 3209 développé en technologie MOS à appauvrissement, se compose essentiellement de cinq (5) unités spécialisées. Les signaux électriques délivrés par l'émetteur SAB 3210 sont reçus au niveau de l'unité de réception; et sont ensuite dirigés par l'intermédiaire d'une interface série vers le registre de lecture. Chaque instruction est identifiée et sera dirigée vers l'unité de traitement correspondante.

Le traitement (décodage) se fait au niveau des différentes unités (Fig. III-6)

Trois (3) signaux analogiques sont délivrés en sortie (Partie analogique); les signaux sont identiques, de période  $T = 1 \text{ ms}$ ; et de rapport cyclique  $m = 1/2$ .

Trois (3) signaux digitaux de niveau logique "0" ou "1" sont présent en sortie du bloc "fonctions supplémentaires".

L'oscillateur interne permet de constituer le signal d'horloge; permettant ainsi une synchronisation avec celle de l'émetteur.

Enfin signalons qu'avec l'interface série; on peut introduire directement des instructions dans le SAB 3209; ces ordres ont priorité absolue sur les ordres provenant de l'unité de réception.

## 2.4.3/ Caractéristiques générales

Le tableau suivant donne les principales caractéristiques de ce circuit.

	Symboles	Conditions d'essais	limite inf	limite sup	Unités
Tension d'alimentation	$U_{DD}$	$U_{SS} = 0V$	-16	-11	V
Consommation de courant entrée CLK1	$I_{DD}$	sorties non commutées		10	mA
-----					
Tension d'entrée L	$U_{eL}$		$U_{DD}$	-7	V
" " H	$U_{eH}$		-1	0	V
Courant d'entrée	$I_I$	$U_{SS} = 0V$		15	$\mu A$
fréquence	$f$			70	kHz
-----					
Sortie CLK0					
Tension de sortie L	$U_{oL}$	fonctionnement	$U_{DD}$	$U_{DD} + 1$	V
" " " H	$U_{oH}$	vide	-1	0	V
-----					
Entrée RS16					
Tension d'entrée L	$U_{eL}$	$U_{SS} = 0V$	-1	0	V
" " H	$U_{eH}$	$U_{SS} = 0V$	$U_{DD}$	-3,5	V
Impédance d'entrée			200		k $\Omega$
-----					
Sortie des Fonctions analog					
Tensions de sorties L	$U_{oL}$	$I_Q = 1 \mu A$	$U_{DD}$	$U_{DD} + 3$	V
" " " H	$U_{oH}$	$I_Q = 1 mA$	-1,5	0	V
-----					
RSM; RSV2					
Tensions de sorties L	$U_{oL}$	$I_Q = 1 \mu A$	$U_{DD}$	$U_{DD} + 0,3$	V
" " " H	$U_{oH}$	$I_Q = 0,3 mA$	-1,5	0	V
-----					
A; B; C; D					
Tensions de sorties L	$U_{oL}$	$I_Q = 10 \mu A$	$U_{DD}$	$U_{DD} + 0,3$	V
" " " H	$U_{oH}$	$I_Q = 0,3 mA$	-0,5	0	V
-----					
PC					
Tension d'entrée L	$U_{eL}$	à vide	$U_{DD}$	$U_{DD} + 2$	V
" " H	$U_{eH}$	$I_Q = 0,3 mA$	-1,5	0	V

Fig: III-8: Caractéristiques du SAB 3209

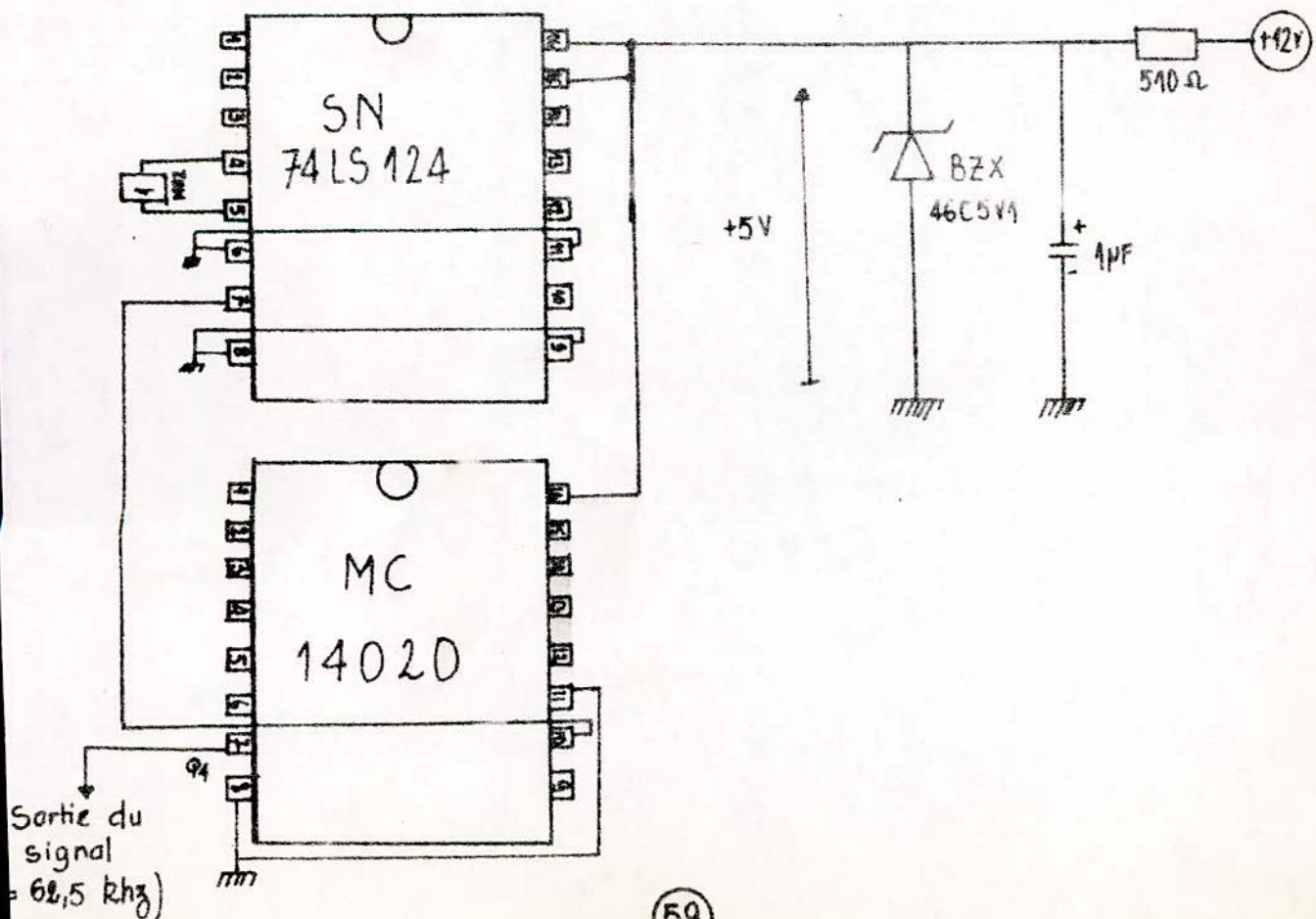
L'une des principales caractéristiques de ce circuit est sa faible consommation de courant ( $I_{max} = 10\text{mA}$ ).

### 2.4.4 / Restitution du signal d'horloge

L'oscillateur interne du SAB 3209, exige une cellule (L, C) externe, pour fixer sa fréquence de fonctionnement ( $f = 62,5\text{kHz}$ ).

Pour les mêmes raisons, citées au chapitre (II), le montage préconisé est identique à celui adopté au niveau de l'émetteur (SAB 3210).

#### a/- Schéma du montage

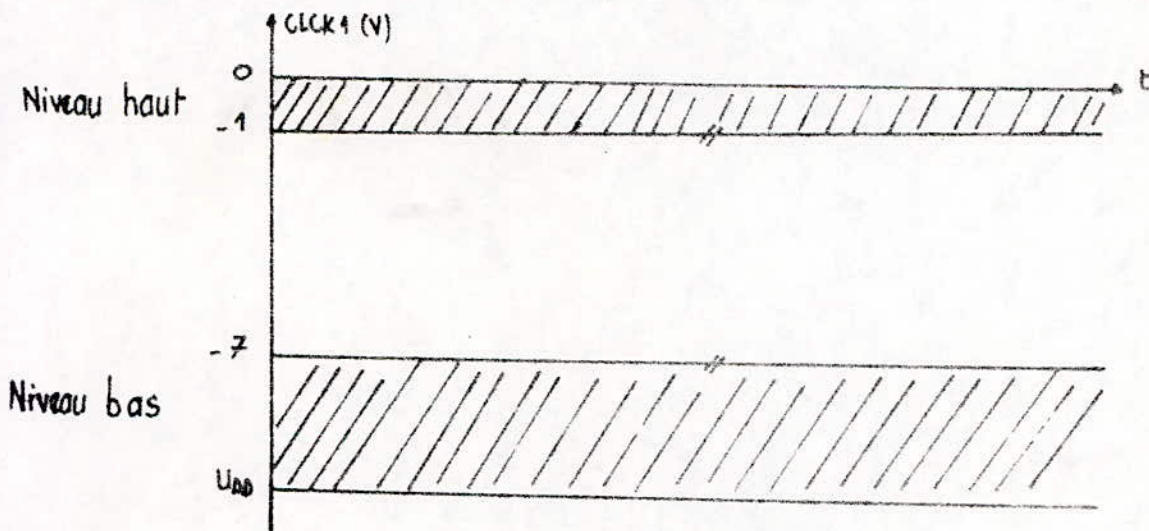




Notons que la valeur du quartz utilisé est de 1 MHz ; ce qui nous oblige à prendre notre signal de sortie en  $Q_4$  (pin 7), qui correspond à une division par  $2^4 = 16$  ; qui donne une fréquence du signal recueillie de :  $f_0 = 62,5 \text{ kHz}$ .

Le signal obtenu sur la broche ⑦ du MC14020 a une amplitude insuffisante ( $\approx 4,5 \text{ V}$ ) pour attaquer l'entrée CLK1 du SAB 3209 ; qui exige un signal d'amplitude bien définie (Fig: III-8).

Les caractéristiques de ce signal sont :



Pour amener notre signal dans les proportions souhaitées, on a fait appel à un montage qui utilise un transistor en régime de commutation, alimenté avec une tension  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  ; (Fig: III-9)

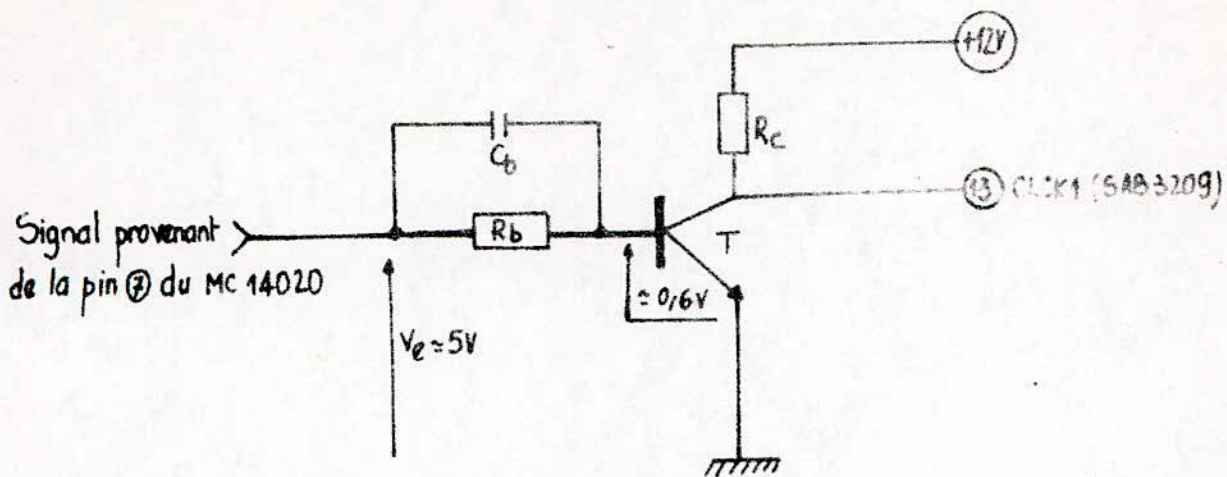


Fig. III-9: Schéma du circuit de mise en forme

### Détermination des éléments

Le transistor choisi est un: T: BC 338/40

On a  $R_{charge} \approx 200 \text{ k}\Omega$  ( $R_e$  du SAB 3209)

on prend  $R_c \leq \frac{R_{ch}}{10}$

on a choisi:  $R_c = 10 \text{ k}\Omega$

d'autre part on a:  $I_c = \frac{V_{cc}}{R_c}$  (à la saturation)

d'onc:  $I_c = 1,2 \text{ mA} \Rightarrow I_b = \frac{I_c}{10} = 0,12 \text{ mA}$

$R_b = \frac{V_e - V_{EB}}{I_b} = 36 \text{ k}\Omega$

on prend:  $R_b = 33 \text{ k}\Omega$  (Valeur normalisée)

La capacité ( $C_b$ ) permet de diminuer le temps de conduction du transistor (T)

Pour déterminer sa valeur, il faut faire en sorte que la fréquence de coupure ( $f_c$ ) du réseau ( $R_b C_b$ ) est de :

$$f_c = 10 f_0 \quad (\text{avec } f_0 = 62,5 \text{ kHz})$$

$$\text{or } f_c = \frac{1}{2\pi R_b C_b} = 10 f_0$$

$$\text{d'où } C_b = \frac{1}{2\pi R_b \cdot 10 f_0}$$

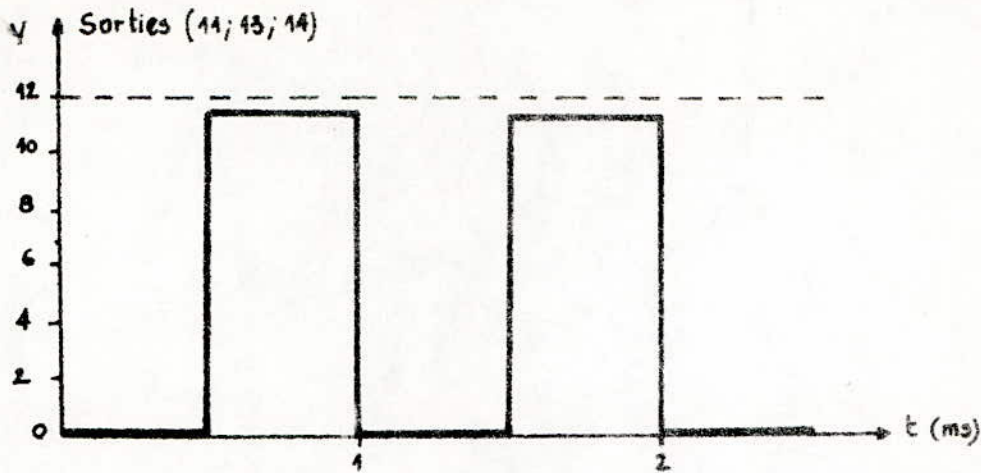
— Application numérique :

$$C_b = 470 \text{ pF}$$

## 2.4.4 / Elaboration des signaux de sortie

Les signaux analogiques présents aux broches ⑪ ; ⑬ et ⑭ du SAB 3209 ont l'allure suivante. (Fig: III-10)

Fig: III-10: Courbes des sorties analogiques



Les signaux sont cadencés à une fréquence :

$$f = 1 \text{ kHz}$$

et un rapport cyclique de :

$$m = 1/2$$

Le rapport ( $m$ ) varie ; selon qu'on actionne la touche (+) ou (-) disposée sur le clavier de l'émetteur.

touche : ⊕ :  $m$  tend vers 1

⊖ :  $m$  tend vers 0

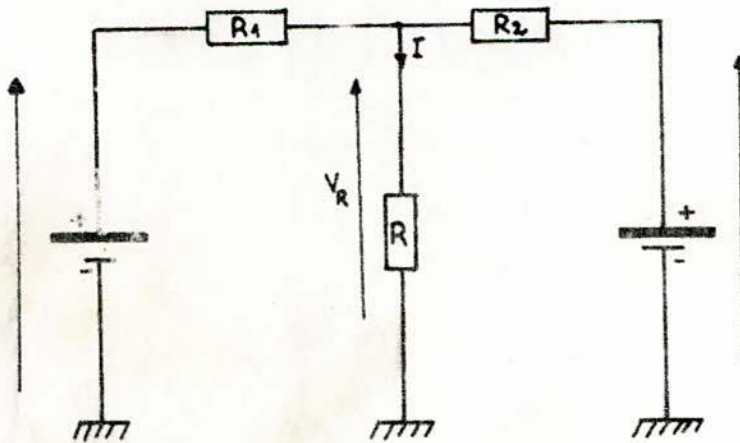
## 2.5/ Circuits d'interfaces

### 2.5.1/ Commandes analogiques

Les circuits de commande analogique pour la luminosité ; le contraste ; la couleur ; du poste récepteur CT4 ; font appel à une tension continuellement variable ; réglable par un potentiomètre de "0V" à "12V"

Afin de disposer d'une commande ; soit par notre dispositif ; soit par les boutons disposés à la façade avant du téléviseur ; on a conçu un montage qui fait appel à deux générateurs de tensions continues montés en opposition.

#### a/ Schéma de principe

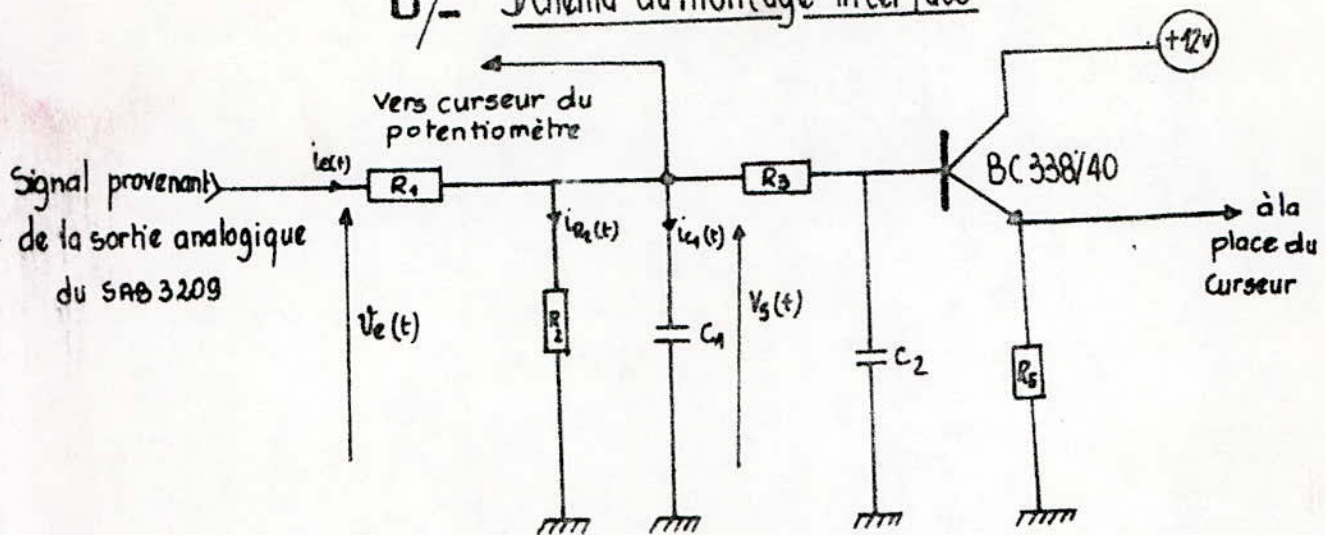


En appliquant le théorème de superposition on aura :

$$V_R = \alpha_1 V_1 + \alpha_2 V_2$$

On constate donc que  $V_e$  est une fonction linéaire de  $V_1$  et  $V_2$

### b/- Schéma du montage interface



- $(R_1; R_2; C_1)$  forment un intégrateur
- $(R_3; C_2)$  est un filtre passe bas qui élimine les ondulations résiduelles
- Le transistor permet l'adaptation avec l'étage d'entrée du téléviseur.

### — forme du signal de sortie

On a : 
$$i_e(t) = i_{R_1}(t) + i_{C_1}(t) = \frac{V_e(t) - V_b(t)}{R_1}$$

ce qui donne après calculs

$$V_b \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) + R_1 C_1 \frac{dV_b}{dt} = V_e$$

équation différentielle avec second membre dont la solution est :

$$V_b(t) = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} [1 - e^{-t/\tau}]$$

avec 
$$\tau = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$$

## - Calcul des éléments

$$\text{on a : } \left. \begin{array}{l} T = 1 \text{ ms} \\ E = 11,6 \text{ V} \end{array} \right\} \text{ valeurs mesurées}$$

$$V_D(t) = E \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} (1 - e^{-T/\tau})$$

$$\text{pour un rapport : } \frac{R_1}{R_2} = 20 \quad \text{ona : } V_D(t) = E \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right) (1 - e^{-T/\tau})$$

pour une meilleure stabilisation de la tension de sortie  $V_D$ , on prend un temps de décharge  $\tau = T/5$

$$\text{d'où : } \boxed{V_D(t) \approx 0,95 E}$$

$$\text{On a pris donc } \frac{R_1}{R_2} = 20$$

$$\text{on fixe } \boxed{R_1 = 100 \text{ k}\Omega} \Rightarrow \boxed{R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega}$$

$$\text{d'autre part : } 5\tau = T = 1 \text{ ms} \Rightarrow 5 \left( \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \right) = T$$

$$\text{d'où : } C_1 = 47 \mu\text{F} \quad \text{on a pris } \boxed{C_1 = 22 \mu\text{F}}$$

- Pour éliminer donc les ondulations résiduelles, on a inséré un filtre passe bas constitué par  $(R_3; C_2)$  de valeurs :

$$\boxed{R_3 = 6,8 \text{ k}\Omega}$$

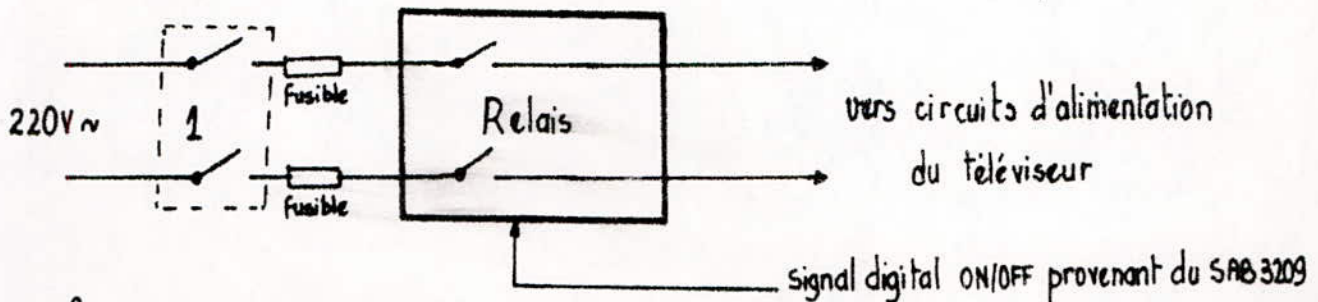
$$\boxed{C_2 = 1 \mu\text{F}}$$

- Le transistor T est un BC338/40 monté en émetteur suivreur avec :

$$\boxed{R_e = 4,7 \text{ k}\Omega}$$

## 2.5.2/- Commande ON/OFF

### a/- Schéma de principe



Le circuit nous permet :

- Quand l'interrupteur (1) du panneau avant est à l'état OFF ; tous les circuits du téléviseur ; et ceux du récepteur de télécommande sont hors service.  
D'où une certaine sécurité à l'usage.

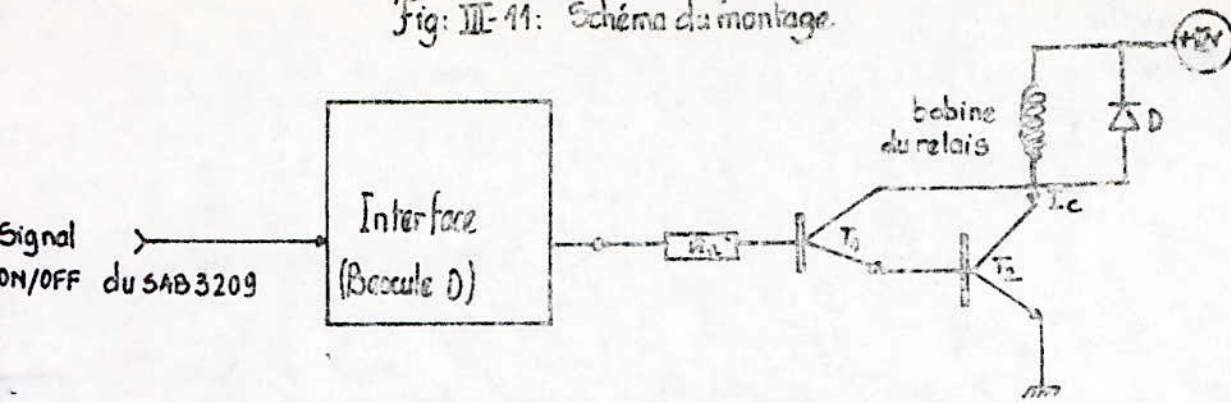
- la mise en "OFF" par la télécommande ; du téléviseur .

Enfin la mise en "ON" n'est pas réalisée, du fait qu'elle nécessite une position "veille" ; c'est à dire que les circuits du téléviseur sont hors service, et les circuits du récepteur toujours alimentés.

### b/- Schéma électrique adopté



Fig: III-11: Schéma du montage.



- La diode (D) a pour rôle de protéger les transistors ( $T_1$ ) et ( $T_2$ ) contre les tensions inverses produites par la coupure du passage du courant dans la bobine du relais
- Les transistors ( $T_1$ ) et ( $T_2$ ) forment un montage Darlington amplificateur de courant
- Le circuit d'interface utilise une bascule D (MC 14013) dont nous détaillons le fonctionnement ci-dessous (Fig: III-12)

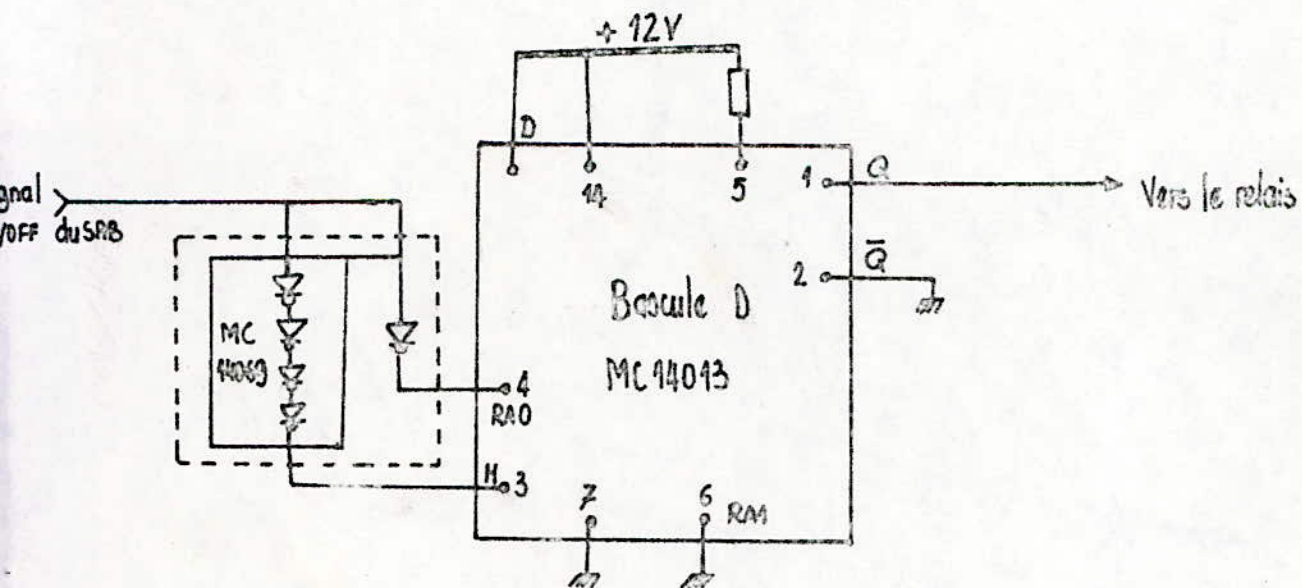


Fig: III-12 : Schéma de branchement de la bascule

Le tableau de fonctionnement de cette bascule est le suivant :

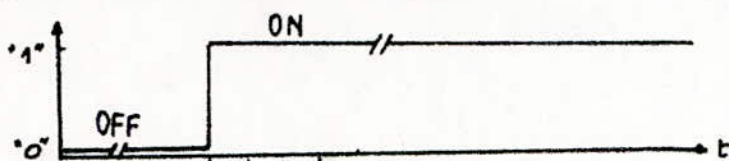
RA0	RA1	H	D	$Q_{n+1}$	$\overline{Q}_{n+1}$
L	L	$\uparrow$	L	L	H
L	L	$\uparrow$	H	H	L

fonctionnement correspondant à notre montage

Le transfert de la donnée vers les sorties  $Q$  et  $\overline{Q}$  s'effectue sur le front montant du signal horloge.

Celui-ci correspond au signal ON/OFF retardé par une cascade d'inverseurs (MC14069).

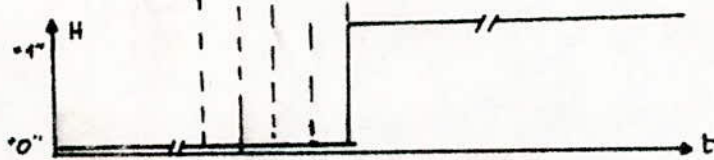
### — Diagramme de fonctionnement



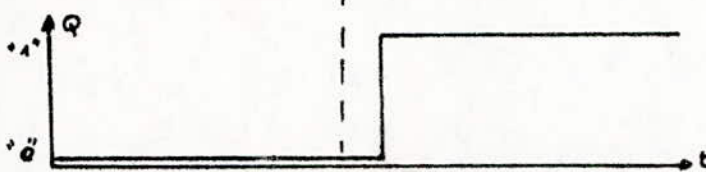
Signal ON/OFF provenant du SAB



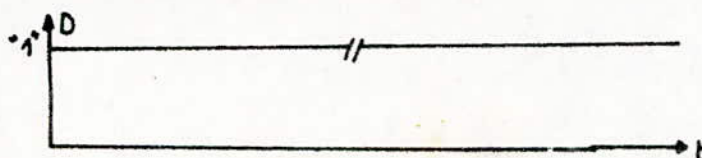
Signal inversé appliqué à RA0



Signal retardé appliqué à l'entrée horloge



Sortie  $Q$



donnée (D)

## Calcul des éléments du relais

$$T_1 = T_2 = \text{BC 338/40} \quad \text{avec} \quad \beta_1 = \beta_2 = 10 \quad (\text{commutation})$$

Le gain de l'ensemble est  $\beta = \beta_1 \beta_2 = 100$

La bobine du relais choisie consomme 26 mA sous une tension de 12V

$$\text{d'où } I_b = \frac{26}{100} = 0,26 \text{ mA}$$

d'autre part on a :

$$(V_{B_1 E_2})_{\text{sat}} = 2(V_{B_1 E_1})_{\text{sat}} = 2(V_{B_2 E_2})_{\text{sat}}$$

En considérant que le niveau haut sur la sortie Q de la bascule (D) est de 12V ; la résistance  $R_1$  vaut :

$$R_1 = \frac{12 - 2(V_{B_1 E_1})_{\text{sat}}}{I_b} \quad \text{avec } V_{B_1 E_1} = 0,55 \text{ V}$$

$$\text{d'où : } R_1 = 42 \text{ k}\Omega$$

Pour augmenter le courant de conduction on prend :

$$R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega$$

La diode (D) est :

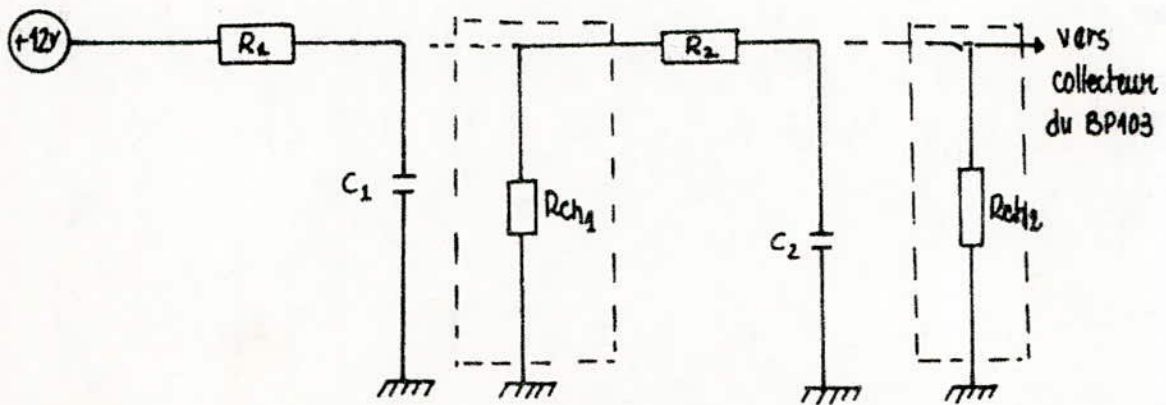
## 2.6/- Alimentation de la platine

Les circuits utilisés dans le récepteur infrarouge ; nécessite une tension d'alimentation de (+12V) .

Cette alimentation est prélevée directement du téléviseur :

Cependant les circuits utilisés dans notre récepteur nécessite une bonne précision de la valeur de cette tension d'alimentation (notamment les composants T.T.L)

Afin d'éliminer toute ondulation parasite ; on a fait appel à un double réseau (RC) en cascade . Fig: III-13.



$R_{ch1}$  : résistance de charge de l'étage de mise en forme du signal ( $T_4; T_5; T_6; T_7$ )

$R_{ch2}$  : résistance de charge de l'étage (BP403;  $T_1; T_2$ )

Fig: III-13 : Réseau (RC) en cascade.

La fonction de transfert d'un tel réseau à vide est donnée par :

$$T_v = \frac{1}{(1 + j f/f_1)(1 + j f/f_2)}$$

avec :  $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Le diagramme en fréquence est :

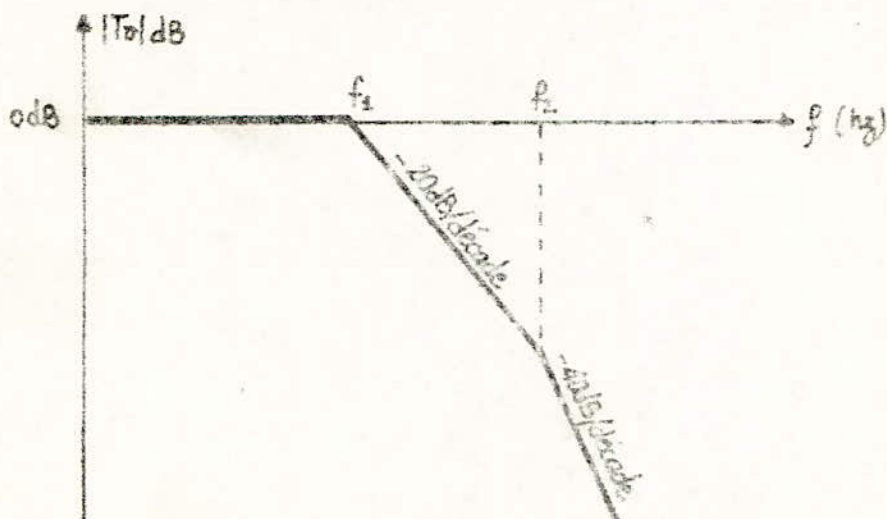


Fig: III-14: Diagramme de Bode

## - Calcul des éléments

Pour déterminer les valeurs de  $(R_1; R_2; C_1; C_2)$  on a procédé comme suit:

on fixe  $f_1 = 50 \text{ Hz}$

et  $f_2 = 10 f_1 = 500 \text{ Hz}$ .

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \Rightarrow R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi f_1}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \Rightarrow R_2 C_2 = \frac{1}{2\pi f_2}$$

- Application numérique:

on fixe	$R_1 = 120 \Omega$	$\Rightarrow C_1 = 26 \mu\text{F}$	on prend	$C_1 = 22 \mu\text{F}$
	$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$	$\Rightarrow C_2 = 0,1 \mu\text{F}$	on prend	$C_2 = 1 \mu\text{F}$

- La valeur de  $f_1$  a été choisie de telle sorte qu'elle soit plus faible que la fréquence de l'ondulation résiduelle ( $\approx 50 \text{ Hz}$ )

$$f_1 \ll 50 \text{ Hz}$$

# CHAPITRE - IV -

## Réalisation et Tests

### 1/ Réalisation pratique

#### 1.1/ Emetteur

Sous les éléments du schéma général de l'émetteur sont implantés sur un circuit imprimé mesurant 80 mm sur 70 mm. (Fig. IV-1)

#### 1.2/ Recepteur

Les éléments du schéma du récepteur sont implantés sur un circuit mesurant 80 mm sur 150 mm (Fig. IV-2)

Cette platine est prévue pour être alimentée sous une tension continue de 12V ; afin de polariser les différents sous ensembles constituant cette platine

La consommation globale de cette platine est de l'ordre de 100 mA.

## 2/ Courbes et Commentaires

### 2.1/ Émetteur

Les courbes de réponse correspondantes aux divers touches du clavier enfoncées illustrées (Figs: IV- 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12) prélevées à la sortie (3) IRA du SAB 3210; confirmant bien les graphes théoriques prévus.

Néanmoins signalons que les divers codes correspondants aux divers touches; sont difficilement discernables; et cela du fait de la méthode de codage du SAB 3210; qui ne différencie les niveaux logique "0" ou "1" que par le front montant ou descendant du signal.

### 2.2/ Recepteur

Les courbes prélevées à l'une des sorties analogique du SAB 3200 (Fig II- 13, 14, 15) montrent bien la variation du rapport cyclique du signal que la touche enfoncée soit  $\oplus$  ou  $\ominus$ .

Nous constatons que la valeur moyenne du signal est fonction du rapport cyclique.

Enfin signalons que le niveau maximum du signal n'atteint pas la valeur de 12V calculée; car le calcul n'a pas tenu compte des diverses chutes de tensions dans le circuit; notamment celle introduite par le réseau ( $R_3, C_3$ ) de filtrage.



Fig. IV-1: Circuit imprimé de l'émetteur

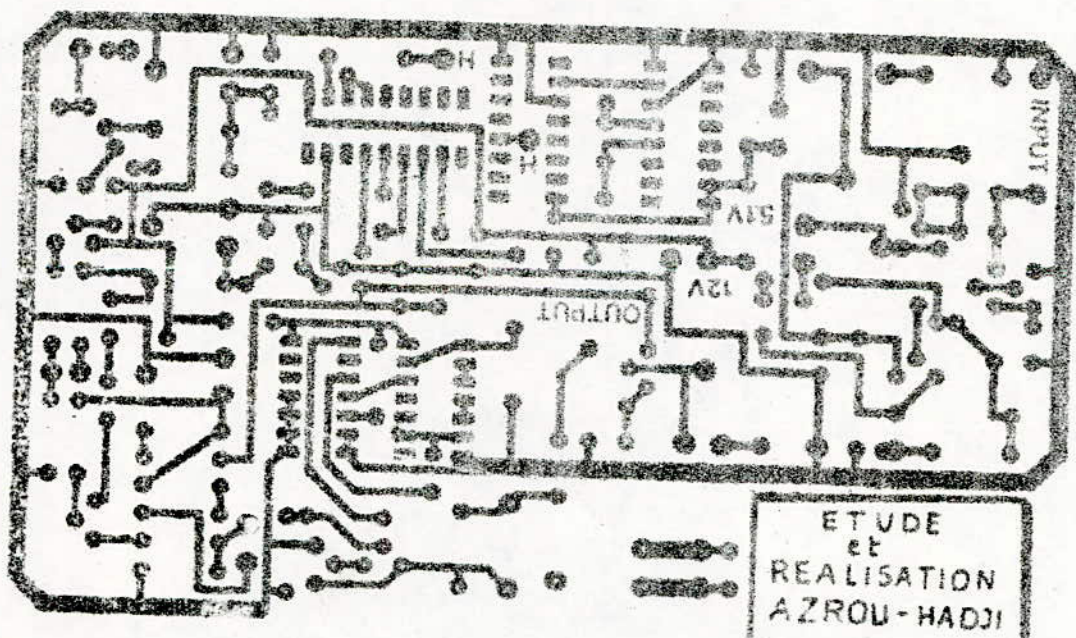
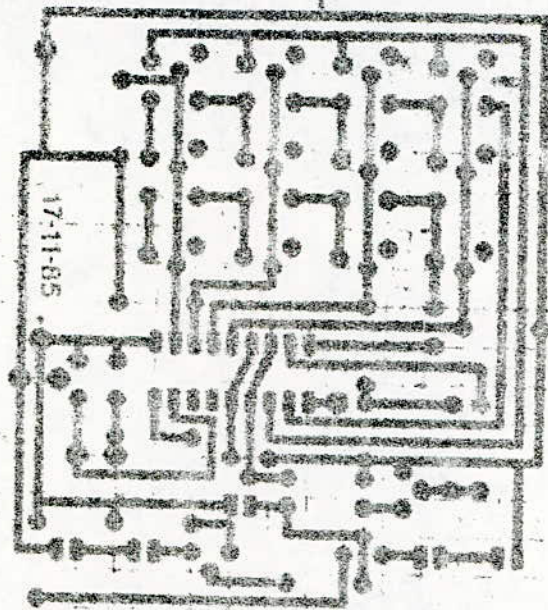


Fig. IV-2: Circuit imprimé du récepteur

Fig: IV-3

Signal pris sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B. 3210)  
pour Touche O1 enfoncée.

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 MS  
VOLTS/DIV: 2 V  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.8 V  
MIN: 5.92 V

CH1

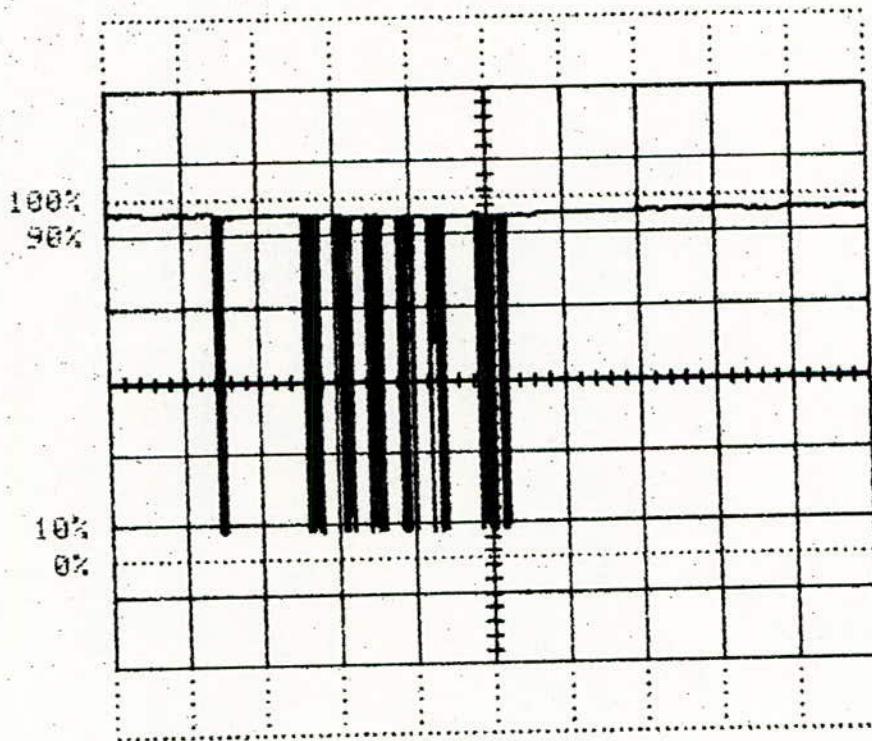


Fig: IV-4

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 NS  
VOLTS/DIV: 2 V  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 V  
MIN: 5.92 V

Signal ~~par~~ sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B 3210)  
pour Touche O2 enfoncée .

CH1

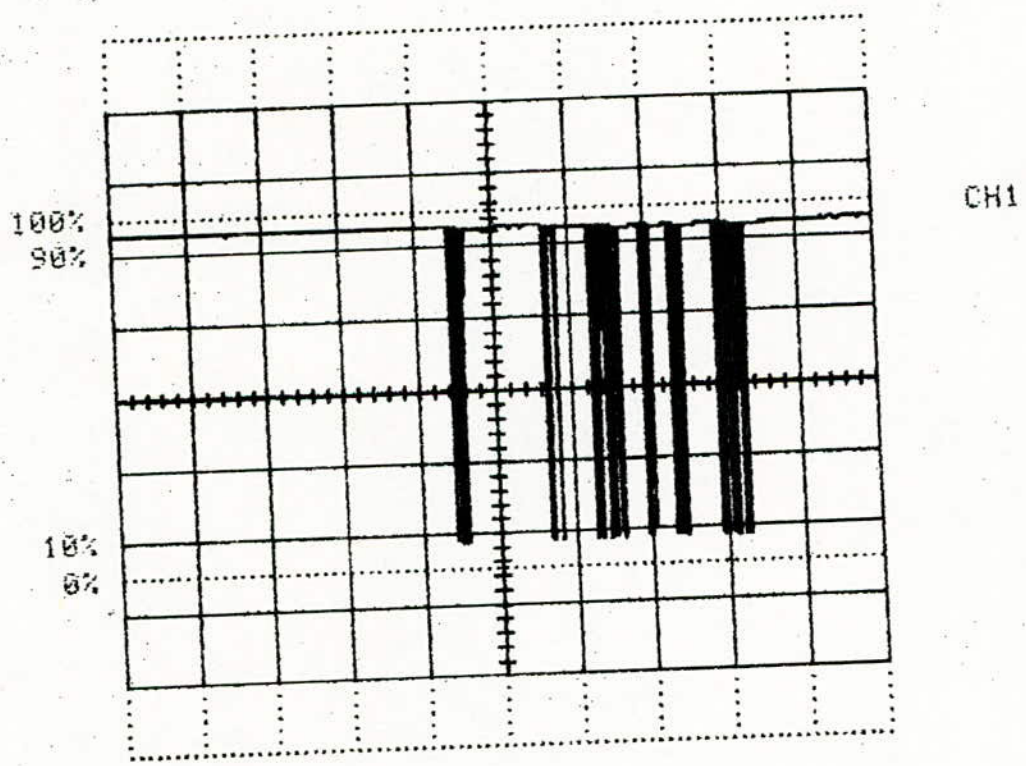


Fig: IV-5

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 NS  
VOLTS/DIV: 2 V  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 V  
MIN: 5.92 V

Signal pris sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B 3210)  
pour Touche O3 enfoncée.

CH1

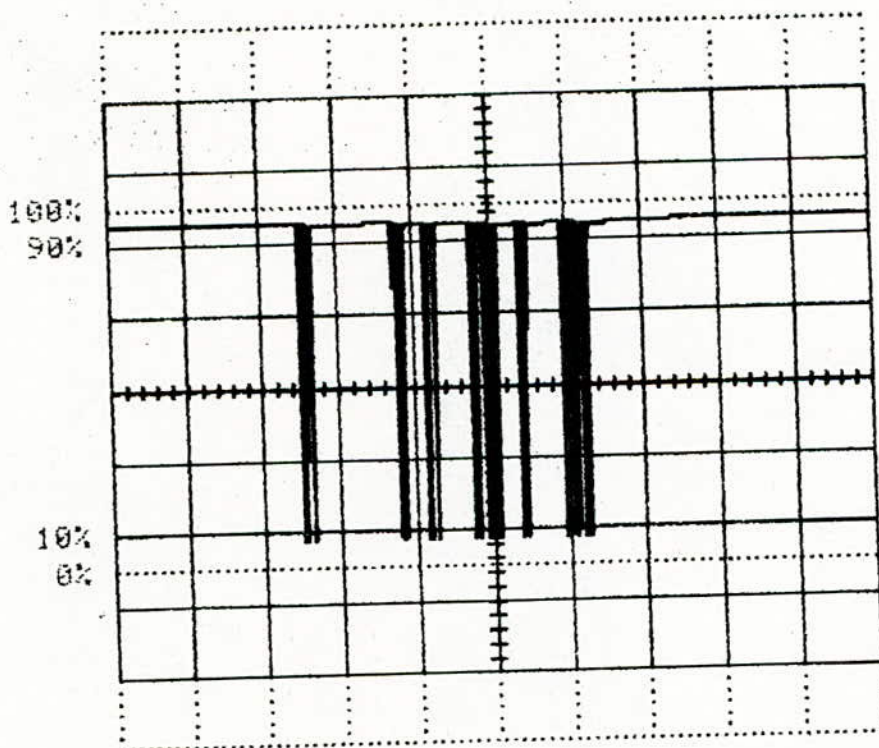


Fig: IV-6

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 MS  
VOLTS/DIV: 2 U  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 U  
MIN: 5.92 U

Signal pris sur 8 (Sortie I.R.A du S.A.B 3210)

pour Touche 04 enfoncée .

CH1

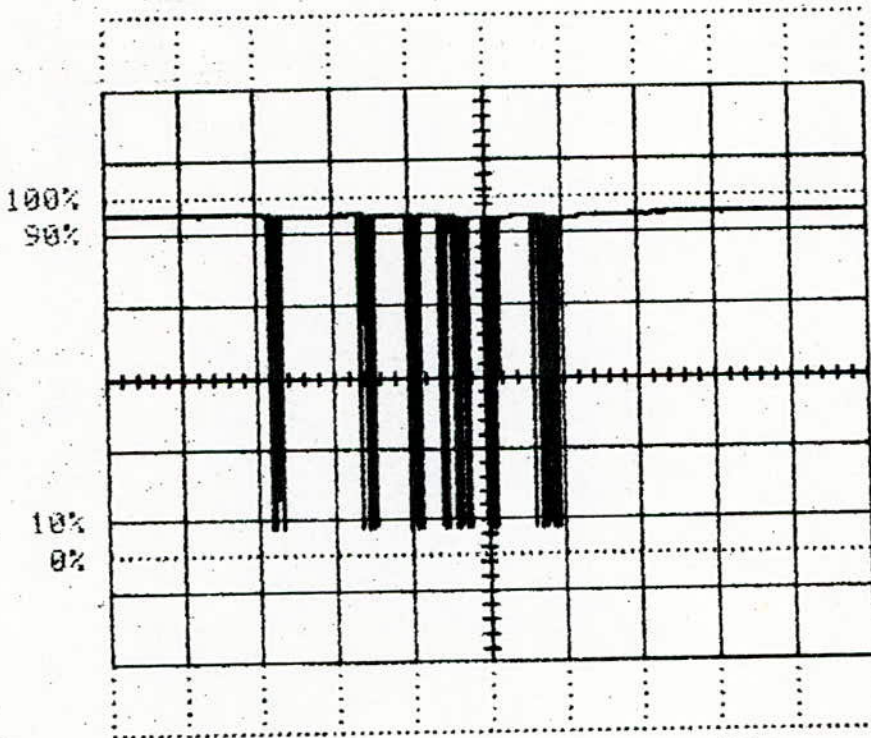


Fig: IV-7

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 MS  
VOLTS/DIV: 2 V  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 U  
MIN: 5.84 U

Signal pris sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B 3210).  
pour Touche 05 enfoncée.

CH1

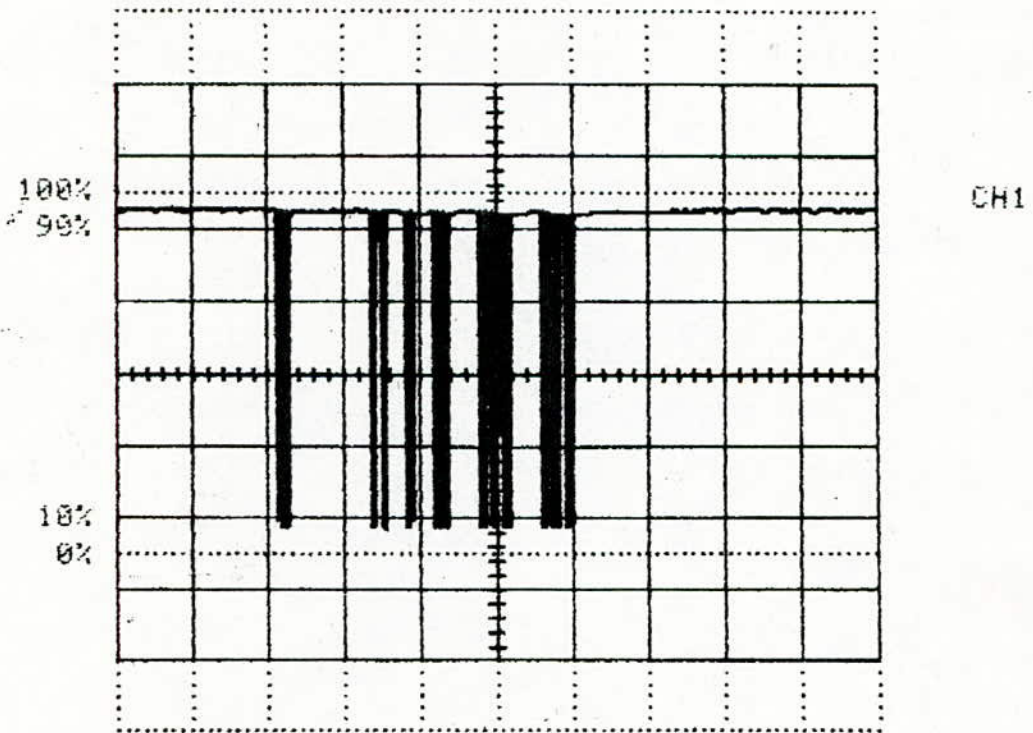


Fig: IV-8

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 MS  
VOLTS/DIV: 2 V  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 V  
MIN: 5.92 V

Signal pris sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B 3210)  
pour Touche O6 enfoncée.

CH1

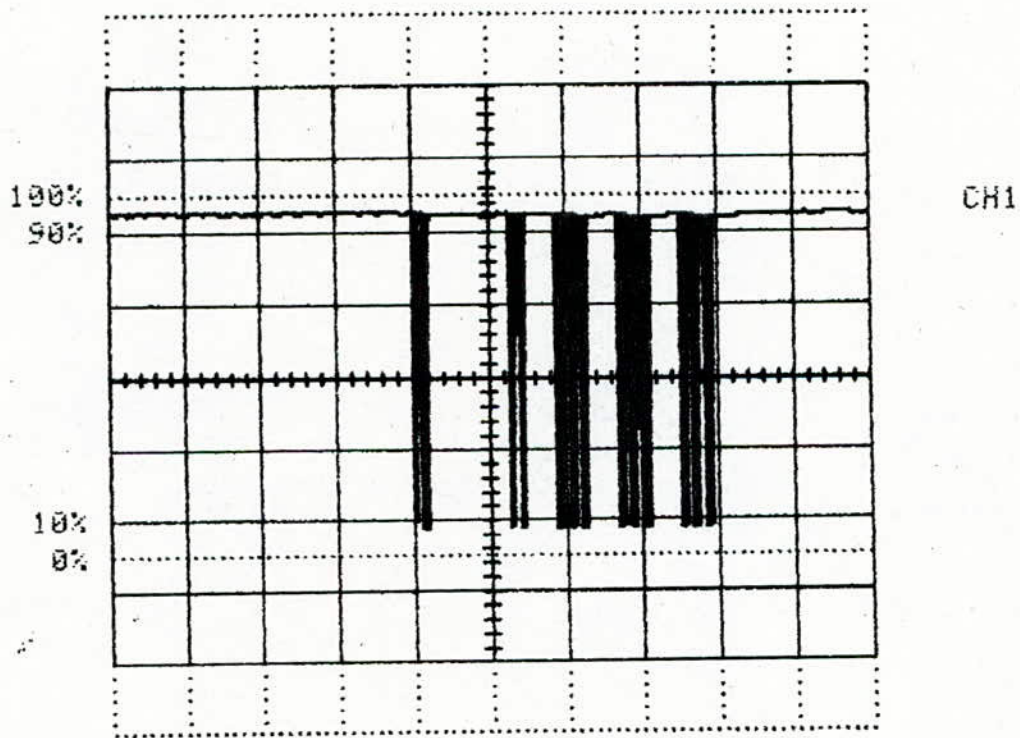


Fig IV-9

Signal pris sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B)

pour Touche 07 enfoncée.

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 MS  
VOLTS/DIV: 2 U  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 U  
MIN: 5.84 U

CH1

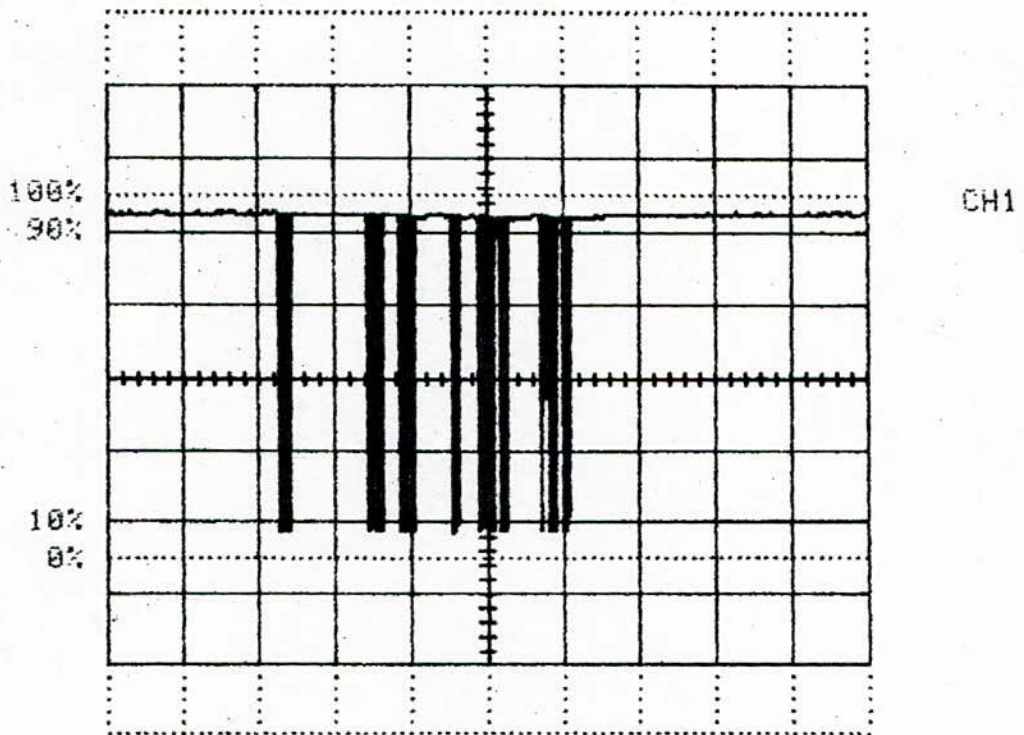




Fig IV-10

Signal pris sur Pin 8 (Sortie IRA du SAB 3210 )

pour Touche (8 encadrée).

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 MS  
VOLTS/DIV: 2 V  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 V  
MIN: 5.84 V

CH1

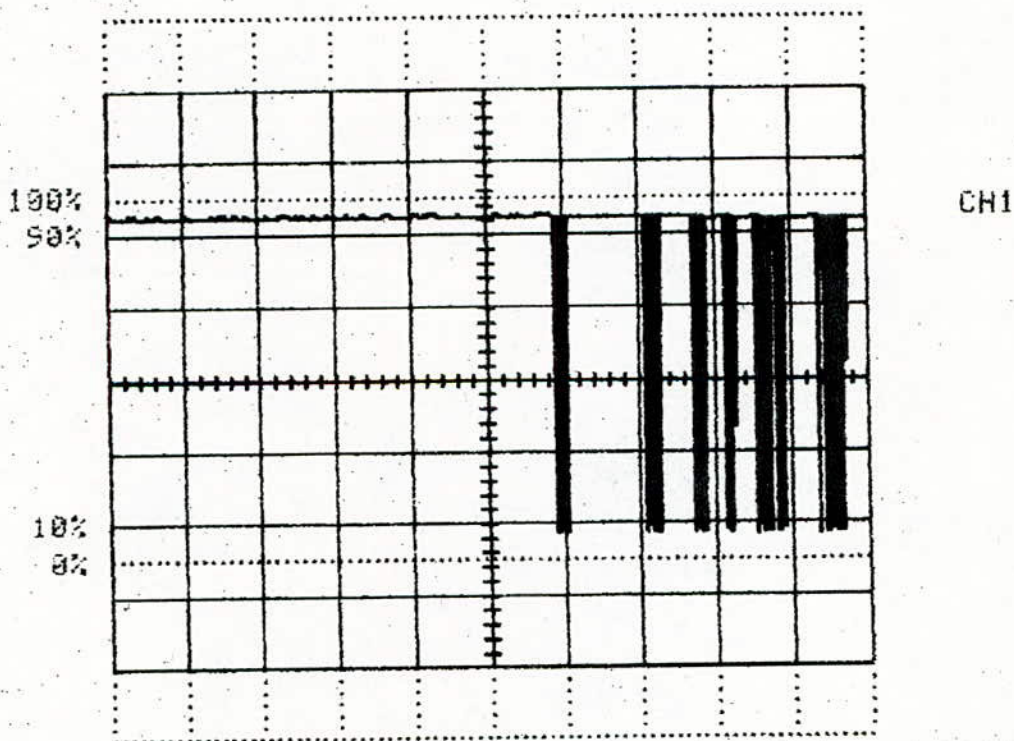


Fig: IV-11

Signal pris sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B 3210)

pour Touche rouge enfoncée.

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 MS  
VOLTS/DIV: 2 U  
TRIGGER PT.: 1.563 US  
MAX: 14.72 U  
MIN: 5.92 U

CH1

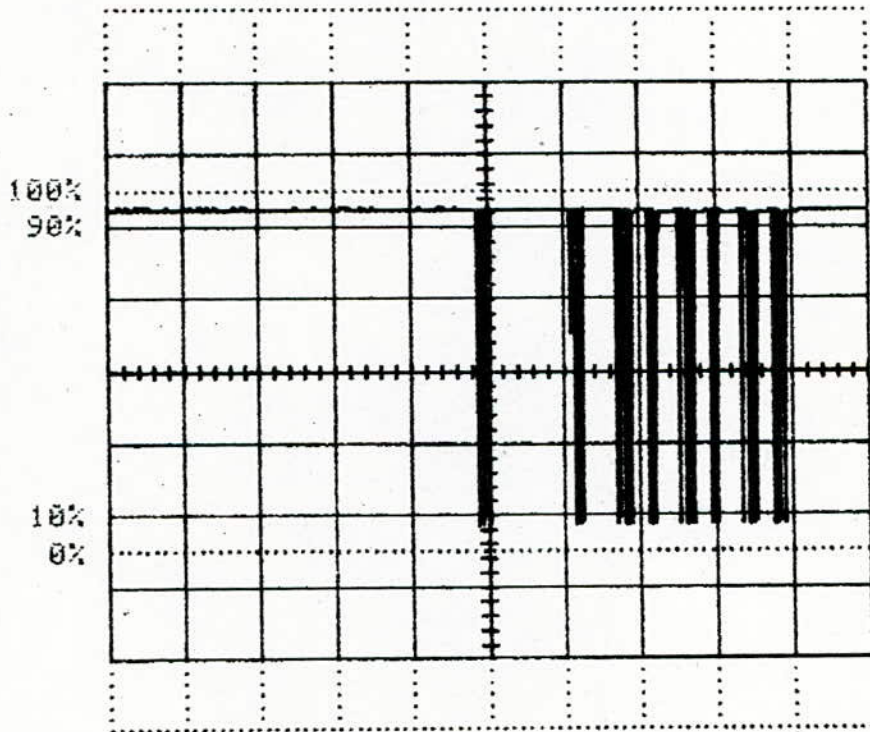


Fig IV-12

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 5 NS  
VOLTS/DIV: 2 V  
TRIGGER PT.: 7,563 US  
MAX: 14,72 V  
MIN: 5,92 V

Signal pris sur Pin 8 (Sortie I.R.A du S.A.B 3210)  
pour Touche Noire enfoncee.

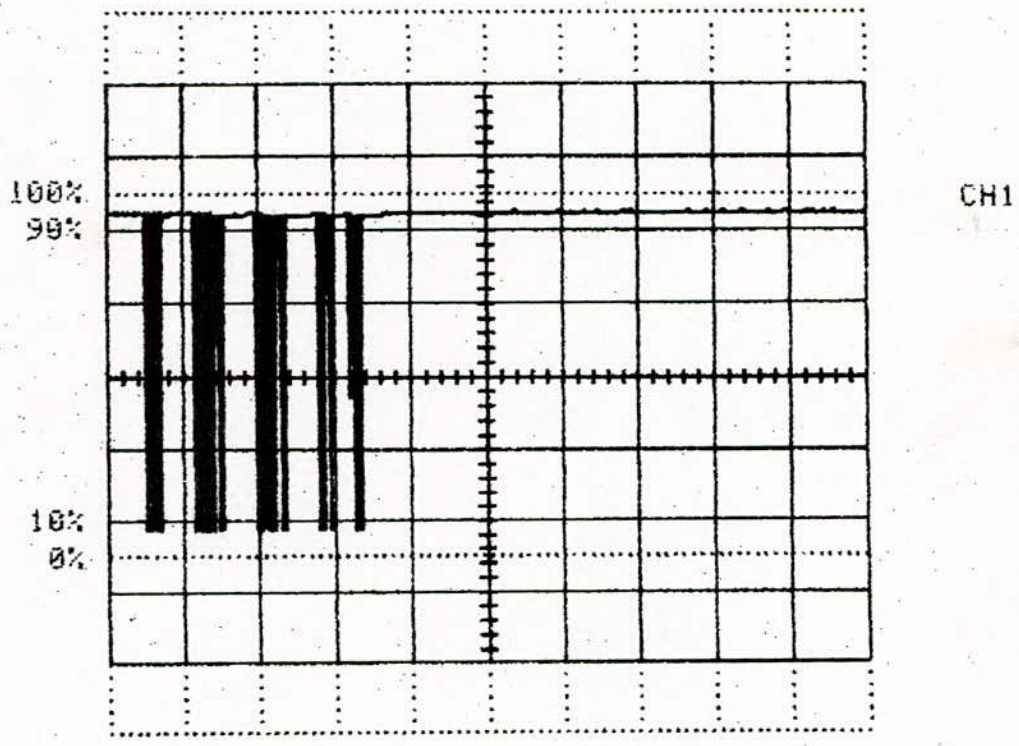


Fig: IV-13

COUPLAGE: DC  
TIME DIV: 5 US  
VOLTS DIV: 200 MV  
TRIGGER PT.: 1.563 NS  
MAX: 432 MV  
MIN: -16 MV

Courbe relevée sur Pin 7 du IC 14020

Signal d'horloge

CH1

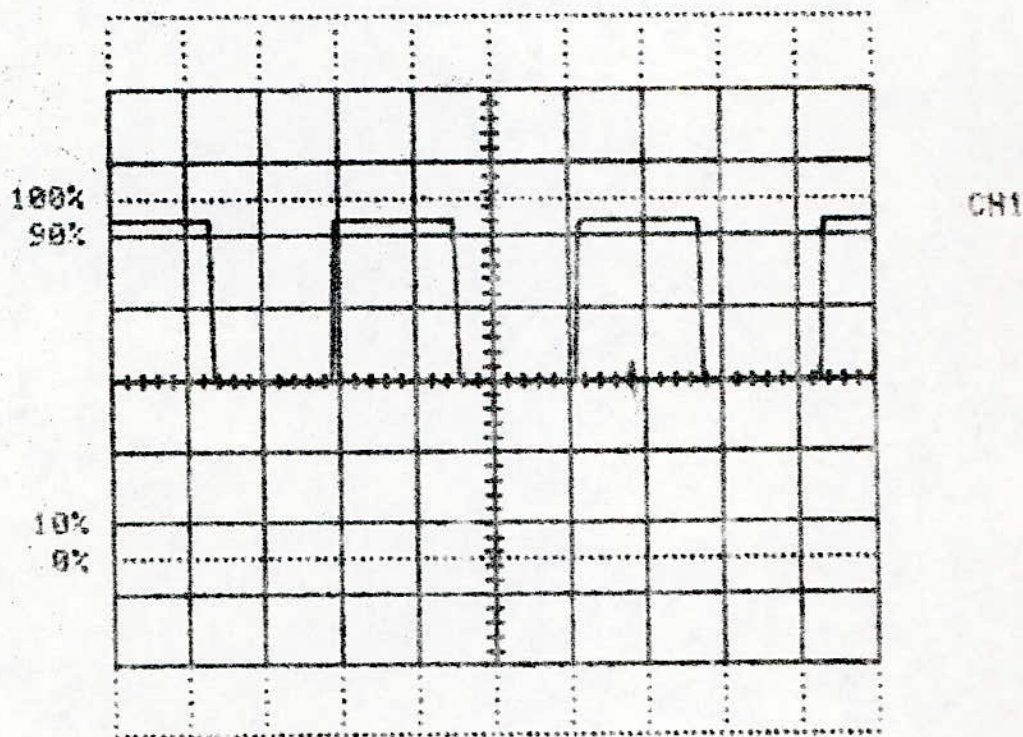


Fig: IV-14

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 200 US  
VOLTS/DIV: 500 MV  
TRIGGER PT.: 0.063 US  
MAX: 780 MV  
MIN: -120 MV

Courbe relevée sur Pin 13 du SAB 3209  
avec variation du rapport cyclique.

CH1

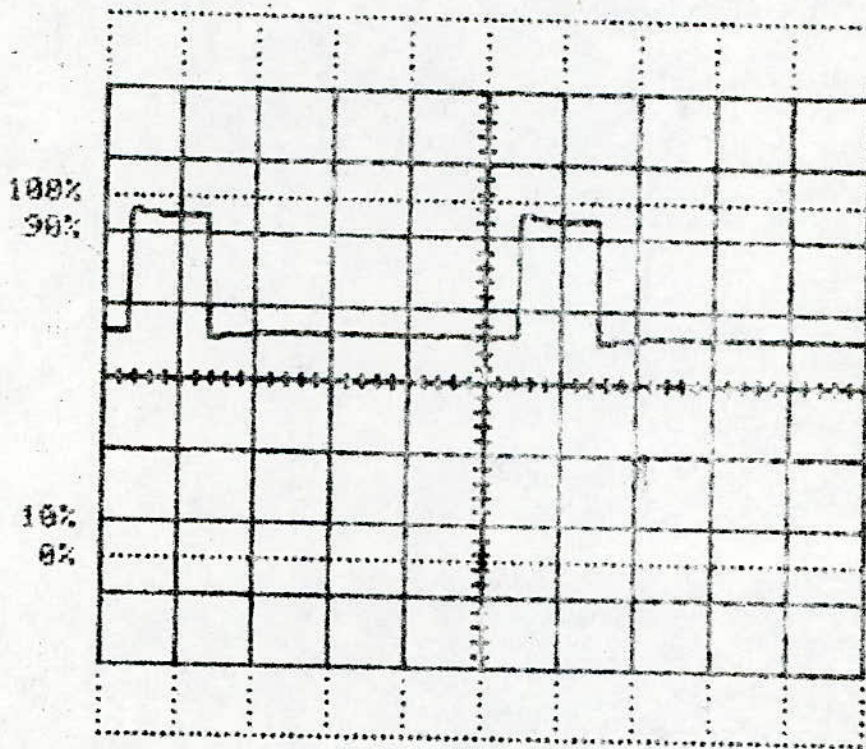


Fig: IV-15

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 200 US  
VOLTS/DIV: 500 MV  
TRIGGER PT.: 0.063 US  
MAX: 820 MV  
MIN: 300 MV

Courbe relevée sur Pin 13 du SAB 3209

CH1

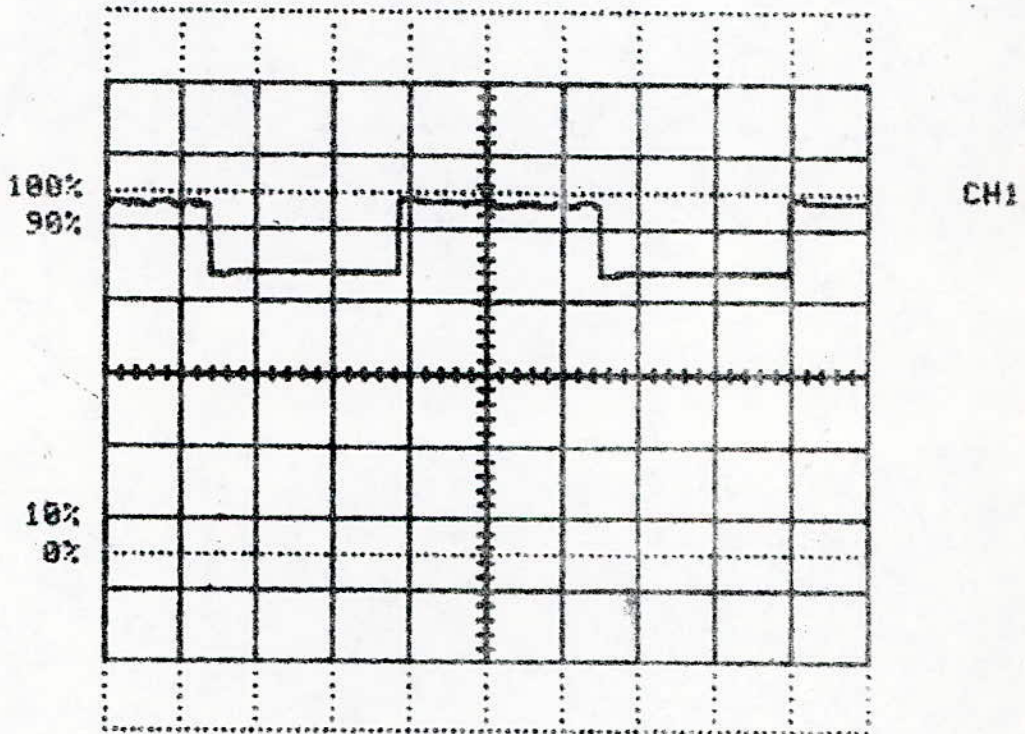
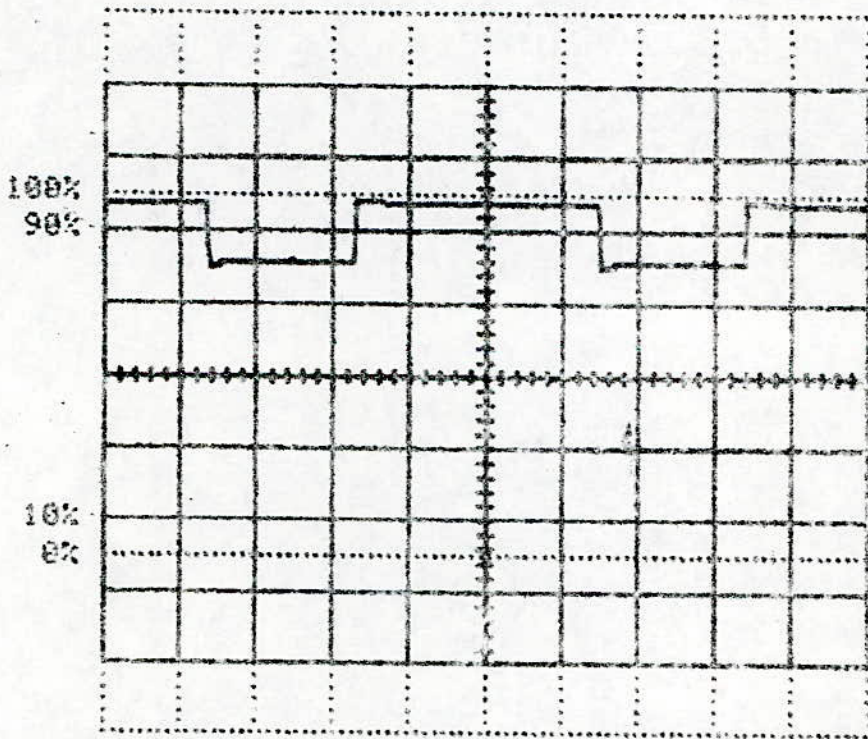


Fig: IV-16

COUPLAGE: DC  
TIME/DIV: 200 NS  
VOLTS/DIV: 500 MV  
TRIGGER PT.: 0.063 US  
MAX: 820 MV  
MIN: 380 MV

Courbe relevée sur Pin 13 du SAB 3209  
avec variation du rapport cyclique.

CH1



# CONCLUSION

Nous avons voulu réaliser un produit simple, adapté à une utilisation domestique, en se limitant aux commandes essentielles du téléviseur.

Les difficultés rencontrées lors de la réalisation sont d'ordre pratique; liées principalement aux composants utilisés (phototransistor au lieu de photodiode infrarouge; amplificateur à éléments discrets au lieu de circuits intégrés spécifiques). Nous avons contourné ces difficultés en ajoutant des étages de mise en forme et de filtrage efficace afin d'obtenir un signal conforme exigé par l'entrée du décodeur.

Les améliorations ont permis d'obtenir des résultats satisfaisants. Toutefois la portée du système est assez faible (de l'ordre de 3m) et nécessite une direction privilégiée.

Afin de mieux focaliser les rayons infrarouges sur la surface du récepteur, il est nécessaire d'utiliser une photodiode infrarouge associée à un filtre infrarouge ce qui permet; d'une part d'accroître la sensibilité dans l'axe (dans un rapport de 4) et; d'autre part d'adapter le diagramme de réception en réduisant son ouverture verticale pour éviter les perturbations tel que la lumière solaire et des tubes fluorescents qui sont des sources de parasite infrarouge.



Avec un tel système, on pourrait augmenter la portée et recevoir de manière omnidirectionnelle.

Le système réalisé pourrait avoir une utilisation universelle pour commander d'autres processus, autre qu'un récepteur de télévision.

Enfin notre réalisation pourrait être complétée; en ajoutant les fonctions de commande de la sélection des programmes et de recherche automatique des stations; qui feraient à elles seules l'objet d'une thèse de projet de fin d'études.  
Ce que nous souhaitons vivement.

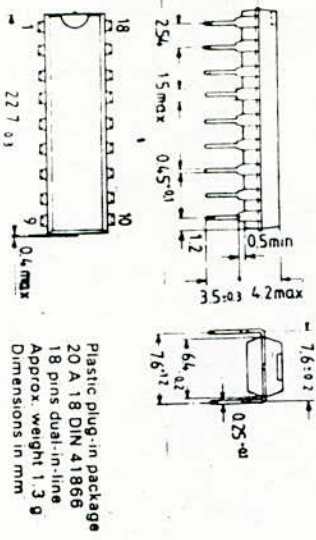
**ANNEXE**

The transmitter circuit SAB 3210, developed in p-MOS depletion technology converts the instructions obtained from a matrix to a 6-bit biphasc code. By means of this code up to a maximum of 60 commands can be transferred through an infrared transmitting stage, to a receiver equipped with the circuit SAB 3209.

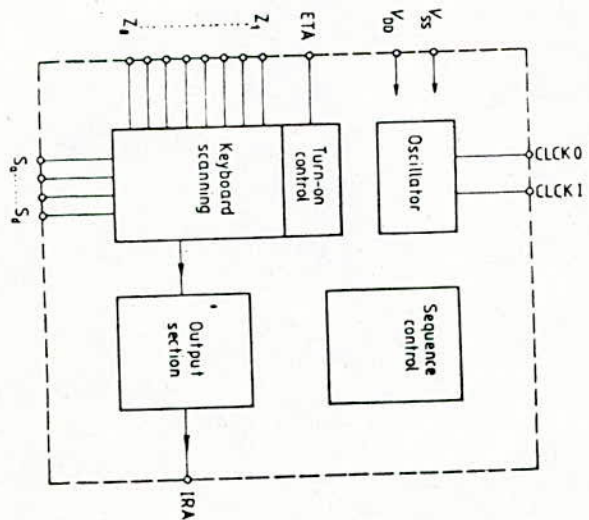
**Special features:**

- Without special means, 32 instructions are possible - an extension to 60 is possible through the connection of additional diodes or the use of double-contacts.
- Low power consumption of typically 3mA (5mA max.)  
An external npn-transistor, driven by the transmitter circuit, disconnects the battery during quiescent periods, thereby extending its life period considerably
- Large supply voltage tolerance, from 5 V to 16 V
- A mask-programmed starting-bit preceding each instruction makes an additional discrimination possible for the receiver. This feature permits using two independent remote control systems in the same room (e.g. for TV- and radio sets)

Type	Ordering code
SAB 3210	Q67100-Y396



Block diagram



Pin connections

Pin. No.

Pin designation

1	Vss
2	column a
3	column b
4	column c
5	column d
6	VDD
7	ETA (turn-on trans. output)
8	IRA (infrared output)
9	row 1
10	row 2
11	row 3
12	row 4
13	row 5
14	row 6
15	row 7
16	row 8
17	CLCK1 (oscillator input)
18	CLCK0 (oscillator output)

## Characteristics (cont'd)

		Test conditions	min	typ	max	
<b>Outputs</b>						
<b>Serial interface outputs</b>						
H-output voltage	$V_{OH}$	$I_{load} \leq 200 \text{ mA}$	-1.5	0		V
L-output voltage	$V_{OL}$	$I_q = 10 \mu\text{A}$	$V_{DD}$	$V_{DD} + 0.35$		V
Delay- and transition time	$t_{DH} + t_{FHL}$ and $T_{DL} + t_{FLH}$	$C_L = 50 \text{ pF}$ referred to CLCKO, $V_{LA}$		5		$\mu\text{s}$
<b>Program memory outputs</b>						
<b>PRGA, PRGB, PRGC, PRGD</b>						
H-output voltage	$V_{OH}$	$I_q = 0.1 \text{ mA}$	-0.5	0		V
L-output voltage	$V_{OL}$	$I_q = 10 \mu\text{A}$	$V_{DD}$	$V_{DD} + 1.0$		V
<b>Program stepping output PC</b>						
H-output voltage	$V_{OH}$	$I_q = 0.3 \text{ mA}$	-1.5	0		V
L-output voltage	$V_{OL}$	idling	$V_{DD}$	$V_{DD} + 2$		V
<b>Analog functions outputs</b>						
<b>COLO, BRIG, VOLU</b>						
H-output voltage	$V_{OH}$	$I_q = 1 \text{ mA}$	-1.5	0		V
L-output voltage	$V_{OL}$	$I_q = 1 \mu\text{A}$	$V_{DD}$	$V_{DD} + 0.35$		V
<b>Standby- and spare-outputs</b>						
<b>ONOFF, RSV1, RSV2</b>						
H-output voltage	$V_{OH}$	$I_q = 0.3 \text{ mA}$	-1.5	0		V
L-output voltage	$V_{OL}$	$I_q = 1 \mu\text{A}$	$V_{DD}$	$V_{DD} + 0.35$		V
<b>Clock output CLCKO</b>						
H-output voltage	$V_{OH}$	idling	-1	0		V
L-output voltage	$V_{OL}$	idling	$V_{DD}$	$V_{DD} + 1$		V

# Jeu d'instructions du SAB 3209

N°	Codes F E D C B A	Instructions	Après l'instruc. 7 (commutation de clavier)
0	0 0 0 0 0 0	Position normale/ Marche	idem
1	0 0 1	Coupure du son	idem
2	0 1 0	Arrêt momentané	retour au premier clavier
3	0 1 1	Réserve 1	idem
4	1 0 0	Changement de programme +/ Marche	"
5	1 0 1	Changement de programme -/ Marche	"
6	1 1 0	Réserve 2 basse/ Marche	"
7	1 1 1	Réserve 2 haute/ Marche	"
40	1 0 1 0 0 0	Volume +	"
41	0 0 1	Volume -	"
42	0 1 0	Luminosité +	"
43	0 1 1	Luminosité -	"
44	1 0 0	Couleur +	"
45	1 0 1	Couleur -	"
46	1 1 0	) Réserve pour la 4°	"
47	1 1 1	)fonction analogique	"
		Instructions D C B A (Sortie PRG)	L'état précédent est conservé
16	0 1 0 0 0 0	L L L L / Marche	idem
17	0 0 1	L L L H / Marche	"
18	0 1 0	L L H L / Marche	"
19	0 1 1	L L H H / Marche	"
20	1 0 0	L H L L / Marche	"
21	1 0 1	L H L H / Marche	"
22	1 1 0	L H H L / Marche	"
23	1 1 1	L H H H / Marche	"
24	0 1 1 0 0 0	H L L L / Marche	"
25	0 0 1	H L L H / Marche	"
26	0 1 0	H L H L / Marche	"
27	0 1 1	H L H H / Marche	"
28	1 0 0	H H L L / Marche	"
29	1 0 1	H H L H / Marche	"
30	1 1 0	H H H L / Marche	"
31	1 1 1	H H H H / Marche	"

# SN54LS12A/SN74LS12A

## DUAL VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATORS

### Advance Information

The SN54LS12A/SN74LS12A provides two independent voltage-controlled oscillators in a single package. Each oscillator is controlled by an enable input which is operated in either a noninverting or an inverting mode. These two oscillators are operated at any frequency from 1 Hz to 20 MHz. The frequency is controlled as follows:

- 1. Frequency control by a range control input.
- 2. Frequency control by a range control input and a range control capacitor.
- 3. Frequency control by a range control input and a range control capacitor and a range control resistor.

The range control input is high impedance when the enable input is low. The range control input is low impedance when the enable input is high. The range control input is high impedance when the enable input is low. The range control input is low impedance when the enable input is high. The range control input is high impedance when the enable input is low. The range control input is low impedance when the enable input is high.

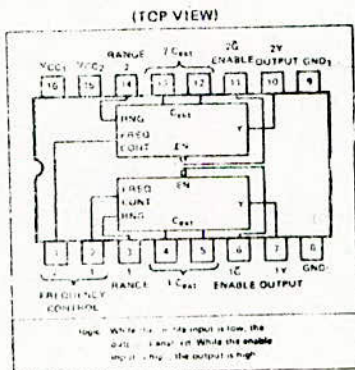
The range control input is high impedance when the enable input is low. The range control input is low impedance when the enable input is high. The range control input is high impedance when the enable input is low. The range control input is low impedance when the enable input is high.

The range control input is high impedance when the enable input is low. The range control input is low impedance when the enable input is high. The range control input is high impedance when the enable input is low. The range control input is low impedance when the enable input is high.

#### REQUIREMENT VOLTAGES IN A 16-PIN

1. OPERATIONAL VOLTAGE RANGE FOR THE RANGE CONTROL INPUTS AND RANGE CONTROL OUTPUT CIRCUITRY IS DEFINED BY ONE EXTERNAL

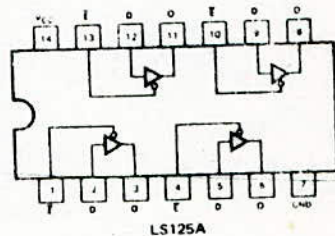
2. OPERATIONAL VOLTAGE RANGE FOR THE RANGE CONTROL INPUTS AND RANGE CONTROL OUTPUT CIRCUITRY IS DEFINED BY ONE EXTERNAL



GUARANTEED FREQUENCY SPECTRUM	TYPICAL $f_{max}$	TYPICAL POWER DISSIPATION
1 Hz to 20 MHz	30 MHz	150 mW

## SN54LS125A/SN74LS125A • SN54LS126A

### QUAD 3-STATE BUFFERS WITH AC



#### GUARANTEED OPERATING RANGES

PART NUMBERS	SUPPLY V	
	MIN	TYP
SN54LS125A X SN54LS126A X	4.5 V	5.0
SN74LS125A X SN74LS126A X	4.75 V	5.0

X = package type, W for Flatpak, J for Plastic Dip, 14 for Plastic Dip, 16 for Plastic Dip, 18 for Plastic Dip, 20 for Plastic Dip.

#### DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPER

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS		
		MIN	TYP	MAX
$V_{IH}$	Input HIGH Voltage	2.0		
$V_{IL}$	Input LOW Voltage	54 74		0
$V_{CD}$	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1
$V_{OH}$	Output HIGH Voltage	54 74	2.4 2.4	3.4 3.1
$V_{OL}$	Output LOW Voltage	54, 74 74	0.25 0.35	0
$I_{OZH}$	Output OFF Current HIGH			
$I_{OZL}$	Output OFF Current LOW			
$I_{IH}$	Input HIGH Current			0
$I_{IL}$	Input LOW Current			0
$I_{OS}$	Output Short Circuit Current (Note 3)		-30	-1
$I_{CC}$	Power Supply Current, Outputs LOW	LS125A		11
	Power Supply Current, Outputs HIGH	LS126A		2
	Power Supply Current, Outputs OFF	LS125A		2
	Power Supply Current, Outputs OFF	LS126A		2

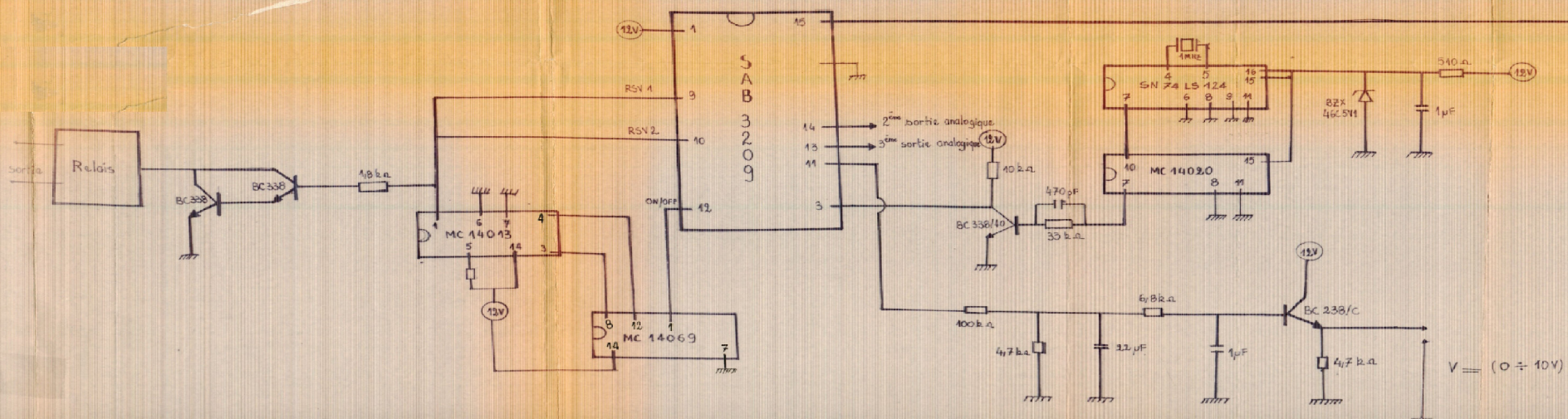
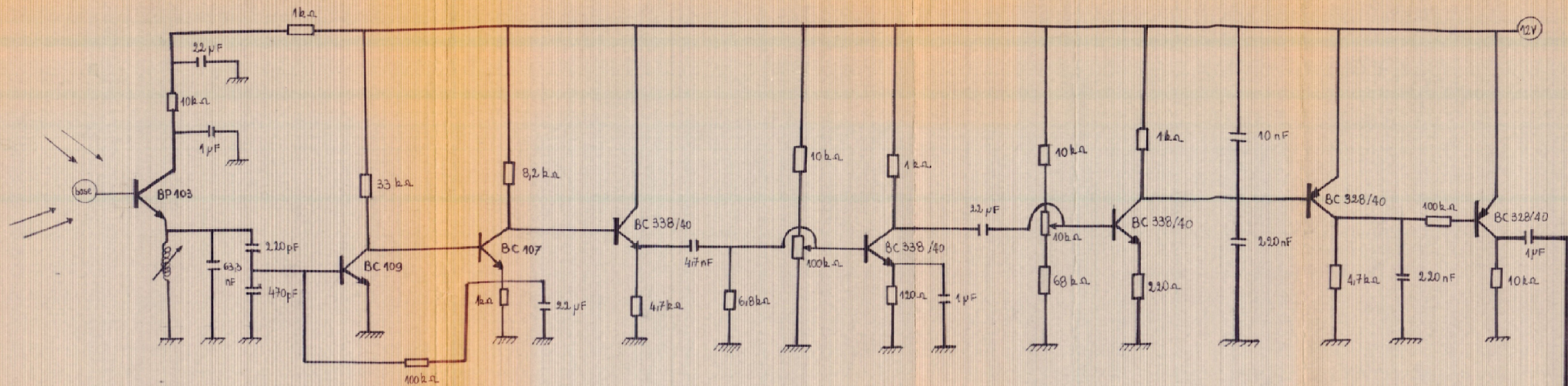
#### NOTES:

- For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specific device type.
- Typical limits are at  $V_{CC} = 5.0$  V,  $T_A = 25^\circ$  C.
- Not more than one output should be shorted at a time.

# Bibliographie

- EURELEC : TV COULEUR : Théorie et pratique
- SCHÉMA D'ELECTRONIQUE : J. MORNAND
- GUIDE MONDIAL DES SEMI-CONDUCTEURS : Edition Radio
- LE HAUT-PARLEUR N° 1724 Octobre 85
- ELECTRONIQUE PRATIQUE N° 448

# SCHÉMA ELECTRIQUE DU RECEPTEUR



V = (0 ÷ 10V)