

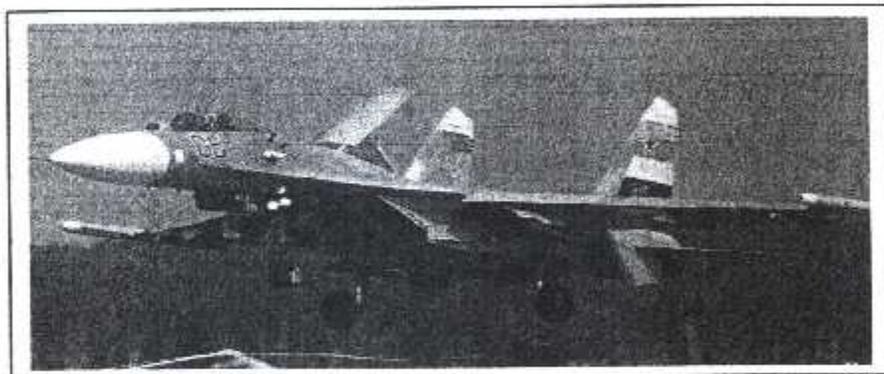
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

.. UNIVERSITE DE BLIDA *..*

INSTITUT D'AÉRONAUTIQUE

Mémoire de Fin d'Etude

*En Vue d'Obtention du Diplôme d'études universitaires
appliquées en Aéronautique (DEUA)
Option: Avionique*



Thème :
**Etude et réalisation d'un radar expérimental à effet
DOPPLER**

Présenté par :

Dirigé Par :

Melle DOUDOU FAIZA

M' :SABEG Farid

M' :KHEMISSAT Hichem

ANNEE UNIVERSITAIRE « 2000/2001 »

REMERCIEMENTS

Avant tout, nous tenons à remercier le tout puissant dieu pour tout ce qui nous a donné.

Nos vifs remerciements sont également destinés à **M^{elle} DOUDOU FAIZA** pour sa patience et ses généreux conseils, ainsi à **M^{rs} Ltm SMAIL SABEG** et **Ltm LOUHAM.M.FOUED** pour leur soutiens morale et matériel.

Merci.

SOMMAIRE

INTRODUCTION

CHAPITRE I: HISTORIQUE ET GENERALITES SUR LES RADARS

I-1- HISTORIQUE	1
I-2- GENERALITES SUR LES RADARS PANORMIQUES	1
I-2-1- PRINCIPE DE BASE	1
I-2-2- PROPRIETES FONDAMENTALES ET CONCEPTION ELEMENTAIRES	2
I-3- DETECTION DES CIBLES EN RADARS PANORAMIQUE...4	
I-3-1- CHOIX DE FREQUENCE	4
I-3-2- FORME DU SIGNALE EMIS	5
I-3-3- NATURE DE LA CIBLE	7
I-3-4- RECEPTION DU SIGNAL DANS LE BRUIT	8
I-3-5- LOCALISATION DE LA CIBLE	8
I-3-5-1- MESURE DE LA DISTANCE	9
I-3-5-2- PORTEE MAXIMAL UTILASABLE	10
I-3-5-3- PRECISION DE LA MESURE EN DISCRIMINATEUR.....	11
I-4- EQUATION GENERALE DU RADAR	11
I-4-1- DEFINITION	11
I-4-2- ETABLISSEMENT	12

CHAPITRE II : ETUDE DE L'EFFET DOPPLER

II-1- PRINCIPE D UTILISATION	14
II-2- DETERMINATION DE LA FREQUENCE DE REPETITION ET DE LA BANDE PASSANTE	16
II-2-1- LE CAS D'UN RADAR FIXE AU SOL	16
II-3- SCHEMA SYNOPTIQUE DU RADAR	18
I-3-1- EMETTEUR ET CIRCUIT D'ENTREE DU RECEPTEUR ...	18
II-3-2- ANTENNE	20
II-4- SUPPRESSION DE L'AMBIGUITE EN DISTANCE	21
II-5- VISUALISATION DES CIBLES MOBILES DANS LES RADARS DOPPLER A IMPULSIONS	28
II-6- PORTEE DES RADARS DOPPLER A IMPULSIONS	31
II-7- INFLUENCE DES DISTANCES AVEUGLES	36

CHAPITRE III : REALISATION DU RADAR

III-1- INTRODUCTION	38
III-2- LE BUT	38
III-3- LE SCHEMA SYNOPTIQUE	38
III-4- LE SCHEMA ELECTRIQUE	39
III-4-1- SCHEMA DE PRINCIPE DE L'OSCILLATEUR	39
III-4-2- SCHEMA DE PRINCIPE	40
III-5- ETUDE THEORIQUE	41
III-5-1- LA CARTE EMISSION	41
III-5-2- LA CARTE TRAITEMENT DU SIGNAL.....	42
III-6- ETUDE PRATIQUE	43
III-6-1- ALIMENTATION	43
III-6-2- LA CARTE EMISSION	44
III-6-3- MONTAGE DU REFLECTEUR DIEDRE	45

III-6-3-1- POSITIONNEMENT DE L ANTENNE	46
III-6-4- CARTE TRAITEMENT DU SIGNAL	46
III-6-4-1- LE CIRCUIT IMPRIME DE LA CARTE TRAITEMENT DU SIGNAL.....	46
III-6-4-2- IMPLANTATION DES ELEMENTS DE LA CARTE TRAITEMENT DU SIGNAL	47
III-7- NOMENCLATURE	47

CONCLUSION
BIBLIOGRAPHIE
SOMMAIRE

INTRODUCTION :

INTRODUCTION :

L'augmentation du trafic aérien, la rapidité des avions modernes et les exigences du contrôle de la circulation aérienne amènent à envisager l'étude et la mise en place de système de radio détection susceptible de donner au contrôleur le maximum d'informations sur les pistes dont il a la charge.

Pris au sens le plus général, le mot RADAR (radio détection and ranging) désigne un système de radio détection délivrant une information exploitable dans un volume explore.

Dans l'aviation civile, on divise essentiellement les équipements radars en deux catégories : le RADAR PRIMAIRE qui utilise la réflexion naturelle des ondes sur les obstacles ou cibles et le RADAR SECONDAIRE qui converse avec les avions pour des échanges d'émissions codées entre l'émetteur et le récepteur au sol et un équipement aéroporté (transpondeur).

En RADAR primaire, les cibles sont donc « passives » tandis qu'en RADAR secondaire les cibles sont coopérantes ou « actives » ; les répondeurs ou « transpondeur » aéroportés déclenchés par les modes particuliers d'un Interrogateur au sol émettant pour chaque mode d'interrogation une réponse codée.

On peut aussi diviser les RADARS selon la constitution soit RADAR à ondes continues ou RADAR à impulsion les premiers permettent de mesurer les vitesses des cibles avec une excellente précision grâce à L'EFFET DOPPLER, il est donc tentant d'essayer d'employer le même principe dans notre RADAR mais le problème qui se pose quand il existe plusieurs cibles, ce qui est le cas la plus part des temps, le détecteur que nous allons décrire met en œuvre L'EFFET DOPPLER il se manifeste lorsqu'une source de fréquence F_0 se déplace par rapport à un observateur fixe (ou l'inverse) celui ci ne perçoit pas la fréquence égale à $F_0 \pm \Delta f$ selon le sens du déplacement de celui ci.

CHAPITRE N° I

HISTORIQUE ET GENERALITES
SUR LES RADARS PANORAMIQUES

I.1.HISTORIQUE :

En 1887 le physicien allemand «HENRICH HERTZ » découvre les ondes électromagnétiques et montre qu'elles possèdent les propriétés de la lumière, ces ondes sont du reste souvent appelé « ondes hertziennes ». Le principe du RADAR (radio détection and ranging) basé sur la propagation des ondes électromagnétiques ou plus exactement sur celle des ondes radiofréquence (RF) fut énoncé des 1911 par l'Américain « HUGO GERNSBACK ». En 1934, le français «PIERRE DAVID » mena avec succès les premières expériences de détection d'avion, en 1935 «MAURICE PONTE » et «HENRI GUTTON » lors d'essai a bord d'un bateau de la compagnie GENERAL TRANSANTIQUE OREGAN détectèrent des icebergs avec des ondes de 16 cm de longueurs d'onde « λ ». Lors de la seconde guerre mondiale, la technique RADAR a fait un essor considérable car elle pouvait apporter la réponse au besoin de détecter l'ennemi aussi bien de jour comme de nuit. Ainsi dès 1940, les Britanniques animés par «WATSON WATT », développèrent un important réseau de radars au sol qui leur permet de gagner la bataille d'Angleterre, de leur côté les Allemands développèrent également un réseau de radars au sol, qui à partir de 1942 transmettaient les coordonnées des cibles détectées au centre de contrôle de la chasse.

Ainsi le premier avion d'armes opérationnel à être équipé d'un radar aéroporté fut dès 1941. Le MESSERSHMITT MEUOG-4, son radar le FUG 212 de TELE FUNKEN avait une antenne assez encombrante constituée de plusieurs dipôles implantés à l'extérieur sur le nez d'avion.

I.2.GENERALITES SUR LES RADARS PANORAMIQUES :

I.2.1 PRINCIPE DE BASE :

DEFINITION :

Le principe du RADAR consiste à émettre une onde électromagnétique dans une direction donnée, et à détecter au retour cette onde réfléchié par un obstacle.

I.2.2. PROPRIÉTÉS FONDAMENTALES ET CONCEPTION ELEMENTAIRES :

I.2.2.1. RADAR PRIMAIRE :

Le radar primaire possède deux propriétés fondamentales :

- Celle de détecter une cible.
- Celle de localiser une cible.

Nous dirons simplement que le radar primaire permet de répondre aux questions suivantes :

- Existait-il une cible ?
- A quelle distance se situe-t-elle du radar et quel est l'azimut ?
- La mesure de distance s'effectue à partir de la mesure du temps qui sépare l'émission d'un signal impulsionnel très bref d'un signal image réfléchi, détecté en retour dans un récepteur.
- La localisation en gisement par rapport au nord géographique conventionnel s'obtient grâce à l'utilisation d'un système d'aérien directif tournant.
- L'exploitation de l'information reçue détectée peut être présentée en coordonnées polaires à partir d'une visualisation panoramique.

Le radar primaire nécessite donc pour ces trois fonctions la conception élémentaire suivante :

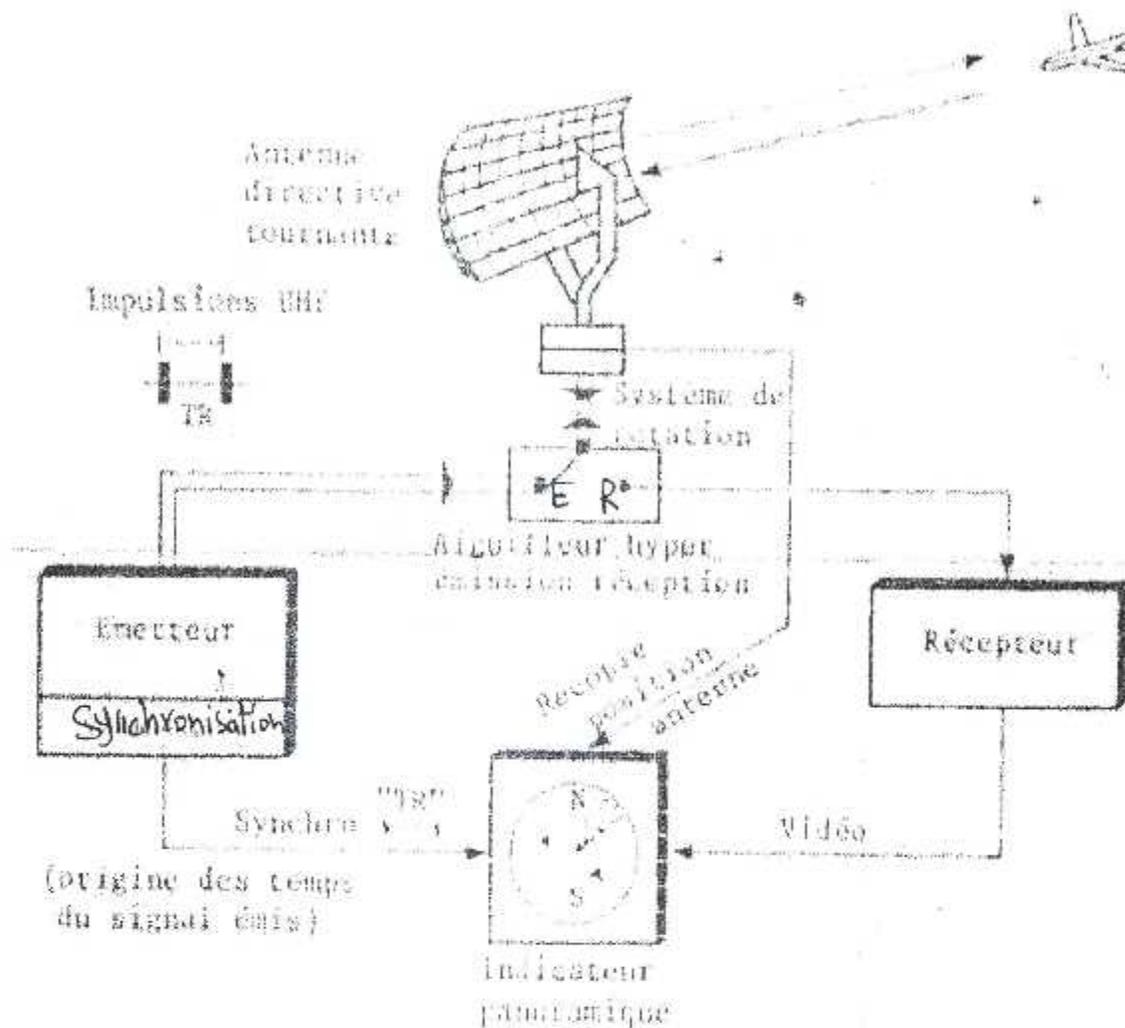


FIGURE I-1 Conception élémentaire d'un radar

L'émetteur génère l'impulsion hyperfréquence brève au rythme d'une horloge (synchronisation) définissant pour chaque période de répétition « TR » l'origine du signal émis.

Le signal émis est aiguillé vers un aérien directif tournant commun émission réception. L'énergie réfléchi est aiguillée pendant « TR » vers le récepteur. La vidéo brute recueillie après détection est alors en absence de traitement particulier, exploitée directement sur un indicateur à balayage panoramique asservi à la position angulaire de l'antenne.

I.2.2.2. EQUIPEMENTS DIVERS ET FONCTIONS ANNEXES :

Les radars sont en réalité très diversifiés, et l'énoncé des propriétés précédant n'est nullement exhaustif.

I.2.2.3. LA CLASSIFICATION DES EQUIPEMENTS :

Parallèlement au radar panoramique le vielle classique, ou radar en rente, nous traiterons par exemple dans la suite de notre propos des radars d'approches, des radars de surveillances des pistes et des mouvements au sol : (radar DECCA, ASTRE) la description de l'équipement de contrôle des incidents au sol : (RADAR CORAIL) nous permettra également d'énoncer le principe d'une technique récente de localisation des cibles d'un intérêt certain. Une technique plus ancienne de radar tridimensionnel d'aide à l'atterrissage P.A.R (PRECISION APPROCHIE RADAR) nous permettra de rappeler, en visualisation une présentation AZEL (AZIMUT ELEVATION) nous ne devons pas ignorer l'aspect particulier de certain radars météorologiques.

En plus la classification des équipements dépend aussi de la nature du signal émis.

I.3. DETECTION DES CIBLES EN RADAR PRIMAIRE:

I.3.1. CHOIX DE FREQUENCE:

La détection d'une cible est réalisée à partir de l'émission d'une onde électromagnétique brève (signal impulsionnel) sur une fréquence telle que l'image puisse être réfléchié et détectée dans ces conditions favorables. Ces conditions sont liées logiquement en détection radar ou comportement des cibles réelles en fonction de la fréquence.

Le choix de fréquence est important et intervient dans l'équation générale du radar et sur de nombreuses caractéristiques des équipements, le choix de fréquence est aussi pour une fonction bien définie : le résultat de compromis technique. Comme a titre d'exemple les radars de veille dans l'aviation civile que le choix de la longueur d'onde est un compromis dans lequel intervient notamment l'envergure et le gain de l'aérien, l'atténuation

atmosphérique, la stabilité des générateurs liés aux performances des systèmes d'éliminations des échos fixes ou enfin, la protection contre les échos de pluie. Contrairement les radars météorologiques le choix est orienter vers une bonne détection d'échos atmosphérique (nuages, pluie, neige...).

La gamme de fréquence radar assigné s'étend des ondes décimétriques aux ondes millimétriques conformément au tableau suivant :

BANDES	FREQUENCES	FREQUENCES ASSIGNEES SELON LES NORMES UIT
UHF	300-1000 MHz	890-940 MHz
L	1000-2000 MHz	1215-1400 MHz
S	2000-4000 MHz	2300-2550 MHz 2700-3700 MHz
C	4000-8000 MHz	5255-5925 MHz
X	8000-12500 MHz	8500-10700 MHz
Ku	12,5-18 GHz	13,4-14,4 GHz 15,7-17,7 GHz
K	18-26,5 GHz	23-24,25 GHz
Ka(Q)	26,5-40 GHz	33,4-36 GHz
Millimétrique	>40 GHz	>36 GHz

I.3.2.FORME DE SIGNAL EMIS :

La forme du signal émis sur une longueur d'onde λ choisie et dans le cas le plus général, un simple signal impulsionnel composé d'impulsions brèves (ou max. quel que μs) de durée t répétées à une fréquence de récurrence $FR=1/T_R$



FIGURE I-2 Forme du signal emis

Nous remarquons que le rapport t/TR représente sensiblement le rapport temps de travail / temps de repos du tube hyperfréquence émission. Ce rapport est appelé **facteur de forme (F)**, il est de l'ordre de 10^3 généralement pour les magnétrons.

Pour une puissance moyenne admissible du tube, il limite la puissance Crête à l'émission.

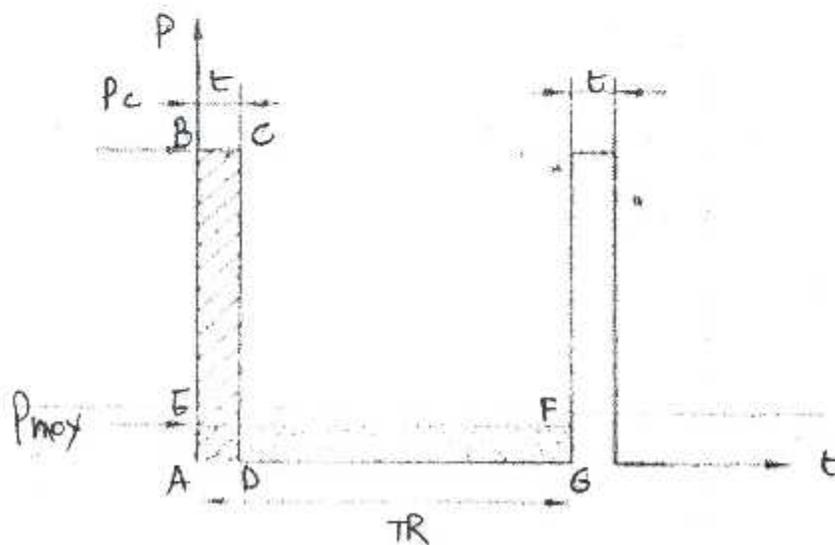


FIGURE I-3

Expression des énergies

Nous remarquons en effet sur la **figure I-3** concrétisant l'expression des énergies que

la surface du rectangle ABCD représente l'énergie totale E_t de l'impulsion. Si P_c (puissance Crête) est disponible pendant la durée t de l'impulsion nous écrivons :

$$E_t = \int_0^t P_c dt = P_c \cdot t \quad \dots\dots (I.1)$$

par définition la surface équivalente hachurée du rectangle AEFG représenterait l'énergie moyenne répartie sur la période T_R ; il vient également :-

$$E_t = \int_0^{T_R} P_m dt = P_m \cdot T_R \quad \dots\dots (I.2)$$

de (I.1) et (I.2) nous tirons :

$$P_{moy} = P_c \cdot t / T_R = P_c \cdot F \quad \dots\dots (I.3)$$

I.3.3. NATURE DE LA CIBLE :

On appelle « cible » tout obstacle se présentant sur la trajectoire de l'onde électromagnétique, et donnant lieu à une onde réfléchie ainsi dans le faisceau radar, une cible peut être mobile ou l'objet que l'on veut détecter

(avion ; bateaux ; véhicule, etc...) mais également toute autre chose qui donnera lieu à une onde réfléchie : par exemple des bâtiments, des forêts, des massifs montagneux, des nuages ; Etc.....

Nous voyons donc apparaître les notions de cibles utiles donnant lieu à des échos utiles et de cibles indésirables donnant lieu à des échos parasites. Le problème consiste généralement à faire la discrimination entre ces deux types de réponses de façon :

- A visualisation les échos utiles.
- A interdire l'exploitation des autres.

Le système de détection devra nécessairement dans ce cas, être associé à un système d'interdiction ou d'élimination des échos parasites naturelles.

1.3.4. RECEPTION DU SIGNAL DANS LE BRUIT :

Le problème de réception d'un signal «écho radar » même très petit, ne serait toute fois pas difficile en soi, il suffirait en effet de l'amplifier suffisamment, donc le drame est que le signal est toujours accompagné d'un phénomène gênant et aléatoire qui dénature l'information utile : Le bruit de fond qui accompagne le signal peut être d'origines diverses, le bruit prédominant est celui qui prend naissance dans le récepteur lui-même, ce bruit propre qui limite la sensibilité du récepteur est d'origine thermique : il est lié à l'agitation des électrons et on ne sait le réduire à zéro.

Les bruits extérieurs, entrant par l'antenne, bruits atmosphériques, cosmiques, ou parasites accidentels d'origine industriel ou de brouillages divers en provenance d'un autre radar par exemple, sont généralement d'importance bien moindre ou supprimés, on ne peut dans tous les cas que très difficilement et dans des conditions particulières, en chiffrer les incidences en détection.

Le bruit thermique par contre, est plus connu, c'est une variable aléatoire dont la répartition statistique d'amplitude suit une loi de GAUSS en fréquence intermédiaire et dépend en vidéo fréquence, du type détecteur employé, une étude mathématique de la probabilité d'existence du signal dans le bruit avec le meilleur rapport signal/bruit, permet de définir le récepteur filtre idéal.

1.3.5. LOCALISATION DE LA CIBLE :

Pour une présentation panoramique classique, la localisation de la cible s'effectue logiquement grâce à la connaissance de ses coordonnées polaires, pour cela ; il s'agit :

- De mesurer la distance radar cible.
- De mesurer le gisement dans lequel se trouve la cible au moment de la détection de l'écho réponse.

Par convention, le gisement α correspondant au calage azimuthal de l'aérien s'évalue angulairement par rapport au nord géographique (angle α , voir FIGURE I-4).

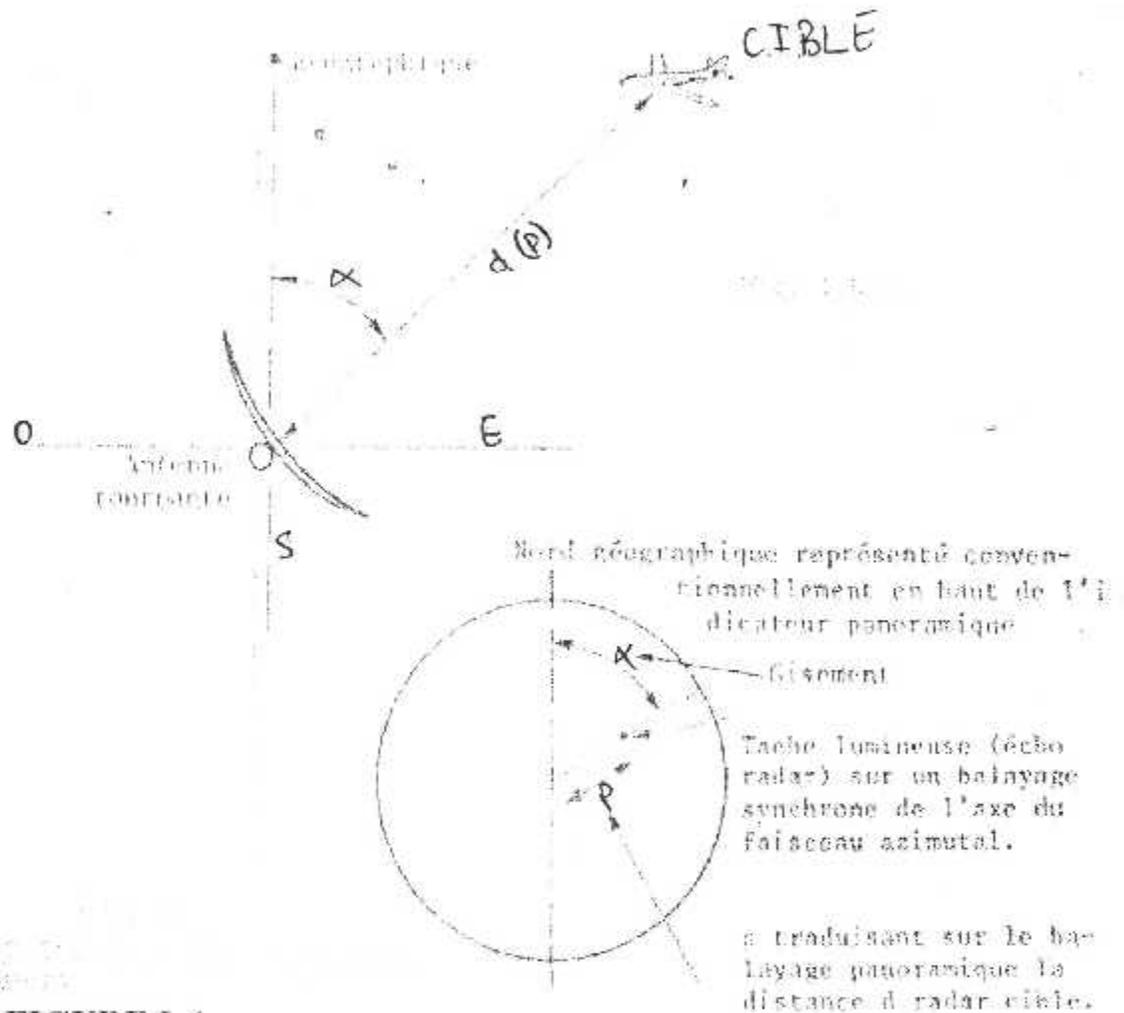


FIGURE I-4
localisation de la cible

I.3.5.1. MESURE DE LA DISTANCE :

La mesure de la distance se ramène en fait à la mesure d'un temps, en effet à chaque période de récurrence ou interrogation, si l'on peut déterminer avec précision l'instant t_0 de l'émission de l'impulsion et l'instant t_r de la réception du signal après réflexion sur la cible, on pourra connaître la distance en mesurant le temps.

$$t = t_1 - t_0$$

Nous écrivons simplement en appelant C la vitesse de propagation de l'onde ($C = 3 \cdot 10^8 \text{ km/s}$) et en tenant compte du trajet aller et retour :

$$2d = Ct \quad \text{ou} \quad d = Ct/2$$

le diagramme en fonction du temps étant alors le suivant :

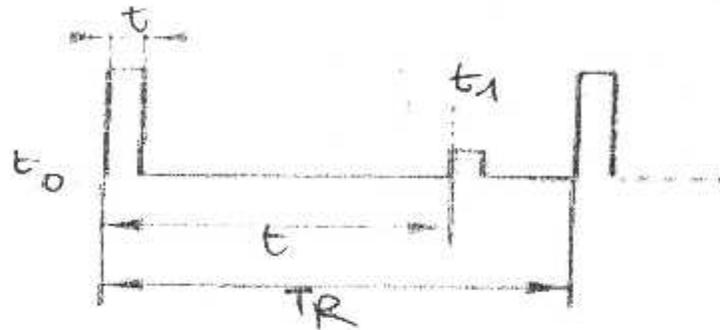


FIGURE I-5 Diagramme en fonction du temps

L'écho revient au radar au bout d'un temps :

$$t = 2d/C$$

Note :

- $1 \mu\text{s} \rightarrow d = 3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-6} / 2 = 150 \text{ m}$.
- $1 \text{ km} = 6,666 \mu\text{s}$.
- $1 \text{ NM} = 12,346 \mu\text{s}$.

1.3.5.2. PORTEE MAXIMAL UTILISABLE :

Sur la figure précédente (FIGURE I-5) nous avons supposé que t était inférieure à T_R période de récurrence de l'émission. Il faut en effet que le signal écho radar puisse revenir à l'antenne avant l'émission d'une autre impulsion $t_0(n)$ de référence pour la mesure de t .

La portée max utilisable sera donc limitée à

$$P_{th \max} = C \cdot T_R / 2 \quad \dots\dots (1.4)$$

Donc :

du choix de la période de récurrence T_R dépend la portée maximale théorique.

Mais il n'est impossible de détecter des échos de cibles importantes situés à une distance supérieure à :

$C.T_R/2$.

I.3.5.3.PRECISION DE LA MESURE:

Au début de notre propos sur la détection nous avons supposé que le signal écho filtré en sortie du récepteur existait en un certain endroit t_1 le signal utile dure en fait un certain temps de mesure et occupe un spectre de largeur Δf , il est toujours accompagné d'un bruit aléatoire qui occupe la même bande de fréquences.

Le rapport signal/bruit joue aussi un rôle dans la précision de t_1 si le rapport signal/bruit est très grand : la mesure exacte du retard de l'impulsion reçue par rapport à l'impulsion émise ne dépend en radar que des moyens fondamentaux énoncés et non pas du signal.

Par contre, si le rapport signal/bruit est de l'ordre de l'unité, il y'a incertitude sur l'instant d'arrivée de l'impulsion. on démontre dans une étude mathématique, que l'erreur commise dans la mesure de t_1 apparaît comme GAUSSIENNE de valeur moyenne nulle et d'écart type donné par une formule dite formule de WOOD WARD.

I.4.EQUATION GENERALE DU RADAR :

I.4.1.DEFINITION :

La relation qui associe la portée d'un RADAR aux caractéristiques des équipements et aux conditions de détection particulières imposées est appelée équation générale du radar.

I.4.2. ETABLISSEMENT :

Pour une puissance Crête d'émission P_c rayonnée uniformément par une antenne omnidirectionnelle, la densité de puissance ou puissance reçue par unité de surface, à une distance R de l'antenne serait

$$P_c/4\pi R^2$$

La puissance se trouvant répartie sur une surface sphérique, et $4\pi R^2$ étant la surface de la sphère de rayon R . Mais l'antenne est directive et a un gain maximum lorsqu'elle est pointée vers la cible. Nous trouverons donc dans la direction du gain max (G_0) une puissance unitaire :

$$P_u = P_c/4\pi R^2 \cdot G_0 \dots\dots(1.5)$$

Cette puissance frappe la cible qui rayonne d'une façon omnidirectionnelle, une nouvelle puissance $P_u \sigma$: σ étant par définition la surface équivalente de la cible, la puissance reçue de ce nouvel émetteur sera donc en retour, au niveau de l'antenne, et par unité de surface.

$$P_r = P_c \cdot G_0 \cdot \sigma / 4\pi R^2 \cdot 1/4\pi R^2 \dots\dots(1.6)$$

Et la puissance globale reçue par l'antenne commune émission réception de surface apparente A s'écrira :

$$P_{rt} = P_c \cdot G_0 \cdot \sigma / 4\pi R^2 \cdot A/4\pi R^2$$

L'expression simple du gain de l'antenne :

$$G_0 = 4\pi A/\lambda^2$$

Nous permet de traduire cette surface apparente dans la relation précédente il vient,

$$P_{rt} = P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 \cdot R^4 \dots\dots(1.7)$$

Si par ailleurs le signal reçu correspond au signal minimum perceptible ou détectable, la distance R correspondra logiquement à la portée maximale du RADAR.

Nous écrivons :

$$S_{\min} = P_G \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 \cdot R_{\max}^4 \quad \dots\dots(I.8)$$

Pour une portée R_{\max} :

$$R_{\max} = [P_G \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 \cdot S_{\min}]^{1/4} \quad \dots\dots(I.9)$$

CHAPITRE N° II

ETUDE DE L'EFFET DOPPLER

II.1. PRINCIPE ET UTILISATION DE L'EFFET DOPPLER :

Les radars à ondes continues permettent de mesurer les vitesses des cibles avec une excellente précision grâce à l'effet Doppler. Il est donc tentant d'essayer d'employer le même principe dans le cas d'un radar à impulsions. Nous allons voir cependant que ceci pose quelques problèmes quand il existe plusieurs cibles possibles, ce qui est le cas la plus part des temps.

En effet, le radar à impulsions conventionnel ne permet pas d'obtenir simultanément un bon pouvoir séparateur en distance et en vitesse. La fréquence Doppler sera :

$$f_d = 2V/\lambda \quad \dots\dots(\text{II.1})$$

Il s'ensuit que deux cibles ayant des différences de vitesse radiales ΔV apparaissent avec une différence de fréquence Doppler soit :

$$\Delta f_d = 2\Delta V/\lambda \quad \text{d'où} \quad \Delta V = \lambda \cdot \Delta f_d / 2$$

pour une impulsion de durée t , le spectre de fréquence occupée est sensiblement

$$\Delta F = 1/t$$

Et si $\Delta f_d < \Delta F$; il ne sera pas possible de mesurer séparément les deux vitesses variables.

Donc le pouvoir séparateur en vitesse du radar à impulsion est :

$$\Delta V = \lambda \cdot \Delta F / 2 \quad \text{ou encore} \quad \Delta V = \lambda / 2t$$

Or le pouvoir séparateur en distance est :

$$\Delta R = C \cdot t / 2$$

Le problème se pose ou augmentons t , ΔV diminue en conséquence ΔR augmente.

Le radar pulse Doppler permet de résoudre ce problème. Ou émet des impulsions à une cadence f_R élevée, avec une durée t qui fixe le pouvoir séparateur en distance. On s'arrange pour que les impulsions émises constituent un échantillonnage de la fréquence d'émission f_0 ; c'est à dire que le signal émis soit

une sinusoïde dans laquelle on prélève des impulsions de durée t à la cadence $f_R = 1/T_R$

le signal émis ou reçu est représenté par :

$$A(t) = K \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot t) \quad \dots\dots (II.2)$$

Où $K=A$ (amplitude) pendant les durées t , et $K=0$ ailleurs

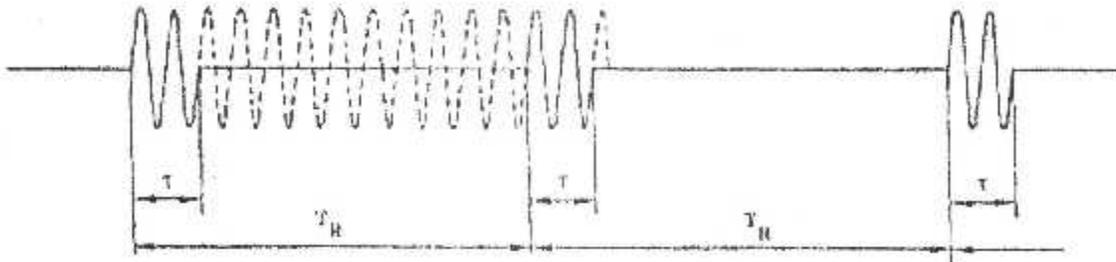


FIGURE II-1

Si la cible est éclairée pendant un temps T , le signal reçu est un train de « n » impulsions conforme à la figure (FIGURE II-1) mais :

$$n = T/T_R$$

Si l'on place vers l'entrée du récepteur un filtre accordé sur f_0 et de largeur bande $B \leq F_R$, celui-ci sera excité par des impulsions qui se succéderont à la cadence f_R , de telle sorte qu'une fréquence f_0 sera entretenue à ses bornes, exactement comme dans un circuit accordé placé à la sortie d'un amplificateur fonctionnant en classe C. On aura ainsi reconstitué la sinusoïde de la formule $A(t) = K \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot t)$ et le signal reçu sera une impulsion de durée T de telle sorte que le pouvoir séparateur en vitesse du radar sera :

$$\Delta V = \lambda/2T = \lambda/2n \cdot T_R$$

Si l'on veut conserver au radar un bon pouvoir séparateur en distance, il suffira de traiter séparément, dans un autre canal, les impulsions de durée t . Pratiquement, la largeur de bande B doit avoir une certaine valeur minimale que nous précisons plus loin ; et ceci conduit à une valeur de f_R de plusieurs dizaines KHZ or nous savons que la portée maximale d'un radar sans ambiguïté de distance est :

$$R_{\max} = C \cdot T_R / 2$$

Il s'ensuit que R_{\max} sera ici faible et que si l'on désire une portée de quelques dizaines de **Km**, le radar présentera des ambiguïtés en distance qu'il faudra levé. D'autre part, il y' auras alors plusieurs impulsions d'émission pendant le temps aller et retour de l'impulsion émise et, aux instants correspondant aux émissions des impulsions, le récepteur sera aveuglé par les fuites à travers le duplexeur : le radar présentera donc des distances aveugles ou des éclipses de l'écho. Ceci ne sera généralement pas très grave (pour une impulsion $1\mu s$, l'éclipse sera de **150m**) mais il faut tenir compte.

Il apparaît finalement que le radar pulse Doppler est actuellement le dispositif le mieux adapté pour l'équipement des avions d'interceptions et les projets en cours utilisent tout ce système. La portée atteint sans difficulté des centaines de **Km** et suivant la complexité consentie le radar peut prendre en charge plusieurs cibles simultanément en poursuite automatique tout en assurant une surveillance de l'espace (**TRACK WHILE SCANNING**) les hautes qualités en **V.C.M** signalés ci-dessous permettent de conserver les performances du radar malgré des **clutters** importants que ceux ci soient naturels ou artificiels (par exemple brouillage par **chaff**).

II.2.DETERMINATION DE LA FREQUENCE DE REPETITION ET DE LA BANDE PASSANTE :

Pour mieux comprendre le fonctionnement du pulse Doppler, nous allons d'abord rechercher les valeurs de f_R nécessaire et pour ceci étudier le spectre des signaux reçus.

II.2.1.CAS D'UN RADAR FIXE AU SOL :

Supposons que la cible soit mobile :

La fréquence reçut est $(f_0 + f_d)$ et toutes les raies du spectre se déplacent de f_d : vers la droite si la cible se rapproche, vers la gauche si la cible s'éloigne, la figure représente la portion du spectre entre f_0 et f_R dans le cas ou il y'a deux cibles correspondantes à deux fréquences Doppler f_1 et f_2 avec une cible fixe (partie

hachurée) dans cette figure (FIGURE II-2) : f_1 , f_2 peuvent correspondre toutes deux à deux cibles qui se rapprochent ou encore à une cible qui se rapproche (f_1) et une qui s'éloigne (f_2), la raie (f_0+f_2) correspondant alors à la raie fixe (f_0+f_R) située à sa droite.

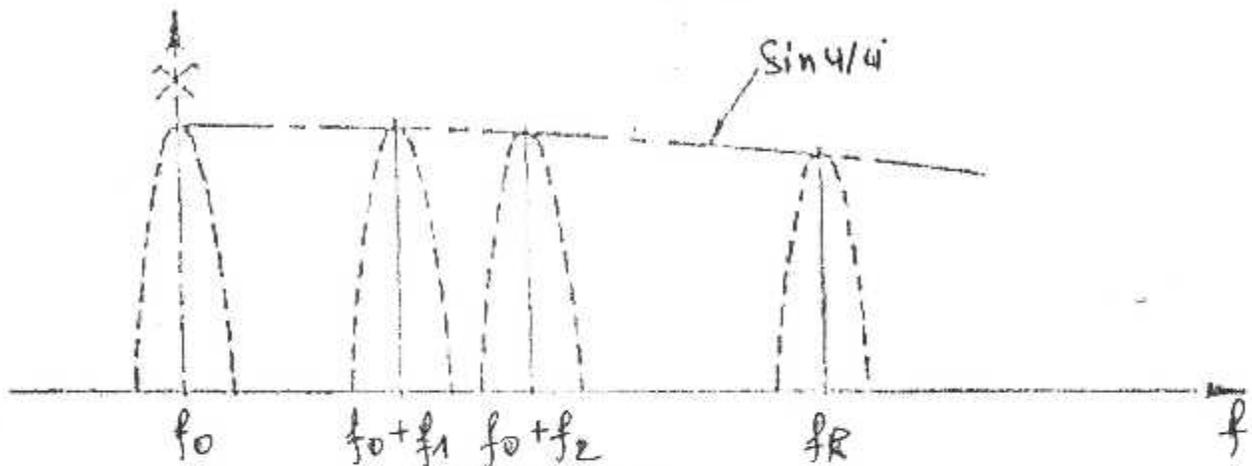


FIGURE II-2

Pour qu'il n'ait aucune ambiguïté, il faudra que les fréquences Doppler de toutes les cibles qui se rapprochent ne dépassent pas ($f_R/2$) et que les Doppler de toutes les cibles qui s'éloignent ne dépassent pas ($f_R/2$) il faut donc avoir dans tous les cas :

$$f_R \geq 2f_d$$

Cette situation se reproduit évidemment pour toutes les raies du spectre, il faut donc prendre :

$$f_R > 4V_{\max}/\lambda$$

Si V_{\max} est la vitesse maximale envisagée pour les cibles.

Par ailleurs, deux cibles de vitesse variable V_1 et V_2 ne pourront être bien séparées que si :

$$f_2 - f_1 > 2f_R/n$$

Puisque chaque raie s'élargit de $2f_R/n$. Cependant ceci correspond aux zéros et la discrimination pourra encore se faire si :

$$\Delta f_d = f_2 - f_1 = f_R/n = 1/n \Gamma_R$$

Ce qui donne bien le pouvoir séparateur indiqué par les formules soit :

$$\Delta V = \lambda/2, \Delta f_d = \lambda/2 \cdot n \cdot T_R$$

Pratiquement le train de « n » impulsions n'est pas formé d'impulsions d'amplitude égales. Quand le faisceau d'antenne balaye la cible, le gain varie avec le temps, soit $G(t)$ cette variation, si le lobe est gaussien $G(t)$ est une courbe de GAUSSE la puissance du signal reçu est-elle aussi fonction du temps pendant l'éclairage de la cible. Soit $S(t)$ cette puissance l'équation du radar nous donne :

$$S(t) = P \cdot G^2(t) \cdot \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 R^4 \quad \dots\dots (II.3)$$

Donc l'amplitude des « n » impulsions constituant l'écho, qui varie comme la racine carrée de $S(t)$, varie comme $G(t)$, pour un écho fixe :

$$A(t) = G(t) \cdot K \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad \dots\dots (II.4)$$

Avec $K=1$ pendant les impulsions et $K=0$ ailleurs.

La transformée d'une courbe de GAUSSE étant aussi une courbe de GAUSSE, les raies s'élargissent en fait suivant une courbe gaussienne et non pas suivant $(\sin u/u)$ ce qui modifie quelque peu le résultat ci dessus.

II.3. SCHEMA SYNOPTIQUE DU RADAR :

Il existe plusieurs schémas possibles pour construire un **RADAR PULSE DOPPLER** qui dérivent de ce qui vient d'être dit. Nous allons indiquer un schéma général non limitatif, résumant les principales fonctions que l'ont devra assumer.

II.3.1. EMETEUR ET CIRCUIT D'ENTREE DU RECEPTEUR :

La figure ci dessous est une réalisation possible de l'émetteur et des circuits d'entrées du récepteur, on part d'un oscillateur très stable de fréquence f_0 : qui sera la fréquence intermédiaire du récepteur (f_0 sera par exemple une fréquence de 30 MHz) un autre oscillateur de fréquence f_1 bat avec f_0 pour donner une fréquence $(f_0 + f_1)$ qui est la fréquence de l'émetteur (par exemple 9GHz). Il vaut mieux obtenir une fréquence très pure pour avoir au point A une onde monochromatique qui est l'onde représentée par la formule

$$A(t) = G(t) \cdot K \cdot \cos(2\pi f_0 t).$$

Suivant la qualité des filtres employer pour sélectionner $(f_0 + f_1)$, on pourra utiliser

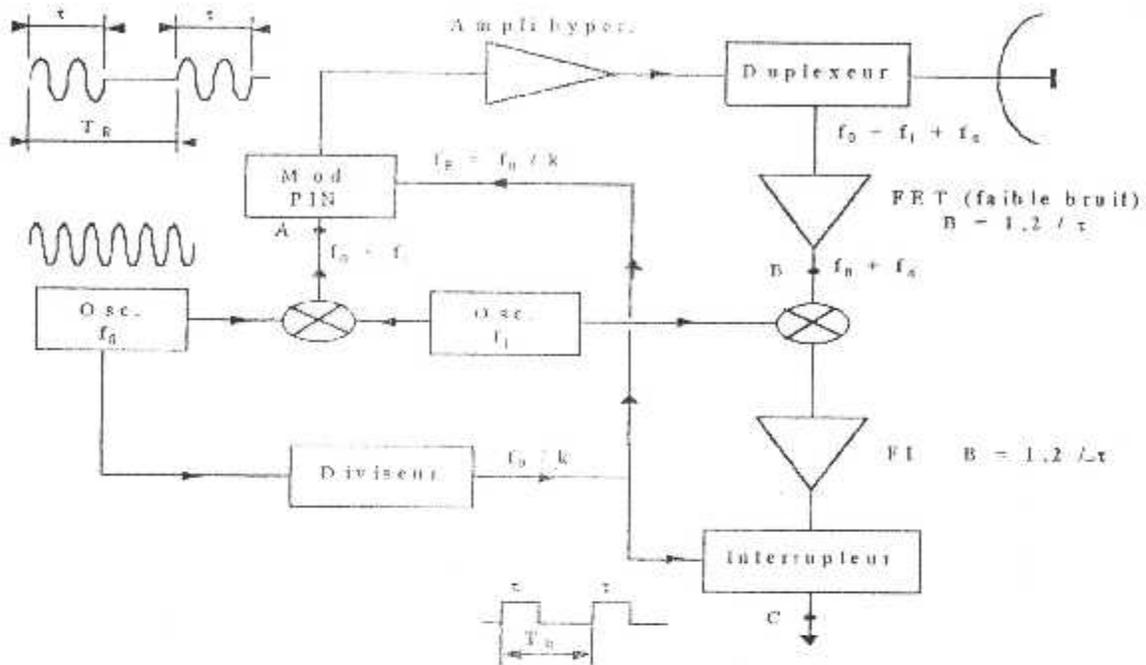


FIGURE II-3

des oscillateurs intermédiaire. Par ailleurs f_0 et f_1 peuvent être obtenus par des oscillateurs stabilisés en fréquence ou à partir d'un quartz suivi d'une chaîne de multiplicateurs de fréquence.

Après le point A, le signal continu est découpé en impulsions de durée t , à la cadence f_R , à l'aide par exemple d'un modulateur à diode PIN, lui-même commandé par la synchronisation du radar, comme nous le verrons plus loin, pour faciliter l'élimination du clutter. Il vaut mieux prendre pour f_R un sous-multiple de f_0 , soit $(f_0/K, K$ entier) les impulsions sont ensuite envoyées dans un amplificateur hyperfréquence qui les amène à la puissance nécessaire il y'a ensuite le duplexeur et l'antenne.

L'écho capté par cette antenne à une fréquence $(f_0 + f_1 + f_d)$ et le duplexeur l'envoie dans un amplificateur hyperfréquence (F.E.T) qui va fixer la sensibilité du récepteur. Un mélangeur qui reçoit par ailleurs la fréquence f_1 délivre à la fréquence $(f_0 + f_d)$ au point B sur laquelle on va travailler, en ce point B, le spectre du signal reçu et celui de la figure ci-dessous :

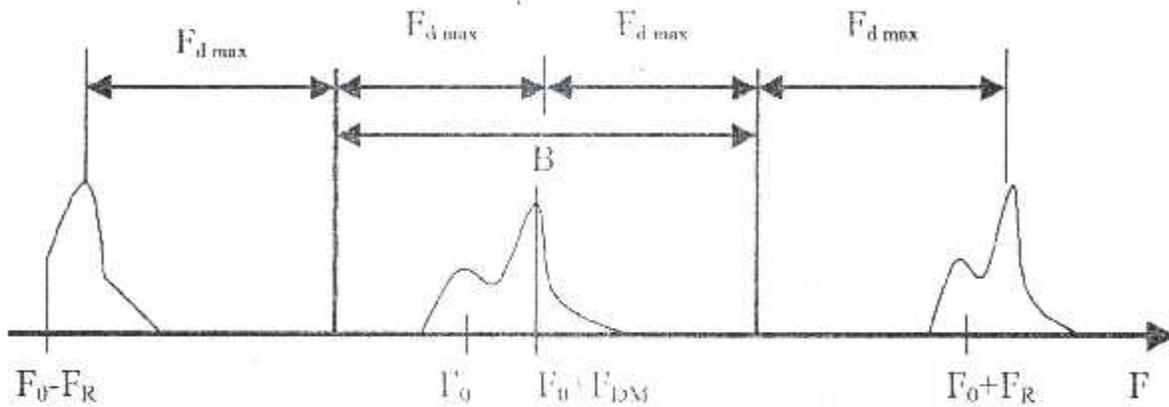


FIGURE II-4

Ce signal est un train de « n » d'impulsions de durée t, de fréquence f_0 , se répètent à la fréquence f_R . Un premier amplificateur F.I. calé sur f_0 et présentant une largeur de bande $(1,2/t)$ amènera ce signal au niveau convenable pour le traiter, le duplexeur n'étant pas parfait.

Le niveau de fuite durant les impulsions d'émission peut devenir gênant et il faut une protection supplémentaire qui est assurée par un interrupteur I (à diodes P.I.N) commandé par la synchronisation qui va supprimer la réception pendant les éclipses de l'écho. On se trouve alors au point C à partir duquel va commencer le traitement du signal.

II.3.2. ANTENNE :

Pour l'antenne sa structure n'est pas uniforme elle dépend de l'utilisation du radar pour notre cas qui est un radar au sol (qui peut après modification devenir

détecteur d'avions dans le clutter) l'antenne sera un aérien de radar de veille avec quelques précautions ; notamment un très faible niveau de lobes secondaires pour éliminer autant que possible ce clutter. On pourra éventuellement se servir d'une interpolation monopulse en gisement pour améliorer la précision de localisation angulaire du radar.

II.4.SUPPRESSION DE L'AMBIGUÏTE EN DISTANCE :

L'ambiguïté en distance provient des répétitions des signaux à la cadence f_R il doit être donc possible de supprimer cette ambiguïté en modulant convenablement les impulsions pour qu'elle ne constitue plus un signal périodique de fréquence f_R . La modulation quelle qu'elle soit reviendra dans l'écho avec un certain retard égal à $(2R/C)$, et la mesure de ce retard (ou de ce déphasage) sera une mesure de la distance. Autrement dit la répétition d'impulsions identique étant incapable de nous donner la distance sans ambiguïté. On introduit un paramètre supplémentaire (modulation de ces impulsions) pour mesurer la distance.

Pour cette modulation, on peut faire varier T_R . Soit de façon continue, soit de façon discrète par sauts, on peut faire varier la fréquence U.H.F d'émission, soit sinusoïdale (analogies avec les radars continus); on peut également faire varier soit la donnée t , soit les positions de l'impulsion, soit encore son amplitude. Ces trois dernières techniques seront cependant difficiles à mettre en œuvre car il faut travailler sur des échos qui sont essentiellement fluctuant, nous aurons donc le choix entre la modulation de f_R (continue ou par saut) ou la modulation de la fréquence d'émission (f_0+f_1) le tableau ci après compare les avantages et les inconvénients de ces quatre types de modulation.

Pratiquement, c'est la variation par sauts de f_R qui est la modulation la plus employée on se sert de deux ou trois fréquences de répétition bien définies et l'on effectue une mesure de distance (avec ambiguïtés) pour chaque valeur de f_R , une comparaison de ces mesures élimine ensuite les ambiguïtés. Cette méthode est

utilisable quand il y'a plusieurs cibles simultanées, à condition qu'il n'y en est qu'une par filtre de vitesse dans la même largeur de faisceau :

S'il y'est des cibles simultanément dans le faisceau antenne, avec(a) fréquence de répétition. On peut trouver(b^a) indications de distance. Cette situation est cependant exceptionnelle est ne peut pas durer longtemps.

Paramètres	Variation par sauts de f_R	Variation Continue de f_R	Modulation linéaire de (f_0+f_1)	Modulation sinusoïdale de (f_0+f_1)
Précision en distance	Excellente	Faible	Faible	Bonne
Signaux parasites dus aux harmoniques de f_R	Très faibles	Très fortes	Très faibles	Très faibles
Suppression de clutter	Excellente	Bonne	Bonne	Bonne
Détection dans ce clutter	Excellente	Bonne	Mauvaise	Bonne

Le principe de la méthode est illustré à la figure suivante :

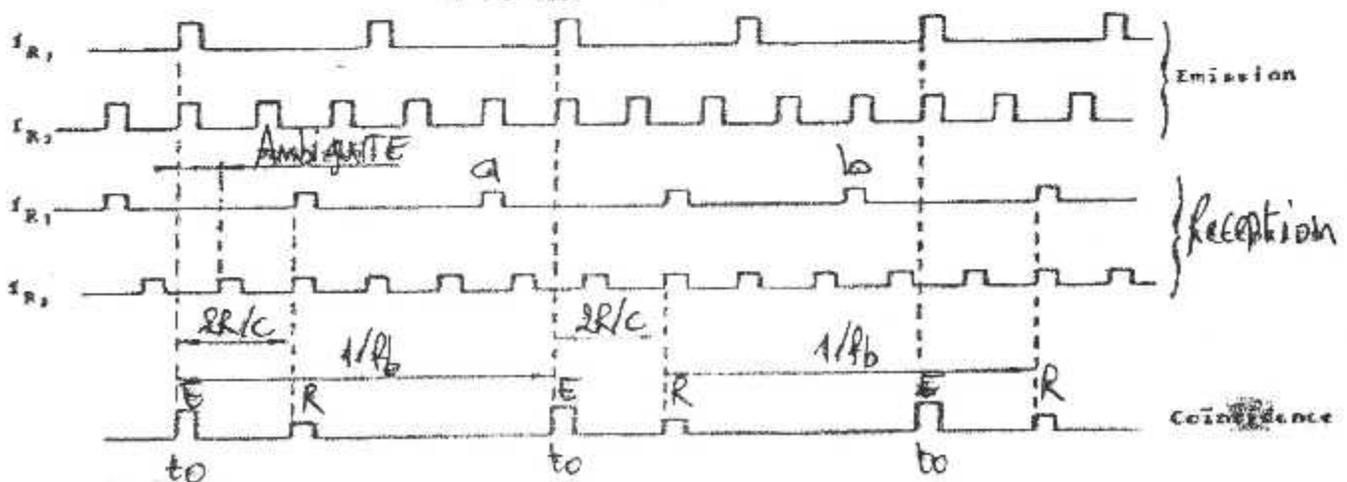


FIGURE II-5

Dans le cas le plus courant de deux valeurs f_R . Ces deux valeurs sont des multiples d'une fréquence de base f_b , soient f_{R1} , f_{R2} les deux fréquences. L'une étant par exemple le double de f_b et l'autre le quintuple.

Si les deux fréquences de répétition sont envoyées dans un détecteur de coïncidence, celui-ci délivre la fréquence sous-multiple commune f_b simultanément.

Si une cible renvoie des échos avec des fréquences de répétition f_{R1} , f_{R2} , la comparaison des fenêtres de distance donnera la même fréquence sous multiple f_b décalée dans le temps de $(2R/C)$, en mesurant le temps de retard $(2R/C)$ entre deux jeux d'impulsions en coïncidence, on obtient la vraie distance de la cible.

Avec trois fréquences f_R on pourrait obtenir des portées sans ambiguïté encore plus grandes.

Il faut évidemment que ces mesures s'effectuent dans un temps très court si l'antenne balaye l'espace, de sorte que dans ce cas, on va utiliser deux canaux de réception qui comporteront chacun une porte de distance. Dans chacun des canaux cette porte est ouverte (réception possible) à la distance où l'écho est reçu, ceci aussi bien pour f_{R1} . Les portes de distance de figure précédente les échos représentés sur les deux canaux correspondants (réception) représentent également les portes de distances ouvertes dans les deux canaux.

On peut évidemment émettre séparément sur deux canaux à sur les deux fréquences f_{R1} , f_{R2} mais le procédé est plus compliqué, utiliser un émetteur unique travaillant sur l'une ou l'autre des fréquences de répétition, à condition d'avoir un nombre suffisamment grand de comparaisons par écho et en se servant de mémoires, on peut alors composer la fréquence de répétition de f_{R1} et f_{R2} et travailler sur les coïncidences sur deux ou plusieurs reçus et gardées en mémoire.

On remarquera que l'on peut également utiliser deux canaux simultanément de répétition et un seul émetteur qui va émettre des impulsions à des instants qui sont obtenus en additionnant les instants d'émissions de f_{R1} et f_{R2} . Ainsi le schéma

précédent sera celui-ci avec la troisième ligne représentées des impulsions émises (ou reçues)

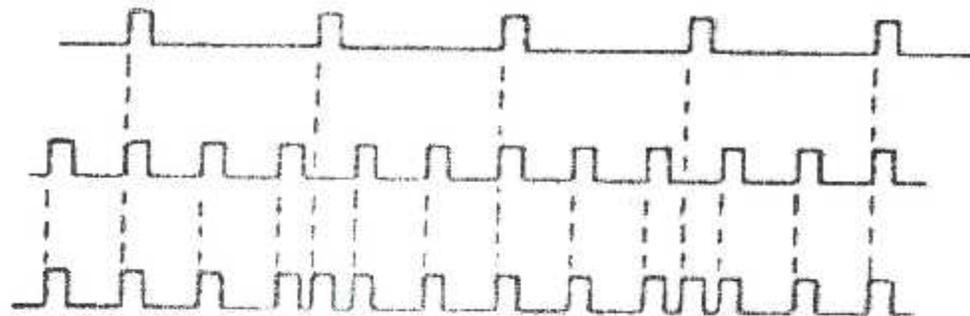


FIGURE II-6

On utilisera les deux canaux de réception comme dans le cas de la FIGURE II-5 le maximum de portée sans ambiguïté correspond évidemment à :

$$f_{R1} = m_1 \cdot f_b = f_{Rmin}$$

$$R_{max} = CT_b/2 = C/2f_b \quad \dots\dots (II.5) \quad \text{si}$$

$$f_{R2} = m_2 \cdot f_b = f_{Rmax}$$

avec $\{ m_1 < m_2 \}$

on voit donc que :

$$f_b = f_{Rmin}/m_1$$

alors :

$$R_{max} = m_1 \cdot C/ 2f_{Rmin} = m_2 \cdot C/ 2f_{Rmax} \quad \dots\dots (II.6)$$

On remarquera que le récepteur est aveugle (éclipse de l'écho) pendant la durée des impulsions, de telle sorte que, dans le canal correspondant à f_{R1} ; les impulsions (a), (b)...dans FIGURE II-5 figure n'existent pas : ceci peut diminuer la probabilité de détection suivant la méthode employer pour lever l'ambiguïté.

On voit d'après $R_{\max} = m_1 \cdot C / 2f_{R\min} = m_2 \cdot C / 2f_{R\max}$ que pour avoir R_{\max} grand, il faut prendre de grandes valeurs de m_1 et m_2 ; par ailleurs $f_{R\min}$ et $f_{R\max}$ doivent toujours satisfaire la relation :

$$a - f_R > 4V_{\max}/\lambda$$

qui donne déjà des valeurs élevées. Pour le comportement du matériel, il ne faut pas que ces deux fréquences soient très différentes, ce qui signifie que m_1 , m_2 ne doivent pas être trop différentes entre eux.

En fin pour profiter de l'effet de coïncidence il faut que m_1 et m_2 soient premiers entre eux.

Comme il doit y'avoir un nombre entier de portes de durée t_p entre chaque impulsion il s'ensuit que les périodes de répétitions T_{R1} et T_{R2} correspondant à $(1/f_{R1})$ et $(1/f_{R2})$ doivent être multiples de t_p . Comme par ailleurs f_{R1} et f_{R2} doivent être des sous-multiples de f_0 (voir plus loin) ceci fixe les valeurs de t_p .

Deux possibilités existent :

- On recherche une valeur de t_p qui fixe la précision en distance du radar et dans ce cas, on s'arrange pour avoir $t_p = t$ mais alors on risque d'être conduit à un très grand nombre de canaux de réception dans le cas du schéma de la figure suivante :

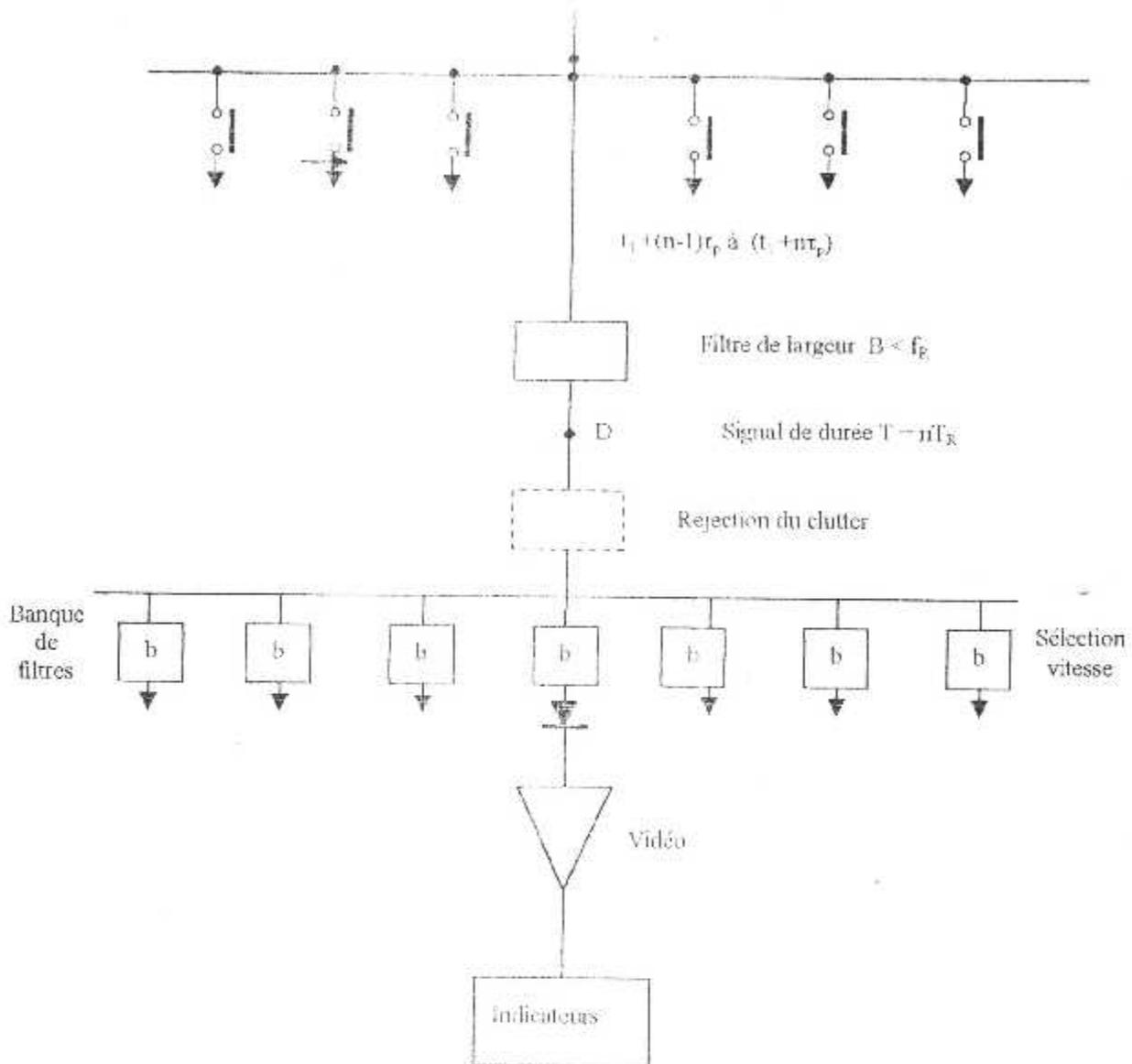


FIGURE II-7

- On prend pour t_p une valeur suffisamment grande pour ne pas avoir trop de canaux de réception, mais assez faible pour qu'il ne puisse jamais y'avoir d'ambiguïté de distance dans la porte, dans ce cas il faut effectuer une mesure complémentaire de distance à l'intérieure de t_p (ici $t < t_p$).

Il est également possible d'utiliser trois fréquences de répétition f_{R1} , f_{R2} et f_{R3} avec trois valeurs $m_1 < m_2 < m_3$, ce qui conduit à :

$$R_{\max} = m_1 \cdot m_2 \cdot C / 2f_{R\min} \dots\dots(II.7)$$

On trouve alors que le nombre minimal de canaux que l'on doit utiliser est :

$$N = m_3 - 1$$

Les valeurs de m_3 sont pratiquement comprises entre **8** et **50** et la probabilité de rencontrer une éclipse de l'écho dans une porte de l'ordre $3/m_3$ ce qui fixe la valeur minimale de m_3 en fonction de la probabilité de détection que l'on souhaite. Il est souvent commode de prendre pour m_1 , m_2 , m_3 trois entier consécutif par exemple **7**, **8** et **9** ce qui donne une fréquence de base $7.9=63$ fois plus faible que f_{R2} avec une probabilité d'éclipse de l'ordre **30%**.

En fait ces problèmes de dispositifs de levées d'ambiguïté sont assez complexes et peuvent être traités à partir de la théorie des nombres : nous ne pouvons donner ici qu'un aperçu.

II.5. VISUALISATION DES CIBLES MOBILES DANS LES RADARS DOPPLER A IMPULSION :

Le gros avantage au pulse Doppler est de permettre d'excellente performance de V.C.M. en présence d'un clutter sévère.

Nous placerons dans le cas d'une chaîne cohérente qui est celui de la figure précédante (FIGURE II-3) considérons le cas d'un écho fixe.

A un instant t , le signal émis dans l'impulsion est de la forme :

$$S_1(t) = \cos 2\pi(f_0 + f_1).t \dots\dots(II.8)$$

Si l'écho fixe est à une distance R , ce signal revient au bout d'un temps :

$t_0 = 2R/C$ temps au bout duquel l'oscillateur local donne une tension :

$$S(t+t_0) = \cos 2\pi f_1(t+t_0) = \cos(2\pi f_1 t + \phi) \dots\dots(II.9)$$

Avec :

$$\phi = \cos 2\pi f_1.t_0$$

Le signal F.I (à la fréquence f_0) est alors un signal dont la fréquence est la différence des fréquences

$(f_0 + f_1)$ et f_1 , soit f_0 , affecté du déphasage ϕ ce qui donne :

$$S(t) = \cos(2\pi f_0.t - 2\pi f_1.t_0) \dots\dots(II.10)$$

L'impulsion suivante est émise au bout d'un temps $T_R = 1/f$, ce qui donne un signal d'émission :

$$\cos 2\pi (f_0 + f_1).(T + T_R)$$

et une tension d'oscillateur local :

$$\cos 2\pi f_1.(t + t_0 + T_R)$$

soit un signal F.I :

$$S_1(t) \cos(2\pi f_0 (t + T_R) - 2\pi f_0 t_0) \dots\dots (II.11)$$

La différence de phase entre ces deux signaux (II.10) et (II.11) correspondant, rappelons le à un écho fixe est :

$$S_1(t) - S(t) = \cos(2\pi f_0 \cdot T_R) \dots\dots\dots (II.12)$$

Et le détecteur amplitude phase de la V.C.M. donne un signal proportionnel à

$\cos(2\pi f_0 \cdot T_R)$ qui est en principe constant, donc qui sera éliminé par le dispositif de soustraction, si f_0 et T_R sont rigoureusement fixes, ce qui n'est évidemment pas le cas à cause des instabilités.

Cependant, si l'on prend pour f_R un sous-multiple exact de f_0 , soit $T_R = K/f_0$ donc :

$$S_1(t) - S(t) = \cos 2\pi \cdot K = 1 = \text{cte}$$

Et le dispositif de soustraction de la V.C.M. élimine parfaitement l'écho fixe malgré les instabilités de f_0 .

Il apparaît donc que f_R doit être sous multiple exact de f_0 comme nous l'avons déjà indiqué :

Pratiquement, il peut y avoir du jitter et :

$$T_R = K/f_0 + \epsilon$$

De telle sorte que, d'après :

$$S_1(t) - S(t) = \cos(2\pi f_0 \cdot T_R)$$

Une fluctuation de phase :

$$\Delta\phi = \cos 2\pi f_0 \cdot \epsilon$$

Peut apparaître entre deux impulsions successives, ce qui nuit à la V.C.M. si :

σ_ϵ est l'écart type du jitter, l'écart type de fluctuation de phase est :

$$\sigma_j = \cos 2\pi f_0 \cdot \sigma_\epsilon$$

Dans le cas général d'un radar avec V.C.M. le taux d'atténuation des échos fixes correspondant aux fluctuations de phase est :

$$TA_1 = 1/2\sigma_\phi^2$$

Où σ_ϕ est la fluctuation globale de phase de l'installation qui s'écrit :

$$\sigma_\phi^2 = \sigma_\phi^2 \text{ émetteur} + \sigma_\phi^2 \text{ osclocal} + \sigma_\phi^2 \text{ coho}$$

Avec le montage de la figure (FIGURE II-3) nous n'avons que la fluctuation de phase sur f_1 à laquelle il faudra ajouter la fluctuation de phase globale de la chaîne d'amplification d'émission et de l'amplificateur et de l'amplificateur de réception sans oublier σ_{f_1} ce qui donne :

$$\sigma_\phi^2 = \sigma_\phi^2 \text{ amplis} + \sigma_\phi^2 \cdot f_1 + \sigma_{f_1}^2$$

les fluctuations de phase dans les amplificateurs peuvent être très faibles grâce à un choix convenable de leurs éléments et en prenant des précautions sur la stabilité des tensions d'alimentations.

La fluctuation sur f_1 ne sera pas très critique car, dans la figure (FIGURE II-3) f_1 s'ajoute et se retranche et en principe n'intervient pas comme le montre d'ailleurs :

$$S_1(t) - S(t) = \cos 2\pi \cdot (f_0 \cdot T_R)$$

Ce pendant si f_1 varie pendant le temps aller et retour de l'impulsion (c'est-à-dire pendant $2R/C$) on aura bien une fluctuation de phase, il vaut donc mieux utiliser un oscillateur très stable. Même précaution pour f_0 bien que sa fluctuation de phase soit remplacé par σ_{f_0} .

Avec ces précautions : on pourra obtenir des valeurs des TA_1 très élevées, mais il y'a également les dégradations dues à l'effet de rotation d'antenne soit TA_2 et à la fluctuation de phase du clutter lui-même : soit TA_3 .

On sait que le taux d'annulation globale TA est :

$$1/TA = 1/TA_1 + 1/TA_2 + 1/TA_3 \quad \text{avec}$$

$$TA_2 = n^2/2,8$$

Or ici le nombre d'impulsions par écho est toujours très élevé à cause des grandes valeurs de f_R , cette dégradation sera faible

TA, et toujours très difficile à chiffrer et dépend de la nature du clutter et des conditions atmosphériques (par exemple les échos d'une mer agitée sont difficiles à éliminer).

On voit cependant qu'en définitive on aura une bien meilleure élimination des échos fixes qu'avec un radar à impulsions conventionnel, d'autant plus que les fluctuations de phase du clutter seront elles-mêmes plus au moins éliminées par les filtres de vitesse de la banque des filtres Doppler de ce fait TA, pourra devenir excellent, d'où la nécessité de prendre de grandes précautions pour améliorer TA.

Pratiquement on peut arriver à des taux d'atténuation globaux de **80db**.

II.6. PORTEE DES RADARS DOPPLER A IMPULSIONS :

La portée du radar est donnée par la même relation :

$$R^4 = P \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 \cdot L \cdot S \quad \dots (11.13)$$

Où L est un facteur supérieur à l'unité qui représente l'ensemble des pertes (C'est le produit de tous les affaiblissements d'émission de réception, de propagation, de balayage d'antenne etc..... (L = 1 quand il n'y a aucune perte).

S est le signal minimum détectable compte tenu du facteur de visibilité qui est en fonction de la probabilité de détection Γ_a est de la PFA.

Dans l'hypothèse simplificatrice où le seul signal parasite est le bruit, S est le produit de la puissance de bruit N ramené à l'entrée du récepteur par le facteur de visibilité nécessaire p, soit

$$S = N \cdot p$$

Des deux relations précédentes on tire :

$$R^4 = P \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot J / (4\pi)^3 \cdot L \cdot N \cdot R^4 \quad \dots (11.14)$$

à propos des radars continus, on peut définir une portée normalisée R_0 pour laquelle $\mathcal{P}=1$ soit $S=N$.

Il s'agit donc de trouver la valeur de \mathcal{P} pour obtenir les performances souhaitées pour le radar. La portée réelle étant alors :

$$R = R_0 / \sqrt[4]{P}$$

Nous aurons donc, très généralement

$$R_0^4 = P \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 L \cdot N \quad \dots\dots (II.15)$$

Ce pendant P représente ici la partie de la puissance de l'impulsion d'émission qui est utilisée dans le récepteur, compte tenu des pertes et des filtres, et N représente la puissance moyenne équivalente de bruit à l'entrée du récepteur, compte tenu des mêmes pertes et mêmes filtres.

Nous représenterons ces deux quantités par P_E et N_E et la relation ci dessous devient :

$$R_0 = P_E \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 L \cdot N_E \quad \dots\dots (II.16)$$

Le signal émis est conforme à la figure, il passe par des portes de durée t_p : cette situation est schématisée à la figure suivante :

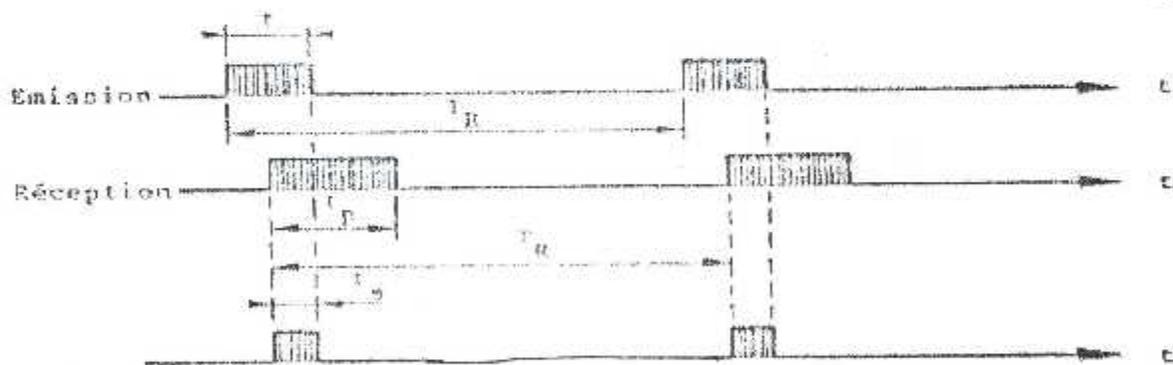


FIGURE II-8

Qui montre qu'une partie seulement de l'impulsion t_s , risque d'être utilisé. Le cycle de charge de l'émetteur (duty cycle) est défini comme d'habitude par :

$$D_I = t_s / T_R = t_s \cdot f_R$$

D'où une perte d'énergie sur le signal dans un rapport :

$$\varepsilon = t_s/t = d_s/d_T$$

en ce qui concerne le bruit du fait de la présence de porte de durée t_p sa puissance est réduite dans le rapport :

$$d_p = t_p/T_R \quad \dots\dots(II.17)$$

ou d_p est le facteur de charge d'une porte.

Donc la puissance de bruit N_E est :

$$N_E = K.t_p.F.d_p \quad \dots\dots(II.18)$$

D'après les deux relations :

$$R_0 = P_E.G^2.\lambda^2.\sigma / (4\pi)^3 L.N_E \quad \text{(devient)}$$

$$\mathcal{S} = P_m.d_T^2.\varepsilon^2.G^2.\lambda.\sigma / (4\pi)^3 L.(K.T.b.F.d_p).R^4 \quad \dots\dots(II.19)$$

soit :

$$R_0 = [P_m.d_T.\varepsilon^2.G^2.\lambda^2.\sigma / (4\pi)^3 L.K.T.b.F.d_p]^{1/4} \quad \dots\dots(II.20)$$

On notera que cette relation s'applique également au radar continue où P_m est la puissance de l'émetteur et pour lequel $d_T = 1$; si dans ce cas, il n'y pas de porte on a :

$$D_T = d_p = \varepsilon = 1$$

Dans le cas où il y'a une banque de M filtre Doppler, la puissance totale du bruit à l'entrée de la banque est (MN_E) et le rapport signal à bruit \mathcal{S} délivré de ce fait par M .

Donc ce n'est pas la relation (II.19) qui donnera la portée ; si R est calculés conformément à la relation (II.20)

La portée radar est :

$$R = R_0 / \sqrt{M\varphi} \quad \dots\dots(\text{II.21})$$

Il nous reste maintenant à fixer la valeur de β nécessaire : celle-ci dépendra de la probabilité de détection P_d et de la PFA, cependant P_d et PFA concernent ici un canal particulier (celui où se trouve le signal utile) et il y'a M canaux s'il y'a M filtres Doppler.

Il est commode de définir un temps de fausse alarme T_{FA} , qui est la durée moyenne séparant deux fausses alarmes successives, si T_{FA} pour un seul canal est :

$$T_{FA} = M \cdot T_{FA} \quad \dots\dots(\text{II.22})$$

Le signal à intégrer pendant un certain temps T_I , ce qui peut également être le temps d'observation de la cible, dans ces conditions la probabilité pour qu'il y ait une fausse alarme dans un canal pendant T_I est :

$$P'_{FA} = T_I / T_{FA}$$

Ce qui donne avec :

$$P'_{FA} = T_I / M \cdot T_{FA}$$

Ainsi, avec $T_{FA} = 500$ S pour l'ensemble du radar, 100 filtres Doppler dans la banque ($M=100$), un temps d'observation (ou d'intégration) du signal $T_I = 0,05$ S est une bande d'un filtre Doppler $b=200$ HZ, la probabilité de fausse alarme dans une voie est :

$$P'_{FA} = 0,05/100.500 = 10^{-6}$$

Considérons maintenant le canal dans lequel se trouve le signal utile. Ce canal à une largeur de bande b , à laquelle correspond une impulsion fictive de durée $t_b = 1/b$ quand on observe le signal pendant un temps T_I , tout va se passer comme si on intégrait un certain nombre N de ces impulsions fictives. (on peut dire

aussi que l'on utilise N échantillons au sens de ce mot dans la théorie du signal),
soit :

$$N = T_1/t_b$$

Ou encore :

$$N = b.T_1$$

On est donc à peu près ramené au cas d'un radar à impulsion conventionnel utilisant N impulsions par écho avec une probabilité de détection P_d (que l'on s'impose) et une P_{FA} égale à P_{FA} , ainsi dans l'exemple ci-dessus, avec $T_1 = 0,05$ S et $b = 200$ HZ, or en voit

$$N = 0,05.200 = 10$$

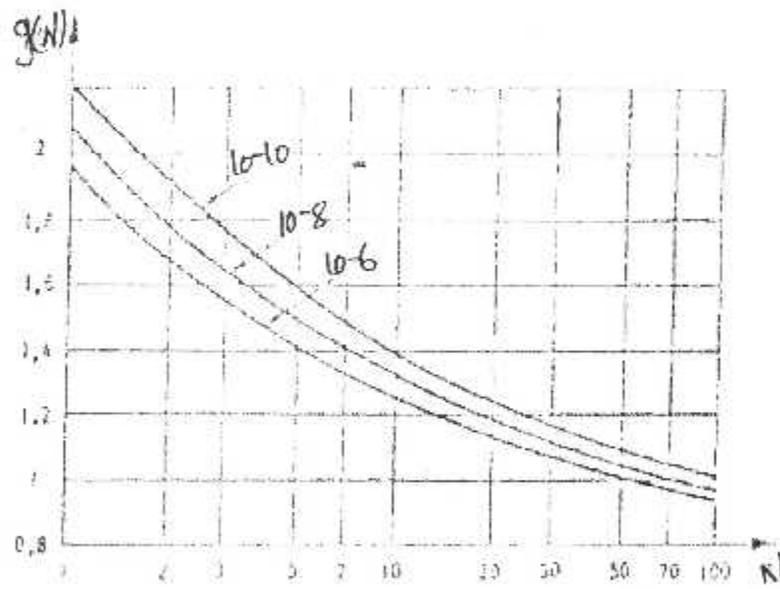


FIGURE II-9

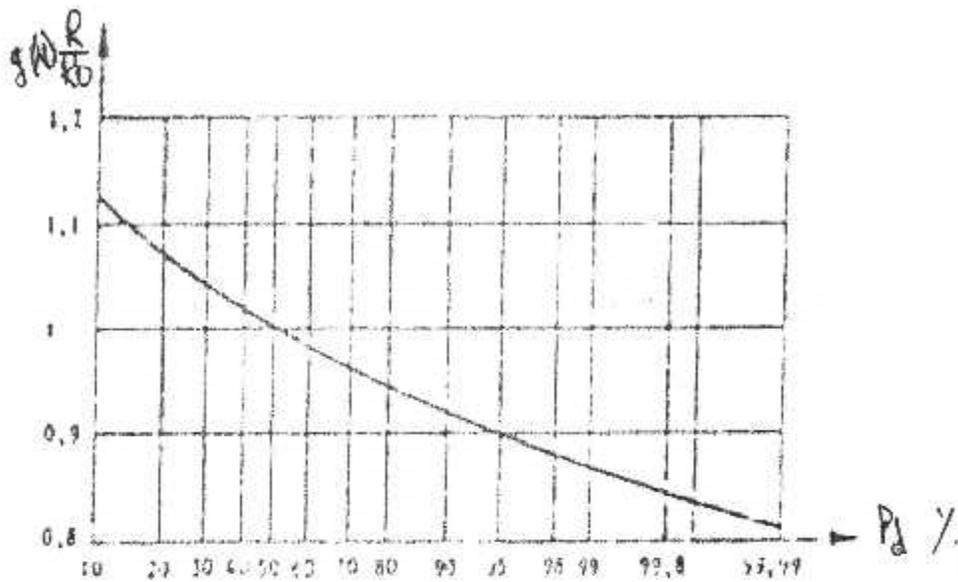


FIGURE II-10

II.7. INFLUENCE DES DISTANCES AVEUGLES:

Nous venons de raisonner comme si la sensibilité du recepteur etait independante de la distance de la cible. Or nous savons que dans un radar Doppler à impulsions utilisant une frequence de repetition élevée, il existe des eclipses d'échos (distances aveugles), si la distance de la cible coïncide avec avec l'une quelconques de celles - ci ,la probabilité de dtction est evidentement nulle à ce moment la. La largeur de la zone aveugle est liéé à la duréé t de l'impulsion d'émission

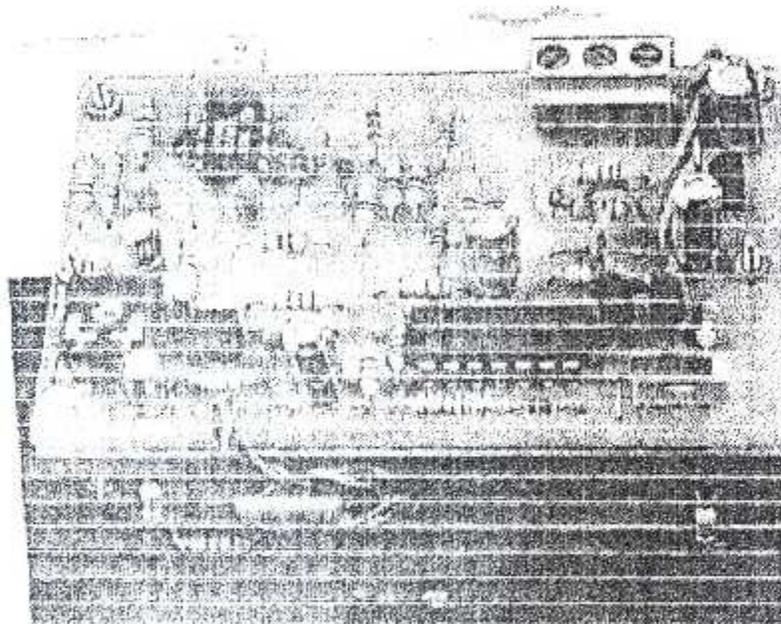
(c'est $Ct/2$) et la largeur en distance d'une porte est liéé a t_p (c'est $Ct_p/2$); donc la probabilité de detection variera suivant la position de la zone aveugle par rapport aux portes. En examinant la figure (II.10) il est clair que si $t = t_p$ et si la zone aveugle est bien centrée sur la porte. La probabilité de detction dans cette porte sera nulle bien que l'on soit dans le meilleur cas pour la valeur de t_s ($t_s = t = t_p$).

Au cours de l'évolution de la cible, la distance de celle-ci variant, la probabilité de detection dans une porte dependra donc du rapport (t/t_p) et de la position d'impulsion écho danson est donc amené a un autre probleme de

probabilité dont l'exposé sort du cadre de ce travail, et pour être complet il faudrait également considérer la probabilité de détection en présence de clutter puisque l'élimination de ce dernier par les filtres de vitesse de la banque est l'un des principaux avantages des radars Doppler à impulsions.



CHAPITRE N° III



REALISATION DU RADAR

III.1.INTRODUCTION:

Comme nous l'avons dit auparavant le détecteur que nous avons décrit met en œuvre l'effet doppler dans notre application nous allons mettre en œuvre un oscillateur de faible puissance en bande S il sera associé a une antenne quart d'onde complété par un réflecteur diédre.

Les signaux basse fréquence de l'effet doppler seront appliqués à la carte de traitement

III.2.LE BUT:

Notre but était de montrer l'application de l'effet doppler et son importance dans la réalisation de ce détecteur.

III.3.SCHEMAS SYNOPTIQUE:

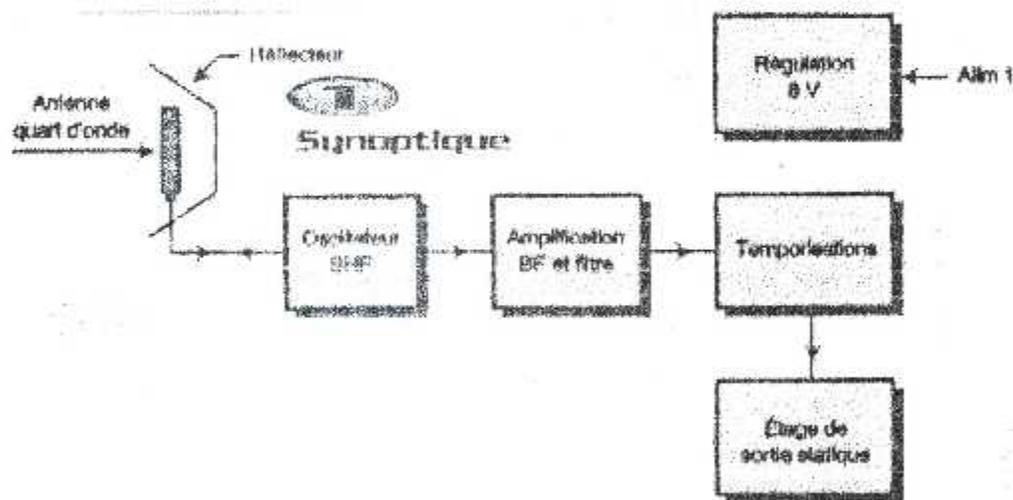
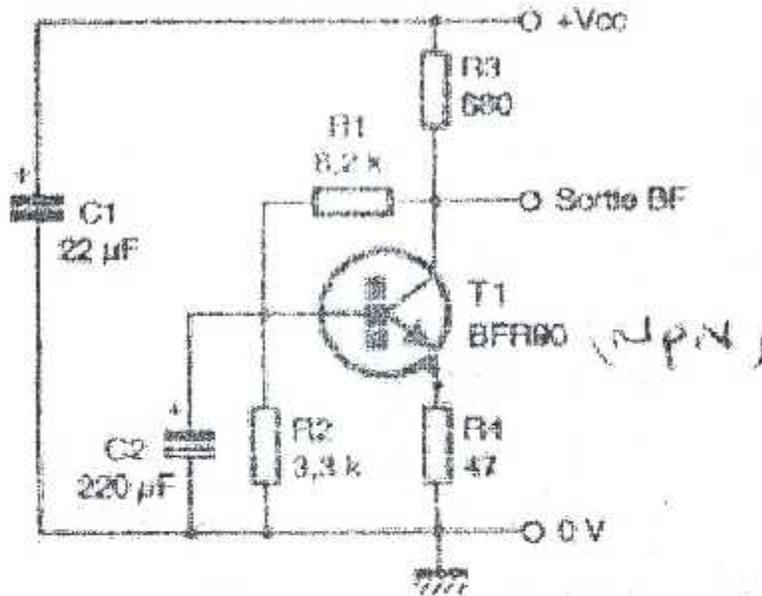


FIGURE III-1

On application nous allons mettre en œuvre un oscillateur (SHF) de faible puissance en bande S. Il sera associé a une antenne quart d'onde complété par un réflecteur diédre ,Ceci afin d'amélioré le gain de l'antenne et l'oscillateur relié par amplificateur (BF)et filtre ,qui amplifie et filtre les signaux (BF) qui est donné par l'oscillateur après amplification et filtration il y a une temporisation ' qui la

succède un étage de sortie statique. Le montage est alimenté avec 12V utilise un régulateur de tension 8V.

III.4.1. SCHEMA DE PRINCIPE DE L'OSCILLATEUR:



FIGURE(III.2) Schéma de l'oscillateur

III.4.2. Schema de principe:

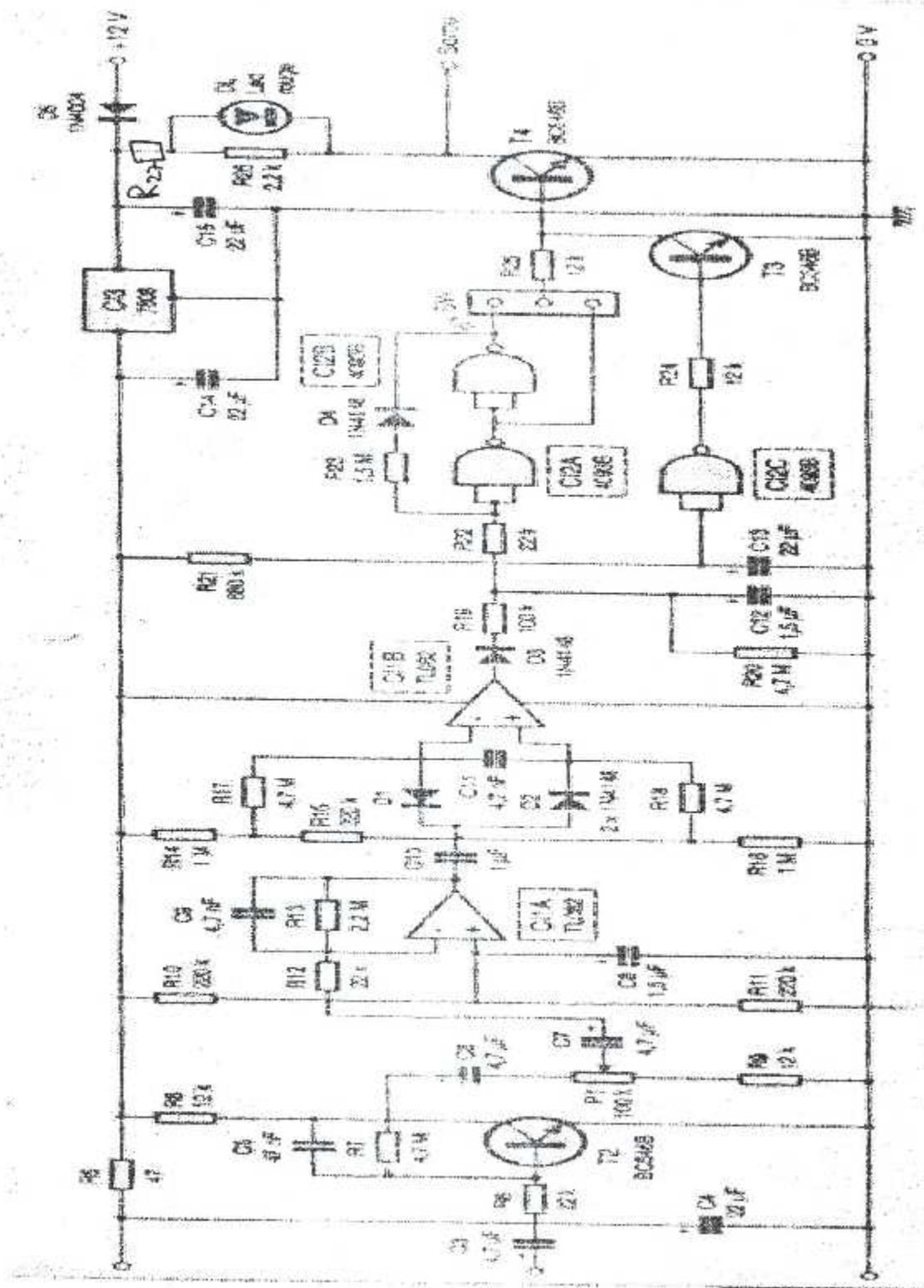


Figure III-3 Schéma électrique

III.5. ETUDE THEORIQUE:

III.5.1. LA CARTE EMISSION:

Cette carte réalisé en technologie microstrip, intègre l'oscillateur en bande S ainsi que l'antenne quart d'onde. Le schéma de l'oscillateur donnée en figure N°2.

Il fait apparaître un transistor **BFR90** dont le fonctionnement peut atteindre les **5GHZ** sa polarisation statique est classique. Le collecteur chargé par R_4 fournit également la polarisation de la base par le pont R_1/R_2 , la résistance d'émetteur R_4 complète le dispositif en réalisant avec R_3 la compensation thermique de l'étage. Le fonctionnement hyperfréquence met en œuvre les lignes et impédances que l'on peut avoir sur le circuit imprimé de la figure N° 4.

Le calcul de ces éléments ne sera pas développé ici car il est hors sujet de cette description qui se veut essentiellement pratique.

Ce que l'on peut retenir de cette configuration est que l'on obtient une oscillateur du **BFR90**. Celle-ci est rayonné dans l'espace par l'antenne quart d'onde reliée en collecteur. Cette énergie est de plus dirigée par le dièdre composé des cartes latérales **L** et de la carte de fond **F** et la carte de bas **B**, figure N°5

Ceci afin d'améliorer le gain de l'antenne, lors du déplacement d'une personne dans le champs de l'antenne, une partie de l'énergie est renvoyé vers l'émetteur avec une fréquence légèrement différente de celle d'émission, selon l'équation vu avant $+2VF_0/C$

Cette petite différence de fréquence fait apparaître une tension basse fréquence de quelques millivolts sur le collecteur **BFR90** qui est amplifié par celui-ci.

On peut considérer alors T_1 en base commune pour les basses fréquences par la présence de C_2 , il suffit de diminuer sa valeur pour voir la portée de détection fortement réduite.

III.5.2. LA CARTE TRAITEMENT DU SIGNAL:

Le schéma électrique de ce circuit est donné en figure N° 3. Nous avons vu précédemment que l'antenne ne fournissait, lors d'une détection qu'un signal basse fréquence de millivolts. Pour explorer cette information il faut amplifier tout en réalisant un filtrage correct des signaux parasites (50 HZ et autres transistors) ce sont les rôles de T_2 et CI_{1A} .

Le signal basse fréquence est appliqué à T_2 par l'intermédiaire de C_3 et R_6 . La polarisation statique de R_7 et R_8 assure également la nécessaire contre-réaction thermique. Ce signal préamplifié est alors dirigé vers CI_{1A} par le potentiomètre P_1 dont le réglage permet de définir la portée de détection. Cet amplificateur apporte un gain supplémentaire de 40 dB et limite la bande passante à quelques HERTZ; sa polarisation statique confiée à $R_{10} = R_{11}$ fixe la tension de sortie au repos à $V_{al}/2$ soit 4V ce qui permet d'exploiter au maximum la dynamique du signal de sortie.

Ce signal est transmis à l'étage suivant CI_{1B} par le condensateur C_{10} non polarisé. Cet amplificateur réalise la fonction de détecteur double alternance avec seuil, le pont de résistances R_{14} , R_{15} et R_{16} le polarise de manière à ce que la tension de l'antenne inverseuse soit supérieure à 0,8V environ à celle de l'entrée non-inverseuse et ce par l'intermédiaire des résistances de fortes valeurs R_{17} , R_{18} . Cette configuration permet de maintenir la sortie CI_{1B} proche de zéro volt en l'absence de signal.

Lors d'une détection, une impulsion supérieure à 0,8V sur l'entrée non-inverseuse ou inférieure 0,8V sur l'entrée inverseuse provoque le basculement de la sortie de CI_{1B} à 1. Nous avons donc bien ici l'équivalent d'un redressement double alternance. Cet artifice permet d'améliorer la sensibilité du capteur en fonction du déplacement de la cible, la sortie CI_{1B} nous fournit donc des impulsions positives traduisant la détection d'un mobile dans le champ de l'antenne.

Il nous faut maintenant intégrer celles-ci afin d'obtenir un signal exploitable, ce rôle est donné à D_3 et C_{12} ce condensateur se charge par palier, à chaque impulsion positive fournie par CI_{1B} . Lorsque cette charge atteint $V_{al}/2 = 4V$, le trigger de schmitt CI_{2C} et CI_{2B} change d'état. La tension de sortie de CI_{2B} qui est de zéro volt passe à 8V entraînant la mise en conduction de T_4 , la LED D_6 s'allume validant la détection.

La lecture du schéma de principe de cette carte vous fait remarquer que ce circuit comporte de nombreux condensateurs chimiques associés à des résistances séries de valeurs élevées, ceci afin d'assurer une bande passante de quelques hertz, lors de la mise sous tension, il est donc nécessaire de laisser un temps de charge non négligeable sous peine de fausses informations en sortie. A cette fin, nous avons ajouté une temporisation d'inhibition d'environ 10 S (R_{21} et C_{13}) qui maintient le transistor de sortie T_4 en mode haute impédance.

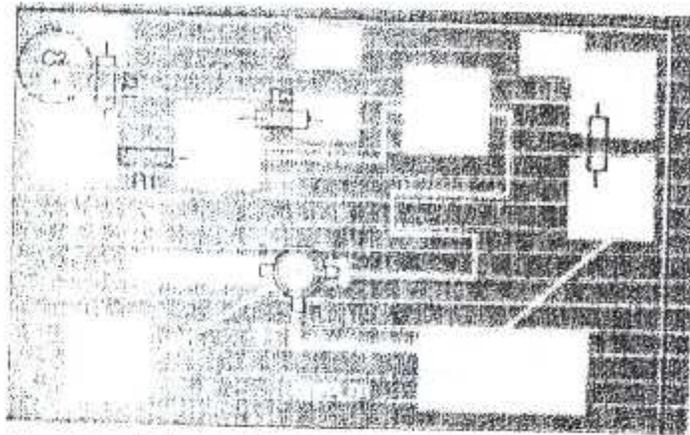
III.6. ETUDE PRATIQUE:

III.6.1. L'ALIMENTATION:

Elle a été prévue pour permettre un fonctionnement en (12V) ceci pour une éventuelle utilisation sur batterie, la consommation faible de cet ensemble (10mA au repos et 15mA voyant allumé) permettant une telle éventualité.

La diode D_5 assure la protection contre les inversions de polarité, nous trouvons ensuite un régulateur 8V en boîtier TO92 flanqué de ces deux condensateurs de découpage.

III.6.2. CARTE EMISSION:



FIGURE(III-4) Tracé du circuit imprimé et l'implantation de ces éléments

Cette carte sera impérativement réalisée sur verre epoxy G_{10} (constante électrique $\epsilon_r = 5$) double face, épaisseur 1,6mm.

Après gravure, vérifier la largeur des pistes:

- 0,6mm pour la ligne d'émetteur.
- 0,3mm pour les pistes de base et collecteur.

Les pavés carrés faisant 10 * 10mm.

Perçage des trous:

- C_2 \longrightarrow $\Phi 0,8$
- BFR90 \longrightarrow $\Phi 5,1$
- antenne quart d'onde \longrightarrow $\Phi 1,3$

puis dégager ensuite à la main, avec le foret $\Phi 5,1$ côté plan de masse, les trous de C_2 ainsi de l'antenne sur $\Phi 4$.

Sur les pavés 10*10, nous avons fait apparaître des emplacements de trous, ceux-ci ne sont pas à percer mais figurent dans la position de câblage des résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 . Les connexions de ces résistances seront câbrées au plus près du corps et câbrées de manière à atteindre le circuit imprimé avec le minimum de longueur.

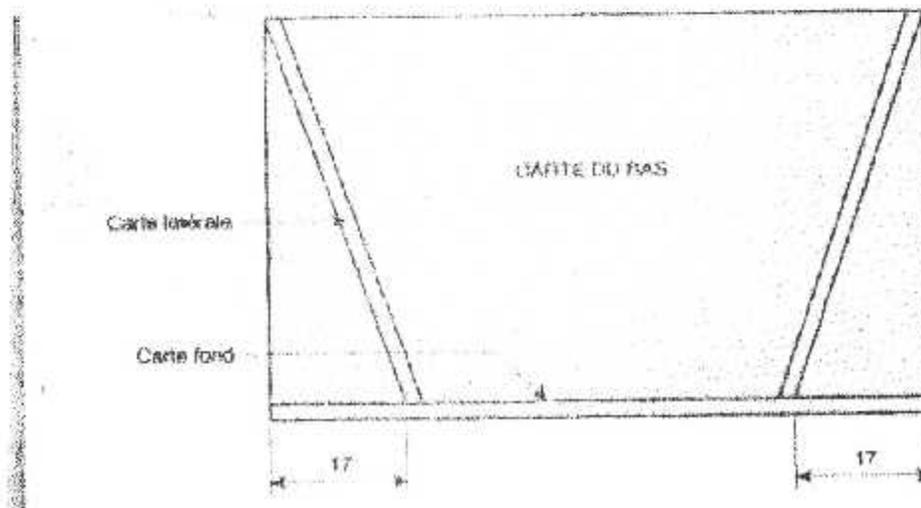
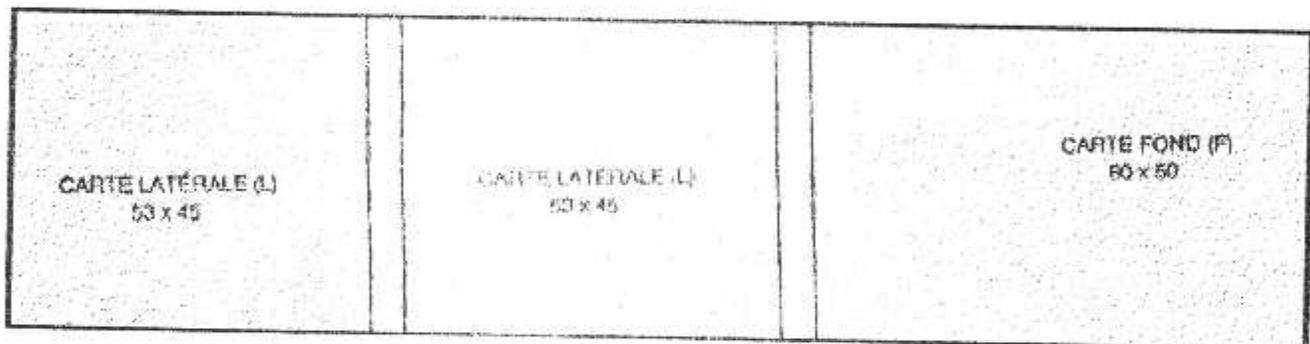
Les connexions de C_1 seront préformés pour permettre une soudure aisée sur le circuit, avant de souder le BFR90. couper ses connexions à **2mm** en ayant en soins de bien repérer le collecteur.

L'antenne est taillée dans du câble d'installation électrique de **1,5mm²**, après avoir retiré la gaine, un léger étirage permet d'obtenir un fil bien droit. En coupant une longueur de **26mm** et étamer en bain chimique, le positionnement de l'antenne dans le trou $\Phi 1,3$ se fera avec précaution.

III.6.3. MONTAGE DU REFLECTEUR DIÈDRE:

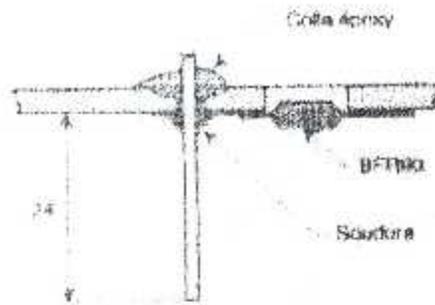
La figure N° 5 donne les dimensions des crêtes latérales L, de la carte fond F et la carte du bas B. celles-ci seront usinées dans l'époxy double face, ébavurées et étamées au bain chimique.

dimension des cartes latérales, fond et bas



FIGURE(III.5) Cartes L.F.B

III.6.3.1.POSITIONNEMENT DE L'ANTENNE:

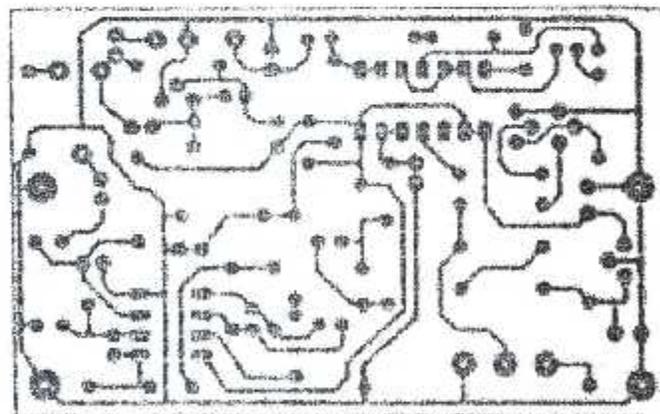


FIGURE(III.6)

III.6.4.CARTE TRAITEMENT DU SIGNAL:

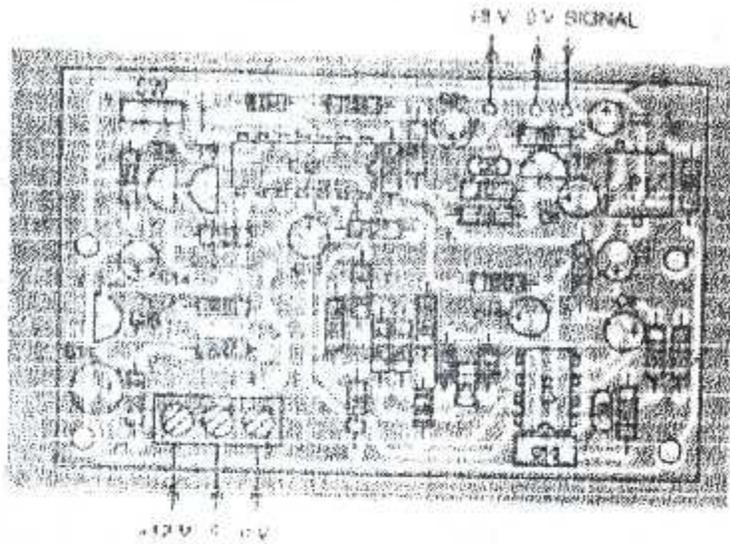
Le cablage de cette carte ne nous à pas retarder cepandant on à fait attention au sens des circuits integres, les transisitors, regulateurs et autres condansateurs.

III.6.4.1.LE CIRCUIT IMPRIME DE LA CARTE TRAITEMENT DU SIGNAL:



FIGURE(III.7)

III.6.4.2. IMPLANTATIONS DE SES ELEMENTS:



FIGURE(III.8)

III.7. NOMENCLATUR:

III.7.1. LES CONDANSATEURS:

C ₁	22µF/35V
C ₂	22µF/16V
C ₃	4,7µF/35V
C ₄	22µF/35V
C ₅	47nF Céramique
C ₆	4,7µF/35V
C ₇	4,7µF/35V
C ₈	1,5µF/35V
C ₉	4,7nF ceramique
C ₁₀	1µF/63V polyster
C ₁₁	47nF ceramique
C ₁₂	1,5µF/35V
C ₁₃	22µF/35V
C ₁₄	22µF/35V
C ₁₅	22µF/35V

III.7.2. LES TRANSISTORS, DIODES ET LES CIRCUITS INTEGRES:

T ₁	BFR 90
T ₂	BC 546 B
T ₃	BC 546 B
T ₄	BC 546 B
CI ₁	TL 082
CI ₂	4093 B
CI ₃	7808 ACP
D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄	1N4148
D ₅	1N4004

III.7.3. LES RESISTANCES:

R ₁	8,2KΩ
R ₂	3,3KΩ
R ₃	680Ω
R ₄	47Ω
R ₅	47Ω1/4w
R ₆	22KΩ1/4w
R ₇	4,7MΩ1/4w
R ₈	12KΩ1/4w
R ₉	12KΩ1/4w
R ₁₀	220KΩ1/4w
R ₁₁	220KΩ1/4w
R ₁₂	22KΩ1/4w
R ₁₃	2,2MΩ1/4w
R ₁₄	1MΩ1/4w
R ₁₅	220KΩ1/4w
R ₁₆	1MΩ1/4w
R ₁₇	4,7MΩ1/4w
R ₁₈	4,7MΩ1/4w
R ₁₉	100KΩ1/4w
R ₂₀	4,7MΩ1/4w
R ₂₁	680KΩ1/4w
R ₂₂	22KΩ1/4w
R ₂₃	1,5MΩ1/4w
R ₂₄	12KΩ1/4w
R ₂₅	12KΩ1/4w
R ₂₆	2,2KΩ1/4w
P ₁ (RV)	Resistance variable 100KΩ

III.7.4. AUTRES COMPOSANTES:

- sw Inverseur deux position.
- LED Rouge Φ 5 haute luminosité
- $R_{27} - 2,2 \text{ K}\Omega$
- Transformateur 220/12v.

Conclusion:

La réalisation de ce radar nous a permis d'élargir nos connaissances au niveau pratique, avec le tracé des circuits imprimés des cartes : Traitement de signal et émission aussi le montage des étages et le soudage des composants.

CONCLUSION :

Conclusion

Le travail que nous avons réalisé est notre première expérience qui nous a permis de mettre en application certaines connaissances acquises durant notre cursus.

Il nous a permis d'étudier un radar fonctionnant grâce à l'effet DOPPLER nous espérons qu'il servira de référence Pour les promotions à venir.

Bibliographie

[1] Radar au sol dans l'aviation civile

par **L. CADORET**

[2] Radar bases modernes

par **MICHEL.H.CARPENTER**

[3] Radars aéroports et spatiaux

par **P.LACOMME**

J.P.LAMOUCI

Z.METOUSSA

[4] ELECTRONIQUE PRATIQUE [Septembre 2000]
#