

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

14/87

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

Resc

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE TECHNIQUE DES RECEPTEURS RADAR S.T

Proposé Par :

Etudié par :

Dirigé par :

K. SAADA

H. MAMOU.

ET

A. KEHAL

K. SAADA

PROMOTION :

JANVIER 1987.

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT :

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE TECHNIQUE DES RECEPTEURS RADAR S.T

Proposé Par :

K. SAADA

Etudié par :

H. MAMOU.

ET

A. KEHAL

Dirigé par :

K. SAADA

PROMOTION :

JANVIER 1987.

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi — EL-HARRACH — ALGER

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce travail

A la mémoire de mon grand père

A mes parents adoptifs à qui je dois tout

A mes parents

A mes frères et sœurs

A tous mes amis(ies)

A. KEHAL

A tous mes parents et amis



REMERCIEMENTS



Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements et notre profonde gratitude à :

- Notre promoteur KHEMAIS Saada qui a proposé le sujet de thèse, et dont le suivi, l'aide, suscitent notre profonde reconnaissance .

- Monsieur M.TAIBI

- Mademoiselle M.TAYANE

*
* PLAN GENERAL *
*



INTRODUCTION

1^{ière} Partie : Présentation du radar ST.....

CHAPITRE I : Présentation du radar ST AIR - CLAIR

1. Radar ST Air-clair

2. Présentation du radar ST

2.1.Principe.....

2.2.Présentation du système radar ST.....

2.3.Technique d'émission - récepteur radar.....

2.4.Résolution radiale et transversale.....

2.5.Equation radar.....

2^{ième} Parties : Etude technique de la réception

CHAPITRE II : Etude technique de la réception

1. Introduction

2. Caractéristiques fondamentales des récepteurs radar ST .

2.1.La stabilité.....

2.2.La sensibilité.....

2.3.La constance des caractéristiques.....

2.4.La sélectivité.....

2.5.La fidélité.....

2.6.La linearité.....

2.7. La dynamique.....

2.8. Coherence en fréquences.....

2.9. Absence de rayonnement.....

3. Le bruit dans les récepteurs - radar.....

 3.1. Bruit thermique.....

 3.2. Rapport signal sur bruit.....

 3.3. Le facteur de bruit.....

 3.4. Bruits externes.....

4. Constitution des récepteurs ordinaires.....

CHAPITRE III : Technique de réception superhétérodyne.....

1. Principe.....

2. Constitution du récepteur.....

 2.2. Etage amplificateur VHF.....

 2.3. Mélangeur de fréquence.....

3. Choix de la fréquence intermédiaire F_I

4. Sensibilité aux dérives de fréquences des oscillateurs.....

5. Amplificateur à fréquence intermédiaire.....

6. Détecteur amplitude phase.....

7. Amplificateur de sortie (BF).....

8. Avantages et inconvénients du récepteur superhétérodyne....

CHAPITRE IV : Les récepteurs à amplification directe.....

1. Principe.....

2. Amplification haute fréquence.....

3. Problèmes de réactions indésirables liés à l'amplification VHF.

INTRODUCTION

I N T R O D U C T I O N

L'utilisation des radars doppler ST dans le domaine complexe de la météorologie nécessite une réception puissante du fait que le signal à recevoir est très faible et noyé dans le bruit .

Dans ce présent ouvrage nous nous intéressons à la technique de réception utilisée dans le radar ST. Et de là fixer les limites du récepteur dans la restitution correcte du signal utile .

De ce fait notre travail sera axé sur l'étude technique de deux principaux récepteurs à savoir :

- Le récepteur superhétérodyne .
- Le récepteur à amplification directe .

Et de dégager pour chacun d'entre eux les avantages et inconvénients .

Mais avant d'aborder l'étude proprement dite, nous avons jugé nécessaire d'expliquer les mécanismes responsables d'échos-radar .

La présente étude est divisée en trois parties.

- La première, décrit sommairement le principe de fonctionnement des radars ST (Stratosphère - Troposphère) ainsi qu'une approche quantitative à l'étude des phénomènes atmosphériques.
- La deuxième partie qui comprend trois chapitres est consacrée à une étude technique détaillée des deux récepteurs en question.
- Enfin, une dernière partie porte sur l'étude des filtres passe-bas placés à la sortie du récepteur.

1^{ère} PARTIE

PRESENTATION DU RADAR ST
AIR-CLAIR

RADAR ST AIR CLAIR

1- Introduction:

Ce type de radar fonctionnant en VHF est destiné, comme le reflète son nom (Stratosphère - Troposphère), à l'investigation de la basse atmosphère; là, où les mécanismes responsables d'échos-radar sont facilement observables par l'analyse de l'intensité et du déphasage de ces derniers.

Pour une étude moins fine, des ondes métriques sont tout indiquées, car les mécanismes dûs aux précipitations atmosphériques sont exclu d'où la dénomination air-clair .

Un aperçu sur la structure de l'atmosphère [1] nous permettra de situer les deux couches ~~sub~~-citées (Fig 1.1).

L'atmosphère est composée d'un ensemble de couches constituant deux parties principales :

La partie haute est située entre 60 Km et 1500 Km et comprend entre autres couches l'ionosphère; celle-ci se subdivise en sous-couches, d'altitudes différentes (D, E, F1, F2) qui ont une structure qui dépend fortement de l'activité solaire . De ce fait, les couches D et E sont pratiquement inexistantes la nuit cependant que F1 et F2 se recombinent. C'est cette structure qui est responsable du processus de propagation des ondes radio par réflexion ionosphérique .

La partie basse de l'atmosphère comprend trois couches principales: Troposphère, stratosphère et mésosphère . La première citée qui s'étend de la surface de la mer à une altitude approximative de 12 Km est le siège des perturbations atmosphériques; tandis que la stratosphère qui s'élève jusqu'à 50 Km est un peu calme .

2 - Présentation du radar ST

2-1. Principe

Le radar ST est un radar doppler [Annexe A] qui émet dans l'atmosphère, à intervalles de temps égaux (fréquence de répétition = "F_r"), des impulsions d'énergie électromagnétique puissante et de durée τ modulant une porteuse VHF [2].

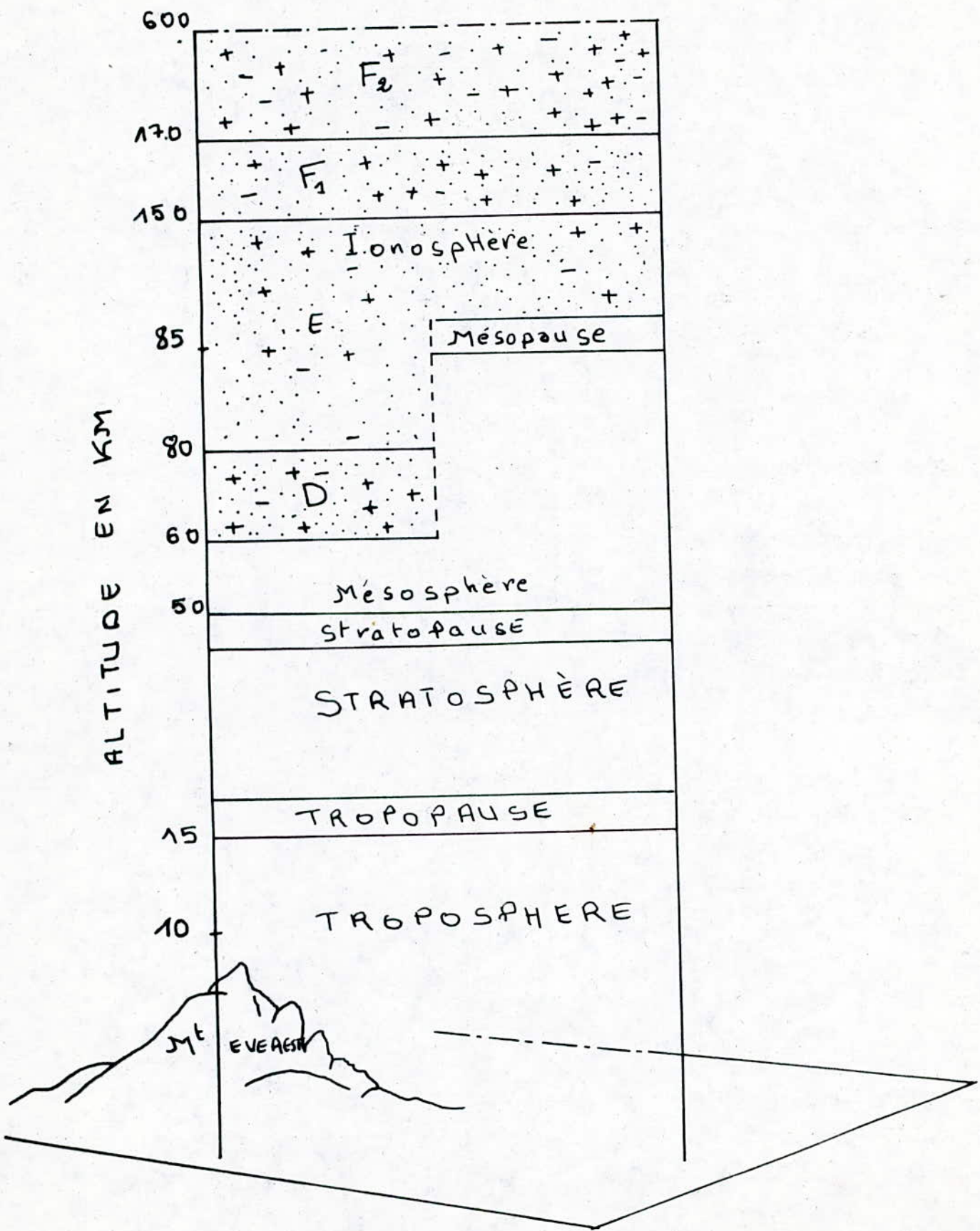


Fig 1.1 : COUCHES Atmosphériques

L'énergie émise est concentrée en un faisceau de faible ouverture par une antenne directive . La cible, constituée par l'atmosphère elle-même **et** présente dans le faisceau, intercepte une partie de l'énergie incidente qu'elle absorbe et rayonne dans diverses directions. La fraction renvoyée vers le radar est le signal utile .

Pour la mesure de la vitesse du vent et la discrimination entre les mécanismes responsables de l'écho, trois directions de tir sont utilisées: deux obliques et une verticale (Fig 1-2). A chaque direction correspond un réseau d'antennes coaxiales-collinéaires uniformément espacées. Chaque réseau rayonne dans une direction avec un angle d'ouverture de 5° . Les directions de tir obliques sont inclinées de 15° par rapport à la verticale :

- Un angle plus faible ne permettrait pas de distinguer les projections des échos verticaux et horizontaux sur la direction de tir.

- Un angle plus grand ferait perdre l'homogénéité spatiale du champ du vent requise en altitude .

Les directions Nord-Est et Sud-Est ont été choisies conventionnellement à la direction des vents sur le globe terrestre .

2-2 Présentation du système radar ST

Le radar ST se compose essentiellement (Fig 1-3):

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

L'organe principal de l'émission est un oscillateur très stable de fréquence $f_e = 50 \text{ MHz}$. Les impulsions émises sont formées par le modulateur .

Le duplexeur permet de sélectionner l'émission ou la réception tandis que le commutateur à trois réseaux sélectionne la direction de **tir** voulue [1] .

Le récepteur a pour fonction d'amplifier le signal rétrodiffusé par le milieu atmosphérique ou "écho" capté par le réseau d'antennes fixé par le commutateur.

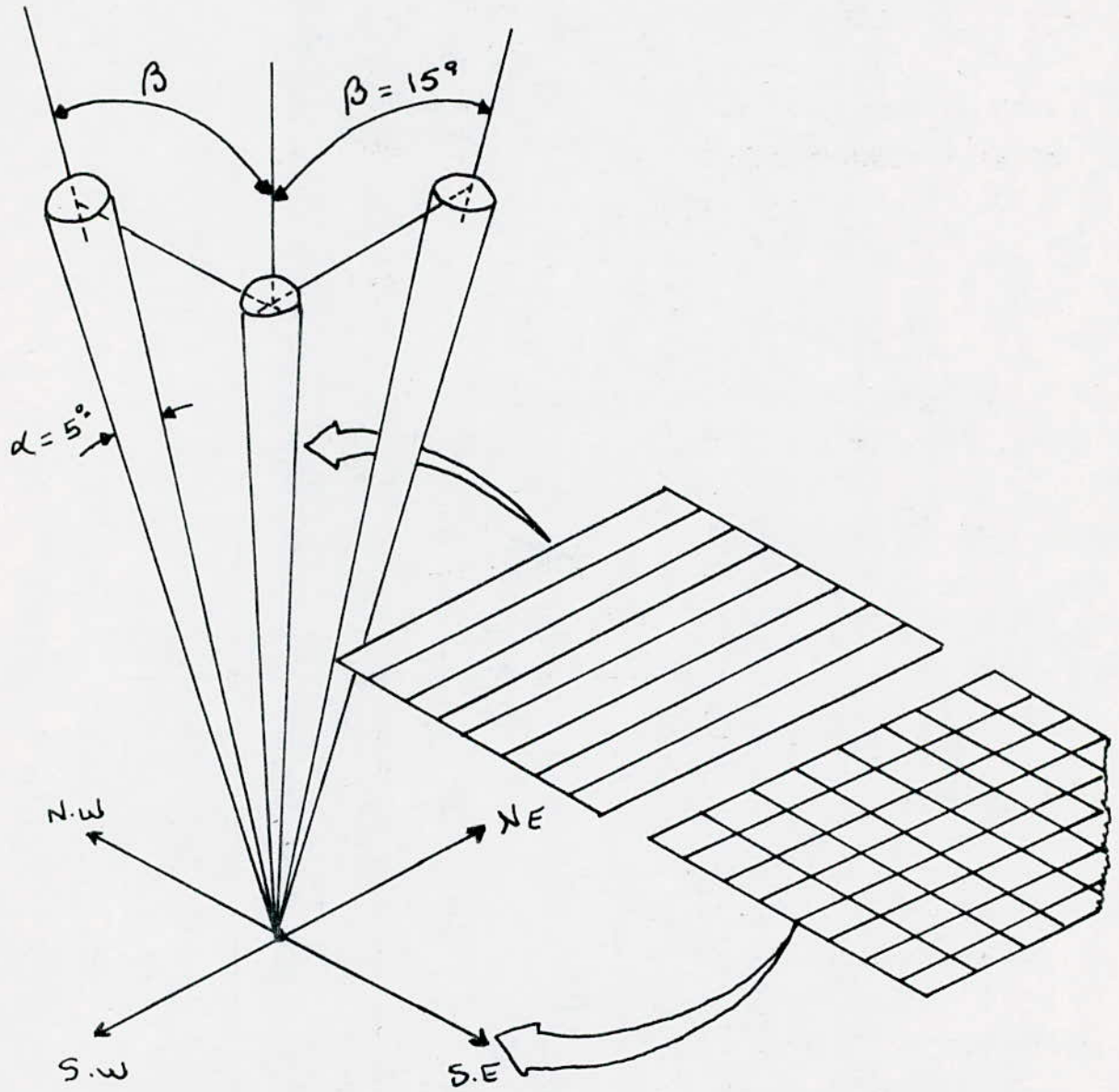


Fig 1. Les trois directions de tir du radar. S.T.

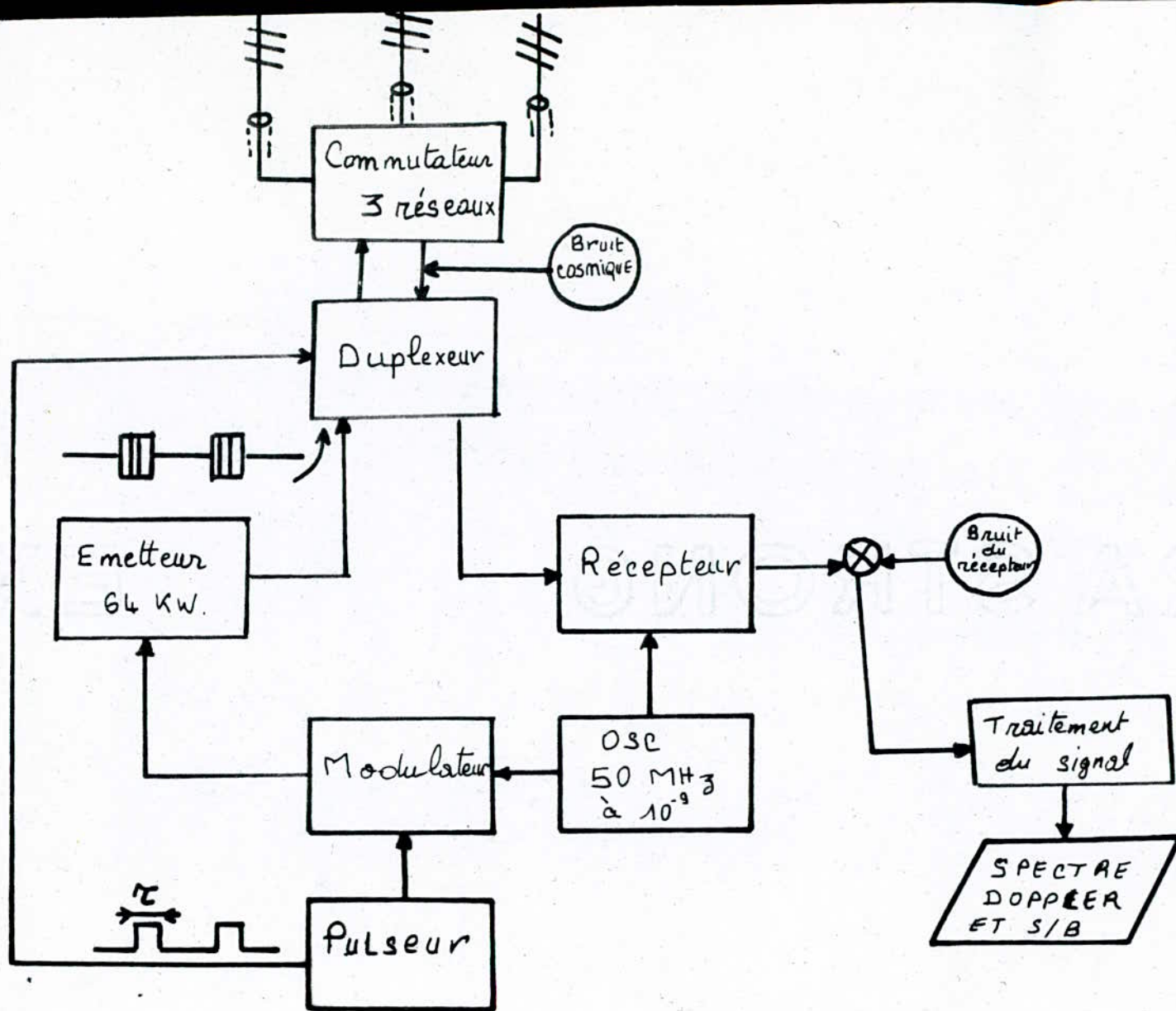
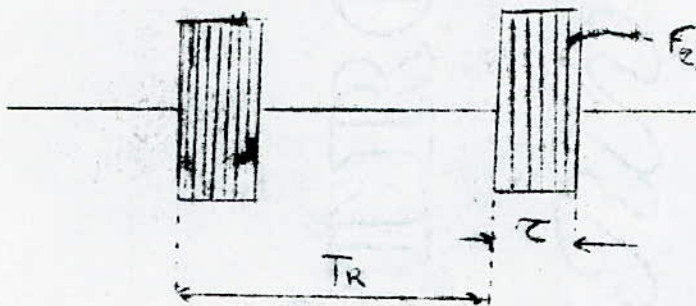


FIG. 1.3 : SCHEMA SYNOPTIQUE DU RADAR S.T.

A la sortie du récepteur le signal subit un traitement par le calculateur qui consiste en un calcul par FFT (Transformée de Fourier rapide) du spectre de la puissance doppler pour chaque altitude considérée .

2-3. Technique d'émission - réception radar :

Un émetteur envoie dans l'espace un signal composé d'une suite d'impulsions brèves de durée τ à une fréquence $F_r = \frac{1}{T_r}$. La période de répétition T_r est prise suffisamment grande pour que le signal reçu ne soit pas pollué par l'écho-radar suivant . Les impulsions modulent une onde VHF de fréquence F_e (Fig 1-4). Une représentation spectrale est donnée par la (Fig 1.5) .



Fig(1-4): Signal d'émission .

Le signal ainsi émis aura pour expression :

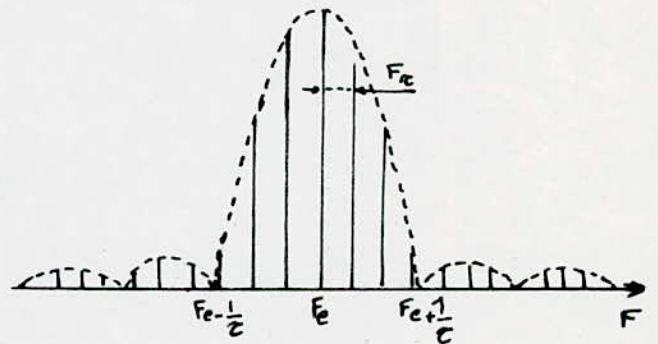
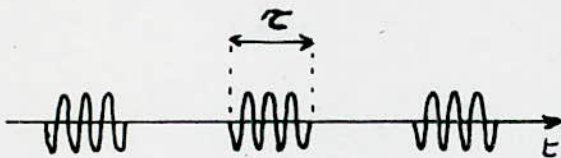
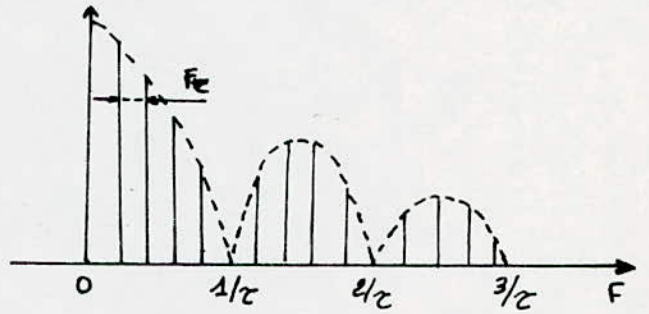
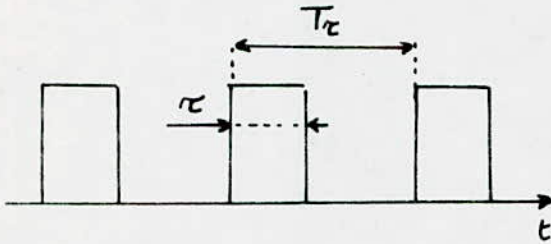
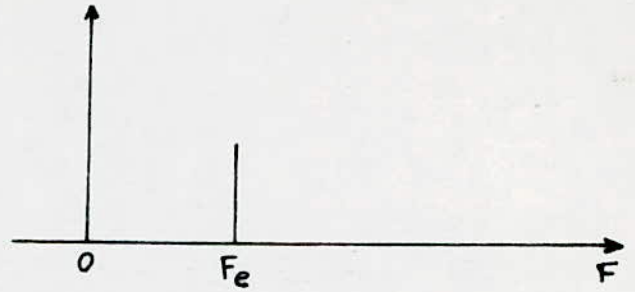
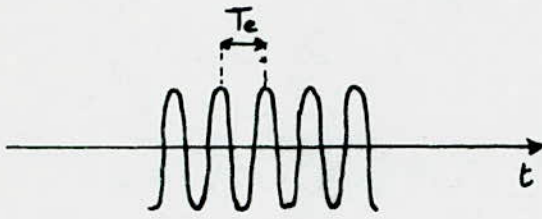
$$S_e(t) = A \cos(2\pi F_e t)$$

Durant le temps séparant l'émission de deux impulsions successives le signal rétrodiffusé est reçu avec un déphasage $\phi(t)$ par rapport au signal émis et s'écrira sous la forme suivante :

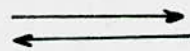
$$S_r(t) = B \cos(2\pi F_e t - \phi(t)) \quad ; \quad \text{Voir Fig(2-2)}$$

où

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



Signal



Spectre

Fig 1.5.4 : Spectre du signal radar émis

La pulsation correspondante sera :

$$\omega_d = \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{dr}{dt}$$

$$\omega_d = \frac{4\pi}{\lambda} V_r$$

V_r : Vitesse radiale de la cible (m/s)

d'où l'on définit la fréquence doppler comme suit :

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

f_d est la fréquence Doppler qui nous permet de connaître la vitesse radiale " V_r " de la cible atmosphérique (du vent)

2-4. Résolutions radiale et transversale [3]

a - Résolution radiale

La valeur $\Delta r = \frac{c\tau}{2}$ définit la résolution radiale du radar, elle est indépendante de la distance de la cible mais aussi elle détermine l'extension radiale de la région contribuant à l'écho reçu, à un instant donné, ou profondeur du volume (Δv) de résolution de l'impulsion Fig(1-7)

b - Résolution transversale

La résolution transversale dépend de la forme du faisceau qui est déterminée par l'antenne. Le sondage en volume, qui est la principale application du radar atmosphérique, conduit à utiliser des faisceaux étroits de formes simples. Car dans l'observation d'un volume diffusant de grande étendue la largeur finie du faisceau intervient par lissage des fluctuations spatiales de la distribution du signal.

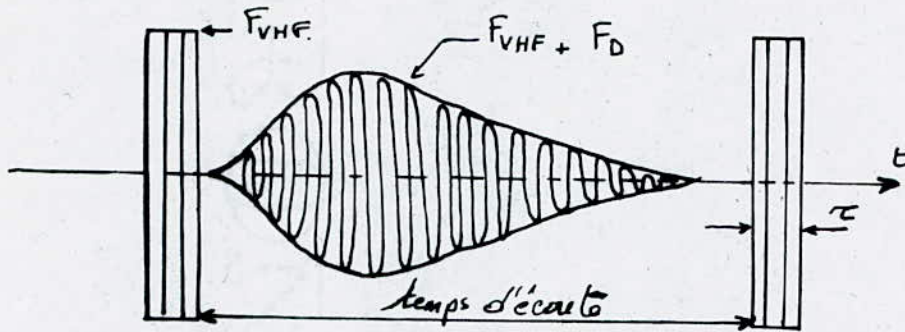


Fig 1.5. Temps de réception de l'écho-radar

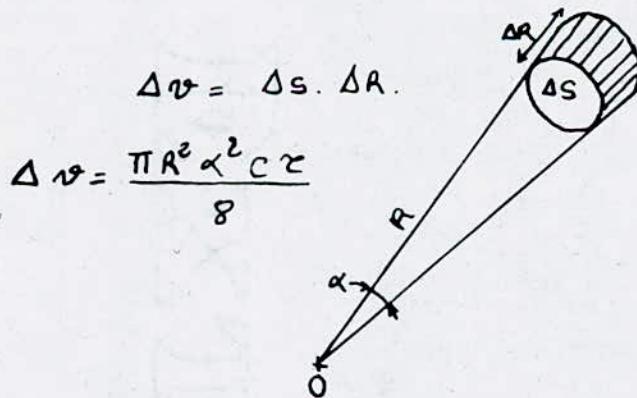


Fig 1.7. Volume de résolution du radar S.T.

2-4. Equation radar

Cette équation lie la portée du radar à ses caractéristiques de façon à déterminer l'influence de celle-ci sur ces performances [Annexe B]. Si P_e est la puissance de l'impulsion émise, G le gain de l'antenne, λ la longueur d'onde radar, σ_{eff} section efficace de la cible et R sa portée alors la puissance rayonnée par la cible vers le radar est :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma_{eff}}{(4\pi)^3 R^4}$$

d'où

$$R^4 = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma_{eff}}{(4\pi)^3 P_r}$$

Si dans cette dernière formule, P_r est la puissance du signal minimale détectable et G le gain maximal de l'antenne R est alors la portée maximale du radar .

3- Mécanismes responsables de l'écho-radar

Les observations quantitatives de diffusion par les milieux turbulents qui sont une conquête relativement récente du radar ont leurs racines historiques dans les travaux sur la propagation à longue distance développés vers 1940. On perçut à cette époque que les mécanismes atmosphériques responsables de la propagation transhorizon devaient inclure 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 .

La différence entre ces deux mécanismes réside dans la structure réfractive de l'atmosphère qui est liée aux variations de l'indice de réfraction de l'air; indice qui varie en fonction de la température, de l'humidité et de la pression. Il est donné par la formule suivante :

$$(n - 1) = \frac{3,73 \cdot 10^{-1}}{T^2} e + \frac{77,6 \cdot 10^{-6}}{T} \cdot P$$

P : pression atmosphérique (mb)

T : Température absolue (°K)

e : Pression partielle de la vapeur d'eau (mb)

Plusieurs expériences ont montré qu'il existe deux sortes de réfractations :

- La réflexion partielle : causée par les variations rapides de l'indice de réfraction en fonction de l'altitude.

- La diffusion turbulente : Liée, quant à elle, aux fluctuations aléatoires de l'indice de réfraction .

Généralement **les échos reçus** sont dûs à ces deux mécanismes simultanément. Et pour identifier l'un ou l'autre de deux phénomènes on compare les intensités des échos suivant les directions; car ceux provenant de la réflexion partielle ne sont reçus que suivant une direction verticale; cependant la diffusion turbulente est isotrope .

2ième PARTIE

ETUDE TECHNIQUE DE LA
RECEPTION RADAR-ST

ETUDE TECHNIQUE DE LA RECEPTION RADAR ST

1-Introduction

Les récepteurs radioélectriques sont de types très variés. On trouve en fait deux grandes familles de postes .

- Ceux de radiodiffusion sonore et visuelle qu'on trouve entre les mains du grand public .
- Et un grand nombre de modèles "professionnels" qui sont destinés à tous les genres de trafic (Télégraphie - téléphonie - radar)

2-Caractéristiques fondamentales des récepteurs radar ST .

Les radars ST sont des instruments puissants opérant dans la gamme VHF ou UHF .
Ils collectent avec souplesse, efficacité et rapidité les signaux faibles rétrodiffusés par la cible atmosphérique; il doivent être munis pour autant de récepteurs performants [4] auxquels sont imposés les exigences suivantes :

- Une bonne sélectivité
- Un très faible facteur de bruit
- Une dynamique élevée
- Une très grande stabilité
- Une très bonne cohérence de fréquence
- Une très grande sensibilité
- Une bonne fidélité

Il existe deux types de récepteurs pour les radars ST, à savoir :

- Les récepteurs superhétérodyne (Fig 2-1) .
- Les récepteurs à amplification directe (Fig 2-2) que nous que nous allons étudier et comparer du point de vue performances .

2-1. La stabilité

Elle définit l'aptitude du récepteur à conserver dans le temps son réglage sur une fréquence fixe quand les conditions d'environnement se modifient (Température, tension d'alimentation etc). Elle se chiffre en hertz ou en fraction de la fréquence d'accord du récepteur. Aussi, pour un récepteur stable, l'accord et le réglage, une fois réalisés, n'auront plus à être retouchés.

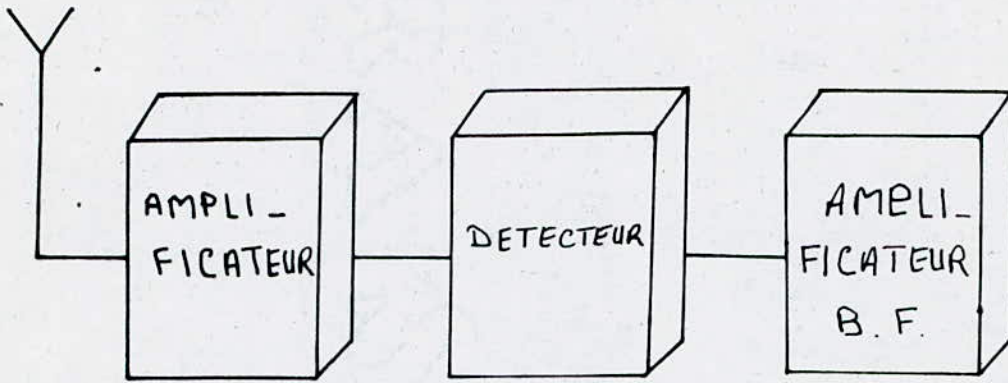


Fig 2.1 : RECEPTEUR A AMPLIFICATION DIRECTE.

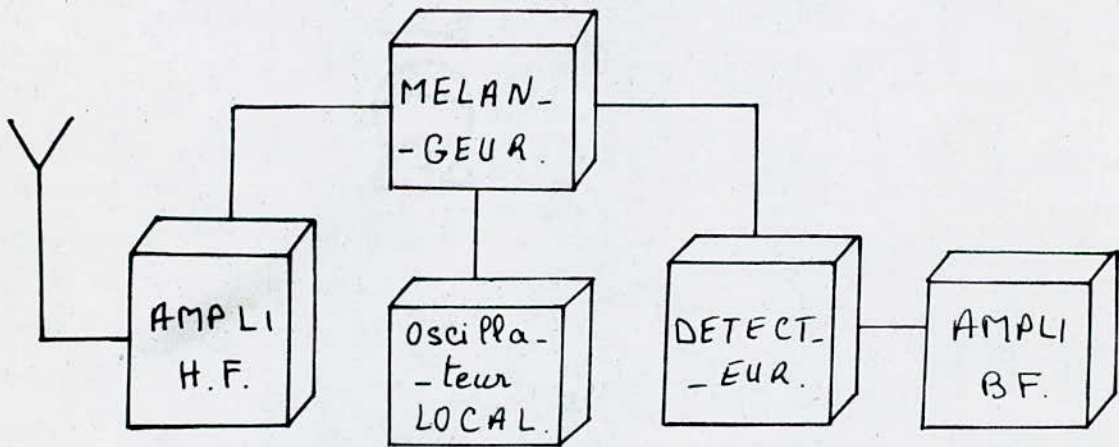


Fig 2.2 : RECEPTEUR SUPERHETERODYNE.

2-2. La sensibilité

2-2-1. Signal minimal détectable

La sensibilité du récepteur est son aptitude à capter des signaux de faible amplitude. Elle se chiffre par la plus petite valeur qu'il faut donner au signal d'entrée pour obtenir à la sortie du récepteur un rapport S/B déterminé.

La "sensibilité" ainsi définie par le niveau d'entrée minimal pour obtenir à la sortie la puissance voulue perd son intérêt lorsque le signal de sortie est mélangé avec du bruit.

On donne le nom générique de "bruit" aux impuretés diverses qui accompagnent le signal de sortie. Il faut alors définir, suivant la nature du signal, le minimum du rapport S/B admissible à la sortie du récepteur (évalué généralement en puissance et exprimé en dB). Il est de 2 dB pour le radar ST .

La "sensibilité utilisable" d'un récepteur dépendra donc étroitement des bruits qu'il introduira. Elle est donnée par l'expression suivante (Annexe C) :

$$e_{\min} = e_E \sqrt{(S/B)_E}$$

2-2-2. Récepteur à filtrage adapté

On cherche évidemment à réaliser des récepteurs dont le bruit soit le plus faible possible. On est ainsi amené à limiter la largeur B de la bande passante (c'est à dire à filtrer) à la valeur minimale compatible avec la bande occupée par le signal, et assurant le meilleur rapport S/B. Diverses considérations basées sur la théorie des probabilités montrent que pour un filtre passe-bande idéal, la largeur de bande optimale est:

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

2-3. La constance des caractéristiques

Les caractéristiques d'un récepteur doivent-êtré constantes dans le temps. Car c'est cette constance qui est garante des performances et de la qualité de la réception. Elle implique des qualités de robustesse : telles que la résistance aux chocs et aux vibrations, à la brutalité et aux fausses manoeuvres des opérateurs et la résistance vis à vis des *surtensions d'alimentation.*

2-4. La sélectivité

Le signal désiré n'étant jamais le seul à atteindre le collecteur d'ondes, une autre qualité fondamentale du récepteur et son aptitude à isoler le signal utile parmi tous les brouilleurs et parasites. Elle est proportionnelle au rapport (Gain/Bande passante) .

2-5. Fidélité

La fidélité traduit l'aptitude du récepteur à restituer à la sortie le signal de modulation sans déformation. Elle se chiffre en termes de distorsion donnant le pourcentage des signaux parasites à la sortie du récepteur par rapport au signal utile de modulation .

Les déformations qu'apporte un récepteur peuvent se classer en:

- Déformations inévitables apportées par la sélectivité, la fidélité sera donc en compromis avec la sélectivité.
- Déformations dues au fait que l'amplification n'est pas parfaitement linéaire .
- Déformations dues à la distorsion linéaire à l'intérieur même de la bande passante.

2-6. Linéarité

La linéarité est une qualité du récepteur qui définit son aptitude à recevoir simultanément un signal utile de faible amplitude et un signal brouilleur de fort niveau sans que le premier ne soit étouffé ou trop affecté par le second . Cette caractéristique est complémentaire de la sélectivité.

2-7. Dynamique

Pourqu'un radar ST puisse traiter des signaux forts(dûs aux échos des premières altitudes) et les échos faibles(provenant des hautes altitudes); il doit-être équipé d'un récepteur à grande dynamique. Elle est définie par:

$$D_r = 20 \log_{10} \frac{U_e (\text{sat})}{U_e (6 \text{ dB})} \quad (\text{dB})$$

avec $U_e(\text{sat})$: tension d'entrée maximale

avec $U_e(6 \text{ dB})$: tension d'entrée maximale qui donne la saturation

du signal de sortie du récepteur.
 U_e (6 dB) : tension d'entrée minimale du récepteur qui
 donne un rapport $S/B = 6$ dB en sortie .

Elle est donc proportionnelle à la gamme de variation du niveau du signal recevable .

En effet pour élever la dynamique d'un récepteur il faut maximiser U_e (sat) et minimiser U_e (6 dB) . Cependant elle est limitée par celle du calculateur qui doit être voisine de celle du récepteur. La dynamique du calculateur est donnée par :

$$D_c = 6 n + 0,75 \quad (\text{dB})$$

où n est le nombre de bits .

2-8. Cohérence en fréquence

Les fréquences doppler des cibles atmosphériques n'excèdent pas quelques dizaines de hertz. Elles sont donc très faibles vis à vis des fréquences émises. Pour les mesurer, il est nécessaire que l'onde locale conserve la mémoire des caractéristiques de l'onde transmise de façon que la comparaison avec le signal reçu permette d'extraire l'information relative à l'effet doppler . Une telle mesure peut être réalisée à l'aide de deux oscillateurs différents (l'un à l'émetteur, l'autre au récepteur), or on ne peut jamais avoir parfaitement la même fréquence, et une légère différence de la fréquence d'émission F_e peut être interprétée comme une fréquence doppler et fausser le résultat de l'observation de l'atmosphère. Cependant, cette cohérence de fréquence [2] peut être obtenue avec un seul oscillateur qui sert en même temps à l'émission et à la compensation de cette fréquence dans le récepteur . Le schéma type est donnée par (Fig 2-3) . Pour une meilleure cohérence en fréquence, cet oscillateur doit avoir une très grande stabilité à très court terme. (pour $F_d = 30$ Hz on a $S = 6 \cdot 10^{-9}$ pendant 200 us) .

2-9. Absence de rayonnement

Les récepteurs contiennent généralement des oscillateurs locaux. Cependant il faut éviter qu'ils rayonnent car ce rayonnement est nuisible à l'émission, D'où la nécessité de blindage .

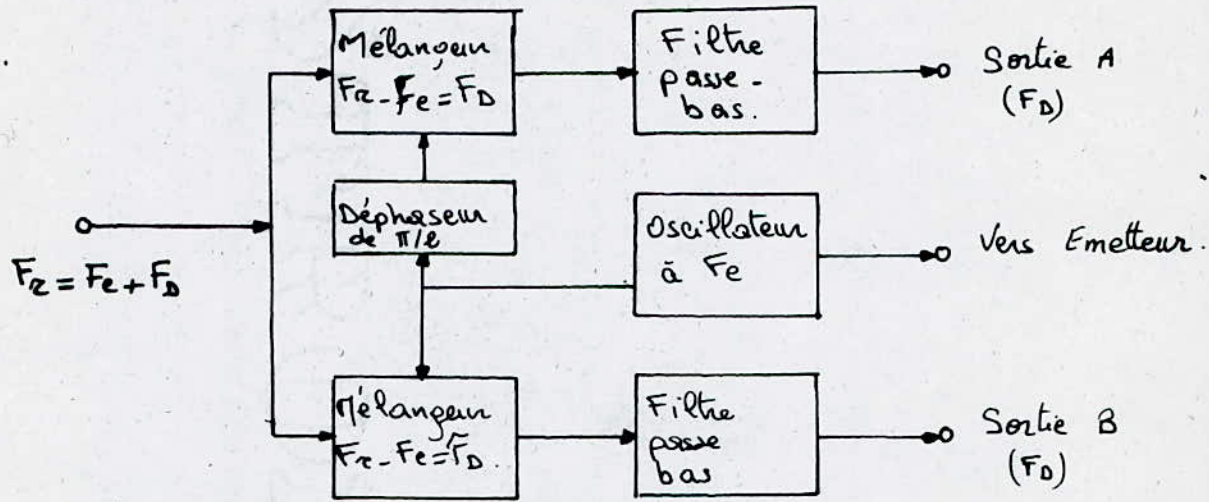


Fig 2.3 : Cohérence de fréquence dans le récepteur radar S.T.

3-1. Bruit thermique

Cette question [6] est d'une importance capitale dès qu'il s'agit de traiter des signaux faibles, car c'est la présence du bruit qui vient limiter les possibilités de détection du signal utile.

Le bruit d'un récepteur est la somme d'une multitude de tensions irrégulières dont les amplitudes et les phases sont aléatoires. Les sources de bruit dans un récepteur sont :

- Les résistances qui sont productrices du bruit thermique
- Les éléments actifs (tubes, transistors, diodes, cristaux) qui produisent des bruits, particuliers liés à leur principe de fonctionnement.

En pratique, ces diverses sources produisent des bruits uniformément répartis dans le spectre de fréquences. Le bruit que nous trouvons à la sortie d'un récepteur ne correspond par contre qu'aux fréquences comprises à l'intérieur de la bande passante.

La puissance de bruit maximale délivrée par une résistance est donnée par [Annexe D] :

$$B = K T \Delta F \quad (\text{Watt})$$

K = constante de Boltzmann (= $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/degré)

T = température absolue (°K)

ΔF = bande passante du récepteur (Hz) .

Ce bruit thermique a pour origine l'agitation des électrons dans les conducteurs. Il est blanc, c'est à dire qu'il a une densité spectrale uniforme .

Les bruits s'ajoutent quadratiquement. Cela signifie que la puissance totale de bruit dans le cas de plusieurs sources est égale à la somme des puissances de bruit correspondant à chaque source :

$$B = P_1 + P_2 + P_3 + \dots$$

De plus nous caractérisons un bruit par sa densité spectrale de bruit :

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

Plus généralement on se contente de caractériser celle-ci par sa température équivalente de bruit :

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

En plus du bruit dû aux éléments passifs, il faut tenir compte du bruit dû aux éléments actifs. Ce dernier est donné dans la plupart du temps dans les catalogues sous la forme d'un facteur qui est fonction de la fréquence. Plus le facteur de bruit est faible, moins le composant apporte de bruit.

3-2. Rapport signal sur bruit

Il existe deux catégories de récepteurs qui diffèrent non par leur conception mais par leur utilisation:

-Les récepteurs où l'on traite de très forts signaux et où les bruits divers, étudiés ici, 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 important dans la qualité du traitement de l'information.

On définit comme point de référence du récepteur l'entrée du premier élément actif.

Si S_A est la puissance crête du signal reçu par l'antenne, la puissance crête du signal au niveau du point de référence est alors $S = \frac{S_A}{L}$, car le signal est atténué dans le rapport L par les éléments hyperfréquences (L étant le coefficient de perte).

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

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

B est alors égale à $K T_e \Delta F$ où T_e est la température d'entrée au point de référence et ΔF la bande passante.

3-3. Le facteur de bruit

3-3-1. Définitions

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

$$F = \frac{\text{Puissance de bruit à la sortie}}{\text{Puissance de bruit due à la source vue à la sortie}}$$

On peut donner une autre définition du facteur de bruit en faisant intervenir la puissance du signal, soit :

$$F = \frac{(P_S/P_B)_E}{(P_S/P_B)_S}$$

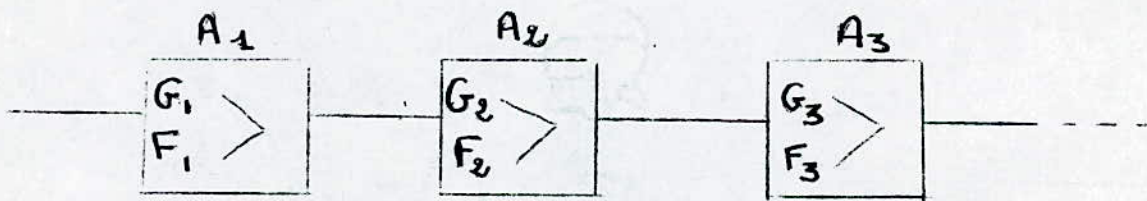
Cela signifie finalement que le facteur de bruit correspond à la détérioration du rapport S/B $\left[\frac{P_S}{P_B} \right]$ de la source due au passage du signal dans le récepteur,

3-2-2. Calcul du facteur de bruit

Soit une suite d'étages amplificateurs A_1, A_2, A_3, \dots , ayant les caractéristiques suivantes:

Facteurs de bruit : F_1, F_2, F_3, \dots ,

Gains en puissance : G_1, G_2, G_3, \dots



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

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

On notera que le facteur de bruit est exprimé en rapport (et non en dB) et les gains en rapport de puissance [Annexe E].

On remarque que dans une chaîne d'amplificateurs en cascade, le facteur de bruit du premier étage est prépondérant. C'est la raison pour laquelle les premiers étages des récepteurs devront être particulièrement soignés du point de vue facteur de bruit.

Le bruit global d'un récepteur peut être caractérisé par sa température de bruit T_R à l'entrée définie par :

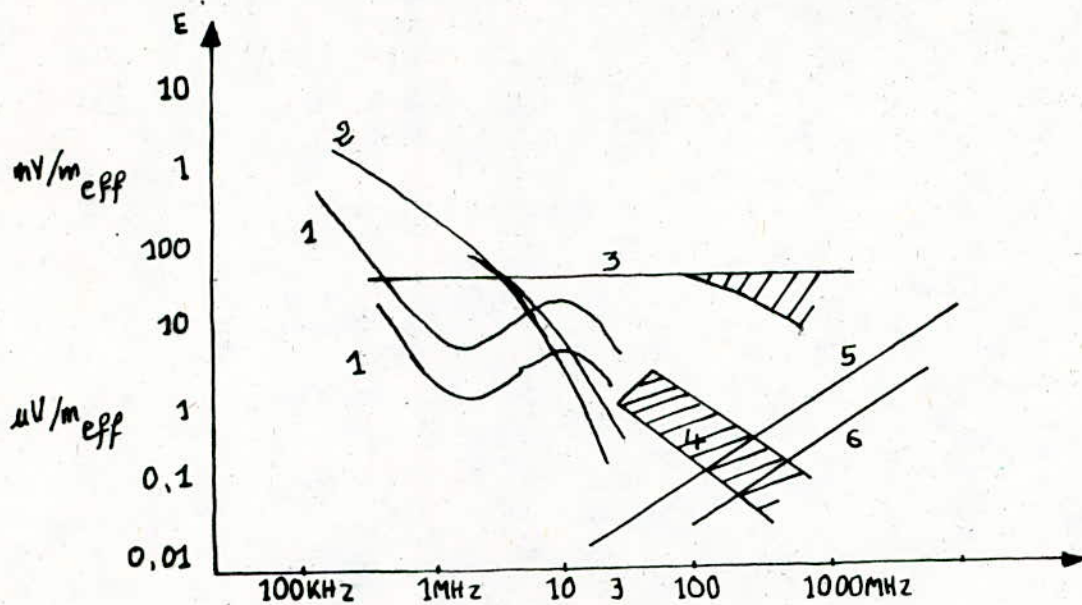
$$T_R = (F-1) T_0 \text{ où } T_0 : \text{Température absolue du récepteur.}$$

3-4. Bruits externes [4, 5]

Le facteur de bruit détermine l'influence des bruits internes du récepteur sur le niveau minimal qu'il peut recevoir correctement. En exploitation réelle sur antenne, le récepteur se trouve en présence de champs parasites, appelés "brouilleurs" ou bruits externes. Ces derniers peuvent être classés en plusieurs catégories, ayant chacune ses caractéristiques propres. On distingue donc (Fig 2-4) :

- Le bruit cosmique qui est à caractère dominant, peut être minimisé en utilisant des cartes de bruit cosmique, permettant une calibration approximative du système radar ST.
- Les échos d'objets en mouvements (avions, météores) peuvent être réduits soit à la réception (Ecrêtage des forts signaux détectés permettant de réduire les perturbations) soit pendant le traitement du signal par logiciel d'élimination des échos.
- Les interférences radioélectriques peuvent constituer de sérieux brouilleurs pour le radar ST.

PARASITES



- ① : Atmosphériques jour
- ② : Atmosphériques nuit
- ③ : Artificiels (niveau légal).
- ④ : Bruits solaires cosmiques.
- ⑤ : Bruits thermodynamiques à θ ambiante.
- ⑥ : Bruits thermodynamiques à $\theta = 10^\circ$ (ciel noir).

Fig 2.4

- Le bruit thermodynamique : Proviens de l'agitation thermique des conducteurs environnants.

Les bruits externes, composés de bruit cosmique et de bruit artificiel, ont une très grande influence sur la sensibilité du récepteur; il est évident, tout d'abord, qu'il y a intérêt de placer l'antenne dans une zone où ces bruits sont faibles. Il y aura également intérêt à utiliser des antennes très directives, ce qui améliore le rapport S/B.

Un dernier facteur à prendre en considération sont les lobes secondaires qui doivent-êtré limités au maximum .

4- Constitution des récepteurs ordinaires [8]

L'organe principal d'un récepteur est le démodulateur. C'est lui qui est chargé de séparer dans l'onde électromagnétique reçue :

- D'une part le signal VHF dont le rôle était simplement de véhiculer le message.
- D'autre part, le signal ou les signaux BF qui contiennent effectivement les informations utiles, et qui doivent-êtré dirigés vers les appareils d'utilisation .

Le récepteur le plus simple que l'on puisse imaginer comprend donc :

- Un collecteur d'ondes ou aérien récepteur .
- Un démodulateur .
- Un appareil d'utilisation .

Le schéma d'un tel récepteur est représenté (Fig 2-5) .

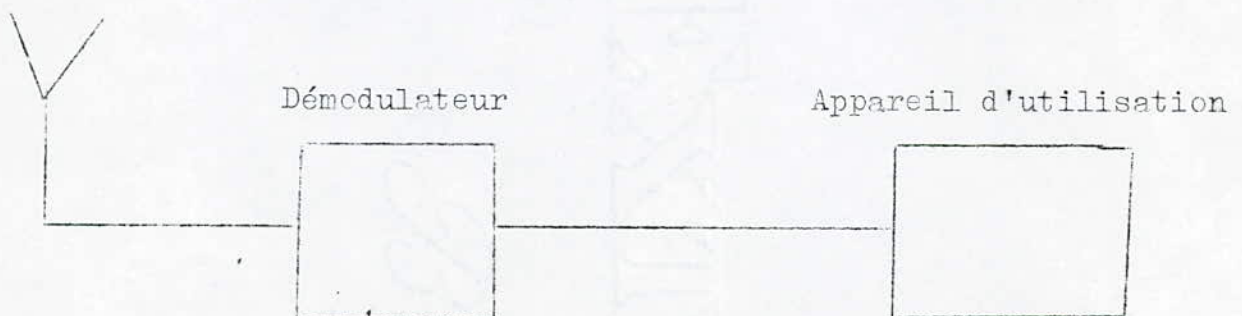


Fig 2-5

Un tel montage ne répond plus aux exigences actuelles car :

- D'une part le démodulateur est incapable de fournir la puissance nécessaire à l'appareil d'utilisation . Il est donc nécessaire de le faire suivre d'une chaine d'amplification basse fréquence (BF) .
- D'autre part le fonctionnement correct d'un démodulateur exige un niveau de signal très supérieur à celui couramment fourni par l'antenne, et c'est pourquoi, il est nécessaire de disposer un amplificateur HF en amont, d'où le schéma de principe suivant (Fig 2-6) :

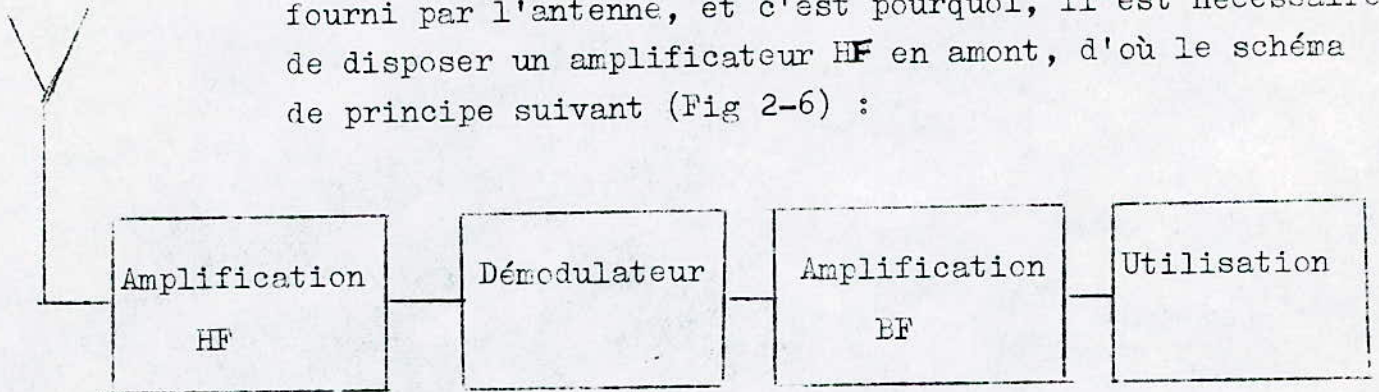


Fig 2-6

CHAPITRE III

TECHNIQUE DE RECEPTION SUPERHETERODYNE [4, 5, 8]

1- Principe

Le radar ST utilise actuellement un récepteur superhétérodyne (ou à changement de fréquence) dans lequel l'amplification de la haute fréquence ne se fait pas entièrement à la fréquence du signal d'entrée. Elle est au contraire quasiment accomplie après une transposition de la fréquence reçue en une fréquence intermédiaire qui est toujours la même quelque soit celle de l'onde porteuse à recevoir (50 MHz pour le radar ST de Toulon) .

Le schéma de principe d'un récepteur superhétérodyne revêt l'aspect représenté (Fig 2-7).

Un organe de commande règle la fréquence de l'oscillateur local de fréquence variable de telle sorte que la fréquence obtenue par mélange soustractif soit précisément égale à la valeur fixe de la fréquence intermédiaire :

$$F_I = F_{OL} - F_r$$

cù bien $F_I = F_r - F_{OL}$

Dans le récepteur superhétérodyne du radar ST nous identifions deux chaines de réception de même constitution, l'une véhicule le signal reçu de l'antenne, alors que l'autre donne le signal de référence à la fréquence émise "F_e". Celle-ci doit-être stable pour conserver la mémoire de fréquence pendant une récurrence dans le but de faire la différence entre l'onde émise et l'onde reçue de façon à obtenir l'effet doppler .

L'information reçue est délivrée par deux sorties (A et B) du récepteur; elles sont déphasées de $\pi/2$ rd l'une par rapport à l'autre pour des facilités de traitement, par FFT dans un micro-ordinateur .

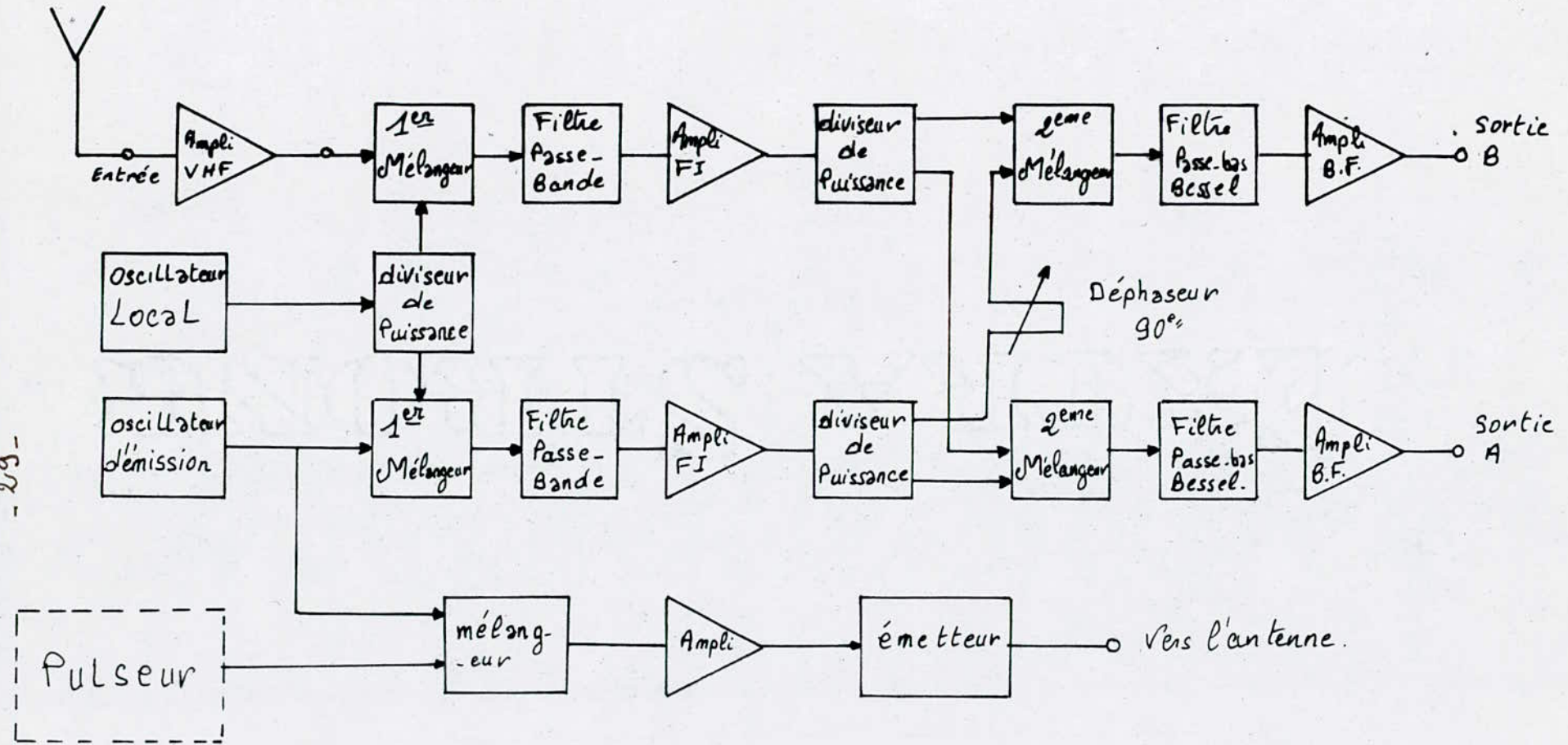


Fig 2.7 : Schéma Synoptique du récepteur Superhétérodynic de radar S.T

- 29 -

2- Constitution du récepteur

2-1. Circuit d'entrée

L'antenne n'est pas toujours à proximité immédiate du récepteur, on utilise souvent une ligne ou feeder pour les relier. Le circuit d'entrée est un élément important dans la réception; il est destiné à réaliser au mieux les adaptations d'impédances (à l'ensemble aérien plus feeder) dans le but de perdre le moins possible du signal reçu qui est fort ténu; il est également destiné à participer à la sélectivité de l'amplification VHF sélectif .

2-2. Etage amplificateur VHF

Plusieurs raisons nous poussent à ne pas relier directement l'antenne au premier mélangeur, et que l'on a intérêt à intercaler un amplificateur VHF. Les raisons sont rappelées ci-dessous :

- Sensibilité utilisable

Le mélangeur qui opère le changement de fréquence est un élément bruyant. C'est pourquoi il ya lieu de faire en sorte que le signal utile lui parvienne avec un niveau suffisamment élevé pour que son bruit propre soit négligeable, toujours en raison de la formule déjà vue sur la composition des facteurs de bruit .

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

- La sélectivité :

La chaine VHF du récepteur doit dans toute la mesure du possible être dotée d'une sélectivité suffisante pour apporter le maximum de protection contre le brouilleur fantôme (fréquence image) et les fréquences harmoniques que nous verrons plus loin .

La sélectivité de la chaîne VHF est assurée par un ensemble d'étages amplificateurs accordés, elle est donnée par;

$$\sigma \approx 4Q \frac{F_I}{F} \quad [\text{Annexe F}]$$

Q: Coefficient de surtension d'un circuit oscillant .

F_I : Fréquence intermédiaire :

F : Fréquence de travail .

Cette formule montre que la protection est d'autant plus difficile à obtenir que la fréquence F est élevée et F_I faible .

Les amplificateurs VHF doivent présenter les qualités suivantes:

- Un faible facteur de bruit .
- Une bonne linéarité (définie en terme de transmodulation).
- Un gain en puissance le plus élevé possible.
- Et, en liaison avec les circuits accordés auxquels il est relié une bonne sélectivité.
- Un temps de transmission proportionnel à la fréquence.

En pratique, on choisit le gain minimal suffisant pour masquer le bruit des étages suivants, mais pas trop fort cependant pour éviter l'accrochage et une amplification exagérée des résidus de signaux parasites

Il faut remarquer aussi que l'amplificateur doit pouvoir admettre sans distorsions des signaux de forte amplitude car il n'est protégé que par un ou deux circuits accordés.

2-3. Changeur de fréquence (premier mélangeur)

Tout appareil ayant une caractéristique non linéaire peut permettre d'effectuer un changement de fréquence.

Le changeur de fréquence nécessite, pour ce faire, un oscillateur local générant un signal fort dont la fréquence doit-être supérieure de 30 MHz à celle reçue par l'atmosphère.

Le signal écho et la fréquence de l'oscillateur local attaquent le mélangeur qui délivre à la sortie, par suite des phénomènes d'intermodulation et de transmodulation; une série de signaux de deux catégories :

- Des signaux à la fréquence somme et à la fréquence différence des fréquences incidentes: $(F_{OL} \pm F_r)$

- Des signaux dont la fréquence résulte des combinaisons des différents harmoniques des signaux incidents entre eux :

$$(p F_{OL} \pm q F_r)$$

La première catégorie donne la fréquence intermédiaire cherchée, et la seconde donne une quantité plus ou moins grande de signaux parasites.

Les deux résultats de la première catégorie :

$$F_I = F_{OL} + F_r \quad \text{et} \quad F_I = F_{OL} - F_r$$

sont tous les deux exploitables, mais on utilise généralement le battement différence .

a-Linéarité du mélangeur

L'association de ces deux mots semble à priori inconcevable. Cependant nous dirons que le mélangeur est d'autant plus linéaire que le rapport des niveaux des signaux de la première catégorie à ceux de la seconde est plus grand .

b- Fréquences parasites

Le problème de la linéarité du mélangeur est en fait compliqué par la présence à l'entrée de celui-ci d'un ou plusieurs brouilleurs, dont les harmoniques provoquent également des mélanges parasites.

Il suffit qu'un de ces battements parasites soit égal à la fréquence intermédiaire pour que l'on ait une distorsion en sortie . Tous les brouilleurs de fréquence F_r' , telle que :

$$m F_r' - n F_{OL} = F_I$$

donneront naissance à une fréquence parasite .

On constate donc que l'attaque directe du mélangeur par l'antenne présente un certain nombre d'inconvénients, et en particulier celui de ne pas protéger le récepteur de deux types de brouillages:

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

c- Brouillage par la fréquence image

soient :

F_r : la fréquence à recevoir

F_{OL} : la fréquence de l'oscillateur local

F_I : la fréquence intermédiaire

Le changement de fréquence à l'entrée du récepteur est tel que :

$$F_I = F_{OL} - F_r$$

La figure (2-8) donne une représentation spectrale de ces fréquences.

Supposons qu'il existe une autre émission située à la fréquence F'_r telle que :

$$F'_r = F_r + 2 F_I$$

Par combinaison avec F_{OL} on obtient :

$$\begin{aligned} F'_I &= F'_r - F_{OL} \\ &= F_r + 2 F_I - F_I - F_r = F_I \end{aligned}$$

La nouvelle fréquence issue du mélangeur est la même que la F_I et se là apparaît sur la figure (2-9) .

On voit donc que la fréquence indésirable F'_r est prise en compte par le récepteur. Une telle fréquence est baptisée "brouilleur fantôme" ou mieux "fréquence image" .

d- Brouillage par les "fréquence harmoniques"

Supposons qu'il y ait une émission F'_r située à une fréquence telle que :

$$F'_r = F_{OL} \pm \frac{F_I}{n}$$

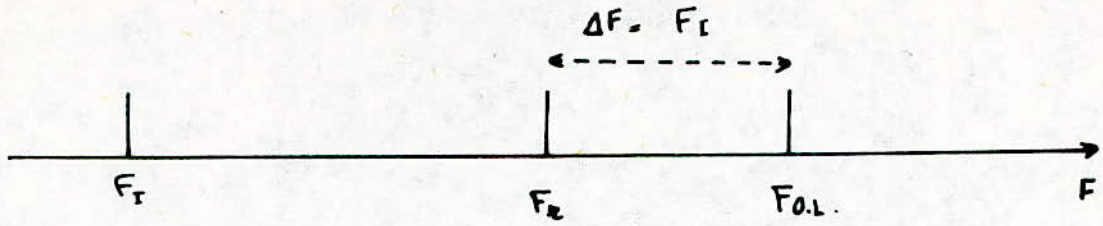


Fig 2.8

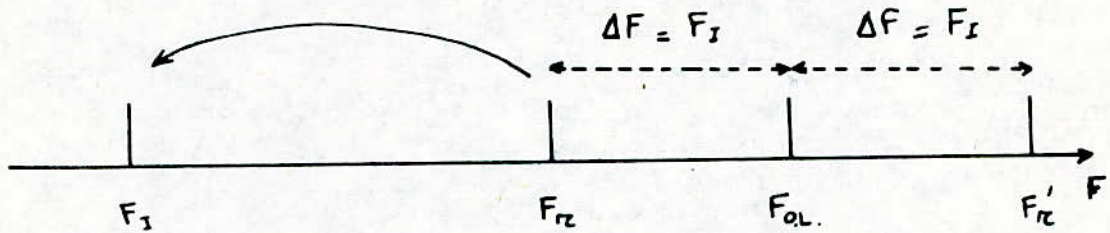


Fig 2.9.

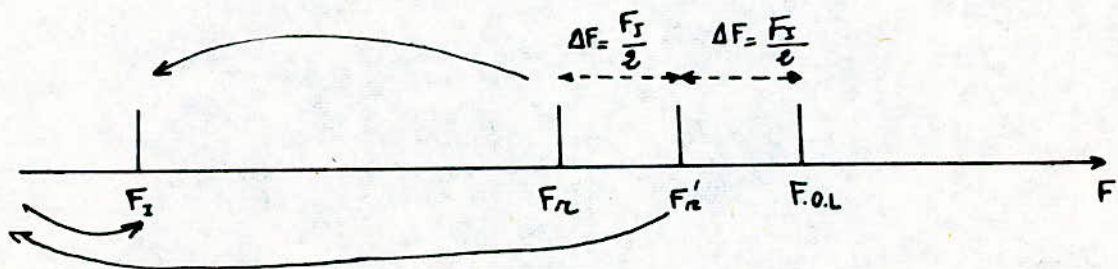


Fig 2.10.

Cette émission peut se mélanger avec le signal issu de l'oscillateur local pour donner :

$$\begin{aligned} F'_r &= F_{OL} - F'_r \\ &= F_{OL} - F_{OL} + \frac{F_I}{n} \\ F'_I &= \frac{F_I}{n} \end{aligned}$$

Il est clair que dans ce cas, l'harmonique n de F'_I est précisément égal à F_I , ce qui donne lieu à un brouillage. Cette situation est représentée par la figure (2-10) pour $n = 2$.

On s'affranchit des brouilleurs image et harmoniques en disposant avant le mélangeur un amplificateur VHF très sélectif, réglé sur la fréquence du signal à recevoir.

Il est bien évident que cette réjection du brouilleur image est d'autant meilleur qu'il est plus éloigné en fréquence.

L'amplificateur VHF sélectif protège également des brouillages par "fréquences harmoniques", mais cette protection est moins efficace car ce brouilleur étant en général beaucoup plus près en fréquence, du signal utile à recevoir.

Le phénomène est atténué par le fait que les harmoniques, qui conduisent aux fréquences de brouillage les plus proches, sont les harmoniques de rang n élevé, dont on sait que leur amplitude ne peut être grande.

La figure (2-11) donne une illustration de ces conclusions, elle représente la bande à recevoir, la courbe de réponse que doit présenter l'amplificateur VHF, et les émissions indésirables qu'il s'agit d'éliminer.

e- Bruit de l'hétérodyne

Le signal hétérodyne fourni par un oscillateur local n'est jamais parfaitement pur. Il apparaît de part et d'autre de la raie principale, située à la fréquence nominale, tout un spectre de bruit qui a l'allure représentée par la figure (2-12).

Sachant ainsi, que le changeur de fréquence est un élément bruyant il est prudent de le faire précédé par un étage VHF de faible bruit.

Aussi, le choix d'un mélangeur symétrique permet de diminuer de 20 à 30 dB le bruit injecté par l'oscillateur.

3-Choix de la fréquence intermédiaire F_I

Nous savons que la F_I est donnée par :

$$F_I \equiv F_{OL} - F_r$$

Suivant les valeurs respectives de F_{OL} et F_r on peut se trouver dans l'un des deux cas suivants :

$$F_I < F_r$$

$$F_I > F_r$$

On parle de récepteur à F_I basse dans le premier cas où F_r et F_{OL} sont proches l'une de l'autre ; et du récepteur à F_I haute dans le second cas où l'écart entre F_{OL} et F_r est très grand. Ceci est illustré respectivement par les figures (2-13) et (2-14).

3-1. Récepteur à fréquence intermédiaire basse.

Les avantages de ce procédé découlent de la faible valeur de F_I , ce qui permet :

- De réduire sans trop de difficultés la bande passante des circuits . On évite ainsi les brouillages.
- d'amplifier correctement, avec un facteur de bruit assez faible, le signal reçu après transposition à la fréquence intermédiaire.

Inversement, les inconvénients d'une fréquence intermédiaire basse se situent au niveau de la protection contre le brouillage par la fréquence intermédiaire elle-même et par la fréquence image .

- La fréquence intermédiaire étant faible tombe généralement dans la bande que peut recevoir le récepteur et constituer, par conséquent, un brouilleur,
- La fréquence image F_r' , n'étant pas très éloignée de la fréquence utile F_r , elle peut-être facilement reçue.

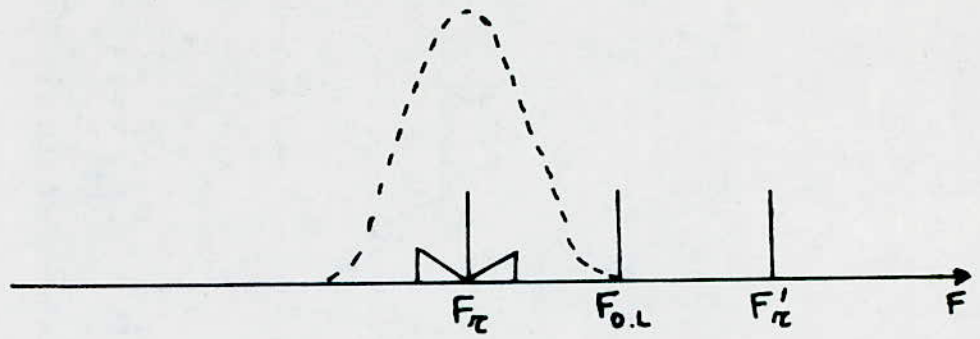


Fig 2.11.

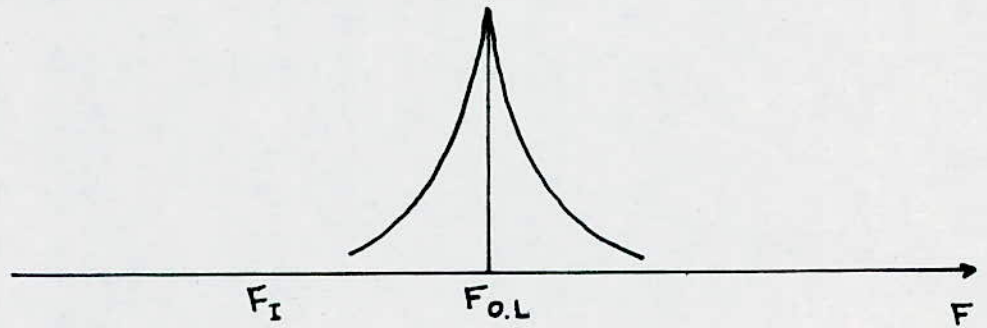


Fig 2.12.

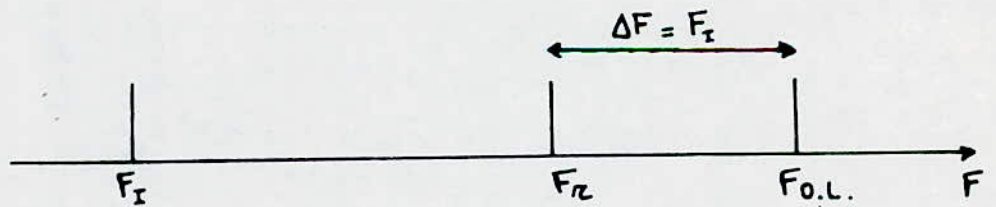


Fig 2.13.a.

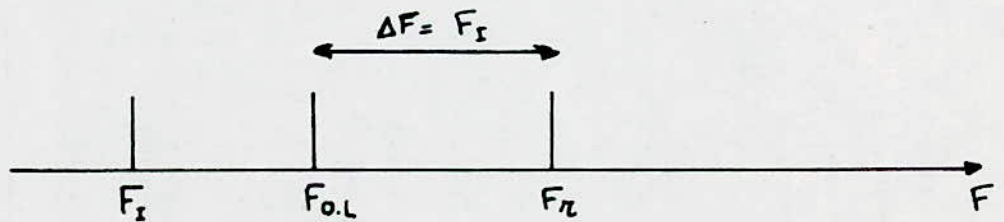


Fig. 2.13.b.

Enfin, le fonctionnement à F_I basse impose la présence d'un amplificateur VHF sélectif à l'entrée du récepteur.

Pour remédier aux inconvénients de la F_I basse il est nécessaire de doter la chaîne VHF :

- Du gain le plus élevé possible.
- Et de la meilleure sélectivité .

Or la protection contre le brouilleur image est d'autant plus facile que la F_I sera plus élevée. Mais on ne peut aller trop loin dans cette car plus on augmente la valeur de la fréquence intermédiaire, plus se trouvent réduits les avantages du changement de fréquence.

En pratique, on adopte un compromis, qui est dans le cas du radar ST une F_I basse égale à 30 MHz avec une fréquence de travail VHF égale à 50 MHz .

3-2. Récepteurs à fréquence intermédiaire haute

Ce mode de réception a les inconvénients suivants :

La valeur de la fréquence intermédiaire étant choisie très élevée, fait que les avantages signalés pour la solution à F_I basse deviennent des inconvénients. Ce qui implique de fabriquer des oscillateurs et des amplificateurs travaillant à fréquence élevée. Ils sont cependant résolus par l'apparition de nouveaux composants :

- filtre à quartz à fréquence élevée présentant une bande passante très étroite.
- Amplificateurs haute fréquence à faible bruit.

Quant aux avantages de la F_I haute sont :

- La fréquence image qui est facilement évitée car elle présente un écart très élevé avec le signal reçu .
- La fréquence intermédiaire étant plus élevée que la plus haute des fréquences à recevoir, elle ne tombe jamais dans la gamme des fréquences de travail .

- La fréquence hétérodyne étant très haute, elle se trouve toujours en dehors de la gamme à recevoir . Ses remontées jusqu'à l'antenne sont donc facilement étouffées par le filtrage d'entrée.

4- Sensibilité aux dérives de fréquences des oscillateurs

4-1. Oscillateur local

Si l'oscillateur d'émission est stable, et si on a seulement une dérive de fréquence de l'oscillateur local " δF_{OL} " (Fig 2-14) on pourra écrire :

- Pour la chaîne de réception, à la sortie du premier mélangeur, la différence suivante :

$$(F_r + F_d) - (F_{OL} + \delta F_{OL}) \text{ où } F_d \text{ est la fréquence doppler.}$$

- Pour la chaîne de référence, à la sortie du premier mélangeur ($F_r = F_e$), la différence suivante :

$$F_r - (F_{OL} + \delta F_{OL})$$

Par suite, à la sortie du deuxième mélangeur de chacune de ces chaînes on aura :

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

Le récepteur est donc insensible aux dérives de fréquences de l'oscillateur local, car seule la fréquence doppler F_d est obtenue à la sortie .

4-2. Oscillateur d'émission

Supposons maintenant que seule la fréquence de l'oscillateur d'émission dérive de δF_e . En se référant toujours à la Fig (2-14), on peut dire, si à l'instant t_0 on émet dans l'atmosphère une fréquence ($F_e + \delta F_e$), celle-ci est reçue à l'entrée du récepteur à un instant ($t_0 + \tau$) ;

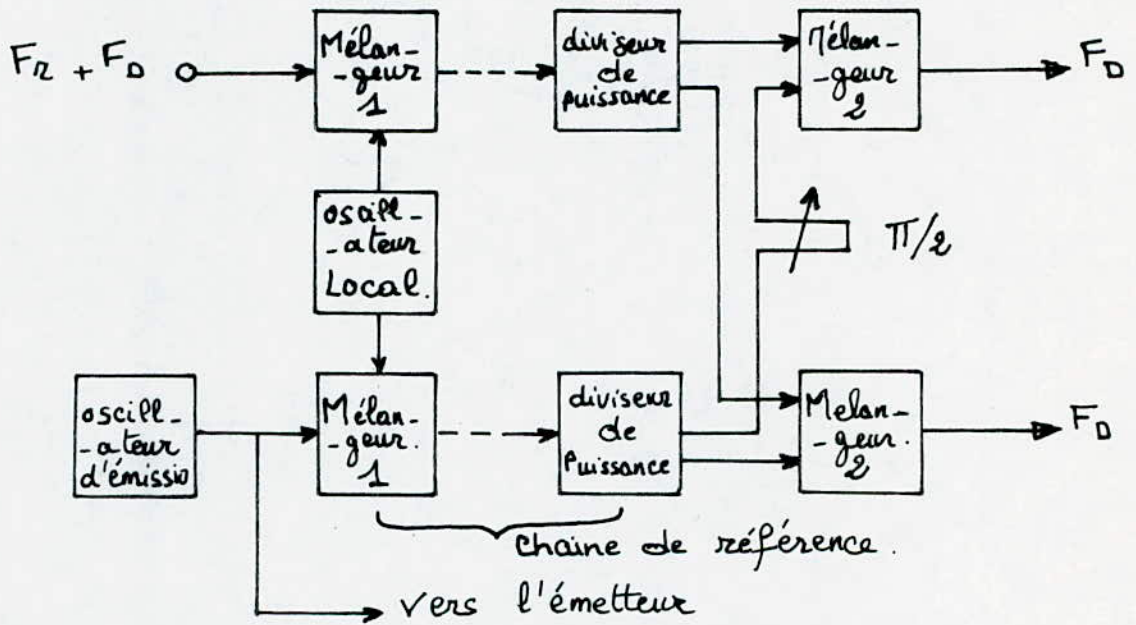


Fig 2. 14 : Sensibilité aux dérives de fréquence des oscillateurs.

τ étant le temps mis par l'onde pour parcourir en aller et retour une certaine altitude h soit :

$$h = \frac{C\tau}{2} \text{ d'où } \tau = \frac{2h}{C}$$

où C est la vitesse de l'onde dans l'air ($3 \cdot 10^8$ m/s) . Pour que le récepteur soit insensible à la dérive δF_e , celle-ci doit être inférieure à la fréquence doppler F_d , pendant au moins le temps τ :

Or on a
$$F_d = - \frac{2 V_r}{\lambda}$$

d'où
$$F_e \ll - \frac{2 V_r}{\lambda}$$

V_r : Vitesse radiale de la cible observée (m/s)

λ : Longueur d'onde en (m)

Avec le radar ST, l'altitude maximale explorée est $h = 30$ Km . Ce qui correspond à $\tau = 200$ us . F_e étant égale à 50 MHz et $\lambda = 6$ m et si la vitesse radiale V_r est très faible ($V_r = 300$ m/s) on doit avoir $\delta F_e \ll 10^{-2}$ Hz .

Soit une stabilité de fréquence dans le temps à très court terme (pendant 200 us) :

$$S_{200 \text{ us}} = \frac{\delta F_e}{F_e} = \frac{10^{-2}}{50 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-10}$$

Signalons qu'une stabilité de cet ordre est impossible à obtenir avec la technologie actuelle.

5- Amplificateur à fréquence intermédiaire

Les amplificateurs à fréquence intermédiaire utilisés dans les récepteurs radar, sont destinés à assurer l'amplification principale du signal à recevoir dans une bande de fréquence étroite disposée symétriquement par rapport à la fréquence intermédiaire.

Les qualités que l'on demande aux amplificateurs à fréquence intermédiaire sont essentiellement les suivants:

- Un gain d'amplification élevé , constituant la plus grande partie du gain nécessaire pour le récepteur .
- Une bande étroite nécessaire à l'amplification sans distorsion des signaux à recevoir .
- Une haute sensibilité .
- Un faible facteur de bruit .
- Absence d'auto-oscillations .
- Une faible dépendance de la fréquence d'accord, de la sélectivité, de la bande passante et du coefficient d'amplification en fonction des variations du régime d'alimentation, et de la température.

Des amplificateurs sont faciles à réaliser et à régler puisqu'ils travaillent à fréquence fixe.

La sélectivité requise par le radar est assurée par les filtres passe-bande placés en amont des amplificateurs F_I . Leur largeur de bande est de 100 KHz si τ_{\max} est de 12 us .

6- Détecteur amplitude-phase [7]

6-1. Radar cohérent

Un radar est dit cohérent lorsqu'on a à tout instant une connaissance très précise de la fréquence émise, et qu'on a pu la conserver en mémoire jusqu'au moment de la réception . En fait, il s'agit non seulement de la fréquence exacte, mais aussi de la phase: Il nous faut connaître à chaque instant la quantité $w_e t + \phi_0$ du signal émis qui est :

$$s_e(t) = A \cos (w_e t + \phi_0)$$

La mémoire de la fréquence doit être conservée, au moins, jusqu'à la réception de l'écho le plus lointain, c'est à dire pendant toute la période de récurrence.

Dans le radar ST le moyen utilisé comme mémoire est une chaîne de référence. Combinée à la chaîne de réception, elle assure une double information:

- La valeur de la fréquence doppler F_d
- Et le signe correspondant.

Le signe de la fréquence F_d est important car il nous renseigne sur le sens de déplacement de la cible atmosphérique par rapport au radar. Il est donné par le démodulateur de phase dans lequel la phase du signal reçu est comparée à celle de l'onde de référence simultanément dans les deux mélangeurs équilibrés.

Soit A le signal fourni par la chaîne de référence avec :

$$\phi_0 = 0 \quad A = a (\cos(2\pi F_e t)).$$

Soit B le signal reçu provenant d'une cible située à la distance D et provoquant un effet doppler F_d (par exemple positive). Ce signal est à la fréquence $F_e + F_d$ et pourvu d'un déphasage dû au temps de parcours, soit :

$$B = b \cos 2\pi \left[(F_e + F_d)t - \frac{2 F_e D}{c} \right]$$

Après mélange (hétérodynage) de A et B puis filtrage on obtient le signal différence qui est :

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

Ce résultat est proportionnel à l'amplitude b du signal reçu et au cosinus de sa phase.

Il sortira de ce détecteur, pour une cible donnée et de récurrence à récurrence une suite d'impulsions dont l'amplitude sera modulée par $\cos 2\pi F_d t$ entre $\frac{ab}{2}$ et $-\frac{ab}{2}$. Voir Fig (2-15)

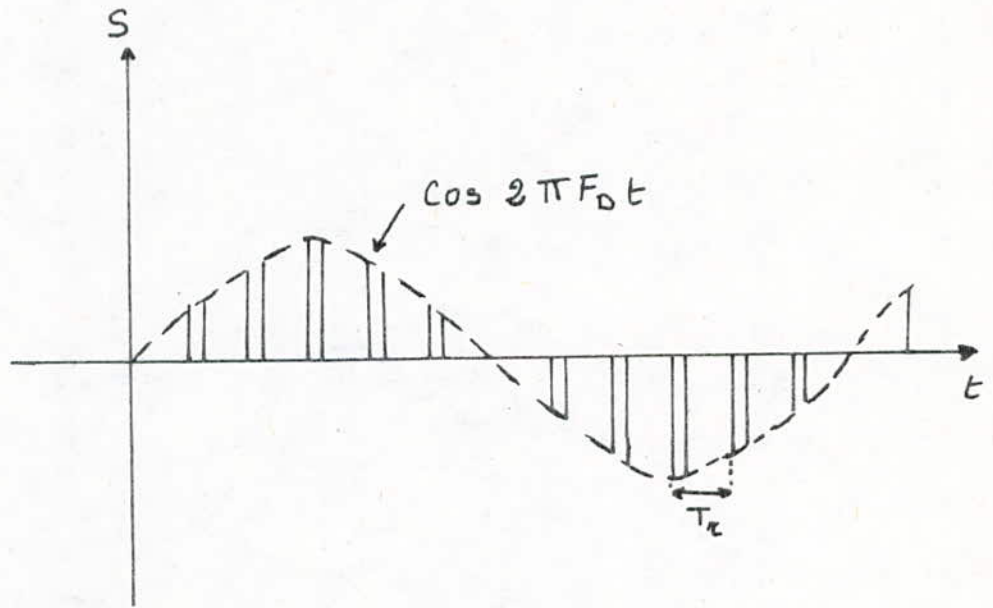


Fig 2.15 : Signal de sortie d'un D.M.P.

6-2. Les bruits et les démodulateurs [5]

Les démodulateurs sont uns des organes principaux des récepteurs. Comme l'un des problèmes majeurs en réception est celui du bruit il est nécessaire de déterminer la manière dont les démodulateurs traitent le bruit qu'ils reçoivent, en même temps que le signal .

Il faut bien voir, en effet, que le problème n'est pas de calculer le bruit propre introduit par le démodulateur, puisque ce dernier travaille sur des signaux assez élevés, mais de voir si le démodulateur traite ou non le bruit comme le signal.

En absence d'impulsions, les différentes composantes du bruit battent entre elles et l'on obtient ainsi toutes les fréquences inférieures à ΔF (ΔF étant la largeur de bande du filtre précédant le détecteur). Mais tandis que cette fréquence ΔF est obtenue par battement entre les fréquences extrêmes de la gamme, les fréquences plus basses le sont par battement entre un nombre de couples de fréquences d'autant plus grand que la fréquence est plus basse . D'où le spectre du bruit à la sortie n'est pas uniforme mais décroît linéairement quand la fréquence augmente. C'est la raison pour laquelle, l'influence d'un filtre passe-bas à la sortie du détecteur ne peut-être très grande .

On améliore ainsi le rapport S/B à la sortie du détecteur en choisissant un mélangeur symétrique à savoir le modulateur en anneau qui a la propriété d'équilibrer la voie signal et la voie hétérodyne. Ce qui se traduit par un affaiblissement très appréciable (de l'ordre de 20 à 30 dB) du niveau de la fraction indésirable des signaux d'entrée et d'hétérodyne, que l'on retrouve en sortie, par rapport à celui du signal utile à la fréquence F_d .

On rappelle que ce type de mélangeur a un gain de conversion de - 6 à - 7 dB (c'est donc une atténuation)

7-Amplificateur de sortie (BF)

L'amplificateur "basse-fréquence" doit assurer une amplification sans distorsion des impulsions provenant de la sortie du filtre passe-bas en les portant à une valeur nécessaire au fonctionnement normal de l'appareil d'utilisation :

Quant au bruit de fond de l'amplificateur n'a aucune influence vu que le signal à son entrée est très élevé !

8- Avantages et inconvénients du récepteur superhétérodyne

En résumé des considérations précédentes, on peut dégager les avantages et inconvénients suivants:

8-1. Avantages

- Amplification : Le changement de fréquence supprime les difficultés d'amplification en VHF, tout au moins dans le cas des récepteurs à fréquence intermédiaire basse, qui résultent des capacités parasites et des faibles impédances d'entrée de certains composants. En outre, quelle que soit la fréquence du signal utile, on obtient la plus grande partie du gain nécessaire sur un signal à fréquence fixe.
- Sélectivité : Pour des circuits de coefficient de surtension Q donné, la sélectivité dépend du terme:

$$2 Q \frac{F_I}{F}$$

Dés lors, il est évident qu'il sera d'autant plus facile d'effectuer une sélectivité poussée nécessaire, surtout dans le cas de la F_I basse, que la fréquence F sera plus basse. De plus la valeur de la fréquence intermédiaire F_I sera choisie de manière telle que ces circuits sélectifs soient faciles à réaliser et que les enroulements aient de bonnes surtensions.

- Stabilité : Une amplification à une fréquence donnée présente de sérieux risques d'accrochages. Une amplification réalisée sur deux fréquences différentes et successives permet d'obtenir un gain total plus élevé sans risque d'amorçage d'auto-oscillations

Dans les récepteurs de radar ST, ce problème est résolu par l'établissement de deux chaînes d'amplification de même fréquence intermédiaire, dont l'une sert de référence.

- Sensibilité: L'utilisation, à l'entrée du récepteur, d'un filtre de bande passante très étroite ($B = 2$ MHz) suivi d'un amplificateur VHF à grand gain, peut améliorer beaucoup la sensibilité.

8-2. Inconvénients

- Bruit : Le bruit de souffle du mélangeur est en général élevé. Cependant, le remède consiste à ne pas utiliser de mélangeur en tête du récepteur et de mettre en amont un amplificateur VHF à faible bruit et à gain le plus élevé possible. Cela découle de la formule de composition des facteurs de bruit que nous avons déjà vu .

$$F = F_I + \frac{F_2^2 - 1}{G_1} + \dots$$

- Rayonnement de la fréquence de l'oscillateur local :
L'oscillateur local qui délivre la fréquence F_{OL} est en fait un petit émetteur. Le rayonnement de cette fréquence par l'aérien doit-être évité, et c'est pourquoi il est nécessaire de séparer le plus possible l'oscillateur local de l'antenne. Notons que ce problème est plus ardu en F_I basse qu'en F_I élevée. Mais il est surmonté par le blindage de l'oscillateur.
- Signaux parasites et fréquence image: Le changement de fréquence, par le fait qu'il fait appel à un système non linéaire, est souvent à l'origine de signaux parasites dûs à la fréquence image, à l'intermodulation et à la transmodulation. Le choix d'un mélangeur symétrique et d'un amplificateur VHF (ou d'un filtre passe-bande suivi d'un amplificateur VHF) de très faible bande passante est une solution à ce problème .

- Sifflements : Si le signal à fréquence F_I disponible à la sortie du mélangeur est réinjecté à son entrée, par le jeu de réactions parasites, on trouvera à la sortie non seulement F_I mais aussi les produits .

$$F = p F_r + q F_{OL} + r F_I$$

Certaines de ces fréquences F peuvent-être voisines de F_d , et seraient prises en compte comme étant un effet doppler.
Exemple

$$F_e = 50 \text{ MHz} ; F_{OL} = 80 \text{ MHz} \quad F_I = 30 \text{ MHz}$$

$$\text{et } a = 4 \quad ; \quad b = - 2 \quad ; \quad c = - 1$$

ce qui donne une fréquence

$$F = 10 \text{ Hertz}$$

Celle ci peut-être prise comme une fréquence doppler, et fausser l'observation de l'atmosphère.

Un blindage soigneux des différents étages du récepteur et l'alimentation du changeur de fréquence par tensions faibles peuvent réduire le sifflement.

- Compensation des dérives de l'oscillateur d'émission :
Elle est d'autant meilleur que la stabilité de fréquence à très court terme de l'oscillateur est plus faible.
La stabilité demandée par les radars ST est au maximum égale à $2 \cdot 10^{-10}$ pendant 200 us . Or la technologie actuelle de fabrication des oscillateurs dans la gamme VHF n'a pas atteint encore cette valeur.

C H A P I T R E IV

LES RECEPTEURS A AMPLIFICATION DIRECTE

1- Principe :

De nos jours, les récepteurs à amplification directe (où à résonnance) ne sont pas très courants, car ils sont destinés à travailler dans une bande de fréquence très étroite, donc à utilisation bien spécialisée. Le récepteur à amplification directe de radar ST représenté (Fig 2-16) est composé :

- D'une porte de protection dont le rôle est de protéger le récepteur contre les signaux forts qui peuvent se présenter à l'entrée .
- D'un filtre passe-bande ($\Delta F = 2 \text{ MHz}$) à l'entrée car l'amplificateur qui suit ne peut présenter une bande passante aussi étroite .
- D'un préamplificateur VHF assurant un gain minimal nécessaire pourqu'il ait un faible facteur de bruit .
- D'un détecteur de phase, d'un filtre passe-bas et d'un amplificateur basse-fréquence (BF) constituant deux chaînes de réception identiques entre elles et à une partie de celles vues dans le récepteur superhétérodyne .

Il est clair que dans le récepteur à amplification directe, les seuls éléments qui s'ajoutent au bloc de réception commun aux deux types de récepteurs. sont l'amplification VHF associé au filtre passe-bande .

2- Amplification haute fréquence

Les amplificateurs à haute fréquences utilisés dans le récepteur à résonnance sont destinés à assurer la quasi-totalité de l'amplification nécessaire au signal à recevoir et cela dans une bande de fréquence étroite .

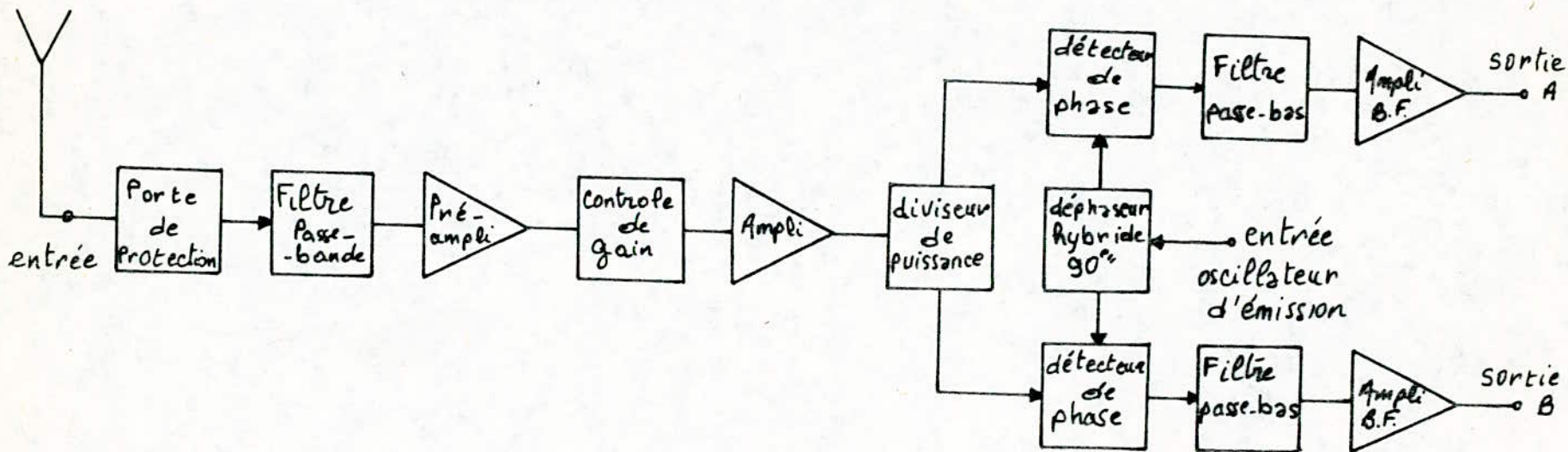


Fig 2-16- : Schéma Synoptique du récepteur à Amplification directe de radar S.T.

Les qualités que l'on demande à cet étage dans ce type de récepteur sont les suivantes :

- Un gain d'amplification très élevé qui est assuré par la disposition de plusieurs étages en cascades car au fur à mesure que l'on monte dans la gamme des fréquences la surtension des circuits diminue .
- Une sélection nécessaire : Vu que l'on désire obtenir une bande passante étroite, on améliore la sélectivité en plaçant en amont de l'amplificateur un filtre passe-bande très sélectifs .
- Une haute sensibilité: on sait que le bruit de fond propre aux amplificateurs augmente avec la fréquence ce qui explique la présence d'un préamplificateur à faible bruit en début de chaîne VHF .

3- Problèmes de réactions indésirables liées à l'amplification VHF

Un amplificateur a souvent tendance à osciller . Cela provoque l'apparition d'un signal qui vient se superposer au signal utile, au point, quelquefois, de le couvrir .

- Les causes de ces oscillations sont de trois types :
- * Couplages électrostatique ou électromagnétique dûs au câblage; ils sont évités par le blindage des conducteurs (car ils travaillent en petits signaux).
- * Couplages entre les étages amplificateurs par les sources d'alimentation .

Pour peu que le couplage soit tel qu'il ramène dans le premier étage une fraction du signal du deuxième étage, qui satisfasse les conditions d'oscillations, on assiste à un phénomène d'accrochage . Le remède consiste à découpler les étages .

- * Couplage dans les composants actifs dû aux capacités parasites inter-électrodes.

L'effet de ces capacités n'est pas admissible, car il va jusqu'à faire "accrocher l'amplificateur" pour cela le neutrodynage constitue une solution à ce problème .

4- Sensibilité du récepteur aux dérives de fréquence de l'oscillateur

La sensibilité du récepteur à amplification directe aux dérives de fréquences de l'oscillateur d'émission est strictement identique à celle vue dans le récepteur superhétérodyne.

5- Avantages et inconvénients

5-1. Avantages

Il se dégage de l'étude du récepteur à amplification directe :

- La simplicité de sa conception
- L'amplification VHF à grand gain à l'entrée, améliore considérablement la sensibilité et la dynamique du récepteur .
- N'utilisant pas de changement de fréquence, ce type de récepteur ne présente pas de risque de brouillage par la fréquence image et les harmoniques F_I .
- La disposition d'un filtre de bande passante très étroite en amont d'un préamplificateur VHF, à très faible facteur de bruit, confère un rapport S/B correct et limite le niveau de bruit.
- La porte de protection contre les signaux d'entrée trop forts utilisée par le récepteur, permet d'explorer les basses altitudes de l'atmosphère ($h < 2 \text{ Km}$) .

5-2. Inconvénients

- La réaction du signal de la sortie sur le signal faible de l'entrée peut causer des fâcheux accrochages, et perturber en conséquence le fonctionnement du récepteur .

- Autre inconvénient du récepteur est l'impossibilité de travailler à plusieurs fréquences. Ainsi, si, l'on désire changer de fréquence on sera contraint de modifier l'oscillateur d'émission, la bande passante du filtre d'entrée et celle des amplificateurs VHF, ce qui n'est pas pratique.
- La compensation des dérives de l'oscillateur demeure toujours un problème pour le récepteur .

CRITIQUE DES DEUX TYPES DE RECEPTEURS

Les considérations précédentes, faites au sujet des deux récepteurs, vont nous permettre de tirer les conclusions suivantes :

Une amplification VHF très élevée et très sélective, à l'entrée, est nécessaire pour les deux récepteurs. Cependant, le récepteur à amplification directe exige une chaîne VHF très soigneusement élaborée car, c'est elle qui est plus menacée par les accrochages.

Parcequ'utilisant un changement de fréquence, le superhétérodyne présente l'avantage d'opérer à plusieurs fréquences; ce qui n'est pas le cas avec une amplification directe .

Le changement de fréquence, tout en étant un avantage, ne se fait pas sans induire des risques d'interférence par les fréquences image et harmoniques de la fréquence intermédiaire. Cet effet constitue exclusivement un inconvénient pour le superhétérodyne.

Comparativement au récepteur à changement de fréquence, le récepteur à amplification directe présente l'avantage de travailler avec un seul oscillateur qui est, de surcroît, externe au bloc de réception ; ceci sous-entend des risques d'accrochages moindres, cependant que le superhétérodyne utilise deux oscillateurs internes

D'autre part, il est à noter que dans le récepteur superhétérodyne la majorité des composants sont accordés sur la fréquence intermédiaire alors que ceux de l'amplification directe travaillent à une fréquence supérieure qui est la VHF .

Quant aux difficultés dues à la sensibilité aux dérives de fréquence de l'oscillateur d'émission, elles constituent un handicap pour l'un et pour l'autre récepteur .

Enfin, le nombre réduit des étages du récepteur et l'isolation de l'oscillateur d'émission ainsi que la disposition d'un filtre passe-bande à l'entrée fait du récepteur à amplification directe un dispositif qui peut-être plus performant que le superhétérodyne.

3 ième PARTIE

ETUDE DES FILTRES

PASSE_BAS DE SORTIE

C H A P I T R E III

ETUDE DES FILTRES PASSE-BAS DE SORTIE

Les filtres passe-bas de sortie utilisés dans les récepteurs du radar ST sont des filtres de Bessel . Pourquoi ce type de filtre spécialement ? c'est ce que nous allons discuter dans ce qui suit. Mais avant tout il convient de définir ce qu'est un filtre .

1- Filtre idéal .

Un filtre électrique a pour but de séparer certains signaux utiles d'autres signaux indésirables qui leurs sont mêlés. Un filtre idéal serait celui qui transmettrait toutes les composantes du signal utile sans atténuation et sans déphasage tout en éliminant toutes les autres.

L'atténuation d'un filtre passe-bas idéal en fonction de la fréquence est représentée (Fig 3-1) dont la bande passante s'étend depuis la fréquence nulle jusqu'à une fréquence de coupure F_c

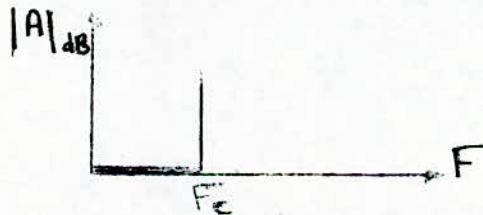


Fig 3-1. Courbe d'atténuation d'un filtre idéal .

2- Filtre réel

2-1. Imperfections d'un filtre réel

Les circuits de filtrage réalisables en pratique présentent trois imperfections:

- L'atténuation en bande passante n'est pas nulle .
- L'atténuation en bande coupée présente une valeur finie.
- L'atténuation entre les bandes passante et coupée ne se fait pas brusquement, mais d'une manière progressive.

2-2. Temps de propagation de groupe

Un filtre réel fait également subir à chacune des composantes spectrales du signal utile un déphasage variable avec la fréquence. Ce déphasage peut entraîner une déformation du signal utile parfois très gênante. Comme, il est le cas dans le radar ST, car un déphasage variable peut fausser complètement le résultat de l'observation.

D'une manière générale, pour qu'un filtre transmette un signal sans le déformer il suffit qu'il lui fasse subir un retard constant $\tau \geq 0$ dans toute la bande passante. Ce qui se traduit par la relation

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

Cette grandeur τ est appelée temps de propagation de groupe.

3 - Choix du type de filtre passe-bas

Les qualités et la complexité de la quantité considérable des filtres mis au point jusqu'à ce jour ne sont pas les mêmes. Ainsi l'utilisation devra choisir le type qui correspond le mieux à la résolution du problème posé.

Les principaux critères servant à guider ce choix sont :

- La raideur de la coupure
- 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.

Nous savons qu'entre autres fonctions du radar ST est de donner avec une bonne précision la valeur de la fréquence Doppler. Ceci dicte le choix d'un filtre passe-bas ayant les critères suivants:

- Un bon comportement en régime transitoire
- Une bonne régularité du temps de propagation de groupe

Les filtres passe-bas répondant à la fois à l'une et à l'autre des deux exigences du problème sont les filtres de Bessel . Ces derniers présentent par contre une atténuation en bande coupée médiocre .

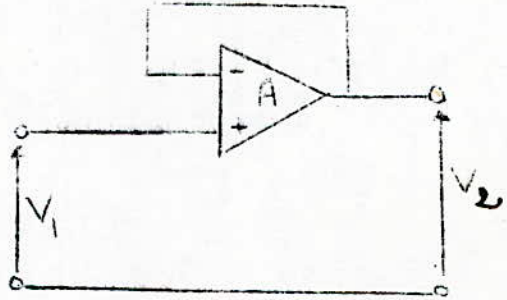
4 - Filtres passe-bas de Bessel

4-1. Définition

Les filtres de Bessel sont des filtres actifs polynomiaux pour lesquels le critère d'optimisation est la régularité du temps de propagation de groupe dans la bande passante .

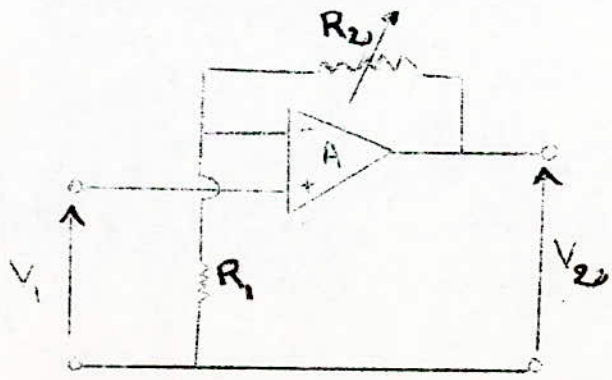
La réalisation d'un filtre passe-bas de Bessel d'un ordre quelconque se fait par la mise en cascade d'un certain nombre de filtres actifs élémentaires d'ordre "deux" et éventuellement d'une cellule RC .

Le filtre élémentaire d'ordre "deux" utilisé est un élément actif auquel sont associés quatre éléments passifs. L'élément actif choisi est une source commandée de tension dont le gain K est voisin de l'unité (Fig 3-2) et (Fig 3-3) qui n'est autre qu'un amplificateur opérationnel de gain égal à un .



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

Fig 3-2. Source commandée de tension de gain unité .



$$K = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Fig 3-3. Source commandée de tension de gain unité réglable .

La figure 3-4 nous donne une représentation conforme au circuit élémentaire composant un filtre passe-bas de Bessel d'un ordre quelconque.

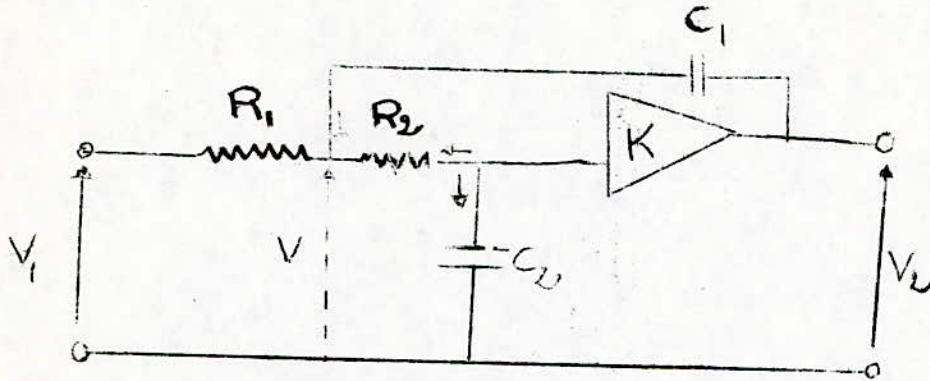


Fig 3-4. Structure de Sallen KEY d'un filtre basse-bas d'ordre deux

La fonction de transfert d'un tel circuit est obtenue à partir des équations suivantes :

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

$$\frac{V_2}{K} C_2 p + \frac{V_2/K - V}{R_2} = 0$$

En résolvant ce système on obtient

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

si $R_1 = R_2 = R$ et $K = 1 + \epsilon$

$$F(p) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{R^2 C_1 C_2 p^2 + R (2 C_2 + \epsilon C_1) p + 1}$$

Les paramètres importants du circuit sont :

$$w_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + \epsilon C_1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_1}{C_2}} \left(1 - \frac{\epsilon}{2} \frac{C_1}{C_2}\right)$$

On constate que le réglage de w_0 , c'est à dire le réglage du gain de la source commandée autour de l'unité, constitue un moyen de réglage de Q indépendant de w_0 . Cette propriété a un grand intérêt pratique que nous allons voir dans ce qui suit :

4-2. Stabilité des caractéristiques d'un filtre actif

Les performances d'un filtre devront être stables dans le temps, même si la température varie car une très légère variation d'un élément peut entraîner une variation considérable de la courbe de réponse, en raison de l'importance des coefficients de surtension souvent mis en oeuvre.

4-2-1. Sensibilité d'un filtre

On aura une bonne évaluation de la sensibilité d'un filtre à la variation d'un de ses éléments X en mesurant quelle variation de Q entraîne une variation de X. Pour rendre cette mesure indépendante des unités, on l'exprime en valeur relative par le rapport :

$$S_x^Q = \frac{\Delta Q / Q}{\Delta X / X}$$

4-2-2. Sensibilité du filtre du 2^{ème} ordre aux variations de l'élément actif

La grandeur caractéristique de l'élément actif susceptible de varier est le gain K. Or celui-ci dépend du gain A de l'amplificateur en boucle ouverte et des éléments passifs qui lui sont associés. On sera donc amené à considérer deux sensibilités par rapport aux variations de l'élément actif :

- Sensibilité S_A^Q ou $S_A^{w_0}$ par rapport à la variation du gain A en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel.

- Sensibilité $S_{Z_A}^Q$ ou $S_{Z_A}^{W_0}$ par rapport à la variation des éléments passifs associés à l'amplification.

a- Calcul de la sensibilité S_A^Q

$$S_K^Q = \frac{\partial Q}{\partial K} \frac{K}{Q} = \frac{c_1 K}{-2C_2 + C_1(1-K)} = K Q \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Si le gain K de la source est l'unité on obtient :

$$S_K^Q = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_2} = 2Q^2$$

Or $K = \frac{A}{1+A}$, la variation relative du gain en boucle fermée est alors :

$$\frac{dK}{K} = \frac{dK}{dA} \cdot \frac{A}{K} = \frac{1}{1+A} \approx \frac{1}{A}$$

La sensibilité du montage aux variations du gain A de l'amplificateur opérationnel est donc :

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

Dans les amplificateurs opérationnels ordinaires, le gain en boucle ouverte est susceptible de fluctuer d'une manière considérable. Pour cela n'ait pas d'influence sur la courbe de réponse il faut que $\frac{A}{2Q^2} \gg 1$ c'est à dire $A \gg 2Q^2$. Ce qui correspondra à une bonne sensibilité.

b- La sensibilité $S_{W_0}^Q$

Comme le gain K n'intervient pas dans l'expression de la fréquence propre :

$$W_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

La sensibilité $S_A^{w_0}$ est donc nulle .

c - Calcul des sensibilités S_{ZA}^Q et $S_{ZA}^{w_0}$

Dans le cas où le gain K est égal à l'unité (Fig 3-2)

$$S_{ZA}^Q = S_{ZA}^{w_0} = 0$$

Par contre si K n'est pas égal à un (Fig 3-3) le gain de la source commandée est alors .

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

On peut donc évaluer les sensibilités $S_{R_1}^Q$ et $S_{R_2}^Q$ en remarquant que :

$$S_{R_1}^Q = \frac{S_K^Q}{S_{R_1}^K} = S_K^Q \cdot S_{R_1}^K$$

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

Et la sensibilité du filtre devient alors :

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

Cette dernière relation montre que le filtre exige, pour avoir une sensibilité acceptable vis à vis de R_1 et R_2 , de n'employer qu'une source dont le gain soit voisin de l'unité .

4-2-3. Sensibilité du filtre du 2^{ème} ordre aux variations des éléments passifs .

Les éléments passifs entrant dans le réseau de filtrage sont moins susceptibles de varier dans le temps et en fonction de la température que les éléments actifs.

Cependant l'étude de leur influence sur la courbe de réponse d'un filtre est importante, car en dernier ressort ce sont ces variations qui déterminent les limites d'un filtre actif .

Si le gain de la source du filtre est voisin de l'unité les sensibilités sont :

$$S_R^Q = 0$$

Car Q indépendant de R .

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

$$S_R^{\omega_0} = -1$$

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

Ceci veut dire dans la dernière relation, qu'une variation de 2% de l'élément C entraîne une variation de 1% de ω_0 . Il convient donc d'utiliser des éléments passifs de grande précision .

5- Caractéristiques générales des fonctions de transfert de Bessel .

Les fonctions de transfert de Bessel comportent un numérateur constant donnant en général en module la valeur 1 en $S = 0$. Le dénominateur est proportionnel au polynôme de Bessel d'ordre correspondant . Celui-ci peut se définir par récurrence et est directement en fonction de S . On le note classiquement B avec l'ordre en indice .

$$B_0 = 1 \quad B_1 = 1 + S^{-64}$$

$$B_N = (2N - 1) B_{N-1} + S^2 B_{N-2}$$

parmi les quels nous avons choisi les ordres 2, 3, 4, et 5 pour le tracé des courbes de réponses respectives en amplitude et en temps de propagation de groupe. [9]

6 - Réponses des filtres passe-bas de Bessel d'ordres 2, 3, 4 et 5.

Nous avons tracé les courbes de réponses de quatre filtres passe-bas de Bessel (d'ordres 2, 3, 4 et 5) pour différentes impulsions dont les durées sont $\tau = 2$ us ; 4 us ; 8 us et 16 us , qui correspondent respectivement aux fréquences de coupures suivantes : $F_c = 300$ KHz ; 150 KHz ; 75 KHz et enfin 37,5 KHz .

On rappelle que les réponses en amplitude sont données pour l'ensemble filtre amplificateur dont le gain maximal global est égal à 20 dB .

6-1. Réponses en amplitude :

a- Soit un filtre d'un ordre donné, examinons ses réponses pour différentes valeurs de la durée d'impulsion (Figures 1, 2, 3 et 4 : chaque figure correspond à un certain ordre).

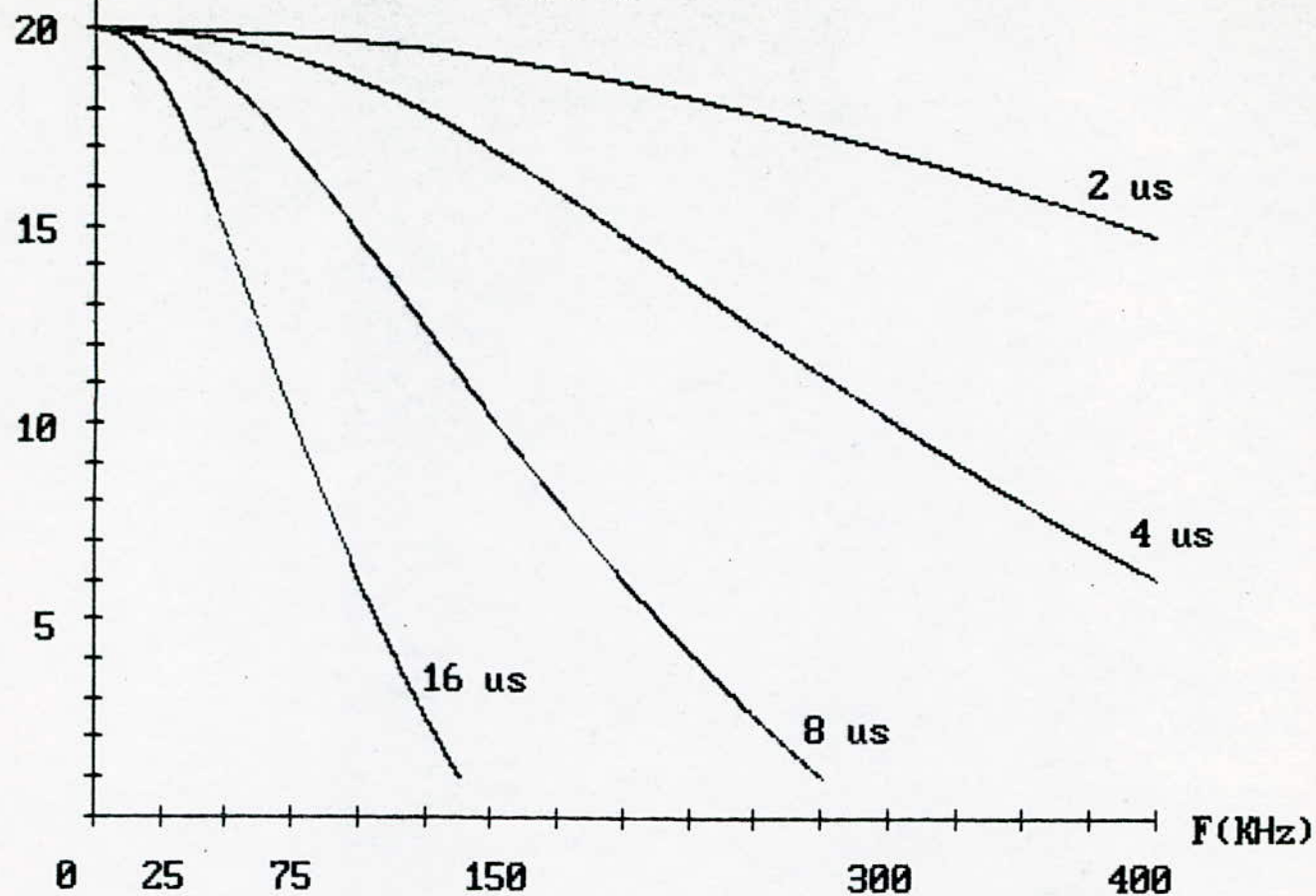
Compte tenu des bruits présents à la sortie du détecteur il est manifeste que la courbe présentant la meilleure sélectivité est celle qui correspond à $\tau = 16$ us

b- Soit, maintenant, une impulsion donnée, essayons de voir l'ordre du filtre qui donnera la meilleure protection contre les bruits (Figures 9, 10, 11 et 12 chaque figure correspond à une impulsion). On constate qu'en bande passante quelque soit la durée d'impulsion le comportement des filtres est le même . Et au delà de la fréquence de coupure les courbes ne divergent pas trop . Malgré que l'ordre 5 présente légèrement une meilleure raideur de la courbe, il est plus économique de travailler avec les ordres 2 ou 3 .

A(F) (dB)

FIG (1)

N = 2



A(F) (dB)

FIG (2)

N = 3

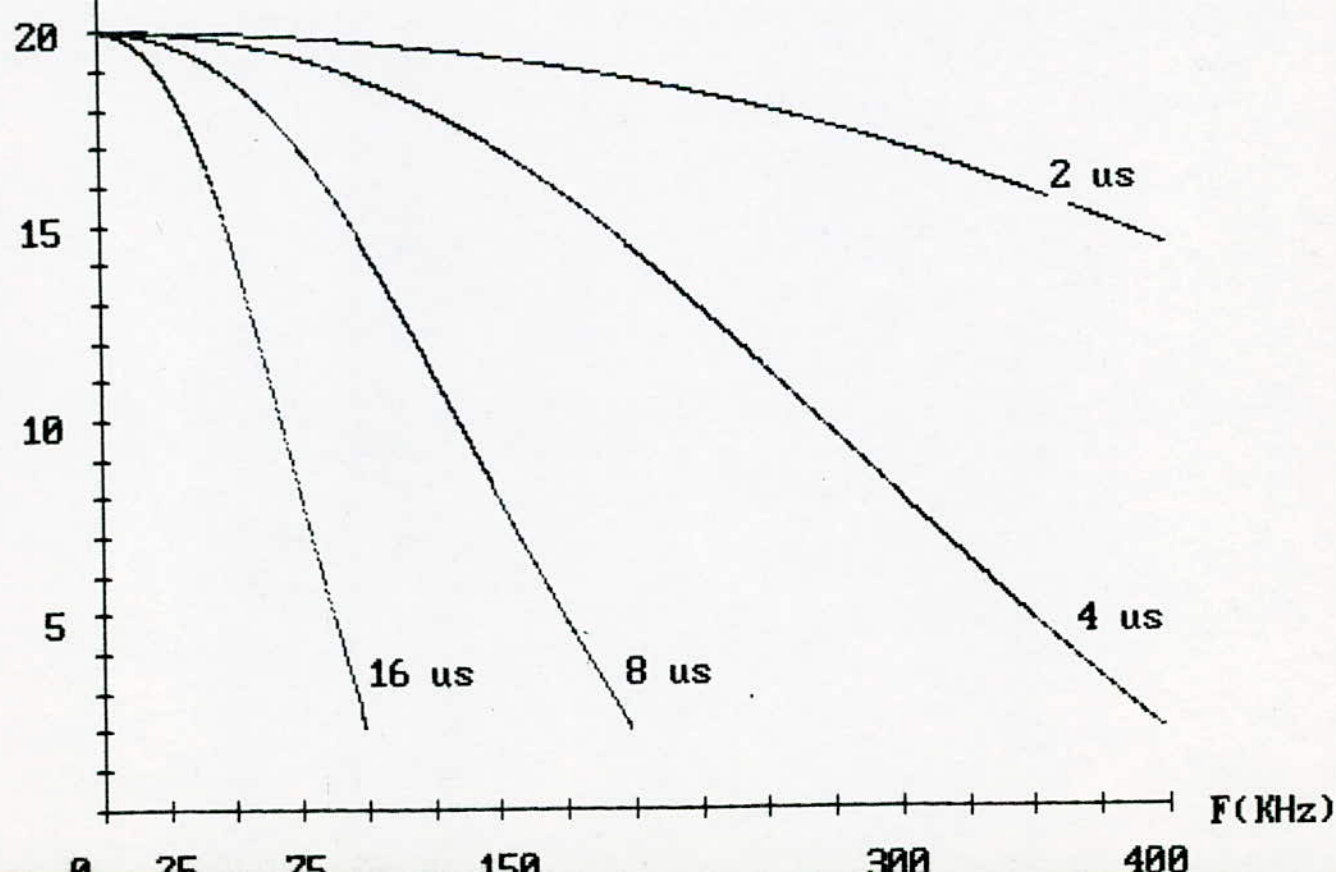


FIG (3)

N = 4

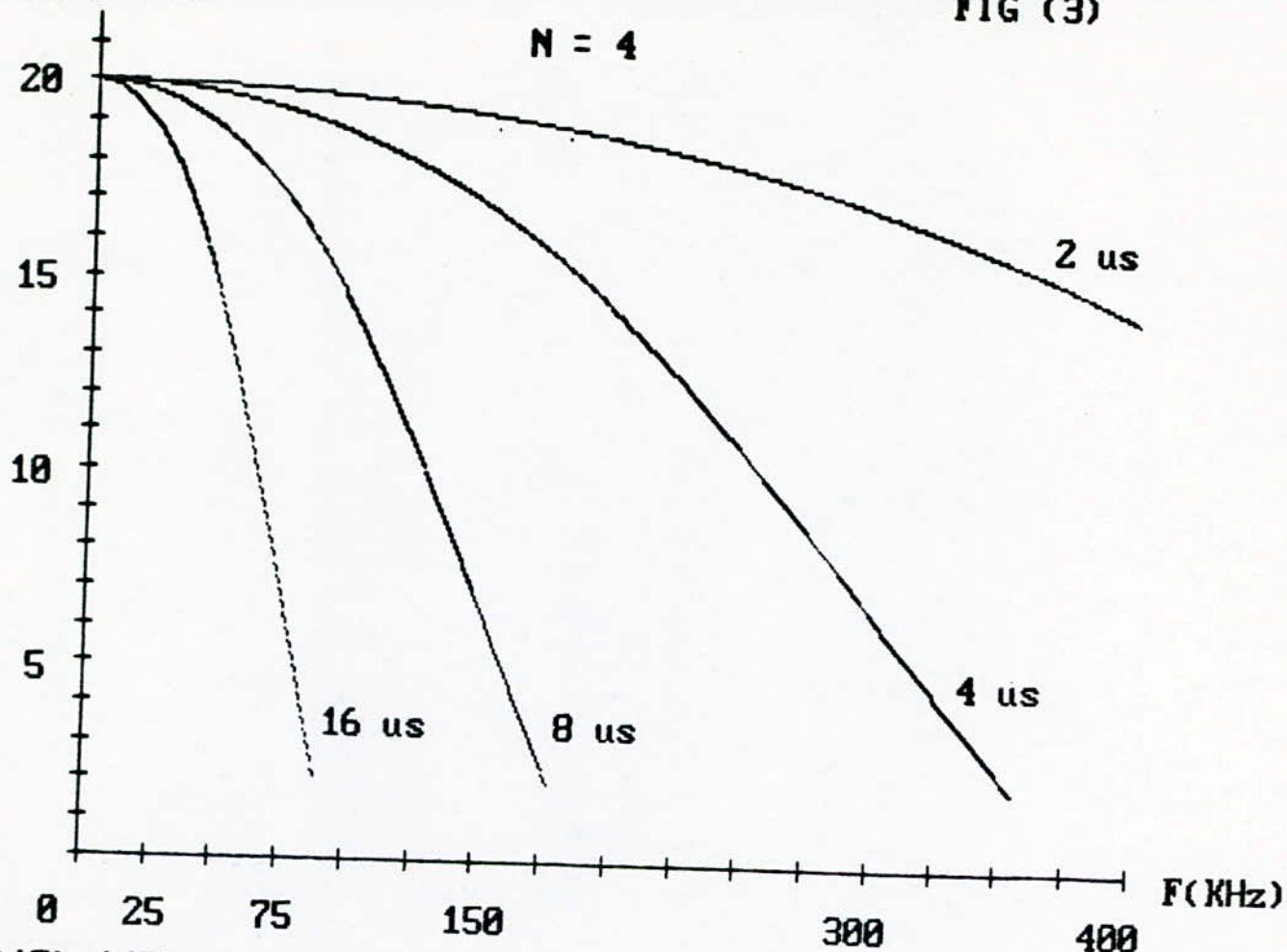
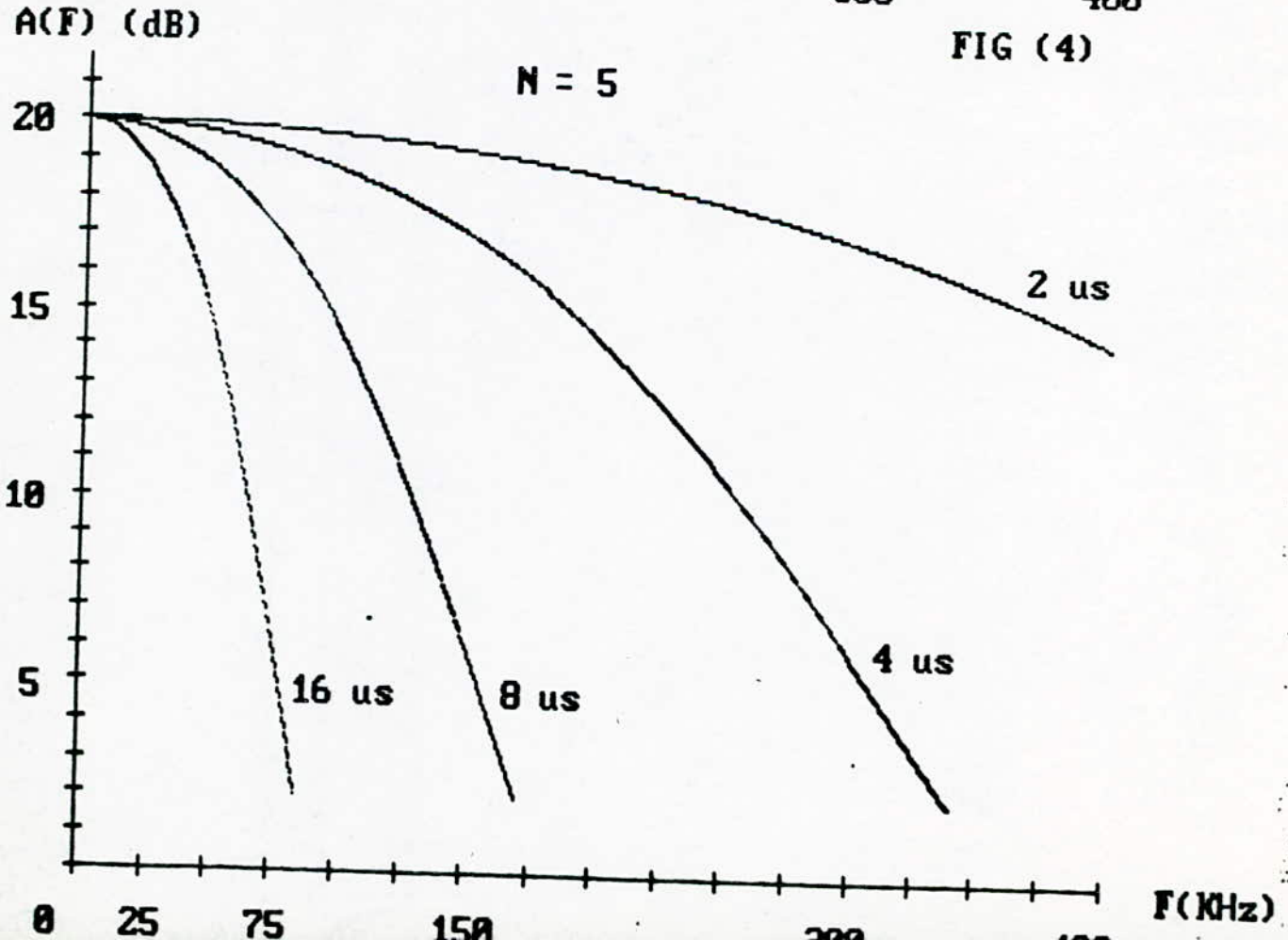


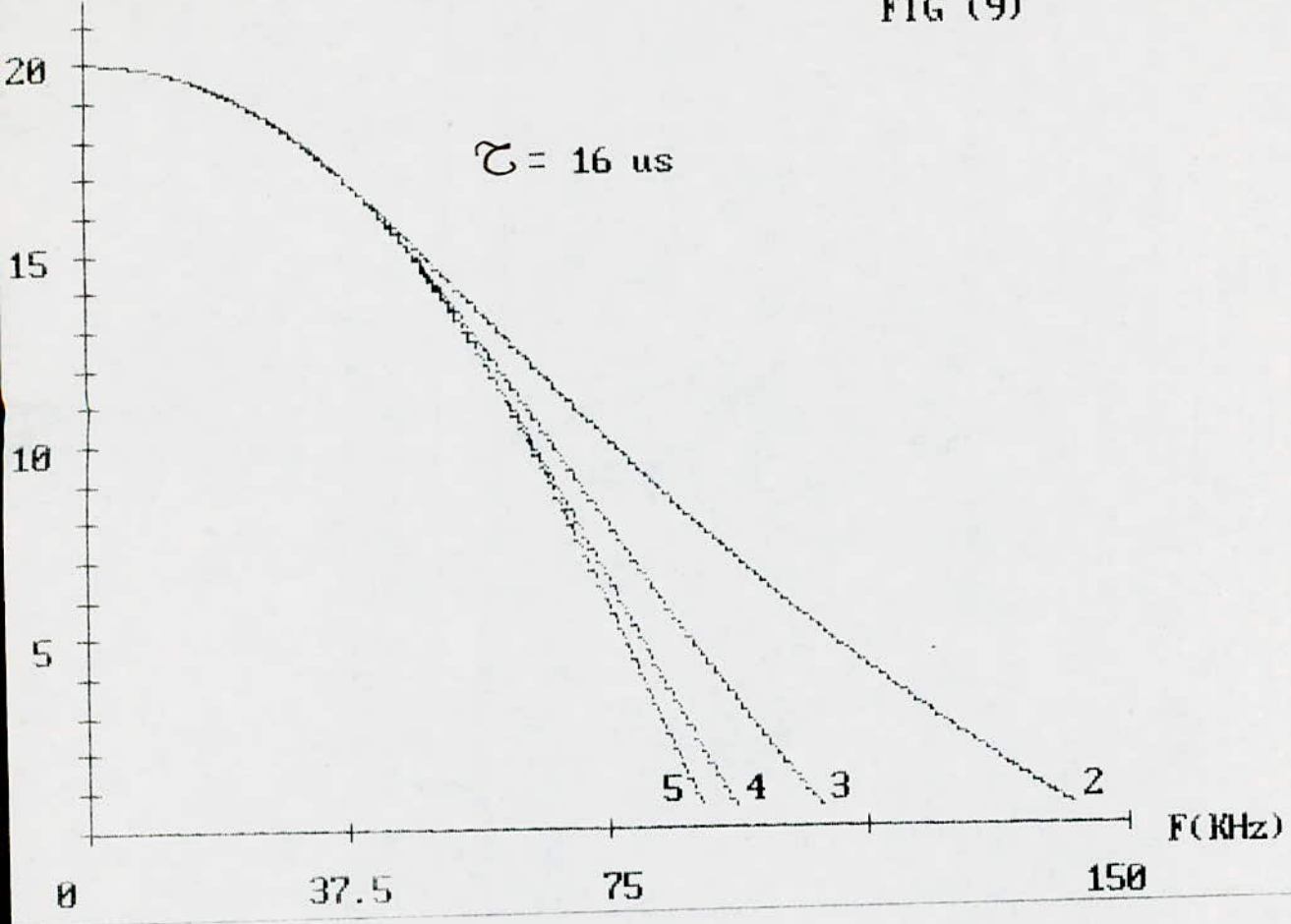
FIG (4)

N = 5



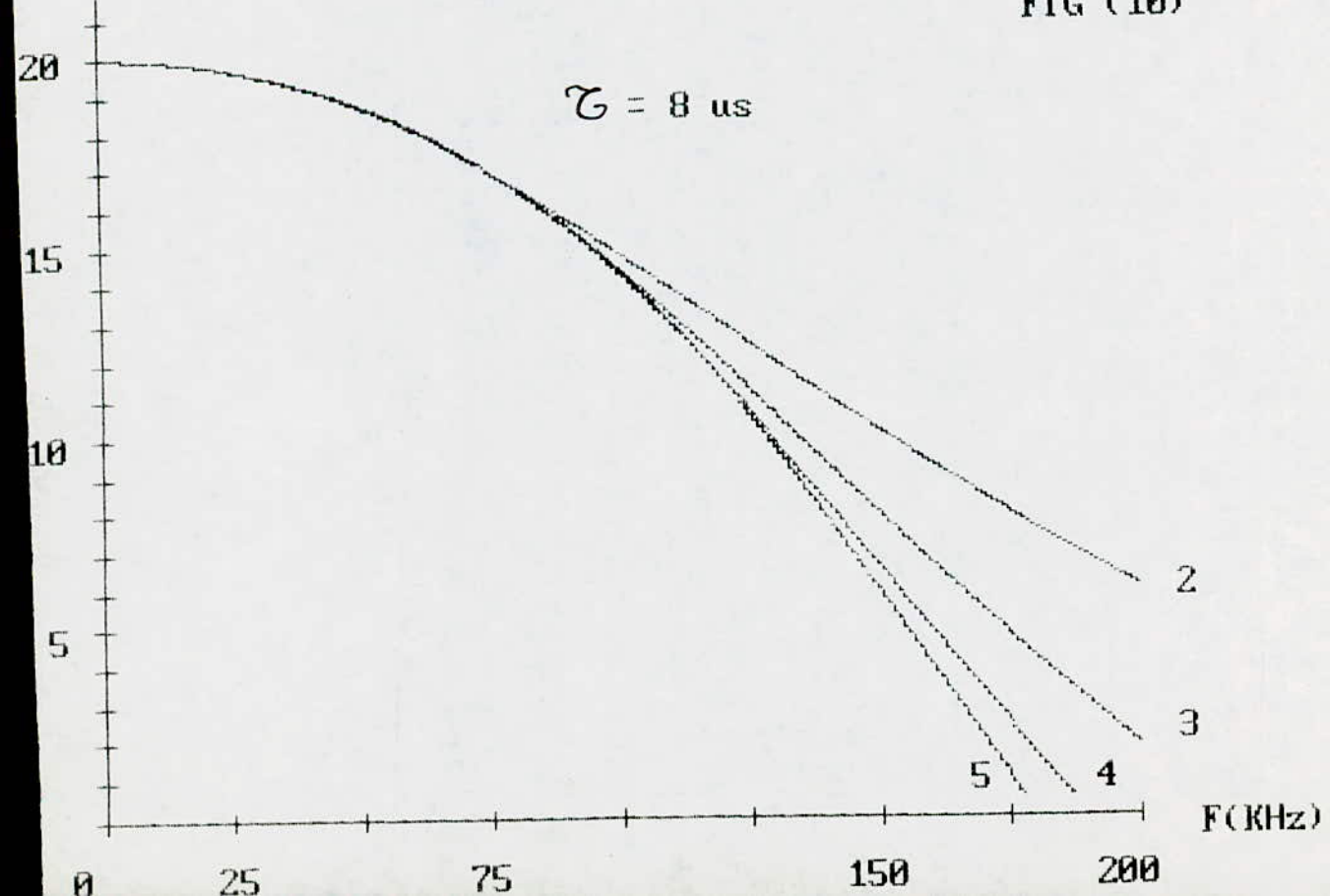
A(F) (dB)

FIG (9)



A(F) (dB)

FIG (10)



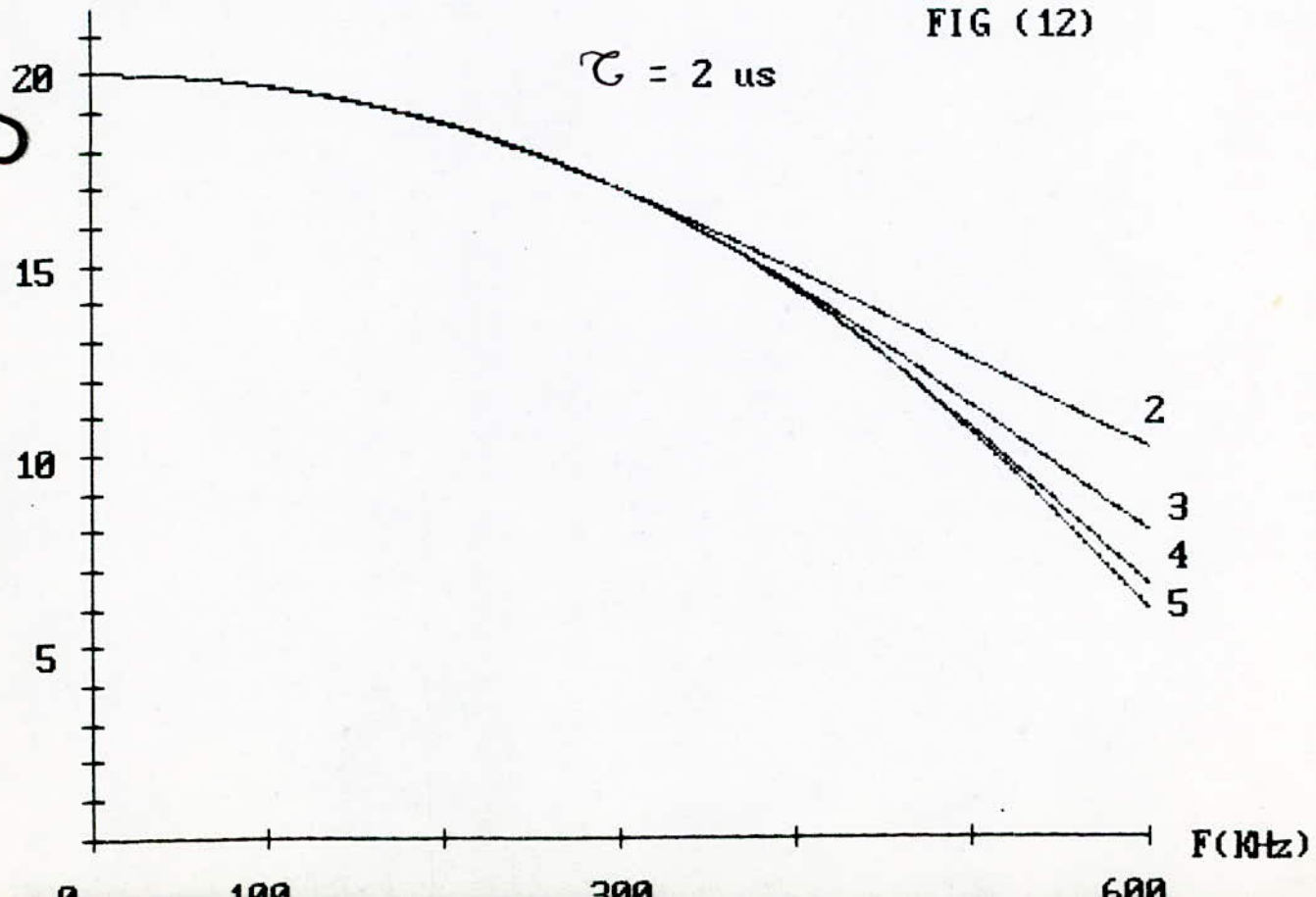
A(F) (dB)

FIG (11)

 $\tau = 4 \text{ us}$ 

A(F) (dB)

FIG (12)

 $\tau = 2 \text{ us}$ 

6-2 Réponses des filtres en temps de propagation de groupe

a- Considérons les réponses d'un filtre d'un ordre donné pour différentes impulsions . L'examen des figures 5, 6, 7 et 8 (chaque figure correspond à un ordre donné) montre que la meilleure réponse est obtenue quand le filtre est conçu pour une impulsion de durée 2 us ; et cela pour deux raisons :

- La constance du temps de propagation dans une largeur de bande très grande .
- La valeur faible du temps de propagation .

Dans le cas du radar ST, puisqu'il travaille en régime impulsionnel, même si on travaille avec des impulsions de durée 16 us le temps de propagation correspondant est acceptable car il demeure constant presque pendant toute la bande passante .

b - Essayons de voir à travers les figures 13, 14, 15, 16)(chaque figure correspond à une impulsion 7) l'influence de l'ordre du filtre sur la réponse en temps de propagation de groupe . On constate que plus l'ordre augmente plus le temps de propagation augmente . Cependant la constance de celui-ci est améliorée. Mais pour une bande passante donnée l'ordre 3 du filtre est à choisir car le temps de propagation ne commence à diminuer sensiblement qu'au de la fréquence de coupure.

FIG (5)

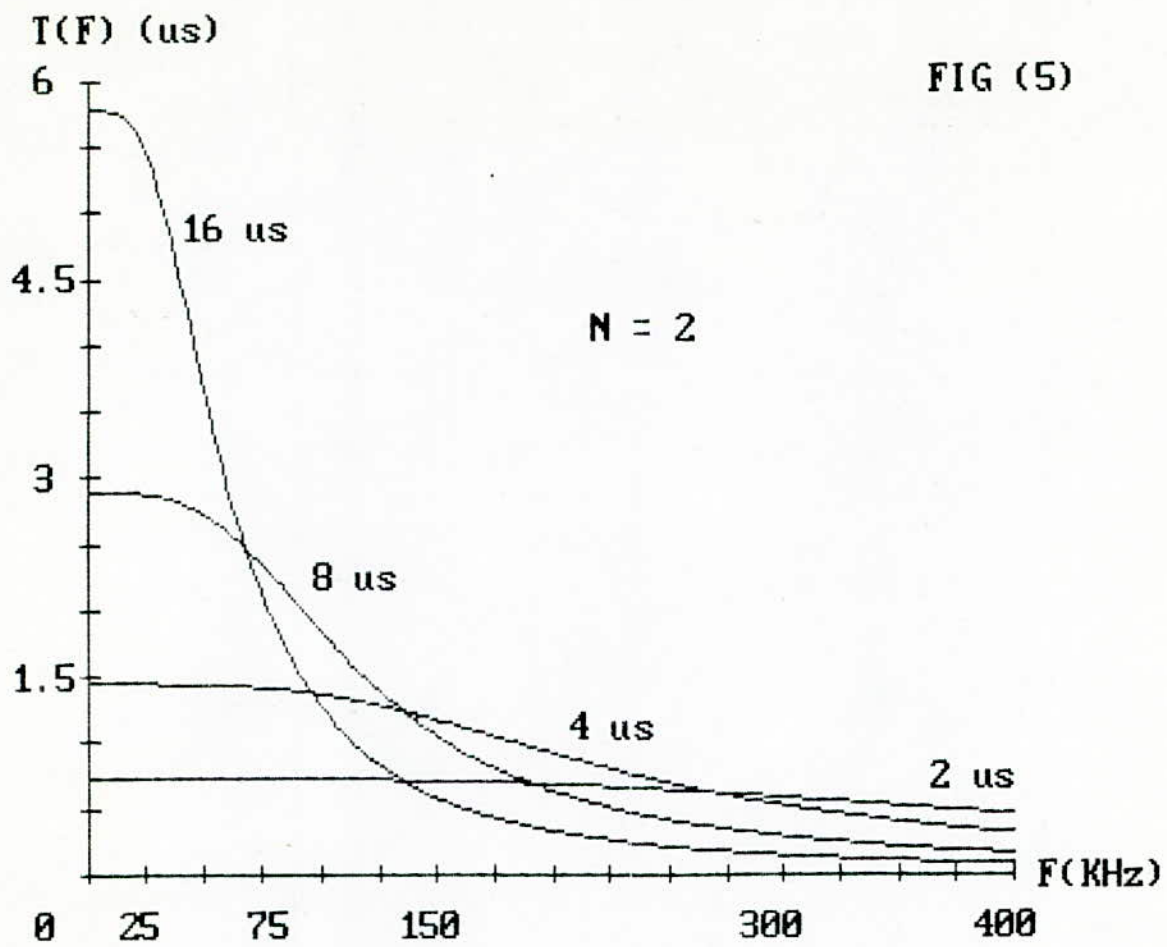


FIG (6)

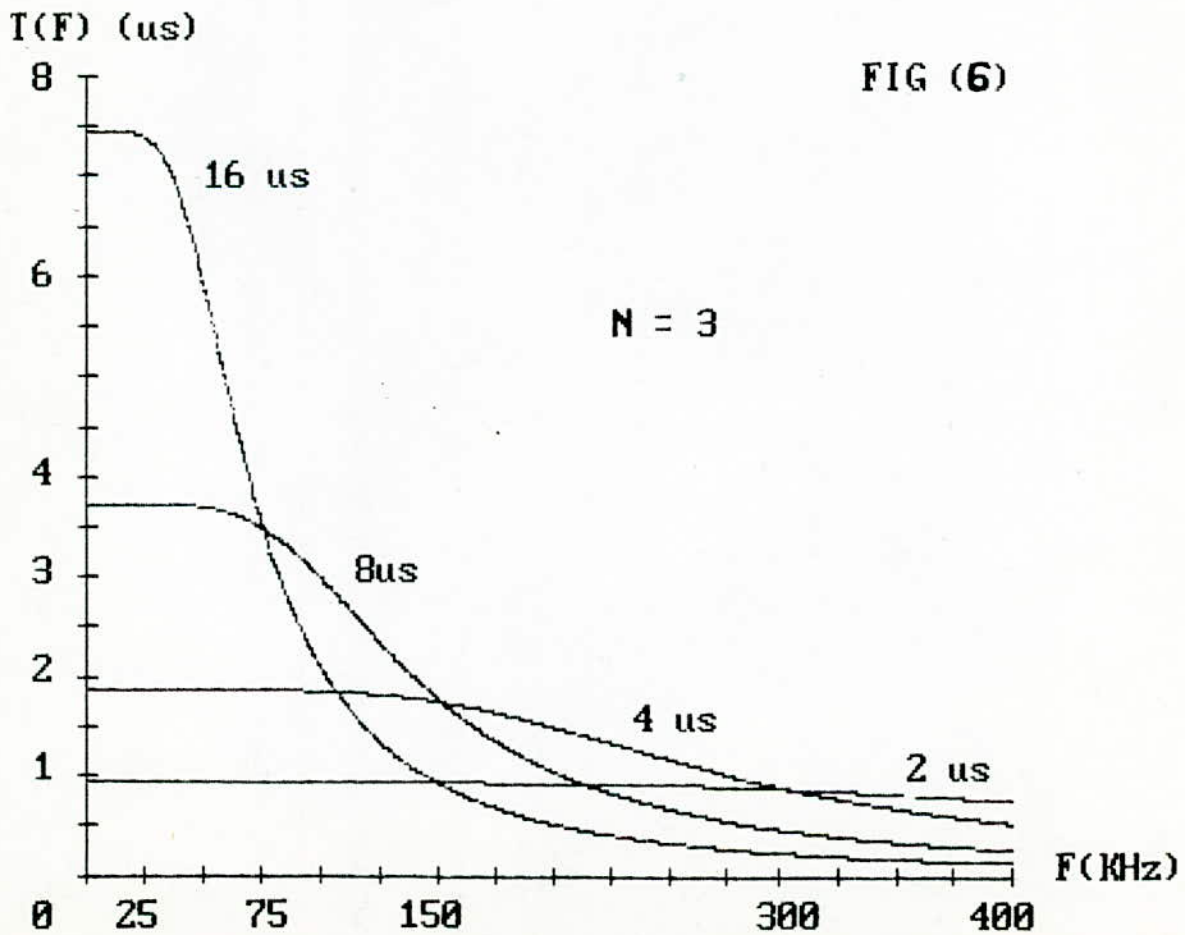


FIG (7)

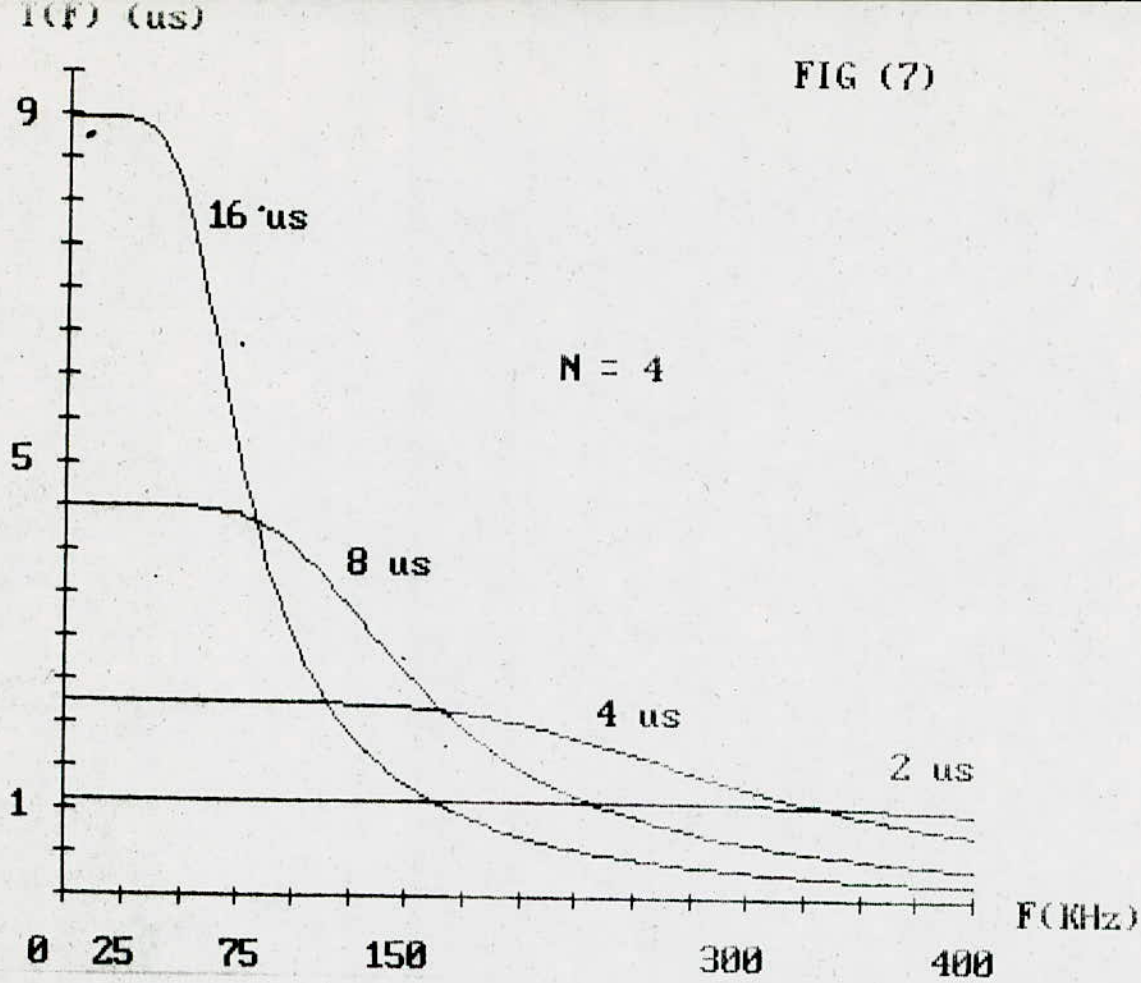


FIG (8)

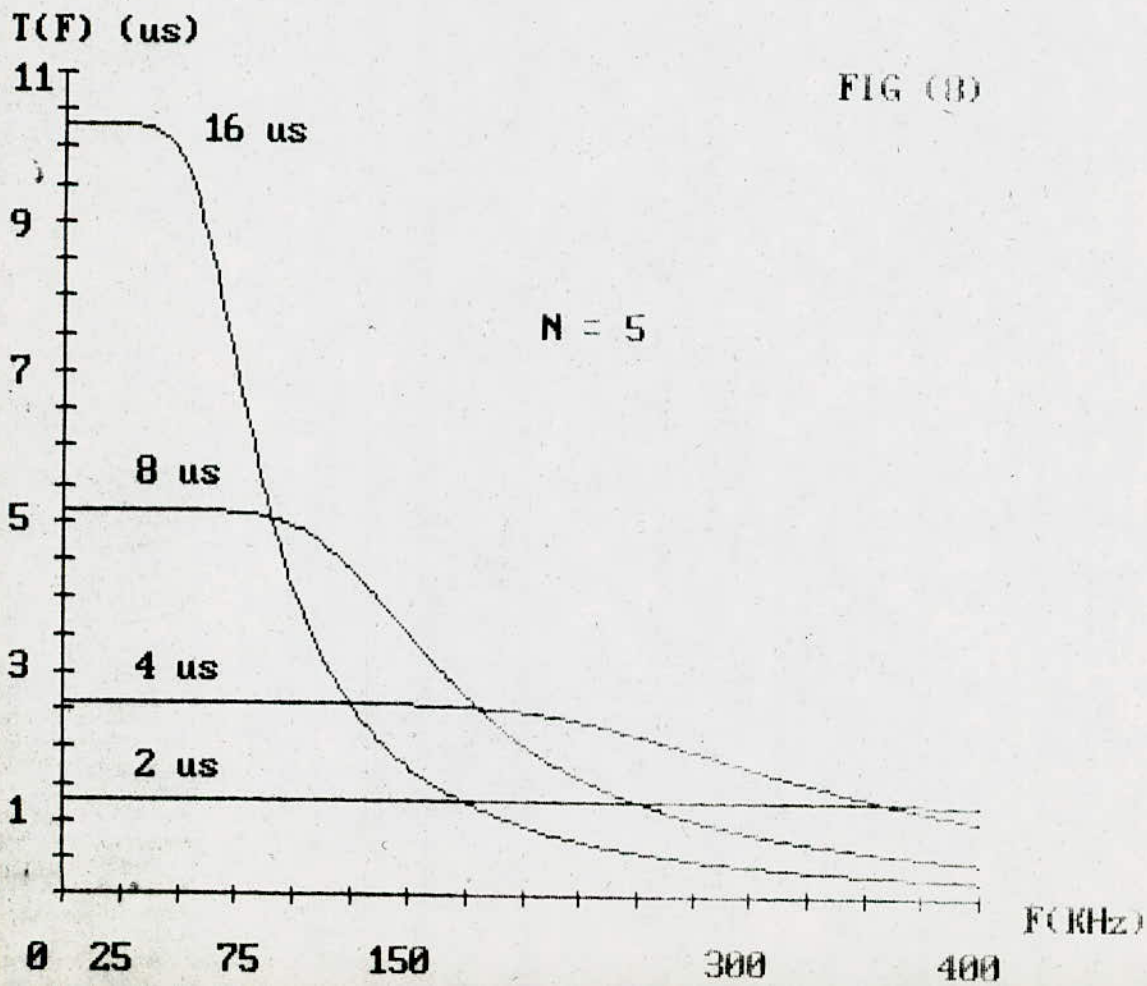


FIG (13)

I(F) (us)

$\tau = 2 \text{ us}$

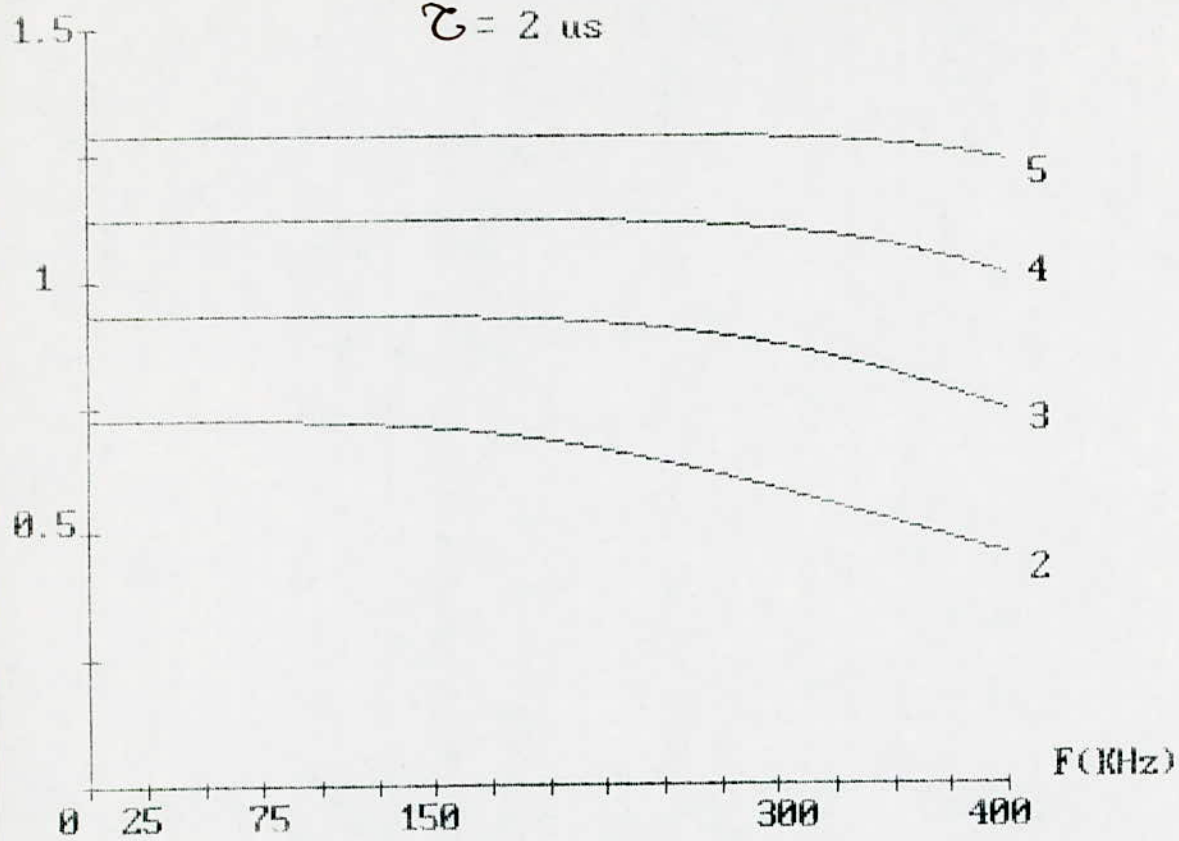


FIG (14)

I(F) (us)

$\tau = 4 \text{ us}$

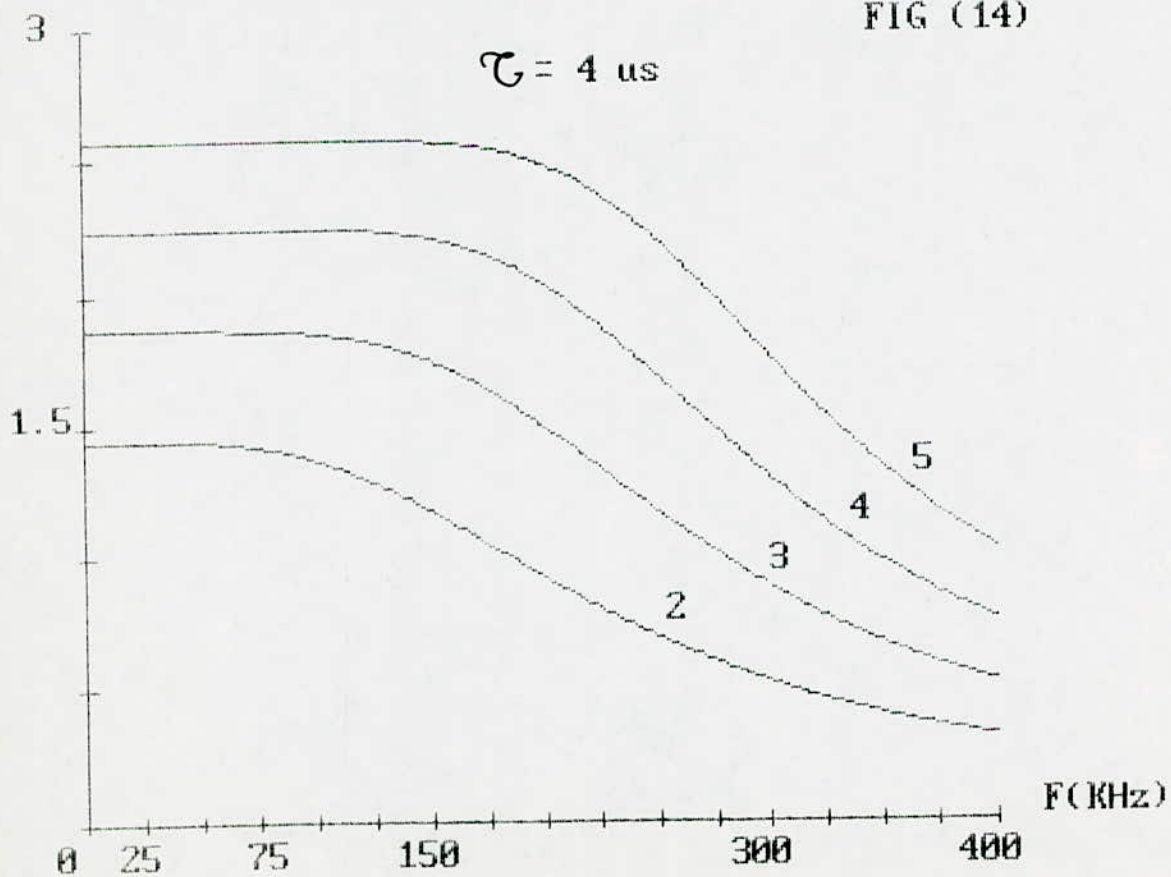
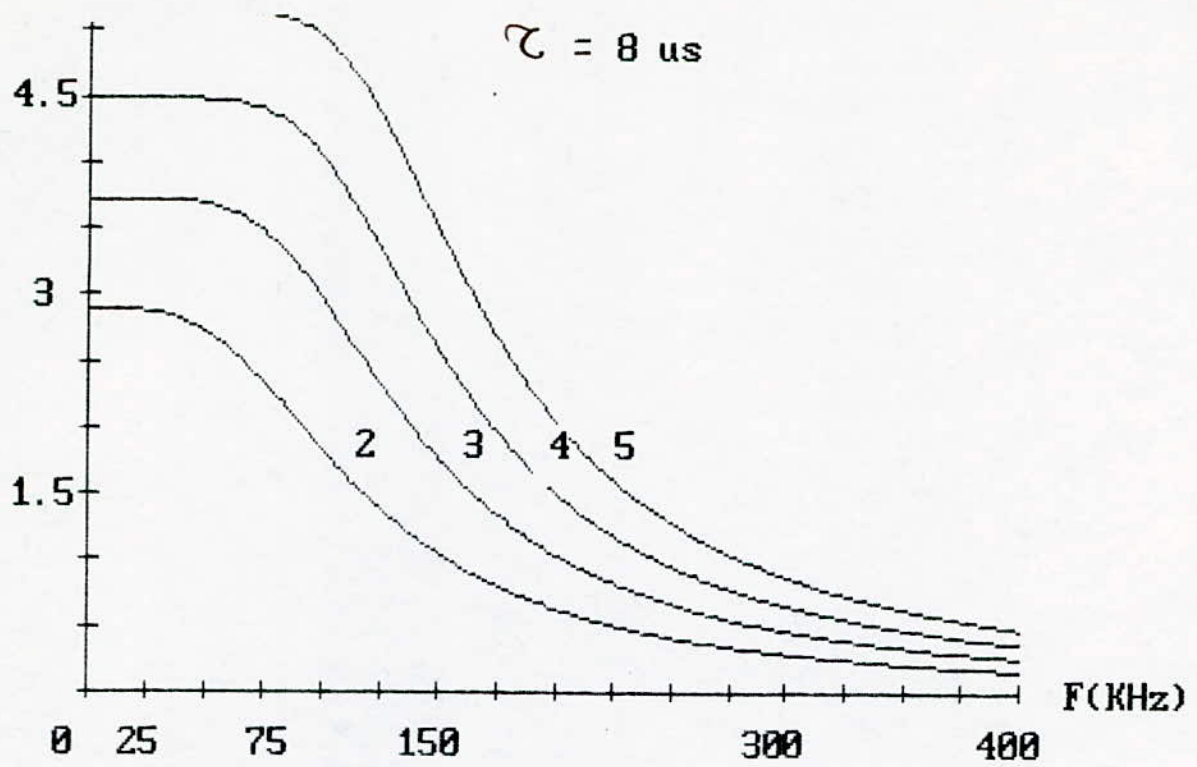
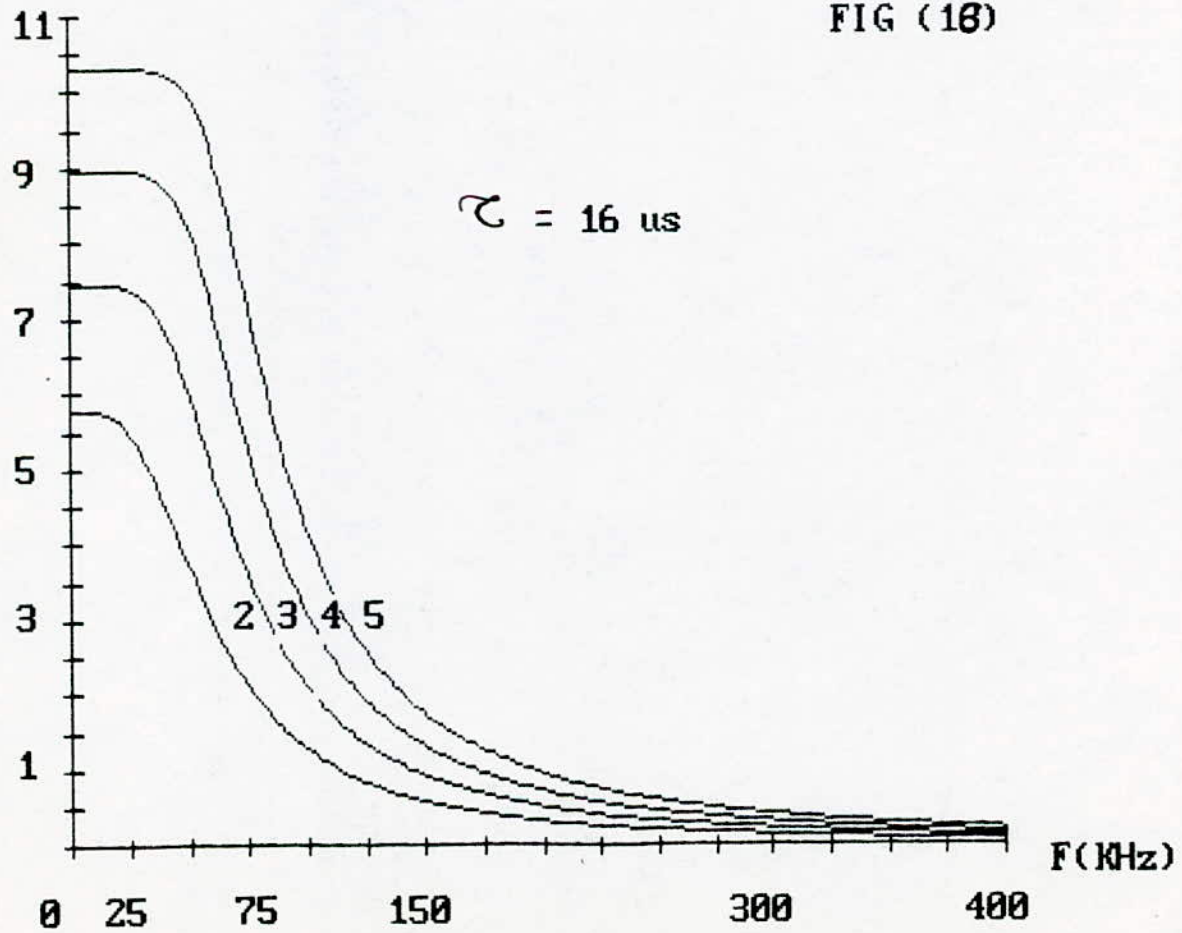


Fig (15)



I(F) (us)

FIG (16)



7- CONCLUSION

Après l'examen des réponses des filtres passe-bas de Bessel en amplitude et en temps de propagation de groupe et si l'on considère l'influence de la durée d'impulsion uniquement sur la sélectivité et la constance du temps de propagation . On dira qu'une impulsion de durée $\tau = 16$ us est la meilleure car conciliant une bonne raideur de la courbe de réponse en amplitude et une constance de phase suffisante en bande passante .

Quant à l'ordre du filtre il est judicieux de le choisir égal à 2 ou 3 car au delà de ces ordres, les filtres ont des réponses présentant presque la même raideur. Et cela est profitable des points de vue technique et économique .

Tandis que le temps de propagation augmente avec l'ordre il convient de choisir l'ordre 2 ou mieux l'ordre 3 car ce dernier associant une faible valeur des paramètres en question une constance jusqu'à la limite de la bande passante .

C O N C L U S I O N

L'étude que nous avons faite nous a permis de dévoiler les difficultés que nous pouvons rencontrer dans les deux méthodes de réception en général et en particulier dans le cas du radar ST . Celui-ci travaillant avec des signaux faibles noyés dans le bruit doit utiliser des récepteurs présentant les meilleures performances possibles . Et à partir de ces considérations nous avons essayé de voir quels sont leurs avantages et leurs inconvénients .

Les filtres passe-bas placés à la sortie du récepteur constituent un organe très important dans la restitution précise des résultats.

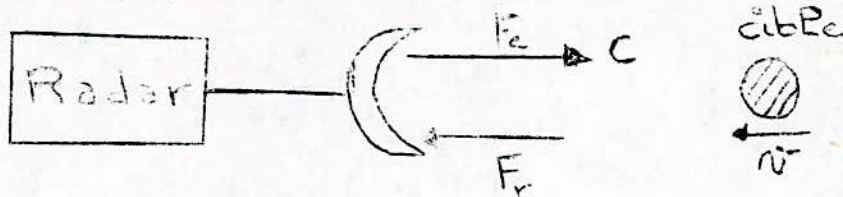
De ce fait, ils ont été l'objet d'une étude dans une dernière partie . Celle-ci nous a permis de déterminer le choix du type de filtres .

La réalisation d'un récepteur de grandes performances fait du radar ST un dispositif d'un grand intérêt dans les domaines de la météorologie et de télécommunication .

ANNEXES

EFFET DOPPLER

Considérons une station radar émettant 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' et la réfléchit avec une fréquence :

$$F' = \frac{c + v}{c} F_e$$

Il se comporte comme un émetteur se déplaçant à une vitesse v dans la même direction que l'énergie .

Le radar recevra donc un écho de fréquence .

$$F_r = \frac{c}{c - v} F' = \frac{c}{c - v} \frac{c + v}{c} F_e$$

soit
$$F_r = \frac{c + v}{c - v} F_e$$

En faisant battre, entre elles, la fréquence d'émission et la fréquence de réception, on recueille un battement .

$$F_d = F_r - F_e = \frac{2v F_e}{c} = \frac{2v}{\lambda}$$

$$F_d = \frac{2v}{\lambda} \quad \text{avec } v \ll c$$

EQUATION RADAR

La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction maximum du faisceau est d'après la définition du gain :

$$P_1 = \frac{P_e \cdot G}{4\pi R^2}$$

P_e : Puissance crête de l'impulsion émise .

G : Gain de l'antenne par rapport à l'antenne isotropique à une distance P_1 où se trouve une cible, cette puissance exprimée en w/m^2 est :

$$P_2 = \frac{P_e \cdot G}{4\pi R^2}$$

Une partie de cette puissance incidente est rerayonnée par la cible dans toutes les directions.

Cependant si la cible était ponctuelle, elle renverrait dans l'espace une certaine puissance P_3 proportionnelle à P_2 soit :

$$P_3 = \sigma P_2$$

σ : Surface équivalente de la cible .

Par unité d'angle solide nous aurons donc une puissance :

$$P_4 = \frac{P_3}{4\pi R^2} = \frac{\sigma P_2}{4\pi R^2} = \frac{PG\sigma}{(4\pi R)^2}$$

Celle-ci donne au niveau de l'antenne du radar une densité surfacique de puissance :

$$P_4 = \frac{PG\sigma}{(4\pi R^2)} \cdot \frac{1}{R^2} \quad w/m^2$$

Car l'angle solide unité découpe sur une sphère de rayon R une surface R^2 .

Cependant le gain G de l'antenne est lié à sa surface équivalente de réception ($\sum e_q$) par la relation :

$$G = \frac{4 \pi \Sigma e q}{\lambda^2}$$

Il s'ensuit que le signal P_r délivré par l'antenne est le produit de la densité de puissance P_e par $\Sigma e q$ ce qui donne :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4 \pi)^3 R^4}$$

Si P_r est le signal minimal utilisable par le radar, sa portée maximale est :

$$R^4 = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4 \pi)^3 P_r}$$

A N N E X E C

SENSIBILITE UTILISABLE

Nous avons dit que la sensibilité utilisable d'un récepteur dépend étroitement des bruits qu'introduira le récepteur pendant les opérations de traitement du signal qu'il effectue .

Connaissant le rapport (S/B) en puissance exigé à la sortie, du récepteur, qui est fixé à 2 dB dans le récepteur ST, on détermine alors la sensibilité utilisable du récepteur en procédant de la manière suivante :

- 1- On ramène toutes les sources de bruit à l'entrée du récepteur, de façon à pouvoir considérer désormais un récepteur sans bruit . On appellera e_B la force électromotrice de bruit ainsi ramené à l'entrée.
- 2- On calcule le rapport $(S/B)_E$ à l'entrée du récepteur parfait en fonction du rapport $(S/B)_S$ exigé à la sortie du récepteur.
- 3- Connaissant le rapport $(S/B)_E$ ainsi calculé et la F.e.m de bruit e_B , on peut déterminer la F.e.m minimale e_S que doit avoir le signal à l'entrée, et que nous avons baptisée "sensibilité utilisable" .

On a, en effet en puissance :

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

$$\text{d'où : } e_S = e_B \sqrt{(S/B)_E}$$

BRUIT DE FOND DES RECEPTEURS

1- Bruit dans les résistances

Les lois de la thermodynamique établissent qu'à toute résistance R correspond une F.e.m de bruit, exprimée en volts par la relation de Nyquist .

$$e_{\text{eff.}} = \sqrt{4 K T R \Delta F}$$

K : Constante de Boltzmann = $1,37 \cdot 10^{-23}$ J / degré .

T : Température absolue de la résistance (°K) .

ΔF : Bande de fréquence dans laquelle on considère le bruit(Hz).

La puissance de bruit que peut fournir une telle résistance s'écrit:

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

Mais une puissance fournie par un générateur dépend de la charge dans laquelle il débite. Cette puissance est maximale lorsque la charge " est adaptée " .

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

$$\text{d'où } B = P_{\text{max}} = K T \Delta F$$

Cette puissance quoique très conventionnelle car accessible à la mesure, n'est pas caractéristique du bruit car elle dépend de la bande ΔF du récepteur d'où la notion de densité spectrale de bruit :

$$b = \frac{B}{\Delta F} = K T \quad (b \text{ en watts/Hertz})$$

Plus généralement on se contente de caractériser un bruit par sa température équivalente de bruit .

Température de bruit dans un récepteur

Celle-ci étant définie comme la température effective T_R d'une source de bruit située à l'entrée d'un récepteur, qui produirait la même puissance de bruit à la sortie du récepteur, ce dernier étant considéré comme sans bruit.

Soit R_a la résistance d'antenne, on peut écrire que le bruit apporté par l'antenne au récepteur est donnée par .

$$P_B = F_B P_{Ra}$$

P_B : puissance totale de bruit ramenée à l'entrée .

P_{Ra} : Puissance de bruit inévitable, due à l'antenne c. à . d R_a

F_B : Facteur de bruit dû au récepteur

On peut transformer cette expression en ajoutant et retranchant P_{Ra} .

$$P_B = P_{Ra} + F_B P_{Ra} - P_{Ra}$$

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

$$P = \underbrace{4 KT_A \Delta F}_{1^{ier} \text{ terme}} + \underbrace{(F_B - 1) \cdot 4 KT_A \Delta F}_{2^{ieme} \text{ terme}}$$

Le premier terme représente le bruit que produit la résistance d'antenne R_a ; le second terme représente par différence, le bruit dû au récepteur .

Mais réellement la température du récepteur n'est pas la même que celle de l'antenne .

$$P_B = 4 KT_A \Delta F + (F - 1) 4 KT_0 \Delta F$$

T_0 : la température absolue du récepteur .

On pose alors :

$$T_R = (F - 1) T_0$$

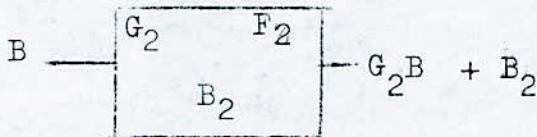
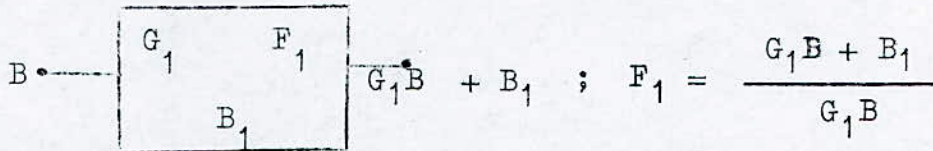
T_R : Température équivalente de bruit du récepteur ce qui permet d'écrire

$$P_B = 4 K F (T_A + T_R)$$

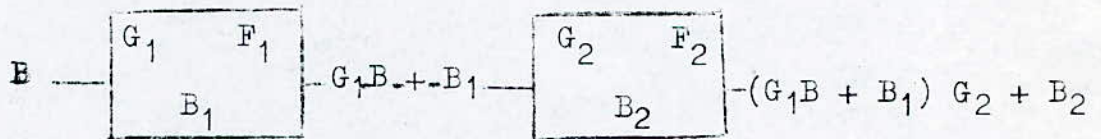
CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT

Le facteur de bruit d'une suite d'étages amplificateurs :

On a par définition des facteurs de bruit



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



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

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

On peut exprimer F en dB, en prenant :

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

On notera que le facteur de bruit est exprimé en rapport (et non en dB) et les gains en rapport de puissance .

SELECTIVITE DE L'ETAGE VHF (Protection contre la fréquence image)

Supposons que la sélectivité de l'étage VHF est assuré par un seul circuit antirésonnant dont le coefficient de surtension et Q .

Soit F_0 la fréquence du signal utile sur laquelle on accorde ce circuit bouchon.

La sélectivité peut s'exprimer en fonction de Q et δ par la formule.

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

$$\text{avec : } \delta = \frac{1}{2} \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)$$

δ : Un paramètre qui exprime l'écart entre la fréquence de travail et la fréquence de résonance.

La fréquence intermédiaire F_I étant élevée, on est très loin de l'accord pour la fréquence image. On peut dire que δ est très grande et que l'on a :

$$2 Q \delta \gg 1$$

ce qui conduit à écrire

$$\sigma = 2 Q \delta$$

Comme F_0 est très élevée, on peut considérer, bien que l'écart entre w et w_0 soit grande, en valeur absolue, on a tout de même affaire à de faibles variations relatives de w autour de w_0 . On peut alors faire l'approximation :

$$\delta = \frac{1}{2} \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) = \frac{w}{w_0}$$

dans ces conditions, notre expression de σ devient :

$$\sigma = \frac{2 Q \Delta w}{w_0} = 2 Q \frac{2 F_I}{F_0}$$

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

```

1 *****PROGRAMME DONNANT LES TRACES DE L'ATTENUATION DES*****
2 *****FILTRÉS DE BESSEL PASSE-BAS POUR DIFFÉRENTES VALEURS*****
3 *****DE LA DURÉE D'IMPULSION ET POUR UN ORDRE DONNÉ *****
4
5 ***** N=2 *****
10 XMAX=400 : YMAX=22
15 DIM A(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=300 : FP(2)=150 : FP(3)=75 : FP(4)=37.5
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP .5
50 A(F)=20* LOG((100 / ((-1.518 * F^2 / FP(I)^2 + 1)^2 +
      (1.3616 * F / FP(I))^2))^1.5) / LOG(10)
51 IF A(F) < 1 THEN 91
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,A(FO))-(F,A(F))
80 FO=F : A(FO)=A(F)
90 NEXT F
91 NEXT I
95 END
100 CLS : SCREEN 3
110 VIEW (50,60)-(450,350)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE (0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/22
180 LINE (-XMAX/150,I)-(XMAX/150,I):NEXT I
190 RETURN

```

```

1 ***** N = 3 *****
10 XMAX=400 : YMAX=22
15 DIM A(400)
16 DIM A1(400)
17 DIM A2(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=300 : FP(2)=150 : FP(3)=75 : FP(4)=37.5
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP .5
43 A1(F)=(-.4771 * F^2 / FP(I)^2 + 1)^2 + (.9996 * F / FP(I))^2
44 A2(F)= 1 + (.756 * F / FP(I))^2
50 A(F)=20* LOG((100 / (A1(F)*A2(F)))^1.5) / LOG(10)
51 IF A(F) < 2 THEN 91
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,A(FO))-(F,A(F))
80 FO=F : A(FO)=A(F)
90 NEXT F
91 NEXT I
95 END
100 CLS : SCREEN 3
110 VIEW (50,60)-(450,350)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE (0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/22
180 LINE (-XMAX/150,I)-(XMAX/150,I):NEXT I
190 RETURN

```

```

1 ' ***** N = 4 *****
10 XMAX=400 : YMAX=22
15 DIM A(400)
16 DIM A1(400)
17 DIM A2(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=300 : FP(2)=150 : FP(3)=75 : FP(4)=37.5
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP .5
43 A1(F)=(-.3889*F^2/FP(I)^2+1)^2+(.7742*F/FP(I))^2
46 A2(F)=(1-.4889*F^2/FP(I)^2)^2+(1.3396*F/FP(I))^2
50 A(F)=20* LOG((100/(A1(F)*A2(F)))^5)/LOG(10)
51 IF A(F)<2 THEN 91
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,A(FO))-(F,A(F))
80 FO=F : A(FO)=A(F)
90 NEXT F
91 NEXT I
95 END
100 CLS : SCREEN 3
110 VIEW (50,60)-(450,350)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE (0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/22
180 LINE (-XMAX/150,I)-(XMAX/150,I):NEXT I
190 RETURN

```

```

1 ' ***** N = 5 *****
10 XMAX=400 : YMAX=22
15 DIM A(400)
16 DIM A1(400)
17 DIM A2(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=300 : FP(2)=150 : FP(3)=75 : FP(4)=37.5
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP .5
43 A1(F)=(-.4128*F^2/FP(I)^2+1)^2+(1.1401*F/FP(I))^2
46 A2(F)=((1-.3245*F^2/FP(I)^2)^2+(.6215*F/FP(I))^2)*((.665*F/FP(I))^2)
50 A(F)=20* LOG((100/(A1(F)*A2(F)))^5)/LOG(10)
51 IF A(F)<2 THEN 91
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,A(FO))-(F,A(F))
80 FO=F : A(FO)=A(F)
90 NEXT F
91 NEXT I
95 END
100 CLS : SCREEN 3
110 VIEW (50,60)-(450,350)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE (0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/22
180 LINE (-XMAX/150,I)-(XMAX/150,I):NEXT I
190 RETURN

```

```

1 ' *****PROGRAMMES DONNANT LES TRACES DU TEMPS DE PROPAGATION*****
2 ' **** DE GROUPE DES FILTRES DE BESSEL PASSE-BAS POUR DIFFERENTES ****
3 ' ***** VALEURS DE LA DUREE D'IMPULSION ET UN ORDRE DONNE *****
4 '
5 '***** N = 2 *****
10 XMAX=400 :YMAX=6
15 DIM T(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=37.5 : FP(2)=75 : FP(3)=150 : FP(4)=300
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP 2
45 A=.1591549
50 T(F)=A*10^3*(.8414688 * F^2/FP(I)^3+1.3616/FP(I))/
  ((-.618*F^2/FP(I)^2+1)^2+(1.3616*F/FP(I))^2)
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,T(FO))-(F,T(F))
80 FO=F :T(FO)=T(F)
90 NEXT F
92 NEXT I
95 END
100 CLS :SCREEN 3
110 VIEW (50,55)-(400,320)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE(0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/12
180 LINE (-XMAX/100,I)-(XMAX/100,I):NEXT I
190 RETURN

5 ' ***** N = 3 *****
10 XMAX=400 :YMAX=8
15 DIM T(400):DIM T1(400) :DIM T2(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=37.5 : FP(2)=75 : FP(3)=150 : FP(4)=300
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP .5
45 A=.1591549
50 T1(F)=10^3*(.47691*F^2/FP(I)^3+.9996/FP(I))/
  ((-.4771*F^2/FP(I)^2+1)^2+(.9996*F/FP(I))^2)
55 T2(F)=10^3*.756/FP(I)/(1+(.756*F/FP(I))^2)
56 T(F)=A*(T1(F)+T2(F))
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,T(FO))-(F,T(F))
80 FO=F :T(FO)=T(F)
90 NEXT F
92 NEXT I
95 END
100 CLS :SCREEN 3
110 VIEW (50,38)-(400,308)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE(0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/16
180 LINE (-XMAX/100,I)-(XMAX/100,I):NEXT I
190 RETURN

```

```

5 '***** N = 4 *****
10 XMAX=400 : YMAX=9.5
15 DIM T(400):DIM T1(400): DIM T2(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=37.5 : FP(2)=75 : FP(3)=150 : FP(4)=300
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP 5
45 A=.1591549
50 T1(F)=10^3*(.301086*F^2/FP(I)^3+.7742/FP(I))/
  ((-.3889*F^2/FP(I)^2+1)^2+(.7742*F/FP(I))^2)
55 T2(F)=10^3*(1.3396/FP(I)+.65493*F^2/FP(I)^3)/
  ((-.4889*F^2/FP(I)^2+1)^2+(1.3396*F/FP(I))^2)
56 T(F)=A*(T1(F)+T2(F))
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,T(FO))-(F,T(F))
80 FO=F : T(FO)=T(F)
90 NEXT F
92 NEXT I
95 END
100 CLS : SCREEN 3
110 VIEW (50,56)-(400,334)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE (0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/19
180 LINE (-XMAX/100,I)-(XMAX/100,I):NEXT I
190 RETURN

```

```

5 '***** N = 5 *****
10 XMAX=400 : YMAX=11
15 DIM T(400):DIM T1(400):DIM T2(400):DIM T3(400)
20 GOSUB 100
25 FP(1)=37.5 : FP(2)=75 : FP(3)=150 : FP(4)=300
26 FOR I=1 TO 4
40 FOR F=0 TO 400 STEP 2
45 A=.1591549
50 T1(F)=10^3*(.470633*F^2/FP(I)^3+1.1401/FP(I))/
  ((-.4128*F^2/FP(I)^2+1)^2+(1.1401*F/FP(I))^2)
53 T2(F)=10^3*(.6215/FP(I)+.201677*F^2/FP(I)^3)/
  ((-.3245*F^2/FP(I)^2+1)^2+(.6215*F/FP(I))^2)
55 T3(F)=10^3*(.665 /FP(I))/(1+(.665*F/FP(I))^2)
56 T(F)=A*(T1(F)+T2(F)+T3(F))
60 IF F=0 GOTO 80
70 LINE (FO,T(FO))-(F,T(F))
80 FO=F : T(FO)=T(F)
90 NEXT F
92 NEXT I
95 END
100 CLS : SCREEN 3
110 VIEW (50,36)-(400,316)
120 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
130 LINE(0,0)-(XMAX,0)
140 LINE (0,0)-(0,YMAX)
150 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
160 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
170 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/22
180 LINE (-XMAX/100,I)-(XMAX/100,I):NEXT I
190 RETURN

```

```

1 '*****PROGRAMME DONNANT LES COURBES DE REPONSE EN ATTENUATION DES FILTRES ****
3 '*****DE BESSEL PASSE-BAS POUR DIFFERENTS ORDRES ET POUR *****
5 ' *****UNE VALEUR DONNEE DE LA DUREE D'IMPULSION *****
7 '
10 XMAX=600 :YMAX=22
20 GOSUB 250
30 DIM A1(600):DIM A2(600):DIM A3(600):DIM A4(600):
   DIM A5(600):DIM A6(600):DIM A7(600):DIM A8(600)
40 DIM A(600)
50 INPUT FP
60 DIM AN(5)
70 FOR I=2 TO 5
80 FOR F=0 TO 600 STEP .5
90 A1(F)=(-.618*F^2/FP^2+1)^2+(1.3616*F/FP)^2
100 A2(F)=(-.4771*F^2/FP^2+1)^2+(.9996*F/FP)^2
110 A3(F)=1+(.756*F/FP)^2
120 A4(F)=(-.3889*F^2/FP^2+1)^2+(.7742*F/FP)^2
130 A5(F)=(-.4889*F^2/FP^2+1)^2+(1.3396*F/FP)^2
140 A6(F)=(-.4128*F^2/FP^2+1)^2+(1.1401*F/FP)^2
150 A7(F)=(-.3245*F^2/FP^2+1)^2+(.6215*F/FP)^2
160 A8(F)=1+(.665*F/FP)^2
170 AN(2)=20* LOG((100/A1(F))^5) / LOG(10) :
   AN(3)=20*LOG((100/(A2(F)*A3(F)))^5)/LOG(10)
   AN(4)=20* LOG((100/(A4(F)*A5(F)))^5)/LOG(10) :
   AN(5)=20*LO
180 A(F)=AN(1)
185 IF A(F)<.5 GOTO 230
190 IF F=0 GOTO 210
200 LINE (F0,A(F0))-(F,A(F))
210 F0=F:A(F0)=A(F)
220 NEXT F
230 NEXT I
240 END
250 CLS:SCREEN 3
260 VIEW (50,60)-(450,350)
270 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
280 LINE (0,0)-(XMAX,0)
290 LINE (0,0)-(0,YMAX)
300 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/6
310 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
320 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/22
330 LINE (-XMAX/100,I)-(XMAX/100,I):NEXT I
340 RETURN

```



```

1 '*****PROGRAMME DONNANT LES TRACES DU TEMPS DE PROPAGATION DE *****
3 '***GROUPE DES FILTRES DE BESSEL PASSE-BAS POUR DIFFERENTS ORDRES*****
5 ' *****ET POUR UNE DUREE D'IMPULSION DONNEE*****
7 '
10 XMAX=400 :YMAX=11
20 A=.159155*10^3
30 GOSUB 260
40 DIM T1(400) :DIM T2(400) :DIM T3(400) :DIM T4(400) :DIM T5(400) :DIM T6(400) :DI
M T7(400) : DIM T8(400)
50 DIM T(400)
60 INPUT FP
70 DIM TN(5)
80 FOR I=2 TO 5
90 FOR F=0 TO 400 STEP 2
100 T1(F)=(.841469*F^2/FP^3+1.3616/FP)/((- .618*F^2/FP^2+1)^2+(1.3616*F/FP)^2)
110 T2(F)=(.47691*F^2/FP^3+.9996/FP)/((- .4771*F^2/FP^2+1)^2+(.9996*F/FP)^2)
120 T3(F)=.756/FP/(1+(.756*F/FP)^2)
130 T4(F)=(.301085*F^2/FP^3+.7742/FP)/((- .3889*F^2/FP^2+1)^2+(.7742*F/FP)^2)
140 T5(F)=(.65493*F^2/FP^3+1.3396/FP)/((- .4889*F^2/FP^2+1)^2+(1.3396*F/FP)^2)
150 T6(F)=(.470633*F^2/FP^3+1.1401/FP)/((- .4128*F^2/FP^2+1)^2+(1.1401*F/FP)^2)
160 T7(F)=(.201677*F^2/FP^3+.6215/FP)/((- .3245*F^2/FP^2+1)^2+(.6215*F/FP)^2)
170 T8(F)=(.665/FP)/(1+(.665*F/FP)^2)
180 TN(2)=A*T1(F) :TN(3)=A*(T2(F)+T3(F)) :TN(4)=A*(T4(F)+T5(F)) :TN(5)=A*(T6(F)+T7(
F)+T8(F))
190 T(F)=TN(I)
200 IF F=0 GOTO 220
210 LINE (F0,T(F0))- (F,T(F))
220 F0=F :T(F0)=T(F)
230 NEXT F
240 NEXT I
250 END
260 CLS:SCREEN 3
270 VIEW (50,55)-(400,310)
280 WINDOW (-XMAX/100,-YMAX/25)-(XMAX,YMAX)
290 LINE (0,0)-(XMAX,0)
300 LINE (0,0)-(0,YMAX)
310 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/16
320 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100):NEXT I
330 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/22
340 LINE (-XMAX/100,I)-(XMAX/100,I):NEXT I
350 RETURN

```

BIBLIOGRAPHIE

- (1) - S. FERRAT : Etude de la basse atmosphère par radar ST
Thèse de magister ENP Alger (1985)
- (2) - K. KHEMAIS : Etude de la propagation troposphérique et de la réception
des ondes VHF par radar ST .
Thèse de magister ENP Alger (1986)
- (3) - H. SAUVAGEOT : Radar météorologie ;
Edition Eyrolles-Paris (1982)
- (4) - SAINT-MONDRIER : Emission - réception tome III
Division transmission .
- (5) - S. ALBAGLI : Cours de radio electricité générale ;
La réception Edition Eyrolles.
- (6) - J. DARRICAN : Physique et théorie du radar *
tomes I et II .
Edition Soudipe-Paris (1973)
- (7) - D. Estournet : éléments électronique tome II :, ensembles ENSTA .
- (8) - VAN VALKENBURGH : Electronique E, 4, 5
Edition Gamma .
- (9) - P. Bildstein : Filtres actifs .
Edition radio-Paris .