

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

## PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Détecteur de proximité  
électronique

Proposé par :

B. KACPRZYNSKI

Etudié par :

Moussa TOUATI

Mabrouk KHEMLICHE

Dirigé par :

B. KACPRZYNSKI



PROMOTION : Juin 1984

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

«O»

وزارة التعليم والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

«O»

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

«O»

Département : ELECTRONIQUE

## PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Détecteur de proximité  
électronique

Proposé par :

B. KACPRZYNSKI

Dirigé par :

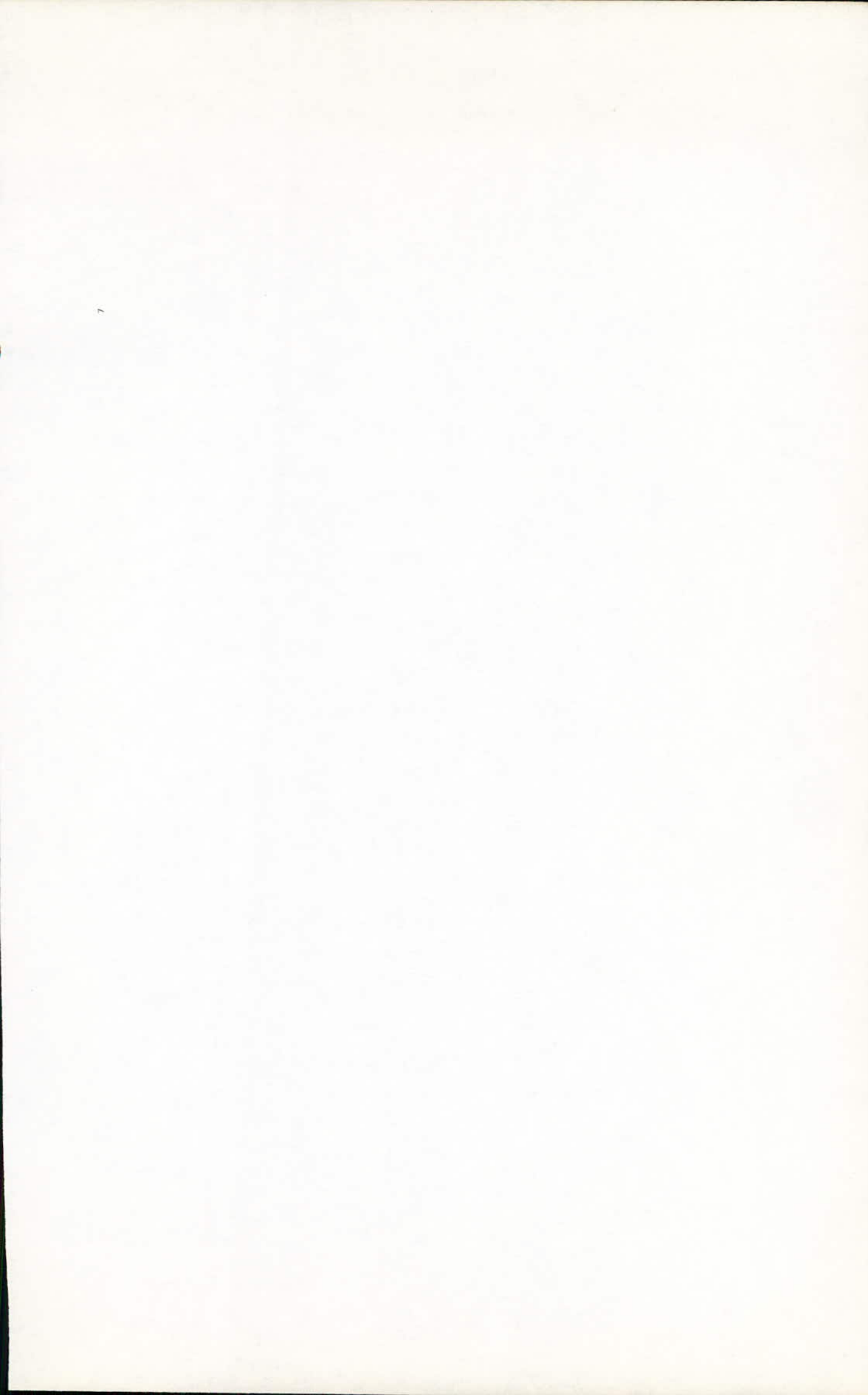
Moussa TOUATI

Mabrouk KHEMLICHE

Etudié par :

B. KACPRZYNSKI

Promotion : Juin 1984



## REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur MR. KACPRZYNSKI, professeur à L'ENPA, pour l'aide et les précieux conseils qu'il nous a prodigués tout au long de l'élaboration de ce projet.

Nos remerciements s'adressent également à :

Me<sup>e</sup> MOUSSAOUI assistante à L'ENPA

MR. KECILI Magasinier à L'ENPA

Que tous les professeurs qui ont contribué à notre formation trouveront dans cet ouvrage l'expression de notre profonde gratitude.



## DEDICACES

Ce modeste travail est dédié :

- A mon père .
- A ma mère .
- A mon frère M<sup>ed</sup> .
- A tous mes frères et sœurs .
- A tous mes amis et collègues de la promotion .

Moussa TOUATI .

Pour ma part , ce modeste travail  
est dédié :

- A mes parents .
- A mon neveu Baby .
- A ma nièce Nesrine .
- A mes frangins et frangines .
- A tous mes amis .

Mabrouk KHEMLICHE .

# SOMMAIRE

Page

## INTRODUCTION

### Chapitre 1 - APPLICATIONS DES CAPTEURS

1.1 En Robotique	2
1.2 En Genie civil	3
1.3 En Manutention et Assemblage	3

### Chapitre 2 - METHODES DE DETECTION DE METAUX EXISTANTES

2.1 Détection à Déséquilibre de pont	5
2.2 Détection à Déséquilibre de Champ	5
2.3 Détection à P.L.L	7
2.4 Détection à Battement	9

### Chapitre 3 - ETUDE ET REALISATION DE LA METHODE A BATTEMENT

3.1 L'Oscillateur HF	11
3.1.1 Conditions du Choix du Colpitts	11
3.1.2 Schéma de Principe	13
3.1.3 Etude du Montage	13
3.1.4 Bobinage	13
3.1.5 Calcul de L'Oscillateur HF	18
3.2 L'Oscillateur Melangeur	24
3.2.1 Schéma de Principe	24
3.2.2 Etude du Montage	24
3.3 Amplificateur BF	26
3.3.1 Schéma de Principe	26
3.3.2 Etude du Montage	26

Chapitre 4-	SYSTEME DE VISUALISATION	
4-1-	Filtres	32
4-1.1-	CHOix des Filtres actifs	32
4-1.2-	Calcul des Filtres	33
4-1.3-	Applications	
a-	Filtre passe-bas	35
b-	Filtre passe-haut	36
c-	Filtre passe-bande	36
4-2-	Detection de Crête	38
4-3-	Trigger de Schmitt	39
4-4-	Systeme Logique	43
4-4-1-	Circuit donnant $Y_1$	44
4-4-2-	Circuit donnant $Y_2$	45
4-4-3-	Circuit donnant $Y_3$	46
4-4-4-	Circuit donnant $Y_4$	47
4-5-	Circuit à Retard	50
Chapitre 5-	REALISATION	53
Chapitre 6-	RESULTATS PRATIQUES ET EVALUA- -TION DU COUT DE L'APPAREIL	
A-	Résultats pratiques	59
B-	Evaluation du cout de l'appareil	63

CONCLUSION

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

ANNEXES

---

---

# **INTRODUCTION**

---

---



Il existe plusieurs types de capteurs destinés pour plusieurs types de champs d'applications. Vue la situation qui existe en Algérie nous avons décidé de faire une étude approfondie de plusieurs points de vue d'un type de capteur de proximité. On a choisi le capteur de proximité parce que c'est un capteur de base pour plusieurs applications notamment en robotique en Genie - civil, manutention, assemblage.

Les détecteurs de proximité facilitent la recherche des conduites (d'eau, gaz, ...) des câbles enterrés, mettre en évidence le cheminement des tubes de chauffages, retrouver un bijou perdu dans l'herbe ou dans le sable ainsi tous les jeux de chasse au trésor.

En effet les gestionnaires n'auront plus à effectuer des recherches au hasard et gagneront un temps appréciable et les dépenses seront moins grandes notamment quand on sait que la plage d'utilisation des détecteurs de proximité s'est trouvée élargie avec l'avènement des circuits intégrés.

Plusieurs méthodes de détection existent, nous essayerons par la suite de décrire quelques unes au chapitre deux.

Les chapitre trois et quatre faisant l'objet d'étude et réalisation de la méthode de battement choisie en se référant aux conditions intrinsèques de l'école.

---

# **CHAPITRE 1**

## **APPLICATIONS DES CAPTEURS**

---



L'utilisation des capteurs est très générale et très variée nous nous limiterons dans notre étude à citer quelques-unes d'elles et parmi lesquelles on distingue :

### 1-1 EN ROBOTIQUE :

Les robots qui constituent aujourd'hui une réalité pratique dans l'univers de la technique, ce sont des machines douées d'une intelligence artificielle basée sur l'utilisation de capteurs sensoriels d'environnement tels que la vue et le sens tactile.

En robotique, il y a ce qu'on appelle :

- capteurs proprioceptifs qui sont destinés à définir la configuration des divers axes de la machine et mesurent essentiellement des positions, des vitesses, des forces et des couples.

- capteurs extéroceptifs qui permettent de donner des informations externes à la structure mécanique de la machine, sont principalement utilisés dans les laboratoires de recherche.

Ces capteurs tendent à donner aux robots les sens perceptifs les plus fondamentaux de l'homme : vision, ouïe et toucher.

Les capteurs de vision et tactiles sont les plus susceptibles d'application en robotique ; l'analyse et la synthèse du son étant par contre susceptible d'application au niveau de la programmation et du dialogue entre l'homme et la machine.

La caméra vidéo par exemple, est un capteur de vision le plus classique, utilise des tubes vidéocou (ou plus spéciaux : orthicou, vidéocou pyroélectrique).

Tandis que les capteurs tactiles qui ont commencé à être étudiés vers 1970 avec une double finalité qui est de reconnaître des formes tridimensionnelles



ou de maîtriser des forces dans les opérations de préhension.

Les capteurs de proximité, placés sur les organes terminaux des robots, sont utilisés lors de l'approche finale dans les opérations de préhension.

La vision tridimensionnelle constitue un passage obligé dans l'avancement de la robotique pour assurer notamment l'analyse de scènes, la reconnaissance d'objet en urac, la préhension intelligente. Des capteurs stéréovision, utilisant deux caméras et un balayage de la scène par un rayon laser, sont déjà opérationnels dans certains laboratoires de recherche.

Dans le cas du déplacement tridimensionnel d'un robot on peut simplifier le contrôle en remplaçant l'algorithme par le fonctionnement du capteur jusqu'à la proche proximité des objets à soulever ou à déplacer.

## 1-2 EN GENIE-CIVIL :

Afin de faciliter le travail aux gestionnaires lors des travaux urbains (exécution de terrassements) et pour éviter les pertes de dépenses et de temps occasionnées par les difficultés de localisation des câbles téléphoniques et des conduits d'eau et de gaz, il est nécessaire d'équiper les engins mécaniques destinés à ces travaux, d'un capteur au niveau des palettes de fer actionnant un système d'alarme lors de l'existence d'une conduite ou autre à proximité.

## 1-3 EN MANUTENTION ET ASSEMBLAGE :

Pour éviter les dégâts causés par une fausse



manoeuvre lors de la manipulation de marchandises, leur emmagasinage, emballage et expédition. il est conseillé d'utiliser des capteurs équipés d'un système d'alarme mettant en évidence, ces défauts.

Par exemple pour les tapis roulants on installe des capteurs de deux côtés du tapis et dès que l'objet manipulé tend à sortir du tapis le système d'alarme se déclenche.

#### - PERFORMANCES ET FIABILITE :

Les détecteurs de proximité à la base de l'analyse du champ électromagnétique sont les plus performants et plus fiables du fait qu'il sont **plus sensibles** et sont aussi auto-surveillés.

---

# **CHAPITRE 2**

METHODES DE DETECTION  
DE METAUX EXISTANTES

---

Actuellement plusieurs méthodes de détection de métaux existent, nous essayerons de décrire ~~quelques unes~~ <sup>linéairement</sup> quelques unes :

## 2-1 DETECTEUR A DESEQUILIBRE DE PONT :

Son schéma synoptique est donné à la fig 2-1 : et il est composé essentiellement de l'oscillateur BF qui peut être un générateur de signaux rectangulaires ou sinusoïdaux, de l'ampli BF et d'un pont de mesure.

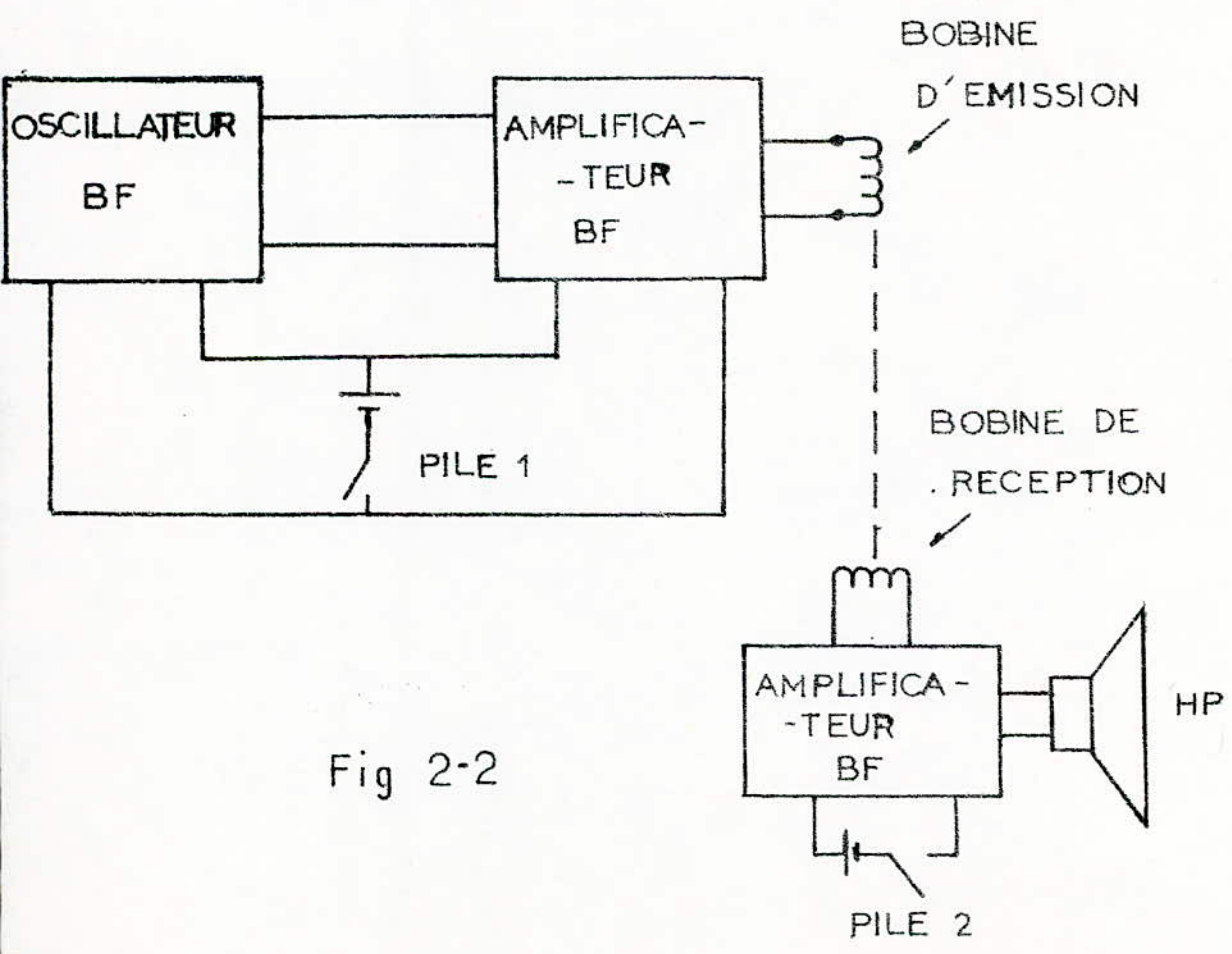
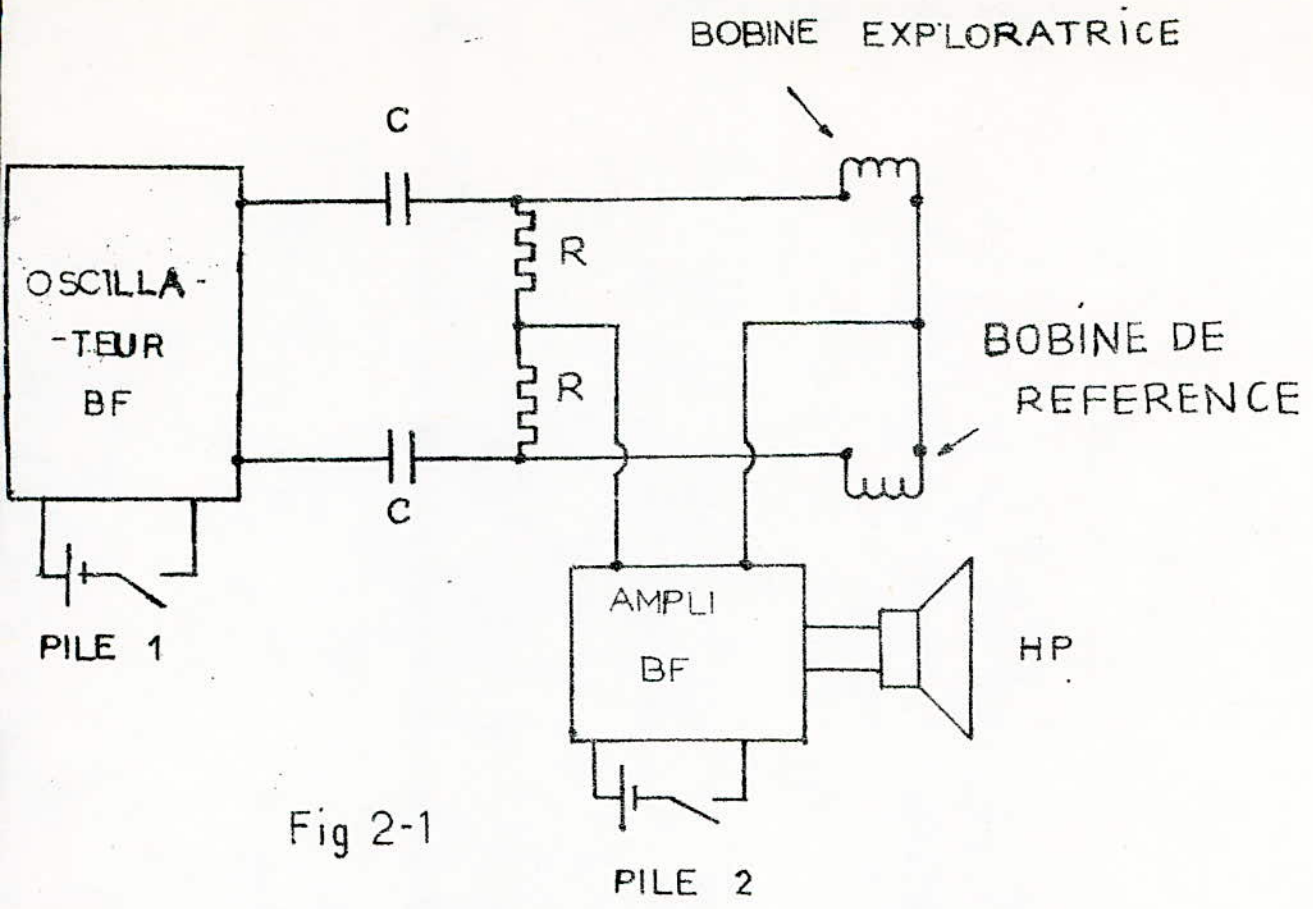
Le principe de base de la détection à déséquilibre de pont consiste à remarquer que si nous construisons un diviseur de tension au moyen de deux inductances identiques (bobine exploratrice et bobine de référence) et que nous l'alimentons avec une tension alternative quelconque nous obtiendrons sur son point milieu une tension réduite de moitié. Si maintenant nous alimentons par la même tension le diviseur de résistance (R-R) présentant le même rapport de 0,5 à la sortie de l'amplificateur BF branché entre les deux points milieux. On aura aucun signal ; on dit dans ces conditions que le pont de mesure est équilibré.

Par contre si l'une des impédances formées par la bobine exploratrice et la bobine de référence varie très légèrement ceci provoque le déséquilibre du pont donnant ainsi un signal à la sortie de l'amplificateur BF.

## 2-2 DETECTEUR A DESEQUILIBRE DE CHAMP :

Le schéma synoptique est donné par la fig 2-2 :







Celui-ci est composé d'un Oscillateur BF, de deux amplis BF et de deux bobines (émission, réception). Ce procédé assez particulier n'exploite pas directement les variations de caractéristiques d'une bobine, mais les variations d'un champ qu'elle reçoit d'une seconde bobine, émettrice, celle-là.

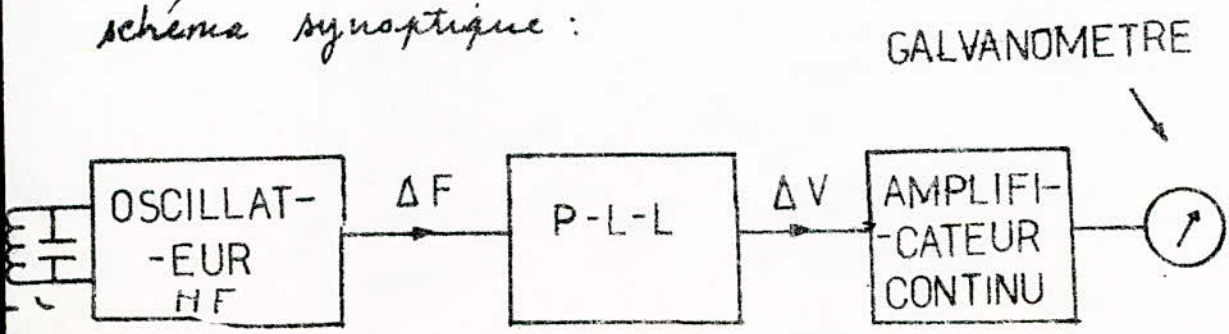
L'originalité consiste à placer les deux bobines tel que leur couplage soit aussi réduit que possible, et que donc la bobine receptrice délivre un signal aussi faible que possible.

Si maintenant nous déplaçons nos deux bobines sans en changer les positions respectives, au dessus d'une zone à explorer, les lignes de champ se trouveront déviées par tout objet magnétique et se mettront alors à traverser la bobine receptrice précédemment située en dehors de leur parcours; Le signal amplificateur délivrera un signal audible.

Ce principe est utilisable en basse fréquence mais exige deux amplificateurs BF, l'un servira à attaquer la bobine émettrice avec un maximum de puissance à partir d'un Oscillateur BF alors que l'autre servira à rendre décelables les très faibles tensions induites dans la bobine receptrice.

**2-3 DETECTEUR A P-L-L :**

schéma synoptique :



Il est composé des étages suivants :

1- Etage formant l'oscillateur de tête  
( bobine , fréquence propre )

2- La P-L-L :

Le mot P.L.L vient de l'anglais ( Phase-  
-Looked-Loop ) , c'est à dire boucle à verrou  
-illage de phase.

Le schéma synoptique de la P.L.L est le  
suivant :

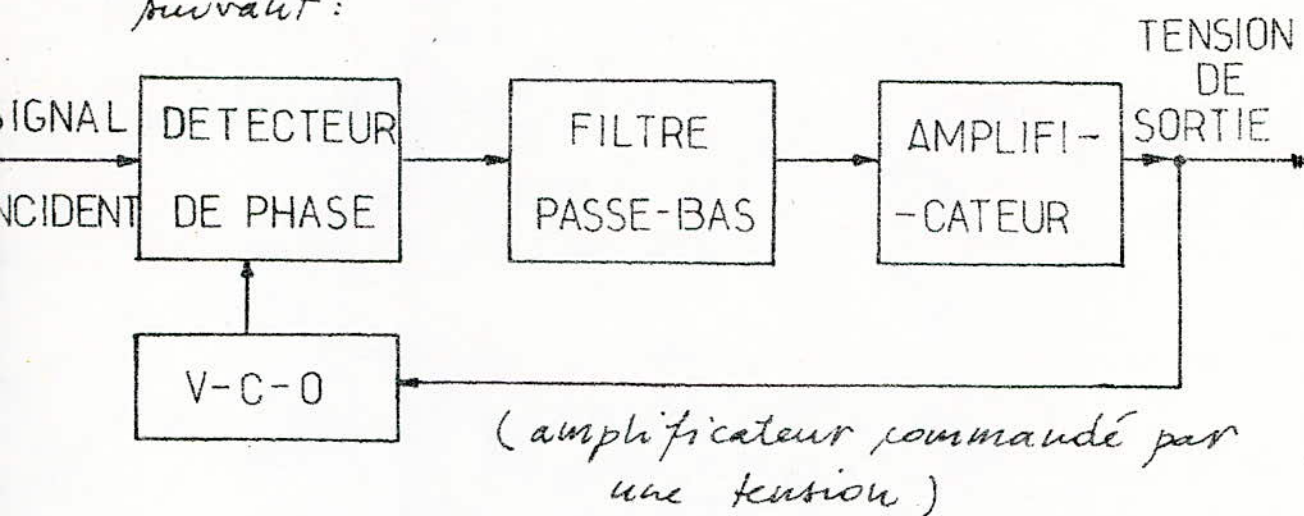


Fig 2-4

V-C-O : Oscillateur à fréquence variable  
( Voltage controlled Oscillator ).

La P.L.L sert à réaliser des circuits d'accord en fréquence sans bobines , on obtiendra ainsi des oscillations précises en fréquence et en phase

3- Un ampli, continu et un galvanomètre  
( pour la visualisation des variations ) .

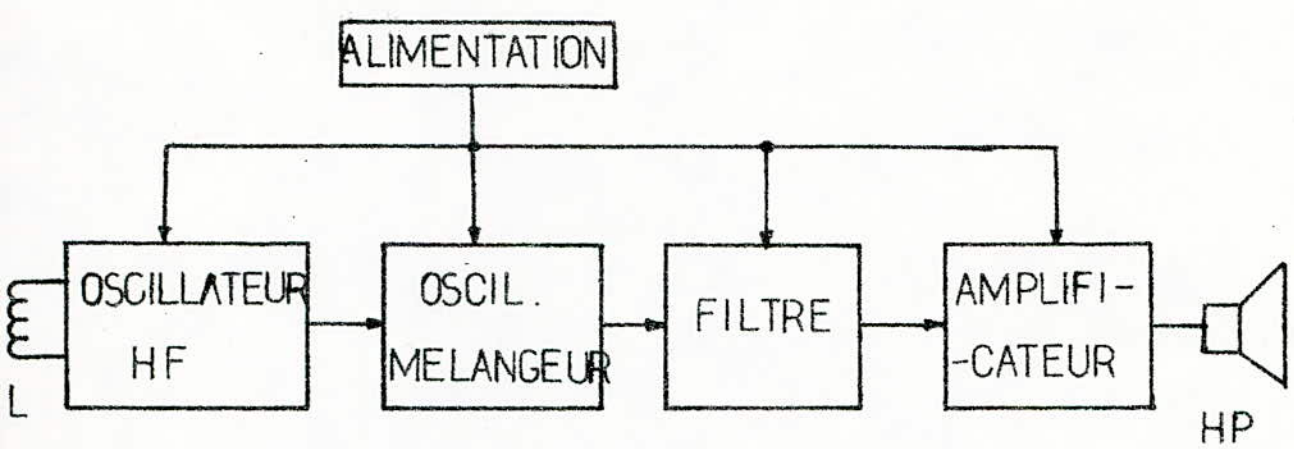
Le principe de ce type de détecteur consiste à avoir à partir d'un Oscillateur de recherche un signal de fréquence variable ( modulé ) , à l'entrée de la P.L.L , par la présence ou l'absence d'un objet métallique et par sa proximité ( distance ) ; nous recueillerons à sa sortie une tension, continue fonction linéaire de cette variation.



IL suffira d'amplifier cette tension continue et la mesurer par un galvanomètre.

### 2-4 DETECTEUR A BATTEMENT :

schéma synoptique :



Le détecteur à battement, comporte trois étages principaux :

- 1- Un Oscillateur de recherche, comportant une bobine exploratrice à enroulement à grande surface, extérieure au montage.
- 2- Un deuxième étage formé par un Oscillateur fixe ou de référence qui doit être aussi stable que possible et un mélangeur de fréquence.
- 3- Un amplificateur BF permettant de recevoir un signal audible sur haut parleur ou sur charge à écouteurs.

Son principe est basé sur la technique des battements qui d'ailleurs se rencontre fréquemment en radiotechnique.

Si l'on considère deux Oscillations de fréquences  $F_1$  et  $F_2$  et qu'on les fait "battre" ensemble, interférer, qu'on les mélange il en résulte un son de fréquence  $F_3$  qui est égale à  $F_1 - F_2$  ou  $F_2 - F_1$  suivant que  $F_1$  est plus petite ou plus grande que  $F_2$ .

Remarquons que portant de deux hautes fréquences

(inaudibles) nous avons abouti à une basse fréquence (audible). Si les deux fréquences de battements sont identiques, de même valeur, le son est nul; C'est ce qu'on appelle battement zéro ou encore battement nul.

## CONCLUSION

Vue que les méthodes précédentes présentent les inconvénients suivants:

- Méthode à déséquilibre de pont :

Les inconvénients résident dans le fait qu'elle nécessite de fabriquer une bobine de référence de valeur extrêmement proche de celle de la bobine exploratrice donc mise au point

très délicate; la bobine exploratrice doit supporter un grand nombre de spires, nécessite deux piles indépendantes.

- Méthode à déséquilibre de champ :

Positionnement réciproque de deux bobines, délicat si l'appareil doit être muet au repos, nécessite deux piles indépendantes et une forte sous-amortissement.

- Méthode à p.l.l. :

Complexité du schéma (nécessite un grand nombre de composants dont la majorité ne sont pas pour nous disponibles).

Nous avons préféré nous limiter à la réalisation de la méthode à battement malgré la relative complexité de son schéma.



---

# **CHAPITRE 3**

ETUDE ET REALISATION DE  
LA METHODE A BATTEMENT

---

On a décidé de faire la réalisation d'un système qui peut être suffisamment souple pour avoir la possibilité de faire l'analyse de l'influence de la géométrie de la bobine exploratrice, pour faire l'analyse de la fiabilité et pour avoir la possibilité d'utiliser notre système dans plusieurs applications pratiques.

De plus on a envisagé dès le début la possibilité de réaliser une série réduite d'appareils au département d'électronique de l'école.

Il faut souligner dès le début que la production en grande série exige qu'on refait la réalisation en respectant les exigences connues de la production.

Le schéma synoptique de la réalisation qu'on a adopté est donné par la fig 3-1.

### 3-1 L' OSCILLATEUR HF :

L'oscillateur de recherche est constitué principalement par un oscillateur Colpitts dont la bobine exploratrice comporte exactement 20 spires de fil émaillé 8/10 enroulées sur un diamètre de 20 cm. Nous envisagerons plus tard, plus de détail sur le bobinage.

#### 3-1-1 CONDITIONS DU CHOIX DU COL-PITTS :

L'oscillateur Colpitts a été choisi pour des raisons suivantes :

- 1- Présente une bonne stabilité en HF, car les capacités  $C_2$  et  $C_3$  sont parallèles avec les capacités parasites du transistor en HF et  $C_2$  et  $C_3$  ont des valeurs considérables pour éliminer l'effet de ces capacités parasites.

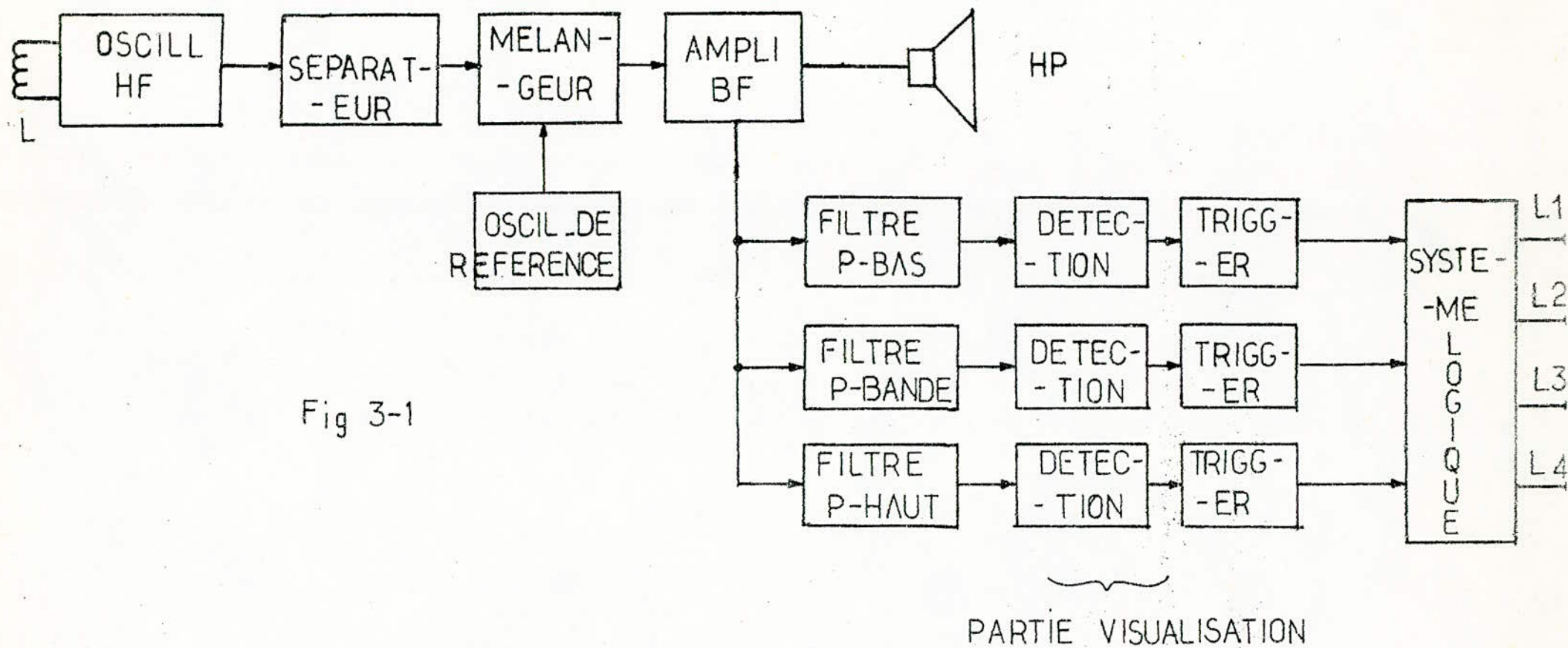


Fig 3-1



2- La bobine  $L$  est considérée, comme étant une bobine, chercheuse de métal, elle n'a pas de prise intermédiaire (donc facile à réaliser).

### 3-1-2 SCHEMA DE PRINCIPE :

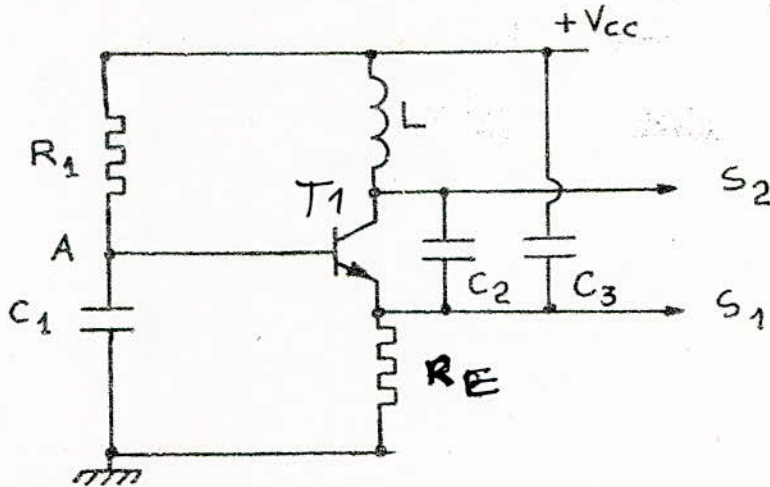


Fig 3-2

### 3-1-3 ETUDE DU MONTAGE :

$R_1$  et  $C_1$  polarisent le transistor en continu,  $R_1$  fixe le courant de base,  $C_1$  est choisie très faible pour qu'à la fréquence de travail le point A soit à la masse car on a intérêt à utiliser un transistor monté en base commune pour avoir une fréquence de coupure très élevée.

Le transistor est appelé à fonctionner en classe B pour avoir un bon rendement. Deux sorties  $S_1$  et  $S_2$  se présentent pour une onde sinusoïdale pure on devrait utiliser la sortie  $S_1$ , aux bornes de  $R_2$ , car en ce point on a une sinusoïde sans distorsion sans distorsion d'environ 1,2 volts crête à crête. Nous avons choisi la sortie  $S_2$ , car le signal a une amplitude de 19 volts, crête à crête.

### 3-1-4 BOBINAGE :

Il existe une grande variété de bobinage qui diffèrent par leur fréquence d'accord et par le type de matériel grand public, industriel ou



professionnel. Les bobinages grand public équi-  
-peut les récepteurs de radio-diffusion de 150  
KHZ à 100 MHz et les téléviseurs de 40 MHz à  
470 MHz.

Les bobinages industriels ou professionnels cou-  
-vrent une plage encore plus étendue, depuis les  
filtres téléphoniques (quelques Kilo hertz)  
jusqu'aux guides d'ondes de plusieurs gigahertz.  
Leur puissance s'échelonne entre le milliwatt  
et le Mégawatt. La détermination d'un bobini-  
-nage peut s'effectuer par le calcul; le gra-  
-phique (emploi des abaques) ou expérimentale.  
Dans tous les cas, la mesure expérimentale est  
indispensable pour la vérification finale.

- Le Calcul D'une Bobine à Air à Une Couche :

Elle peut être représentée par :

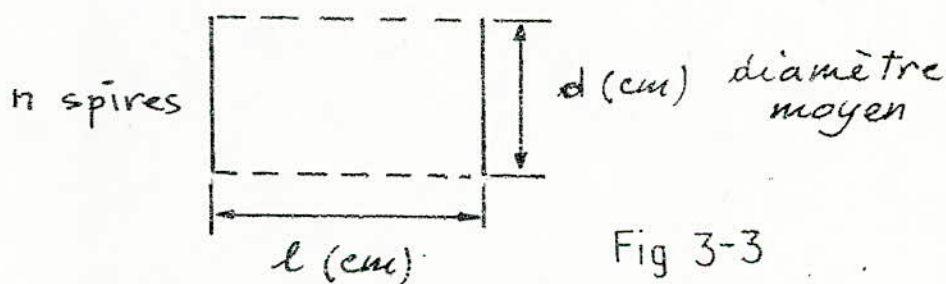


Fig 3-3

La valeur de la self-induction d'un bobinage  
cylindrique est donnée par la formule de NAGAOKA

$$L = K n^2 d \cdot 10^{-3}$$

avec : L en  $\mu H$

n : nombres de spires

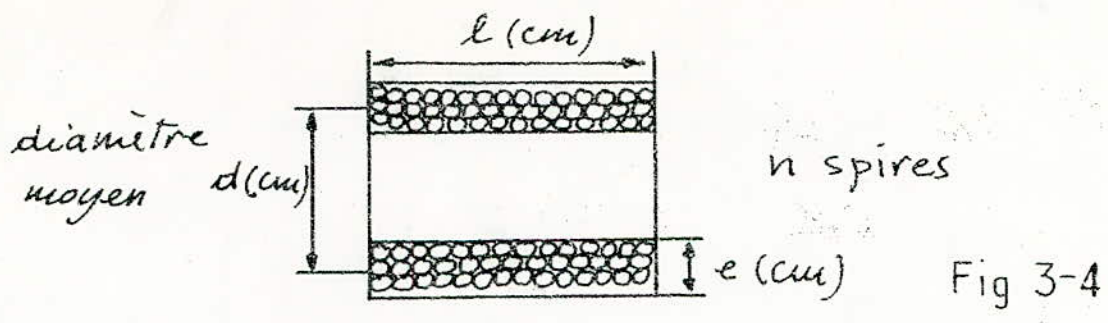
d : diamètre moyen d'une bobine  
en cm.

K : coefficient fonction du rapport  
d/l de la bobine.

l : longueur du bobinage en cm.

et 
$$K = \frac{100 d}{4d + 11l}$$

— Bobine à Air à Plusieurs Couches :

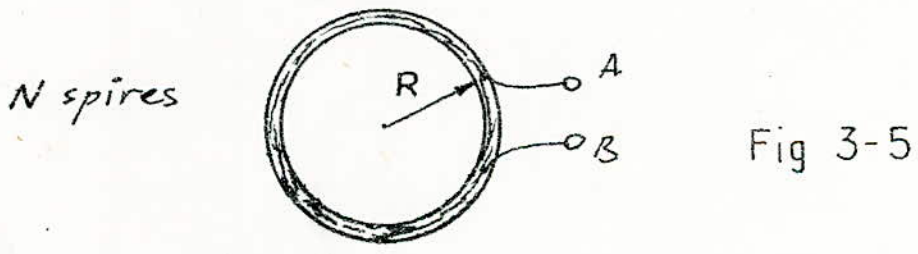


Pour une bobine cylindrique à plusieurs couches on peut adopter la formule suivante :

$$L = \frac{0,08 d^2 n^2}{3d + 9l + 10e}$$

- avec :
- L : en  $\mu H$
  - n : nombre de spires
  - e : épaisseur de la bobine en cm
  - d : diamètre moyen en cm.

— Bobine Plate :



La self est fonction du nombre de spires et du rayon R de la bobine, elle est donnée par la formule suivante :

$$L = 4\pi^2 10^{-7} R N^2$$

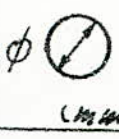
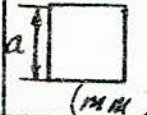



- avec
- L en H
  - R en m

dans notre réalisation on a utilisé ce dernier type de bobine en envisageant plusieurs



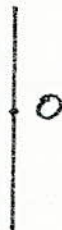
circulaire et rectangulaire, et à trois dimensions en jouant sur l'angle d'ouverture de la bobine.

Pour les bobines formes plates à deux dimensions le tableau suivant donne plusieurs combinaisons de bobine :

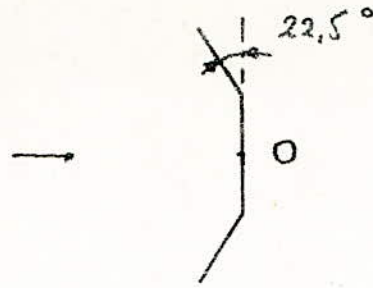
Bobines	4	2	1	1/2	1/4	1/8
 $\phi$ (mm)	$\phi 800$	$\phi 400$	$\phi 200$	$\phi 100$	$\phi 50$	$\phi 25$
 a (mm)	a: 709	a: 355	a: 177	a: 89	a: 44	a: 22
 L (mm)	L: 501 L: 1003	L: 251 L: 501	L: 125 L: 251	L: 63 L: 125	L: 31 L: 63	L: 16 L: 31
 l (mm)	l: 354 L: 1418	l: 177 L: 709	l: 88,6 L: 354	l: 44,3 L: 177	l: 22,1 L: 88,6	l: 11 L: 44,3
 l (mm)	l: 251 L: 2005	l: 125 L: 1003	l: 62,7 L: 501	l: 15,7 L: 125	l: 15,7 L: 125	l: 7,8 L: 62,7

Pour les bobines formes plates à trois dimensions nous envisagerons les combinaisons de la bobine 1 qui peut obtenir en formant un angle d'ouverture aux bobines à deux dimensions correspondantes.

-  $\phi 20$

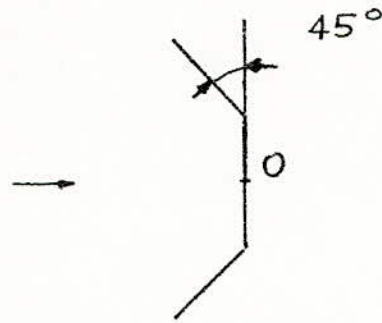


-  $a = 177$



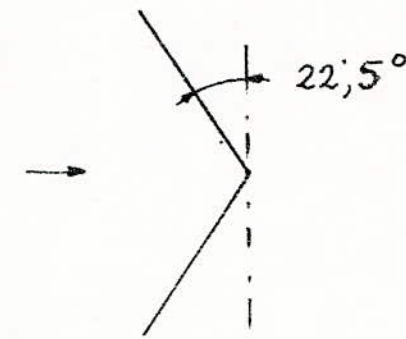
-  $l = 125$

$L = 251$



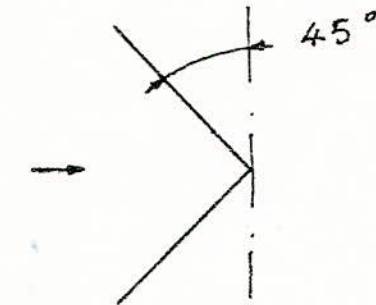
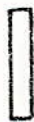
-  $l = 88,6$

$L = 354$



-  $l = 62,7$

$L = 501$



Remarques :

- Dans notre réalisation on a adopté le dernier type de bobine (bobines plates), en utilisant, pour des raisons de fiabilité et de haut facteur de qualité, du fil émaillé de 5/10, 7/10 et 8/10.

- Afin d'éviter le débobinage prématuré, on utilise de la peinture ou de la colle ou aussi du vernis.

- Le bobinage doit être blindé par un bobinage électromagnétique, ceci pour éviter les variations



due à des effets de capacités produits lorsque le cadre de recherche (explorateur) s'approche ou s'éloigne du métal.

- Pour étudier bien la possibilité et la fiabilité de ce détecteur, il aurait été bon d'envisager les différents types de bobines à deux dimensions (formes carrée, circulaire et rectangulaire) et à 3 dimensions en jouant sur l'angle d'ouverture de la bobine mais les conditions ne le permettaient pas.

### 3-1-5 CALCUL DE L'OSCILLATEUR :

schéma équivalent :

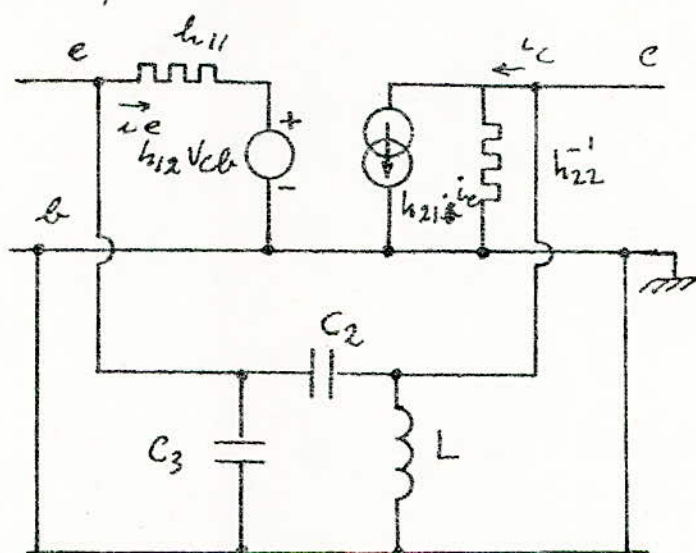


Fig 3-6

Les quadripôles sont en parallèles  $\Rightarrow$  les matrices admittances s'ajoutent.

La matrice admittance d'un transistor est donnée :

$$(y_{ij})_T = \begin{pmatrix} \frac{1}{h_{11}} & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{\Delta h}{h_{11}} \end{pmatrix}$$

Pour le quadripôle :

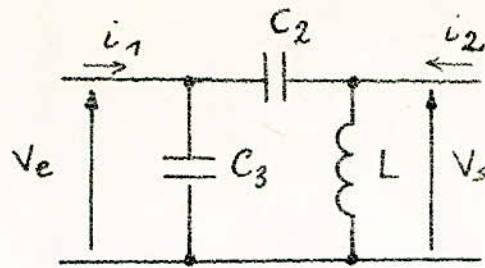


Fig 3-7

$$i_1 = Y_{11}V_e + Y_{12}V_s$$

$$i_2 = Y_{21}V_e + Y_{22}V_s$$

$$Y_{11} = \left( \frac{i_1}{V_e} \right)_{V_s=0} = (C_2 + C_3)p$$

$$Y_{21} = \left( \frac{i_2}{V_e} \right)_{V_s=0} = -C_2p$$

$$Y_{12} = \left( \frac{i_1}{V_s} \right)_{V_e=0} = -C_2p$$

$$Y_{22} = \left( \frac{i_2}{V_s} \right)_{V_e=0} = C_2p + \frac{1}{Lp}$$

La matrice admittance pour le quadripôle sera :

$$(Y_{ij})_q = \begin{pmatrix} (C_3 + C_2)p & -C_2p \\ -C_2p & C_2p + \frac{1}{Lp} \end{pmatrix}$$

La matrice totale sera :

$$(Y_{ij})_T + (Y_{ij})_q = \begin{pmatrix} (C_3 + C_2)p + \frac{1}{h_{11}} & -(C_2p + \frac{h_{12}}{h_{11}}) \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} - C_2p & \frac{\Delta h}{h_{11}} + C_2p + \frac{1}{Lp} \end{pmatrix}$$

La condition d'entretien d'Oscillation et la fréquence d'Oscillation sont obtenues par la relation :

$$\Delta Y = 0$$

$$\Delta Y \equiv \frac{\Delta h}{h_{11}^2} - c_2 (c_2 + c_3) \omega^2 + \frac{c_2 + c_3}{L} + \frac{\Delta h}{h_{11}} (c_2 + c_3) p + \frac{1}{h_{11}} \left( c_2 p + \frac{1}{L p} \right) + \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11}^2} + c_2^2 \omega^2 + c_2 p \left( \frac{h_{11} - h_{12}}{h_{11}} \right)$$

a) Fréquence D'oscillation :

$$\text{Re}(\Delta Y) = 0$$

$$c_2 c_3 \omega^2 = \frac{h_{22}}{h_{11}} + \frac{c_2 + c_3}{L}$$

$$\Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{Lc} \left( 1 + \frac{Lc h_{22}}{c_2 c_3 h_{11}} \right) \quad (1)$$

$$\Rightarrow \omega^2 \approx \frac{1}{Lc} \quad , \text{ car } \frac{Lc h_{22}}{c_2 c_3 h_{11}} \ll 1$$

$$\text{avec } c = \frac{c_2 c_3}{c_2 + c_3}$$

b) Condition D'entretien :

$$\text{Im}(\Delta Y) = 0$$

$$-c_2 \omega^2 (h_{21} - h_{12}) - \Delta h (c_2 + c_3) \omega^2 - c_2 \omega^2 + \frac{1}{L} = 0$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L \left( c_2 (h_{21} - h_{12}) + \Delta h (c_2 + c_3) + c_2 \right)} \quad (2)$$

On peut écrire (1) = (2)

$$\frac{1}{c_2 (h_{21} - h_{12}) + \Delta h (c_2 + c_3) + c_2} = \frac{1}{c} \left( \frac{L h_{22}}{(c_2 + c_3) h_{11}} + 1 \right)$$

$$= \frac{(c_2 + c_3) L h_{22} + (c_2 + c_3)^2 h_{11}}{c_2 c_3 (c_2 + c_3) h_{11}}$$

$$\frac{c_2 c_3 h_{11}}{c_2 (h_{21} - h_{12}) + \Delta h (c_2 + c_3) + c_2} = L h_{22} + (c_2 + c_3) h_{11}$$



En effectuant le produit des moyens et le produit des extrêmes et après simplification on trouve :

$$L h_{22} c_2 (1 + h_{21} - h_{12}) + L h_{22} (c_2 + c_3) - L h_{22} (c_2 + c_3) h_{12} h_{21} \\ + c_2 (c_2 + c_3) h_{11} h_{21} - c_2 (c_2 + c_3) h_{11} h_{12} + (c_2 + c_3)^2 h_{11}^2 h_{22} \\ - (c_2 + c_3)^2 h_{11} h_{12} h_{21} + c_2^2 h_{11} = 0$$

regroupant les termes positifs ensemble et de même pour les termes négatifs.

$$\left\{ L h_{22} c_2 (1 + h_{21}) + L h_{22} (c_2 + c_3) + c_2 (c_2 + c_3) h_{11} h_{21} \right. \\ \left. + (c_2 + c_3)^2 h_{11}^2 h_{22} + c_2^2 h_{11} \right\} - \left\{ L h_{22} c_2 h_{12} + \right. \\ \left. L h_{22} (c_2 + c_3) h_{12} h_{21} + c_2 (c_2 + c_3) h_{11} h_{12} + \right. \\ \left. (c_2 + c_3)^2 h_{11} h_{12} h_{21} \right\} = 0$$

sous la forme  $B - A = 0$  avec  $A > 0$

$$\text{avec } A = L h_{22} c_2 h_{12} + L h_{22} (c_2 + c_3) h_{12} h_{21} + \\ c_2 (c_2 + c_3) h_{11} h_{12} + (c_2 + c_3)^2 h_{11} h_{12} h_{21} > 0$$

divisons par  $(c_2 + c_3) h_{11} h_{12}$

$$\Rightarrow \frac{L h_{22} c_2}{(c_2 + c_3) h_{11}} + \frac{L h_{22} h_{21}}{h_{11}} + c_2 + (c_2 + c_3) h_{21} > 0$$

$$h_{21} \left( c_2 + c_3 + \frac{L h_{22}}{h_{11}} \right) + c_2 \left( 1 + \frac{L h_{22}}{(c_2 + c_3) h_{11}} \right) > 0$$

$$h_{21} (c_2 + c_3) \left( 1 + \frac{L h_{22}}{(c_2 + c_3) h_{11}} \right) + c_2 \left( 1 + \frac{L h_{22}}{(c_2 + c_3) h_{11}} \right) > 0$$

$$h_{21} (c_2 + c_3) + c_2 > 0$$

$$\text{donc } h_{21} > - \frac{c_2}{c_2 + c_3}$$

c) Calcul De  $C_1$  et  $C_2$  :

En fixant la fréquence de L'oscillateur explorateur à 250 KHz.

La valeur de la self  $L$  est donnée par la formule :

$$L = 4\pi^2 10^{-7} R N^2$$

avec :  $N$  : nombre de spires

$R$  : rayon de la bobine (en m)

Application Numérique :

$$R = 10 \text{ cm} \text{ et } N = 20 \text{ spires}$$

$$\Rightarrow L \approx 0,16 \text{ mH}$$

$$\text{Comme } \omega^2 = \frac{1}{LC} = 4\pi^2 f^2 \Rightarrow C = \frac{1}{L 4\pi^2 f^2}$$

Application Numérique :

$$L = 0,16 \text{ mH}$$

$$f = 250 \text{ KHz}$$

$$\Rightarrow C = 2,5 \text{ nF}$$

$$\text{D'autre part : } C = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}$$

$$\text{posons } C_3 = n C_2$$

$$\text{donc } C = \frac{C_2 C_3}{C_2 + n C_2} = \frac{C_3}{1+n}$$

$$\text{En fixant } n = 9 \Rightarrow C_3 = 10C$$

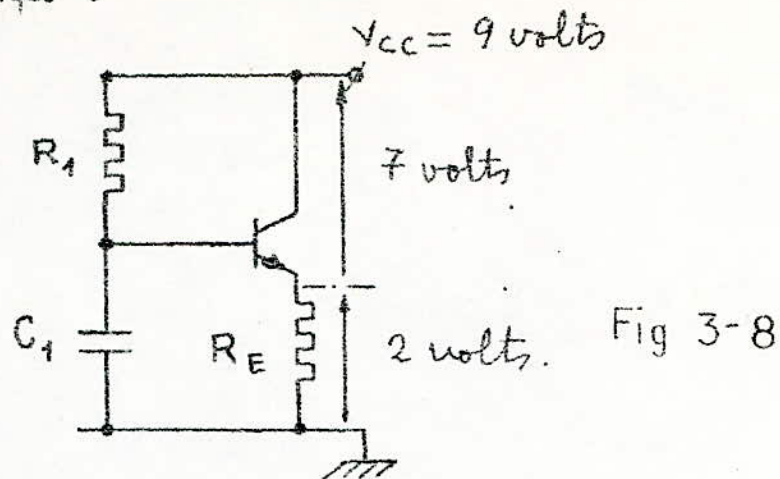
$$\text{d'où : } C_3 = 25 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{C_3}{9} = 2,7 \text{ nF}$$

$$C_2 = 2,7 \text{ nF}$$

d) Etude Statique :

Schéma Statique :



En choisissant un point de fonctionnement sur la droite de charge tel que :

$$I_C = 2 \text{ mA}$$

Comme  $I_C \approx I_E$

$$V_E = R_E I_E \Rightarrow R_E = \frac{V_E}{I_E}$$

en fixant  $V_E$  à 2 volts on aura :

$$R_E = \frac{2}{2 \cdot 10^{-3}} = 1 \cdot 10^3 \Rightarrow R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

D'autre part en supposant que la capacité  $C_1$  est un court-circuit pour des fréquences de travail on a :

$$R_1 I_B + V_{BE} + 2 = 9$$

$$\Rightarrow R_1 I_B = 7 - V_{BE}$$

en fixant  $V_{BE} = 2,6$

donc  $\rightarrow R_1 I_B = 7 - 2,6 = 4,4$

$$R_1 = \frac{4,4}{I_B}$$

Comme  $I_C = \beta I_B \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta}$

$$\beta = 100 \text{ (donné)} \rightarrow I_B = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{100}$$

$$I_B = 2 \cdot 10^{-5} \text{ A}$$



Donc  $R_1 = \frac{4,4}{2 \cdot 10^{-5}} = 2,2 \cdot 10^5 \rightarrow R_1 = 220 \text{ K}\Omega$

$C_1$  est fixée à  $0,1 \mu\text{F}$

### 3-2 L'OSCILLATEUR MELANGEUR :

#### 3-2-1 SCHEMA DE PRINCIPE :

Le schéma est représenté à la fig 3-9

#### 3-2-2 ETUDE DU MONTAGE :

Le montage est constitué d'un étage amplificateur réparateur à transistor monté en Emetteur commun ayant en charge un transfo FI 455 KHZ dont la sortie est appliquée aux broches 7 et 8 du circuit intégré 5042P qui assure les fonctions suivantes: étage HF accordé, Oscillateur local et d'un mélangeur comme l'indique le schéma synoptique suivant :

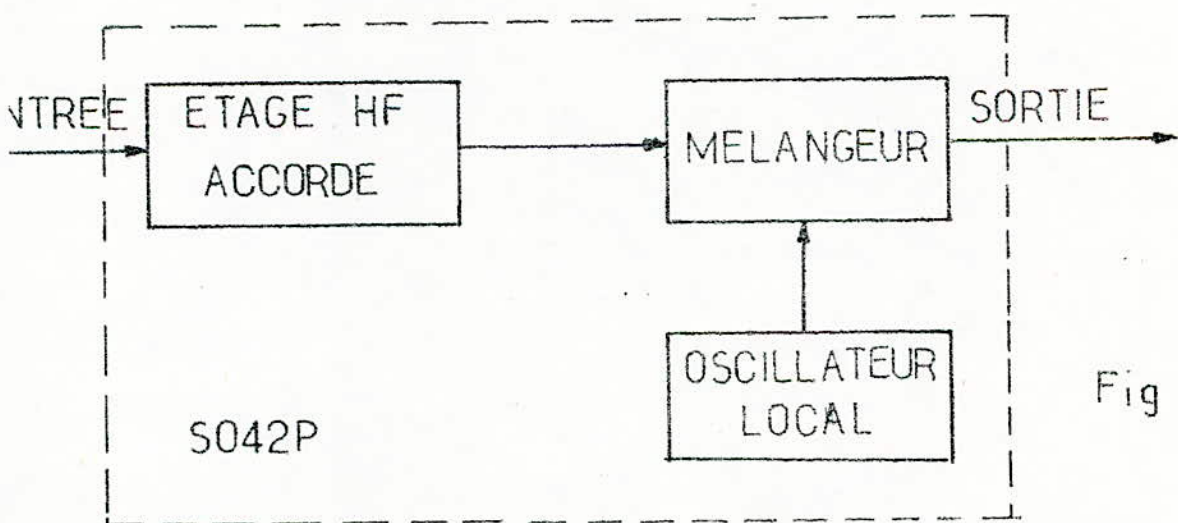


Fig 3-10

Il est formé aussi d'un deuxième transfo FI lié à travers des capacités  $C_7, C_8, C_9$  aux broches 11, 10, 12 et 13 du circuit intégré. Les deux transfo FI (bobines à vis noire et blanche)

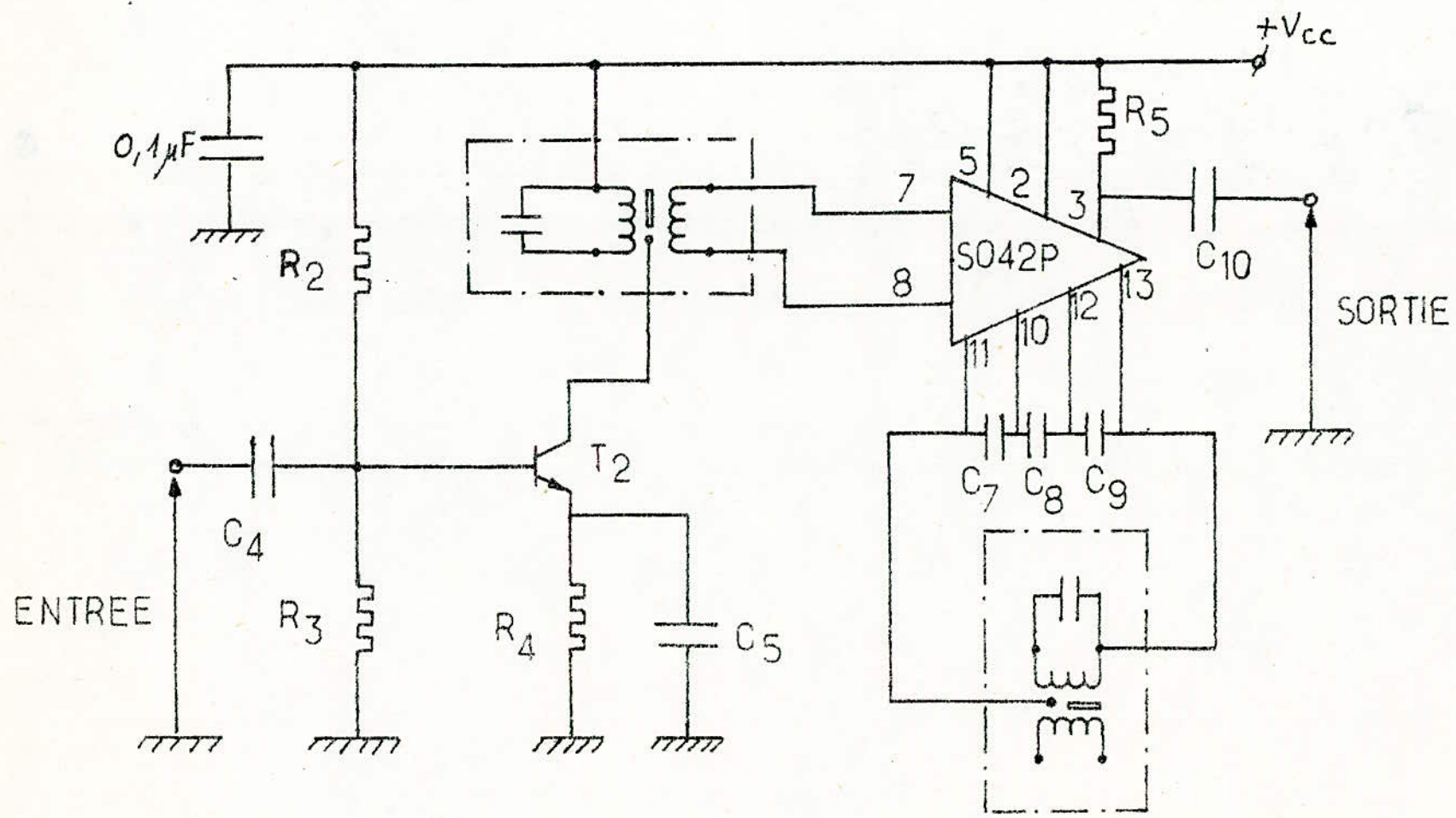


Fig 3-9



assurent l'accord optimal du circuit intégré 5042P avec l'Oscillateur de recherche.

Ce montage est donc capable de délivrer un signal BF à partir d'un Oscillateur de recherche.

Pour faire apparaître un signal audible ou décaler ou régler le noyau des transfo. FI dans une position adéquate.

- Remarque :

Ce signal BF peut être directement appliqué à un casque de haute impédance ou mieux à un amplificateur commandant un HP.

### 3-2 AMPLIFICATEUR BF :

#### 3-2-1 SCHEMA DE PRINCIPE :

Le schéma est représenté à la fig 3.11

#### 3-2-2 ETUDE DU MONTAGE :

Cet ampli est monté à base d'un classique  $\mu A 741$  dont le gain et la fréquence de coupure sont rendus variables en insérant un potentiomètre dans la boucle de contre réaction; L'entrée non-inverseuse est polarisée à  $V_{cc}/2$  pour assurer la stabilité de l'amplificateur en régime continu.

Le circuit intégré est capable de débiter des courants allant jusqu'à 5mA, comme il est nécessaire d'avoir un bon débit de courant en sortie, pour augmenter la possibilité de notre amplificateur BF, on utilise un étage intermédiaire qu'on insère entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et l'utilisation.

Cet étage est constitué à la base d'un montage



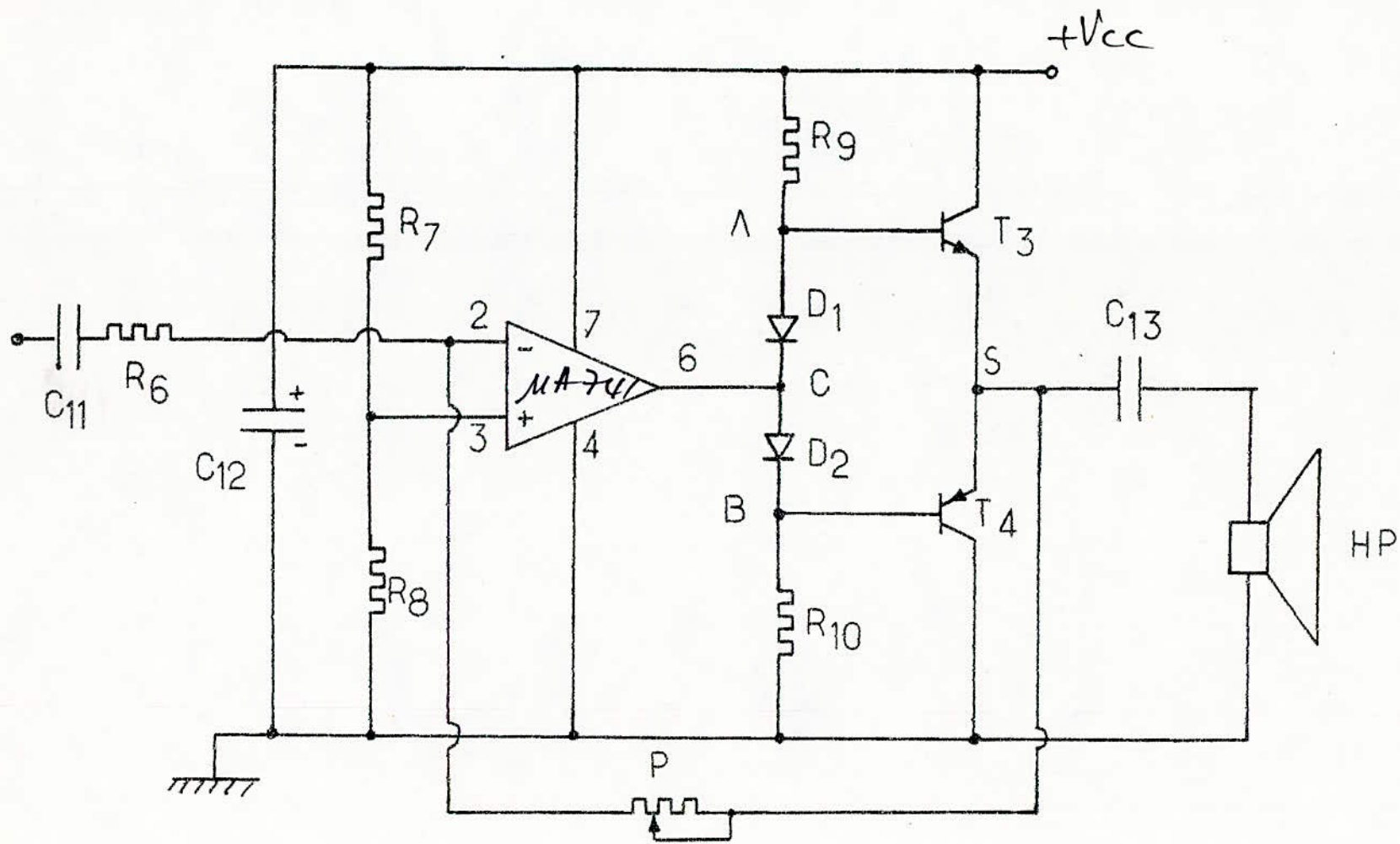


Fig 3-11

"push-pull" donné par le schéma suivant :

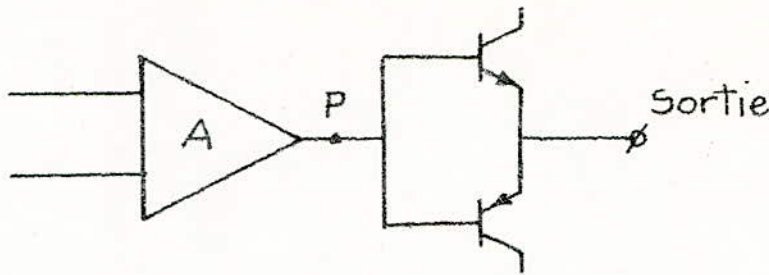


Fig 3-12

Les deux transistors (branchés en émetteurs suivants complémentaires) fonctionnent en classe B ce qui présente l'inconvénient d'avoir les deux transistors bloqués pour des tensions de sorties comprises entre  $-0,7$  et  $+0,7$  volt, ce qui correspond aux tensions  $V_{BE}$  de ces transistors.

Ce phénomène est appelé : distorsion de cross-over.

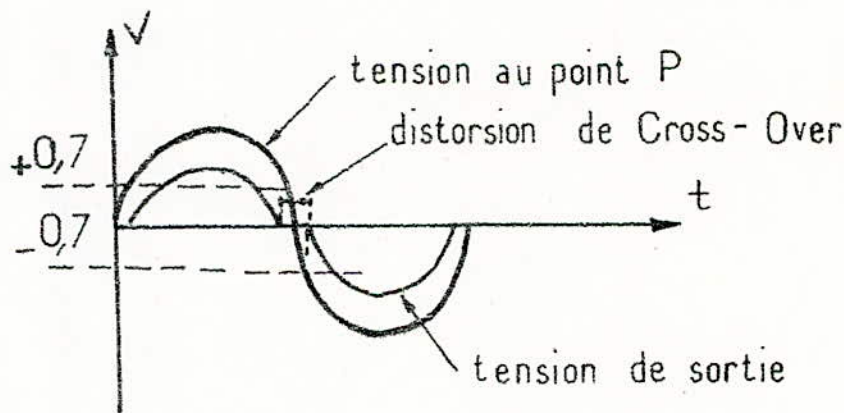


Fig 3-13

Pour remédier à ce problème il suffit de polariser les deux transistors par les tensions des deux diodes traversées par un courant constant et les résistances  $R_9, R_{10}$ , afin d'éliminer la distorsion de raccordement sans risquer de faire chauffer les transistors  $T_3$  et  $T_4$  dont les émetteurs ne sont pas munis de résistances stabilisatrices;

Ainsi le fonctionnement est en classe A-B.

Donc l'ensemble  $R_9 - D_1 - D_2 - R_{10}$  est traversé par un courant constant de sorte que les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont toujours à l'état conducteur et présentent à leurs bornes des tensions directes de diodes  $V_{D_1}$  et  $V_{D_2}$ .

Lorsque la tension d'entrée de l'amplificateur est positive, la tension au point C fig 3-11 est également positive la tension au point A est supérieure de  $V_{D_1}$  à cette tension de sorte que le transistor  $T_1$  est conducteur et  $T_2$  bloqué.

Nous avons alors :

$$V_s = V_A - V_{BE} = V_C + V_{D_1} - V_{BE}$$

$$\text{Si } V_{D_1} = V_{BE} \quad \Rightarrow \quad V_s = V_C$$

Donc ce dernier étage a un gain unité.

Lorsque la tension d'entrée de l'amplificateur est négative la tension au point C est négative, c'est le transistor  $T_2$  qui conduit et  $T_1$  bloqué; le raisonnement est le même que celui fait ci-dessus.



---

# **CHAPITRE 4**

**SYSTEME DE VISUALISATION**

---

Comme la présence de l'objet métallique est aperçue par un changement du son délivré par le haut-parleur, du fait que l'appareil n'est pas muet en absence de tout objet et pour bien sensibiliser l'utilisateur de l'appareil sur la proximité de l'objet vis à vis de l'appareil ou bien sur sa présence ou son absence, il nous a été primordial d'étudier un système logique, actionnant 4 leds qui mettent en évidence tous ces détails tout en, cour-derant.

- l'allumage de la 1<sup>ère</sup> led signifie que l'objet à détecter est tout près de l'appareil (bobine exploratrice).

- l'allumage de la 2<sup>ème</sup> led signifie que l'objet à détecter est très près de l'appareil.

- l'allumage de la 3<sup>ème</sup> led signifie que l'objet à détecter est trop près de l'appareil.

- l'allumage de la 4<sup>ème</sup> led signifie qu'il n'y a pas d'objet à proximité de l'appareil.

Le schéma synoptique du principe est représenté par la fig 4.1.

où  $x_1$ ,  $x_2$  et  $x_3$  sont les entrées du système logique (formé par les portes logiques) qui permettent d'actionner les leds.

Donc à partir d'un signal audible et à l'aide d'un filtrage adéquat (jouant le rôle de sélectionneur suivant que la fréquence est grande ou petite, c'est à dire l'éloignement de l'objet est grand ou petit), d'une détectrice (permettant d'éliminer la partie négative obtenue après filtrage et de minimiser la composante alternative), d'un trigger de Schmitt (ayant le

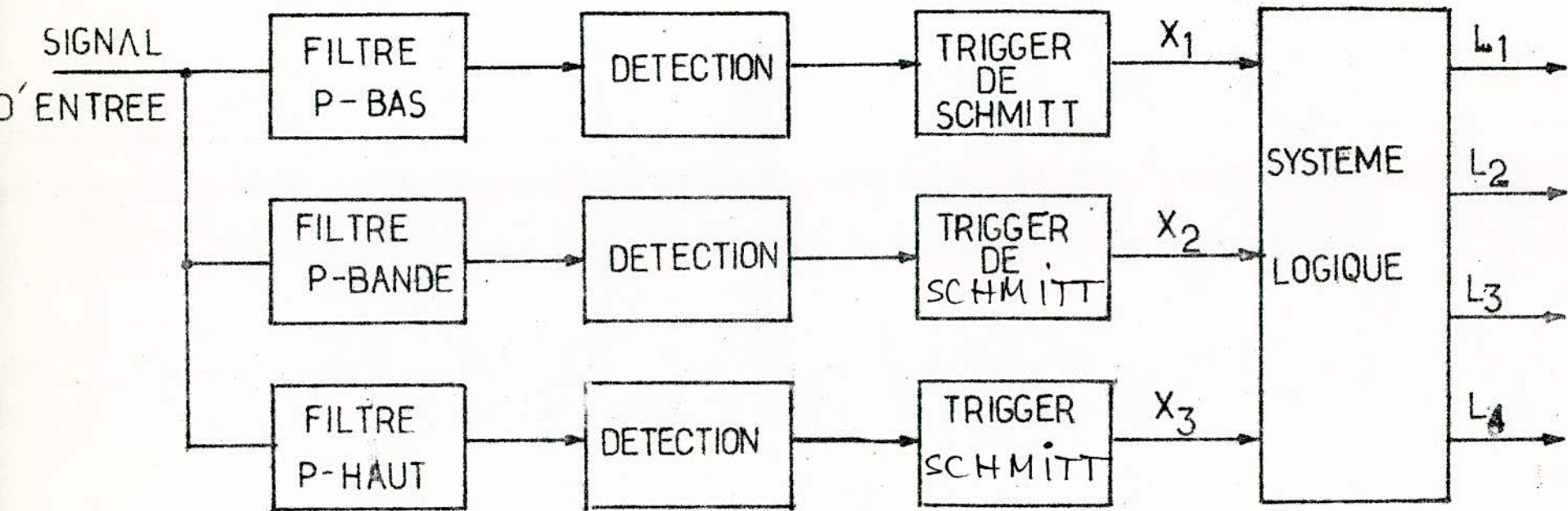


Fig 4-1



rôle de convertir le signal d'entrée en un signal rectangulaire) et enfin l'étage de portes logiques permettant d'actionner les leds.

Nous étudions en détail les différents étages en commençant :

#### 4-1 FILTRES :

##### 4-1-1 CHOIX DES FILTRES ACTIFS :

Les filtres permettant d'orienter le choix sont d'une <sup>part</sup> d'ordre économique ; le filtre ne doit pas être d'une grande complexité donc d'un prix raisonnable, et d'autre part d'ordre technique. En particulier, le filtre devra être facile à régler et à mettre au point et ses performances devront être stables dans le temps, même si la température varie. Cette dernière qualité est parfois difficile à obtenir pour les filtres actifs, une très légère variation considérable de la courbe de réponse, en raison de l'importance des coefficients de perturbation peuvent mis en oeuvre.

Dans notre étude on a utilisé des filtres du deuxième ordre (réponse de Butterworth) du fait qu'ils présentent plusieurs avantages parmi lesquels on distingue :

- Structure moins encombrante (utilise seulement cinq éléments).
- Possibilité de varier  $f_0$  sans changer la bande passante (passe-bande).
- Caractérisé par une valeur bien précise de  $Q$ , coefficient d'amortissement  $\xi = 0,707$
- La réponse en amplitude est très plate par rapport à celle de Bessel et de Tchebychev.
- Un coefficient de surtension  $Q = \frac{1}{\xi}$  grand

### 4-1-2 CALCUL DES FILTRES :

Le schéma de principe est donné par la fig 4.2.

La loi des noeuds appliquée au noeud A donne en utilisant les admittances plutôt que les impédances :

$$Y_1 (V_e - V) + Y_2 (0 - V) + Y_3 (0 - V) + Y_4 (V_s - V) = 0$$

$$\text{Soit } -V (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_1 V_e + Y_4 V_s = 0 \quad (1)$$

La même loi appliquée au noeud B :

$$Y_3 (V - 0) + (V_s - 0) Y_5 = 0$$

$$V Y_3 + Y_5 V_s = 0 \quad \Rightarrow \quad V = \frac{Y_5}{Y_3} V_s \quad (2)$$

en remplaçant (2) dans (1) :

$$\frac{Y_5}{Y_3} (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) V_s + Y_1 V_e + Y_4 V_s = 0$$

$$\Rightarrow Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) V_s + Y_1 Y_3 V_e + Y_3 Y_4 V_s = 0$$

$$\text{d'où } \frac{V_s}{V_e} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (3)$$

En remplaçant  $Y_1, Y_2, Y_3$  et  $Y_5$  par leurs valeurs respectives selon le type de filtre choisi, la fonction de transfert pour un filtre passe-bas s'écrit sous la forme suivante :

$$F(p) = G_m \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi \omega_0 p + \omega_0^2} \quad (4)$$

avec  $\xi$  : coefficient d'amortissement

$G_m$  : Gain

$p$  :  $j\omega$

- La fonction de transfert pour un filtre passe-bande s'écrit :



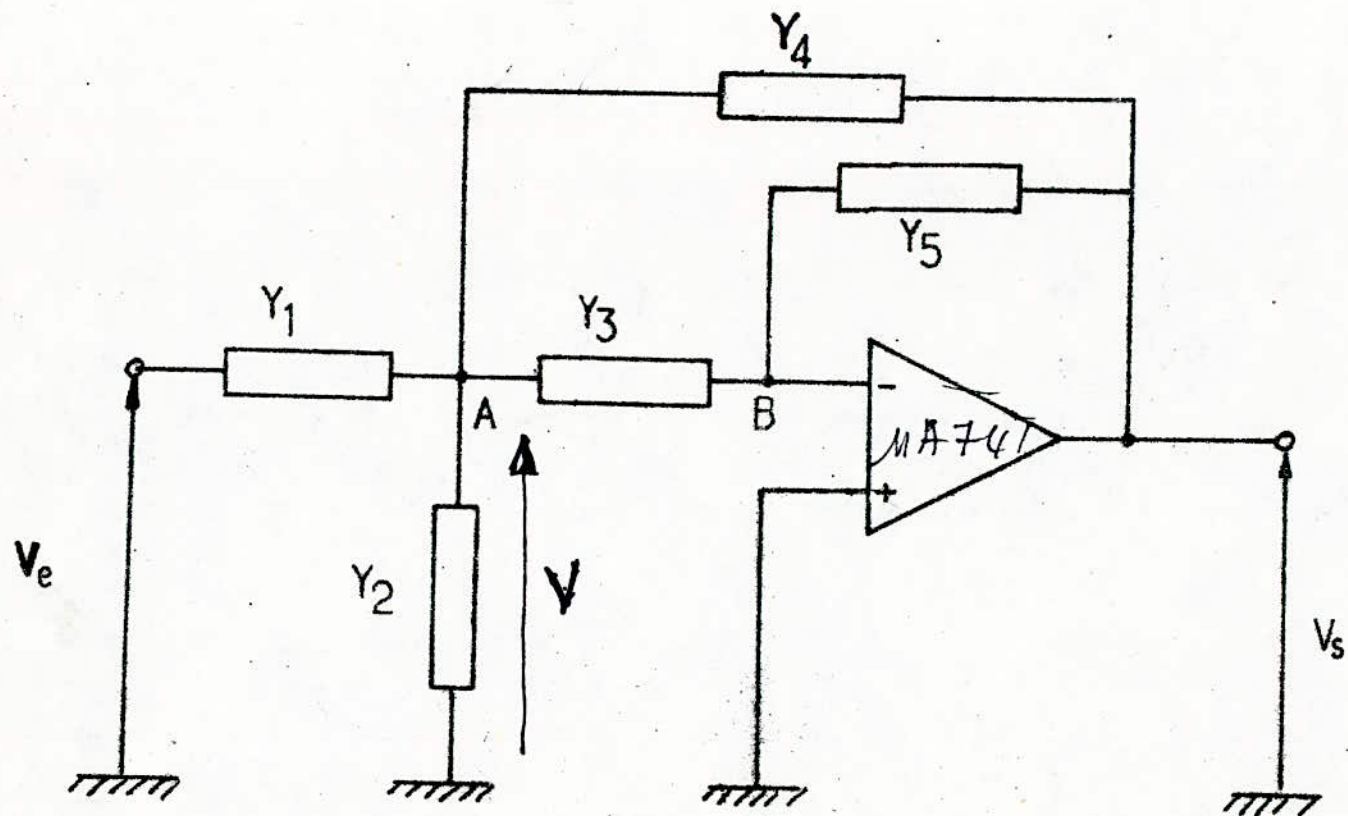


Fig 4-2



$$F(p) = \frac{V_3}{V_e} = G_m \frac{2 \xi \omega_0 p}{p^2 + \xi \omega_0 p + \omega_0^2} \quad (5)$$

### 4-1-3 APPLICATIONS :

a) - Filtre passe-bas :

Il suffit de choisir les éléments tels que

$$Y_1 = Y_3 = Y_4 = 1/R$$

$$Y_2 = C_2 p$$

$$Y_5 = C_1 p$$

En remplaçant dans la formule (3) :

$$\frac{V_3}{V_e} = \frac{1/R^2}{C_1 p (3/R + C_2 p) + 1/R^2} = \frac{1/C_1 C_2 R^2}{p^2 + \frac{3p}{C_2 R} + \frac{1}{C_1 C_2 R^2}}$$

en comparant, ce résultat avec (4) on obtiendra :

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}, \quad G_m = 1$$

$$\xi = \frac{3}{2} \frac{1}{R C_2 \omega_0} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Après élimination de  $C_1$  et  $C_2$  entre les expressions donnant  $\omega_0$  et  $\xi$  on déduit :

$$C_1 = \frac{\xi^2}{1.5 R \omega_0} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{1.5}{R \xi \omega_0}$$

Calcul et choix des composants :

On fixe  $R$  à  $10 \text{ k}\Omega$  et  $f_0 = 1 \text{ kHz}$ ,  $\xi = 0.707$

$$C_1 = \frac{0.707}{1.5 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot 2\pi} = 0.75 \cdot 10^{-8} \Rightarrow C_1 = 7.5 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{1.5}{1.7 \cdot 7 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot 2\pi} = 33.78 \cdot 10^{-9} \Rightarrow C_2 = 33.8 \text{ nF}$$

valeurs normalisées :

$$R = 10 \text{ k}\Omega, \quad C_1 = 6.8 \text{ nF}; \quad C_2 = 33 \text{ nF}.$$

b) - Filtre passe-haut :

Il suffit de prendre :

$$Y_1 = Y_3 = Y_4 = C p$$

$$Y_2 = 1/R_2$$

$$Y_5 = 1/R_1$$

même raisonnement donne la fonction sui-  
vante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{p^2}{p^2 + \frac{3}{CR_1} p + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}} \quad ; \quad \xi = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

$$R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{1.5}{\xi \omega_0} \quad \text{et} \quad R_2 = \frac{1}{C} \cdot \frac{\xi}{1.5 \omega_0}$$

Application numérique :

$$\xi = 0,707 \quad ; \quad f_0 = 1,5 \text{ KHz}$$

On fixe  $C = 5,6 \text{ nF}$

$$R_1 = \frac{1.5}{5,9 \cdot 10^{-9} \cdot 0,707 \cdot 2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 40,2 \cdot 10^3$$

$$R_2 = \frac{0,707}{1,5 \cdot 5,6 \cdot 10^{-9} \cdot 2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 8,93 \cdot 10^3$$

valeurs normalisées :

$$R_1 = 39 \text{ K}\Omega \quad ; \quad R_2 = 9,1 \text{ K}\Omega \quad ; \quad C = 5,6 \text{ nF}$$

c) - Filtre passe-bande :

On prend :

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad ; \quad Y_2 = 1/R_2 \quad ; \quad Y_3 = C_1 p$$

$$Y_4 = C_2 p \quad ; \quad Y_5 = 1/R_3$$

en reportant ces valeurs dans l'équation (3) :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{C_1 p / R_1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 \left( p^2 + \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} p + \frac{R_1 + R_2}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_3} \right)}$$

Pour des raisons de simplification, on choisit

$$C_1 = C_2 = C$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{P}{R_1^2 R_2 R_3 C} \cdot \frac{1}{p^2 + \frac{2}{R_3 C} p + \frac{R_1 + R_2}{C^2 R_1 R_2 R_3}}$$

Par analogie avec l'équation (4) on trouve:

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_3 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}}$$

$$\Delta \omega = \frac{2}{C R_3}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta \omega} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_3 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_3}}}$$

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + R_1/R_3}}{C \sqrt{R_1 R_2}}$$

en fixant  $C = 0,1 \mu F$  et  $f = 1,25 KHz$

$$\frac{\sqrt{1 + R_1/R_3}}{\sqrt{R_1 R_2}} = 2\pi \cdot 1250 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 785,4 \cdot 10^{-6}$$

$$\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3} = 0,617 \cdot 10^{-6} \Rightarrow 1 + \frac{R_1}{R_3} = 0,617 \cdot 10^{-6} R_1 R_2 \quad (1)$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_0} = 2,5 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)}$$

$$25 = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \Rightarrow 25 \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_3} \quad (2)$$

En comparant (1) et (2)

$$25 R_1/R_2 = 0,617 \cdot 10^{-6} R_1 R_2$$



$$R_2 = 6,36 \cdot 10^3$$

valeur normalisée  
en fixant  $R_1 = 1K\Omega$

$$R_2 = 6,2 K\Omega$$

$$(2) \Rightarrow 25 \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_3}$$

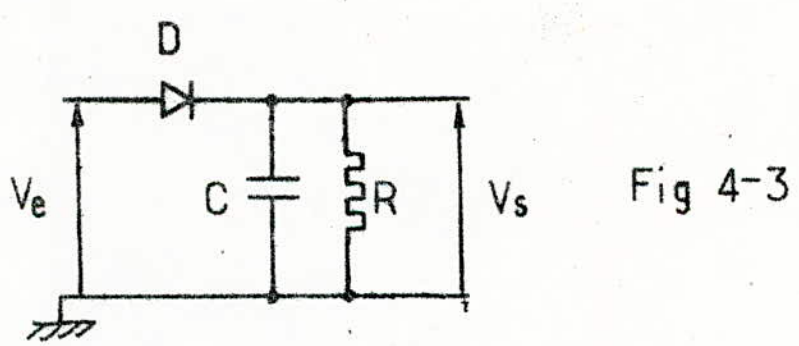
$$\Rightarrow R_3 = 333 \Omega \text{ d'où } R_3 = 330 \Omega$$

### 4-2 DETECTION DE CRETE :

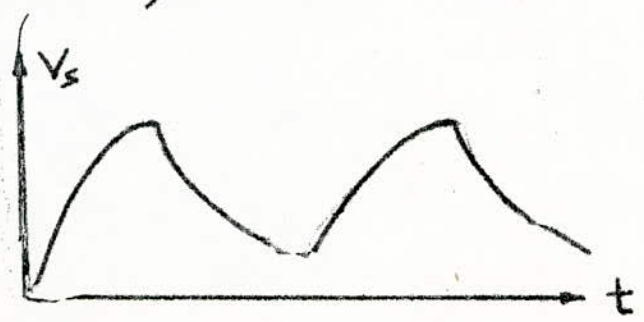
On utilise une détection de crête afin d'obtenir une tension nécessaire pour contrôler un trigger de schmitt.

Le principe de cette détection est un redressement puis filtrage. Dans notre cas un redressement monophasé simple alternance est assuré par une diode, suivi par un filtrage de la composante alternative assuré par un condensateur placé en parallèle à la charge.

Le schéma du montage est donné par la figure suivante :



Pour une valeur  $C$  du condensateur, la tension redressée est la suivante :



Il faut que l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$RC \gg \frac{1}{\omega} \text{ ou } RC \gg \frac{T}{2\pi}$$

Le choix de la diode de redressement simple alternance doit répondre aux conditions suivantes :

$I_0$  : déterminé en fonction du montage et de  $I_{moyen}$  traversant la charge.

$I_{FRM}$  : correspond aux pointes de courant énoncés ci-dessus, permettant la charge du condensateur en pratique  $I_{FRM} = 10 I_{moyen}$

$I_{FSM}$  : Dès la mise sous tension de l'ensemble du montage, alors que le condensateur est complètement déchargé, il se produit un appel de courant très important (régime transitoire); si l'alimentation provient d'un transformateur, la résistance de l'enroulement secondaire et la saturation du circuit magnétique suffisent en général à le limiter; mais il faut parfois ajouter une résistance de protection.

$$\left( R_{p\ min} = \frac{V_{e\ max}}{I_{FSM}} \right)$$

$V_{RWN}$  : Lorsque  $V_e$  atteint  $-V_{em}$ ,  $V_c$  est encore assez voisine de  $+V_{em}$ . La diode doit donc être susceptible de supporter  $2V_{em}$  en tension inverse.

Pratiquement, pour avoir une forme sinusoïdale si celle de la figure 4-4 ou a, calculé comme composants.

a) Pour le filtre passe-bas :

Ayant une fréquence de coupure de 1KHz, on a utilisé une diode du type BYX 10, une capacité 4,7  $\mu$ F et une résistance de charge de 47K  $\Omega$ .



b) Pour le filtre passe-bande :

Ayant pour fréquence de coupure :

$$f_{c1} = 1 \text{ KHz} \text{ et } f_{c2} = 1,5 \text{ KHz}.$$

On utilise une diode du type BYX 10, une capacité de  $1 \mu\text{F}$  et une résistance de  $150 \text{ K}\Omega$ .

c) Pour le filtre passe-haut :

Ayant pour fréquence de coupure une fréquence de  $1,5 \text{ KHz}$ .

On a utilisé une diode du type BYX 10, une capacité de  $18 \text{ pF}$ , une résistance de charge de  $300 \text{ K}\Omega$ .

#### 4-3 TRIGGER DE SCHMITT :

Le signal audible après un filtrage adéquat et une détection de crête passe à travers un trigger de schmitt pour assurer le bon fonctionnement de l'étage comportant les portes logiques qui actionnent les LED (Light Emitting Diode).

On a utilisé le même type de trigger de schmitt pour les 3 voies du fait que le signal après détection a à peu près la même amplitude et la tension doit être 0 ou 5 volts suivant que le signal d'entrée du trigger a une fréquence inférieure à  $1 \text{ KHz}$  comprise entre  $1 \text{ KHz}$  et  $1,5 \text{ KHz}$  ou enfin supérieure à  $1,5 \text{ KHz}$ .

Donc si le signal est de fréquence inférieure à  $1 \text{ KHz}$  la fréquence de sortie du trigger sera un signal rectangulaire d'amplitude 5 volts. Les deux autres voies seront à 0 volt.

Le schéma du principe est représenté à la figure 4-5.

Le trigger de Schmitt est construit à base d'un circuit intégré  $\mu\text{A} 741$  avec une tension de référence  $U_d$  assurée à l'aide d'une diode Zener



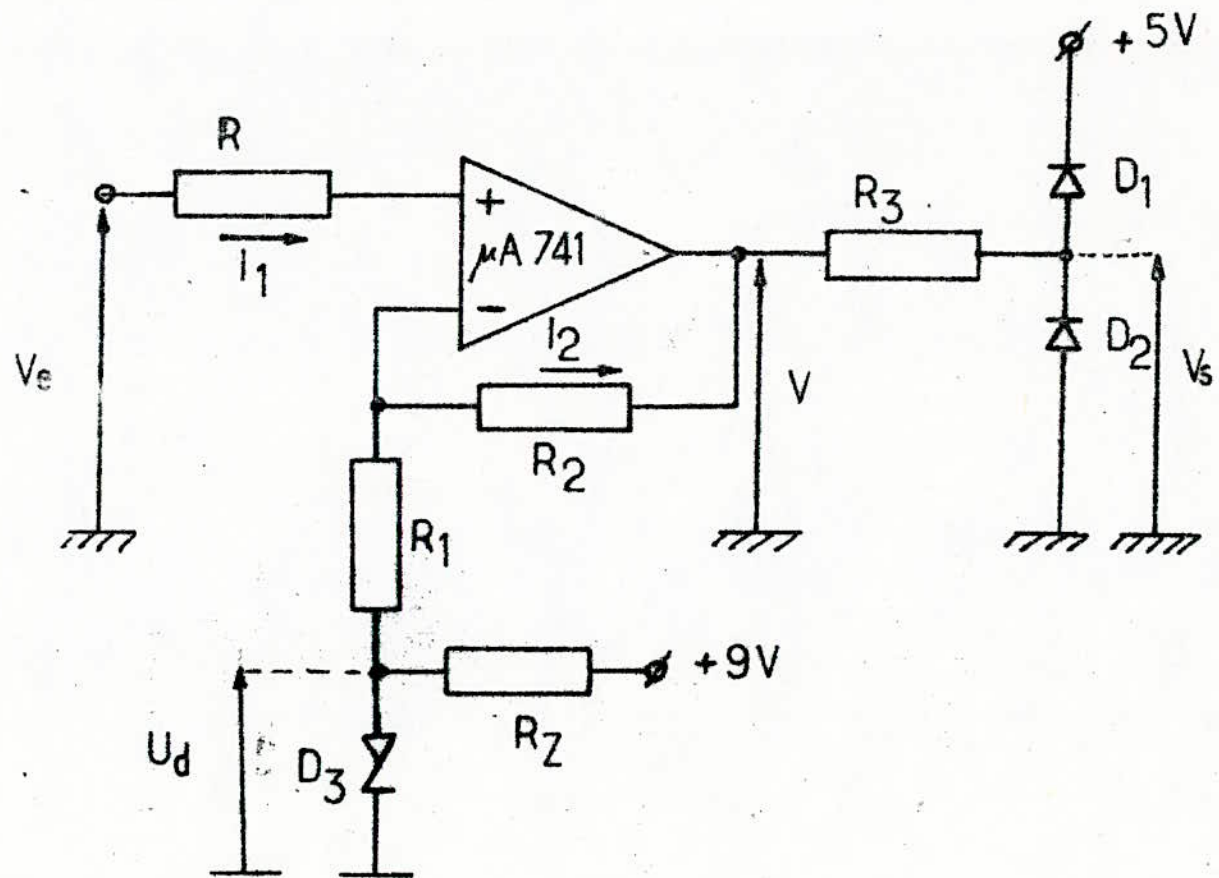


Fig 4-5

$D_3$  convenablement polarisé et enfin un circuit formé par les diodes  $D_1$  et  $D_2$  et la résistance de protection  $R_3$  ayant le rôle d'un circuit écrêteur délivrant un signal d'amplitude 5 volts.

Calculons le gain du trigger  $G = \frac{V}{V_e}$   
En supposant le circuit intégré idéal le courant parcourant  $R_1$  et  $R_2$  est le même et en utilisant la loi des mailles, on aura les équations suivantes :

$$V = U_d - (R_1 + R_2) I_2 \quad (1)$$

$$U_d - R_1 I_2 = V_e - R I_1 = V + R_2 I_2 \quad (2)$$

$$V = V_e - R_1 I_1 - R_2 I_2 \quad (3)$$

$$(1) \rightarrow I_2 = \frac{U_d - V}{R_1 + R_2}$$

$$(2) \rightarrow I_1 = \frac{V_e - V + R_2 I_2}{R}$$

$$\text{d'où : } I_1 = \frac{V_e - V}{R} + \frac{R_2}{R} \cdot \frac{U_d - V}{R_1 + R_2}$$

En reportant les valeurs de  $I_1$  et  $I_2$  dans l'équation (3) et après simplification on aboutit à :

$$V \left[ \frac{R_1 (R - R_1)}{R (R_1 + R_2)} \right] = V_e \frac{R - R_1}{R} + R_2 U_d \frac{(R_1 - R)}{R (R_1 + R_2)}$$

$$\frac{V R_1}{R_1 + R_2} = V_e - \frac{R_2 U_d}{R_1 + R_2}$$

en négligeant le facteur  $U_d \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  devant  $V_e$

$$\text{d'où : } \frac{V}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

En choisissant le gain de l'ampli. à 100

$$\rightarrow \frac{V}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \approx \frac{R_2}{R_1} = 100 \Rightarrow R_2 = 100R_1$$

En fixant  $R_1 = 1K\Omega \rightarrow R_2 = 100K\Omega$   
 La résistance  $R$  est choisie de telle sorte que  
 $R$  soit égale à  $R_1$  en parallèle à  $R_2$ .

donc  $R = 1K\Omega$ .

La tension de référence est donnée par la diode Zener  $D_3$  polarisée par la résistance  $R_z$ .  
 Comme la tension de référence est fixée à  $V_{réf} = 1,4$  volts, on a choisi la diode  $D_3$  du type BZ 102 et la résistance  $R_z$  de polarisation est choisie telle que :

$$9V = V_{réf} + R I_z \rightarrow R = \frac{9 - V_{réf}}{I_z}$$

Le courant  $I_z$  de la diode est d'environ  $2mA$

$$\rightarrow R = \frac{9 - 1,4}{2 \cdot 10^{-3}} = 3,6 \cdot 10^3$$

La valeur normalisée :  $R = 3,3 K\Omega$

Pour le circuit émetteur, on a utilisé des diodes du type AAZ 17 avec une résistance de protection de  $1K\Omega$ .

#### 4-4 SYSTEME LOGIQUE :

Notre système logique consiste à avoir 4 sorties différentes à partir de 3 entrées données par la sortie des triggers de schmitt; il est schématisé comme suit :

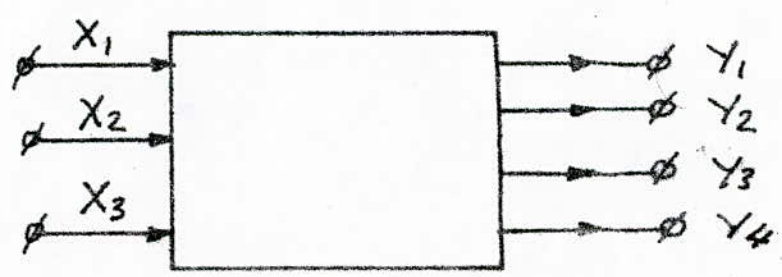


Fig 4-6



telle que :

- La sortie  $Y_1$  visualise que l'objet à détecter est très près de la bobine exploratrice.
- La sortie  $Y_2$  visualise que l'objet à détecter est près de la bobine exploratrice.
- La sortie  $Y_3$  visualise que l'objet à détecter est trop près de la bobine exploratrice.
- La sortie  $Y_4$  visualise les états transitoires existants quand on passe de  $Y_1$  à  $Y_2$  et de  $Y_2$  à  $Y_3$  de plus visualise l'absence de l'objet aux environs de la bobine exploratrice.

#### 4-4-1 CIRCUIT DONNANT $Y_1$ :

Dans ce cas la led actionnée par la sortie  $Y_1$  doit être allumée à partir de la combinaison de signaux d'entrée  $X_1, X_2, X_3$ .

- Le signal  $X_1$  donné par des fréquences inférieures à la fréquence de coupure du filtre passe-bas sera à l'état haut.

- Le signal  $X_2$  donné par les fréquences comprises entre la fréquence de coupure des filtres passe-bas et celle du filtre passe-haut sera à l'état bas.

- Le signal  $X_3$  donné par des fréquences supérieures à la fréquence de coupure du filtre passe-haut sera à l'état bas.

Ces combinaisons sont données par la table de vérité suivante :

$X_3 \backslash X_1 X_2$	00	01	10	11
0	0	0	1	0
1	0	0	0	0

On déduit l'expression de la sortie  $Y_1$  donnée en fonction des entrées  $X_1, X_2, X_3$  :

$$Y_1 = X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 \quad (1)$$

On utilise les lois de MORGAN suivantes

$$\overline{A+B} = \bar{A} \cdot \bar{B} \quad , \quad \overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$$

$$A \cdot \bar{A} = 0$$

$$A + \bar{A} = 1$$

On représente l'équation sous une forme utilisant des portes logiques disponibles pour nous (du fait que les portes inverseuses ne le sont pas).

$$\text{Alors } Y_1 = X_1 \cdot (\overline{X_2 + X_3})$$

d'où son logigramme :

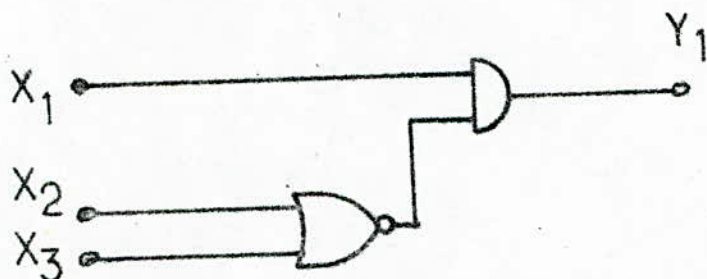


Fig 4-7

### 4-4-2 CIRCUIT DONNANT $Y_2$ :

Dans ce cas la led actionnée par la sortie  $Y_2$  doit s'allumer pour la combinaison suivante :

$X_1$  à l'état bas

$X_2$  à l'état haut

$X_3$  à l'état bas

d'où la table de vérité donnée par la figure 4-8.

L'expression de  $Y_2$  est donnée comme suit :

$$Y_2 = \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 = X_2 \bar{X}_1 \bar{X}_3$$



$X_3 \backslash X_1 X_2$	00	01	10	11
0	0	1	0	0
1	0	0	0	0

Fig 4-8

Aussi nous avons :

$$Y_2 = X_2 (X_1 + X_3)$$

son logigramme est le suivant :

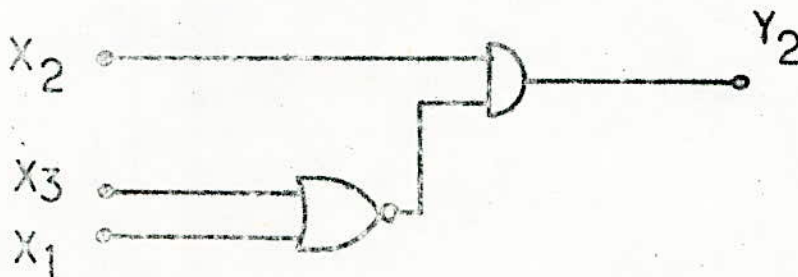


Fig 4-9

### 4-4-3 CIRCUIT DONNANT Y3 :

Dans ce cas la led allumée par la sortie Y3 doit s'allumer pour la combinaison suivante :

X1 à l'état bas

X2 à l'état bas

X3 à l'état haut

d'où la table de vérité :

$X_3 \backslash X_1 X_2$	00	01	10	11
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0

Fig 4-10



L'expression de  $Y_3$  est donnée comme suit :

$$Y_3 = \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3$$

ou d'une autre manière :

$$Y_3 = \overline{(X_1 + X_2)} \cdot X_3$$

Son logigramme est le suivant :

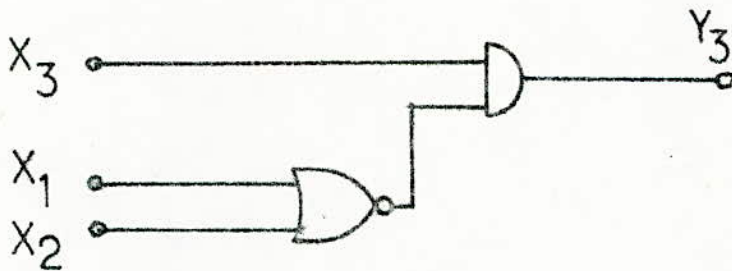


Fig 4-11

#### 4-4-4 CIRCUIT DONNANT $Y_4$ :

Dans ce cas la led actionnée par la sortie  $Y_4$  doit s'allumer pour les combinaisons suivantes :

- $X_1, X_2$  et  $X_3$  à l'état bas.
- $X_1$  et  $X_2$  à l'état haut.  
 $X_3$  à l'état bas.
- $X_2$  et  $X_3$  à l'état haut  
 $X_1$  à l'état bas.

d'où la table de vérité suivante :

$X_1 X_2$ $X_3$	00	01	10	11
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0

Fig 4-12

L'expression de  $Y_4$  est donnée, comme suit :

$$Y_4 = \bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 + X_1 X_2 \bar{X}_3 + \bar{X}_1 X_2 X_3$$

$$Y_4 = \bar{X}_1 (\bar{X}_2 \bar{X}_3 + X_2 X_3) + X_1 X_2 \bar{X}_3$$

$$Y_4 = \bar{X}_1 (\overline{X_2 + X_3} + X_2 X_3) + X_1 X_2 \bar{X}_3$$

Son logigramme est le suivant :

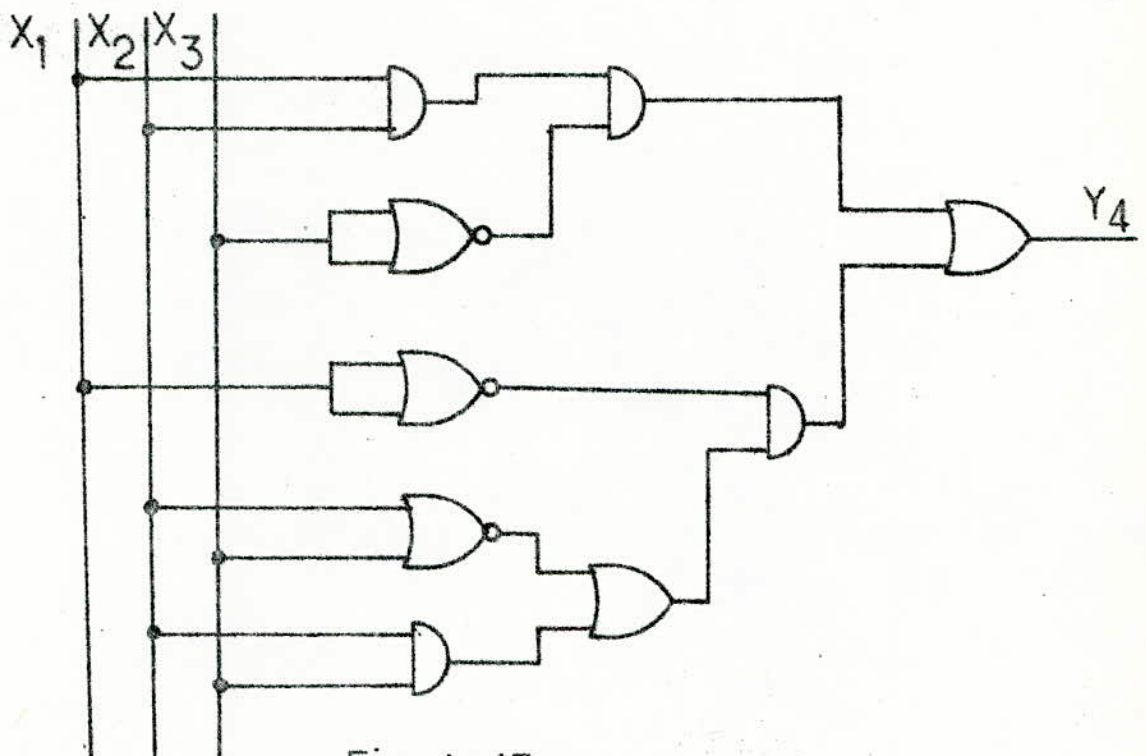


Fig 4-13

Le logigramme global du circuit logique est donné par la figure 4-14.

Pour la réalisation de ce circuit logique on a utilisé cinq circuits intégrés dont on distingue :

- Deux circuits intégrés SN 7408, contenant chacun 4 portes AND.
- Deux circuits intégrés SN 7402, contenant chacun 4 portes NOR (on a utilisé dans notre cas 6 portes logiques)
- Un circuit intégré SN 7432 contenant chacun 4 portes OR (on a utilisé 2 portes logiques seulement).

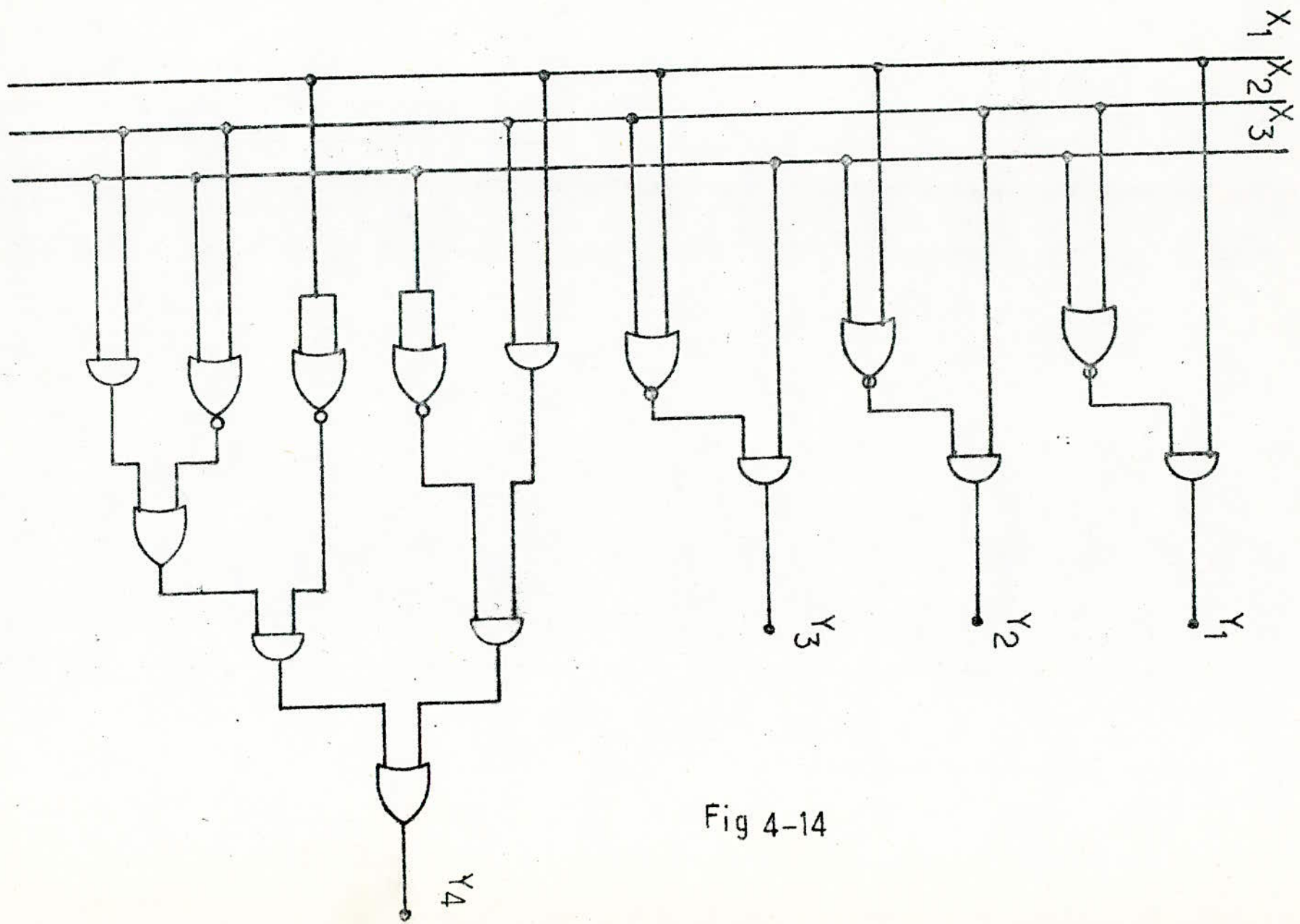


Fig 4-14



La logique TTL nécessite 5 volts au plus 5,5 volts et en utilisant les caractéristiques des circuits logiques, le courant nécessaire que devra débiter l'alimentation de 5 volts qu'on devrait utiliser sera d'environ 117,25 mA du fait qu'on utilise les  $\frac{3}{4}$  des portes de chaque 7402 et les  $\frac{7}{8}$  des portes des 2 circuits 7408 et les  $\frac{2}{4}$  du circuit 7432

- le courant  $i_{ccH}$  (courant d'alimentation total avec toutes les portes à niveau haut)

$$i_{ccH} = 2 \times \frac{3}{4} \times 16 + 2 \times \frac{7}{8} \times 21 + 0,5 \times 22$$

$$= 24 + 36,75 + 11$$

$$= 71,75 \text{ mA}$$

- le courant  $i_{ccL}$  (courant d'alimentation total avec toutes les portes à niveau bas).

$$i_{ccL} = 2 \times \frac{3}{4} \times 27 + 2 \times \frac{7}{8} \times 33 + \frac{1}{2} \times 38$$

$$= 117,25 \text{ mA}$$

#### 4-5 CIRCUIT A RETARD :

Pour bien visualiser les états transitoires existants on utilise un circuit de retard d'une seconde à la sortie de 74 permettant de retarder l'allumage de la led 4 d'une seconde dans les cas suivants :

- la led 1 et la led 2 allumées
- la led 2 et la led 3 allumées
- les leds 1, 2 et 3 éteintes.

Ce circuit est obtenu en insérant le circuit RC à un trigger de Schmitt.

son schéma de principe est représenté à la figure 4-15.

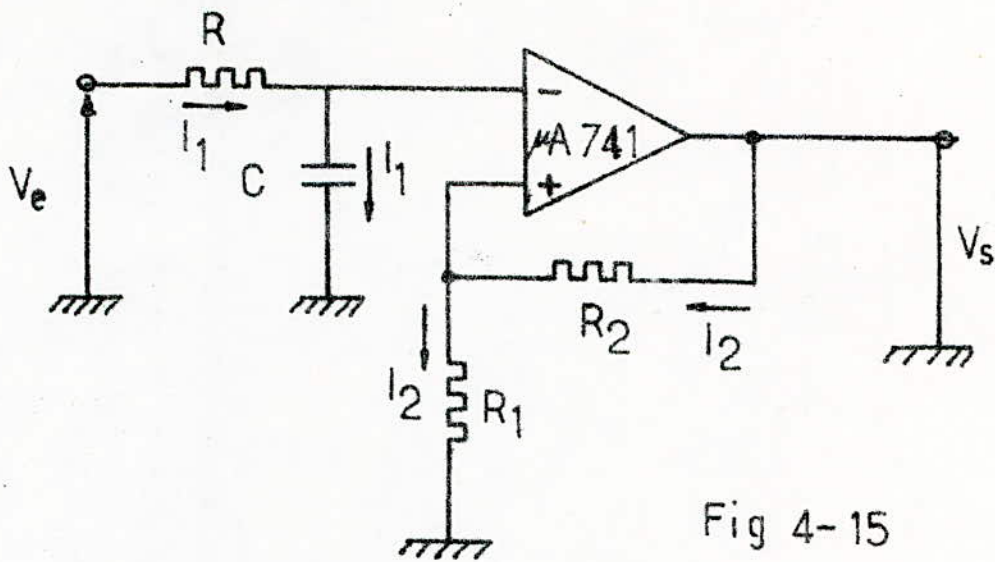


Fig 4-15

En supposant le circuit intégré idéal ou à le même courant  $I_1$  dans  $R$  et  $C$  et  $I_2$  dans  $R_1$  et  $R_2$ .

$$V_s = (R_1 + R_2) I_2 \quad (1)$$

$$V_s = V_e - R I_1 + R_2 I_2 \quad (2)$$

$$V_e = Z I_1 \quad (Z \text{ représente } R \text{ en série avec } C) \quad (3)$$

$$(1) \rightarrow I_2 = \frac{V_s}{R_1 + R_2}$$

$$(3) \rightarrow I_1 = \frac{V_e}{Z}$$

En remplaçant  $I_1$  et  $I_2$  dans (2) par leurs valeurs respectives :

$$V_s = -R \frac{V_e}{Z} + V_e + R_2 \frac{V_s}{R_1 + R_2}$$

$$V_s \left( 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = V_e \left( 1 - \frac{R}{Z} \right)$$

Après simplification et en remplaçant  $Z$  par :

$$Z = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1 + jRC\omega}{j\omega C}$$

On obtient:

$$V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_e \left( 1 - j \left( \frac{RC\omega - jR^2C^2\omega^2}{1 + R^2C^2\omega^2} \right) \right)$$

Pour que le gain du circuit soit :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \quad \text{il faut que}$$

$$RC\omega - jR^2C^2\omega^2 = 0 \rightarrow |RC\omega| = |jR^2C^2\omega^2|$$

$$\rightarrow 1 = RC\omega$$

donc :  $\tau = RC = \frac{1}{\omega}$  représente le retard donné par le circuit décrit précédemment.

On fixe  $\tau = 1$  seconde

$$\text{et } C = 10 \mu\text{F}$$

$$\rightarrow R = \frac{1}{10 \cdot 10^{-6}} = 10^5 \rightarrow R = 100 \text{ k}\Omega$$

Le gain du montage est donné par la relation suivante :

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

On veut avoir un gain de 100.

on fixe  $R_1 : 1 \text{ k}\Omega$  d'où  $R_2 : 100 \text{ k}\Omega$ .



---

# **CHAPITRE 5**

**REALISATION**

---

Notre réalisation est constituée de 4 étages ;

Les trois premiers sont donnés par leurs circuits imprimés et d'implantations représentés par les figures 5-1 ; 5-2 ; 5-3 représentant respectivement :

- L'Oscillateur de recherche, l'oscillateur-mélangeur de fréquence et l'amplificateur BF.
- Les filtres passe-bas, passe-bande et passe-haut et la détection de crête.
- Les triggers de Schmidt permettant la mise en forme du signal.

Le quatrième étage réalisé à l'aide du wrapping (vue la complexité du schéma de principe (sablage) et vue les contraintes techniques qu'on a eu) ; comportant la partie logique qui utilise des circuits intégrés à portes logiques (AND-OR-NOR) et le circuit retardateur du signal de la porte  $T_4$  d'une seconde.

Cette réalisation est constituée également par :

- Un haut-parleur de 16  $\Omega$  ayant le rôle de rendre perceptible le son émis par l'ampli BF.
- D'une alimentation à piles ayant l'objectif de polariser les différents étages de l'appareil.

Ces maquettes sont incorporées à l'intérieur d'une boîte en tôle d'aluminium 10/10<sup>ème</sup> de dimension :

Largeur 25 cm

Longueur 97 cm

hauteur 12 cm

Construit à la base de 3 pièces en tôle d'aluminium 10/10<sup>ème</sup> et d'une quatrième pièce en

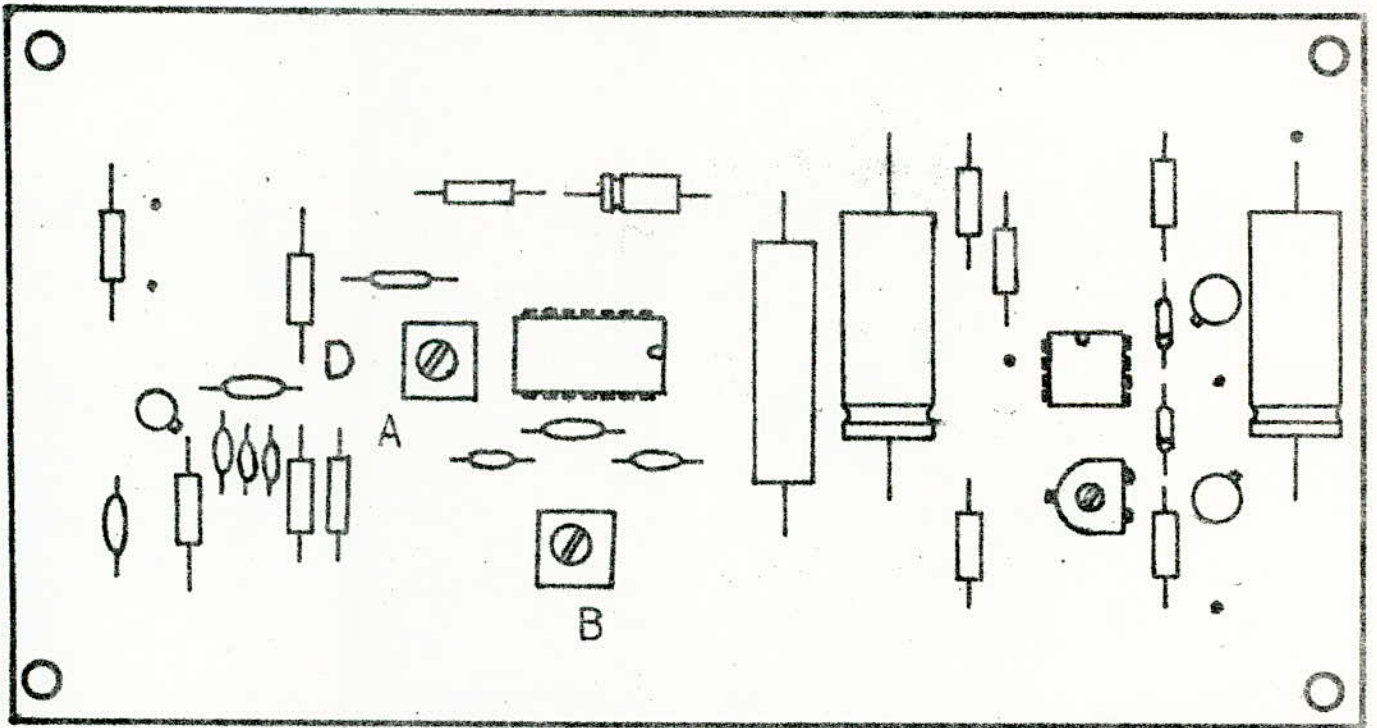
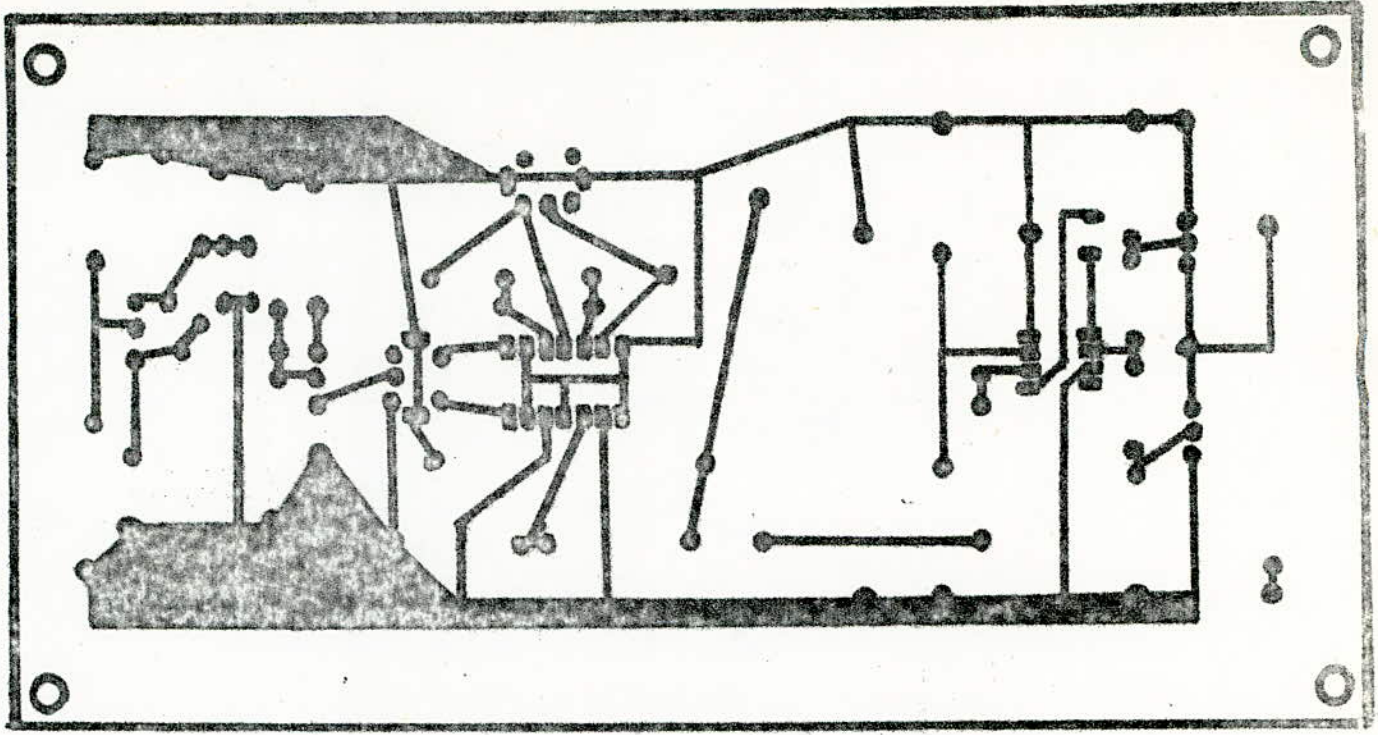


Fig 5-1



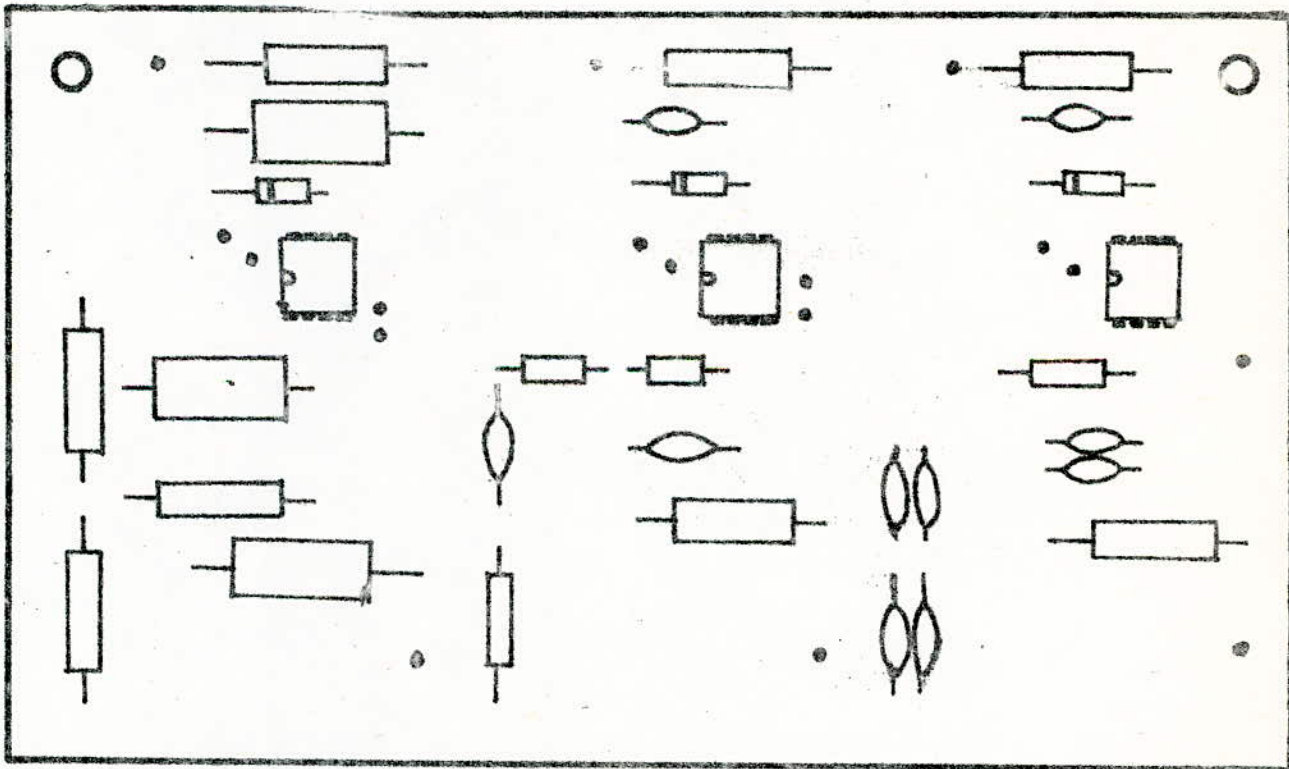
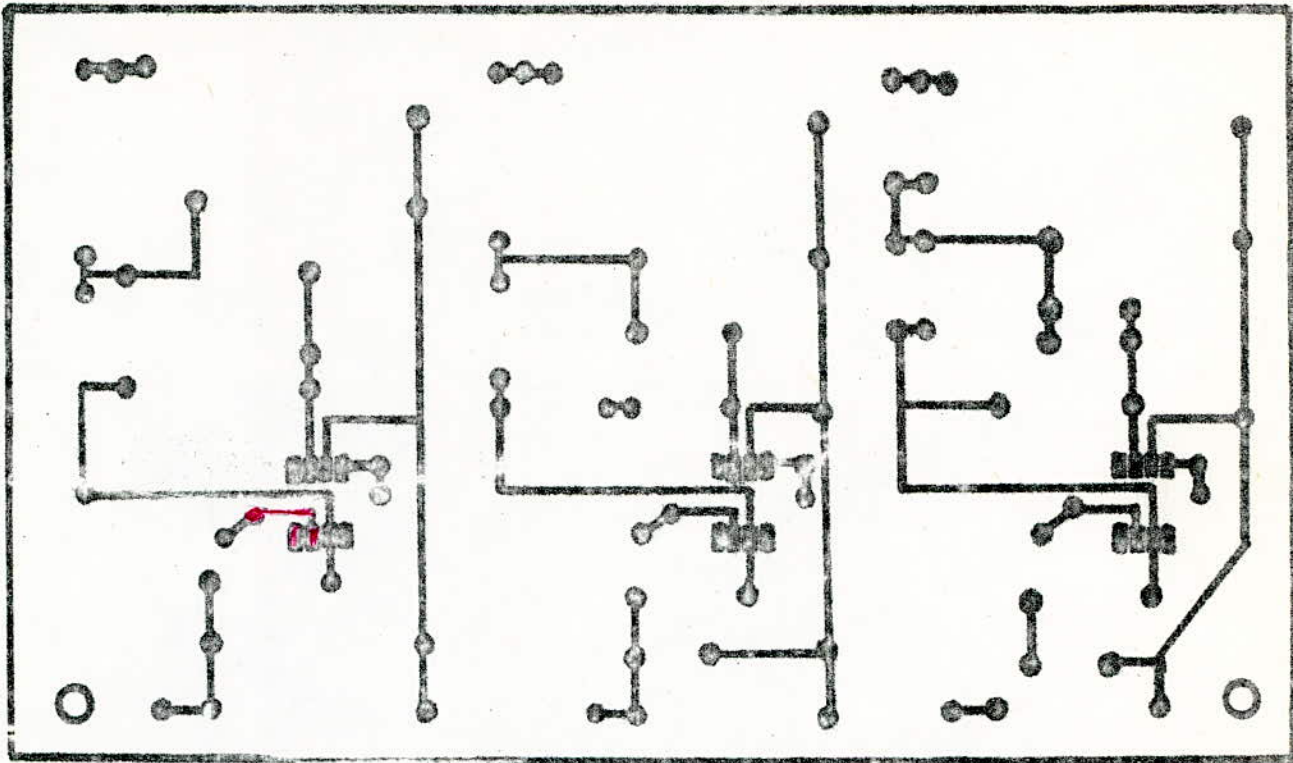


Fig 5-2

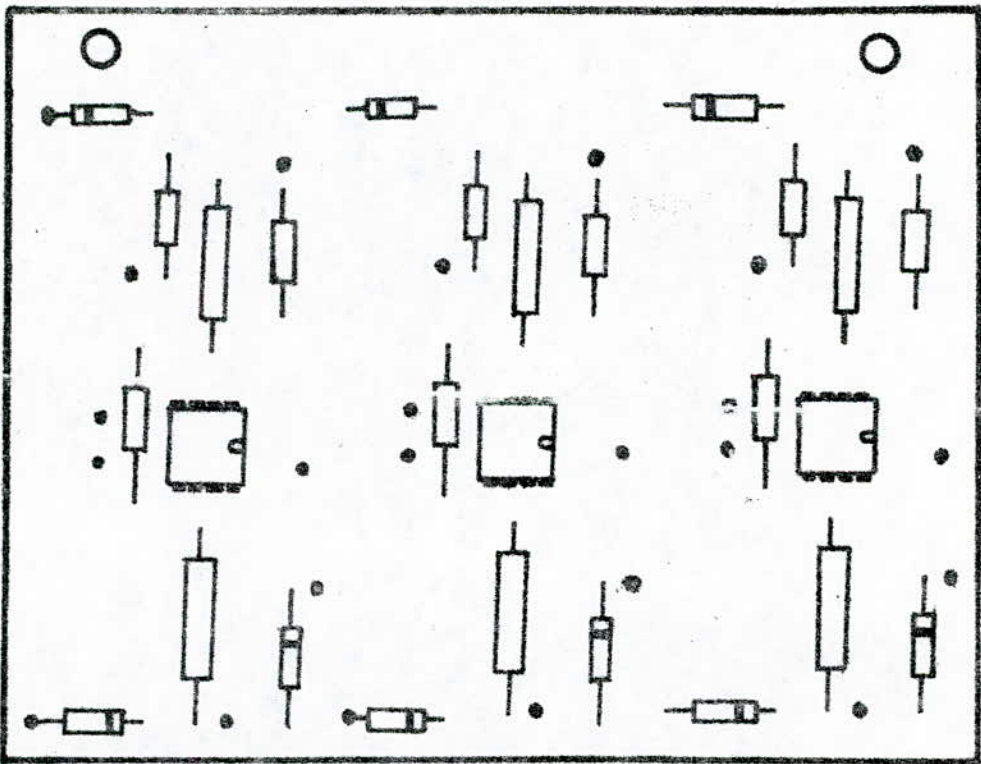
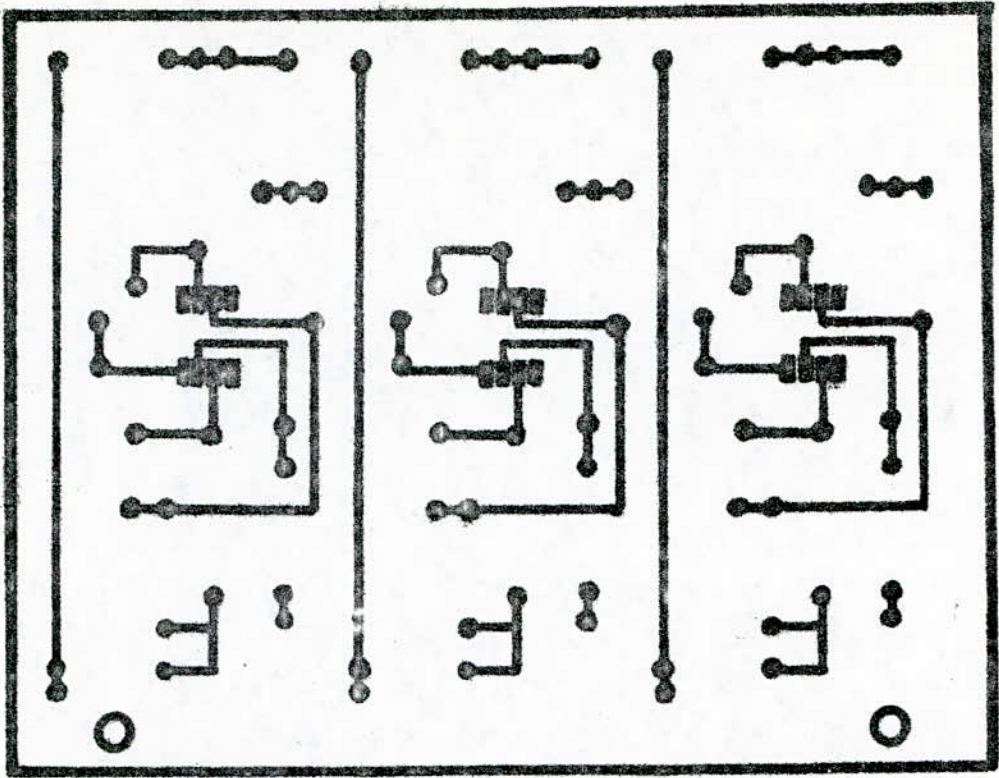


Fig 5-3



verre plexi formant le tableau de l'appareil dont le schéma est donné par la figure 5-4 d'où la description suivante :

- ① : Un haut parleur de 16  $\Omega$ .
- ② : Un potentiomètre de 470 k $\Omega$  permettant le réglage du son à un niveau voulu.
- ③ : Un commutateur de trois positions permettant la mise en marche de l'appareil.
- ④ : Leds pour visualisation.

Le système formé par le boîtier est relié à l'aide d'un coaxial d'impédance 75  $\Omega$  de longueur 1 m à une bobine exploratrice extérieure au boîtier.

Pour avoir une bonne utilisation de l'appareil, il est nécessaire d'effectuer les réglages suivants une fois que toutes les connexions sont faites.

- Agir sur le noyau du transfo (oscillateur) ( bobine B de la figure 5-1) jusqu'à obtenir une tonalité agréable à l'oreille.
- Ajuster le noyau du transfo (amplificateur) ( bobine A de la figure 5-1) de façon à obtenir un maximum de niveau sonore.
- Vérifier que le potentiomètre est à mi-course.
- s'assurer que la hauteur du son émis varie lorsqu'un objet métallique est approché de la bobine exploratrice.



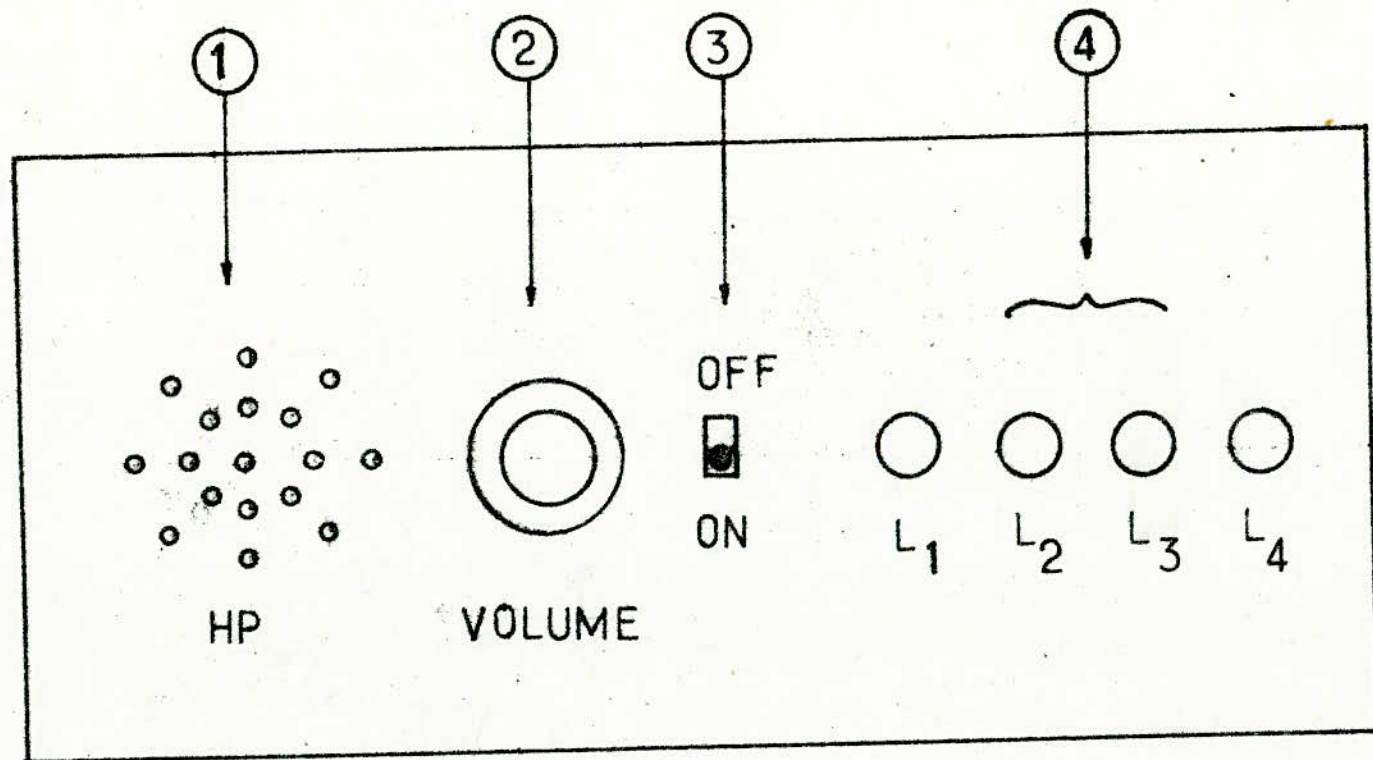


Fig 5-4

---

---

# **CHAPITRE 6**

RESULTATS PRATIQUES ET  
EVALUATION DU COUT DE L'APPAREIL

---

---

## A - RESULTATS PRATIQUES :

Pour mettre en évidence la possibilité et la fiabilité de notre système on a opté à plusieurs expériences pratiques en changeant les caractéristiques de la bobine exploratrice (diamètre du fil et nombre de spires);

On a prélevé les résultats suivants à l'aide de l'Oscilloscope en mesurant :

- $V_{e_1}$  : la tension à la sortie de l'Oscillateur de recherche.
- $V_{s_1}$  : La tension à la sortie de l'Oscillateur mélangeur.
- $V_{s_2}$  : tension à la sortie de l'ampli RF
- $U_{f_0}$  : tension de sortie du transfo FI (bobine B figure 5.1).
- $f_1$  : fréquence de l'Oscillateur de recherche.
- $f_0$  : fréquence de l'Oscillateur de référence.

1 - En utilisant une bobine à fil émaillé 7/10 comportant 20 spires :

$$\begin{aligned} V_{e_1} &= 15 \text{ volts (crête à crête)} \\ V_{s_1} &= 7,5 \text{ volts (crête à crête)} \\ V_{s_2} &= 4 \text{ volts (crête à crête)} \\ U_{f_0} &= 0,38 \text{ volt (crête à crête)} \\ f_1 &= 200 \text{ KHz} \\ f_0 &= 415 \text{ KHz} \end{aligned}$$

2 - En utilisant une bobine à fil émaillé 8/10 comportant 24 spires :

$$\begin{aligned} V_{e_1} &= 15 \text{ volts (crête à crête)} \\ V_{s_1} &= 8 \text{ volts (crête à crête)} \\ V_{s_2} &= 6 \text{ volts (crête à crête)} \\ U_{f_0} &= 0,48 \text{ volt (crête à crête)} \end{aligned}$$



$$f_1 = 167 \text{ KHz}$$

$$f_0 = 167 \text{ KHz}$$

3- En utilisant une bobine à fil émaillé 5/10 comportant 20 spires :

$$V_{e1} = 15 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$V_{s1} = 7,5 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$V_{s2} = 6 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$U_{f_0} = 0,5 \text{ volt (crête à crête)}$$

$$f_1 = 177 \text{ KHz}$$

$$f_0 = 175 \text{ KHz}$$

4- En utilisant une bobine à fil émaillé 5/10 comportant 16 spires :

$$V_{e1} = 15 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$V_{s1} = 8 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$V_{s2} = 3,5 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$U_{f_0} = 0,4 \text{ volt (crête à crête)}$$

$$f_1 = 217 \text{ KHz}$$

$$f_0 = 217 \text{ KHz}$$

5- En utilisant une bobine à fil émaillé 5/10 comportant 13 spires :

$$V_{e1} = 11,5 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$V_{s1} = 6 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$V_{s2} = 5 \text{ volts (crête à crête)}$$

$$U_{f_0} = 0,5 \text{ volt (crête à crête)}$$

$$f_1 = 417 \text{ KHz}$$

$$f_0 = 417 \text{ KHz}$$

Pour ce dernier type de bobine (fil émaillé 5/10) on a choisi ce dernier cas qui présente un état très intéressant  $f_1 = f_0 = 417 \text{ KHz}$  donnant un son très bien perceptible au niveau du haut-parleur. D'où l'étude de la possibilité

du signal de sortie de l'ampli RF en fonction de la proximité de l'objet métallique au niveau de la bobine exploratrice ; pour cela on présente les résultats expérimentaux suivants :

1- En l'absence de tout objet métallique

$$f_1 = 0,67 \text{ KHz}.$$

2- En présence d'objet on prévoit les cas suivants :

- pour  $d = 0 \text{ cm}$  ( distance séparant l'objet métallique et la bobine exploratrice ).

$$f_1 = 1,67 \text{ KHz}$$

- pour  $d = 3 \text{ cm}$

$$f_1 = 2,67 \text{ KHz}$$

- pour  $d = 5 \text{ cm}$

$$f_1 = 3,17 \text{ KHz}$$

- pour  $d = 10 \text{ cm}$

$$f_1 = 3,63 \text{ KHz}$$

- pour  $d = 20 \text{ cm}$  ( égale au diamètre de la bobine ) .

$$f_1 = 4 \text{ KHz}.$$

A partir des résultats précédents on trace la courbe donnant la fréquence du signal de sortie de l'ampli RF en fonction de la proximité de l'objet métallique. fig 6.1.

On constate que plus la distance, qui sépare l'objet à détecter et la bobine exploratrice, plus la fréquence du signal à la sortie de l'ampli RF est grande.

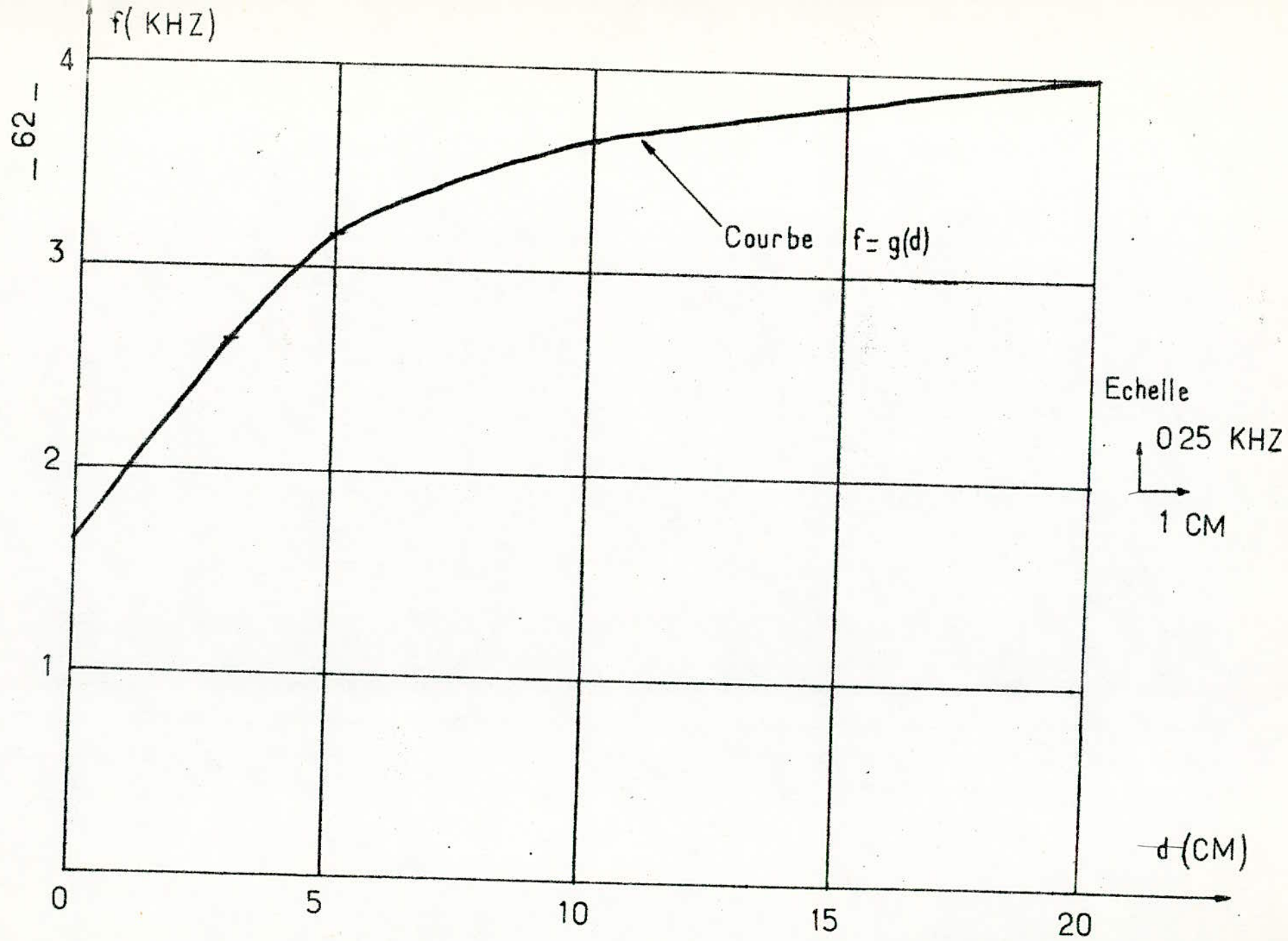


Fig 6-1



## B- EVALUATION DU COUT DE L APPAREIL :

N'importe quelle construction faite par des ingénieurs exige qu'on prend en considération le coût de la production et la fiabilité de réalisation, nous n'avons pas eu la possibilité de faire l'analyse de fiabilité de notre appareil mais dès le début on a analysé attentivement le coût, le prix de tous les composants qu'on a décidé d'utiliser.

On se référant à la revue : ELECTRONIQUE PRATIQUE N° 71 du mois de mai 1984, on a évalué le coût de tous les éléments de notre réalisation donné par le tableau de la figure 6.2.

Donc le coût de notre appareil s'évalue à 450 DA ou 600 FF

types de composants	Nbre	Prix.
- Résistances	46	46 FF - 34,5 DA
- Capacités	19	34,2 FF - 25,65 DA
- Capacités chimiques.	3	12,90 FF - 9,675 DA
- Diodes de commutation	11	8,80 FF - 6,60 DA
- Diodes Zener	3	7,50 FF - 5,625 DA
- Transistors	4	13,30 FF - 9,975 DA
- Potentiomètre	1	6,80 FF - 5,1 DA
- Ajusteur	1	2,00 FF - 1,50 DA
- transfo FI	2	600 FF - 4,50 DA
- Circuits intégrés:		
μA 741	7	21,00 FF - 15,75 DA
SN 7402	2	5,80 FF - 3,75 DA
SN 7408	2	5,80 FF - 4,35 DA
SN 7432	1	3,60 FF - 2,70 DA
SO42 P	1	24,00 FF - 18,00 DA
- Boîtes à piles 9V	2	40,50 FF - 30 DA
- haut-parleur 16Ω	1	18 FF - 13,50 DA
- fil coaxial	3 m	26,35 FF - 19,76 DA
- fil émaillé	40 m	70,00 FF - 52,5 DA
- Leds	4	11,20 FF - 8,40 DA
- Commutateur de position	1	4,00 FF - 3,00 DA
- Bouton pour potentiomètre.	1	6,50 FF - 4,875 DA
- supports de c.I	13	26,00 FF - 19,50 DA
- Boîtier de l'appareil	1	200 FF - 150 DA.
Total:		599,45 F - 449,435 DA

Fig 6-2

---

---

# **CONCLUSION**

---

---



Ce présent travail a été consacré à l'étude et la réalisation d'un capteur, notre but consistait à faire l'analyse des possibilités de réaliser un tel type de capteur de plusieurs points de vue : précision, fiabilité, coût et compatibilité avec le reste d'un système de contrôle.

Le résultat montre que le but recherché a été atteint.

Le circuit qui vient d'être réalisé ne demande pas beaucoup de dépense, la fiabilité de fonctionnement peut-être relativement grande.

Il sera d'autant plus efficace d'augmenter sa sensibilité et sa fiabilité en diminuant son encombrement, en augmentant sa distance de détection et en essayant de trouver un autre système permettant de simplifier le mode d'alimentation.

Ceci pourra, d'ailleurs, faire l'objet d'un projet de fin d'étude pour les prochaines promotions.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- 1- DETECTEURS DE TRESORS  
E-T-S-F P. GUEULE \_1982\_
- 2- APPLICATIONS PRATIQUES DE L'AMPLIFICATEUR  
OPERATIONNEL  
E-T-S-F R. DUGEHAULT \_1973\_
- 3- PRATIQUE DES TRANSISTORS  
Publication Perlon Radio  
L. PERICONE 7<sup>e</sup> Edition \_1980\_
- 4- TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES  
R. BESSON TOME 1  
Edition Radio \_1980\_
- 5- PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE  
M. AUMIAUX TOME 2  
Edition Masson 2<sup>e</sup> Edition \_1981\_
- 6- PROJET DE FIN D'ETUDE  
DETECTEUR DE METAUX A P.L.L.  
Février \_1979\_
- 7- SCIENCE ET VIE HORS SERIE TRIMESTRIEL  
La Science Des Robots N° 138 Mars \_1982\_

---

---

# **ANNEXES**

---

---



A l'aide d'un générateur GBF et d'un métreux digital on a relevé les valeurs suivantes donnant les caractéristiques des filtres : passe-bas, passe-bande et passe-haut.

D'où les valeurs expérimentales permettant de déduire les fréquences de coupures directement des graphes donnés par les figures A1, A2 et A3 respectivement.

a) - le tableau de valeur pour le filtre passe-bas est le suivant :  
en fixant  $v_i$  à 2 volts.

$f$ (Hz)	50	100	200	300	400	500	600	800	900	1000
$V_2$ (V)	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,02	1,98	1,81	1,62	1,55
A	1,02	1,02	1,02	1,02	1,02	1,01	0,99	0,905	0,845	0,775
A dB	0,172	0,172	0,172	0,172	0,172	0,086	0,087	-0,867	-1,46	-2,21

1200	1300	1400	1500	2000	2500	3000
1,26	1,12	0,99	0,89	0,53	0,35	0,26
0,63	0,56	0,495	0,445	0,265	0,175	0,13
-4,01	-5,04	-6,11	-7,03	-11,53	-15,14	-17,72

La fréquence de coupure est donnée d'après le tracé de la courbe :

$$f_c = 1,06 \text{ KHz.}$$

b) - le tableau de valeur pour le filtre passe-haut est le suivant :  
en fixant  $v_i$  à 2 volts.



$f(\text{Hz})$	200	300	400	500	600	700	800	1000	1200	1300
$V_2$	0,06	0,09	0,15	0,22	0,31	0,40	0,51	0,75	0,98	1,09
A	0,038	0,045	0,075	0,11	0,155	0,20	0,255	0,375	0,49	0,504
A dB	-30,26	-26,94	-22,50	-19,17	-16,19	-13,91	-11,87	-8,52	-6,20	-5,95

1350	1400	1500	1600	1700	1800	1900	2000	2200	2400
1,14	1,19	1,29	1,36	1,43	1,49	1,55	1,60	1,70	1,73
0,57	0,595	0,645	0,68	0,715	0,745	0,775	0,80	0,85	0,865
-4,88	-4,51	-3,81	-3,35	-2,91	-2,56	-2,21	-1,94	-1,41	-1,26

2500	2700	3000	3500	4000	4500	5000
1,75	1,79	1,83	1,87	1,90	1,92	1,93
0,875	0,885	0,915	0,935	0,95	0,96	0,965
-1,16	-1,06	-0,772	-0,444	-0,444	-0,355	-0,31

La fréquence de coupure est notée d'après le graphique :

$$f_c = 1,625 \text{ KHz.}$$

c) - le tableau de valeur pour le filtre passe-bande est le suivant :  
en fixant  $v_1 = 2 \text{ volts.}$

$f(\text{Hz})$	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
$V_2$	0,20	0,34	0,54	0,82	1,06	1,40	1,71	2,14	2,74	3,45
A	0,10	0,17	0,27	0,41	0,52	0,70	0,855	1,07	1,37	1,725
A dB	-20	-15,40	-11,37	-7,74	-5,68	-3,10	-1,36	0,59	2,73	4,74

$f(\text{Hz})$	1100	1200	1300	1250	1400	1500	1600	1700	1800	1900
$M_2$	4,35	5,08	5,26	5,14	5,10	4,74	4,18	3,61	3,13	2,74
A	2,175	2,54	2,63	2,57	2,55	2,37	2,09	1,805	1,565	1,37
AdB	6,75	8,10	8,40	8,20	8,13	7,49	6,40	5,13	3,90	2,73

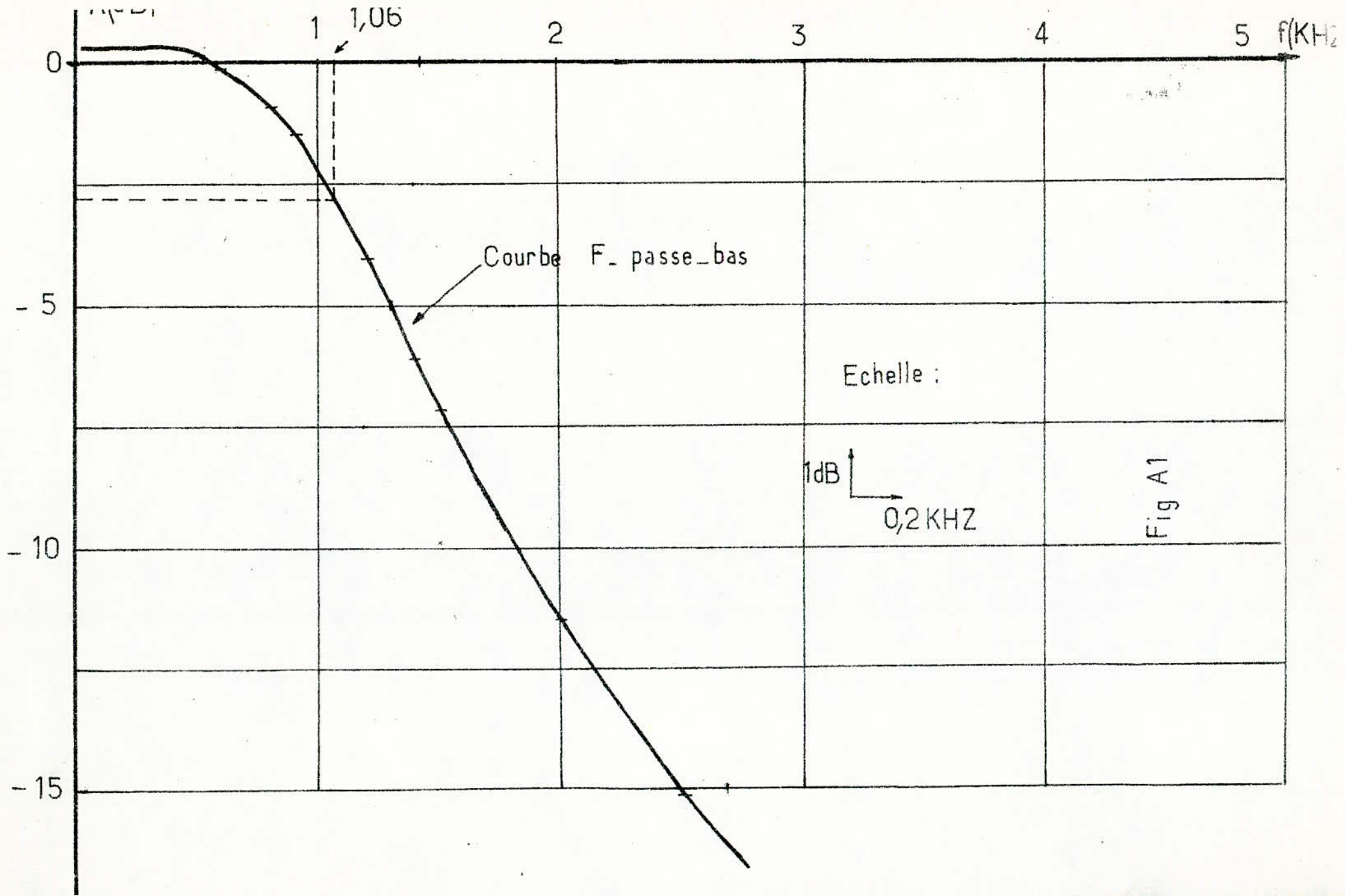
2000	2500	3000	3500	4000	5000
2,44	1,61	1,21	1,03	0,81	0,61
1,22	0,805	0,605	0,515	0,405	0,305
1,73	-1,88	-4,365	-5,76	-7,85	-10,31

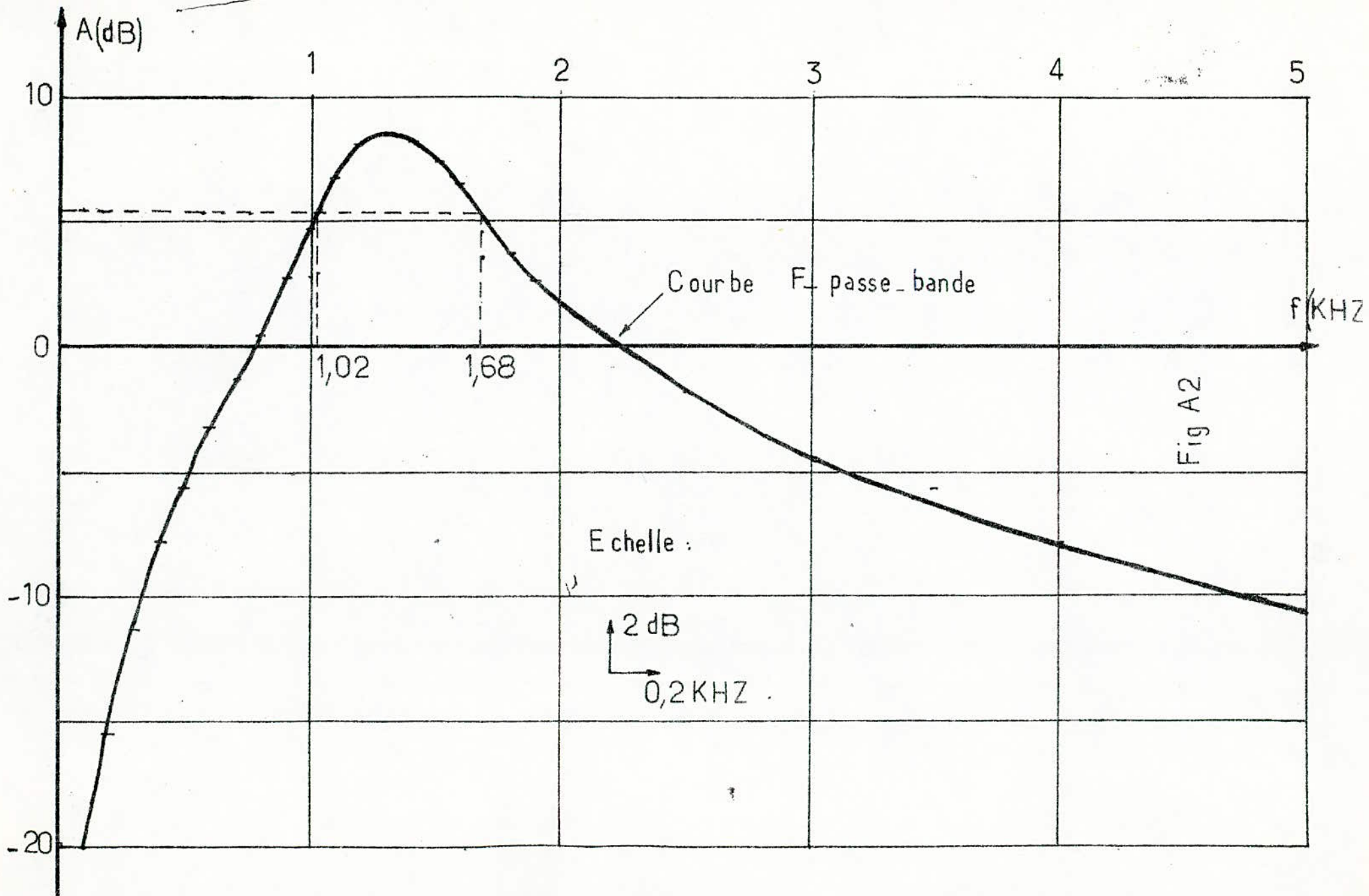
ses deux fréquences de coupure sont données d'après le graphe :

$$f_{c1} = 1,02 \text{ KHz}$$

$$f_{c2} = 1,68 \text{ KHz}$$







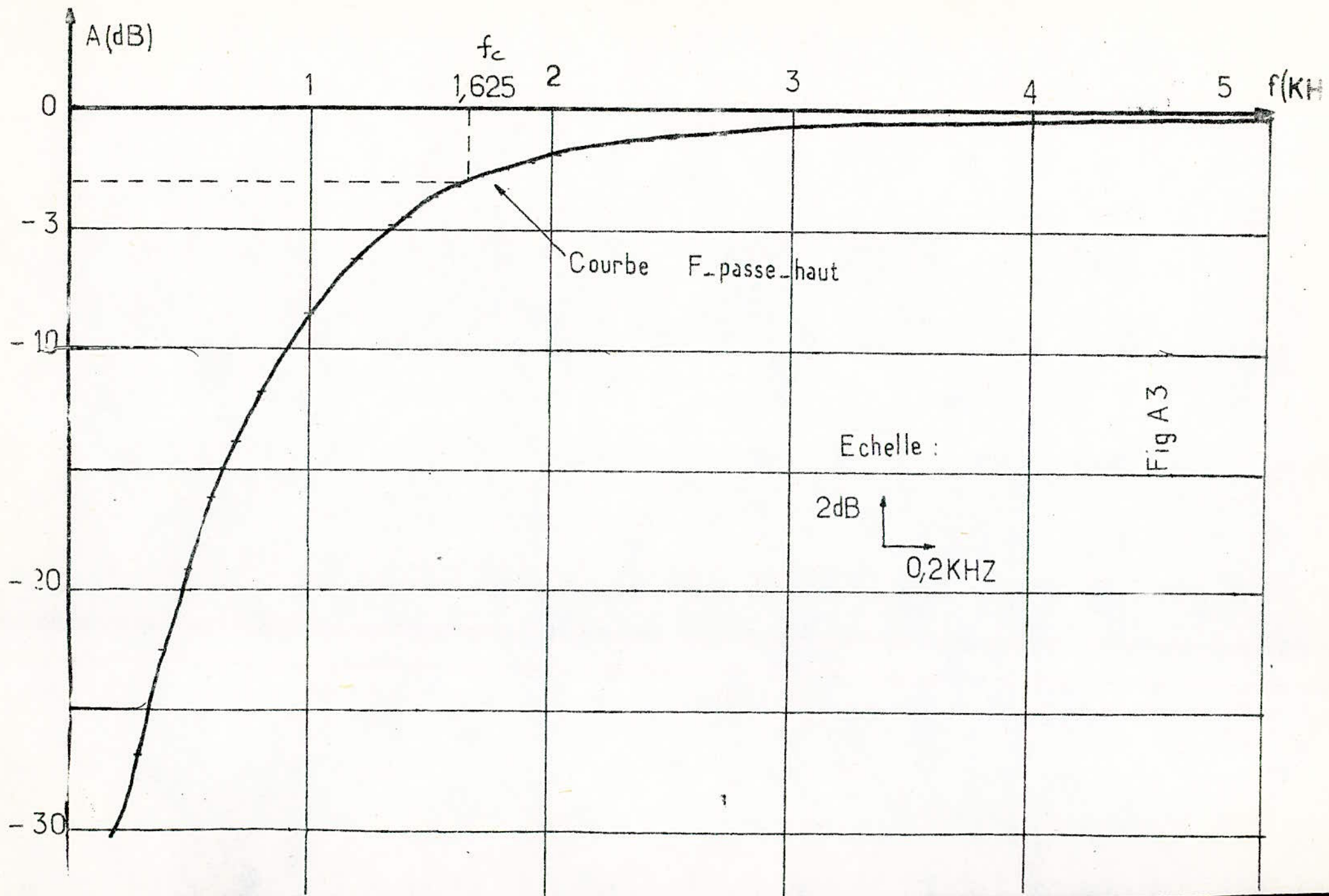


Fig A3