

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONTRIBUTION A LA  
REALISATION D'UN  
RECEPTEUR DE RADAR S.T.

Proposé par :

Etudié par :

Dirigé par : Mr

Mr KHEMAIS  
SAADA

HACENE - SAMIA KHEMAIS  
LAZIZI BERRAHEL SAADA

PROMOTION

JUIN 1987

R E M E R C I E M E N T S

---

LE TRAVAIL DEVELOPPE DANS CE MEMOIRE A ETE EFFECTUE AU  
LABORATOIRE DE TELEVISION DE L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

IL NOUS EST PARTICULIEREMENT AGREABLE DE REMERCIER NOTRE  
PROMOTEUR M. K. SAADA POUR NOUS AVOIR PROPOSE CE SUJET,  
ACCUEILLI DANS SON LABORATOIRE, MIS A NOTRE DISPOSITION  
TOUT LE MATERIEL NECESSAIRE ET GUIDE DANS NOTRE TRAVAIL.

NOUS AIMERIONS EGALEMENT TEMOIGNER NOTRE GRATITUDE A  
MM. TELLAS ET CHAOUCHI POUR LE SOUTIEN MORAL ET MATERIEL.

NOS REMERCIEMENTS VONT A TOUTES LES PERSONNES QUI ONT  
CONTRIBUE DE PRES OU DE LOIN A L'ELABORATION DE CETTE THESE  
ET PLUS PARTICULIEREMENT MM. BERAHAL ET D.BENOUAR.

D E D I C A C E S  
-----

\* JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL A MES CHERS PARENTS A  
MES FRERES ET SOEURS, A TOUS MES AMIS AVEC MA PLUS  
PROFONDE RECONNAISSANCE POUR L'AIDE QU'ILS M'ONT  
APPORTEE.

S. BERRAHAL  
-----

\* JE DEDIE CE TRAVAIL :

- A MES PARENTS
- A MES FRERES ET SOEURS
- A TOUS MES AMIS.

H. LAZIZI  
-----



## PLAN GENERAL

-----

### INTRODUCTION GENERALE

#### 1 ERE PARTIE : INTRODUCTION AUX RADARS

- I - PRINCIPE DES RADARS
- II - EQUATION DU RADAR
- III - LE RADAR S.T. AIR CLAIR

- 1. Introduction
- 2. Principe
- 3. Technique d'émission - Réception
- 4. Domaine d'application

#### 2-EME PARTIE : ETUDE THEORIQUE DU RECEPTEUR DE RADAR S.T.

##### - INTRODUCTION

#### I - GENERALITES SUR LES RECEPTEURS

- 1. Constitution des récepteurs ordinaires
- 2. Caractéristiques fondamentales des récepteurs radar S.T.
  - 2,1. - Sensibilité
  - 2.2. - Stabilité
  - 2,3. - Constance des caractéristiques
  - 2,4. - Sélectivité
  - 2,5. - Fidélité
  - 2,6. - Linéarité
  - 2,7. - Dynamique
  - 2,8. - Cohérence en fréquence
  - 2,9. - Absence de rayonnement



3. Notion de bruits dans un récepteur radar
  - 3.1. - Bruit thermique
  - 3.2. - Rapport signal sur bruit
  - 3.3. - Facteur de bruit
  - 3.4. - Bruits externes



## II - LES RECEPTEURS SUPERHETERODYNES

- 1, Principe
- 2, Fonctionnement et choix de la fréquence
- 3, Etude des différents étages
  - 3.1. - Circuit d'entrée
  - 3.2. - Etage amplificateur VHF
  - 3.3. - Changeur de fréquence
  - 3.4. - Détecteur amplitude-phase
  - 3.5. - Amplificateur de sortie basse fréquence
  - 3.6. - Amplificateur F.I.
- 4, Sensibilité aux dérives de fréquence des oscillations
- 5, Avantages et inconvénients

## III - LES RECEPTEURS A AMPLIFICATION DIRECTE

- 1, Introduction
- 2, Sensibilité aux dérives de fréquence de l'oscillateur,
- 3, Avantages et inconvénients

#### IV. - CRITIQUE DES DEUX TYPES DE RECEPTEURS

#### 3 EME PARTIE : ETUDE DES FILTRES PASSE-BAS

##### I - ETUDE DES DEUX TYPES DE FILTRES

1. Filtre idéal
2. Filtre réel
3. Choix du type de filtre passe-bas

##### II - FILTRES PASSE-BAS DE BESSEL

1. Définition
2. Sensibilité
3. Caractéristique générale des fonctions de transfert de Bessel.

#### 4 EME PARTIE ; REALISATION D'UN RECEPTEUR A AMPLIFICATION DIRECTE DE RADAR S.T

##### INTRODUCTION

- I - SCHEMA ELECTRONIQUE DES ETAGES A REALISER
- II - CALCULS DES ELEMENTS DE CHAQUE ETAGE
- III - MESURES ET COMMENTAIRES

- ✦ Conclusion
- ✦ Annexes
- ✦ Bibliographie

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION



## INTRODUCTION GENERALE

---

On appelle détection électromagnétique ou plus communément Radar (Radio Détection and Ranging) l'ensemble des procédés qui permettent de détecter l'existence, la position et jusqu'à un certain point la forme ou la nature d'un objet, par la réflexion ~~qu'à~~ des ondes électromagnétiques sur celui-ci.

La gamme des ondes favorables à la détection électromagnétique s'étend de quelques millimètres à quelques mètres dans le cas des radars en visibilité directe. Des recherches actuellement en cours pour la détection transhorizon utilisent des ondes décamétriques.(3)

Notre travail consiste à faire l'étude pratique du récepteur et la réalisation de certains étages d'un récepteur à amplification directe du radar ST.

Pour cela, nous avons jugé utile de présenter le radar S.T et de donner son principe de fonctionnement en déterminant son rôle dans l'investigation de l'atmosphère, en premier lieu. Puis nous présenterons les deux types de récepteurs de radar S.T et ceci du point de vue technique. Ce qui nous permettra de guider notre choix à réaliser l'un d'entre eux en l'occurrence le récepteur à amplification directe. La réalisation pratique et les mesures qui seront faites devrait nous confirmer la justesse d'un tel choix.

1<sup>iere</sup> PARTIE

INTRODUCTION

AUX RADARS.

## 1 ERE PARTIE : INTRODUCTION AUX RADARS

### I - PRINCIPE DES RADARS

Le principe des radars repose sur la technique de localisation des mobiles (navires, avions, missiles, engins spatiaux mais aussi, voitures, piétons, oiseaux et même insectes) par leurs échos radio-électriques.

Donc en explorant une certaine zone de l'espace, le radar détecte et y poursuit une cible dont l'information est recueillie et exploitée de diverses manières :

- Donner l'alerte par exemple par signal audible
- Afficher la position et le mouvement de la cible sur un écran approprié,
- Actionner un calculateur pour traitement de donnée
- Commander directement une manoeuvre de pilotage

### II - EQUATION DU RADAR (CAS GENERAL)

C'est une relation qui lie la portée du radar à ses caractéristiques en supposant que l'on a une émission d'onde sphérique.

Si  $d$  est la distance entre l'antenne et l'objet-cible, la densité de puissance par unité de surface est alors

$$P_s = \frac{P_e \dots Ge}{4 \pi d^2} \quad (1) \quad \begin{array}{l} \text{avec } P_e \text{ Puissance émise} \\ Ge \text{ Gain de l'antenne} \\ \text{à l'émission.} \end{array}$$



Cette puissance atteint la cible qui en renvoie une partie  $P_2$  proportionnelle à  $P_1$  et égale, par unité de surface à

$$P_2 = \frac{P_1 \dots A_0}{4 \pi d^2} \quad (2)$$

$A_0$  étant la surface équivalente de la cible. Tout ce passe comme si la cible rayonnait de façon isotropique une puissance  $P_2$ .

D'où en remplaçant  $P_1$  par sa valeur on a :

$$P_2 = \frac{P_e \dots G_e}{4 \pi d^2} \frac{A_0}{4 \pi d^2} \quad (3)$$

En multipliant les deux membres par  $A_2$  (surface équivalente de l'antenne) on retrouve la puissance du signal effectivement reçu par l'antenne.

$$\text{soit : } P_r = \frac{P_e \dots G_e}{4 \pi d^2} \cdot \frac{A_0 \dots A_r}{4 \pi d^2} \quad (4)$$

D'autre part le gain de l'antenne est donné par

$$G_e = \frac{4 \pi}{\lambda^2} A_r \quad (5) \quad \lambda \text{ étant la longueur d'onde}$$

$$\text{d'où } A_r = \frac{G_e \lambda^2}{4 \pi}$$

En remplaçant dans (4) Ar par cette quantité on obtient :

$$Pr = \frac{Pe \cdot Ge^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 d^4} A_o$$

Ge Gain de l'antenne  
d Portée du radar

Finalement la portée du radar est alors donnée par

$$d^4 = \frac{Pe \cdot Ge \lambda^2}{(4\pi)^3 Pr} A_o$$

### III - LE RADAR ST AIR-CLAIR

#### I. - Introduction

Les phénomènes atmosphériques et les conditions climatiques d'une région quelconque jouent un rôle prépondérant dans la propagation transhorizon des ondes VHF (30 à 300 Mhz).

Des études atmosphériques (1,2) montrent que le radar doppler St (stratosphère - troposphère) présente des performances prometteuses dans l'étude de la structure en couches de la basse atmosphère du point de vue turbulence et stabilité. Et de ce fait une technique a été développée pour étudier la structure physique de l'atmosphère en air clair.

Le radar St air-clair permet un sondage systématique de la basse atmosphère et d'une manière plus précise que les moyens habituels (ballon-sondes, refractomètre aéroporté ...).

Cependant ces performances restent encore limitées si l'on n'utilise pas un traitement puissant, sur micro-ordinateur, du signal reçu.

Un bref aperçu sur la composition de l'atmosphère nous permet de définir le domaine de travail du radar St air clair.

L'atmosphère est constituée par : (fig 1.1 )

- La troposphère : elle s'étend jusqu'à une altitude de 6 km aux pôles et 16 km à l'équateur.
- La tropopause est la couche de répartition entre la troposphère et la stratosphère. Elle est située entre 16 km et 18 km à l'équateur et 6 et 8 km aux poles.



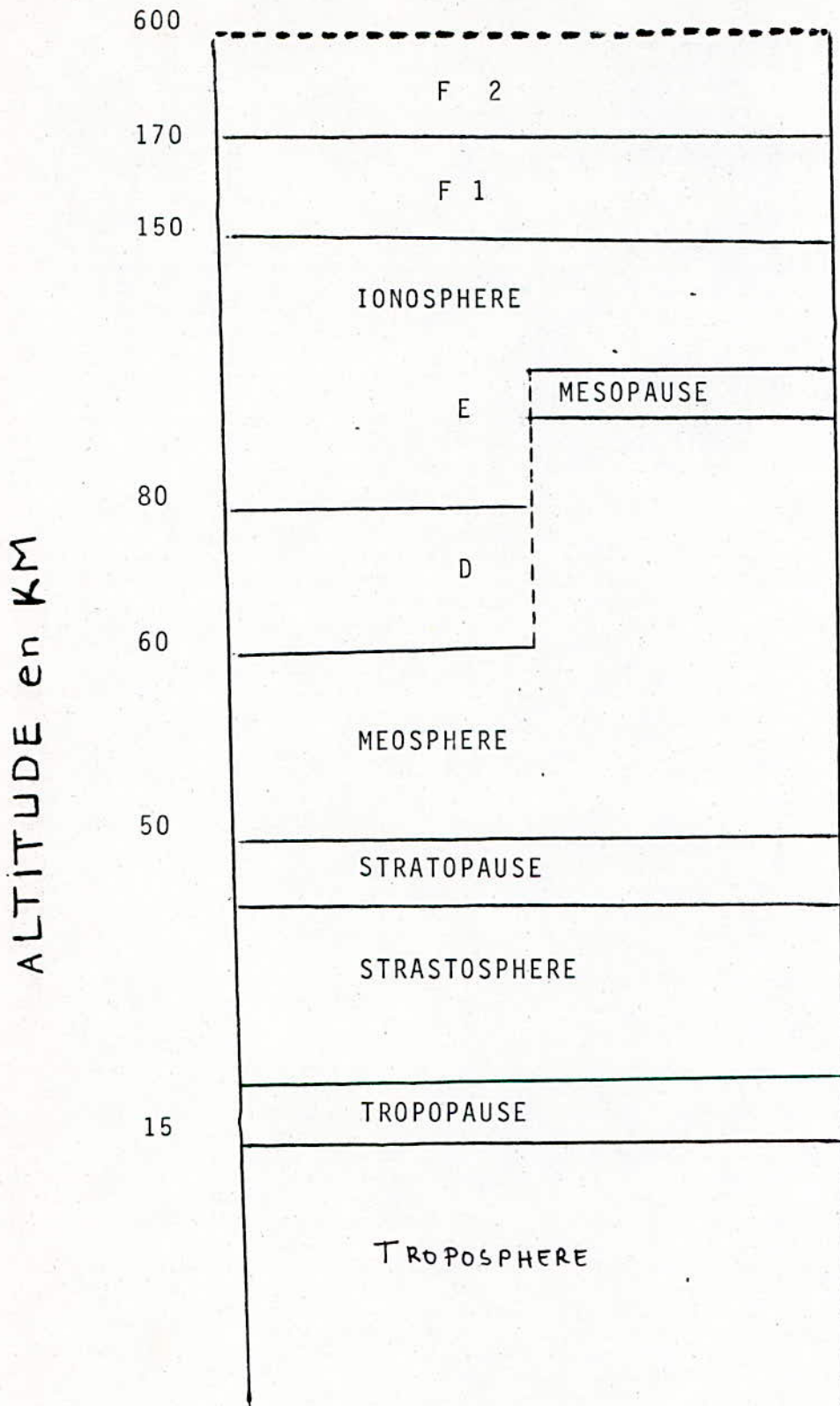


Figure 1.1 couches ATMOSPHERIQUES

- La stratosphère s'étend sur une altitude de 12 à 50 km elle est statiquement stable.
- La stratopause couche de réparation entre la stratosphère et la mésosphère.
- La mésosphère s'étend de 50 km à 90 km.

.../...

- L'ionosphère à partir de 90 km d'altitude jusqu'à 1500 km. Elle se subdivise en sous-couches dont la structure est responsable du processus de propagation des ondes radio par réflexion ionosphérique.

Les deux dernières couches constituent la haute atmosphère et les deux premières à savoir la stratosphère et la troposphère constituent la basse atmosphère.

Les mécanismes atmosphériques y sont responsables de la propagation transhorizon. Ils incluent une diffusion par des hétérogénéités turbulentes de l'indice de réfraction de l'air ainsi que des phénomènes de réflexion sur des structures en couches horizontales.

## 2. Principe

Le radar St est un radar doppler (annexe 1) constitue essentiellement : voir fig. (1.2.)

- d'unité d'émission - réception
- d'une unité de génération de commande
- d'une unité de traitement de signal.

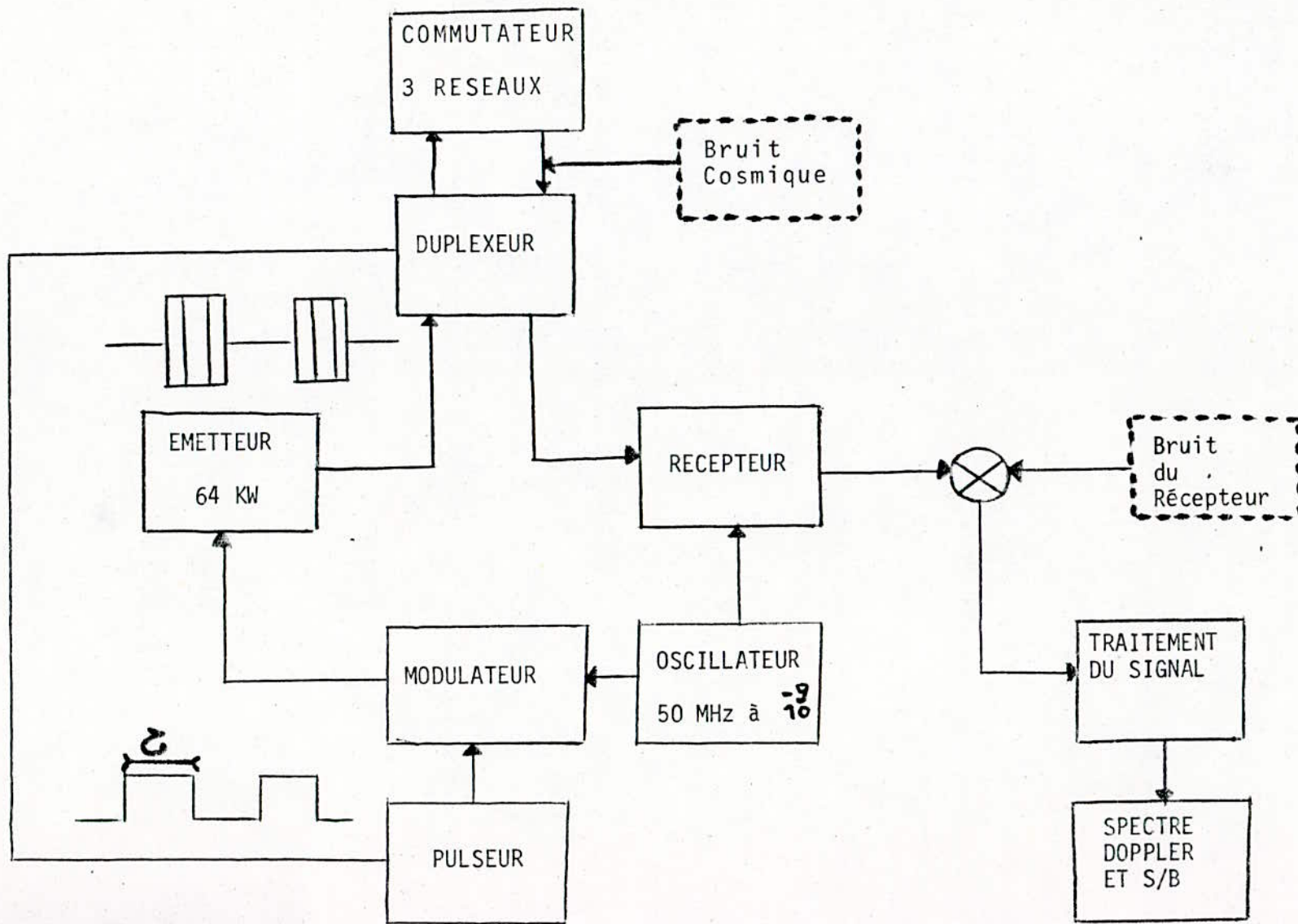
L'émission ou la réception sont sélectionnées par le duplexeur, la direction de tir est choisie par le commutateur.

La commande se fait par l'oscillateur de fréquence 50 Mhz.

Son principe consiste à émettre dans une direction donnée dans l'atmosphère à l'intervalles de temps égaux, une onde électromagnétique puissante pendant une durée  $\tau$  à une fréquence  $F_r$  modulant une porteuse VHF (2) et d'analyser ensuite l'écho radar reçu pendant un temps  $t_r$  séparant deux impulsions d'émission. Il utilise trois réseaux d'antennes rayonnant dans trois directions différentes, une verticale et deux obliques inclinées de  $15^\circ$  par rapport à la verticale (voir fig. 1.3).



La cible (l'atmosphère elle-même), présente dans le faisceau, intercepte une partie de l'énergie incidente qu'elle absorbe. La fraction rayonnée vers le radar constitue le signal utile.



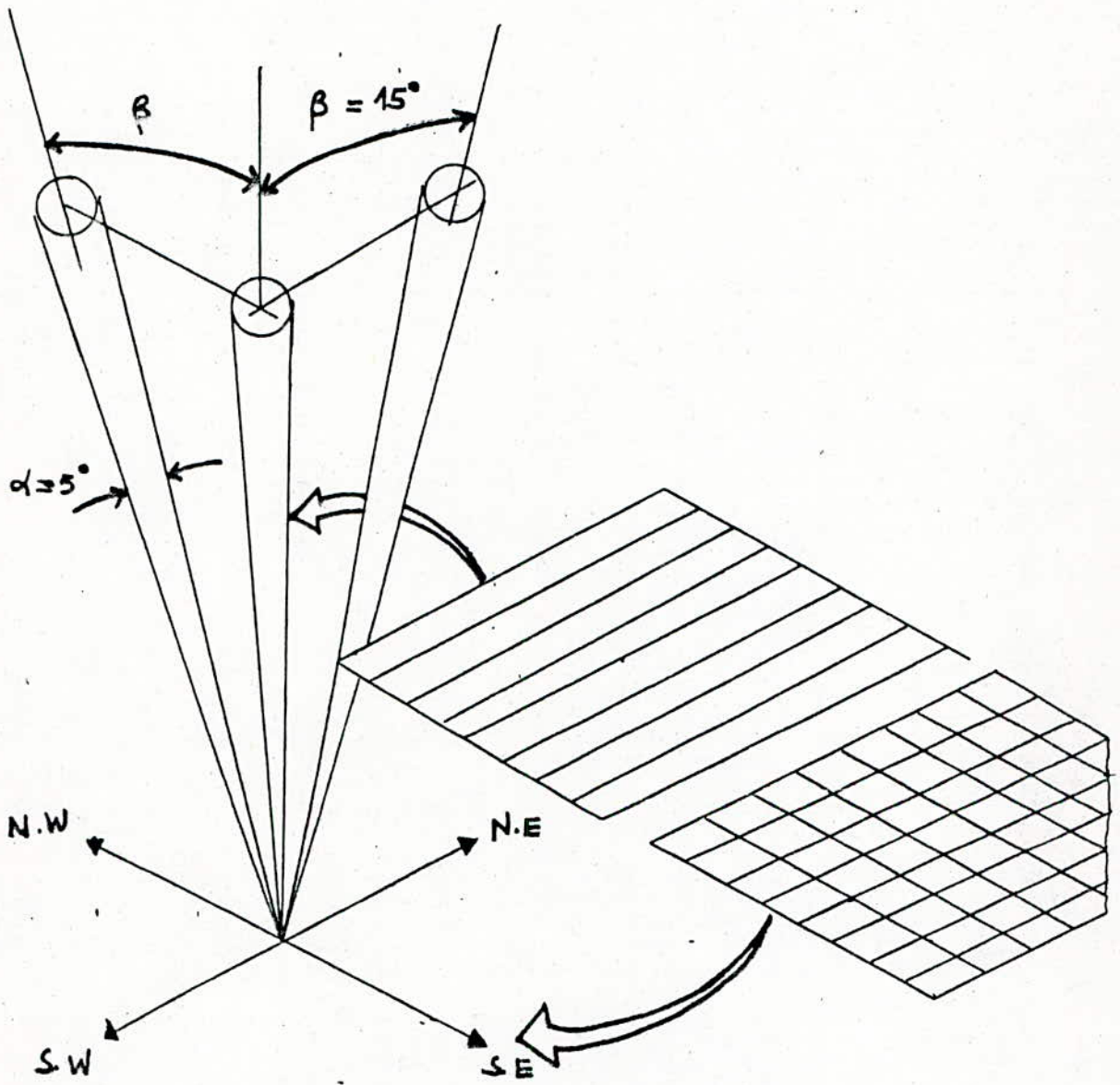


Fig 1.3 Directions de tir du radar ST



### 3. Technique d'émission-réception :

L'émetteur envoie dans l'atmosphère un signal impulsionnel pendant une durée  $\tau$  à une fréquence.

$$Fr = \frac{1}{Tr} \quad (\text{voir fig. 1.4.})$$

La période de réception  $Tr$  est prise suffisamment grande pour que le signal reçu ne soit pas pollué par l'écho radar suivant.

Si le signal émis s'écrit sous la forme :

$$Se(t) = A \cos(\omega_0 t)$$

l'écho reçu s'écrit :

$$Sr(t) = a \cos(\omega_0 t + \phi(t))$$

$$\phi(t) = \frac{2 \cdot \omega_0}{c} r(t) = \frac{4 \pi}{\lambda} r(t)$$

avec  $r(t)$  distance radiale radar-cible atmosphérique

La pulsation correspondante sera :

$$\omega_d = \frac{d\phi}{dt} = - \frac{4 \pi}{\lambda} \frac{dr}{dt} = - \frac{4 \pi}{\lambda} V_r$$

$V_r$  étant la vitesse radiale de la cible

d'où la fréquence doppler

$$f_d = \frac{\omega_d}{2 \pi} = - \frac{2 V_r}{\lambda}$$

La mesure de la fréquence doppler  $f_d$  nous permet alors de connaître la vitesse radiale  $V_r$  de la cible atmosphérique.

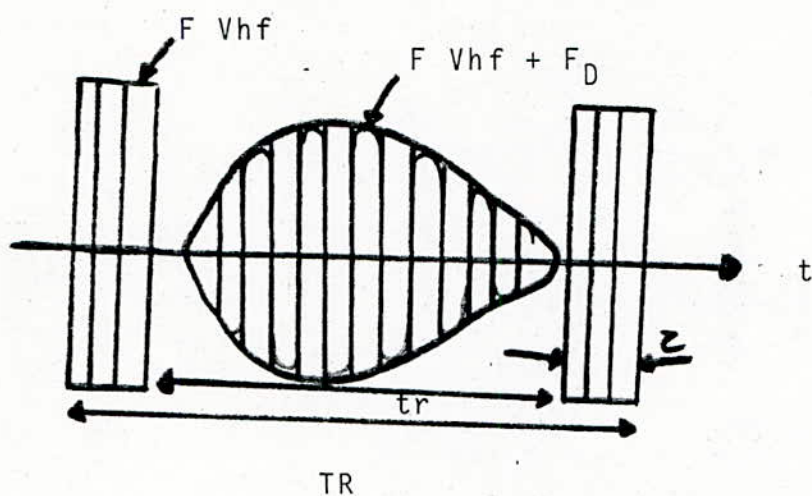


Fig. 1.4 Temps de Réception de l'écho-radar

#### 4. Domaine d'Application :

Vu que les radars ST sont capables de détecter des échos très faibles et noyés dans le bruit, leur rôle est donc important dans la détection de cibles dispersées (cas du vent).

Ainsi, ils peuvent permettre d'étudier les couches stables et les couches turbulentes de la basse atmosphère seulement par la mesure de la puissance de l'écho reçu et de la variation de la vitesse du vent.

Bien qu'ils soient encore au stade expérimental, les radars ST peuvent donner des résultats importants dans le domaine météorologique mieux que les ballonsondes.

Leurs résultats sont alors de très grande utilité pour les services de :

- la prévision météorologique
- la navigation aérienne
- la transmission du faisceau hertzien ainsi que pour la télévision.



2<sup>ème</sup> PARTIE

ETUDE THEORIQUE  
DU RECEPTEUR DE  
RADAR S.T.

INTRODUCTION

Du fait que le signal à recevoir est très faible et généralement noyé dans le bruit, le récepteur doit être très performant (5). Ceci peut être obtenu grâce à l'utilisation d'éléments permettant d'amplifier correctement et de réduire au maximum possible le bruit.

On note que les récepteurs radioélectriques sont de 2 types et chacun est associé à une fonction qui lui est spécifique :

- les récepteurs de radiodiffusion destinés au grand public,
- les modèles professionnels destinés à tous genres de trafics entre autres les télécommunications de toutes sortes (télégraphie - téléphonie - radar).

## 1. Constitution des récepteurs ordinaires

---

Un récepteur est caractérisé par le démodulateur, dont le rôle est de séparer dans l'onde électromagnétique reçue :

- le signal VHF qui véhicule l'information
- les signaux BF qui constituent l'information à utiliser ; un récepteur élémentaire est constitué par :
  - . un collecteur d'ondes ou aérien
  - . un démodulateur
  - . un appareil d'utilisation

Pour obtenir de meilleures performances, on ajoute des étages amplificateurs HF et BF respectivement en amont et en aval du démodulateur.

Il existe deux types pour les radars ST

- les récepteurs superhétérodynes
- les récepteurs à amplification directe

Nous étudierons chaque type dans les chapitres qui suivent.

## 2. Caractéristiques fondamentales

---

### 2.1. La stabilité

Elle définit l'aptitude du récepteur à conserver, dans le temps son réglage sur une fréquence fixe après ajustement, quand les conditions d'environnement telles que la température la tension d'alimentation et autres se modifient, en modifiant les performances du récepteur. Elle est donnée en Hertz ou en fraction de la fréquence d'accord du récepteur.

Une fois qu'on réalise l'accord et le réglage, on n'aura plus à les toucher pour conserver une bonne stabilité.



## 2.2. La sensibilité

Elle dépend des circuits amplificateurs utilisés.

On dit qu'un récepteur est sensible quand il peut capter des signaux de faible amplitude ou extraire des signaux faibles du bruit (4).

La sensibilité est la plus petite valeur qu'il faut injecter à l'entrée pour obtenir à la sortie un rapport  $\frac{S}{B}$  déterminé.

La présence de bruit à la sortie fausse donc la valeur de la sensibilité, le bruit étant défini comme un ensemble d'impuretés diverses. Dans ce cas il faut définir le minimum du rapport  $\frac{S}{B}$  admissible à la sortie du récepteur. Il est de 2 dB pour le radar ST.

Ainsi la sensibilité utilisable d'un récepteur dépendra des bruits introduits. Son expression est la suivante :

$$e_{\min} = e_b \sqrt{\left(\frac{S}{B}\right)_E}$$

avec  $\left(\frac{S}{B}\right)_E$  : rapport signal sur bruit à l'entrée  
 $e_{\min}$  : force électromotrice minimale du signal à l'entrée ou sensibilité utilisable.  
 $e_b$  : force électromotrice de bruit ramené à l'entrée.

Il est souhaitable donc de réaliser des récepteurs dont le bruit est le plus faible possible.

Pour cela on limite la bande passante (filtrer) à la valeur minimale compatible avec la bande occupée par le signal et donnant le meilleur rapport S/B.

La largeur de bande optimale est :

$$B = \frac{1,2}{\tau}$$

$\tau$  : durée d'une impulsion émise.

### 2.3. La constance des caractéristiques

-----

Un récepteur devrait posséder des caractéristiques constantes dans le temps. De telles caractéristiques améliorent les performances et la qualité de la réception telle que la robustesse (résistance aux chocs et vibrations et aux surtensions).

### 2.4. La sélectivité

-----

C'est l'aptitude du récepteur à isoler le signal utile ou une émission parmi tous les brouilleurs et parasites. Elle est proportionnelle au rapport gain/bande passante. Elle dépend de la qualité des filtres utilisés ou de leur réponses.

### 2.5. La fidélité

-----

Elle reflète l'aptitude du récepteur à restituer à la sortie le signal de modulation ou message sans déformation. Elle est définie en termes de distorsion donnant le pourcentage des signaux parasites à la sortie du récepteur par rapport au signal utile de modulation. Elle est meilleure pour un minimum de distorsion.

Les déformations sont dues :

- à la sélectivité
- à la non linéarité
- à la distorsion linéaire dans la bande passante.

Elles proviennent des circuits électroniques tels que :

- . filtres et amplificateurs non idéaux (4)
- et des voies de transmissions.

### 2.6. La linéarité

-----

Elle est complémentaire de la sélectivité et définit l'aptitude du récepteur à recevoir deux signaux l'un utile de faible amplitude et l'autre brouilleur de fort niveau sans que le premier soit affecté par le second.



## 2.7. La dynamique

Une bonne dynamique doit être élevée.

Elle est définie par :

$$D_r = 20 \log \frac{U_e(\text{sat})}{U_e(6\text{db})}$$

avec  $U_e(\text{sat})$  : Tension d'entrée maximale de saturation du signal de sortie

$U_e(6\text{db})$  : Tension d'entrée minimale qui donne  $S/B = 6\text{db}$

Elle est limitée par la dynamique du calculateur.

## 2.8. La cohérence en fréquence

Les fréquences doppler sont très faibles par rapport aux fréquences émises. Pour les mesurer on doit les extraire en faisant la comparaison entre l'onde transmise et l'onde reçue.

On effectue cette opération à l'aide deux oscillateurs différents l'un à l'émetteur l'autre au récepteur. On peut aussi obtenir la cohérence en fréquence avec un seul oscillateur (1) qui sert à l'émission et à la compensation de cette fréquence dans le récepteur (fig.2). La cohérence est meilleure quand l'oscillateur possède une très grande stabilité.

## 2.9. Absence de rayonnement

Le rayonnement des oscillateurs locaux à la réception est nuisible à l'émission. D'où nécessité de blindage.

## 3. Le bruit dans les récepteurs radars

Les bruits dans un récepteur s'additionnent à l'information. A la limite ils peuvent totalement la couvrir.

### 3.1. Bruit thermique

Quand on traite des signaux faibles la présence du bruit limite les possibilités de détection du signal utile (6)

Le bruit est la somme de tensions irrégulières d'amplitude et de phase aléatoires.

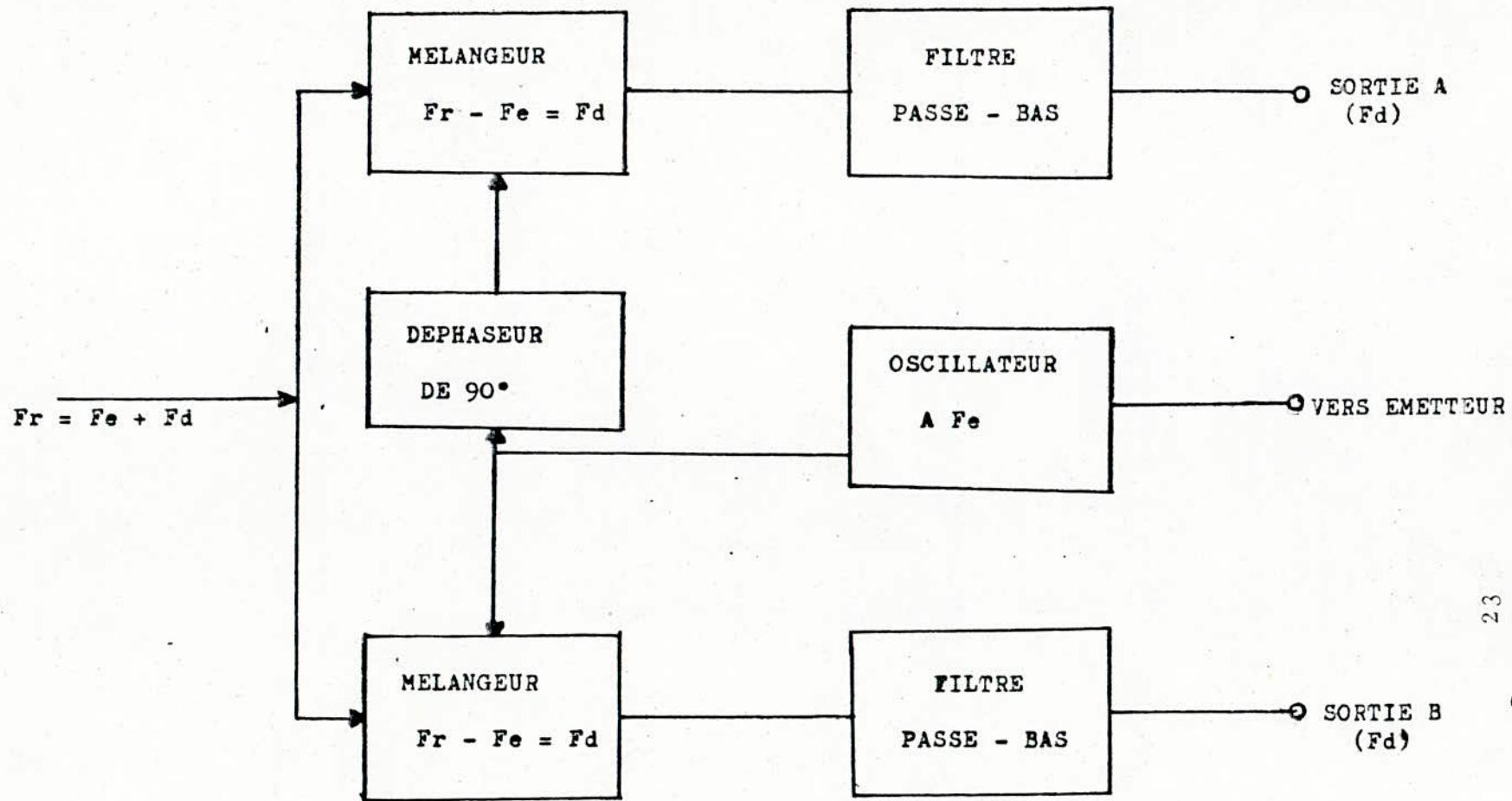


Figure 2.1 COHERENCE EN FREQUENCE DANS LE RECEPTEUR RADAR ST [1]



Les sources de bruit sont :

- les résistances qui produisent le bruit thermique,
- les éléments actifs (tubes, transistors, diodes, cristaux).

Les bruits sont uniformément répartis dans le spectre de fréquences.

Celui obtenu à la sortie du récepteur ne correspond qu'aux fréquences contenues dans la bande passante.

Le bruit thermique est dû à l'agitation des électrons dans les conducteurs. C'est un bruit blanc.

Sa puissance est telle que : (annexe c)

$$B = K T \Delta F$$

K constante de Boltzmann :  $1,38 \cdot 10^{-23}$

T température absolue (°K)

$\Delta F$  bande passante du récepteur

Dans le cas de plusieurs sources la puissance totale de bruit est égale à la somme des puissances de bruit correspondant à chaque source.

Un bruit est défini par sa densité spectrale de bruit :

$$b = \frac{B}{\Delta F}$$

et de façon générale par sa température équivalente de bruit :

$$T_B = \frac{b}{K} = \frac{B}{K \Delta F}$$

Le bruit des éléments actifs est donné dans des catalogues sous la forme d'un facteur fonction de la fréquence.

### 3.2. Rapport signal sur bruit

Il existe 2 récepteurs différents par leur utilisation :

- les récepteurs où l'on traite de très forts signaux et où les bruits sont négligeables,
- les récepteurs où l'on cherche à traiter des signaux très petits de l'ordre de grandeur du bruit.

Les récepteurs radar font partie de la seconde catégorie où le bruit joue un rôle prédominant dans la qualité du traitement de l'information.

Nous appellerons rapport signal sur bruit (S/B) utilisable le rapport calculé au point de référence.

$$\frac{(S)}{(B)} = \frac{\text{puissance crête du signal au point de référence}}{\text{puissance moyenne de bruit au point de référence}}$$

Le point de référence étant l'entrée du premier élément actif au niveau du récepteur.

Avec S puissance crête du signal au point de référence donnée par :

$$S = \frac{SA}{L} \quad \begin{array}{l} SA \text{ puissance crête du signal reçu} \\ L \text{ coefficient de pertes.} \end{array}$$

et  $B = K T_e DF$   $T_e$  température d'entrée au point de référence  
 $DF$  bande passante.

Notons que le rapport signal sur bruit influe sur la fidélité du récepteur mais ce n'est pas nécessairement le seul facteur (3).

### 3.3. Le facteur de bruit

Le récepteur comporte un certain nombre de circuits qui présentent du bruit thermique et des éléments actifs qui présentent du bruit shot et du bruit de scintillation (3).

#### a) Définition

On définit le facteur FB comme étant le rapport de la puissance totale de bruit à la sortie à la puissance de bruit due à la source et vue à la sortie après amplification.

$$\text{soit } F = \frac{(P_s / P_B)_E}{(P_s / P_B)_S} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

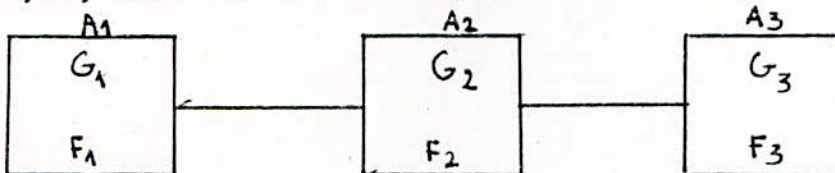
$T_0$ : température ambiante  
= 290°K

#### b) Calcul du facteur de bruit

Soit une suite d'étages amplificateurs

$A_1, A_2, A_3, \dots$  dont le gain est respectivement

$G_1, G_2, G_3, \dots$  et les facteurs  $F_1, F_2, F_3, \dots$



Le facteur de bruit total, vu de l'entrée est donnée par :

$$F_B = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

Il est exprimé en rapport et les gains en rapport de puissance  
(annexe D)

#### Remarque

Les premiers étages des récepteurs devront être soignés du point de vue facteur de bruit.



### 3.4. Bruits externes (5,12)

Le récepteur est généralement en présence de parasites ou brouilleurs qui sont des bruits externes dont on distingue

- le bruit cosmique
- les échos d'objets mobiles pouvant être réduits
- les interférences radioélectriques
- le bruit thermodynamique

Pour minimiser l'influence sur la sensibilité du récepteur on prend les mesures suivantes :

- on positionne les antennes dans une zone où les bruits sont faibles
- on utilise des antennes directives (meilleur rapport S/B)
- on limite au maximum les lobes secondaires.

## II - LES RECEPTEURS SUPERHETORODYNES

### 1) Principe

Un récepteur superhétérodyne (fig.2.2.) est un appareil dans lequel l'amplification de haute fréquence ne se fait pas entièrement à la fréquence du signal d'entrée. Celle-ci subit un changement de fréquence et est transposée en une fréquence intermédiaire, toujours ment de la même, quelque soit celle de l'onde porteuse, l'avantage d'un tel processus est que le signal est alors modulé sur une porteuse fixe dans le récepteur. (4)

Certains récepteurs utilisent plusieurs amplifications FI branches en cascade et leur sensibilité est accrue.



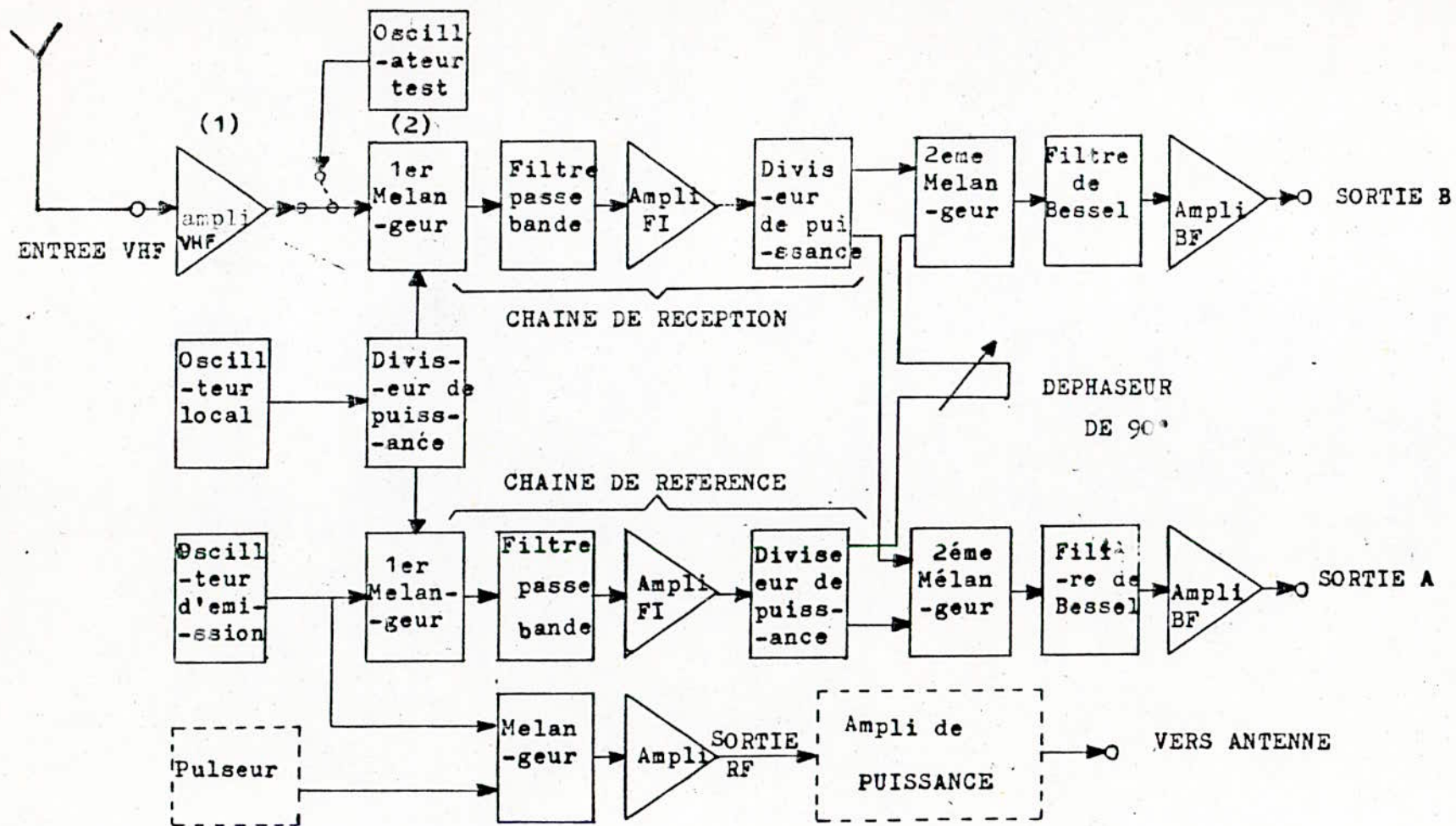


Figure 2.2 SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR SUPERHETERODYNE  
DE RADAR ST [1]

## 2. Fonctionnement et choix de la fréquence FI

2.1. Principe de fonctionnement: pour la transposition de fréquence le signal modulé sur la fréquence  $f$  est amplifié puis acheminé vers un mélangeur.

Un organe de commande règle la fréquence de l'oscillateur local de fréquence variable de façon à obtenir une fréquence égale à la fréquence intermédiaire.

La sortie du mélangeur comporte deux signaux, dont l'un est modulé sur la fréquence différence  $FI = FOL - Fr$   
ou  $FI = Fr - Fol$ , en contrôlant seulement l'oscillateur local nous contrôlons aussi la fréquence d'accord de l'amplificateur d'entrée (4).

On identifie dans ce type de récepteur deux chaînes de réception (voir fig.2.2.).

- une qui véhicule le signal reçu de l'antenne
- l'autre donne le signal de référence à la fréquence  $F_e$  émise stable.

L'information reçue est délivrée par deux sorties déphasées de  $\pi/2$  l'une par rapport à l'autre pour des facilités de traitement, par FFT (transformée de Fourier rapide) dans un micro-ordinateur.

### 2.2. Choix de la fréquence intermédiaire FI : (fig.2.4.)

La fréquence intermédiaire est donnée généralement par

$$FI = Fol - Fr$$

Fr : fréquence à recevoir  
Fol: fréquence de l'oscillateur local  
Fi : fréquence intermédiaire

Elle peut être obtenue par mélange additif ou soustractif mais ce dernier est plus avantageux car il permet une variation dans le même sens des deux fréquences.

On peut distinguer alors deux cas possibles : (fig.2.4 a et 2.4b)

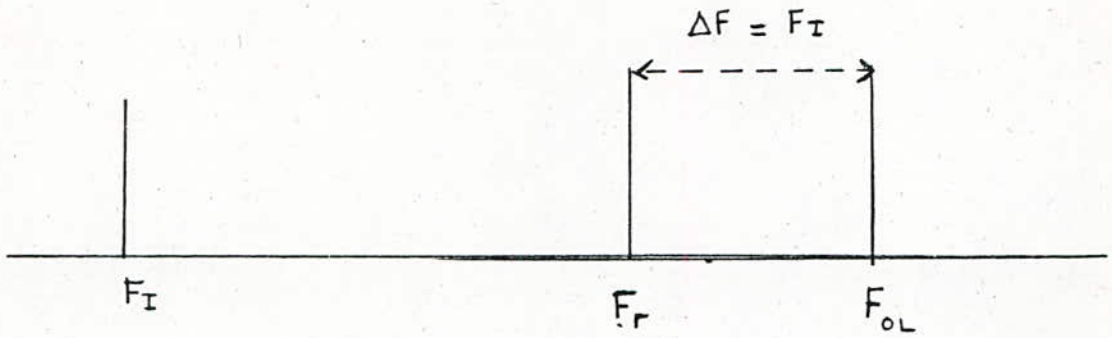


Figure 2.4.a

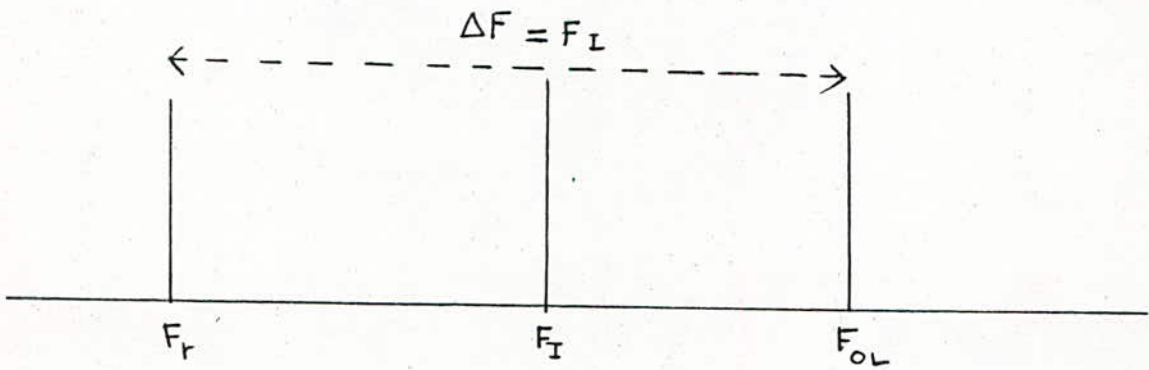


Figure 2.4.b



### 2.2.1 Récepteurs à fréquence intermédiaire basse

Dans ce cas  $F_i < F_r$  et  $F_r$  et  $F_{ol}$  sont proches l'une de l'autre. La faible valeur de  $F_i$  entraîne les avantages suivants :

- réduction de la bande passante d'où brouillages évités,
- amplification du signal reçu après changement de la fréquence.

Néanmoins, on peut rencontrer les inconvénients suivants :

- risque de brouillage, car la fréquence intermédiaire tombe dans la bande qui peut recevoir le récepteur,
- la fréquence image est facilement reçue,
- nécessité d'utiliser un amplificateur VHF sélectif à l'entrée en essayant de réaliser le gain le plus élevé possible et la meilleure sélectivité.

En pratique on prend, dans le cas du radar ST, une FI basse égale à 30 MHz avec une fréquence VHF égale à 50 MHz.

### 2.2.2. Récepteurs à fréquence intermédiaire haute

Dans ce cas  $F_i > F_r$  et l'écart entre  $F_{ol}$  et  $F_r$  est très grand.

Les inconvénients rencontrés sont :

- la bande passante n'est pas facilement réduite
- problèmes d'amplification de la  $F_i$  haute

On utilise dans ce cas :

- un filtre à quartz de haute fréquence dont la bande est très étroite
- un amplificateur HF à faible bruit

Comme avantages on peut citer :

- la fréquence image est évitée
- la fréquence  $F_i$  n'est jamais dans la gamme des fréquences de travail.



- la fréquence hétérodyne est en dehors de la gamme

Ce qui facilite au filtre d'entrée d'arrêter son cheminement jusqu'à l'antenne.

### 3. Etude des différents étages

#### a) Circuit d'entrée

Le circuit d'entrée est destiné à réaliser au mieux les adaptations d'impédances entre l'aérien et la ligne (feeder) dans le but de conserver le signal reçu. Il joue un rôle aussi dans la bande passante du récepteur qui doit être suffisamment étroite (2 MHz).

#### b) Etage amplificateur VHF

Il est utilisé pour deux raisons :

- l'une est la sensibilité utilisable qui devrait être suffisante,
- l'autre est la sélectivité :
- rejet plus efficace de la fréquence image

La première est nécessaire car le signal utile doit parvenir avec un niveau suffisamment élevé pour masquer le bruit propre du changeur de fréquence.

La deuxième doit être suffisante pour apporter un maximum de protection contre le brouilleur fantôme et les fréquences harmoniques. Elle est assurée par un ensemble d'étages amplificateurs accordés.

Elle est donnée par : (annexe E)

$$\sigma = 4 Q \frac{F_i}{F}$$

$F_i$  : fréquence intermédiaire  
 $F$  : fréquence de travail  
 $Q$  : coefficient de surtension

Les qualités requises d'un ampli VHF sont :

- un faible facteur de bruit
- une bonne linéarité
- un gain en puissance le plus élevé possible
- une bonne sélectivité
- un temps de transmission proportionnel à la fréquence

En pratique, le gain est minimum et suffisant pour masquer le bruit des étages suivants :

### c) Changeur de fréquence

Un changeur ou mélangeur est un multiplicateur d'ondes sinusoidales.

C'est un étage à caractéristique non linéaire.

Il nécessite un oscillateur local générant un signal fort dont la fréquence est supérieure à celle reçue (dans notre cas elle l'est de 30 MHz).

Le changeur ou mélangeur reçoit le signal écho et le signal donné par l'oscillateur local.

Il donne à la sortie :

- des signaux de fréquence  $F_0 \pm F_r$  qui donnent la  $F_i$
- des signaux dûs aux combinaisons des différents harmoniques des échos reçus de fréquence  $P F_0 \pm q F_r$ , qui constituent des parasites.

Pour ce qui est de la linéarité du mélangeur, on dira qu'elle est plus grande selon le rapport des premiers signaux cités aux seconds.

La présence d'un ou plusieurs brouilleurs de fréquence à l'entrée du mélangeur provoque des distorsions dans le cas où l'un des battements parasites est égal à la fréquence intermédiaire.



Les inconvénients rencontrés sont dans le cas où il n'y a pas protection :

- le brouillage par la fréquence image
- le brouillage par les fréquences harmoniques.

On dispose à l'entrée du mélangeur un amplificateur VHF très sélectif pour remédier à ces inconvénients.

Pour ce qui est du bruit de l'hétérodyne, le mieux est d'utiliser un étage VHF de faible bruit. On diminue le bruit injecté par l'oscillateur en utilisant un mélangeur symétrique.

Le mélangeur de fréquence est suivi en général d'un filtre.

#### d) Détecteur amplitude phase (11)

Un radar est cohérent, lorsqu'on connaît la fréquence émise et que l'on conserve en mémoire, en module et en phase. Cette mémoire est une chaîne de référence dans le cas du radar ST. Le signe de la fréquence doppler est donné par le démodulateur de phase. Le signe nous renseigne sur le sens de déplacement de la cible.

Soient les deux chaînes 1 et 2 :

avec  $A(t) = a \cos(2\pi F_e t)$  le signal fourni par la chaîne de référence

soit  $B(t) = b \cos 2\pi \left[ (F_e + F_d)t - 2 \frac{F_e D}{c} \right]$  le signal fourni par la chaîne de réception

Après mélange puis filtrage on obtient (voir fig.2.5)

$$S = \frac{ab}{2} \cos 2\pi \left( F_d t - 2 F_e \frac{D}{c} \right)$$

Notre but est de voir si le démodulateur traite ou non le bruit comme le signal (13). DF étant la largeur de bande du filtre passe-bas précédent le détecteur.

Les composantes du bruit battent entre-elles et donnent les fréquences inférieures à DF. Le spectre décroît linéairement quand la fréquence augmente. On choisit alors le modulateur en anneau à la sortie du détecteur.

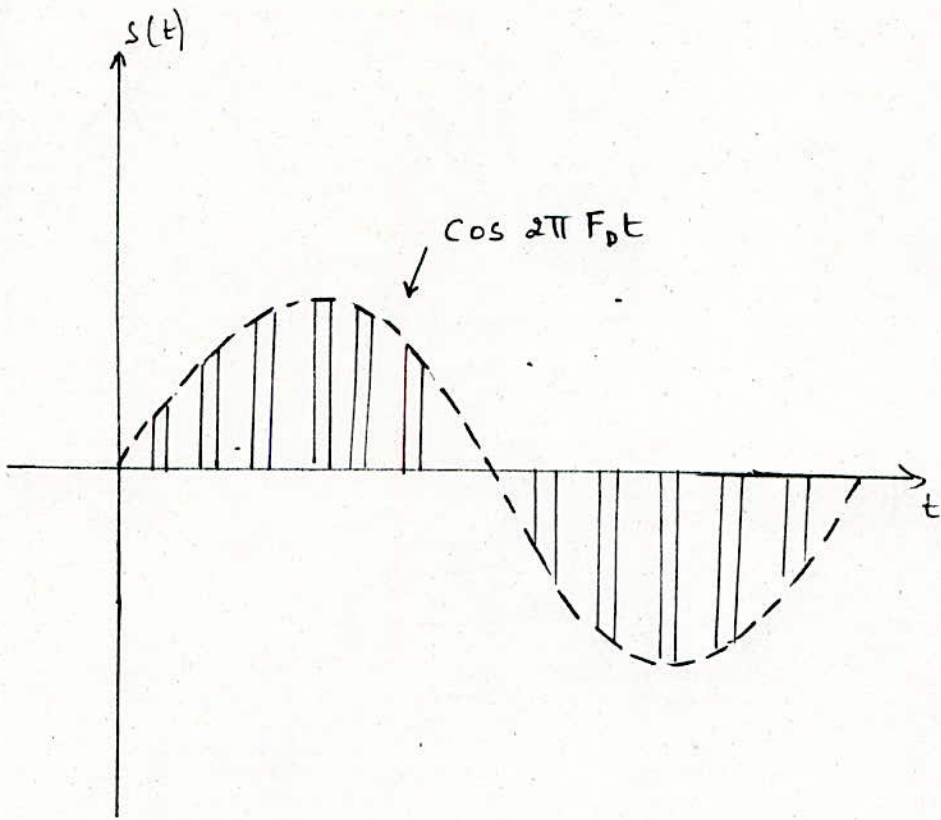


Fig 2.5 Signal de sortie d'un detecteur amplitude-phase



e) Amplificateur de sortie BF

Il doit assurer une amplification sans distorsion des impulsions reçues jusqu'à un niveau de fonctionnement normal. Le bruit de fond est négligeable sachant que le signal utile est élevé.

f) Amplificateur FI

L'accord en BF est plus facile à réaliser son rôle est d'assurer l'amplification du signal dans une bande de fréquence étroite disposée symétriquement par rapport à la FI.

Les caractéristiques recherchées de cet amplificateur sont :

- un gain élevé (de l'ordre de 100 à 120 dB)
- une bande étroite
- une haute sensibilité
- un faible facteur de bruit
- absence d'auto-oscillations
- une faible dépendance de la fréquence d'accord de la bande passante et du coefficient d'amplification en fonction de l'alimentation et de la température.

Cet amplificateur comporte un CAG et est généralement constitué d'étages à accord décalés.

4. Sensibilité aux dérivés de fréquence des oscillateurs :

1. Oscillateur local (fig.2.6)

Soit  $\delta F_{ol}$  la dérivé de fréquence de l'oscillateur local. A la sortie du 1er mélangeur on aura :

$$(F_r + F_d) - F_{ol} + \delta F_{ol}$$

A la fin de la chaîne de référence on aura :

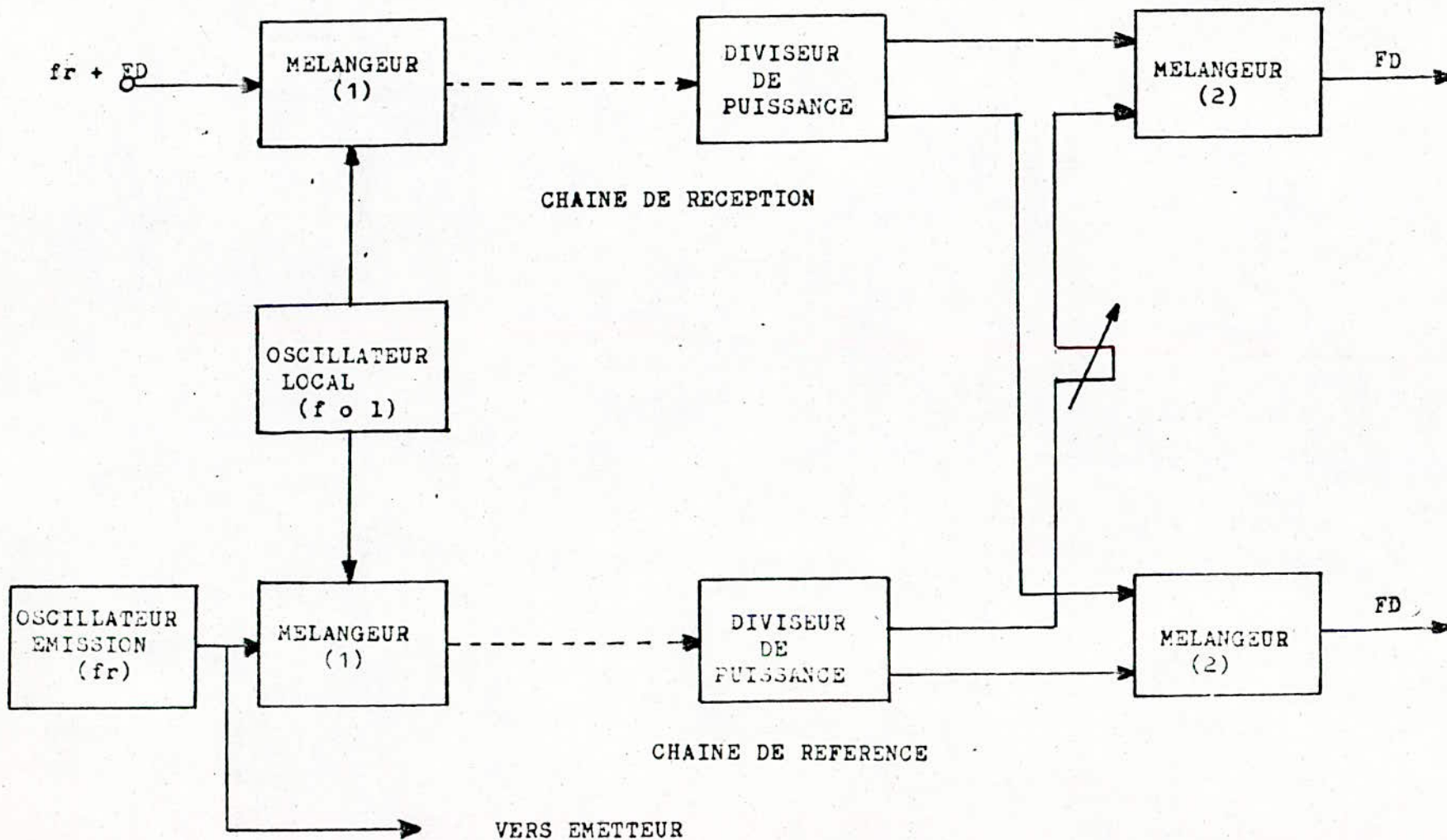
$$F_r - (F_{ol} + \delta F_{ol}) \quad (\text{avec } F_r = F_e)$$

A la sortie du 2ème mélangeur de chacune des deux chaînes on aura :

$$(F_r + F_d) - (F_{ol} + \delta F_{ol}) - (F_r - (F_{ol} + \delta F_{ol})) = F_d$$

On constate que le récepteur est insensible aux dérivés de fréquence de l'oscillateur local.

Figure 2.6 SENSIBILITE AUX DERIVES DE FREQUENCES DES OSCILLATEUR [1]



## 2. Oscillateur d'émission

Soit  $\delta f_e$  la dérivé de fréquence de l'oscillateur d'émission.  
On constate après calcul que :

$$f_e \ll f_d \quad \text{avec} \quad f_d = - \frac{2 V_r}{\lambda}$$

et que  $\delta f_e \ll 10^{-2}$  Hz (pendant 200 ns)

avec une stabilité de fréquence a très court terme (200 ns)

$$S = \frac{\delta f_e}{f_e} = \frac{10^{-2}}{50 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-10}$$

Pratiquement, elle est impossible à réaliser

## 5. Avantages et inconvénients du récepteur superhétérodyne

### A. Avantages

- Le changement de fréquence supprime les difficultés d'amplification en VHF dans le cas des récepteurs à fréquence intermédiaire basse.

Le gain nécessaire est obtenu en grande partie sur un signal à fréquence fixe.

- Sélectivité : la valeur de la fréquence intermédiaire FI sera choisie de manière telle que ces circuits soient faciles à réaliser et que les enroulements aient de bonnes surtensions.

- Stabilité : dans les récepteurs de radar ST, l'amplification se fait sur deux fréquences différentes, ce qui donne un gain total plus élevé que pour une amplification à une fréquence donnée.

- Sensibilité : elle est améliorée grâce à l'utilisation d'un filtre de bande passante très étroite (2 MHz) suivi d'un filtre VHF à grand gain.



## B. Inconvénients

- Bruit : il est en général élevé pour un mélangeur.  
On y remédié en le plaçant après un amplificateur VHF à faible bruit et à grand gain.

- Rayonnement de la fréquence de l'oscillateur local. Il est nécessaire de séparer le plus possible l'oscillateur local de l'antenne.

On blinde l'oscillateur pour cela.

- Signaux parasites et fréquence image :  
La fréquence image due au changement de fréquence entraîne des signaux parasites.

La solution consiste à utiliser un mélangeur symétrique et un amplificateur VHF de très faible bande passante.

- Sifflements : les réactions provoquent la présence de  $F_i$  et de fréquences produits telles que :

$$F = p F_r + q F_{ol} + r F_i$$

Certaines de ces fréquences peuvent être voisines de  $F_d$  et donc prises en compte, ce qui fausse l'observation de l'atmosphère. La solution est de blinder les différents étages et d'alimenter le changeur de fréquence par tensions faibles.

- Compensation des dérives de l'oscillateur d'émission la stabilité demandée par les radars ST est au maximum égale à  $210^{-10}$  pendant 200 ns. Ce qui, actuellement, est impossible.

## III. LES RECEPTEURS A AMPLIFICATIONS DIRECTE

### 1. Principe

Ce genre de récepteurs est destiné à travailler dans une bande de fréquence très étroite.

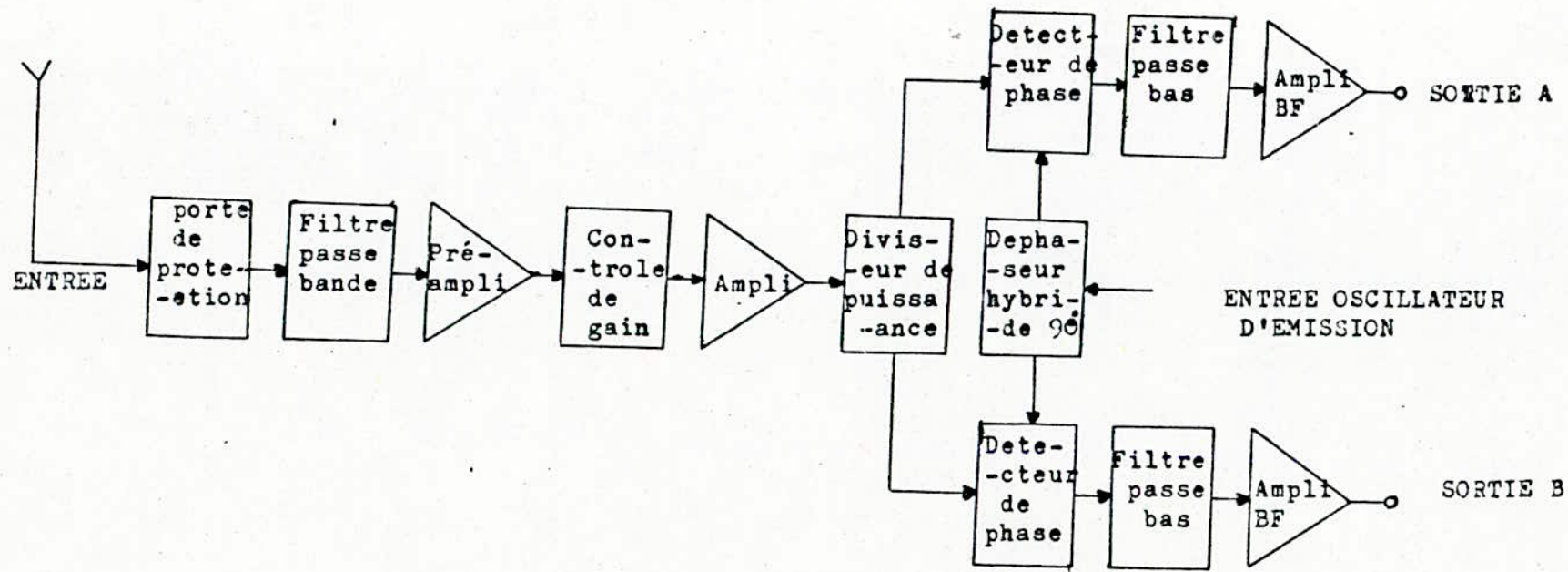


Figure 2.7 SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR A AMPLIFICATION DIRECTE DE RADAR ST [1]

Le récepteur à amplification directe de radar ST représenté en fig.2.7 est composé de :

- une porte de protection contre les signaux forts à l'entrée,
- un filtre passe-bande ( $F = 2 \text{ MHz}$ ) à l'entrée.
  
- un préamplificateur VHF assurant un gain minimal nécessaire est caractérisé par un faible facteur de bruit.
  
- un détecteur de phase, un filtre passe-bas et un amplificateur BF constituant 2 chaînes de sortie.

#### a) Amplification VHF

Les amplificateurs utilisés assurent la quasi-totalité de l'amplification nécessaire.

Il doit avoir :

- un gain très élevé
- une bonne sélectivité en plaçant en amont de l'amplificateur un filtre passe-bande.
  
- une haute sensibilité : on utilise pour cela un préamplificateur à faible bruit.

Ces amplificateurs sont alors faciles à réaliser et à régler car ils travaillent à fréquence fixe.

#### b) Problèmes

Il y a apparition d'oscillations dues à :

- des couplages électrostatiques ou électromagnétiques entre les étages amplificateurs à cause du câblage, d'où nécessité de blindage.
  
- Des couplages entre les étages amplificateurs par les sources d'alimentation. Il y a phénomène d'accrochage. On y remédie en découplant les étages.



- des couplages dans les composants actifs dûs aux capacités parasites interélectrodes d'où risque d'accrochage. On y remédié en effectuant un neutrodynage.

## 2. Avantages et Inconvénients de ce type de récepteur

### a) Avantages

- simplicité de la conception
- amélioration de la sensibilité et de la dynamique du récepteur grâce à l'utilisation de l'ampli VHF.
- Pas de risque de brouillage par la fréquence image et les harmoniques FI.
- Rapport S/B correct et faible niveau de bruit grâce à la disposition d'un filtre de bande passante très étroite en amont d'un préamplificateur VHF à très faible facteur de bruit.

### b) Inconvénients

- risque d'accrochages à cause de la réaction de la sortie sur l'entrée, il y a donc perturbation
- impossibilité de travailler à plusieurs fréquences
- la compensation des dérivés de l'oscillateur est un problème qui se pose dans ce type de récepteur.

## CRITIQUE DES DEUX TYPES DE RECEPTEURS

Après avoir étudié chaque type de récepteurs il est utile d'en faire la critique afin de pouvoir établir un choix en vue d'une éventuelle réalisation pratique.

- Les deux types de récepteurs exigent une amplification VHF très élevée et très sélective, mais le récepteur super hétérodyne est plus menacé par les accrochages.

- le récepteur superhétérodyne à l'avantage d'opérer à plusieurs fréquences.
- l'inconvénient d'un changement de fréquence (récepteur super hétérodyne) est qu'il provoque des risques d'interférences par les fréquences image et harmoniques de la FI.
- les risques d'accrochages sont moindres pour le récepteur à amplification directe car il n'utilise qu'un seul oscillateur externe au bloc, alors que le superhétérodyne utilise deux oscillateurs internes.
- le récepteur à amplification directe travaille à la fréquence VHF d'émission, alors que le superhétérodyne utilise des composants accordés presque tous sur la FI.
- quant aux problèmes communs aux deux sortes de récepteurs, ils sont dus à la sensibilité aux dérivés de fréquence de l'oscillateur d'émission.

En faisant le bilan des avantages et inconvénients on jugera lequel des deux types de récepteurs est utile à la réalisation voulue.

3<sup>ieme</sup> PARTIE

ETUDE DES FILTRES  
PASSES - BAS.



### 3 EME PARTIE

#### ETUDE DES FILTRES PASSE-BAS DE SORTIE

##### I. - ETUDE DES DEUX TYPES DE FILTRES

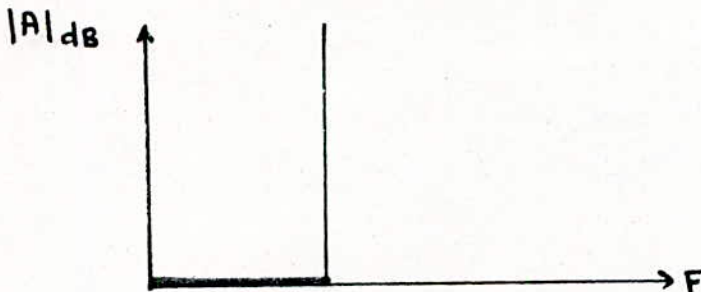
Les filtres passe-bas utilisés dans les récepteurs de radar ST sont des filtres de Bessel.

Nous définissons la notion de filtre idéal et de filtre réel qui constituent les deux types de filtres.

##### 1. Filtre idéal

Le rôle d'un filtre électrique est de séparer le signal utile d'autres signaux qui lui sont mêlés et qu'on désire rejeter.

La courbe d'atténuation d'un filtre idéal est la suivante :



##### 2. Filtre réel

\* Le filtre réel, qui est un filtre pratiquement réalisable présente certaines imperfections dont on cite :

- L'atténuation en bande passante n'est pas nulle.
- L'atténuation en bande coupée présente une valeur finie.
- L'atténuation entre les bandes passantes ne se fait pas brusquement mais progressivement.

- \* Tout filtre réel entraîne un déphasage, variable avec la fréquence, pouvant déformer le signal. Pour éviter cette déformation, il faut qu'il fasse subir au signal un retard constant dans toute la bande passante.

Ce temps est appelé temps de propagation de groupe et est tel que :

$$\tau = d\phi/d\omega = \text{constante}$$

### Choix du type de filtre passe-bas

Il dépend essentiellement du problème posé.

On est guidé, dans notre choix par les critères suivants :

- La raideur de la coupure
- La régularité de la courbe de réponse
- Le comportement en régime transitoire
- La régularité de la courbe de réponse
- Le comportement en régime transitoire
- La régularité du temps de propagation de groupe
- L'existence de zéros de transmission
- La complexité de la réalisation
- La facilité de mise au point.

Dans le cas du radar ST, nous voulons une bonne précision de la valeur de la fréquence Doppler.

Donc nous fixerons notre choix sur un filtre ayant :

- un bon comportement en régime transitoire
- une bonne régularité du temps de propagation de groupe.

Les 2 critères sont présents dans les filtres de Bessel.

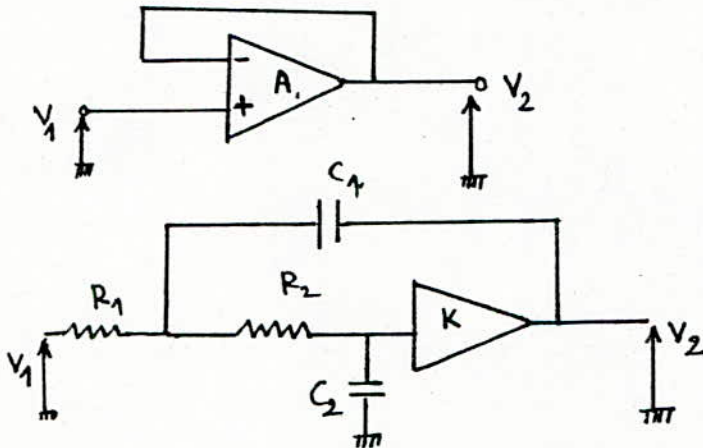
.../...

## II - FILTRES PASSE-BAS DE BESSEL (Fig. 2,8)

### 1. Définition

Ce sont des filtres actifs polynomiaux pour lesquels le critère d'optimisation est la régularité du temps de propagation de groupe dans la bande passante. Pratiquement on réalise un tel filtre en mettant en cascade un certain nombre de filtres actifs élémentaires et d'une cellule RC.

Le filtre d'ordre deux est un élément actif (amplificateur opérationnel de gain  $K = 1$ ) auquel sont associés quatre éléments passifs.



$$\text{avec } K = \frac{V_2}{V_1} = \frac{A}{1 + A}$$

structure de Sallen-key d'un filtre passe-bas d'ordre 2

### Calcul de la fonction de transfert

On a les équations suivantes

$$\frac{V_1 - V}{R_1} + \frac{V_2/K - V}{R_2} + (V_2 - V)C_1 p = 0 \Rightarrow \frac{V_2}{K} C_2 p + \frac{V_2/K - V}{R_2} = 0$$

$$\text{On obtient : } F(p) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + [R_1 C_2 + R_2 C_2 + R_2 C_1 (1-K)] p + 1}$$

avec comme paramètres :

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}, \quad R = R_1 = R_2 \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + \epsilon C_2} = \left( \frac{C_1}{C_2} + \epsilon \right)^{-1}$$



En procédant au réglage du gain, on règle  $Q$  indépendamment de  $\omega_0$ . Cette propriété est d'un grand intérêt pratique.

## 2. Sensibilité d'un filtre :

Des variations légères d'un élément actif ou passif peuvent entraîner une variation considérable de la courbe de réponse .

La sensibilité d'un filtre à ces variations est évaluée grâce à la mesure de  $Q$ . La variation est donnée relativement.

$$S_x^Q = \frac{\Delta Q/Q}{\Delta X/X} \quad X \text{ étant la variation d'un élément}$$

Dans le cas d'un élément actif la grandeur qui subit une variation est le gain  $K$ .

Celui-ci dépend du gain  $A$  en boucle ouverte de l'amplificateur et des éléments passifs. On considèrera donc :

- La sensibilité  $S_A^Q$  ou  $S_A^{\omega_0}$  relativement à la variation du gain  $A$ ,
- La sensibilité  $S_{z_A}^Q$  ou  $S_{z_A}^{\omega_0}$  relativement à la variation des éléments passifs.

La sensibilité du montage aux variations du gain  $A$  est :

$$S_A^Q = 2 \frac{Q^2}{A}$$

Il faut que  $\frac{A}{2Q^2} \gg 1 \quad A \gg 2Q^2$

Pour une bonne sensibilité (pas de fluctuation du gain  $A$ )

$$S_A^{\omega_0} \text{ est nulle avec } \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

$$S_{z_A}^Q = S_{z_A}^{\omega_0} = 0$$

$$S_{R_1}^Q = S_K^Q \cdot S_{R_1}^K = S_K^Q \frac{\partial K}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{K} = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} S_K^Q = \frac{1-K}{K} = -S_{R_2}^K$$

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = (1-K)Q \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Pour avoir une sensibilité acceptable, on emploie une source de gain voisin de l'unité.

Les éléments passifs utilisés dans le filtre varient d'une façon moindre en fonction de la température que les éléments actifs.

Mais nous étudierons leur influence sur la courbe de réponse d'un filtre car elle est importante.

Pour un gain unique on a :

$$S_R^Q = 0 \quad R : \text{Resistance} \quad S_R^{\omega_0} = -1$$

$$S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} = -S_{C_2}^Q \quad S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

On utilisera donc pour avoir de faibles variations des éléments passifs de grande précision.

4<sup>ieme</sup> PARTIE

REALISATION D'UN  
RECEPTEUR A AMPLI-  
FICATION DIRECTE  
DE RADAR S.T.



## 4EME-PARTIE :

### REALISATION D'UN RECEPTEUR AMPLIFICATION DIRECTE DE RADAR S.T

#### Introduction :

Le récepteur d'un radar ST doit être très performant pour que celui-ci puisse donner des informations non déformées sur la structure de l'atmosphère jusqu'à 30 km d'altitude.

Pour cela il nous a été proposé de faire la réalisation des principaux étages constituant le récepteur à amplification directe.

Notamment les filtres passe-bandes caractérisés par une bande passante très étroite (2 MHz) centrée sur une fréquence de 50 Mhz (fig. 4.1)

Leur rôle principal est de limiter le niveau de bruit du récepteur, Leur courbe de réponse est donnée par la fig. 4.1

Ainsi que le préamplificateur à base de transistor 2N 3866 centré sur une fréquence de 50 Mhz (fig. 4.2) sa courbe de linéarité donné par la fig, 4.2 C.

L'amplificateur VHF à base de circuit intégré SL 560 très performant , dont la fréquence est de 50 Mhz (fig. 4.3) sa courbe de linéarité est donnée par la fig.(4.3 c).

Les filtres passe-bas de Bessel utilisés à chacune des deux sorties du récepteur, associés à un amplificateur opérationnel sont très performants (  $\mu$  a 741)

Le schéma de principe du filtre de Bessel d'ordre 2 que nous avons réalisés pour le récepteur est donné par la fig. 4.4

Les courbes de réponses de ce filtre de Bessel correspondant à chaque valeur de  $\zeta$  ainsi que sa courbe de linéarité sont données respectivement par les figures 4.4 c et 4.4 d.

Et enfin les amplificateurs basse fréquence se trouvant à la sortie de chaque filtre de Bessel.

I- schema electronique des etages à realiser

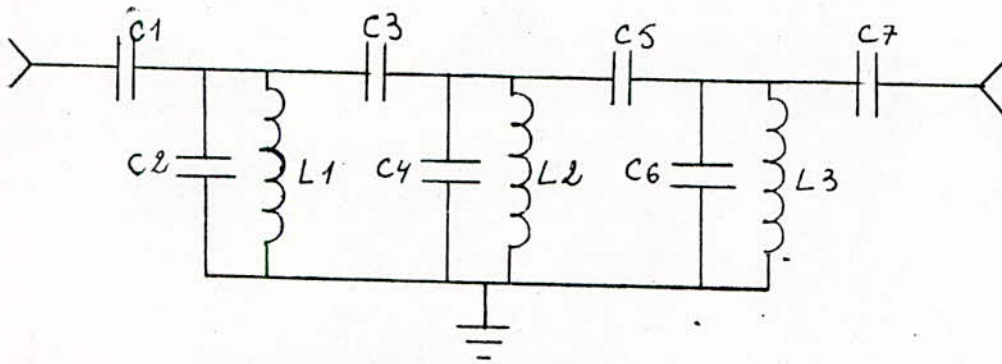


Figure 4.1 SCHEMA DE PRINCIPE DES FILTRES PASSE BANDE ( 30 MHZ )

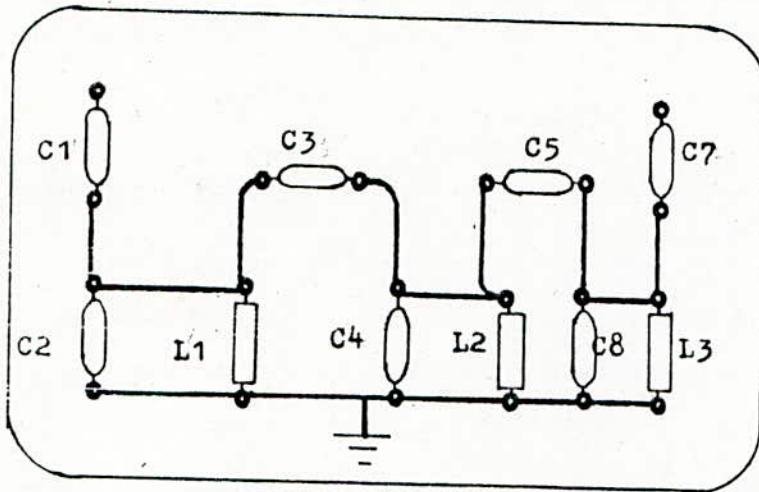


Figure 4.1.a SCHEMA D'IMPLANTATION DES FILTRES PASSE BANDE

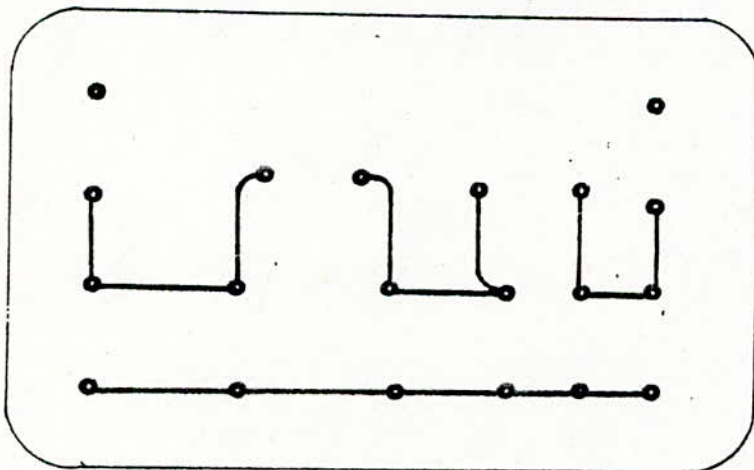


Figure 4.1.b CIRCUIT IMPRIME DU FILTRE PASSE-BANDE



G (dB)

3.5

2.5

1

30

31

31,5 MHz

33

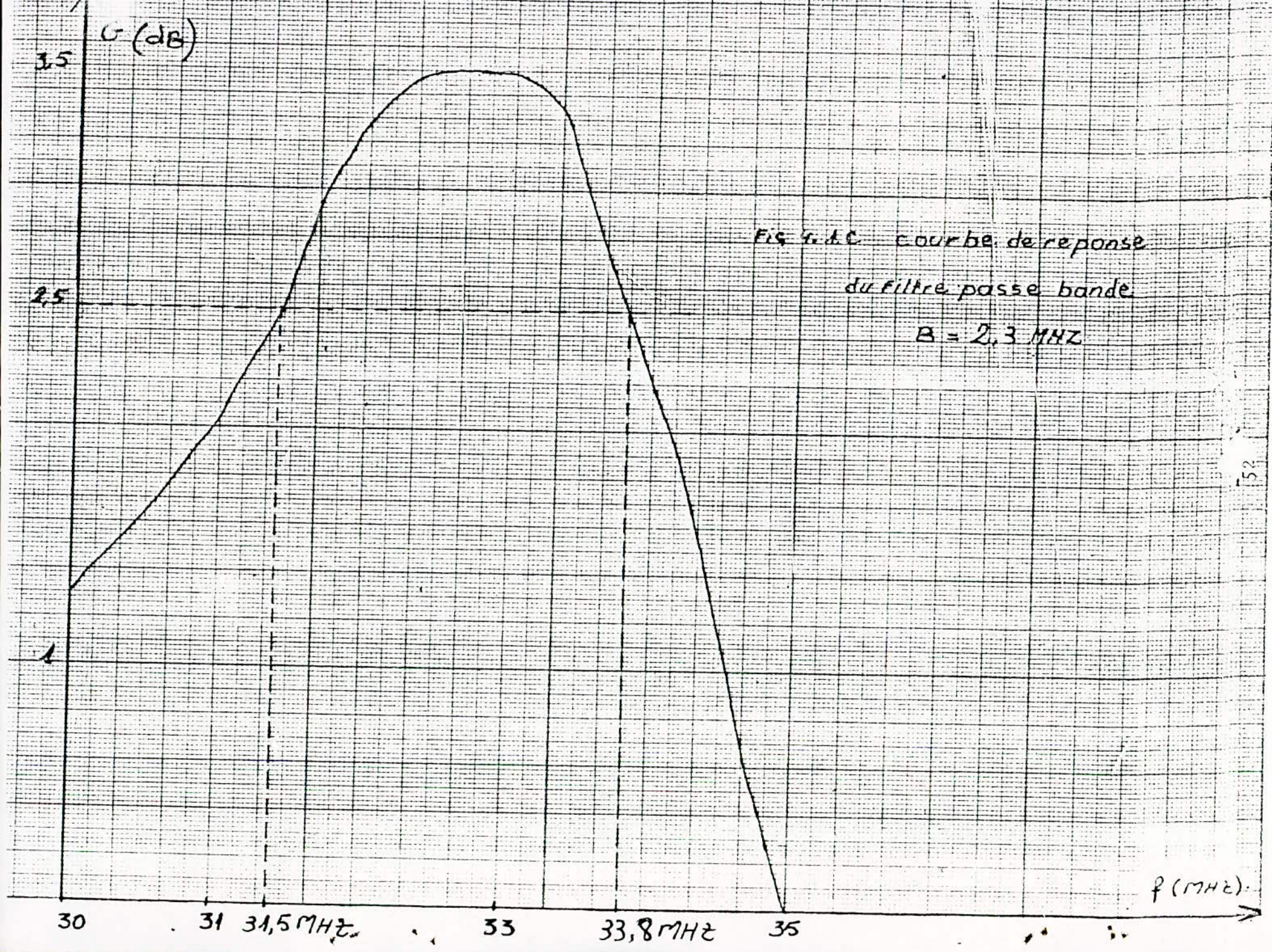
33,8 MHz

35

f (MHz)

Fig. 4.1.C. courbe de reponse  
du filtre passe bande  
B = 2.3 MHz

52





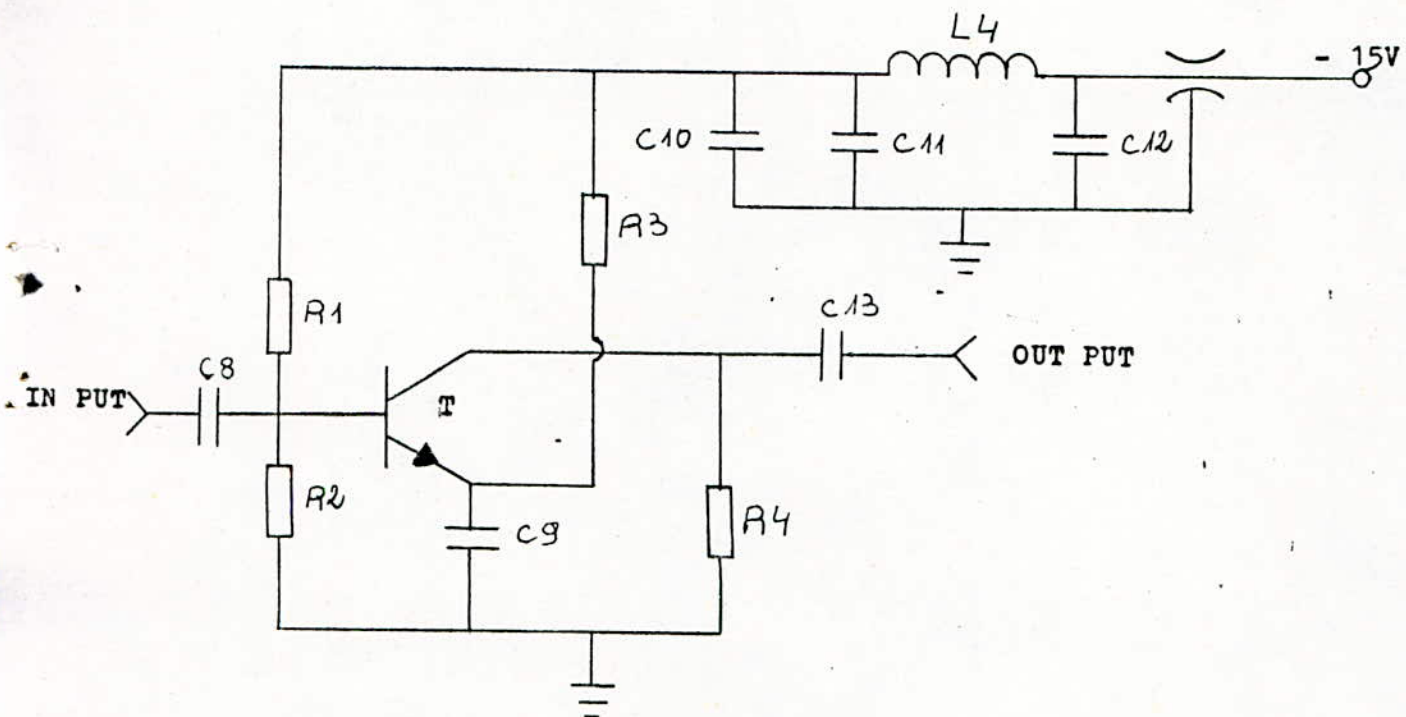


Figure 4.2 SCHEMA DE PRINCIPE DU PREAMPLIFICATEUR ( 50 MHZ )

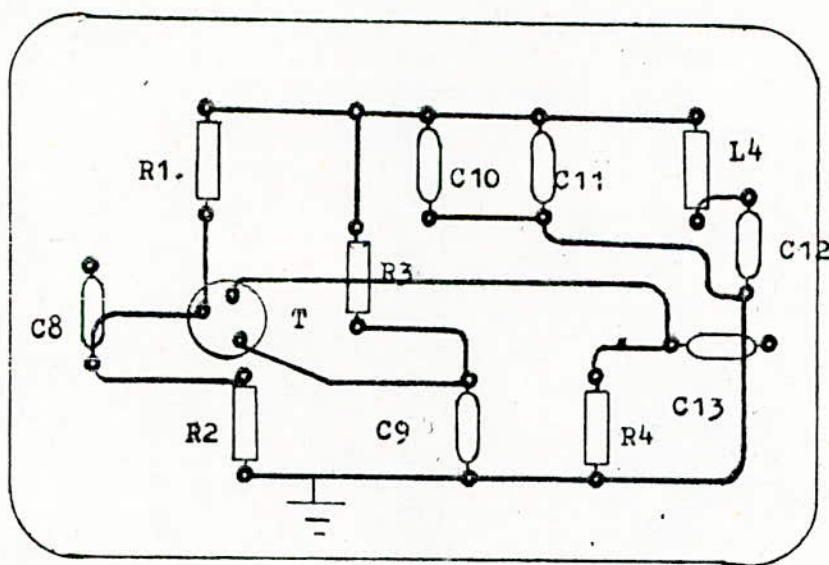


Figure 4.2.a SCHEMA D'IMPLANTATION DU PREAMPLIFICATEUR



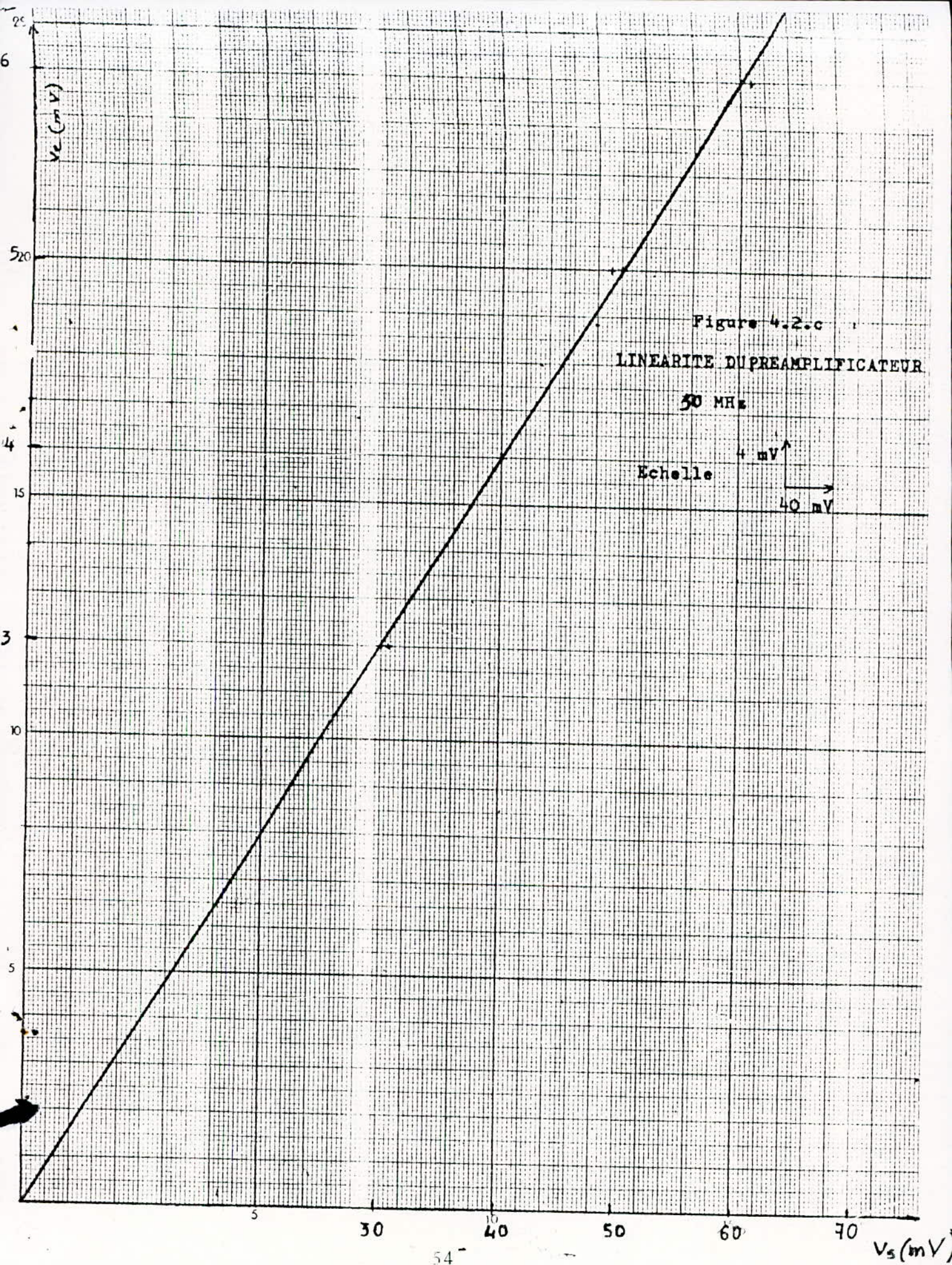


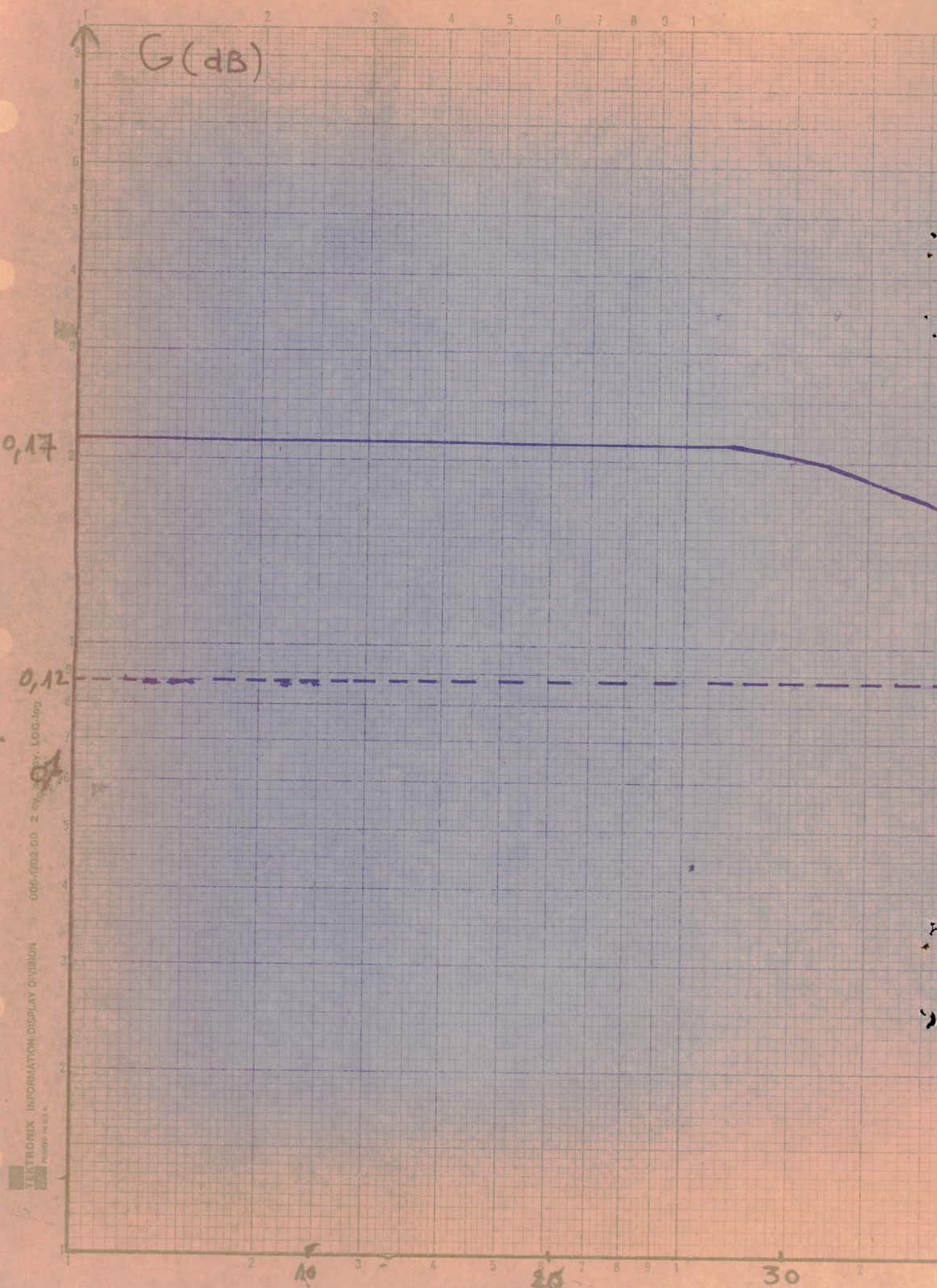
Figure 4.2.c

LINEARITE DU PREAMPLIFICATEUR

50 MHz

Echelle  $\uparrow$  mV  
 $\rightarrow$  40 mV

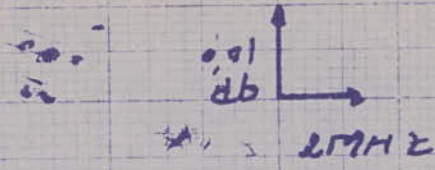




006-1702-00 2 006-1702-00

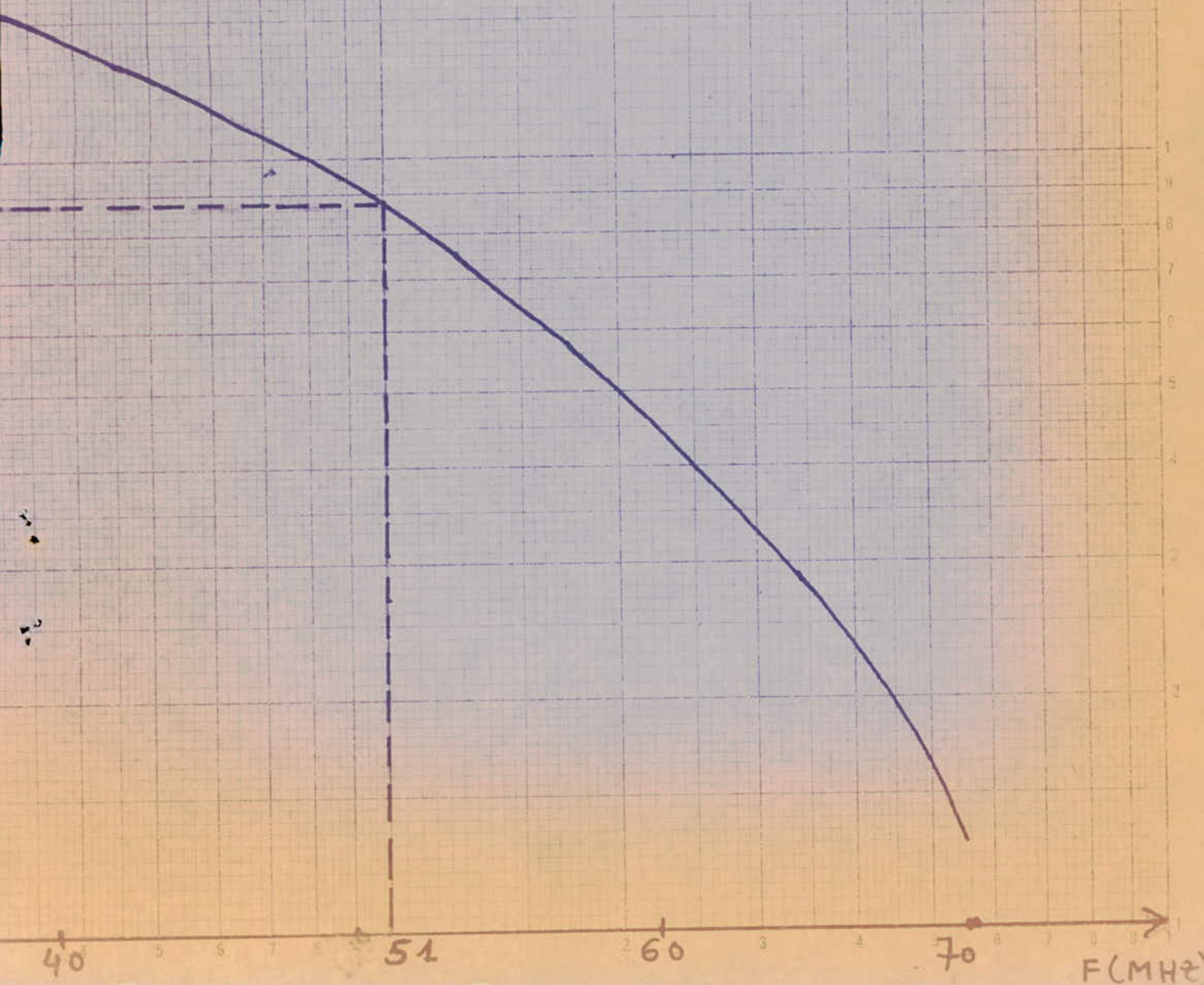
TEKTRONIX INFORMATION DISPLAY DIVISION  
 MADE IN U.S.A.





courbe de reponse du  
Preamplificateur VHF

$f \approx 51 \text{ MHz}$



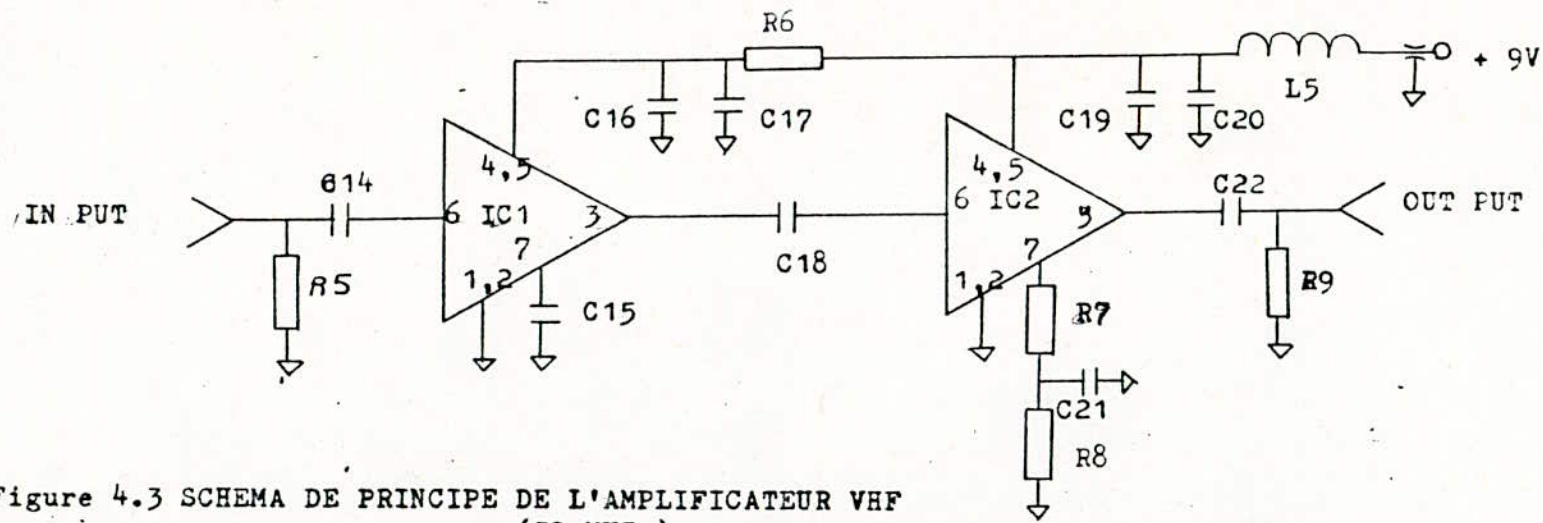


Figure 4.3 SCHEMA DE PRINCIPE DE L'AMPLIFICATEUR VHF (50 MHz)

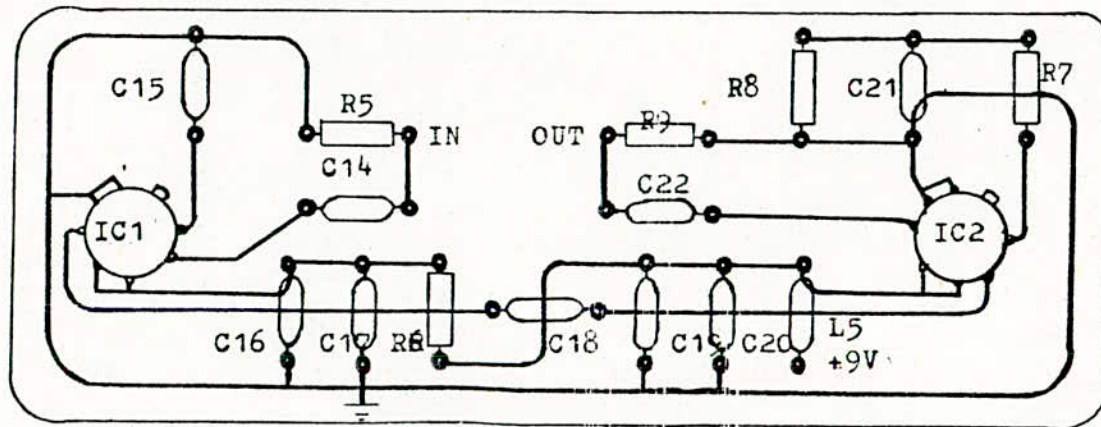


Figure 4.3.a SCHEMA D'IMPLANTATION DE L'AMPLIFICATEUR VHF



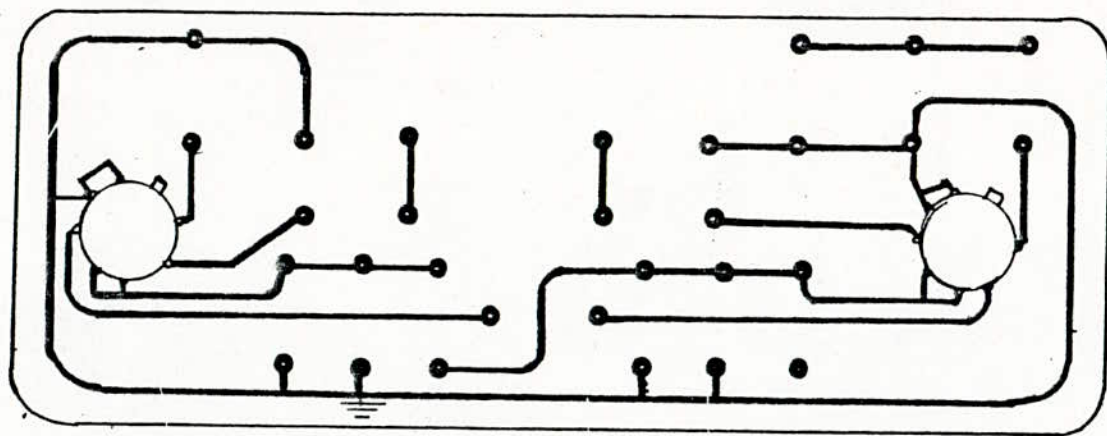


Figure 4.3.b CIRCUIT IMPRIME DE L'AMPLIFICATEUR VHF

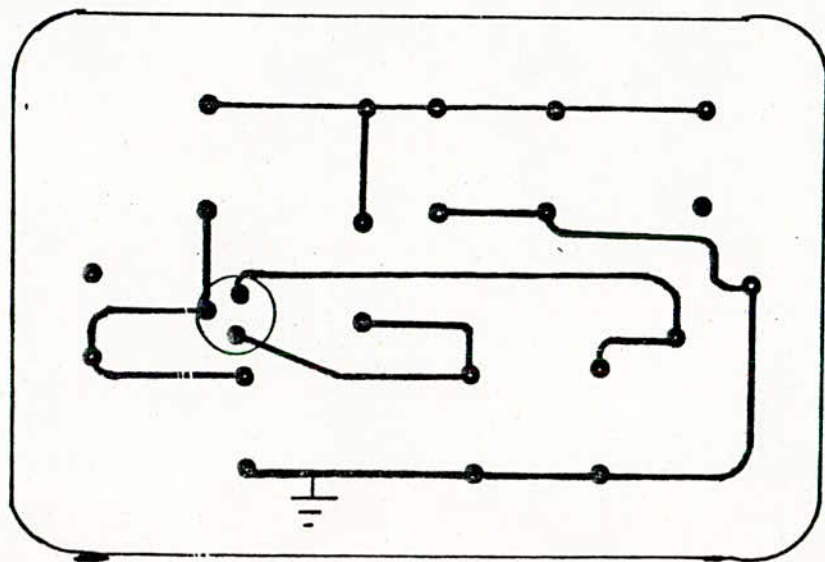
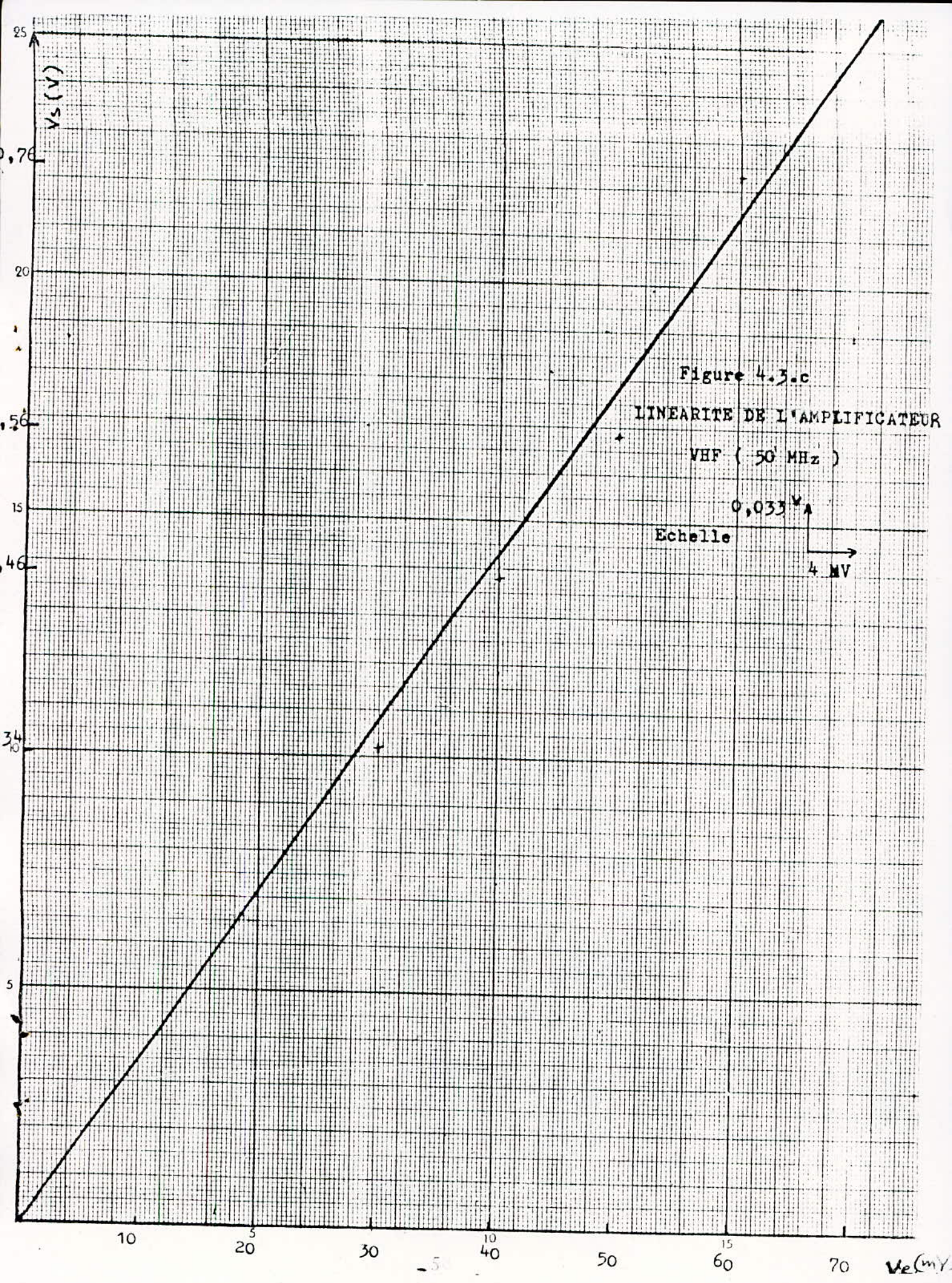


Figure 4.2.b CIRCUIT IMPRIME DU PREAMPLIFICATEUR

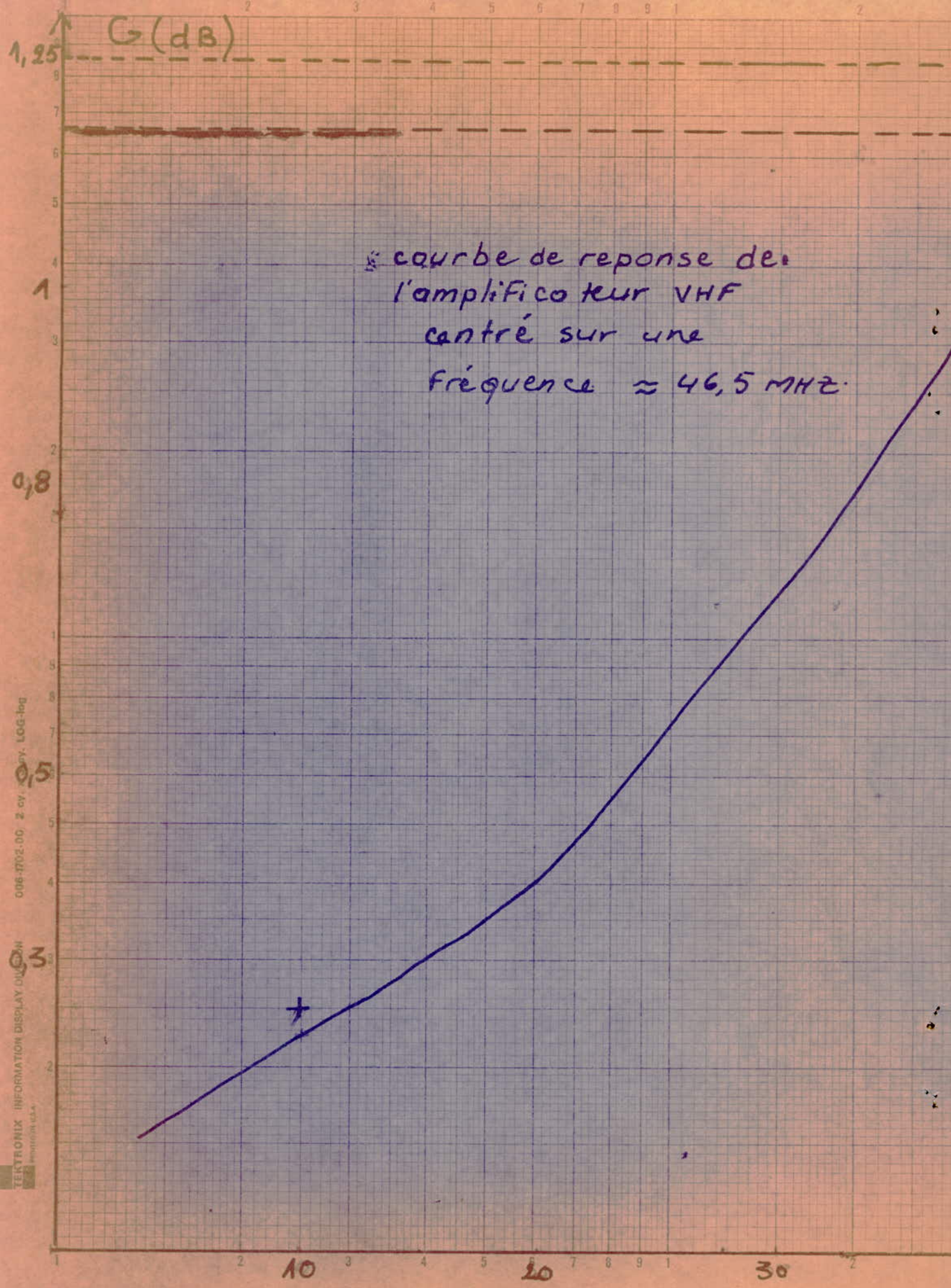






G (dB)

la courbe de reponse de  
l'amplificateur VHF  
centré sur une  
fréquence  $\approx 46,5$  MHz.



006-1702.00 2 cy. LOG-log  
METROMIX INFORMATION DISPLAY DIV.  
MILITARY ELECTRONICS DIV.  
PERKINS ELECTRONIC CORP.  
PERKINS, U.S.A.



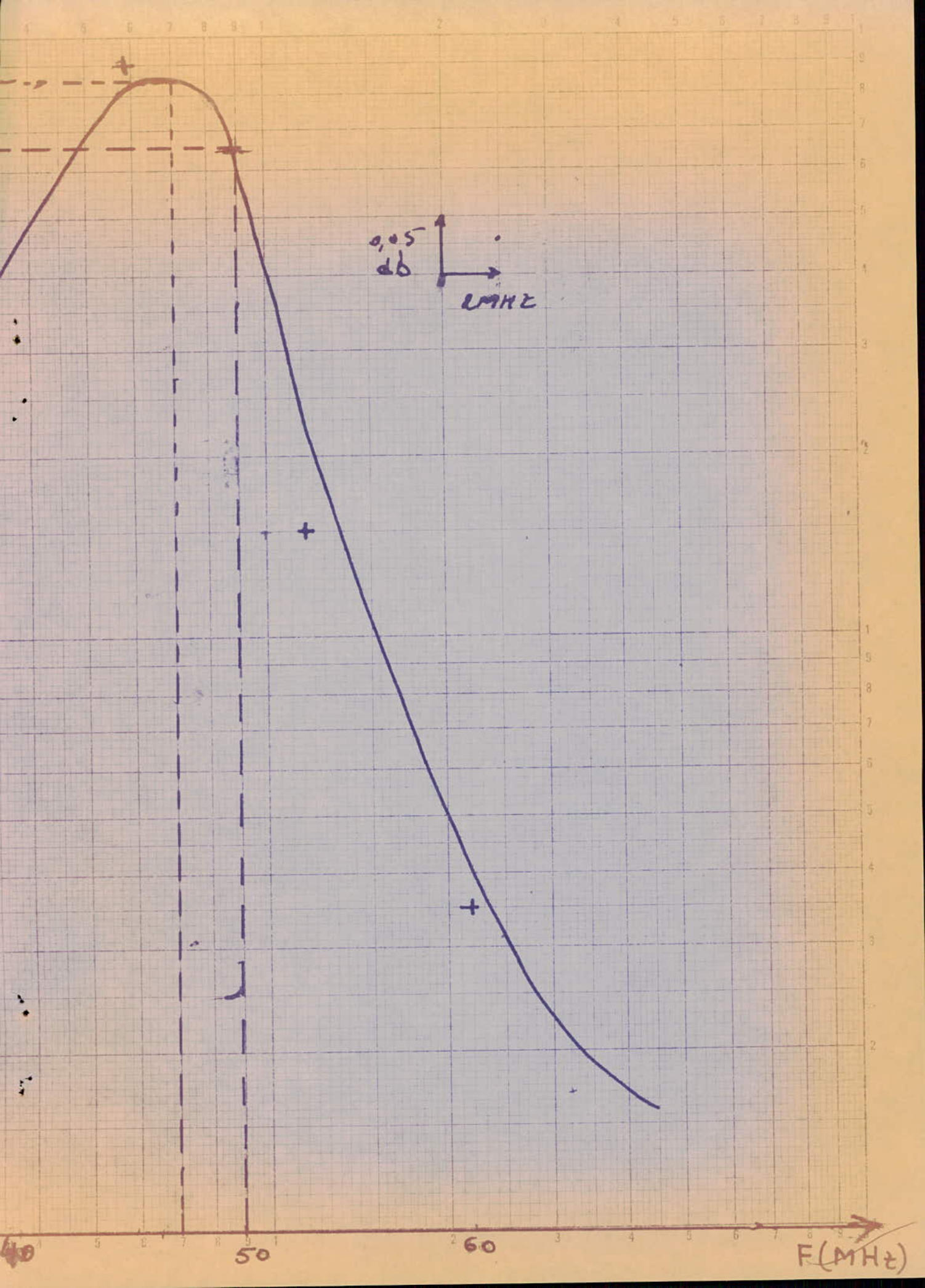


Figure 4.4 SCHEMA DE PRINCIPE DE FILTRE  
DE BESSEL ET AMPLIFICATEUR

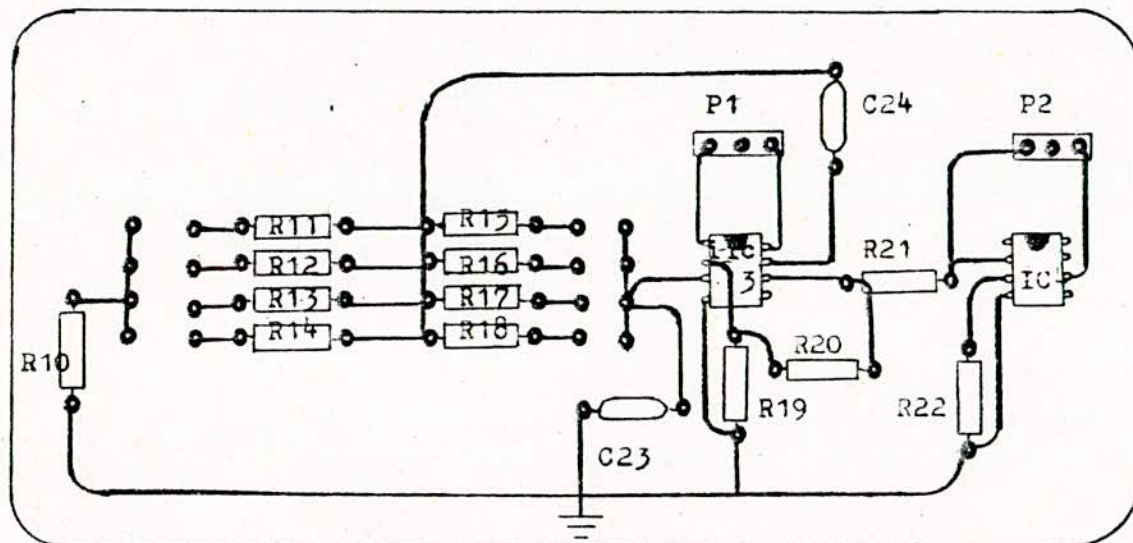
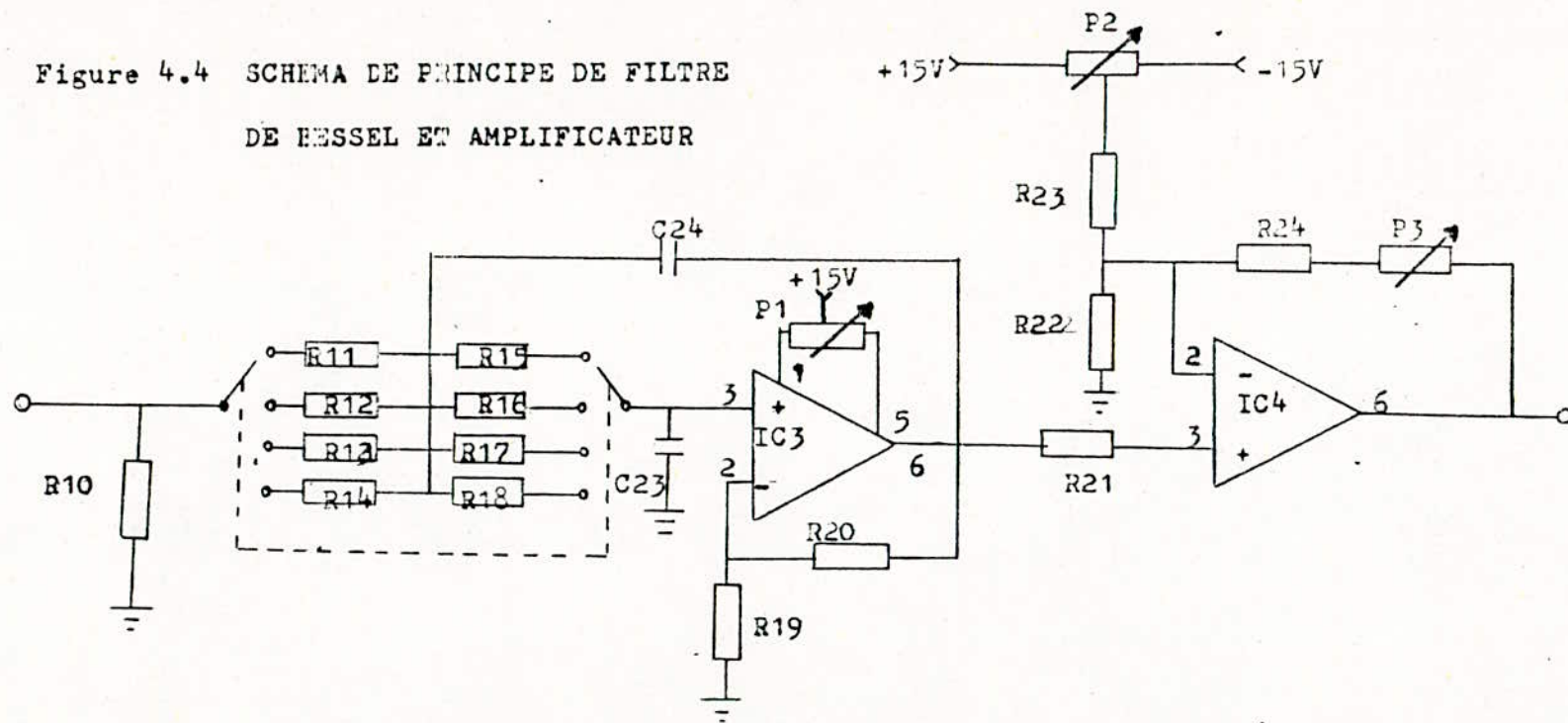
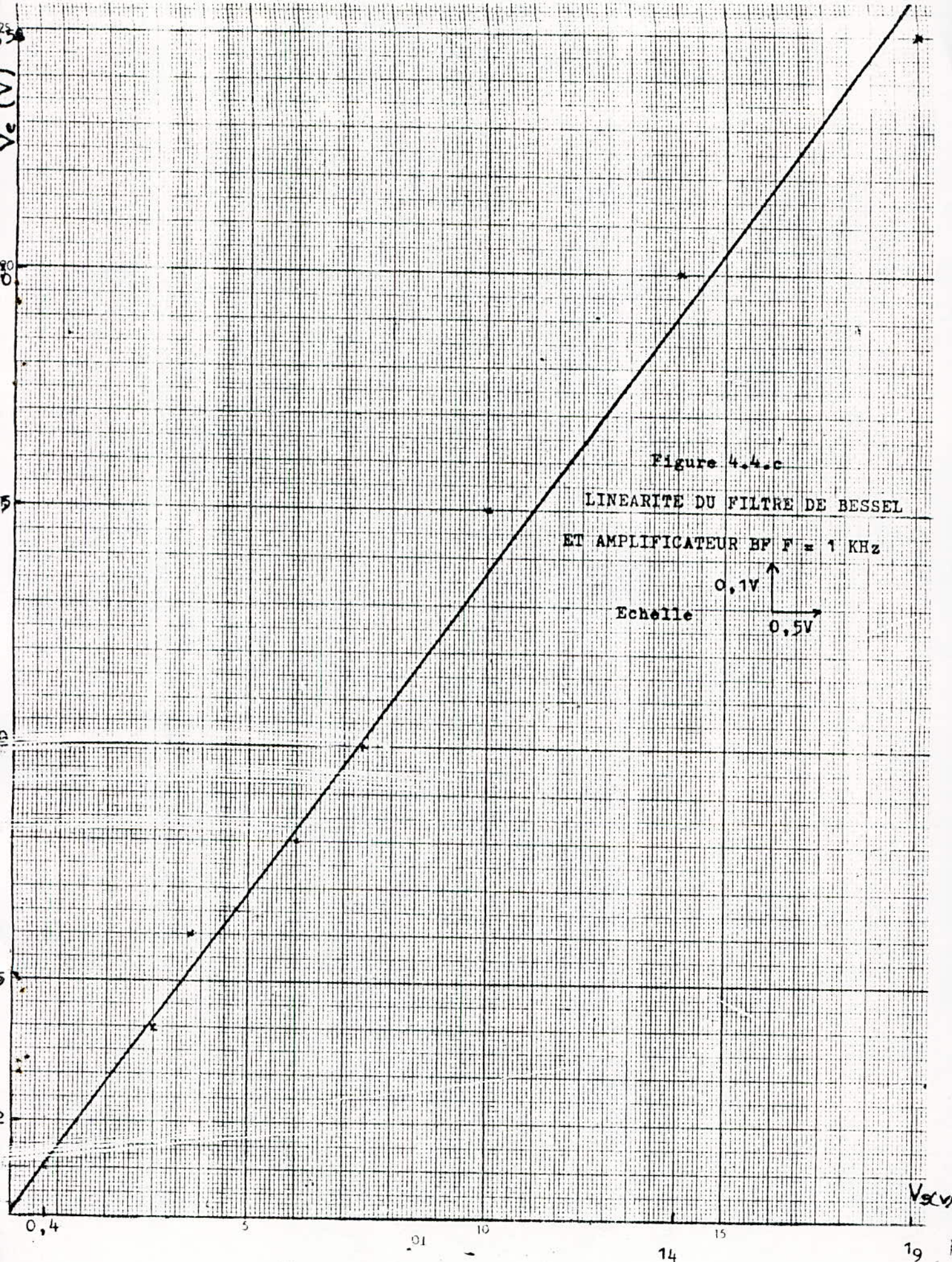


Figure 4.4.a SCHEMA D'IMPLANTATION DU FILTRE DE BESSEL ET AMPLIFICATEUR





$V_{scv}$   
19



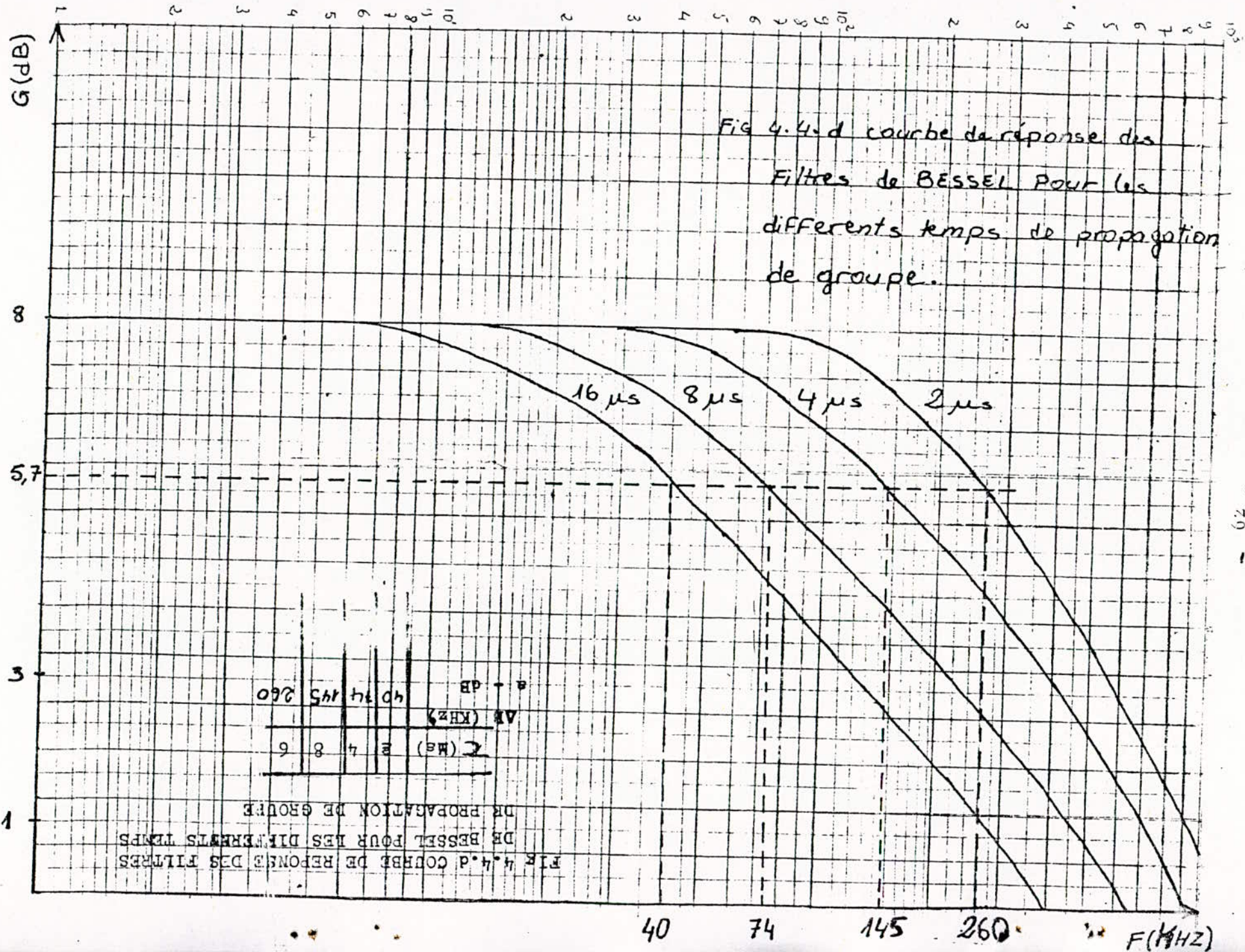


Fig 4.4.d COURBE DE REponse DES FILTRES  
DE BESSEL POUR LES DIFFERENTS TEMPS  
DE PROPAGATION DE GROUPE

τ (μs)	f <sub>c</sub> (kHz)	G (dB)
2	260	5.7
4	145	5.7
8	74	5.7
16	40	5.7



## II - CALCUL DES ELEMENTS DE CHAQUE ETAGE

### CALCUL DES ELEMENTS DU PREAMPLIFICATEUR

Le schéma de cet étage est représenté figure 4.2.

#### Choix du transistor :

C'est un transistor NPN 2 N 3866 au silicium (annexe G), monté en émetteur commun. Le choix d'un tel transistor s'impose dans notre réalisation vu ses performances intéressantes.

En effet les transistors haute fréquence utilisés doivent avoir une fréquence de coupure suffisamment plus élevée que la fréquence de travail. Ce qui est le cas, car  $f_t = 500 \text{ Mhz}$  (fréquence transistor) [Annexe G]. D'autre part il doit avoir un facteur de bruit minimal.

#### Choix du montage :

On a choisi le montage à émetteur commun puisqu'on doit réaliser un amplificateur. Il procure un gain en puissance supérieur aux montages collecteur commun ou base commune. Ce qui améliore le facteur de bruit. D'autre part, l'adaptation est assez simple à obtenir.

#### Polarisation du transistor :

Le point de fonctionnement pris sur la droite de charge est le suivant :

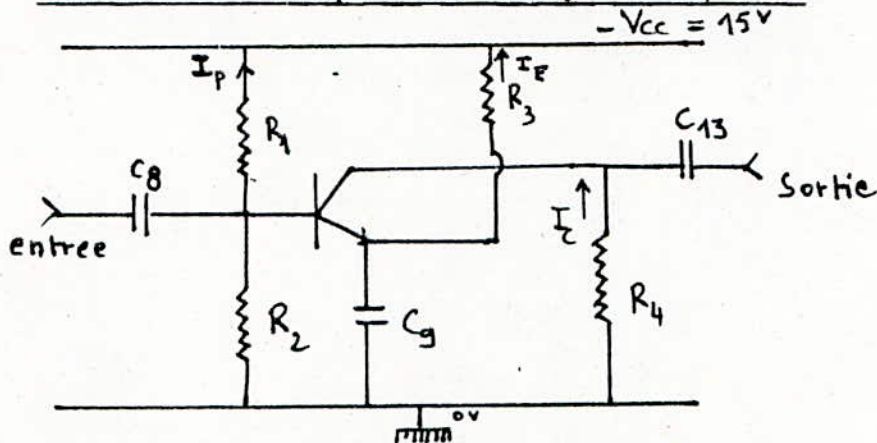
$$I_c = 6 \text{ mA} \qquad V_{CE} = 3,6 \text{ V}$$

$$\text{L'alimentation est : } -V_{CC} = 15 \text{ V} \qquad V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

### Fonctionnement de l'Etage :

Comme il a été indiqué dans la partie théorique, cet amplificateur VHF doit être à grand gain et à faible bruit afin d'assurer une bonne sensibilité. Ce qui est possible avec le transistor choisi.

Calculs de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  :



En régime statique on a :

$$-V_{cc} = (R_1 + R_2) I_P$$

on a :  $I_c = \beta I_B + I_{CB0}$  ( $I_{CB0}$  négligeable car il est de l'ordre de quelques microampères pour les transistors au Silicium)

$$\text{donc } I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{6}{25} \approx 200 \mu A$$

Sachant que le courant de polarisation  $I_P$  est très grand devant  $I_B$  on prend :

$$I_P \approx 10 I_B = 1 \text{ mA} \quad (\text{on prendra l'unité pour des facilités de calcul})$$



On aura :  $R_1 + R_2 = \frac{-V_{CC}}{I_P} = \frac{15}{1} = 15 \text{ K}\Omega$

fixons  $R_1 = 2 R_2$

Car  $R_1$  est généralement prise plus grande que  $R_2$

d'où

$$R_1 = 10 \text{ K}\Omega$$

et

$$R_2 = 5 \text{ K}\Omega$$

On écrit les équations suivantes :

$$R_1 I_P - V_{BE} - R_3 I_E = 0$$

$$R_4 I_C + V_{CE} + R_3 I_E = -V_{CC}$$

$$I_E \approx I_C$$

$$\text{Il vient : } R_3 = \frac{R_1 I_P - V_{BE}}{I_E} = \frac{R_1 I_P - V_{BE}}{I_C} = \frac{10 - 0,6}{6} = 1,56 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = \frac{-V_{CC} - R_3 I_C - V_{CE}}{I_C} = \frac{+15 - 1,56 \cdot 6 - (3,5)}{6} = 0,4 \text{ K}\Omega$$

On a :

$$R_3 = 1,5 \text{ K}\Omega$$

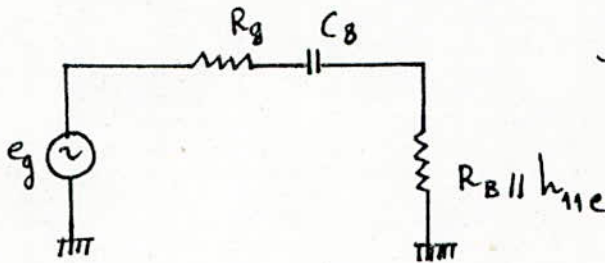
et

$$R_4 = 400 \Omega$$

Calcul de  $C_8$

-----

Soit le réseau



$$R = R_B \parallel h_{11e}$$

$$Y = \frac{1}{R_B} + Y_{11e} = 3 \cdot 10^{-4} + (2 + j2) 10^{-4}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R C_8} \Rightarrow C_8 = \frac{1}{2\pi R f_c}$$

$$C_8 = \frac{1}{2\pi \cdot 1851 \cdot 50 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-12}$$

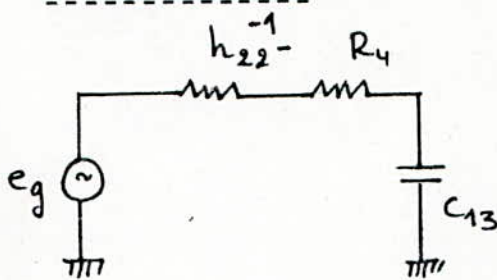
$$C_8 = 2 \text{ pF}$$

$$C_8 = 100 \text{ pF}$$

pour  $f_c = 1 \text{ MHz}$

Calcul de  $C_{13}$

-----



$$R = R_4 + h_{22e}^{-1} = 400$$

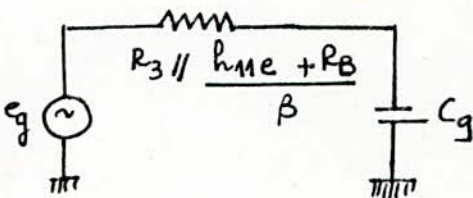
$$C_{13} = \frac{1}{2\pi R f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 400 \cdot 50 \cdot 10^6}$$

$$C_{13} = 8 \cdot 10^{-6} = 8 \text{ pF}$$

pour  $f_c = 1 \text{ MHz}$   $C_{13} = 398 \text{ pF}$

on prendra  $C_8 = C_{13} = 300 \text{ pF}$

Calcul de la capacité :  $C_g$  :  $\beta = h_{21e}$



$$f_c = \frac{1}{2\pi \left( \frac{R_B + h_{11e}}{\beta} \right) \parallel R_3 C_g}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \left( \frac{3300 + 7187}{15} \right) \parallel 1500 C_g}$$

$$C_g = \frac{1}{2\pi \cdot 476 \cdot 50 \cdot 10^6} = 7 \cdot 10^{-12} = 7 \text{ pF}$$

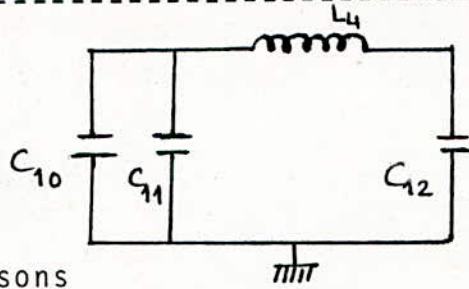
pour  $f_c = 1 \text{ MHz}$

pour  $\beta = \beta_{max}$

$$C_g = 350 \text{ pF} = 0,0003 \mu\text{F}$$

$C_g = 0,03 \mu\text{F}$  on prendra  $C_g = 0,01 \mu\text{F}$

### Calcul des éléments du Filtre



posons

$$C_{10} + C_{11} = C$$

La fréquence doit vérifier la condition suivante :

$$f \ll \frac{1}{2\pi\sqrt{L_4(C+C_{12})}} \quad \text{avec } f = 50 \text{ MHz}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \sqrt{L_4(C+C_{12})}} \Rightarrow L_4(C+C_{12}) = \frac{1}{4\pi^2 \times 10^2 \times 50^2 \cdot 10^{12}}$$

on pose

$$= 10^{-19}$$

on pose  $L_4 = 100 \mu\text{H}$

$$\text{on aura } C + C_{12} = \frac{10^{-19}}{10^{-4}} = 10^{-15}$$

pour  $f = 1 \text{ MHz}$  (fréquence de coupure du transistor)

et  $L_4 = 100 \mu\text{H}$

$$L_4(C + C_{12}) = 5 \cdot 10^{-14}$$

En choisissant un bon facteur multiplicatif on aura

$C + C_{12}$  de l'ordre de quelques microfarads

on prendra

$$C = C_{10} + C_{11} \approx 5 \mu\text{F} \Rightarrow$$

$$C_{10} = 0,01 \mu\text{F}$$

$$C_{11} = 4,7 \mu\text{F}$$

et

$$C_{12} = 0,01 \mu\text{F}$$



## ETUDE DU FILTRE DE BESSEL (Figure 4.4.)

Le Doppler de la cible atmosphérique étant très faible, nous devons tenir à ce que le signal de sortie <sup>Soit</sup> le plus propre possible. C'est-à-dire amplifié de la <sup>meilleure</sup> manière sur toute la largeur de la bande passante du récepteur et sans aucun déphasage. Ces deux qualités ne se trouvent réunies qu'avec l'utilisation d'un filtre passe-bas de Bessel.

C'est un filtre du 2<sup>ème</sup> ordre constitué de deux cellules passe-bas en cascade, dans ce cas l'impédance de charge de la première n'est ~~pas~~ infinie. De même l'impédance de source de la seconde est loin d'être nulle.

Pour limiter ces inconvénients on associe un amplificateur opérationnel avec; l'impédance de sortie du filtre est alors très faible.

Pour réaliser un tel filtre, nous avons choisi comme élément actif un amplificateur opérationnel qui est le  $\mu$ A 741.

### Fonctionnement : (18)

Le signal d'entrée est filtré puis amplifié par l'amplificateur de sortie. Un bon ajustement de l'amplificateur opérationnel peut <sup>être</sup> donné avec un oscilloscope ou un millivoltmètre ceux-ci peuvent être utilisés pour mesurer la tension à la broche 6 du 1<sup>er</sup> amplificateur  $\mu$ A.741. Cette tension peut être mise à zéro ( $\pm 1$  mV) en ajustant  $p_1$ . Ils peuvent aussi être utilisés pour mesurer la tension au bras  $P_2$  avant la résistance de 1 mégohm.

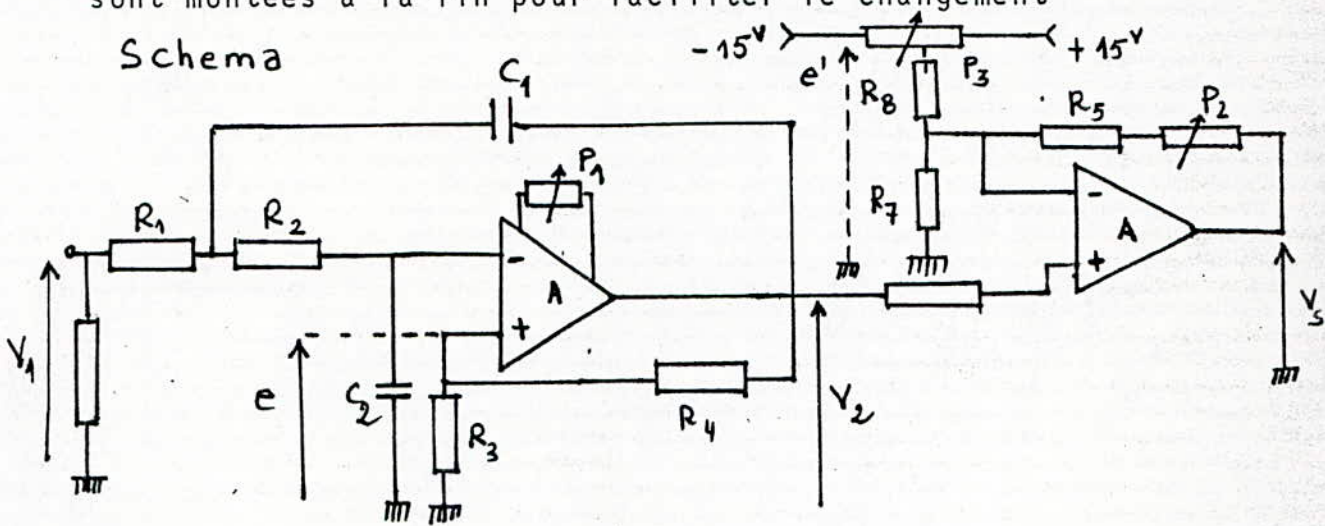
Cette tension peut être mise à zéro en ajustant  $P_2$

La tension de sortie à la broche 6 du second amplificateur opérationnel MA 741 peut alors être mise à zéro en ajustant  $P_3$ .

Les gains des deux filtres doivent alors être ajustés et adaptés comme voulu en choisissant bien la valeur de  $P_3$ .

La largeur de bande peut être variée en changeant les résistances adaptées qui sont commutées par commutateur. Ces résistances sont montées à la fin pour faciliter le changement

Schema



on a

$$F_T(p) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{B}{R_1 R_2 C_1 p^2 + [R_1 C_2 + R_2 C_2 + (1-B) R_2 C_1]}$$

avec  $B = \frac{-A}{A-1}$

$R_1 = R_2 = R$  généralement

d'où  $F_T(p) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{R^2 C_1 C_2 p^2 + 2R C_2 p + 1}$

Les tables nous donnent ( filtre de Bessel du second ordre)

$$f_T(P) = \frac{1}{0,618p^2 + 1,362 + 1} = \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_p^2} + 1,362j\frac{\omega}{\omega_p} + 1} = \frac{1}{-R^2C_1C_2\omega^2 + 2RC_1j\omega + 1}$$

Il vient :

$$2RC_2 = \frac{1,362}{\omega_p}$$

$$C_2 = \frac{1,362}{2} \cdot \frac{1}{R\omega_p} = \frac{1,362}{2} C_0 = C_2$$

avec  $C_0 = \frac{1}{R\omega_p} = \frac{1}{R \cdot 2\pi \cdot f_p}$  (  $f_p$  fréquence de coupure du filtre )

posons  $R = 1 \text{ k}\Omega$  (on fera varier ensuite  $R$ )

$$C_0 = \frac{1}{R\omega_p} = \frac{1}{R \cdot 2\pi f_p} = \frac{1}{10^3 \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^3} = 1 \text{ nF}$$

$$C_1 = 0,681 \cdot \frac{1}{0,681} \cdot \frac{1}{2\pi f_p} = \frac{1}{0,681} \cdot C_0 = \frac{1}{0,681} = 1,46 \text{ nF}$$

$$C_2 = 0,681 \cdot 1 \text{ nF} = 681 \text{ pF}$$

on prendra  $C_2 = 700 \text{ pF}$

$$\text{et } C_1 = \frac{C_2}{3} = 200 \text{ pF}$$

on a  $A_v = \frac{R_4}{R_3} + 1$  ( $A_v$  gain du  $\mu A 741$ )

Pour un gain minimal de 5 par exemple et pour une valeur de  $R_3$  de  $2 \text{ k}\Omega$ , on aura pour  $R_4$  une valeur de  $10 \text{ k}\Omega$ .

donc on prendra  $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$  et  $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$

Calcul de l'amplificateur BF de sortie :

$$\text{On a } K = \frac{P_2 + R_5 + R_6}{R_6} \cdot \frac{1}{1 - \frac{P_2 + R_5 + R_6}{A_v R_6}} = \frac{V_s}{e}$$



Av gain de l'amplificateur opérationnel : grand

$$K = \frac{P_2 + R_5 + R_6}{R_6} = \frac{P_2 + R_5}{R_6} + 1$$

Pour une bonne amplification on pose  $K = 100$

$$\text{d'où } 100 = \frac{P_2 + R_5}{R_6} \Rightarrow 100 R_6 = P_2 + R_5$$

$$R_6 = \frac{P_2 + R_5}{100}$$

soit  $P_2 = 50 \text{ k}\Omega$  (potentiomètre de  $50 \text{ k}\Omega$ )

$$100 R_6 - R_5 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$100 R_6 - R_5 > 0 \Rightarrow 100 R_6 > R_5$$

pour

$R_5 = 10 \text{ k}\Omega$
$R_6 = 600 \Omega$

on a aussi  $\frac{V_s}{V_e} = \frac{P_2 + R_5 + R_7}{R_7}$

et  $\frac{e'}{V_e} = \frac{R_7 + R_8 + P_2}{R_7}$

$$\frac{V_s}{e'} = \frac{P_2 + R_5 + R_7}{P_3 + R_7 + R_8} = K$$

pour le cas le plus défavorable :

$$K = 5 = \frac{P_2 + R_5 + R_7}{P_3 + R_7 + R_8}$$

$$\text{Il vient : } 4 R_7 + 5 R_8 + 5 P_3 = P_2 + R_5 = 60 \text{ K}$$

$$4 R_7 + 5 R_8 = 40 \text{ K}$$

$P_3 = 20 \text{ k}$
----------------------

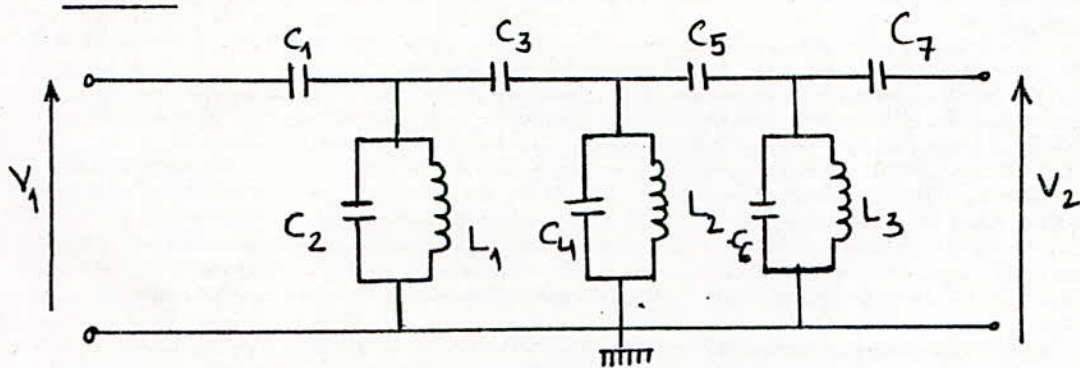
$R_7 = 5 \text{ K}$
---------------------

$R_8 = 4 \text{ k}$
---------------------

.../...

## Calcul du filtre passe-bande

### Schéma



$$\Delta B = 2 \text{ MHz} \quad (\text{bande passante})$$

$$F_c = 50 \text{ MHz}$$

$$49 < F_c < 51 \quad (\text{MHz})$$

$$\text{Impédance d'entrée : } Z_0 = 50 \Omega$$

On utilise généralement en haute fréquence des filtres à éléments passifs. Ils sont meilleurs que les circuits à éléments actifs, qui eux sont plus performants en basse fréquence.

$$\text{on a } Z_0^2 = \frac{L_{1K}}{C_{2K}} = \frac{L_{2K}}{C_{1K}} \quad [16]$$

$$L_{1K} C_{1K} = \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 50^2 \cdot 10^{12}} = 4 \cdot 10^{-17} = L_{2K} C_{2K}$$

$$L_1 C_2 = L_{2K} m_1 C_{2K} \quad \text{car } L_1 = L_{2K}$$

et  $C_2 = m_1 C_{2K}$  avec  $m_1 = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{30}{70}$

$$L_1 C_2 = 4 \cdot 10^{-17} \cdot \frac{30}{70} = 0,4 \cdot 10^{-17}$$

$$\text{si on pose } L_1 = L_2 = L_3 \approx 0,2 \mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{4 \cdot 10^{-18}}{0,2 \cdot 10^{-6}} = 20 \cdot 10^{-12}$$

$$C_2 = 20 \text{ pF}$$

$$C_1 = \frac{1+m_1}{1-m_1} C_{1K} = \frac{1,4}{0,6} C_{1K} = 2,3 \cdot \frac{0,2 \cdot 10^{-6}}{2500} = 0,018 \cdot 10^{-8}$$

$$C_1 = 180 \text{ pF}$$

Calcul de  $C_3$  et  $C_4$

$$\text{on a } L_2 C_4 = 10^{-17} \cdot \frac{40}{60} = 0,6 \cdot 10^{-17}$$

$$C_4 = \frac{6 \cdot 10^{-18}}{0,2 \cdot 10^{-6}} = 30 \text{ pF}$$

$$C_4 = 30 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{1+m_1}{1-m_1} C_{3K} = \frac{1,7}{0,3} \cdot \frac{0,2 \cdot 10^{-6}}{2500} = 0,04 \cdot 10^{-8}$$

$$C_3 = 400 \text{ pF}$$

Calcul de  $C_5$  et  $C_6$

$$L_3 C_6 = 10^{-17} \cdot \frac{49}{51} = 0,96 \cdot 10^{-17}$$

$$C_6 = \frac{9,6 \cdot 10^{-18}}{0,2 \cdot 10^{-6}} = 48 \cdot 10^{-12}$$

$$C_6 = 48 \text{ pF}$$

$$C_5 = \frac{1+m_1}{1-m_1} C_{5K} = \frac{1,96}{0,04} \cdot \frac{0,2 \cdot 10^{-6}}{2500} = 0,004 \cdot 10^{-8}$$

$$C_5 = 40 \cdot 10^{-12}$$

$$C_5 = 40 \text{ pF}$$

On prendra  $C_7$  du même ordre que les autres capacités.

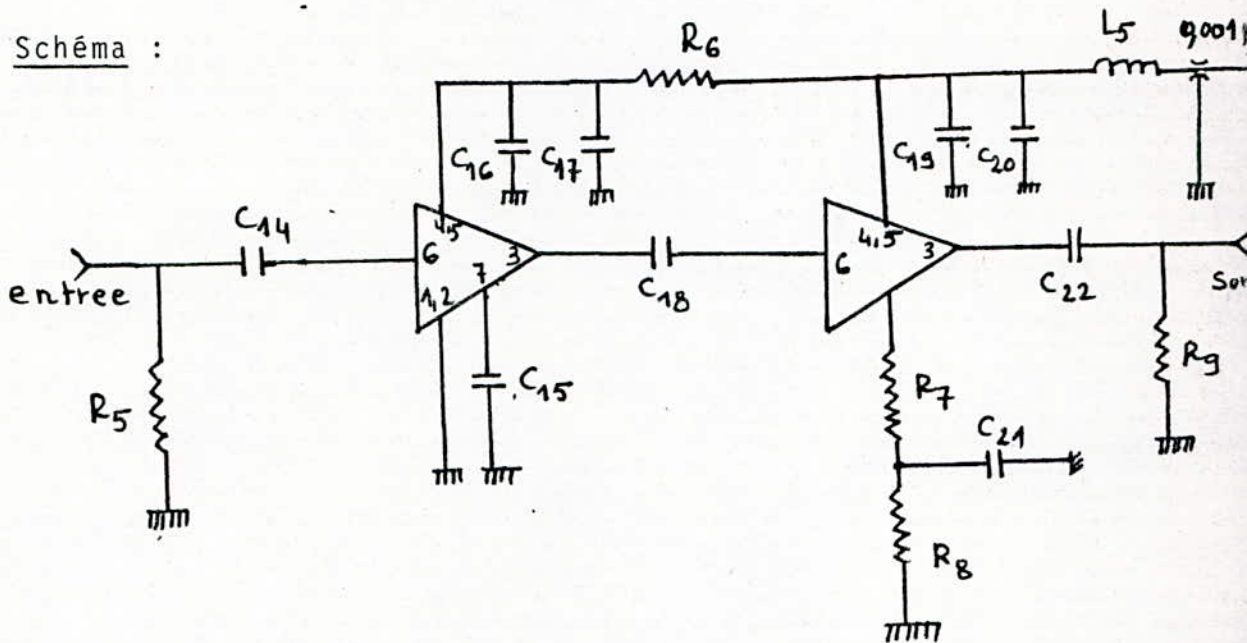


## Calcul de l'amplificateur

Le schéma de cet étage est représenté en figure 4.3. C'est un amplificateur à base d'un élément actif très performant du point de vue amplification et caractérisé par un très faible bruit. Ce qui constitue un avantage certain pour le récepteur de radar ST.

Cet élément actif est un circuit intégré du type SL 560 (Annexe G)

Schéma :



$$\text{on a } f_p = \frac{1}{2\pi R_5 C_{14}} \Rightarrow A_5 C_{14} = \frac{1}{2\pi f_p} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 10^6} = \frac{3,1}{3,1}$$

$$* R_5 C_{14} = 3 \cdot 10^{-9}$$

$$\text{on peut prendre } \boxed{R_5 = 60 \Omega} \text{ et } \boxed{C_{14} = 500 \text{ pF}}$$

on a aussi d'après un choix

$$* \boxed{R_9 = 120 \Omega} \text{ et } \boxed{C_{22} = 25 \text{ pF}}$$

$$* \text{ pour } R_6 = 300 \Omega \quad C_{16} + C_{17} = 10 \text{ pF} \quad (C_{17} \ll C_{16})$$

$$* \text{ pour } L_5 = 15 \mu\text{H} \quad C = C_{19} + C_{20} = 200 \mu\text{F}$$

$$* \text{ on prendra } C_{18} = C_{22} = C_{14}$$

Résumé :

Nous constatons que certaines valeurs sont un peu éloignées de celles utilisées en pratique.

Pour le filtre passe-bande, les valeurs des capacités sont au maximum dix fois plus grandes.

Pour le filtre passe-bas et le préampli, nous avons remplacé certaines valeurs par d'autres qui nous donnent de meilleurs résultats de mesure.

Quant à l'amplificateur VHF, nous avons dû prendre les valeurs fixées par le constructeur.

### III. MESURES ET COMMENTAIRES :

Nous avons effectué toutes les mesures relatives aux tracés des courbes de réponse et de linéarité pour l'étage préamplificateur et l'étage amplificateur VHF et celles relatives aux tracés des courbes de réponse du filtre passe-bande et du filtre de Bessel.

Le préamplificateur (50 MHz) et l'amplificateur (50 MHz) possèdent tous les deux une très bonne linéarité de la sortie par rapport au niveau du signal d'entrée et un bon gain comme le montre les figures 4.2.c et 4.3.c.

Le filtre passe-bande que nous avons réalisé laisse passer certaines fréquences non permises d'après la courbe de réponse de ce filtre (fig. 4.1.c). Sa bande passante est de 2,3 MHz.

Les filtres passe-bas de Bessel à la sortie dont les courbes de réponse correspondant à chaque valeur de  $\tau$ , sont données par les figures 4.4.c et 4.4.d ont une bonne linéarité.



Matériel Utilisé :

- Un oscilloscope haute fréquence 100 Mhz VP 5512 A
- Un générateur basse fréquence METRIX
- 2 Alimentations type MPO
- Un générateur VHF 100 Khz - 110 Mhz PM 5324
- Un oscilloscope basse fréquence 0X 710 B METRIX
- Un voltmètre
- Un Q mètre

Conditions expérimentales :

Toutes les expériences se sont déroulées dans une salle dont la température était de l'ordre de 15°.

Pour plus d'efficacité, il aurait été préférable de travailler en cage de Faraday, ce qui nous aurait permis de faire des mesures plus correctes. Toutes les maquettes se trouvent placées dans des boîtiers blindés.

Réalisation des bobines :

Après avoir réalisé les bobines en fonctions des valeurs obtenues à partir de la formule approchée de NagaoKa, nous nous sommes proposé de les vérifier au Q-mètre pour ajuster le nombre de spires nécessaires.

Vérification des points de fonctionnement :

Avant d'effectuer toute mesure, il faut d'abord vérifier la polarisation du transistor utilisé :

$$T2N\ 3866 \quad VCE = 3,6\ V \quad Vbe = 0,6\ v$$

$$Ic = 6\ mA$$

LISTE DES COMPOSANTS UTILISES POUR LA REALISATION DU SCHEMA DE PRINCIPE :

RESISTANCES	CAPACITES	POTENTIOMETRE	INDUCTANCES
R2 = 5,1 k	C2 = 22 PF	- P1 = 20 k	L1=L2=L3=0,18
R3 = 1,5 k	C3 = 3,0 PF	P2 = 20 k	L4= 100
R4 = 390	C4 = 36 PF	P3 = 30 k	L5= 15
R5 = 56	C5 = 3,0 PF		
R6 = 330	C6 = 30 PF		
R7 = 56	C7 = 12 PF		
R8 = 470	C8 = 270 PF		
R9 = 120	C9 = 0,01	TRANSISTOR	CIRCUITS INTEGRES
R10= 50	C10= 0,01	-----	-----
R11= R15 = 470	C11= 4,7	T = 2N 3866	IC1 = IC2 = SL 56
R12= R16 = 1	C12= 0,01		IC3 = IC4 = HA 25
R13= R17 = 2 k	C13= 270 PF		
R14= R18 = 3,90 k	C14= 120 PF		
R19= 2 k	C15= 0,01		
R20= 8,25 k	C16= 0,01		
R21= R22 = 5 k	C17= 120 PF		
R23= 1 M	C18= 120 PF		
R = 10 k	C19= 0,01		
	C20= 120 PF		
	C21= 0,01		
	C22= 120 PF		

.../...

# CONCLUSION



## CONCLUSION

-----

Ce projet rentre dans le cadre général de la réalisation complète d'un récepteur de radar ST.

L'efficacité de celui-ci à souder l'atmosphère a débouché sur la nécessité d'avoir un récepteur le plus performant possible et ceci en améliorant les caractéristiques techniques de celui. La réalisation d'un récepteur à amplification directe permet d'éviter les problèmes de brouillages dus aux changements de fréquence et de rayonnement des oscillateurs d'émission. Pour soigner au mieux les étages que nous avons réalisés, nous avons choisi les valeurs normalisées des composants les plus proches de celles que l'on avait à utiliser.

Cependant nous avons rencontré des problèmes pour le filtre passe-bande particulièrement à cause des éléments passifs utilisés et surtout les selfs car leurs valeurs n'étant pas disponibles nous avons dû les réaliser puis les tester au Q-mètre. Après ajustement nous avons remarqué que les valeurs des bobines étaient légèrement plus grandes. ~~Après~~ que celles données sur le schéma.

Ce qui a faussé d'une certaine manière la bande passante de ce filtre.

Quant aux autres étages, ils ont donné des résultats satisfaisants du point de vue linéarité et amplification.

Pour ce qui est des filtres passe-bas de Benel, ils peuvent être améliorés en remplaçant les circuits intégrés LM.741 que nous avons utilisés par des HA.2525.

Ces filtres doivent avoir toutes les valeurs des résistances à 1/4W et celles des condensateurs à 1% près.

Les résultats obtenus sont satisfaisants mais loin d'être parfaits. Nous souhaitons qu'ils soient améliorés davantage et ceci en faisant des expériences plus poussées sur l'étage récepteur complet.

Certains organes de ce récepteur jouent un rôle déterminant dans le bon fonctionnement de celui-ci à savoir le filtre passe-bande et l'étage amplificateur VHF <sup>que l'on doit soigner</sup> du point de vue amplification, sensibilité.

Il est également recommandé d'utiliser des composants de haute qualité et de blinder les étages entre eux.

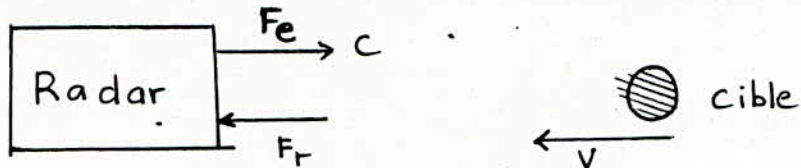
# ANNEXES



- ANNEXE A -

-----  
EFFET DOPPLER  
-----

Soit une station radar mettant sur une fréquence  $F_e$  et une cible se déplaçant à la vitesse  $V$  en direction de la station.



L'objectif mobile est soumis à une fréquence  $F'_e$  et la réfléchit avec une fréquence.

$$F'_e = \frac{c+V}{c} F_e$$

Le radar recevra donc un écho de fréquence

$$F_r = \frac{c}{c-V} F'_e = \frac{c \cdot (c+V)}{c-V \cdot c} F_e = \frac{c+V}{c-V} F_e$$

Un battement de la fréquence d'émission et de la fréquence de réception nous donne.

$$F_d = F_r - F_e = \frac{2V F_0}{c} = \frac{2V}{\lambda} \quad (V \ll c)$$

SENSIBILITE UTILISABLE

Elle dépend principalement des bruits introduits par le récepteur. Dans le cas du radar ST, le rapport (S/B) en puissance à la sortie est de 2 dB.

La sensibilité utilisable est obtenue de la manière suivante :

- on ramène toutes sources de bruits à l'entrée du récepteur
- on calcule le rapport (S/B)<sub>E</sub> à l'entrée d'un tel récepteur en fonction du rapport (S/B)<sub>s</sub> à la sortie.
- on détermine la f.e.m minimale  $e_s$  du signal à l'entrée et qui est la sensibilité utilisable.

$$\left(\frac{S}{B}\right)_E = \left(\frac{e_s}{e_B}\right)^2$$

$$e_s = e_B \sqrt{\left(\frac{S}{B}\right)_E}$$

avec  $e_B$  f.e.m du bruit ramené

BRUIT DE FOND DES RECEPTEURS

A. Bruit dans les résistances

Relation de Nuquist

$$e_{\text{eff}} = \sqrt{4KTR\Delta F}$$

K: constante de Boltzmann

$$= 1,37 \cdot 10^{-23}$$

T: température absolue de R (°K)

F: bande de fréquence contenant le bruit en Hz

La puissance de bruit dû à la résistance est :

$$P = \frac{e_{\text{eff}}^2}{R} = 4KT\Delta F$$

Cette puissance est maximale lorsque la charge est adaptée

$$i = \frac{e_{\text{eff}}}{2R} \quad P = Ri^2$$

$$B = P_{\text{max}} = KT\Delta F$$

On caractérise un bruit par sa densité spectrale (généralement par sa température équivalente de bruit).

$$b = \frac{B}{\Delta F} = KT \text{ (Watt / Hertz)}$$



### Définition de la température de bruit

C'est la température effective d'une source de bruit à l'entrée du récepteur, qui produirait la même puissance de bruit à la sortie du récepteur (considéré comme sans bruit)

on a  $P_b = F_b \cdot P_{ra}$

$P_b$ : puissance totale de bruit ramenée à l'entrée -  
 $P_{ra}$ : puissance de bruit d'ue à l'antenne  
 $F_b$ : facteur de bruit

On a

$$P_b = P_{ra} + F_b \cdot P_{ra} - P_{ra}$$

$$P = \frac{e_{eff}^2}{R} = 4kT \Delta F$$

$$P = 4kT_A \Delta F + (F_b - 1) 4kT_A \Delta F$$

Le premier terme de P représente le bruit que produit Ra

Le second représente le bruit du récepteur

$$P_B = 4kT_A \Delta F + (F - 1) 4kT_0 \Delta F$$

$$P_B = 4kF (T_A + T_R) \Delta F \quad \text{avec } T_R = (F - 1) T_0$$

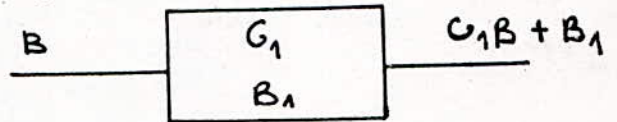
$T_0$ : température absolue du récepteur

- ANNEXE D -

CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT

Pour une suite d'étages amplificateurs-

$$\text{On a : } F_1 = \frac{G_1 B + B_1}{G_1 B}$$



$$F_2 = \frac{G_2 B + B_2}{G_2 B}$$

en cascade on aura :

$$\frac{F_2 - 1}{G_1} = \frac{G_2 B + B_2}{G_1 G_2 B} - \frac{1}{G_2} = \frac{B_2}{G_1 G_2 B}$$

$$F = \frac{(G_1 B + B_1) G_2 + B_2}{B G_1 G_2} = \frac{G_1 B + B_1}{G_1 B} + \frac{B_2}{G_1 G_2 B}$$

$$F(\text{dB}) = 10 \log F$$

Le facteur de bruit est exprimé en rapport et les gains en rapport de puissance.

SELECTIVITE DE L'ETAGE VHF

Soit  $Q$  le coefficient de surtension du circuit sélectif  
Soit  $F$  la fréquence du signal utile d'accord (du circuit bouchon)

La sélectivité est donnée par :

$$\sigma = \sqrt{1 + 4Q^2 \delta^2}$$

$$\delta = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

La fréquence intermédiaire  $F_I$  est élevée, et donc l'accord pour la fréquence image est difficile à obtenir.

$$2Q\delta \gg 1$$

$$\sigma = 2Q\delta$$

$$\delta = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (\text{car } F_0 \text{ est très élevée})$$

$$\sigma = \frac{2Q \Delta\omega}{\omega_0} = 2Q \frac{F_I}{F_0}$$

$$\sigma = 4Q \frac{F_I}{F}$$



- ANNEXE F -

-----

DETERMINATION DES BOBINES UTILISEES EN HF

-----

La formule de "NAGAOKA" donne la valeur de la self induction d'une bobine cylindrique à une couche :

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

L = valeur de la self en  $\mu\text{H}$

n = nombre de spires

d = diamètre moyen de la bobine en centimètres

k = coefficient fonction du rapport d/l de la bobine

l = longueur du bobinage en centimètres

$$K = \frac{100 d}{4 d + 11 l} \quad (\text{valeur approchée})$$

le tableau donne la valeur exacte de K pour différents rapports d/l en simplifiant on aura

$$L = \frac{d^2 n^2}{40 d + 110 l}$$

le diamètre du fil optimal est :

$$d = \frac{L}{n \sqrt{2}}$$

d : diamètre du fil en centimètres

l : longueur de la bobine en centimètres

n : nombre de spires

d/l	K	d/l	K
0,25	2,26	1,90	10,37
0,30	2,65	1,95	10,45
0,35	3,03	2,00	10,63
0,40	3,40	2,05	10,78
0,45	3,76	2,10	10,92
0,50	4,10	2,15	11,05
0,55	4,43	2,20	11,18
0,60	4,74	2,25	11,30
0,65	5,05	2,30	11,42
0,70	5,35	2,35	11,56
0,75	5,65	2,40	11,67
0,80	5,92	2,45	11,80
0,85	6,18	2,50	11,90
0,90	6,46	2,55	12,00
0,95	6,71	2,60	12,11
1,00	6,95	2,65	12,23
1,05	7,20	2,70	12,35
1,10	7,42	2,75	12,45
1,15	7,64	2,80	12,55
1,20	7,88	2,85	12,66
1,25	8,06	2,90	12,75
1,30	8,27	2,95	12,85
1,35	8,49	3,00	12,95
1,40	8,65	3,05	13,11
1,45	8,85	3,20	13,30
1,50	9,05	3,30	13,45
1,55	9,23	3,40	13,62
1,60	9,40	3,50	13,78
1,65	9,57	3,60	13,93
1,70	9,72	3,70	14,09
1,75	9,92	3,80	14,25
1,80	10,05	3,90	14,38
1,85	10,20	4,00	14,50

- ANNEXE G -

-----

- Caractéristiques du transistor 2N 3866

Type	Boitier	VCB Max.	Vce Max.	Veb Max.	Ic Max.
2N3866	T.039	55 V	30 V	3,5 V	400 mA
Tj	Pont	Pin	GP	Ptot max	Ft min
200°C	1 W	0,1 W	10 db	5 W	500MHz
COB	hFE	I c pour hFE			
3 PF	10/200	50 mA			

- Caractéristiques du circuit intégré SL 560 c

Contient trois transistors, ce circuit intégré est à amplification à faible bruit et est très performant.

Il possède :

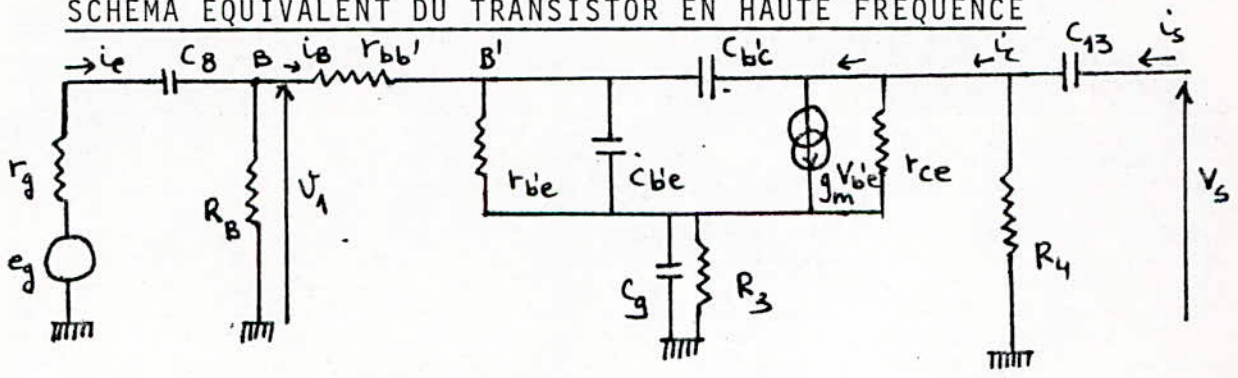
- un gain allant jusqu'à 40 db
- facteur de bruit inférieur à 2 db
- une bande passante de 300 MHz
- une tension d'alimentation de 2 à 15 v
- une faible consommation électrique.



# A N N E X E H

## CALCUL DES ELEMENTS DU TRANSISTOR EN HAUTE FREQUENCE

### SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSISTOR EN HAUTE FREQUENCE

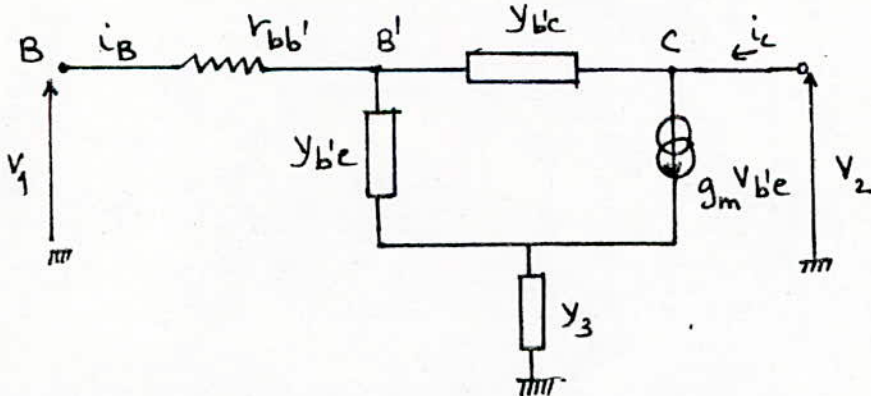


### CALCUL DES PARAMETRES ADMITTANCES

Pour cela il faut calculer  $C_{be}$ ,  $C_{bc}$ ,  $g_m$ ,  $r_{bb'}$ ,  $r_{be}$ ,  $r_{ce}$  au point de fonctionnement choisi ( $\beta = 25$ )

On pose  $r_{ce} = 0$

Le Schéma devient, pour le calcul des admittances :



$$\text{avec } y_{be} = \frac{1}{r_{be}} + j\omega C_{be}$$

$$y_{bc} = j\omega C_{bc}$$

$$y_3 = \frac{1}{R_3} + j\omega C_{13}$$

Les paramètres hybrides sont tels que :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

Les équations sont :

$$v_1 = r_{bb'} i_b + v_{b'e} + R_3 (y_{b'e} v_{b'e} + g_m v_{b'e})$$

$$v_1 = r_{bb'} i_b + v_{b'e} [1 + R_3 (y_{b'e} + g_m)]$$

d'aut

D'autre part :  $i_{b'c} = i_b - y_{b'e} v_{b'e}$

après transformation on obtient :

$$h_{11e} = \left( \frac{v_1}{i_1} \right)_{v_2=0} = r_{bb'} + \frac{1 + R_3 (y_{b'e} + g_m)}{y_{b'c} \left[ 1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'c} + g_m) \right]}$$

$$h_{12e} = \left( \frac{v_1}{v_2} \right)_{i_1=0} = \frac{1 + R_3 (y_{b'e} + g_m)}{1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'e} + g_m)}$$

On a aussi :

$$i_c = g_m v_{b'e} - i_{b'c} = -i_b + (g_m + y_{b'e}) v_{b'e}$$

$$\text{d'où } i_c = \left[ \frac{g_m + y_{b'e}}{K y_{b'c}} - 1 \right] i_b + g_m y_{b'e} \cdot \frac{1}{K} v_2$$

$$\text{avec } K = 1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'c} + g_m)$$

$$\text{donc } h_{21} = \left( \frac{i_2}{i_1} \right)_{v_2=0} = \frac{\frac{g_m}{y_{b'c}} - [1 + R_3 (y_{b'e} + g_m)]}{1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'e} + g_m)}$$

$$\text{et } h_{22} = \left( \frac{i_2}{v_2} \right)_{i_1=0} = \frac{g_m + y_{b'e}}{1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'e} + g_m)} \dots / \dots$$

On a :  $R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \approx 3,3 \text{ k}\Omega$

On a aussi :  $80 \leq r_{bb'} \leq 100 \text{ } (\Omega)$

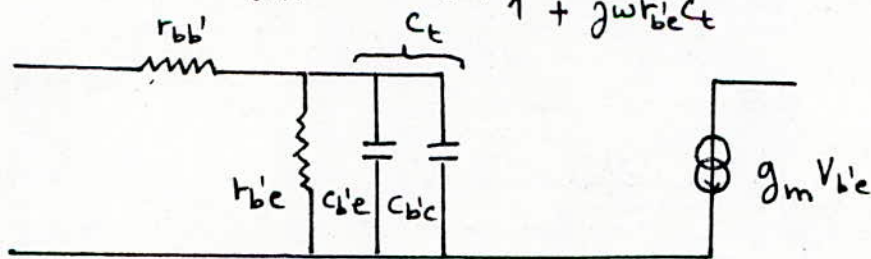
on pose  $r_{bb'} = 100 \text{ } \Omega$

$r_{b'e} = \frac{25}{I_E} \approx \frac{25}{6} \approx 4 \text{ } \Omega \text{ (} T = 25^\circ \text{C)}$

on a  $\beta_0 = \beta(\omega=0) = g_m r_{b'e} \Rightarrow g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{25}{4} \approx 6$

avec  $\beta_0$  gain en courant en régime statique

on a  $i_c = g_m V_{b'e} = g_m \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} c_t}$  (voir schéma : eff et Miller)



Il vient  $\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \Rightarrow \omega_c = \frac{1}{r_{b'e} c_t}$

on a  $f_T$  qui correspond à  $\omega_T$  dont  $|\beta(\omega_T)| = 1$

$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \frac{\omega_T^2}{\omega_c^2}}} = 1 \Rightarrow \frac{\omega_T}{\omega_c} = \beta_0 \Rightarrow \omega_T = \beta_0 \omega_c$

$f_T = \frac{\beta_0 \omega_c}{2\pi} = \beta_0 f_c$

$f_c = \frac{f_T}{\beta_0} = \frac{500}{25} = 20 \text{ MHz [annexe C]}$

$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{r_{b'e} c_t}$



$$\text{d'où } C_t = \frac{1}{2\pi \cdot r_{b'e} f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 4 \cdot 20 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-9}$$

$$\boxed{C_t = 2 \text{ nF}}$$

déterminons à partir de  $C_t$ ,  $C_{b'e}$  et  $C_{b'c}$

$$\text{on a } i_b = V_{b'e} \left( \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'c} \right) + (V_{b'e} - V_{ce}) j\omega C_{b'c}$$

$$\text{et } I_c \approx g_m V_{b'e} = \frac{-V_{ce}}{R_L}$$

$$\text{d'où } \frac{i_b}{V_{b'e}} = \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega [C_{b'e} + (1 + g_m) R_L C_{b'c}]$$

$$\text{on a donc : } C_t = C_{b'e} + 2800 C_{b'c}$$

$$C_{b'e} = C_t - 2800 C_{b'c}$$

$$C_{b'e} = 2 \cdot 10^{-9} - 2 \cdot 0,3 \cdot 10^4 \cdot 10^{-13} = 2 \cdot 10^{-9} - 2 \cdot 0,3 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{b'c} = 5 \cdot 10^{-13} = 0,5 \text{ pF} \quad (\text{pour } x = 5)$$

$$C_{b'e} = (2 - 1,5) \cdot 10^{-9} \quad (C_t > 2800 C_{b'c} \quad \text{condition nécessaire})$$

$$C_{b'e} = 0,5 \text{ nF}$$

On prend  $C_{b'c}$  de l'ordre du dixième de picofarad

pour avoir homogénéité de l'équation soit des nanofarads

$$C_{b'e} = (2 - 1,5) \cdot 10^{-9} = 0,5 \text{ nF}$$

$$\boxed{C_{b'c} = 0,5 \text{ pF}} \quad \text{et} \quad \boxed{C_{b'e} = 0,5 \text{ nF}}$$

Calcul des paramètres admittances

$$h_{11e} = r_{bb'} + \frac{1 + R_3 (y_{b'e} + g_m)}{y_{b'c} \left[ 1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'e} + g_m) \right]}$$

$$h_{11e} = 100 + \frac{1 + 1,5 \cdot 10^3 (0,25 + j0,16 + 6)}{j 157 \cdot 10^{-6} \left[ 1 + \frac{0,25 + j0,16}{j 157 \cdot 10^{-6}} + 1,5 \cdot 10^3 (0,25 + j0,16 + 6) \right]}$$

$$h_{11e} = 100(4454 - j 5641) \Omega \quad y_{11e} = (2 + 2j) 10^{-4} \Omega^{-1}$$

$$h_{12e} = \frac{1 + R_3 (y_{b'e} + g_m)}{1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'e} + g_m)} = \frac{1 + 1,5 \cdot 10^3 (0,25 + j0,16 + 6)}{1 + \frac{0,25 + j0,16}{j 157 \cdot 10^{-6}} + 1,5 \cdot 10^3 (6,25 + j0,16)}$$

$$h_{12e} = 0 - 2,40 + j0,09 \quad y_{12e} = -0,4 + j1,1$$

$$h_{21e} = \frac{\frac{g_m}{y_{b'c}} - (1 + R_3 (y_{b'e} + g_m))}{1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'e} + g_m)} = \frac{\frac{6}{j 157 \cdot 10^{-6}} - (1 + 1,5 \cdot 10^3 (26,25 + j0,16))}{1 + \frac{0,25 + j0,16}{j 157 \cdot 10^{-6}} + 1,5 \cdot 10^3 (6,25 + j0,16)}$$

$$h_{21e} = 2,9 - j15 \quad y_{21e} = 0,34 - j0,07$$

$$h_{22e} = \frac{g_m + y_{b'e}}{1 + \frac{y_{b'e}}{y_{b'c}} + R_3 (y_{b'e} + g_m)} = \frac{6 + 0,25 + j0,16}{1 + \frac{0,25 + j0,16}{j 157 \cdot 10^{-6}} + 1,5 \cdot 10^3 (6,25 + j0,16)}$$

$$h_{22e} = 590,2 + j91,4 \Omega^{-1} \quad y_{22e} = 0,002 + j0,01 \Omega^{-1}$$

# BIBLIOGRAPHIE



## BIBLIOGRAPHIE

-----

1. Etude de la propagation troposphérique et de la réception des ondes VHF par radar ST par Mr. K.SAADA.
2. Etude de la basse atmosphère par radar ST par Mr.S.FERRAT
3. Radars par Mr. L.THOUREL
4. Emetteurs et récepteurs par Mr. D.BENSOUSSAN
5. Emission réception tome III SAINT-MONDRIER
6. Physique et théorie du radar tome I et II par J.DARRICAN
7. L'utilisation pratique des transistors par G.RAYMOND
8. L'amplificateur opérationnel (MASSON)
9. Electronique par VAN VALKENBURGH.
10. Eléments électroniques ESTOURNET
11. Technologie des composants électroniques R.REBSON
12. Cours de radio électricité générale S.ALBAGLI tome I Ed.RADIO
13. Emission réception des ondes hertziennes (VICTOR BIGGI)  
Ed.EYROUES - Le bruit dans les récepteurs
14. Technologie des circuits imprimés (J.CEUMICHEN)
15. Référence data for radio engineers chapitre filters  
paramètres design

16. Electronique application les filtres actifs et leur  
synthèse

17. Tycho technology incorporated  
instruction manual (28 Avril 1982). RX receiver  
ST - 56 1R and 1R x R USA

18. Théorie des circuits par Mr. M.J SLOSIAR 1965-66