

UNIVERSITE D'ALGER

13/68

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة لوطنية للعلوم الهندسية  
Department Telecommunications  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

1 ex  
T1

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

“ LE RADAR ”  
- tome 1 -

PF68-9  
tome I

par: EL-GHARIANI et MAHMOUDI  
1968

UNIVERSITE D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

ETUDE THEORIQUE  
D'OPTIQUE  
RADIATION

PROJET DE FIN D'ETUDES

ROPOSE PAR Mr. A. BERGUERRAS  
ETUDIE PAR EL - GHARIANI & M AHMOUDI

*Y. Z. Ghariani*

PROMOTION 1968

## PREFACE

L'ouvrage que nous présentons parait, à première vue, trop long. En vérité, il n'est pas trop long, et ceux qui ont une connaissance suffisante sur le "Radar" joignent sûrement leur idée à la notre.

En effet le "Radar" est l'un des sujets à thèse les plus longs, pour ne pas dire compliqués, surtout si on se propose de l'étudier théoriquement.

Il est l'un des sujets les plus longs en ce sens qu'il constitue l'ensemble le plus complet dans tous les domaines de l'électricité puisqu'il comprend toute la "radio" (émission et réception) dans toutes ses variétés :

- Des hyperfréquences (des milliers de Mc/s)
- Des accessoires pour les hyperfréquences tels que : les guides, les coaxes, les joints, les cavités résonantes, les cornets etc...
- Deux générateurs d'ondes UHF fonctionnant sur les deux gammes de puissances : l'un, émetteur, fournissant des grandes, très grandes, puissances (le magnétron : des milliers de KW) et l'autre, O.L, fournissant des petites puissances (le Klystron : 1 mW au maximum).
- Un réflecteur-collecteur d'ondes (communément appelé antenne) particulier (réflecteur-collecteur parabolique).
- Un receptrer des plus complets et des plus compliqués au point de vue conception et réalisation, comportant plusieurs étages, d'amplification, de puissances, etc...; et utilisant les UHF à l'entré, les HF au milieu de la chaîne (mélangeur et ampli MF) et la BF à la sortie (indicateurs).

tès

- Une source de haute tension à très haute puissance (modulateur et ses transfos de tension et de puissance) pour l'alimentation du magnétron.

- Des dispositifs de protection (contre les échos, parasites, les brouillages... naturels et intentionnels).

Sans oublier toutefois les dispositifs de ventilation pour le refroidissement des éléments fonctionnant aux fortes puissances.

Pour ce qui est de notre travail nous avons fait notre possible pour présenter un ouvrage condensé, compte tenu des connaissances déjà acquises par le lecteur.

voudrions

De plus nous voudrions préciser qu'il ya dans ce manuscrit quelques chapitres, qui ont été exposés d'une manière très brève et ceci a deux raisons :

- 1°) ou bien le chapitre en question est supposé connu et donc nous n'avons pas à en parler encore. C'est le cas du tube à rayons cathodiques servant dans le radar comme indicateur.

- 2°) ou bien les chapitres, que nous exposons brièvement dans cet ouvrage, sont très vastes et chacun d'eux pouvant à lui seul constituer un sujet pour "projet". Il nous est donc impossible de faire leur étude complète, nous n'en finirions jamais dans ces conditions.

Pendant si nous en avons parlé c'est tout simplement pour faire comprendre au lecteur leur importance et surtout pour lui donner une idée sur les éléments que traitent ces chapitres.

Et pour finir, nous voudrions bien présenter nos remerciements à Mr. Zargueras (Professeur d'Hyperfréquence en 4° Année Télécommunications) qui, en nous proposant ce sujet, nous a permis de bien comprendre une question que nous n'avons connue, jusqu'ici, que de non, à tous nos professeurs et assistants, et enfin, à Mr. Slosiar (chef du département des Télécommunications) et à Mr. Lannelongue (Ingénieur assistant en 4° Année Télécommunications) qui ont bien voulu nous aider à étudier ce sujet, chaque fois que nous le leur demandons.

TABLE DES MATIERES

Iere PARTIE

FACTEURS DETERMINANT LES PERFORMANCES D'UN  
RADAR A IMPULSIONS

<u>CHAPITRE I. : EQUATION DU RADAR</u>	P A G E
- I-1 : Equation du radar en propagation libre - - - - -	I
- I-1-1 : Portée maximale - - - - -	3
- I-1-2 : Bruit du recepcteur et largeur de bande optimale - - - - -	4
- I-2 : Propagation en présence d'obstacles réfléchissants - - - - -	8
- I-3 : Diffraction et absorption atmosphériques - - - - -	10
<u>CHAPITRE II. : COMPORTEMENT DES CIBLES REELLES - FLUCTUATION DES CIBLES - PROPAGATION.</u>	
-II-1 : Généralités - - - - -	12
-II-2 : Surface équivalente d'une plaque plane - - - - -	13
-II-3 : Surface équivalente d'une sphère métallique - - - - -	14
-II-4 : Cataphotes - - - - -	15
-II-5 : Probabilité de détection et probabilité de fausse alarme - - - - -	16
-II-5-1 : Probabilité de détection d'une cible non fluctuante - - - - -	16
-II-5-2 : Probabilité de détection d'une cible fluctuante - - - - -	-
-II-5-3 : Cas où l'écho comporte plusieurs impulsions - - - - -	19

## 2ème PARTIE

### ETUDE DES DIFFERENTS ELEMENTS CONSTITUANT UN RADAR

#### CHAPITRE I. : LE MODULATEUR

P A G E

-I-1	: Role du modulateur- - - - -	22
-I-2	: Durée de l'impulsion - - - - -	23
-I-3	: Forme de l'impulsion - - - - -	24
-I-4	: Formation de l'impulsion - - - - -	25
-I-5	: Circuit d'alimentation - - - - -	24
-I-5-1	: Impédance d'alimentation et méthode de charge - - - - -	24
-I-5-2	: Système de commutation - - - - -	24
-I-5-3	: Le transformateur d'impulsions - - - - -	28

#### CHAPITRE II. : LE MAGNETRON

-II-1	: Généralités - - - - -	3
-II-2	: Principe de fonctionnement - - - - -	3
	1 - L'électron dans le champ électrique	
	2 - L'électron dans le champ magnétique	
	3 - Combinaisons des deux champs rectan- gulaires. 4. Magnétron à diode pleine.	
	5 - Magnétron à diode divisée ou à fentes-	
	6 - Magnétron à cavités résonantes.	
-II-3	: Graphique des performances et diagramme de Rieke - - - - -	4
-II-4	: Caractéristique du magnétron affectant l'étude de l'ensemble de l'appareil dont il fait partie (le radar)	
	1 - Variation des caractéristiques avec la longueur d'onde - 2 - Puissance en impulsions - 3 - Puissance moyenne -	
	4 - Rendement - 5 - Tension d'impulsion -	
	6 - Limitation relative à la durée de l'impulsion.	

-II-5 : Constantes de fonctionnement d'un magné-  
tron - - - - - 57

CHAPITRE III. : GUIDE d'ONDE

-III-1 : Propagation T.E dans un guide rectan-  
gulaire - - - - - 58  
I - Fréquence de coupure - 2 - Vitesse  
de propagation - - - - - 6  
-III-2 : Propagation T.M. - - - - - 6  
-III-3 : Calcul des dimensions du guide - - - - 6  
-III-4 : Necessite d'adaptation des lignes  
de transmission - - - - - 6  
-III-5 : Excitation des guides d'onde - - - - - 6  
-III-6 : Puissance transmise par un guide  
d'onde - - - - - 6  
-III-7 : Avantage des guides - - - - - 6

CHAPITRE IV. : LE DUPLEXEUR :

-IV-1 : Role du duplexeur - - - - -  
-IV-2 : Principe du duplexeur - - - - -  
-IV-3 : Etude des commutateurs TR et ATR - - - 6

CHAPITRE V. : ANTENNE/DISPOSITIF D'EXPLORATION

-V - 1 : Introduction - - - - -  
-V - 2 : Etude du réflecteur parabolique - - - -  
I - Propriétés fondamentales du paraboloïde.  
2 - Equation approchée de l'antenne -  
3 - Dimensionnement du paraboloïde -  
4 - Paraboloïdes tranqués.  
-V - 3 : Faisceaux en éventail - - - - -  
-V - 4 : Source primaire cornet ou "pavillon" - -  
-V - 5 : Exploration - - - - -  
I - Exploration simple - 2 - exploration  
complexe -  
-V - 6 : Stabilisation du faisceau - - - - -

CHAPITRE VI.

LE RECEPTEUR DU RADAR

VI. I - INTRODUCTION

P A G E

- VI. I. 1 - Généralités sur le récepteur Radar - - - - - 81
- VI. I. 2 - Les éléments HF du récepteur et leur assemblage 9
  - I - Pourquoi on réalise des ensembles HF. 2 -
  - Avantages de l'ensemble HF - 3 - Considérations sur les projets de têtes HF.
- VI. I. 3 - Le cristal Détecteur - - - - - 4
  - I - Généralités - 2 - Circuit équivalent - 3
  - Propriétés du détecteur à cristal moderne - 4
  - 4 - Essai de claquage - 5 - Température de bruit.

VI. II - L'OSCILLATEUR LOCAL.

- VI. II. 1 : Généralités - - - - - 10
  - : I - Stabilité en fréquence - 2 - Accord du générateur des oscillations locales.
- VI. II. 2 : Emploi des triodes spéciales - - - - -
- VI. II. 3 : Tubes à modulation de vitesse : Klystron Reflex - - - - - 10

VI. III - CHANGEMENT DE FREQUENCE

- VI. III. 1 : Généralités - - - - - 11
- VI. III. 2 : Fonctionnement du mélangeur à cristal - - -
- VI. III. 3 : Gain de conversion - - - - -
- VI. III. 4 : Injection des oscillations locales - - - - -

VI. IV : AMPLIFICATEUR DE FREQUENCE INTERMEDIAIRE

- VI. IV. 1 : Généralités - - - - - 12
- VI. IV. 2 : Choix de la moyenne fréquence et bande passante - - - - -
  - I - Détermination de la bande passante. 2 -
  - choix de la fréquence de conversion. 3 -
  - Fréquences de conversion standard.

-VI-IV-3 : Choix du couplage - - - - -  
I - Couplage par unique circuit accordé. 2 -  
couplage par double accord - 3 -  
couplage par accord décalé.

-VI-IV-4 : Réglage Automatique de gain - - - - -

-VI-V - : REGLAGE AUTOMATIQUE D'ACCORD

-VI-V -I : Généralités - - - - -

-VI-V -2 : Ordre de grandeur de la correction à prévoir

-VI-V -3 : Emploi d'un seul mélangeur - - - - -

-VI-V -4 : Emploi d'un mélangeur auxiliaire - - - - -

-VI-V -5 : Discriminateur - - - - -

-VI-V -6 : Correction de fréquence - - - - -

-VI - VI - DETECTION

-VI-VI-1 : Généralités - - - - -

-VI-VI-2 : Détection par diode - - - - -

-VI-VII - AMPLIFICATEUR DE VIDEO-FREQUENCE

-VI-VII-1 : Généralités - - - - -

-VI-VII-2 : Amplificateur Normal - - - - - 14

-VI-VII-3 : Amplificateur compensé - - - - - 14

-VI-VIII - INDICATEURS

-VI-VIII-1 : Généralités - - - - -

-VI-VIII-2 : Indicateur type A - - - - - 14

I - Indicateur type J. 2 - Indicateur type K.

3 - Indicateur type L - 4 - Indicateur type M.

4 - Indicateur type N - 6 - Indicateur type R.

-VI-VIII-3 : Indicateur type B. - - - - -

I - Indicateur type E - 2 - Indicateur Type H

-VI-VIII-4 : Indicateur type C - - - - - 1  
 I - Indicateur type F. 2 - Indicateur type G.  
 3 - Indicateur type D.

-VI-VIII-5 : Autres types d'indicateurs - - - - -  
 I - Type JI- 2 - Type P ou P.P.I.

-VI - IX - SCHEMA DE BRANCHEMENT POUR LES DIFFERENTS INDICATEUR

-VI-IX -I : Principe de montage d'un indicateur type A.  
 -VI-IX -2 : Exemple de circuit d'utilisation pour indicateur type A. - - - - -  
 -VI-IX -3 : Système à Comutation de lobes.. - - - - - 155

-VI - X - CONTROLE ET COMMANDE A DISTANCE

-VI- X - I : Généralités - - - - - 156  
 -VI- X -2 : Transmission par potentiomètre - - - - - 157

CHAPITRE VII.

I.F.F. OU DISPOSITIFS  
 D'IDENTIFICATION

VII - I : Généralités - - - - - 158  
 VII - 2 \* Les premiers dispositifs - - - - - 158  
 VII - 3 : Systèmes MARK I et MARK II - - - - - 159

3ème PARTIE  
  
APPLICATIONS DU RADAR

CHAPITRE I : MESURES EFFECTUEES PAR UN RADAR - - - - -

- I - I - Mesure de la distance - - - - - 161  
 - I - 2 - Mesure du site de l'acible - - - - - 162  
 - I - 3 - Mesure de la vitesse d'une cible - - - - - 164

CHAPITRE II. : CONTROLES D'ATTERISSAGE SANS VISIBILITE

- II - I : généralités - - - - - 155
- II - 2 : Principe - - - - - 155
- II - 3 : Installation générale - - - - - 155

4ème PARTIE

AMELIORATIONS

CHAPITRE I : PROTECTION DES RADARS CONTRE LES ECHOS PARASITES NATURELS

- I - I - Echos parasites naturels - - - - - 170
- I - 2 - Echos météorologiques - - - - - 170
  - I - Intensité des échos dus aux gouttes d'eau
  - 2 - Elimination des echos de nuages
- I - 3 - Les échos fixes et leurs éliminations - - - - - 173
  - I - Principe - 2 - Schéma fonctionnel d'un radar avec élimination des échos fixes -
  - 3 - Vitesses aveugles -

CHAPITRE II. : PROTECTION DES RADARS CONTRE LES BROUILLAGES

- II - I - Nature des signaux de brouillage - - - - -
- II - 2 - Principes des dispositifs de brouillage possible. - - - - -
  - I - Brouilleur à bruit blanc - 2 - Brouillage par émetteur modulé en fréquence. 4 - Brouillage par répondeurs - 5 - Brouillage par dispositifs passifs.
- II - 3 - Conception des dispositifs d'Anti-brouillage
- II - 4 - Dispositifs d'Antibrouillage. - - - - -

- I - Récepteurs logarithmiques. 2 - Discriminateur
- 3 - Suppression de la reception par les lobes secondaires. 4 - Discriminateur par coïncidence (éliminateur de parasites).

CHAPITRE III. RECHERCHE DE LA SENSIBILITE MAXIMALE

- III - I - Rappels théoriques - - - - - 1
- III - 2 - Amplificateurs hyperfréquences à faibles facteurs de bruit.
  - I - Tubes à propagation d'ondes. 2 - Amplificateurs à diode Tunnel. 3 - Amplificateurs paramétriques (diode à capacité variable, différents types de montages). 4 - Utilisation des masers.
- III - 3 - Intégrateurs - - - - - 20
- CONCLUSION - - - - - 2
- BIBLIOGRAPHIE - - - - - 2

## INTRODUCTION : PRINCIPE GENERAL

### I. ORIGINE DU MOT "RADAR"

Le mot "Radar" aurait été forgé, d'après la publication officielle anglo-américaine, à partir de l'expression "Radio Detecting and Ranging" qui implique l'idée de découvrir (détecting) un obstacle ou une cible et de la situer (ranging) d'une manière précise, au moyen de la radio.

Cette étymologie est, d'ailleurs, contestée par certains techniciens qui croient dans le terme, un mot d'argot technique suggérant l'idée d'un écho : RAD...DAR.

Le mot "Radar" est américain. Il désigne ce que les anglais classaient sous l'étiquette "Radio-location" qu'il faut traduire par "Radio-localisation" (et non, bien sûr par "radio-localisation" et ce que les français entendaient (+) par "Detection électromagnétique" on en initiales. D.E.M.

Il semble bien qu'aujourd'hui le terme radar soit à peu près international. Il est adopté par toutes les langues .

### II. SENS DU MOT RADAR

Tout le monde est d'accord pour adopter le mot, mais il semble bien qu'un accord aussi parfait n'existe pas sur le sens du terme. Un fait est certain : il n'y a pas un "Radar". Il y a des Radars. Il s'agit d'un terme général, il ne s'agit pas de désigner un objet particulier, mais un ensemble d'objets ayant entre eux des parentés de principe. Si l'on adoptait les vues de certains journalistes, la radio toute entière serait une histoire de Radar.

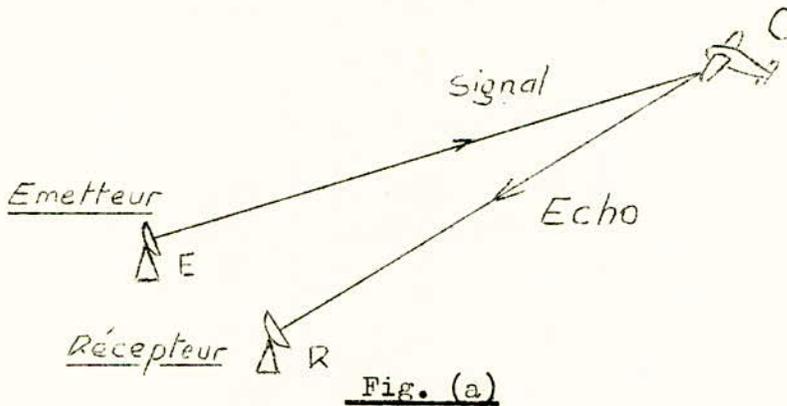
(+) Le terme est toujours employé dans le langage militaire.

Certains articles sur les V.2 ont dit que ceux ci sont guidés par "radar". Bien mieux encore, on a lu que les grands Restaurants de New - York représentaient sur le menu des poulets "Cuits par radar".

Le technicien anglais Sir Watson-Watt, qui fut le grand maître des radars en Angleterre, propose que le terme "radar" ne soit utilisé que pour les systèmes de repérage qui "n'exigent pas la coopération de l'objet à repérer" (does not require the co-opération of the object to be located). La définition est très large, trop large nous semble-t-il on pourra la restreindre, comme le propose l'éditorialiste de "Wireless World" en n'appliquant le terme qu'aux systèmes basés sur l'utilisation d'un "écho" radioélectrique.

### III - PRINCIPE GENERAL.

On peut comprendre le principe le plus généralement appliqué dans les radars de la manière suivante (fig. a)



Il s'agit de "situer" l'avion O. en E, est un émetteur d'ondes Hertzienne. Il rayonne des ondes. Tous les objets (+) placés dans le champ de rayonnement sont le siège de courants de HF. Ils se comportent donc comme des sources secondaires émettant un rayonnement. C'est ce rayonnement, reçu au récepteur R qui révélera l'existence de l'Objet O. d'en connaître

Mais il ne suffit pas l'existence. Il faut la situer, c'est à dire : déterminer sa direction, et mesurer sa distance.

Pour déterminer sa direction, on pourrait envisager l'emploi des méthodes de la radiogoniométrie.

+ les objets non conducteurs peuvent être repérés à condition qu'ils soient en une matière dont la constante diélectrique diffère de celle du milieu dans lequel ils sont placés.

Mais elles ne sont ni assez rapides, ni assez sensibles, ni assez précises. Un moyen préférable, pour bien des raisons sera de concentrer l'émission en un pinceau d'ondes aussi délié que possible et de rendre l'antenne E facilement orientable. La direction de l'objet O sera donnée par l'orientation du faisceau d'ondes. La précision du relèvement sera d'autant plus grande que le pinceau d'ondes sera plus délié.

Remarquons qu'on peut faire la même remarque en ce qui concerne l'antenne réceptrice.

Quant à la détermination de la distance, elle est très simple.. en théorie. Il suffit, en effet, de mesurer le temps qui s'écoule entre l'émission d'un signal et sa réception. Cette durée représente le temps nécessaire aux ondes pour franchir le double de la distance E.O.

Notons immédiatement que la mesure de la distance sera plus facile si l'émission consiste en un bref signal: un top, ou comme on dit aujourd'hui, une "impulsion". Il est clair, en effet, que si l'impulsion est assez brève, le signal secondaire ou "écho" parviendra après la fin de l'émission. Le fonctionnement du récepteur ne sera pas gêné par la proximité de l'émetteur, ce qui facilitera beaucoup les opérations. Le problème se ramènera ainsi à mesurer le temps qui sépare le départ de l'impulsion du retour de l'écho.

#### IV LES DIFFICULTES DU PROBLEME.

Si le problème théorique est simple, il n'en est pas de même pour la réalisation. Des difficultés considérables apparaissent :

- 1°) les échos sont extrêmement faibles
- 2°) il faut concentrer l'émission en un faisceau très délié.
- 3°) le récepteur, qui doit être très sensible, risque d'être paralysé par l'impulsion.
- 4°) si l'on veut repérer des objets assez petits, il faut utiliser des ondes très courtes.
- 5°) le temps à mesurer entre le départ de l'impulsion et le retour de l'écho est extraordinairement court.

V - NECESSITE D'UNE PUISSANCE TRES GRANDE.

Pour atteindre une portée notable, il faut disposer d'une puissance d'émission considérable. La démonstration mathématique de cette "règle" est faite dans le chapitre I de la première partie.

VI - LES LONGUEURS D'ONDES UTILISABLES.

On a vu qu'il est indispensable de concentrer l'énergie rayonnée dans une direction donnée, en un faisceau aussi délié que possible. Il est clair que cela implique l'emploi des ondes très courtes. En effet, on peut obtenir une concentration d'énergie à condition d'utiliser un radiateur d'ondes dont les dimensions sont d'au moins quelques longueurs d'ondes.

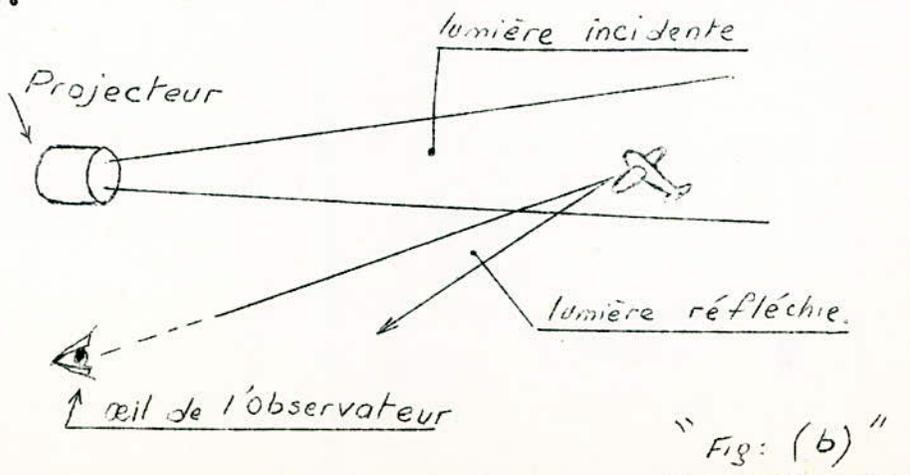
La concentration du faisceau est d'autant meilleure que le radiateur d'ondes est plus grand par rapport à la longueur d'onde. On ne peut obtenir une concentration raisonnable d'énergie que si les dimensions du collecteur d'ondes sont d'au moins dix longueurs d'ondes.

Pour obtenir une concentration d'énergie acceptable sur une longueur d'onde de 15 m, il faut donc une antenne, ou plus exactement; un ensemble d'antennes s'étendant sur 150 m. Dans ces conditions, il ne peut être question d'avoir une antenne orientable...

Même avec les ondes ultra courtes utilisées en Télévision, on arrive à des dimensions prohibitives.

VII - COMPARAISON OPTIQUE.

La fig. (a) suggère immédiatement la comparaison indiquée fig. (b).



L'objet à découvrir est éclairé par un faisceau de lumière fourni par un projecteur. Il est visible à l'observateur parce qu'une fraction de la lumière produite par le projecteur est renvoyée par l'objet. Cela suppose déjà que la surface de l'objet remplisse certaines conditions. Il ne doit pas absorber la lumière mais la réfléchir ou, du moins, la diffuser. Un objet noir et mat n'est pas visible sur un fond lui-même noir et mat parce qu'il absorbe la lumière. Pour une autre raison, un objet transparent est généralement moins visible parce que la lumière le traverse. Mais on voit un objet de verre, bien qu'il soit parfaitement transparent. C'est qu'un autre phénomène intervient : son indice de réfraction n'est pas le même que celui de l'air. La pénétration des rayons lumineux s'accompagne d'une réfraction, c'est à dire un changement de direction et d'une réflexion. C'est la lumière réfléchie qui rend visible l'objet de verre.

S'il s'agit d'un rayonnement Hertzien, il faut faire intervenir le pouvoir inducteur spécifique, ou constante diélectrique. D'où il résulte que même un objet isolant peut être "découvert" par le radar. Mais la comparaison fig. (b) n'est pas entièrement satisfaisante. La longueur d'onde de la lumière qui nous permet de voir un objet est toujours extrêmement petite par rapport aux rayons lumineux à grande longueur d'onde, comme les rayons rouges, il n'est encore question que d'une fraction de millième de millimètre, exactement  $0,8 \mu \dots$

Et l'on ne peut voir à l'œil nu que des objets ayant, au moins, un dixième de millimètre, ce qui représente exactement huit mille longueurs d'ondes.

La comparaison est beaucoup plus exacte si nous remplaçons le projecteur par le dispositif d'éclairage d'un microscope et si l'objet à découvrir est lui-même microscopique.

On sait qu'il existe une limite infranchissable ou pouvoir séparateur d'un microscope. Pratiquement on ne peut pas dépasser des grossissements en diamètre de 2000 à 2500, pour la raison bien simple qu'il est impossible d'éclairer l'objet. Un objet n'est visible que s'il renvoie de la lumière vers l'œil de l'observateur ou vers l'objectif de l'appareil photographique.

Or, quand la longueur d'onde lumineuse est du même ordre de grandeur que le diamètre de l'objet, il n'y plus réflexion ou diffusion de lumière, il y a diffraction. Deux points écartés de moins d'une longueur d'onde ne donnent pas deux images distinctes.

Et, dans le microscope, ce phénomène se produit quand le diamètre de l'objet est de quelques dixièmes de microns. Si l'on veut augmenter le pouvoir séparateur, il faut éclairer l'objet avec une lumière à courte longueur d'onde. Le violet ( $0,4\mu$ ) permet d'atteindre un grossissement plus grand que le rouge ( $0,8\mu$ ). Et l'ultra-violet permettait d'aller encore plus loin. Mais, ici, des difficultés secondaires surgissent : le verre optique cesse d'être transparent pour les radiations...

Bien que cela ne soit pas absolument rigoureux, on peut admettre que le diamètre de l'objet doit représenter de 5 à 10 longueur d'ondes.

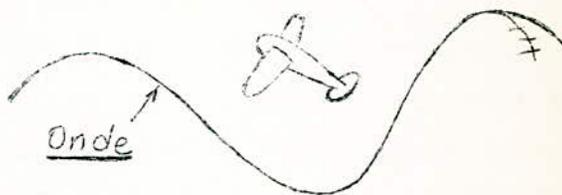
(+) Revenons au Radar :

L'exemple précédent se transpose immédiatement dans le domaine du radar. Si nous espérons repérer un mobile de quelques mètres, une bombe volante par exemple, dont l'envergure est de 3m, il faut utiliser des ondes dont la longueur est nettement inférieure à 1 mètre.

Ainsi, ce mode de raisonnement nous conduit encore nécessairement à l'emploi d'hyperfréquences, ou si l'on veut, d'ondes quasi-optiques.

On peut se demander pourquoi, par quel mécanisme physique un objet trop petit ne transmet pratiquement pas de rayonnement secondaire?

On peut considérer, d'une manière un peu simpliste, que l'onde contourne l'objet, au lieu d'être intercepté par lui (fig. c). En somme, ce qui rend un objet visible, ce sont les éclaboussures, les remous qu'il produit dans le faisceau d'ondes.

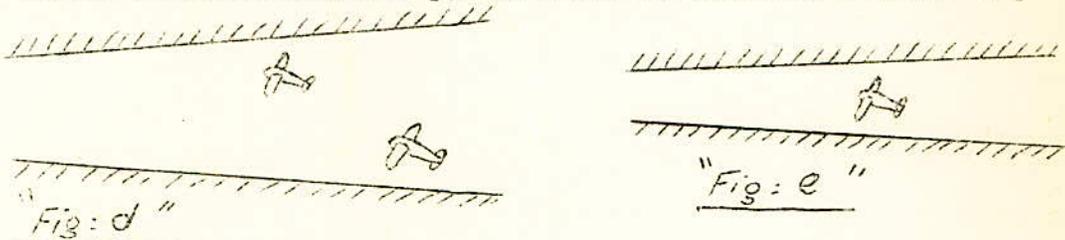


"Fig: (c)"

Quand l'objet est trop petit pour briser plusieurs longueurs d'ondes, il n'occasionne pas une perturbation assez profonde pour être rendu visible...

### VIII-LA LARGEUR DU FAISCEAU.

Le pouvoir séparateur ne dépend <sup>pas</sup> seulement de la longueur d'onde. Il dépend d'autres facteurs que nous allons examiner maintenant.



Considérons d'abord la largeur du faisceau d'ondes. Il est clair que si deux avions sont pris à la fois dans le faisceau d'onde (fig. d) les échos correspondants seront évidemment confondus. Le dispositif récepteur n'accusera qu'un seul écho et, en conséquence, l'indicateur ne nous montrera qu'un seul obstacle. C'est un défaut qui peut être très grave s'il s'agit, par exemple, de renseigner sur des avions de chasse. En temps de paix, s'il s'agit de guider des avions vers un aéroport, il est indispensable d'en connaître le nombre exact. On pourrait imaginer beaucoup d'autres exemples du même genre.

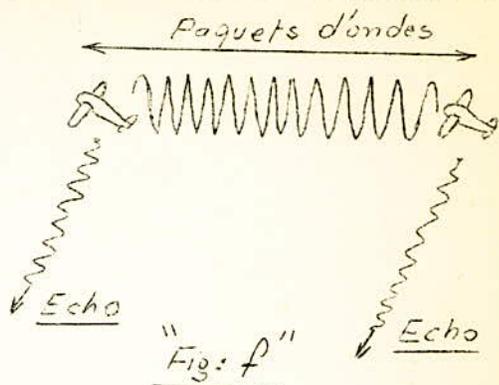
Pour "séparer" sur l'écran indicateur les deux avions, il faut donc réduire la largeur du faisceau (fig. e).

Notons une fois de plus que cela conduit à l'emploi d'onde de plus en plus courtes. Pour un même encombrement du radiateur d'ondes le faisceau sera d'autant plus délié que la longueur d'onde sera plus réduite.

### IX - DUREE D'IMPULSION :

Chaque impulsion correspond à un "paquet d'ondes" voyageant à la vitesse de la lumière et occupant une certaine longueur dans l'espace (fig.f).

Si deux objets sont séparés par une distance inférieure à la longueur du paquet d'ondes, ils apparaîtront sur l'écran comme un seul objet (fig.f). On emploie dans certains des impulsions durant  $\frac{1}{5}$  de microseconde. IL est facile de calculer la longueur du paquet d'ondes.



$1 \mu s$  correspond à  $3 \times 10^{10} \times 10^{-6} = 3 \cdot 10^4$  cm = 300 m  
et  $\frac{1}{5} \mu s$  correspond à  $6 \times 10^3$  cm ou 60 m

### X - INCONVENIENTS DES ONDES TROP COURTES

Toutefois, réduire exagérément la longueur d'onde entraîne des inconvénients. Pour commencer, quand on réduit la longueur d'onde il est de plus en plus difficile d'obtenir une grande puissance. Or il s'agit d'obtenir une puissance énorme : au minimum, de plusieurs dizaines de Kilowatts au moment de l'impulsion. Ce fut un des nombreux et difficiles problèmes à résoudre que de produire cette énorme puissance instantanée à des fréquences de plusieurs centaines ou même de plusieurs milliers de Mc/s.

Quant aux fréquences utilisées elles furent de plus en plus élevées. Les radars de la première chaîne britannique (type C.H.) fonctionnaient sur 25 Mc/s (soit 12 m). Le premier radar de l'armée Américaine le SCR 268 fut étudié sur 110 Mc/s (270 m) puis transformé pour fonctionner sur 205 Mc/s (1,47 m).

Les premiers radars de marine utilisant des fréquences comprises entre 600 et 1500 Mc/s (50 à 20 m). Mais la mise au point des magnétrons à cavités permit bientôt de descendre à 10 cm, puis 3 cm.

Les Techniciens Américains ont divisé la gamme normalement utilisée par les radars en cinq bandes désignées par les lettres P.L.S.X.K.

Bande	Fréquence en Mc/s	Longueur d'onde en cm
P	225 à 390	133 à 77
L	390 à 1150	77 à 19,35
S	1150 à 5200	19,35 à 5,77
X	5200 à 11000	5,77 à 2,73
K	11000 à 33000	2,73 à 0,91

Atteindra-t-on les longueurs d'ondes millimétriques ? c'est peu probable. On cesserait, au-dessous du millimètre, de produire des ondes hertziennes et on entrerait presque dans le domaine de l'infra-rouge.

On peut sans doute admettre que la limite est atteinte. En effet, les longueurs d'ondes de l'ordre du cm, sont gênées par la trop grande définition... On peut détecter des oiseaux, des essaims d'insectes, voir même un rideau de pluie ou une masse de flacons de neige. On détecte les nuages et la brume. Cela peut avoir de l'intérêt pour la météorologie, mais c'est un inconvénient s'il s'agit surtout de détecter des obstacles plus tangibles.

#### XI - DESCRIPTION GENERALE DU RADAR.

Nous avons déjà remarqué qu'il n'y a pas "un radar" mais "des" radars. Qu'il en soit, on peut concevoir une installation de la manière que nous allons décrire. Nous examinerons, plus loin, comment modifier le schéma général dans le but d'obtenir des résultats particuliers.

Le radar - type comporte donc :

- + 1°) une source d'alimentation
- + 2°) Un générateur d'ondes, décimétriques ou centimétriques fournissant des impulsions très courtes et d'une puissance instantanée se chiffrant en dizaines ou centaines de Kilowatts.

+ 3°) Un modulateur, c'est à dire un générateur d'impulsions chargé, en quelque sorte, de découper la puissance produite par la source. La puissance moyenne, fournie par cette dernière demeure relativement faible puisque les impulsions sont séparées par un repos qui est de l'ordre de la ms. Il y a, par exemple, dans une seconde 1000 impulsions dont chacune dure 0,5 micro-seconde. C'est le modulateur qui dépoupe la puissance, qui l'accumule pendant les repos pour la délivrer d'un seul coup, pendant l'impulsion. La puissance moyenne est de l'ordre du Kw, par exemple.

+ 4°) Une antenne, qui constitue un des éléments les plus importants. Sa forme et son principe peuvent différer considérablement suivant le but que l'on veut atteindre. En général, l'antenne doit être orientable. Dans certains cas, comme à bord d'un navire ou d'un avion, l'antenne doit être stabilisée, c'est à dire que sa position doit être rendue indépendante des mouvements du navire ou de l'avion.

C'est souvent la même antenne qui doit capter le retour de l'écho.

+ 5°) Un système convenable de liaison entre le générateur d'ondes et l'antenne : "feeders", "cables coaxiaux" ou "guides d'ondes". Pratiquement, seuls les deux derniers systèmes sont utilisés dans les radars modernes.

+ 6°) Un commutateur ou connecteur automatique dont le rôle essentiel est :

- a) de mettre le récepteur en court-circuit pendant l'émission de l'impulsion. Il est évident que, sans cette protection, les circuits du récepteur seraient instantanément "grillés" par l'énorme puissance.

- b) de rétablir la connexion : antenne récepteur aussi rapidement que possible après la transmission de l'impulsion. Il faut que l'inertie de ce dispositif soit assez faible pour que le récepteur soit apte à recevoir l'écho moins d'un millionième de seconde après le départ du "paquet" d'ondes.

+ 7°) Un récepteur chargé de recevoir l'écho. Sa sensibilité doit être considérable, parce que la puissance recueillie par l'antenne est faible. De plus, il doit être établi de manière à présenter une bande passante très large, plus large encore que celle d'un récepteur de télévision.

Pratiquement, c'est toujours un appareil à changement de fréquence. Le récepteur doit transformer l'écho de manière à le rendre utilisable pour l'indicateur.

+ 8) Un indicateur, chargé de rendre visible les tensions fournies par le récepteur. C'est presque toujours, un tube à rayons cathodiques, mais la présentation de l'écran peut différer considérablement suivant ce qu'on désire obtenir.

Il est à noter que , sauf le tube à rayons cathodiques lui même, tous ces éléments ont dû être étudiés spécialement en vue de cette application particulière. Plus loin, nous allons avec plus de détails revenir sur chacun des paragraphes de l'énumération précédente.

FACTEURS DETERMINANT LES PERFORMANCES D'UN  
RADAR A IMPULSIONS

PREMIERE PARTIE

## I - EQUATION DU RADAR

### I.I. - EN PROPAGATION LIBRE

Nous allons maintenant établir rapidement l'équation qui lie la portée du radar à ses caractéristiques, de façon à déterminer l'influence de celles-ci sur les performances.

Si  $P_e$  est la puissance de l'impulsion émise, que l'on appelle également : puissance de crête, et si  $G_e$  est le gain de l'antenne par rapport à l'antenne isotrope, la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction maximum du faisceau est, d'après la définition du gain :

$$P_1 = \frac{P_e \cdot G_e}{4\pi} \quad 1.(1)$$

Soit  $d$  la distance entre l'antenne et l'objet. L'antenne est dirigée pour avoir un maximum de rayonnement dans la direction de cet objet. Nous supposons que nous avons émission d'une onde sphérique. Ainsi, à la distance  $d$ , l'aire de la sphère est  $4\pi d^2$  et la densité de puissance par unité de surface est alors :

$$P_2 = \frac{P_e \cdot G_e}{4\pi d^2} \quad 1.(2)$$

Cette puissance frappe la cible qui en rerayonne une partie. Dans la direction du radar, la puissance envoyée par la cible est évidemment proportionnelle à :  $P_2$ , et est réfléchié suivant des ondes sphériques elle aussi.

Soit  $P_2 A_0$  cette puissance rerayonnée vers le radar. Par définition  $A_0$  est la surface équivalente de la cible.

Pour le radar, tout se passe comme si la cible rayonnait de façon omnidirectionnelle une puissance  $P_2 A_0$ .

\* Remarque : tout revient à dire que l'on remplace la cible réelle par une espèce de cible ponctuelle, que l'on désigne sous le nom "point brillant" (ou brillance), qui est capable d'absorber une puissance  $P_2 A_0$  et la rayonner de façon omnidirectionnelle.

La puissance renvoyée par la cible vers le radar est donc, par unité d'angle solide :

$$P_3 = \frac{P_2 \cdot A_0}{4\pi} \quad (1.3)$$

Ce qui donne par unité de surface à la distance  $d$  :

$$P_4 = \frac{P_2 \cdot A_0}{4\pi d^2} \quad (1.4)$$

On, en remplaçant  $P_2$  par sa valeur écrite en (2) :

$$P_4 = \frac{P_e \cdot G_e}{4\pi d^2} \cdot \frac{A_0}{4\pi d^2} \quad (1.5)$$

Cependant l'antenne de gain  $G_e$  est équivalente à une surface absorbante  $A_r$  dont la valeur est donnée par la formule classique :

$$G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} \quad (1.6)$$

d'où :

$$A_r = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (1.7)$$

Ainsi, en multipliant,  $P_4$  par  $A_r$  on trouve la valeur du signal effectivement capté par l'antenne ; soit :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e}{4\pi d^2} \cdot \frac{A_0}{4\pi d^2} \cdot A_r$$

$A_r$  = surface équivalente de l'antenne

$P_r$  est la puissance reçue par l'antenne.

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot A_o \cdot A_r}{16 \cdot \pi^2 \cdot d^4} \quad (I.8)$$

Remplaçons  $A_r$  par sa valeur :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_r \cdot G_e \cdot \lambda^2 \cdot A_o}{(4 \pi)^3 \cdot d^4} \quad (I.9)$$

ou encore :

$$d^4 = \frac{P_e \cdot G_e \cdot \lambda^2 \cdot A_o \cdot G_r}{(4 \pi)^3 \cdot P_r} \quad (I.10)$$

$G_e$  = gain de l'antenne de l'émission

$G_r$  = gain de l'antenne de réception.

Donc si on utilise une seule antenne à l'émission et à la réception comme nous le verrons plus loin on aura :

$$G_r = G_e = G.$$

I.I.1 - Portée Maximale : Si dans la formule (I.10)  $P_r$  est la puissance minimale utilisable (détectable) à la réception et  $G_e$  le gain maximal de l'antenne,  $d$  sera la portée maximale en espace libre ou "horizon-radar".

Examinons cette formule de près. Pour cela, supposons  $W_r \min$  l'énergie minimale détectable et  $\zeta$  la durée de l'impulsion; on aura :

$$P_r \min = \frac{W_r \min}{\zeta} \quad (I.11)$$

On a alors la formule de distance maximale du radar :

$$d_{\max}^4 = \frac{P_e \cdot G_e \cdot A_o \cdot A_r \cdot \zeta}{(4 \pi)^2 \cdot W_r \min} \quad (I.12)$$

tirée de l'expression (I.8), ce qui donne finalement :

$$d_{\max} = \frac{1}{2 \sqrt{\pi}} \sqrt[4]{P_e \cdot \zeta \cdot \frac{1}{W_r \min} \cdot G_e \cdot A_r \cdot A_o} \quad (I.13)$$

$P_e \zeta$  = énergie de l'impulsion émise.

$W_r \text{ min}$  = énergie minimale détectable.

$G_e A_r$  = Caractéristique de l'antenne.

$A_o$  = réflectivité de l'objet.

Ainsi, la portée peut être améliorée en jouant sur l'un des trois facteurs  $P_e \zeta$ ,  $W_r \text{ min}$ ,  $G_e A_r$ , correspondant respectivement à l'émetteur, au récepteur, et à l'écoulement. Si l'on utilise (cas général) la même antenne à l'émission et à la réception, son gain est :

$$A_r = A \quad \text{et} \quad G_e = \frac{A \cdot 4\pi}{\lambda^2}$$

$G_e A_r$  est donc proportionnel à :  $\frac{A^2}{\lambda^2}$

$d \text{ max}$  est proportionnelle donc à la racine carrée de la surface équivalente (effective) d'antenne et de la fréquence. On a donc intérêt à augmenter  $A$ . On ne pourra pourtant pas augmenter indéfiniment la surface d'antenne car le faisceau devenant alors trop étroit passerait trop rapidement sur l'objet.

#### I.I.2 - Bruit de récepteur et largeur de bande optimale.

Le facteur  $W_r \text{ min}$ , énergie minimale discernable dépend essentiellement du bruit à l'entrée du récepteur. Celui-ci (le bruit) provient de plusieurs sources : bruits parasites et atmosphériques, bruit de l'aérien, bruit du récepteur.

Pour une étude sommaire nous négligerons les bruits parasites et nous supposerons que le récepteur de résistance d'entrée  $R_e$  est parfaitement adapté à l'aérien de résistance  $R_a$ .

D'autre part, la formule (I.13) montre qu'il est nécessaire d'obtenir un signal minimal utilisable  $P_r$  aussi faible que possible. Cependant, ce signal doit être supérieur au bruit de fond du récepteur pour que l'indicateur panoramique (IP) puisse fonctionner. Si  $(P_b)_r$  est la puissance de bruit de fond délivrée par le récepteur,  $P_r$  sera lié à  $(P_b)_r$  par une relation :

$$P_r = F_v (P_b)_r \quad (I.14)$$

où  $F_v$  est ce que nous appellerons facteur de visibilité des échos. Ce facteur dépendra de beaucoup de choses : nature de l'exploitation, du signal, réglage de l'indicateur, habileté de l'opérateur, etc... Quant à la puissance de bruit  $(P_b)_r$ , il est clair qu'il s'agit ici d'une puissance moyenne puisque le bruit, par essence, est une variable aléatoire (ceci sera précisé plus loin).

Ainsi, d'après l'expression (I.14), il est nécessaire donc d'avoir un bruit propre du récepteur aussi réduit que possible. Il faut bien préciser que le bruit envisagé ici est le bruit thermique, lié à l'agitation des électrons dans les conducteurs. Nous supposons que tous les autres bruits extérieurs au récepteur et à l'antenne, sont supprimés ou négligeables.

Si l'on admet qu'un conducteur se compose comme un gaz parfait d'électrons libres, et que les vitesses de ces électrons sont entièrement réparties au hasard en grandeur et en direction, on trouve que la puissance moyenne de bruit qui existe à l'intérieur d'un conducteur quelconque est donnée par la formule d'Einstein :

$$P_b = 4 K T \Delta F \quad (I.16)$$

où  $K$  est la constante de Boltzman ( $K = 1,374 \cdot 10^{-23}$ )

$T$ , la température absolue

$\Delta F$ , la largeur de bande de l'appareil avec lequel on mesure la puissance de bruit.

Cependant quand cette source de bruit attaque un quadripôle adapté, le quart seulement de  $P_b$  est disponible à l'entrée de ce quadripôle. Pratiquement donc, quand une ligne alimente le circuit d'entrée d'un récepteur et que ce circuit est adapté, ce qui correspond au maximum de puissance délivrée par la ligne, la puissance moyenne utile de bruit disponible à l'entrée du récepteur, est

$$(P_b)_r = \frac{P_b}{4} = K.T. \Delta F \quad (I.17)$$

De même la puissance moyenne utile de bruit due à l'aérien est :

$$(P_b)_a = K\Theta \Delta F \quad (I.18)$$

où  $\Theta$  est la température (en degré Kelvin) de l'aérien.

Ainsi, la puissance totale de bruit est donc :

$$(P_b)_t = K(T + \Theta) \Delta F \quad (I.19)$$

si  $\Theta \neq T$  on aura :

$$(P_b)_t = 2 K T \Delta F \quad (I.20)$$

D'autre part, si on a un signal d'amplitude  $e_s$  il lui correspond, dans le cas d'adaptation, une puissance :

$$P_s = \frac{e_s^2}{4 R_e} \quad (I.21)$$

Le rapport signal sur bruit est donc :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_s}{(P_b)_t} = \frac{e_s^2}{8 KTR_e \Delta F} \quad (I.22)$$

ceci, est vrai si  $\Theta = T$ .

Il faudrait en plus tenir compte des bruits parasites. On définit un facteur de bruit  $n$  (ou  $N$ ) dB du récepteur :

$$n = \frac{P_b \text{ réelle}}{P_b \text{ calculée}} \quad (I.23)$$

à l'entrée du récepteur.

En pratique, n dépend de la fréquence et varie de 6 à 20 dB

! Fréquences	:	200	:	1000	:	3000	:	9000	:	24000	!
! MHz	:		:		:		:		:		!
! n	:	8	:	10	:	11	:	14	:	16	!
! dB	:		:		:		:		:		!

Il faudra donc qu'à l'entrée du récepteur on ait une puissance supérieure à :

$$n \text{ KT } \Delta F \cdot k \quad (\text{I.24})$$

où k est un coefficient de sécurité.

$$\text{Soit } W_r \text{ seuil} = k \cdot n \text{ KT } \Delta F \cdot \zeta \quad (\text{I.25})$$

En tenant compte de :

$$G_e A_r = 4\pi \frac{A^2}{\lambda^2} \quad (\text{I.26})$$

On aura alors : d'après l'expression (I.13)

$$d_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{2 A \sqrt{\pi}}{\lambda}} \sqrt[4]{(P_e \zeta) \cdot \frac{A_0}{nk \cdot \text{KT } \Delta F \zeta}} \quad (\text{I.27})$$

Si  $P_m$  est la puissance moyenne émise :

$P_e \zeta = P_m \delta$  avec  $\delta$  période de récurrence des impulsions et si  $\Delta f = \frac{4}{\zeta}$

$$d_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{2\sqrt{\pi} A}{\lambda}} \sqrt[4]{\frac{P_m \delta \times A_0}{4 Kn kY}}$$

soit

$$d_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{A}{\lambda}} \sqrt[4]{\frac{P_m \delta A}{\pi Kn kT}} \quad (\text{I.28})$$

Ainsi pour un radar de 1 Mw de puissance de crête, de 1 Kw de puissance moyenne la portée est de l'ordre de 300 km. La puissance de l'écho reçue après réflexion sur un avion à cette distance est alors nettement inférieure à  $10^{-12}$  W.

avec  $\tau = 1\mu s$  ,  $\delta = ms$  ,  $P_m = 1 Kw$  ,  $\lambda = 10 cm$

$$A = 3,6 m^2, A_0 = 10 m^2, W = 10 db \text{ en a } P_r = 0,125 \cdot 10^{-12} W$$

I.2 - Propagation en présence d'obstacles réfléchissants :

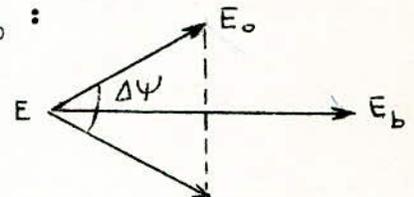
Il y a alors des trajets indirects et la réflexion dépend de la polarisations et de l'incidence (fig. I.3).

En polarisation horizontale le coefficient de réflexion reste voisin de 1. Il faut tenir compte d'un déphasage  $\psi$ . Plaçons <sup>nous</sup> dans le cas d'un sol conducteur donc réfléchissant (par exemple la mer pour un radar de marine) il s'établit un système d'interférence. L'intensité totale du champ qui frappe une cible est la résultante du champ direct et du champ réfléchi. En considérant la surface de la mer parfaitement réfléchissante les amplitudes des deux champs composants sont voisines mais l'amplitude du champ résultant variera d'une façon continue avec la différence de phase acquise par les 2 ondes, sur des distances différentes.

On aura un déphasage

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{\lambda} [A'B - AB]$$

Si le champ direct a une valeur  $E_0$  à la distance D le champ total en B aura pour valeur  $E_b$  :



$$E_b = 2 E_0 \sin \frac{\Delta\psi}{2} ; A'B - AB = 2h_1 \sin \Theta ;$$

$\Theta$  étant le site de B

$$E_b = 2 E_0 \sin \left( \frac{2\pi}{2\lambda} 2 h_1 \sin \Theta \right)$$

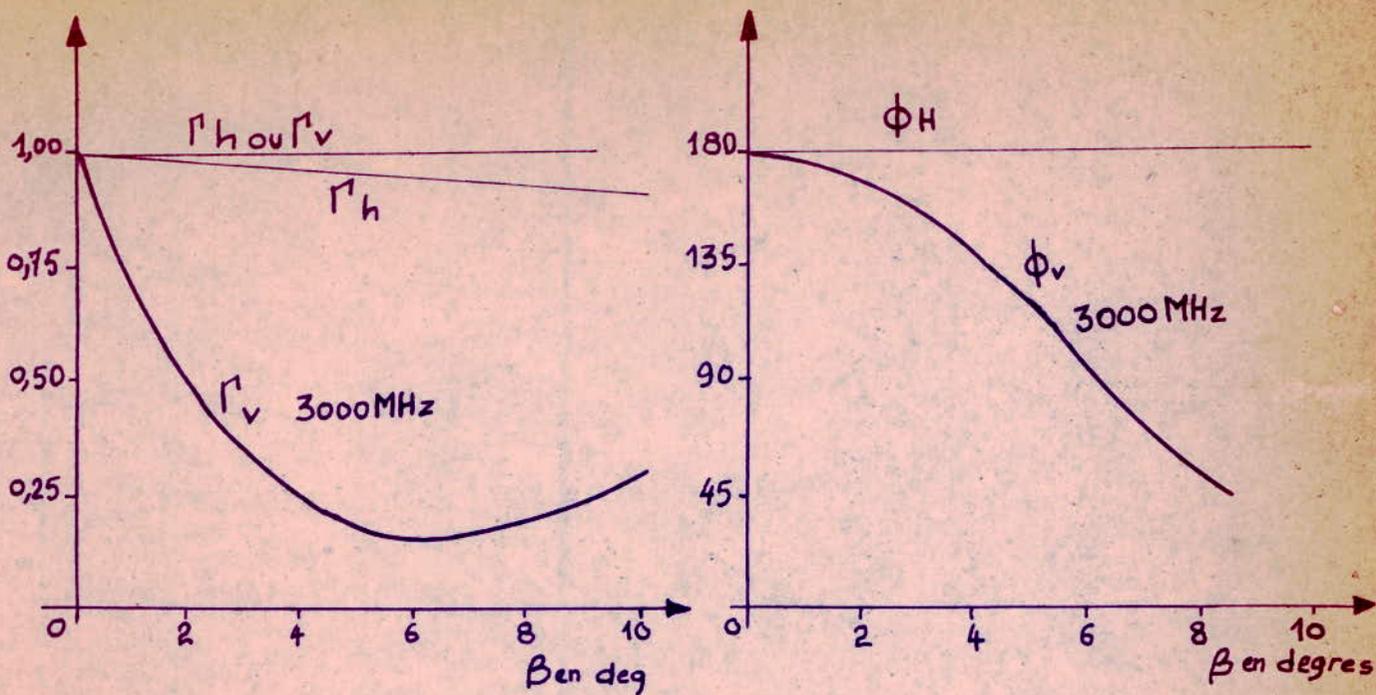


Fig 3

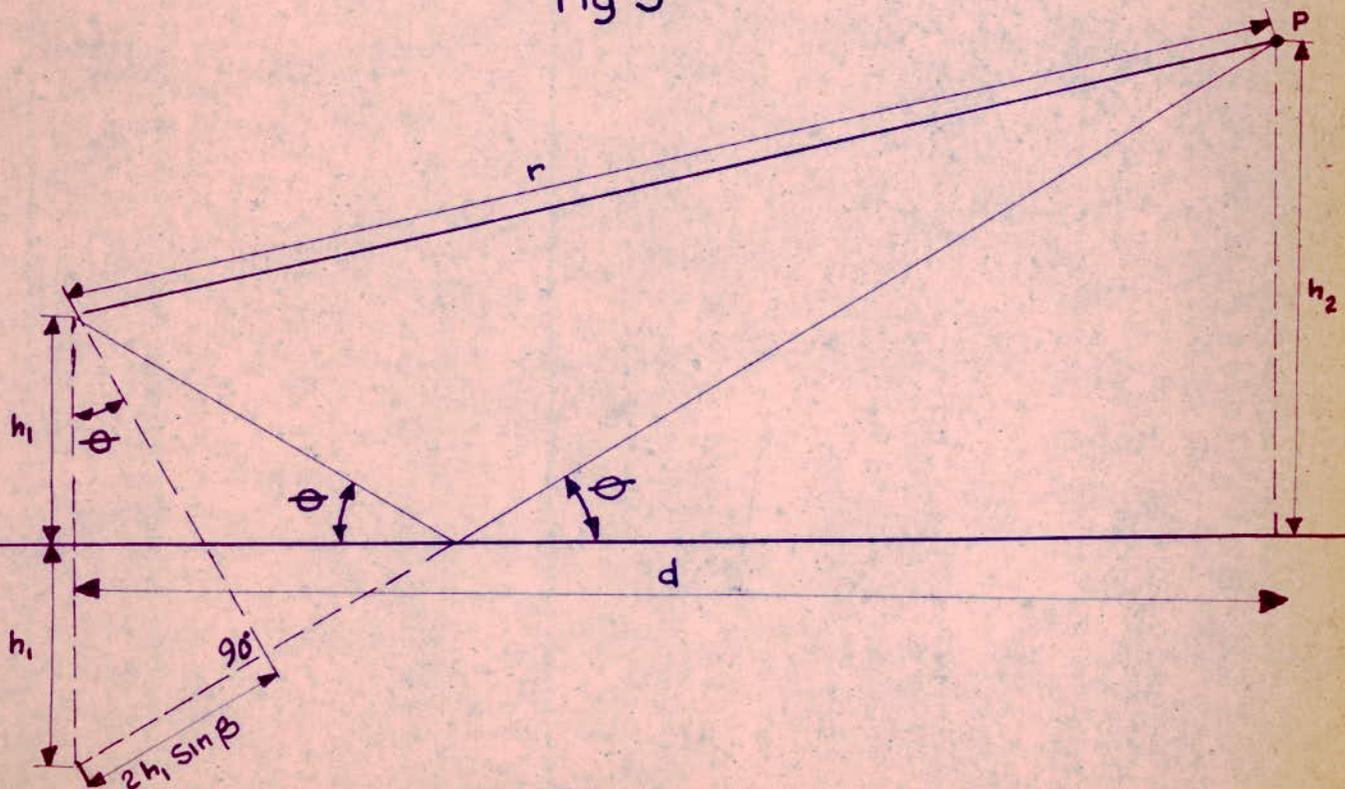


Fig 4

$$\Theta \approx \frac{h_2}{d} \quad \text{d'où} \quad E_b = 2E_o \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{h_1 h_2}{d} \right) =$$

$$2 E_o \sin \left[ \frac{2\pi}{\lambda} h_1 \sin\Theta \right]$$

le facteur

$2 \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{d} \right)$  est souvent appelé facteur de réflexion sa valeur théorique par une mer lisse et une incidence rasante de  $0^\circ,5$  est de 1,8, en pratique elle varie rapidement autour d'une valeur moyenne.

On peut noter que l'énergie rayonnée en B est à l'énergie émise en A comme le carré du facteur de réflexion est au carré de la distance d

$$P_b = \frac{P_t}{d^2} \times 4 \sin^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{d} \right)$$

On voit donc que l'intensité reçue varie comme :

$$4 \sin^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{d} \right) \quad (\text{Fig. 4})$$

\* Lobes de rayonnement :

Si on porte à partir de A des vecteurs orientés suivant des directions d'émission et proportionnels à l'amplitude des champs résultants, on obtient un diagramme de rayonnement formé de lobes étroits et superposés, correspondant à des alternances de champ maximum et de champ nul (fig.5)

Les directions des axes des maxima sont définies en écrivant :

$$\frac{2\pi}{\lambda} h_1 \sin\Theta = (2n + 1) \frac{\pi}{2} ; n \text{ entier}$$

$$\sin \Theta = (2n + 1) \frac{\lambda}{4h_1}$$

le premier lobe a ainsi un maxima au ras de la mer :

$$\sin \Theta_1 = \frac{\lambda}{4h_1} \Rightarrow \Theta_1 \approx \frac{\lambda}{4h_1}$$

et la distance qu'il atteindrait, serait :

$$d_1 = \frac{4 h_1 h_2}{\lambda}$$

Les minima correspondent aux valeurs :

$$d, \Theta = \frac{n\lambda}{2 h}$$

on  $\frac{2\pi h_1 \sin \Theta}{\lambda} = k\pi$  seraient en principe nuls.

\* On remarque que la portée maximale dépend de  $h_1$  et  $h_2$ . En pratique on peut doubler la portée maximale de propagation libre mais au ras de la mer la portée devient nulle.

\* Jusqu'à présent nous n'avons pas tenu compte de la rotondité de la mer. Nous avons alors une portée optique. (Fig. I.6).

Nous avons :

$$d_1^2 \simeq 2 R h_1$$

$$d_2^2 \simeq 2 R h_2$$

$$d = 3560 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

Tout se passe comme si nous avions de nouvelle hauteur :

$$h'_1 = h_1 - \frac{d_1^2}{2 R}$$

$$h'_2 = h_2 - \frac{d_2^2}{2 R}$$

On diminue donc la portée. En fait par suite des réfraction, l'horizon radar est différent de l'horizon optique (fig. I.7).

On pourra donc quand même détecter un objet derrière une montagne par exemple.

### I.3 - DIFFRACTIONS ET ABSORPTIONS ATMOSPHERIQUES :

Pour les longueurs d'onde inférieures à 3 cm le choix de la fréquence d'un radar est imposé par l'absorption

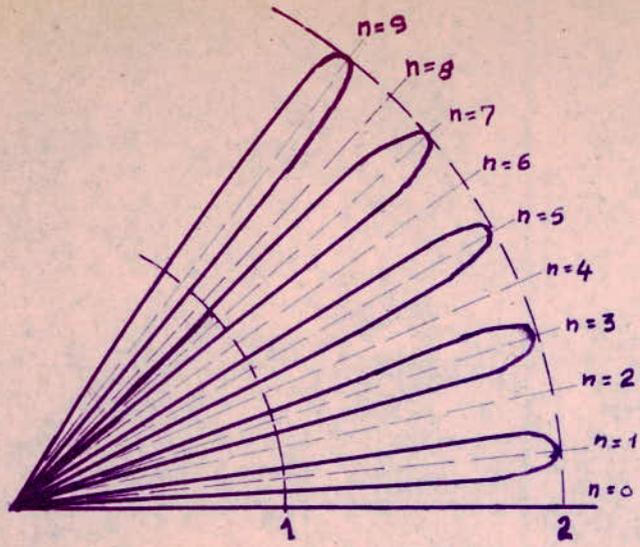


Fig 5

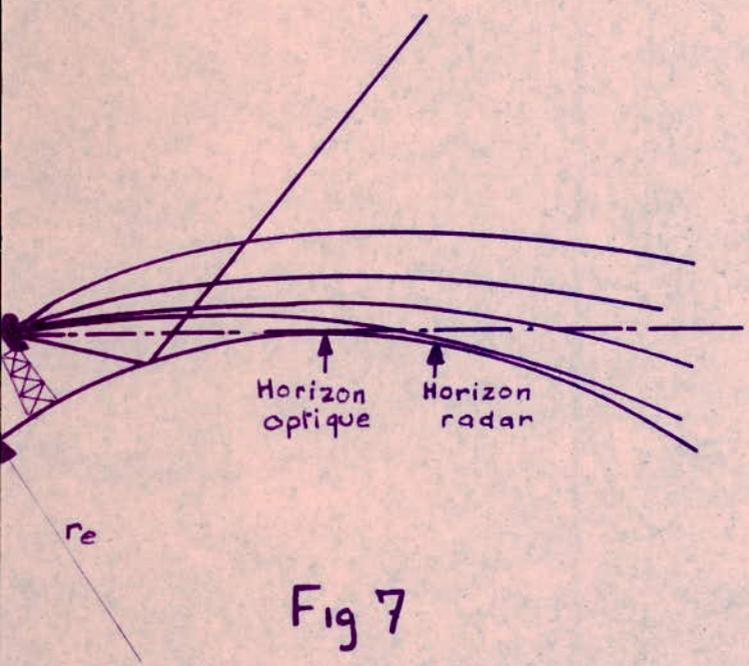
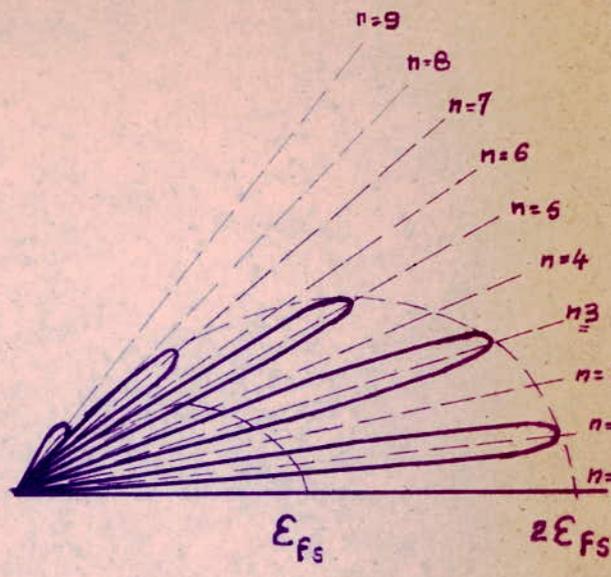


Fig 7

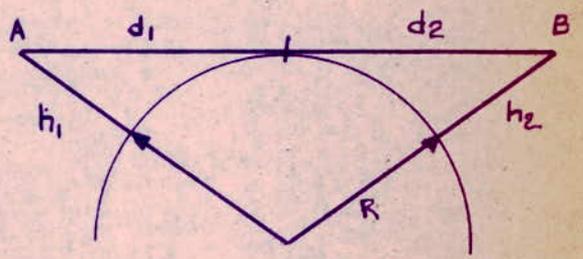


Fig 6

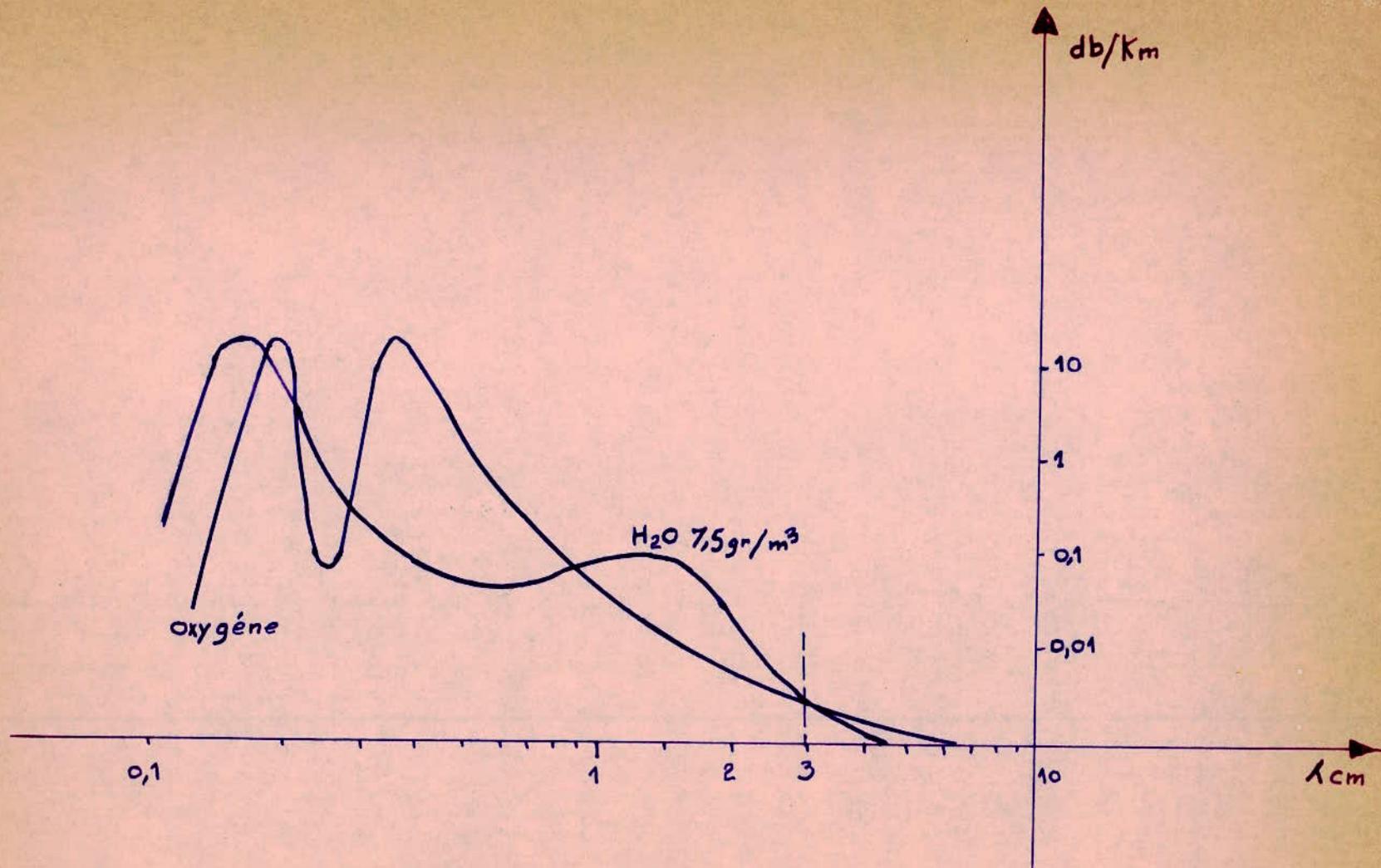


Fig 8 Exemples d'absorption

atmosphérique dûes aux gaz et à l'eau.

Nous pouvons tracer une courbe d'atténuation en fonction de  $\lambda$  pour la vapeur d'eau et l'oxygéné par exemple (Fig. I.8.).

Si on veut maintenir une bonne portée il faudra se placer dans une fenêtre d'absorbtion. Par contre en météorologie les fréquences seront choisies en fonction du phénomène à observer.

On peut aussi chiffrer l'influence de la pluie et du brouillard.

L'influence de la pluie intervient pour les longueurs d'onde comprises entre 1 et 10 cm.

Au-dessous de 1 cm d'absorbtion des gaz est prépondérente.

Par exemple si  $\lambda = 3,2$  cm

hauteur de pluie par heure	portée théorique	Portée pratique
5 mm	50 km	42 Km
	25 Km	22 km
	15 Km	14 Km
10 mm	50 Km	35 Km
	25 Km	20 Km
	15 Km	13 Km
20 mm	50 Km	22 Km
	25 Km	16 Km
	15 Km	11 Km

II - COMPORTEMENT DES CIBLES REELLES  
FLUCTUATION DES CIBLES  
PROPAGATION

II.1 - Généralités :

Lorsqu'on a commencé de façon très générale à écrire les "équations du radar" pour déterminer finalement l'énergie à émettre, on s'est trouvé obligé de parler de "surface équivalente" définie comme suit :

Si à "l'endroit" de la cible la densité de puissance ( $W/m$ ) est  $p$  et si la cible rerayonne dans la direction du radar une certaine densité de puissance en ( $W/m^2$ ), tout se passe pour le radar comme si la cible rerayonnait de façon omnidirectionnelle une puissance  $p\sigma_e$ ;  $\sigma_e$  étant par définition la surface équivalente de la cible.

Tout revient à dire qu'on remplace la cible réelle par une espèce de cible ponctuelle qu'on a pris l'habitude de désigner par "point brillant" qui est capable de "manger" une densité de puissance  $p\sigma_e$  et de la rerayonner omnidirectionnellement, le point brillant étant affligé de coordonnées  $x; y, z$ .

Cette notion de point brillant est effectivement valable à condition d'admettre qu'il a une position très variable dans le temps et qu'il n'est lié à la cible que d'une façon très lâche, tantôt à droite tantôt à gauche, quelquefois aussi, d'ailleurs, au centre de gravité de la cible.

De même la notion de surface équivalente est valable, faute de mieux, si on admet qu'elle n'a que très peu de rapport avec la surface de la cible et qu'elle est variable dans le temps. Et tout ceci est normal si on se rend compte que les cibles sont très grandes vis-à-vis de la longueur d'onde (1000 fois plus grandes par exemple) de forme très

bizarre, et n'ayant, de toute façon aucune ressemblance avec un point brillant, mangeur de  $p\sigma_e$ .

Toutefois on sait maintenant que ce tableau pessimiste a au moins un point assez sympathique :

Si la surface équivalente est une variable aléatoire, et si, d'autre part la position du point brillant est également une variable aléatoire : Ces deux variables ne sont pas indépendantes.

## II.2 - SURFACE EQUIVALENTE D'UNE PLAQUE PLANE

Considérons une cible constituée en fait par un miroir circulaire plan parfaitement réfléchissant. Le bon sens nous enseigne que ce miroir réfléchit très bien l'onde reçue dans la direction incidente lorsqu'il lui est perpendiculaire, et très mal autrement.

En d'autres termes, sa surface équivalente est très élevée si l'angle  $\Theta$  entre sa normale et la direction radar-cible est nul ou très petit. Mais elle est très faible dès que  $\Theta$  est ~~peu~~ élevé.

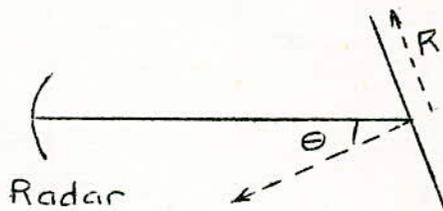
Si  $\Theta = 0$ , tous les points de la plaque sont éclairés au même moment par "des champs électriques" de même phase, La puissance captée par le miroir étant :

$$\pi R^2 \times p$$

Cette puissance est rerayonnée avec des gains différents suivant les directions et, en particulier dans la direction du radar avec un gain :

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi R^2)$$

la surface équivalente de la plaque par  $\Theta = 0$  est donc égale à :



$$\sigma_e = \frac{4 \pi s^2}{\lambda^2}$$

en désignant par  $S$  la surface de la plaque si  $\Theta = \frac{\lambda}{2 R}$   
le gain de la plaque dans la direction du radar est nul

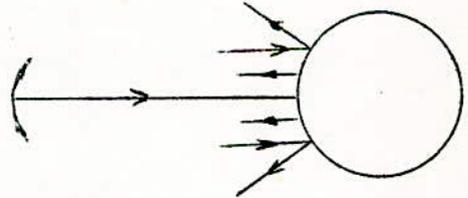
Ainsi donc, si la plaque considérée est un objectif radar mobile dans l'espace, en moyenne de direction perpendiculaire à la direction radar-cible, mais si cette plaque est animée de petits mouvements de rotation autour d'une valeur moyenne  $\Theta = 0$  ce qui est bien difficile d'empêcher on se trouve en présence d'une cible dont la surface équivalente varie entre 0 et  $10\,000 \text{ m}^2$  pour

$$R = 1 \text{ m} ; \quad \lambda = 10 \text{ cm} ; \quad S = 3 \text{ m}^2 \Rightarrow \sigma_e = 10000 \text{ m}^2$$

### II.3 - SURFACE EQUIVALENTE D'UNE SPHERE METALLIQUE :

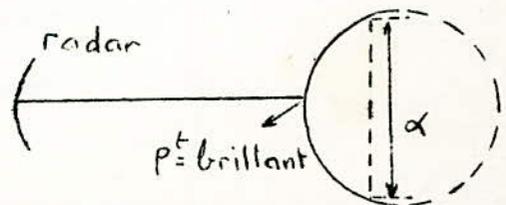
Si on considère une cible constituée par une sphère métallique de rayon  $R$  très supérieur à la longueur d'onde  $\lambda$  utilisée.

Il va de soi que la partie de la sphère normale à la direction radar cible rerayonne en grosse partie dans la direction du radar, alors que les autres parties de la sphère rerayonnent en grosse partie dans des directions différentes.



Le point brillant est le point de la sphère le plus près du radar. On démontre que la surface équivalente de la sphère entière n'est finalement pas plus grande que la surface équivalente de la calotte sphérique centrée sur le point brillant, dès l'instant où la plus grande dimension de cette calotte, soit  $\alpha$  est supérieure à  $\sqrt{2 \lambda R}$

Si cette condition est réalisée, la calotte ci-contre a la même surface équivalente que la sphère entière à savoir,  $\pi R^2$



Application numérique :

$$R = 20 \text{ m} \quad \lambda = 0,1 \text{ m}$$

La sphère entière a une surface équivalente de  $1200 \text{ m}^2$ .

Une calotte sphérique de 3 m "d'ouverture" a également une surface équivalente de  $1200 \text{ m}^2$ , quoique ayant une surface de l'ordre de  $10 \text{ m}^2$ .

Cette propriété se généralise d'ailleurs ; si on a affaire à une portion de dimensions suffisantes d'une surface métallique normale, en un point, à la direction radar cible le point brillant est le point le plus près du radar et la surface équivalente de l'objet considéré est égale à

$$\pi R_1 R_2$$

où  $R_1$  et  $R_2$  sont les 2 rayons de courbure principaux.

Il est bien évident que la surface équivalente de la sphère ne dépend pas de son orientation.

#### II -4 - CATAPHOTES :

On a vu qu'une plaque plane avait une surface équivalente qui variait énormément en fonction de l'angle entre la normale à la surface et la direction radar-plaque, mais que si cet angle était nul, la surface équivalente correspondante pourrait être énorme.

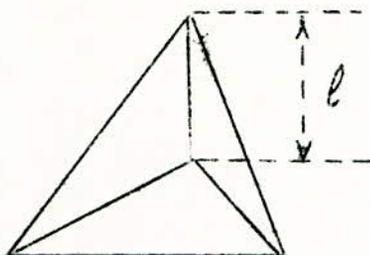
La sphère métallique a, elle, une surface équivalente indépendante de son orientation mais relativement faible.

Certains systèmes ont la double propriété :

- d'avoir une surface équivalente importante comparée à leur surface réelle.

- d'avoir une surface équivalente constante ou presque, lorsque leur orientation change.

- On les désigne communément sous le nom de "répondeurs passifs" ou de cataphotes" par exemple le trièdre trirectangle :



dans ce cas :  $\sigma_e = \frac{4 \pi l^4}{3 \lambda^2}$

II - 5 Probabilité de détection et probabilité de fausse alarme :

II - 5-1 Probabilité de détection d'une cible non fluctuante :

Pour qu'un écho radar soit visible sur un indicateur, il faut que sa puissance soit supérieure à la puissance du bruit environnant. Si l'on admet pour simplifier que la surface équivalente de la cible  $\sigma$  est une grandeur fixe (cible non fluctuante) la puissance de l'écho est une grandeur fixe, parfaitement définie par l'équation du radar. Cependant il n'en est pas de même pour la puissance du bruit, qui est une variable aléatoire.

La puissance "moyenne" du bruit ramenée à l'entrée du récepteur est :

KTBF, mais ce bruit peut présenter intamment des puissances bien supérieures ou inférieures à cette valeur moyenne. Dans ces conditions un écho dont la puissance est égale à la puissance moyenne du bruit ne sera pas facilement décelable au milieu de celui-ci et la probabilité de le détecter sera en définitive assez faible. Si la puissance de cet écho est progressivement augmentée, la probabilité de détection s'améliorera passant par exemple de 50% à 80% puis à 90% et enfin à 100% si la puissance devient très nettement supérieure à celle du bruit.

Connaissant les rapports signal sur bruit (puissance moyenne du bruit) on pourra calculer la probabilité de détection si l'on connaît la caractéristique de la variation de la puissance du bruit ou plus exactement la probabilité pour que cette puissance soit supérieure à un certain niveau.

Le bruit thermique est dû à l'agitation électronique dans le conducteur, agitation régie par hasard, la probabilité pour que la puissance à l'instant donné soit comprise entre une valeur  $y$  et une valeur  $y + dy$  est donnée par la formule :

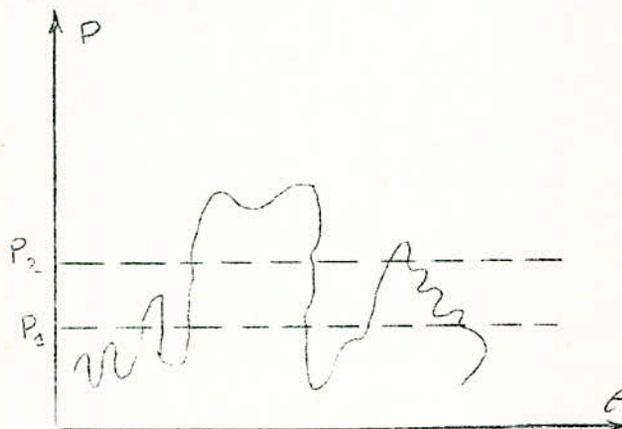
$$P(y) dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi P_m}} e^{-\frac{y^2}{2P_m}} dy$$

Où  $P_m$  est la valeur moyenne de la puissance de bruit (ici de  $y^2$ ) en partant de cette formule, il est possible de calculer :

- La probabilité pour que la puissance de bruit dépasse une valeur donnée, ce qui fixera la probabilité de fausse alarme.

- La probabilité de détection en fonction du rapport  $\frac{S}{B}$

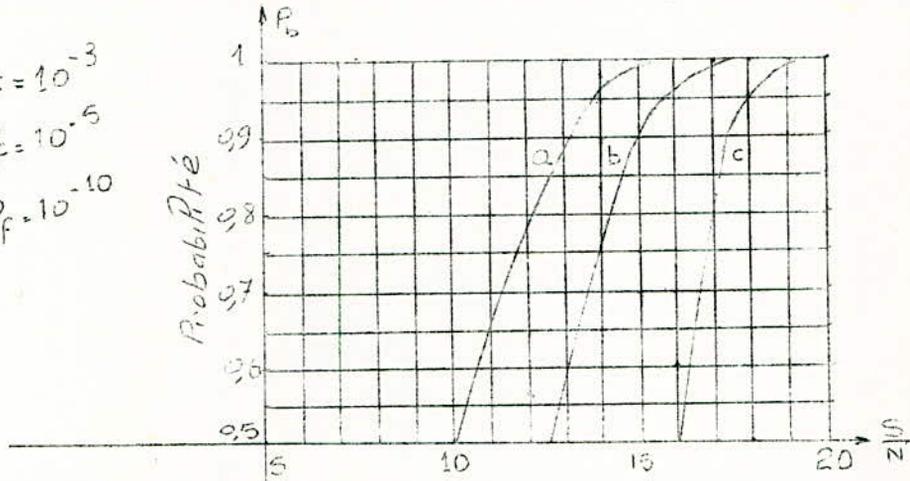
Nous renvoyons le lecteur au livre de Carpentier pour l'étude détaillée de ce problème ; nous nous contenterons de donner ici les résultats des calculs. A l'instant donné, la puissance à l'entrée de l'amplificateur vidéo aura par exemple l'allure de la figure suivante :



Si l'indicateur est réglé pour s'éclairer chaque fois que le signal qu'il reçoit dépasse le seuil de puissance  $P_1$ , il y aura trois plots visibles : l'un correspondant au signal et deux autres à des pointes de bruit. Les deux derniers constituent des "fausses alarmes" ; pour les supprimer il faut amener le seuil de visibilité à la puissance  $P_2$ , ce que l'on fera par exemple en polarisant une grille. On dit que l'on fait un ébasage du signal et  $P_1$  et  $P_2$  constituent les seuils d'ébasage.

Pour diminuer la probabilité de fausse alarme il faut des seuils d'ébasage de plus en plus importants. cependant plus on augmente ce seuil, plus on se rapproche de la valeur de crête du signal, si bien que la probabilité de détecter celui-ci diminue quand on diminue la probabilité de fausse alarme ce qui revient à dire que pour une probabilité de fausse alarme de  $10^{-6}$  par exemple, il faudra pour la même probabilité de détection, un rapport  $\frac{S}{B}$  plus fort qu'avec une probabilité de fausse alarme de  $10^{-3}$  la fig. suivante donne pour différentes probabilités de fausse alarme  $P_f$ , la probabilité de détection en fonction du rapport  $\frac{S}{B}$  exprimée en dB.

- a:  $P_f = 10^{-3}$
- b:  $P_f = 10^{-5}$
- c:  $P_f = 10^{-10}$

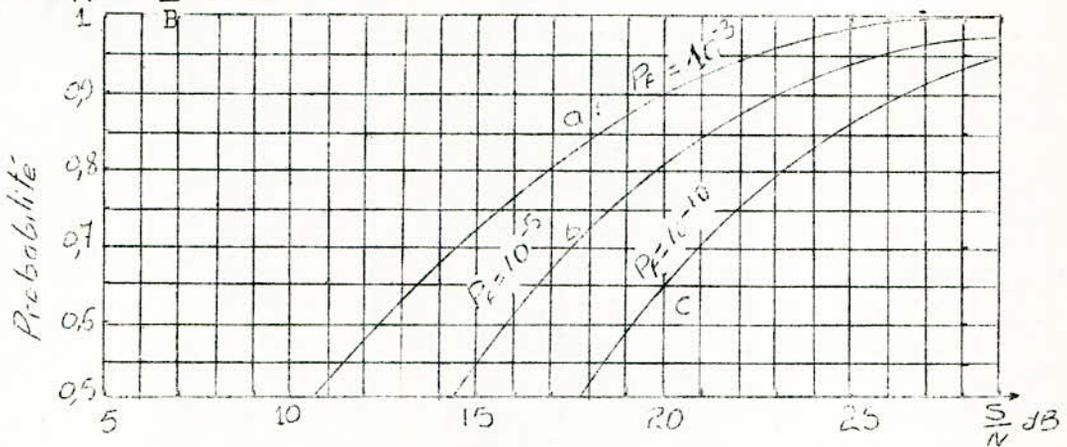


Ces courbes sont valables pour une cible non fluctuante quand l'écho radar ne comporte qu'une seule impulsion.

#### II-5-2 Probabilité de détection d'une cible fluctuante :

Si maintenant nous considérons le cas d'un écho fluctuant, ce qui est le cas pratique, la probabilité de détection va varier puisque nous devons tenir compte de la probabilité pour que la puissance de l'écho dépasse une certaine valeur. On peut d'ailleurs voir assez facilement dans quel sens va se faire cette variation : pour les fortes probabilités de détection quand le rapport  $\frac{S}{B}$  doit être élevé, le fait que  $\frac{S}{B}$  fluctue va faire apparaître de faibles valeurs du signal et la probabilité de détection diminuera. Pour les faibles valeurs de probabilité de détection au contraire, les pointes de signal qui n'existaient pas dans le cas d'une cible non fluctuante vont augmenter la probabilité de détection. Cela malheureusement ne nous arrange pas pour l'exploitation d'un radar on ne considère généralement que les probabilités de détection supérieures à 50%.

La fig. suivante donne pour une cible fluctuante et pour différentes valeurs de la probabilité de fausse alarme, la probabilité de détection en fonction du rapport  $\frac{S}{N}$  exprimé en dB.



Ces courbes sont valables pour un écho radar ne comportant qu'une seule impulsion.

### II - 5-3 Cas où l'écho comporte plusieurs impulsions :

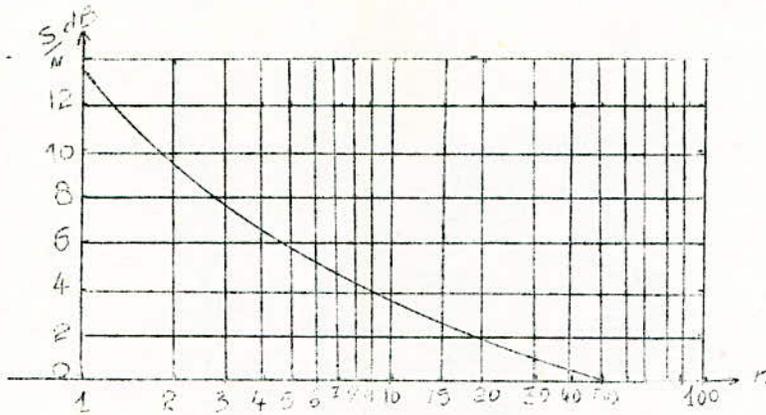
#### - Influence de la largeur du faisceau de l'antenne

Quand l'antenne d'un radar éclaire une cible en tournant, l'écho est formé par plusieurs impulsions successives et le nombre  $n$  de ces impulsions est donné par la formule :

$$n = \frac{\Theta F}{6 N}$$

Ces impulsions s'inscrivent très sensiblement au même endroit sur l'écran de l'indicateur panoramique qui effectue ainsi une intégration de la puissance de chacune d'elles, mais qui intègre également le bruit : tout ce passait comme si la puissance de l'écho est multipliée par  $n$  dans le cas d'un radar idéal où les amplitudes des impulsions pouvaient être ajoutées en phase. Pratiquement ce n'est pas le cas et il nous faut la façon dont est exploité le signal. Avec un indicateur panoramique exploité par un opérateur, les résultats dépendent en grande partie de l'habileté et de la fatigue de ce dernier.

D'un grand nombre d'observations, effectuées notamment pendant la dernière guerre mondiale, on peut déduire la courbe suivante :



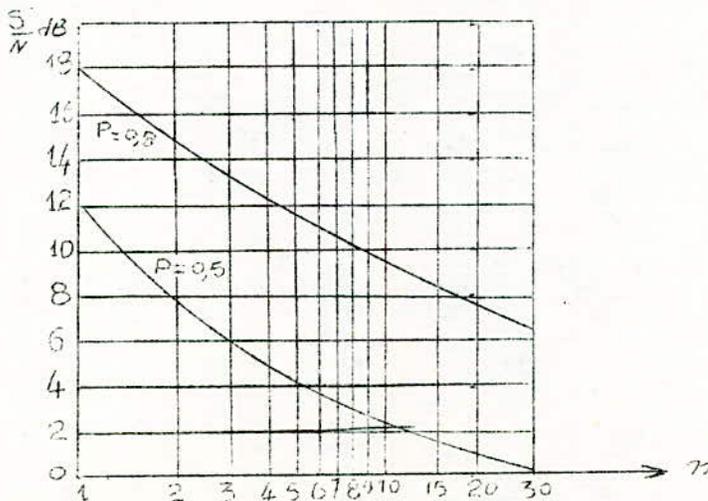
Cette courbe est simplement une indication mais peut être utile pour estimer les performances : Elle ne permet pas évidemment d'apprécier la probabilité de détection, ni la probabilité de fausse alarme.

Il est cependant possible de calculer le rapport signal sur bruit en fonction de  $n$ , par les méthodes analogues à celles qui ont été utilisées dans le cas d'une seule impulsion.

On suppose alors que l'écho fluctue suivant la loi de Rayleigh, tandis que le bruit est gaussien. On peut montrer alors que si  $n$  est suffisamment grand on peut écrire :

$$\varphi(n) = \sqrt{n}$$

Cependant le calcul du rapport signal sur bruit correspondant à une certaine probabilité de détection, pour une probabilité de fausse alarme déterminée a été entrepris par plusieurs auteurs. Les résultats obtenus dépendent des hypothèses qui sont faites en ce qui concerne la loi de détection, la perfection de la méthode d'intégration des impulsions vidéo etc...



Ces courbes donnent quelques résultats que l'on peut prendre pour le calcul du rapport signal sur bruit avec un radar de veille classique pour une probabilité de fausse alarme de  $10^{-6}$  ce qui est une valeur souvent admise.

On notera que les courbes de cette figure ne concordent pas très bien pour  $n = 1$  avec celles des figures précédentes: ceci n'est pas anormal et provient des hypothèses qui ont été faites au moment du calcul de ces dernières courbes.

Cependant les valeurs de la dernière figure sont déterminées en supposant que toutes les impulsions sont de même amplitude. Dans le cas d'un radar de veille classique, la puissance des échos varie de 3 dB dans la largeur du faisceau et il s'en suit une certaine dégradation de  $\varphi(n)$  que l'on peut estimer à 0,8 dB. Dans l'équation du radar pour le calcul de la portée, nous écrirons, en remarquant que 0,8 dB se trouve à l'aller et au retour :

$$\varphi'(n) = 0,59 \varphi(n)$$

-----

DEUXIEME PARTIE

ETUDE DES DIFFERENTS ELEMENTS CONSTITUANT  
UN RADAR

## I - LE MODULATEUR

I - I RÔLE du modulateur : C'est un dispositif dont le rôle est de former les impulsions. Il détermine leur durée leur fréquence de répétition et leur amplitude. On peut le considérer comme un réservoir d'énergie électrique qui se charge lentement, dans l'intervalle de 2 impulsions successives et qui se décharge brusquement pendant la durée d'une impulsion.

Le modulateur doit répondre à certains critères :

- La tension de fonctionnement doit être atteinte presque instantanément, doit demeurer constante pendant toute la durée de l'impulsion pour retomber brusquement à la fin. L'impulsion doit être donc rectangulaire tout au moins théoriquement ;

Toutes les impulsions doivent être rigoureusement identiques.

### I - 2 DURÉE DE L'IMPULSION :

Si nous avons à repérer un obstacle situé au voisinage même de l'antenne, le retour de l'écho est très rapide. En une microseconde le rayonnement parcourt :

$$3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-6} = 300 \text{ m}$$

Il en résulte qu'un obstacle situé à 150 m donnera un écho qui sera confondu avec la fin de l'impulsion.

Ainsi nous sommes amenés à prévoir de très brèves impulsions pour pouvoir détecter et repérer avec précision des cibles situées au voisinage même du radar.

D'un autre côté, l'énergie mise en jeu dans une impulsion d'une durée déterminée est naturellement proportionnelle à sa durée et l'énergie que renvoie la cible suit la même loi. Un écho très bref risque fort d'être perdu dans les bruits parasites du récepteur. Ces considérations nous permettent de comprendre que l'on utilise des impulsions très brèves quand il importe avant tout de repérer avec précision des cibles très rapprochées.

### I - 3 FORME DE L'IMPULSION

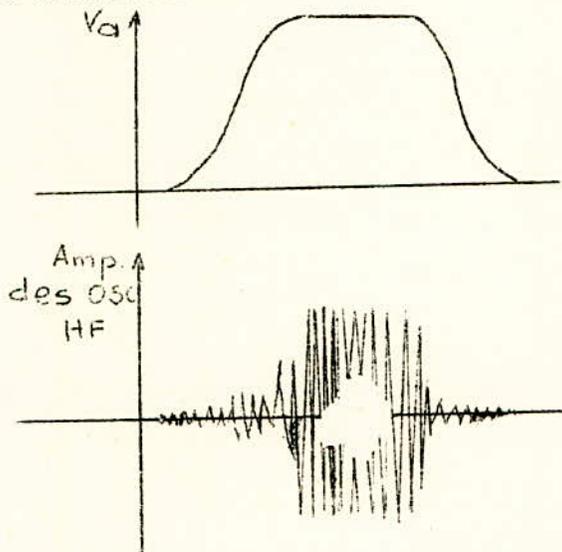
La forme rectangulaire est la plus favorable, mais la fréquence varie avec la tension d'alimentation. Il est essentiel que la fréquence soit aussi variable que possible pendant toute la durée de l'impulsion. S'il y avait un glissement de fréquence on pourrait observer une perte de sensibilité puisque le récepteur est accordé sur une fréquence fixe.

De toute manière, il est pratiquement impossible d'obtenir une impulsion à front parfaitement raide. Bien mieux avec les magnétrons, cette forme idéale ne serait pas sans inconvénient. En effet, les oscillations ne s'amorcent que dans une gamme de tension peut étendue.

Pour une tension trop faible ou trop grande les oscillations peuvent ne pas se produire ou peuvent correspondre à des modes d'oscillation indésirables. D'autre part les oscillations de mode normale ne prennent pas instantanément leur valeur de régime. Il y a un régime transitoire pendant lequel l'amplitude croît régulièrement.

Si la variation de tension est trop brusque, il est possible que les oscillations normales ne s'amorcent pas.

Il est souhaitable que la fin du régime oscillant soit aussi brusque que possible pour les raisons déjà exposées. Mais c'est pratiquement impossible : il y a un régime transitoire inévitable à la fin comme au commencement du régime oscillant.



Ici les zones de bruit sont accentuées, en pratique elles se sont pas aussi larges.

#### I - 4 FORMATION DE L'IMPULSION

C'est le modulateur proprement dit : il nous forme une impulsion brève mais très puissante appliquée à l'anode du magnétron.

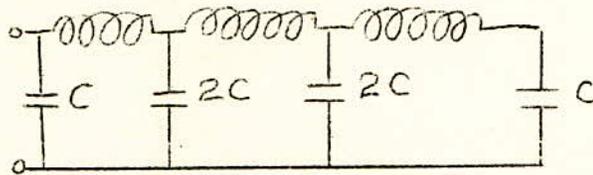
Il y a plusieurs types de modulateurs mais nous n'étudierons ici que le modulateur de puissance dans lequel on obtient directement l'impulsion appliquée au tube oscillateur.

Le dispositif utilisé pour la formation des impulsions est une ligne à retard artificielle, constituée par une association convenable d'inductances et de capacités.

C'est donc une ligne à retard. Si on a N cellules, le temps mis pour parcourir la ligne est  $N \sqrt{LC}$  la durée de l'impulsion est donc :

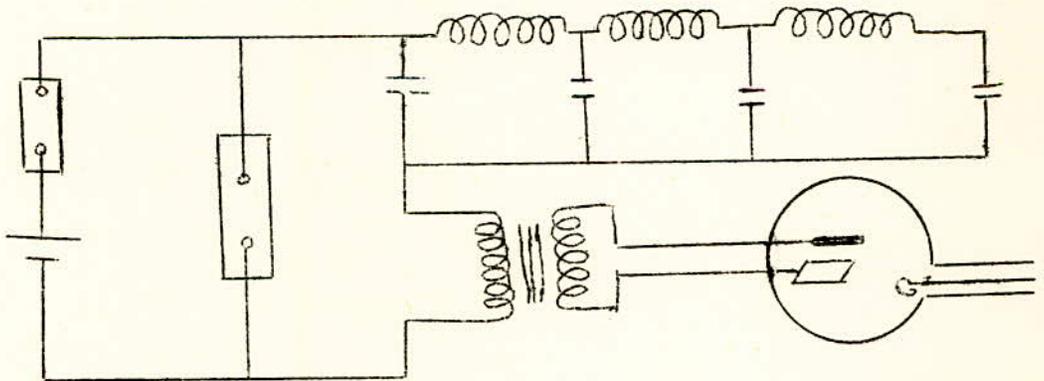
$$T = 2 N \sqrt{LC}$$

Le réseau de L et C peut constituer une ligne ouverte à une extrémité alimentée par la source dans l'intervalle séparant 2 impulsions. Un commutateur à court-circuit se fermant brusquement libère l'énergie emmagasinée et donne ainsi naissance à l'impulsion.



Si la ligne est court-circuitée à son extrémité c'est en ouvrant brusquement la ligne au moyen d'un commutateur qu'on provoque l'apparition d'une surtension constituant l'impulsion.

#### I- 5 CIRCUIT D'ALIMENTATION



Nous venons de dessiner le schéma général d'un circuit d'alimentation, étudions maintenant les différents éléments constitutants.

Dans l'intervalle qui sépare 2 impulsions, la source de puissance électrique charge la ligne ouverte à travers l'impédance d'alimentation et le primaire du transformateur d'impulsion.

Au moment de la production de l'impulsion le commutateur se ferme la ligne se décharge brusquement. L'impédance équivalente, réfléchie à travers le primaire doit être égale à l'impédance caractéristique de la ligne artificielle. C'est la condition pour que la forme de l'impulsion soit parfaitement rectangulaire. La fermeture du commutateur ne met pas la source en court-circuit grâce à la présence de l'impédance d'alimentation.

I - 5 - I Impédance d'alimentation et méthode de charge :

On peut considérer que la ligne artificielle équivaut à une capacité pure et si l'impédance d'alimentation est une inductance L de résistance négligeable par rapport à  $\sqrt{\frac{4L}{C_1}}$  la charge de la capacité C à le caractère oscillatoire la période des oscillations est  $T = 2\pi \sqrt{LC}$ .

Dans tous les types de modulateurs à impulsions, il est nécessaire de recharger le circuit entre les impulsions, cette opération ne doit pas se faire à un rythme trop rapide. On obtient aisément un rythme lent au moyen d'une inductance élevée L, qui est également nécessaire pour éviter un court-circuit aux bornes de la source d'énergie chaque fois qu'on décharge le circuit. C'est la charge par inductance qu'on emploie dans presque tous les modulateurs à ligne à retard, car elle présente l'avantage d'un rendement élevé et permet de charger le circuit générateur d'impulsions sous une tension presque double de celle de la source d'énergie, comme on va le démontrer ci-après :

Considérant une source à courant continu de résistance négligeable en série avec une inductance, un interrupteur et une capacité C initialement déchargée. L'énergie fournie par la source pendant un temps T après la fermeture de l'interrupteur est :

$$V_s \int_0^T i dt$$

Si  $Q_c$  est la charge du condensateur, nous pourrions décrire dans la mesure de l'énergie dans l'inductance à l'instant T est égale à celle de l'instant 0

$$V_s \int_0^T i dt = V_s Q_c = \frac{1}{2} C V_c^2$$

mais  $Q_c = C V_c$   
par suite  $V_s C V_c = \frac{C V_c^2}{2}$   
et on aura donc

$$\boxed{V_c = 2V_s}$$

La tension aux bornes du condensateur C ( ou du circuit générateur d'impulsions ) sera le double de la tension d'alimentation.

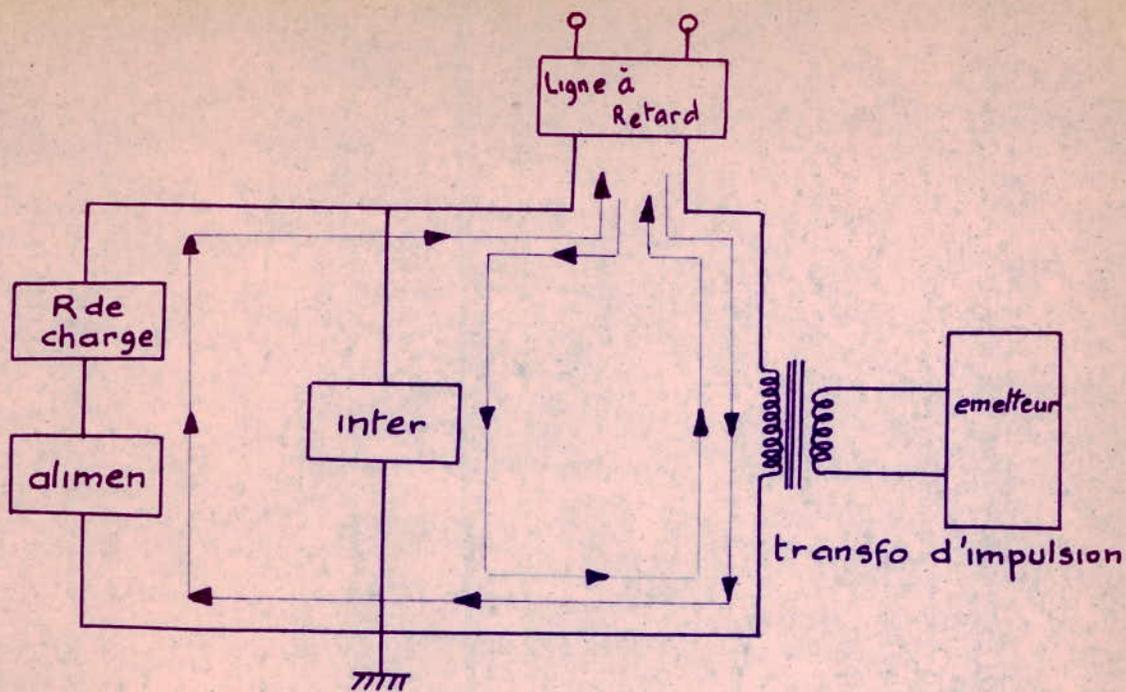


Fig 16

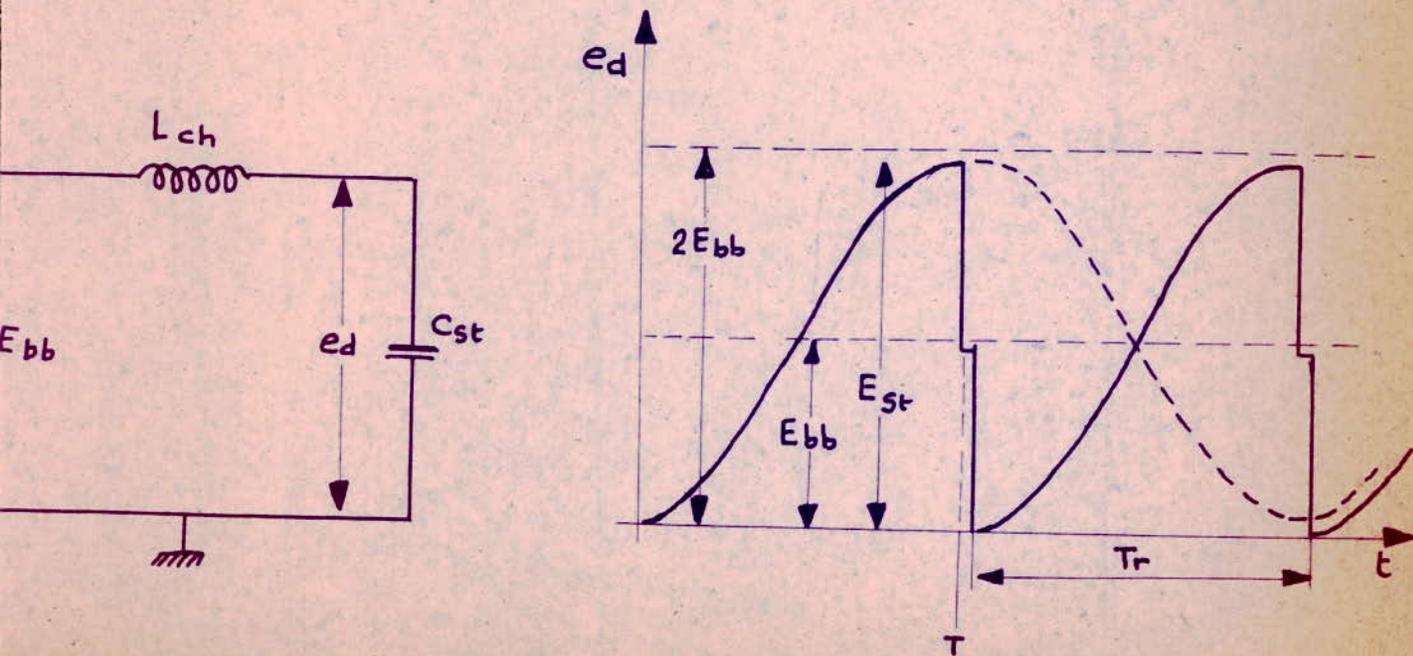
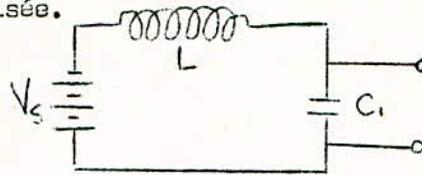


Fig 17a

Il convient de remarquer que ce résultat est indépendant de la valeur de l'inductance utilisée.



Au bout d'une demi période  $\pi \sqrt{LC}$ , la tension est sensiblement double de celle de la source et le courant dans  $L$  est nul. C'est à ce moment là que l'impulsion se produit, elle correspond au maximum d'énergie. Tout ce passe comme si l'on utilisait une source d'alimentation de tension sensiblement double, la durée de l'impulsion étant négligeable par rapport à la période de l'ensemble  $LC$ .

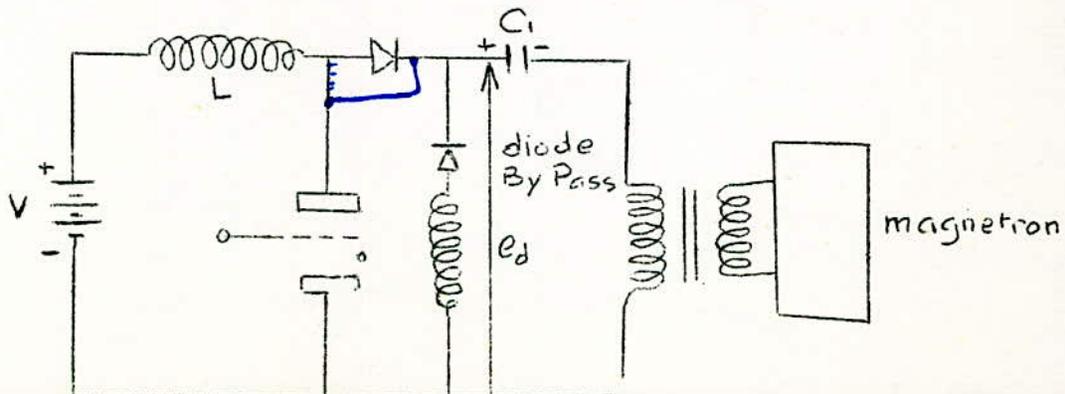
Le rendement en énergie est de 95% . Mais il est certain que le système ne peut fonctionner qu'à la fréquence récurrence  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  ou à une fréquence très peu différente.

Si on veut varier la fréquence dans de larges limites on adjoindra une diode au système ci-haut. La diode n'étant conductrice que pour un sens du passage du courant, le condensateur équivalent se charge à une tension sensiblement double de la tension de la source , la tension reste alors constante et l'impulsion peut être produite à n'importe quel moment.

Mais il faut respecter la condition que la fréquence de récurrence des impulsions soit au moins deux fois plus petite que la fréquence propre du système.

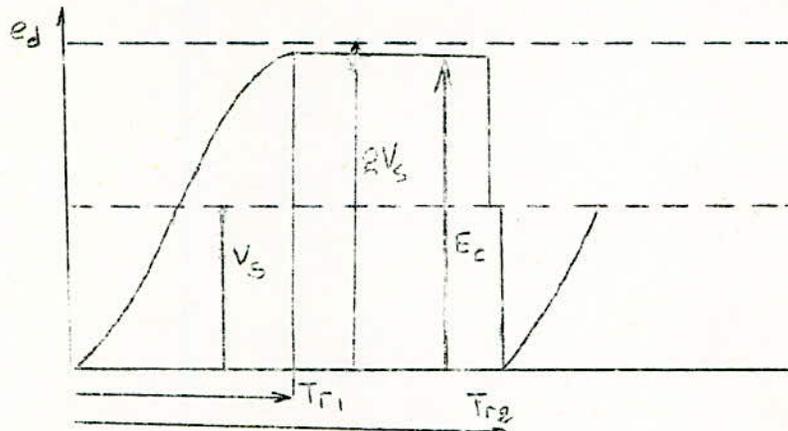
La présence de la diode diminue quelque peu le rendement puisque la résistance interne n'est nécessairement pas nulle. On peut cependant atteindre 90%.

On aura finalement le schema complet suivant :



Si on utilise un tel montage avec un thyatron la diode by pass est obligatoire car le thyatron ne conduit aussi que dans un seul sens.

Avec un tel circuit on aura des impulsions de la forme suivante :



$Tr_1$  = Période de réccurence sans la diode

$Tr_2$  = Période de reccurence avec la diode

#### I - 5 - 2 Sy stème de commutation :

Son rôle est de commander la brusque décharge de la ligne artificielle, fermant l'impulsion. C'est un élément d'une importance capitale pour le bon fonctionnement de radar. Il doit remplir les conditions suivantes :

\* la formation des impulsions doit être extrêmement régulière.

On doit pouvoir régler avec précision le début et la fin de chaque impulsion. Le fonctionnement doit être très sur.

\* Le système doit présenter une résistance aussi faible pendant la formation d'une impulsion. Après quoi il doit présenter brusquement une résistance presque infiniment grande.

\* Il doit assurer le passage d'une intensité importante (plusieurs centaines d'Ampères ) et en dehors de l'impulsion, supporter des tensions très élevées (de 5 à 30 kv).

\* La durée de vie doit être suffisante.

Plusieurs systèmes ont été utilisés mais ont tous dû être abandonnés pour leurs défauts de précision. Nous les citons simplement ici : Eclateur rotatif, diodes à gaz et cathode froide , réactance à circuit saturé.

Seul le thyatron semble répondre aux conditions exigées.

Il faut utiliser un tube ayant un temps de désionisation très court c'est le thyatron à hydrogène qui peut supporter de grandes puissances sa durée de vie et de l'ordre de 1000 heures avec un régime moins poussé on peut atteindre 2000 heures.

- Le type 4 C 35 peut fournir 90 A avec une chute de tension interne de 75 à 90 V et une tension utile de 8 kV .

- Le type 5 C 22 peut fournir 324 A sous kV (chute interne 110 V) l'amorçage est commandé par une impulsion transmise à la grille.

### I - 5 - 3 Le transformateur d'impulsions:

Ce transformateur sert pour le couplage du modulateur avec le magnétron, il permet l'isolement de ces deux éléments, il permet une élévation de la tension des impulsions et une adaptation d'impédance il doit être calculé et construit avec soin.

Un tel transformateur doit en effet transmettre des fronts raides donc avoir une fréquence de coupure élevée.

Nous pouvons utiliser les 2 schémas équivalents fig.

$L_1$  et  $L_2$  sont les selfs de fuite du primaire et du secondaire.  
 $L_m$  et la self magnétisante du primaire.

$$\text{Les selfs de fuite } L_s = L_1 + L_2 \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

Déterminent la réponse du transformateur à la montée de l'impulsion qui se fait avec la constante du temps.

La réponse est caractérisée par le temps mis pour arriver à mi-hauteur de l'impulsion.

Soit  $\tau_m = 0,36 \frac{L_s}{R_L}$  le temps de montée maximal et la résistance de charge  $R_L$  déterminent donc la valeur maximale des pertes possibles. La réponse au moment de l'impulsion est déterminée par la self magnétisante  $L_m$ . Le sommet de l'impulsion est d'autant mieux transmis que  $L_m$  est grande.

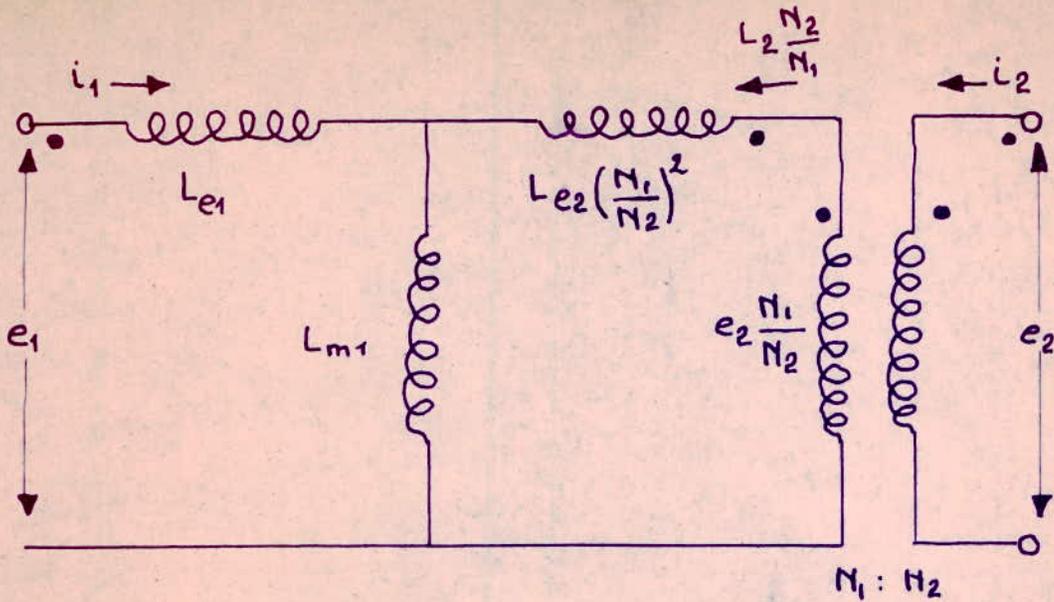
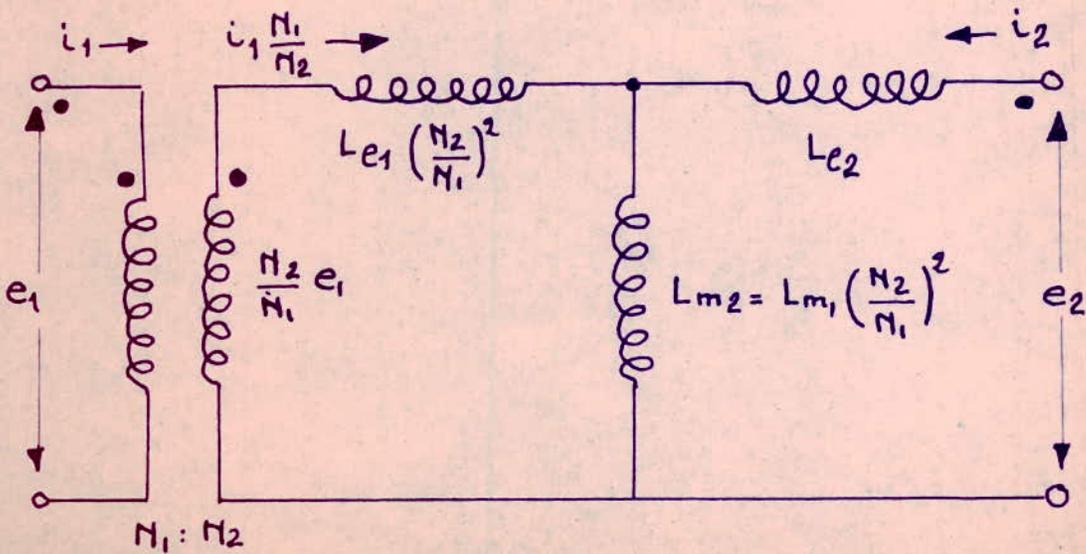


Fig 18



On s'impose une décroissance maximale par exemple  $\leq 10\%$  qui détermine  $L_{\min}$  minimum.

Les valeurs de  $L_{\min}$  et  $L_s$  donnent le coefficient de couplage minimum. On effectue :  $L_s = 2L_{\min}(1-K) \Rightarrow K = 1 - \frac{L_s}{2L_{\min}}$

Le temps de descente de l'impulsion est surtout dû à la capacité secondaire du montage, capacité que nous avons négligée dans les schémas équivalents.

Les caractéristiques de l'impulsion à transmettre et le rapport  $\frac{N_1}{N_2}$  du transformateur déterminent donc complètement ce transformateur et la résistance caractéristique de la ligne à retard, celle-ci doit être adaptée à l'impédance de charge appliquée au secondaire.

On note enfin que le secondaire du transformateur est bifilaire, il est constitué par deux fils en parallèle bobinés ensemble. La disposition permet d'éviter l'emploi d'un transformateur de chauffage à très haut isolement.

#### I - 6 Exemple d'alimentation :

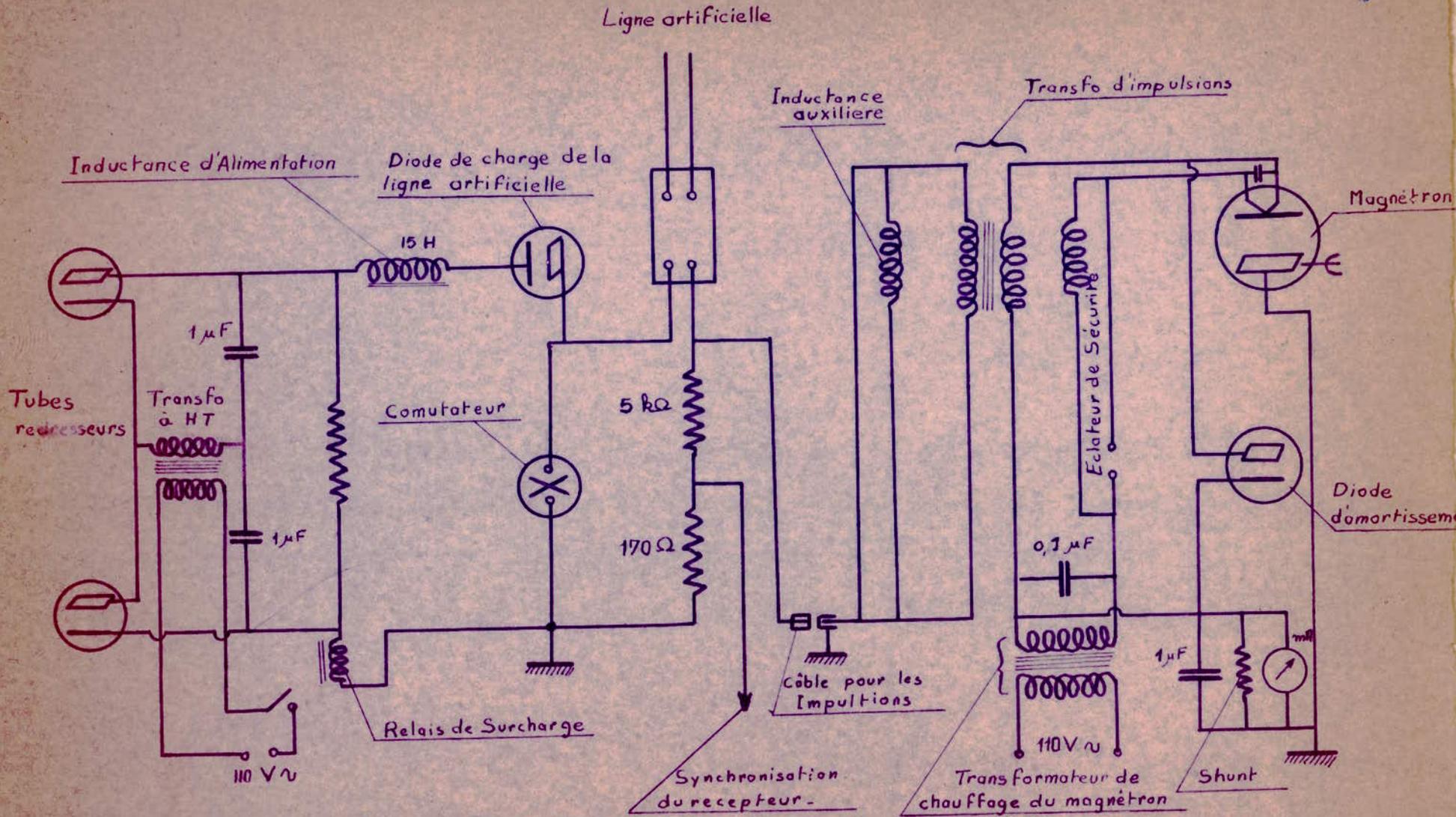
Une fois étudiés le modulateur et les différents éléments le constituant on peut se proposer le schéma d'alimentation fig. : on voit que l'alimentation est formée par 2 diodes montées en doubleur de tension. Chaque condensateur supporte une tension de 2250 V si bien que la tension anodique est de l'ordre de 4500 V. L'ensemble constitué par L et la capacité de la ligne artificielle est peu amorti. On utilise donc la charge oscillante si bien que la tension de charge atteint 8100 V.

Le temps minimum de charge est  $\pi \sqrt{LC}$  avec  $L = 15$  Henrys et  $C = 0,01 \mu f$  ce qui donne  $1,220 \mu s$  d'où il résulte que la fréquence de récurrence ne peut pas dépasser  $\frac{1}{1,220} \cdot 10^6 = 820 \text{ c/s}$ .

L'amplitude de l'impulsion transmise au câble représente 50% de la tension disponible soit 4050 V.

Un diviseur de tension permet de transmettre une impulsion d'amplitude réduite pour la synchronisation des organes du récepteur.

# Schéma d'alimentation



Le transformateur d'impulsions permet d'élever la tension jusqu'à  $4050 \times 4,5 = 18200 \text{ V}$  pour alimenter l'anode du magnétron. En même temps ce transformateur adapte exactement la charge du câble de 50 .

L'inductance auxiliaire et la diode d'amortissement ont pour but d'empêcher la production d'oscillations parasites du magnétron.



III. - LE MAGNETRON

III.1 - GENERALITES :

Le problème principal des "radars" réside dans la production d'une puissance considérable concentrée en un faisceau d'ondes aussi délié que possible.

Pour obtenir un faisceau bien défini avec un aérien assez peu encombrant, pour être facilement orienté, il faut utiliser des ondes centimétriques.

Le tube triode, utilisé en impulsions, permet sans doute d'obtenir une grande puissance. Mais il ne peut convenir pour les ondes centimétriques. La limite des triodes étudiées spécialement est située aux environs de 1200 Mc/s ( $\lambda = 25$  cm). Or, il faut pour certaines applications, entre autres celle du radar, atteindre des longueurs d'ondes inférieurs à 10 cm.

Les tubes à modulation de vitesse permettent d'atteindre ces longueurs d'ondes, mais ne peuvent fournir que quelques centaines de Watts. Ceci est insuffisant dans bien des cas. C'est ainsi que le problème se posait en 1939. La solution devait être donnée en 1940, à la suite des travaux des savants anglais (J.T. Randall et H.A.H. Boot de l'Université de Birmingham) sur le magnétron à cavités multiples et à fentes.

Le magnétron a été décrit en 1921 par Hull, en Amérique. Sous la première forme de magnétron à onde plane, c'était déjà un dispositif apte à produire des oscillations de T.H.F. Mais, à cette époque, on chercha ailleurs l'intérêt du système et le magnétron de Hull fut employé à tout autre chose : comme amplificateur de BF, en particulier, on même pour produire des oscillations sur "G.O." (20 à 50 Kc/s), avec une puissance de l'ordre de 10 KW.

Depuis lors, plusieurs savants : Tchécoslovaques, Japonais, Russes, Français... Ont pu faire osciller un magnétron sur différentes longueurs d'ondes.

De nombreux magnétrons furent alors construits dans différents pays et les constructeurs de lampes étudièrent et présentèrent certains modèles.

C'est en 1940 que furent effectués les premiers travaux de T.J. Randall (de l'Université de St. Andrew en Angleterre) sur le magnétron à cavités qui devait être le père des magnétrons modernes. Presque aussitôt Sayers, autre technicien anglais, inventa le strapping, artifice technique qui permet d'améliorer considérablement le fonctionnement.

Le premier magnétron anglais, importé en Amérique servit de modèle, dès lors, les progrès furent décisifs. Le "Radiation Laboratory de l'Institut de technologie de Massachusetts, mis au point un tube capable de fournir une puissance crête de 2 000 000 de W (2 MW) sur 10 cm.

Le magnétron, utilisé dans le radar comme générateurs d'oscillations centimétriques modulés en impulsions, constituent la contribution isolée la plus importante à la technique du radar centimétrique.

En tant que générateurs d'oscillations centimétriques à haute puissance, le magnétron à cavités multiples représente un progrès très important sur les tubes classiques à charge d'espace ou modulation de vitesse (Klystrons). Quelques comparaisons numériques vont préciser cette supériorité. Aux fréquences supérieures à 3000 Mc/s, les tubes à charge d'espace du genre triode ne peuvent absolument plus servir de sources d'énergie électromagnétique, alors que les magnétrons produisent des puissances d'impulsions atteignant des centaines de Kilowatts, à des fréquences pouvant atteindre 24000 Mc/s. La puissance de sortie moyenne des magnétrons à 3000 Mc/s est de l'ordre de centaines de

watts, c'est-à-dire cent fois plus élevée que celle d'une triode fonctionnant à la même fréquence. Les klystrons constituent des sources très utiles d'ondes entretenues pures de faible puissance à des fréquences atteignant 24000 Mc/s, mais on ne peut pas les considérer comme des sources d'impulsions de grande puissance. La puissance des impulsions qu'ils peuvent produire s'échelonne entre quelques centaines de Watts à 3000 Mc/s et quelques mw à 24 000 Mc/s.

Les magnétrons sont des oscillateurs à auto-excitation et, par suite, leurs oscillations n'ont pas la stabilité de fréquence que l'on peut rencontrer aux fréquences pour lesquelles on peut utiliser des amplificateurs de puissances où on stabilise la fréquence avec des quartz. Toutefois, lorsqu'ils sont convenablement conçus et utilisés, ils présentent une stabilité de fréquence suffisante pour des radars à impulsions.

Dans ce qui suit, nous n'allons pas exposer la théorie du magnétron (\*), mais nous nous contenterons d'expliquer son principe de fonctionnement, et surtout de parler de ses caractéristiques, de ses performances et de son emploi dans le radar.

### III.2 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MAGNETRON.

D'une manière générale, un magnétron est un dispositif électronique dans lequel les trajectoires électroniques ne sont pas seulement contrôlées par un champ électrostatique (comme c'est le cas des tubes-classiques et les tubes à modulations de vitesse), mais aussi par un champ magnétique.

(\*) Pour cela se référer au projet de Kaddour (Théorie et Pratique du magnétron), Bien que la théorie complète du magnétron à cavités n'est pas établie aujourd'hui, Kaddour s'est efforcé de présenter une étude complète sur le magnétron.

- Le champ électrostatique, ou électrique, résulte simplement du fait de la différence de potentiel appliquée entre anode et cathode. En premier lieu, sa grandeur et sa direction sont déterminées en chaque point par la grandeur de la différence de potentiel entre anode et cathode, ou tension anodique, ainsi que par la forme et d'une manière plus générale, par la géométrie des électrodes. Des modifications du champ électrique sont également provoquées localement par des phénomènes de "charge d'espace"

- Quand au champ magnétique, il est obtenu généralement dans les magnétrons modernes, par le moyen d'un aimant permanent.

Pour comprendre le fonctionnement des magnétrons il est indispensable de bien connaître le comportement d'un électron dans un champ électrique et dans un champ magnétique.

Nous n'envisageons que le cas où les deux champs sont perpendiculaires, ce qui est précisément le cas des magnétrons modernes.

### III.2.1 - L'électron dans le champ électrique :

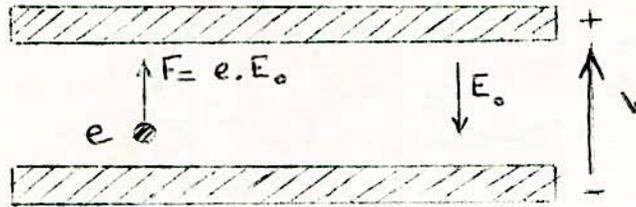
Un électron de charge  $e$ , placé dans un champ électrique, uniforme d'intensité  $E_0$  est soumis à l'action d'une force  $F$  de grandeur

$$\boxed{F = e \times E_0} \quad (3.1.)$$

et dans la direction opposée à celles des lignes de force (le sens conventionnel du champ électrique correspond au sens du déplacement d'une charge positive). Il en résulte que l'électron subit une accélération donnée par :

$$\boxed{\ddot{y} = \frac{F}{m}} \quad (3.2)$$

où  $m$  est la masse de l'électron



F ne dépend pas de la vitesse initiale de l'électron.  
L'énergie cinétique acquise par l'électron :

$$W = \frac{1}{2} m v^2 \quad (3.3)$$

est empruntée au champ électrique :

Par exemple, un électron qui "remonte" un champ antagoniste perd de l'énergie cinétique qui est cédée au champ électrique.

Il y a donc, cette fois, transmission d'énergie de l'électron au champ, c'est-à-dire aux électrodes (entre lesquelles il y a une différence de potentiel égale à V).

### III.2.2 - L'électron dans le champ magnétique :

Considérons un électron animé d'une vitesse v. Le champ magnétique est sans action sur l'électron si ses lignes de forces, coïncident avec le vecteur vitesse.

Si le vecteur vitesse est perpendiculaire aux lignes de force, l'électron est soumis à une force F (fig. 3.1.) perpendiculaire au plan défini par le vecteur vitesse et les lignes de force du champ et dont la grandeur est :

$$F = B_0 \cdot e \cdot v \quad (3.4)$$

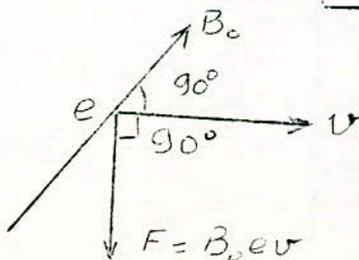


fig. 3.1

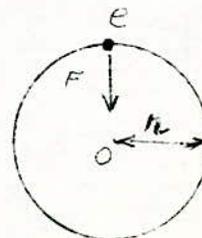


fig. 3.2

Il en résulte une modification de la direction. Mais chaque changement de direction est accompagné d'une rotation de la force. Dans ces conditions, il est facile de démontrer que l'électron décrit un cercle. En effet, la force centripète  $F$  est évidemment équilibrée par la force centrifuge "f" due à l'inertie de l'électron dont la valeur est :

$$f = \frac{m v^2}{r} \quad (3.5)$$

f est la force centrifuge, r le rayon de courbure au point considéré :

On a donc :

$$B_0 e v = \frac{m v^2}{r} \quad (3.6)$$

d'où, à l'état d'équilibre on a :

$$r = \frac{m v}{B_0 e}$$

ou :

$$r = \frac{v}{\frac{e}{m} \cdot B_0} \quad (3.7.)$$

Cette expression ne contient que des constantes, le rayon de courbure est donc constant le long de la trajectoire celle-ci est donc un cercle (Fig. III.2)

D'autre part, fait essentiel, le travail accompli par la force électromagnétique  $F$  est constamment nul puisque le déplacement s'effectue constamment dans une direction perpendiculaire au vecteur force.

- Conclusion : Il n'y a aucun échange d'énergie entre un champ magnétique et un électron.

Ce qui explique qu'on peut utiliser le champ magnétique d'un aimant permanent pour provoquer un déplacement des trajectoires électroniques.

Il est intéressant de déterminer le temps nécessaire pour accomplir un tour complet.

La longueur de la trajectoire circulaire est :

$$2\pi r$$

La vitesse étant  $v$ , donc le temps cherché est :

$$T = \frac{2\pi r}{v}$$

(3.7.) donne :

$$T = \frac{2\pi}{v} \cdot \frac{v}{\frac{e}{m} \cdot B_0} \quad \text{d'où}$$

$$\boxed{T = \frac{2\pi}{\frac{e}{m} \cdot B_0}} \quad (3.8)$$

Résultat tout à fait remarquable, parce que cette durée n'est pas fonction de la vitesse. Un électron plus rapide décrit un cercle de plus grand rayon, donc une plus longue circonférence. L'augmentation de longueur de la trajectoire compense exactement l'augmentation de vitesse.

La période  $T$  ou la fréquence  $F = \frac{1}{T}$  sont donc des constantes déterminées par l'intensité du champ  $H_0$  (laquelle donne une induction  $B_0$ ). C'est cet effet qui est utilisé dans le cyclotron. C'est d'ailleurs pour cette raison que la fréquence  $\frac{1}{T}$  ou  $\frac{\frac{e}{m} \cdot B_0}{2\pi}$  est appelée parfois : "fréquence cyclotron". La pulsation correspondante est évidemment :

$$\boxed{\frac{e}{m} \cdot B_0} \quad (3.9)$$

### III.2.3 - Combinaison de deux champs rectangulaires :

Les divers types de magnétrons utilisent des champs électrique et magnétique dont les directions sont approximativement perpendiculaires. Il est donc tout spécialement intéressant d'étudier ce cas particulier.

Considérons trois axes rectangulaires constituant un trièdre, orthogonal de référence (fig. 3.3.). Le champ magnétique  $H_0$  est dirigé suivant l'axe oz. Le champ électrostatique  $E_0$  est dirigé lui servant l'axe oy. Imaginons un électron immobile à l'origine 0. Il est soumis à une force électrostatique  $eE_0$  dans la direction opposée à l'axe des y.

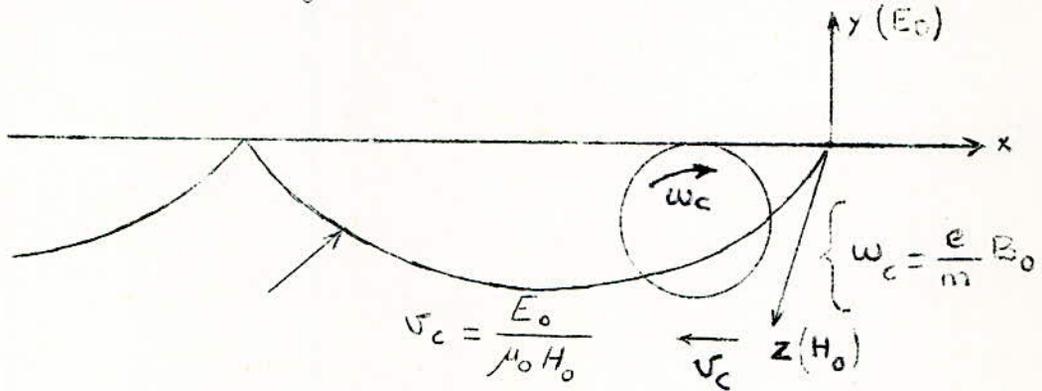


Fig. (3.3.)

Il part dans cette direction, mais son mouvement a pour effet de faire naître une force électromagnétique dans une direction perpendiculaire au plan oyz, c'est à dire dans le plan oxy.

On peut montrer que la trajectoire est une cycloïde, c'est-à-dire la courbe engendrée par un point d'un cercle roulant le long d'une droite. La droite en question est ici l'axe des x et le rayon du cercle  $r_c$  est :

$$r_c = \frac{E_0}{B_0^2 \frac{e}{m}}$$

obtenu par la combinaison de (3.7) et (3.11). Celle-ci étant écrite plus loin.

Comme on a vu dans le paragraphe précédent, la pulsation du mouvement périodique de l'électron est :

$$\omega_c = \frac{e}{m} \cdot B_0 \quad (3.9)$$

Comme plus haut, cette pulsation ne dépend que du champ magnétique.

III.2.4 - Magnétron à diode plein : C'est le plus simple.

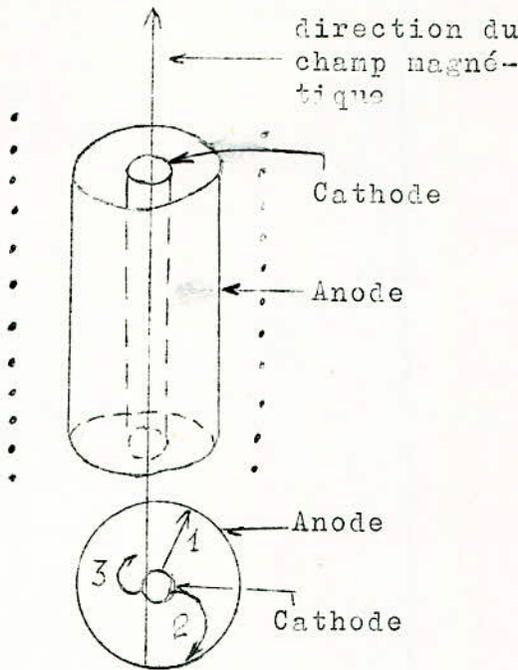


Fig. (3.4.)

Plaçons une diode cylindrique dans un solénoïde de façon à créer un champ magnétique continu dirigé suivant l'axe de la diode, fig. (3.4). Un électron en mouvement rectiligne, soumis à un champ magnétique perpendiculaire à la direction de la vitesse décrit une trajectoire circulaire. La présence du champ magnétique aura donc ici pour effet de transformer les trajectoires radiales (courbe 1.) en trajectoires incurvées d'allure épicycloïdale (courbe 2).

Si le champ magnétique est suffisamment élevé, le rayon du cercle décrit par l'électron devient assez petit pour que l'électron parti de la cathode n'atteigne plus l'anode : On dit que la diode est bloquée (courbe 3). Pour une certaine valeur de  $H$  dite intensité critique, les trajectoires sont tangentes à la surface anodique. Enfin, pour toutes valeurs supérieures les trajectoires n'atteignent pas l'anode. Les électrons retournent sur la cathode et l'intensité anodique devient très faible, pratiquement nulle. (Fig. 3.5).

Courant de saturation de la cathode

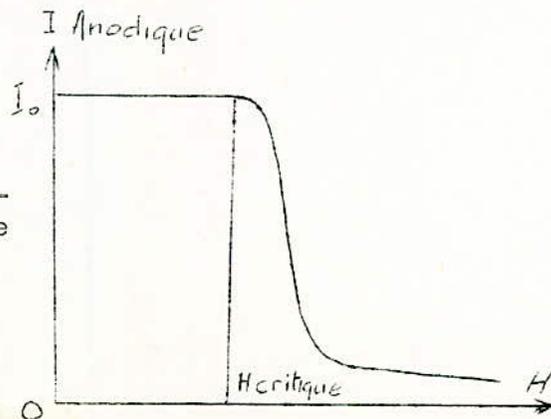
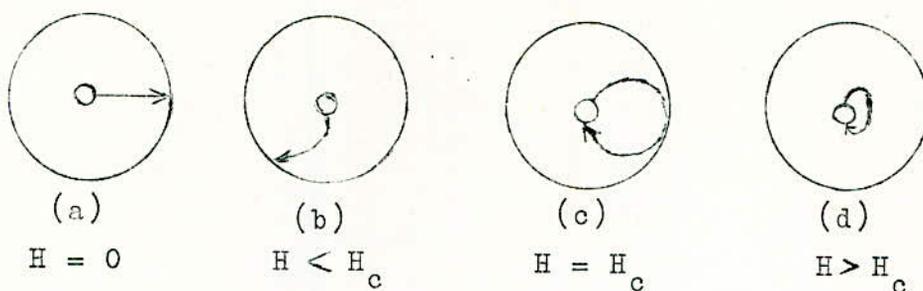


Fig. (3.5.)

caractéristique courant/champ magnétique à potentiel d'anode constant.



### Courbe épicycloïdale

Au voisinage de l'intensité critique du champ magnétique, le magnétron à anode pleine peut fournir des oscillations entretenues. On obtient ce résultat en plaçant un résonateur dans le circuit d'anode. La tension HF se superpose à la tension continue.

Les électrons qui quittent la cathode à certains moments de la période suivent une trajectoire d'allure épicycloïdale et reviennent sur la cathode. L'énergie de rotation n'est pas utilisée pour l'entretien des oscillations. Elle est simplement restituée à la cathode. Mais d'autres électrons cèdent leur énergie de rotation au circuit oscillant parce que ne retournant pas directement sur la cathode, ils demeurent plus longtemps dans l'espace anode-cathode et décrivent, par exemple, une trajectoire comme sur la fig. (3.6.). Ainsi l'énergie fournie par ces électrons est plus grande que l'énergie absorbée par les électrons qui sont éliminés au but de leur première trajectoire.

Les oscillations de ce type peuvent être plus commodément obtenues avec des magnétrons à anode divisée. C'est avec des oscillations électroniques de ce type que C.E. Cleeton et W.H. William ont pu obtenir des oscillations de  $\lambda = 6,4$  mm. Le diamètre de l'anode était de 0,38 mm.

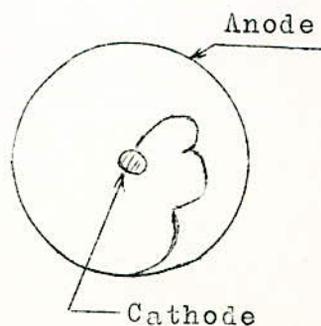


Fig. (3.6.)

La puissance produite est très faible et le rendement énergétique inférieur à 15 %. Les magnétrons à anode divisées sont plus communément utilisés pour produire un effet de résistance négative.

III.2.5 - Magnétron à diode divisée ou à fentes :

Considérons le cas le plus simple du magnétron à anode divisée à savoir : anode fendue en deux parties égales suivant un plan diamétral. Relions chacune des anodes aux extrémités d'un circuit oscillant LC, et disposons suivant le schéma de la fig. (3.7.) une source de tension continue :

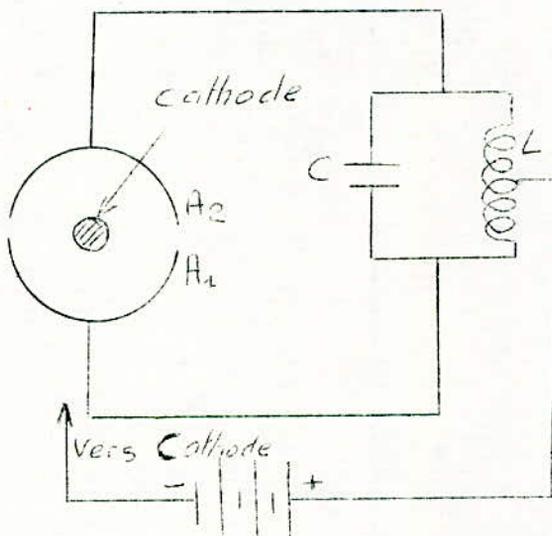


Fig. (3.7.)

Plaçons enfin un champ magnétique perpendiculaire au plan de la fig. supposons d'abord que le champ soit supérieur de peu à celui qui provoquerait tout juste le blocage de la diode. En l'absence d'oscillation, aucun électron n'atteint alors les anodes.

Mais supposons qu'il existe une petite perturbation spontanée, qui crée un faible champ entre les deux anodes.

L'électron suit la trajectoire 1 fig. (3.8.) ci-contre, et venant de frôler l'anode  $A_1$  (supposée dans ce cas de fig. à potentiel supérieur à celui de  $A_2$ ) s'approche de l'anode  $A_2$  (supposée à potentiel inférieur à celui de  $A_1$ ) Se trouve en présence d'un champ retardateur auquel il cède de l'énergie.

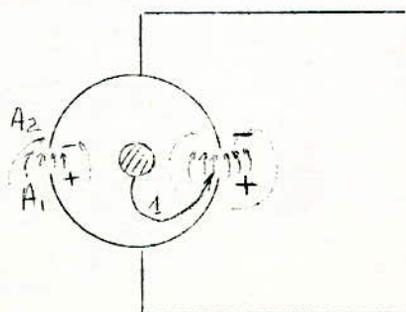


Fig. (3.8)

L'anode  $A_2$  voit donc son potentiel continuer à baisser. quand la polarité s'inverse par contre, l'électron qui suit la trajectoire 2, fig. (3.19) ci-contre, se dirige dans un champ accélérateur auquel il emprunte de l'énergie.

Mais, et c'est là le point essentiel du fonctionnement d'un magnétron, puisqu'il vient de passer devant l'anode  $A_1$  qui a maintenant un potentiel plus faible que celui de l'anode  $A_2$  il est repoussé ou plutôt accéléré, et va donc se trouver plus

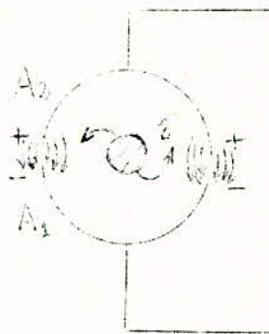


Fig. (3.9)

éloigné du champ qui règne entre  $A_1$  et  $A_2$ . Il en résulte de ces deux cas discutés jusqu'ici (et qui sont les deux cas possibles) que l'électron 2 emprunte moins d'énergie que n'en avait cédé précédemment l'électron 1 : il y a donc lien au total, cession d'énergie des électrons au circuit oscillant.

\* Nous pouvons expliquer d'une autre manière, plus mathématique ces deux cas d'oscillations du magnétron.

Considérons le magnétron à anode, à 2 fentes, fig. (3.10). Supposons qu'à un même potentiel  $V$  supérieur au potentiel critique, on superpose une tension continue  $V_{OK}$  égale à une fraction  $K$  de  $V_a$  mais avec des signes inverses sur les deux  $\frac{1}{2}$  anodes  $A_1$  et  $A_2$

\* Remarque : Comme on a défini une intensité de champ magnétique critique  $H_c$  à potentiel constant, nous définissons aussi à champ magnétique constant un potentiel critique, A champ magnétique le potentiel critique  $V_c$  sera donc le potentiel en-dessous duquel les électrons n'atteignent plus les anodes, fig. (3.12.).

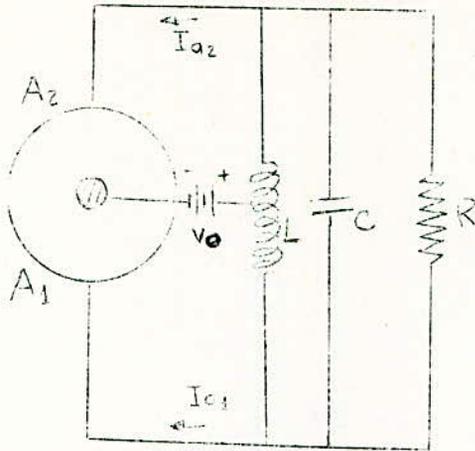


fig. (3.10)

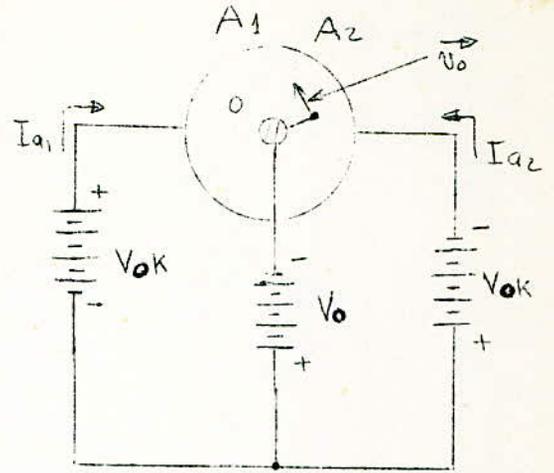
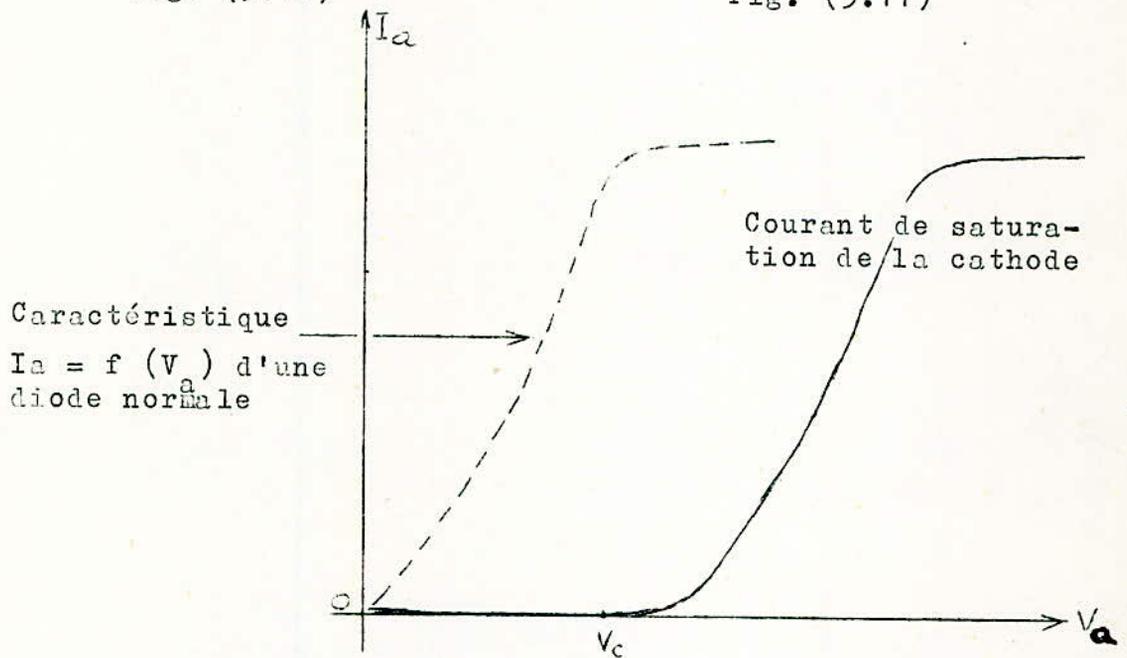


Fig. (3.11)



- Caractéristique courant/tension à champ magnétique constant.

Fig. (3.12)

En superposant la tension  $V_{OK} = KV_0$  sur  $A_1$  et  $A_2$ , on constate que le courant anodique, qui se répartissait également entre  $A_1$  et  $A_2$  pour  $K = 0$  (c'est à dire en l'absence de la tension  $KV_0$  superposée), est maintenant plus important sur le segment d'anode au potentiel le plus bas, comme le montrent les caractéristiques des courants  $I_{a1}$  et

$I_{a2}$  en fonction de  $K$ , représentées sur la fig. (3.13).

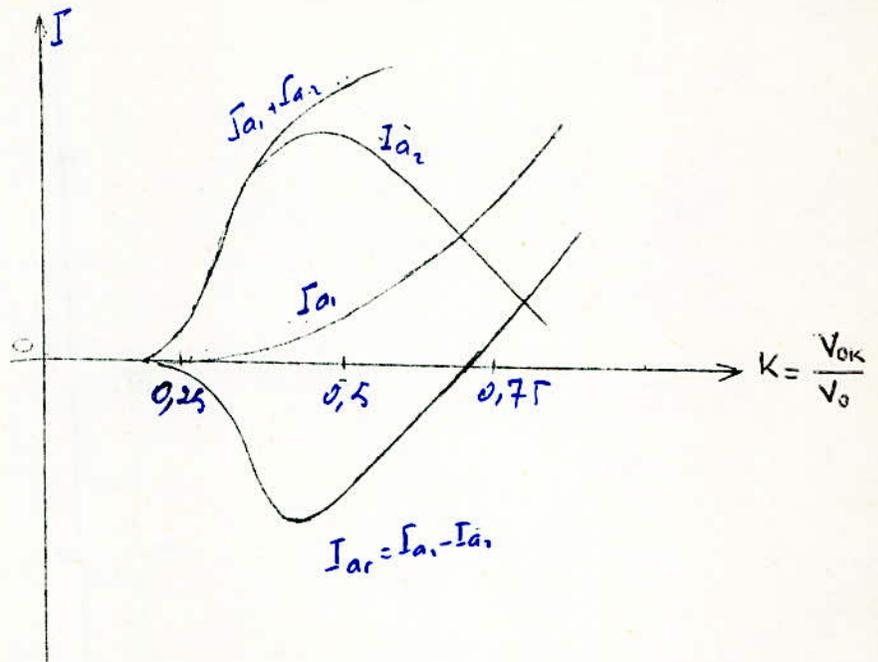


Fig. (3.13)

Le résultat peut être compris, si on admet, que dans le nuage électronique, force électronique radiale et force magnétique se font équilibre, de sorte que la vitesse radiale sera en moyenne égale, d'après les expressions (3.1.) et (3.4.)

$$F = eE_0 = ev_0 B_0 \quad (3.10)$$

d'où

$$v_0 = \frac{E_0}{B_0} = \frac{E_0}{\mu_0 H_0} \quad (3.14)$$

Si un électron chemine avec une vitesse supérieure à  $v_0$ , la force d'origine magnétique est prédominante, d'après l'expression (3.10,) et la trajectoire s'incurve vers la cathode (car la force magnétique a augmenté). Au contraire un électron de vitesse inférieure à  $v_0$  est attiré davantage vers l'anode (car la force due au champ magnétique est dans ce cas faible).

On comprend alors que, dans le cas du montage des figures (3.10) et (3.11) les électrons aient tendance à aboutir sur la  $\frac{1}{2}$  anode à potentiel plus bas, dans le voisinage de laquelle leur vitesse est moins grande d'après la relation des forces vives.

En effet :

$$e V = \frac{1}{2} m v^2 \quad (3.12)$$

$V$  = différence de potentiel à laquelle est soumis l'électron.

$m$  = masse de l'électron

$v$  = vitesse de l'électron.

d'où

$$v = \sqrt{\frac{2 e V}{m}} \quad (3.13)$$

Donc  $v$  est proportionnelle à  $V$ . Ainsi donc l'électron a une vitesse plus petite dans la région de l'anode  $A_2$  que dans la région de l'anode  $A_1$ . Il reste donc plus longtemps sur  $A_2$  que sur  $A_1$ .

Le raisonnement précédent ne serait pas valable si  $K$  devenait une fraction notable de l'unité, car alors les trajectoires seraient complètement perturbées.

Le courant  $I_{aR}$  circulant entre les deux portions d'anodes vaut  $(I_{a1} - I_{a2})$ . Il est négatif et croît en valeur absolue avec  $K$  (tant que  $K$  n'est pas trop grand). La caractéristique  $I_{aR}(V_{OK})$  présente alors une partie décroissante et donc une zone de résistance négative dans laquelle il peut y avoir oscillation.

### III.2.6 - Le magnétron à cavités résonantes :

En pratique, on construit les magnétrons à cavités résonantes dans un bloc de cuivre, on perce un cylindre au

au centre duquel en place une thermo-électronique par exemple du type à oxydes.

Sur le pourtour du cylindre, on perce des cylindres plus petits, communiquant avec le premier avec autant de fentes (fig. 3-I4). Ces petits cylindres sont autant de cavités résonantes, dont la mise en oscillation s'explique par le même résonnement que pour les magnétrons à diode fondue.

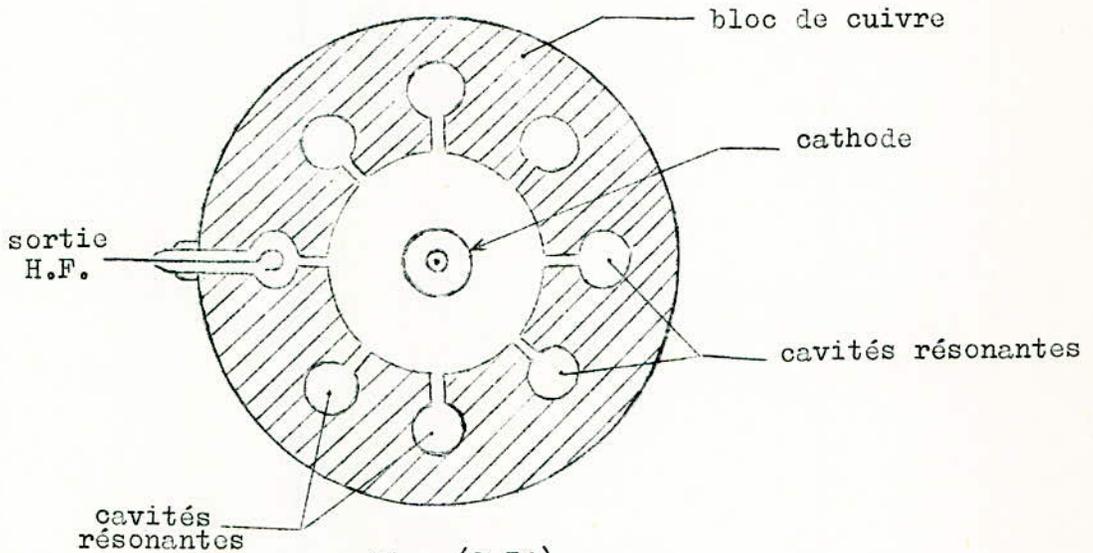


fig. (3-I4)

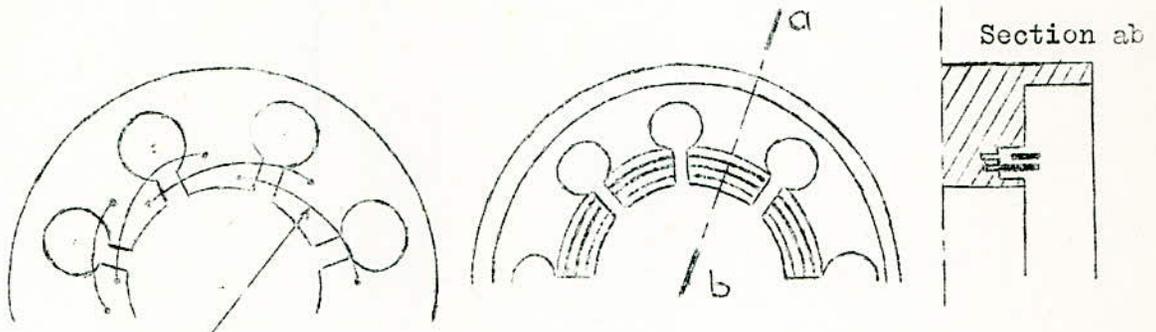
Une fois établi un régime permanent d'oscillations, il existe un certain déphasage d'une cavité à l'autre, de sorte que tout se passe comme si une onde progressive se déplaçait circulairement sur le pourtour du cylindre anodique.

Il est nécessaire de donner à ce déphasage une valeur déterminée et constante ; c'est ce qu'on obtient grâce au "strapping".

Le "Strapping" consiste à relier de deux en deux par un fil de court-circuit ou "Strap" les segments d'anode.

Deux types de strapping ont été utilisés : le strapping en échelons représenté sur la fig. (3.I5) et le strapping en anneau fig. (3.I6) dans lequel des anneaux de cuivre sont reliés les uns à tous les segments anodiques d'ordre pair, les autres à tous les segments d'ordre impair.

Le strapping est fait simultanément sur les deux pans du magnétron. Dans le cas de "Strapping en anneau", il peut être à "double anneau" (cas de la fig. 3.16) ou à "simple anneau" avec un seul anneau de part et d'autre de l'anode.



Strap  
fig. (3 - 15)

fig. (3 - 16)

La gamme de fréquences couverte par les magnétrons se situent entre 1000 et 25000 Mc/s. Ils utilisent des tensions d'anode de 10.000 à 30.000 v et des champs magnétiques de quelques milliers d'Oersteds.

Tel que nous l'avons décrit, le magnétron est difficilement modulable et difficilement accordable. Il n'a donc pas, un domaine d'utilisation aussi étendu que celui des triodes, des Klystrons, et des tubes à ondes progressives. Mai le magnétron est un tube générateur d'impulsions Hf idéales pour le radar.

Il est en effet d'une construction simple et robuste. On peut, en prévoyant une cathode de grandes dimensions et à forte émission spécifique (cathodes à oxydes), en tirer des crêtes de courant très élevées.

C'est ainsi que l'on construit à côté de petits magnétrons (de la dimension d'un tube de réception) fournissant quelques KW en crête, de gros magnétrons fournissant une puissance une puissance crête de l'ordre de 10.000 KW (10 Mw).

Les impulsions durent quelques  $\mu$ s et sont répétées quelques milliers de fois par seconde, de sorte que la puissance moyenne est environ mille fois plus faible que la puissance crête.

### III.3 - GRAPHIQUE DES PERFORMANCES ET DIAGRAMME DE RIEKE :

Le fonctionnement d'un magnétron dépend de quatre paramètres : deux relatifs au circuit d'entrée et deux circuits de sortie. Un groupe de paramètres caractéristiques comprend  $H_0$ ,  $I_a$  (relatifs au magnétron) G et B (relatifs à la charge : composantes réelles et imaginaires).

Les grandeurs mesurées sont au nombre de trois : puissance P, longueur d'onde  $\lambda$ , et tension V. Le pb qui consiste à exprimer ces grandeurs mesurées en fonction des quatre paramètres se simplifie considérablement grâce au fait qu'on peut modifier les paramètres d'entrée et de sortie presque indépendamment les uns des autres. Ainsi, il est possible de maintenir G et B (c'est à dire la charge) constants et d'étudier les effets de H et I sur P,  $\lambda$ , et V. Réciproquement, on peut maintenir constants H et I, et on peut observer l'effet de la variation de G et B sur P,  $\lambda$  et V.

On a l'habitude de représenter les caractéristiques de fonctionnement sur deux graphiques. L'un est appelé "graphique des performances" et représente les relations entre  $H_0$ ,  $I_a$ , V, P, et  $\lambda$  pour une charge constante. Le 2° est appelé "diagramme de Rieke" et représente les relations entre G, B, P,  $\lambda$  et V lorsque  $H_0$  et  $I_a$  sont constants.

La fig. (3.17) est un graphique des performances pour un magnétron classique dont la fréquence est voisine de 2800 Mc/s.

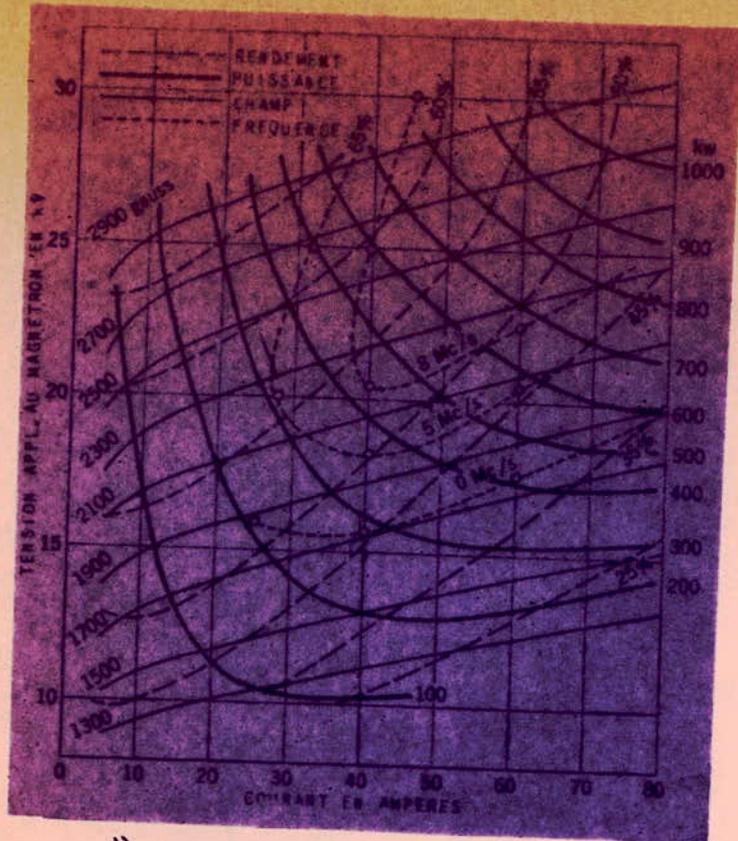
Les graphiques des performances sont indispensables pour déterminer les conditions intrinsèque de fonctionnement

d'un magnétron donné. On choisit la tension d'entrée, le courant d'entrée, et le champ magnétique de façon à réaliser un compromis entre des facteurs tels que la puissance de crête de sortie, le rendement, le poids de l'aimant que l'on peut admettre, l'impédance d'entrée, et la stabilité de fonctionnement. On peut tirer tous les renseignements nécessaires d'un graphique de performances. Il est prudent de choisir un point de fonctionnement qui ne soit pas trop proche des régions de fonctionnement anormal. Pour des courants faibles (inférieurs à 15 A dans la fig. 3.17) ou pour des puissances très grandes ( $>$  à 800 KW dans la fig. 3.17) une instabilité a de fortes chances de se produire. Au-dessous de 1700 Gs, le rendement ne peut évidemment pas convenir. Si l'on considère la fig. (3.17) par exemple, le point de fonctionnement peut être situé entre 30 et 60 A et 17 et 25 KV.

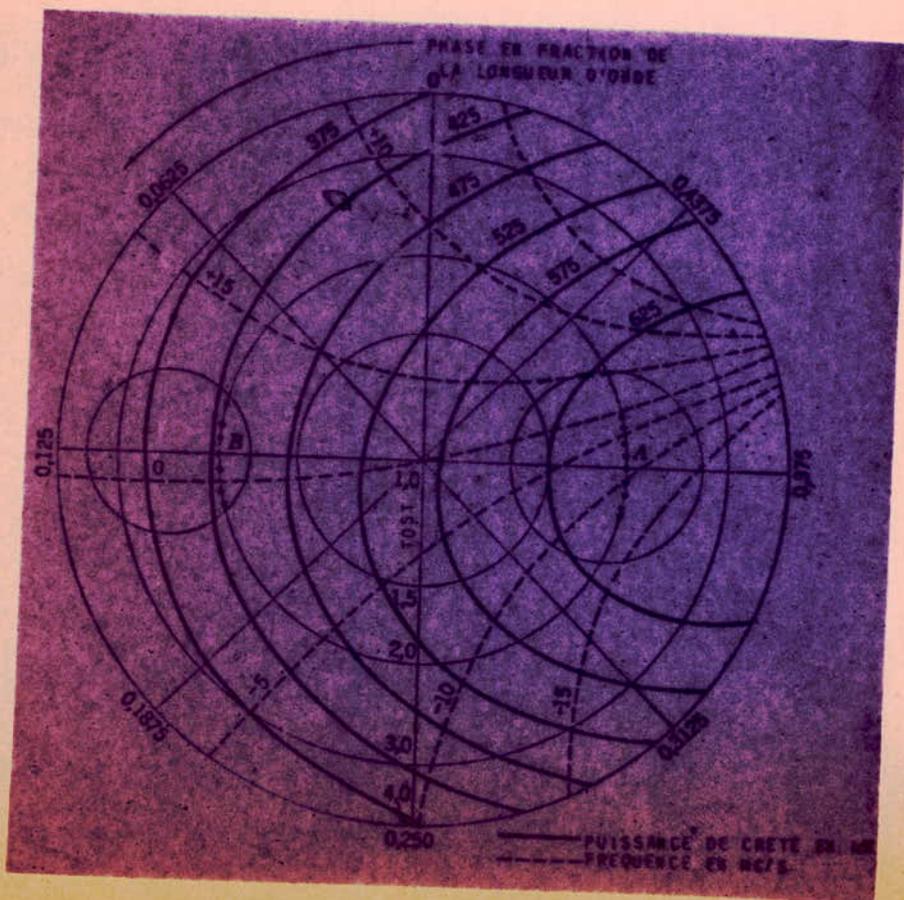
Pour les magnétrons à aimant incorporé, la valeur du champ magnétique est fixée par le constructeur des tubes et le graphique des performances se réduit à une simple courbe à champ magnétique constant du réseau général. Dans ce cas, il est seulement nécessaire de déterminer la tension ou le courant de régime.

On représente les performances d'un magnétron, en fonction de ses paramètres de sortie ou des charges HF sur le diagramme de Rieke (fig. 3.18).

Considérons l'effet produit sur un magnétron par une désadaptation qui provoque un T.O.S égal à 2 (exemple) et supposons de plus que la phase de la figure des O.S. due à cette mauvaise adaptation soit telle que la tension minimum corresponde au point A (fig. 3.18). Il en résultera une puissance de sortie pour les conditions d'entrée choisies d'environ 650 Kw. Si la phase du T.O.S. change, par exemple à cause d'un allongement de la ligne reliant le magnétron à la charge mal adaptée jusqu'à ce qu'on atteigne le point B du diagramme, la puissance de sortie tombe à 425 Kw.



"Fig. 3-17 : Graphe des Performances"



"Fig. 3-18 : Diagramme de Rieke."

Le  $\eta$  du magnétron au point A est ainsi environ supérieur de 50 % à celui qui correspond au point B, mais il existe une autre raison de mauvais fonctionnement avec une telle charge. Afin de caractériser une classe générale d'instabilité de charge HF, considérons une variation d'angle de phase de  $\pm 7^\circ$ ,  $5^\circ$  autour du point A (flèches ponctuées), variation qui peut provenir de la rotation d'un joint tonnant imparfait. La puissance de sortie n'est pas sensiblement modifiée, mais il se produit une variation de fréquence atteignant au maximum 13 Mc/s. Si l'on utilise une forte charge correspondant au point A (région de droite de l'Abaque de Smith), il se produit fréquemment des changements de fréquence de cette importance et même supérieurs qui peuvent gravement affecter le fonctionnement de l'appareil. Inversement, au point B qui correspond à une charge faible, une variation de plan de  $\pm 7,5^\circ$  provoque seulement un changement de fréquence de 3 Mc/s. Cet exemple met en évidence le compromis qu'on dit rechercher entre le  $\eta$  et la stabilité de la fréquence. généralement, les magnétrons se présentent munis d'un couplage de sortie tel que le centre du diagramme de Riecke, point représentant une charge adaptée, corresponde à un compromis raisonnable entre le rendement et la stabilité de fréquence.

Il est possible de donner à la charge appliquée au magnétron une valeur convenable quelconque par l'emploi judicieux de transformateur HF insérés dans la ligne de sortie. Par exemple, supposons qu'il soit nécessaire de faire fonctionner le magnétron dans des conditions de haut  $\eta$  et de faible stabilité de fréquence correspondant au point A.

On peut y arriver en introduisant un transformateur HF (Stubs qui se comportent comme des transformateurs d'impédances). qui ramène le T.O.S. de 2 à 1 en le plaçant à une distance du magnétron telle que la phase de ce T.O.S. corresponde au point A. En déplaçant ce transformateur le long de la ligne, dans un sens ou dans l'autre d' $1/4$  de longueur

d'onde, on peut obtenir un fonctionnement correspondant au pont B. En comparant les effets des différentes charges représentées par divers points du diagramme de Rieke, on comprend que ces points représentent des transformations qui réduisent la grandeur d'un cercle de T.O.S. constant, à mesure qu'on écarte son centre du centre du diagramme. Dans la fig. (3.18) les cercles entourant les points A et B représentent le cercle de T.O.S. égal à 1,5, placé à différentes distances du centre du diagramme.

Les points de fonctionnement A et B et les variations de charges qui leurs sont associés dans l'exemple ci-dessus, correspondent essentiellement à des cas simples. En général les variations de charge se présentent, sur le diagramme de Rieke, suivant une ligne très irrégulière dont le tracé est imprévisible. Une précaution, dans le projet, consiste à estimer la variation maximum du T.O.S. que l'on peut attendre des circuits à HF, et d'utiliser sur charge du magnétron qui ne produit pas de changement de fréquence trop grand pour le récepteur du radar, même lorsque cette variation du T.O.S. produit le plus grand changement de fréquence possible.

\* Remarque : La détermination des effets des charges HF dans le fonctionnement des magnétrons a contribué, plus que tout autre facteur, au succès de leur emploi. Par voie de conséquence il est également certain que beaucoup d'incidents attribués aux magnétrons proviennent d'une utilisation incorrecte des renseignements donnés par le diagramme de Rieke.

#### III.4 - CARACTERISTIQUE DU MAGNETRON AFFECTANT L'ETUDE DE L'ENSEMBLE DE L'APPAREIL DONT IL FAIT PARTIE : (le radar)

Un des inconvénients du magnétron centimétrique est la difficulté de leur adaptation à des exigences variées. Ce fait a conduit à étudier et à fabriquer un très grand nombre de modèles de tubes.

Il existe maintenant plus de 100 types distincts.

Ainsi chaque radar construit pour satisfaire à des conditions nouvelles ou pour fonctionner sur une fréquence nouvelle nécessitera la mise au point d'un nouveau type de magnétron, ou tout au moins d'étude critique des caractéristiques des types existants. Puisque les caractéristiques d'ensemble d'un radar sont si étroitement liées aux performances du magnétron et limitées par celles-ci, il est essentiel d'avoir une connaissance générale des caractéristique importantes de ce tube.

#### III.4.1 - Variations des paractéristiques avec la longueur d'onde.

En première approximation, les magnétrons de différentes longueurs d'onde dérivent les uns des autres par une simple similitude. Toutes les dimensions essentielles des tubes sont multipliées par le facteur d'échelle

$$a = \frac{\lambda}{\lambda_0} \quad (\text{III.14})$$

$\lambda$  étant la nouvelle longueur d'onde désirée.  $\lambda_0$  celle qui correspond aux dimensions primitives.

Si cette condition est réalisée, le nouveau tube fonctionnera à la longueur d'onde  $\lambda$  avec la tension et l'intensité primitives et avec un champ magnétique :

$$H = \frac{1}{a} H_0 \quad (3.15)$$

$H_0$  étant le champ magnétique de fonctionnement du magnétron primitif. La puissance à l'entrée et par conséquent la puissance à la sortie croissent lorsqu'on augmente la longueur d'onde. On peut énoncer la règle approchée suivante : "les puissances en impulsions à l'entrée ou à la sortie) de magnétrons géométriquement semblables sont entre elles comme les carrés de leurs longueurs d'onde".

est

Cette règle basé<sup>e</sup> sur les variations des dimensions du tube avec la longueur d'onde. La puissance en impulsions à l'entrée est souvent limitée par l'émission de la cathode et la surface de la cathode étant proportionnelle à  $\lambda^2$ , cette puissance est également proportionnelle à  $\lambda^2$ .

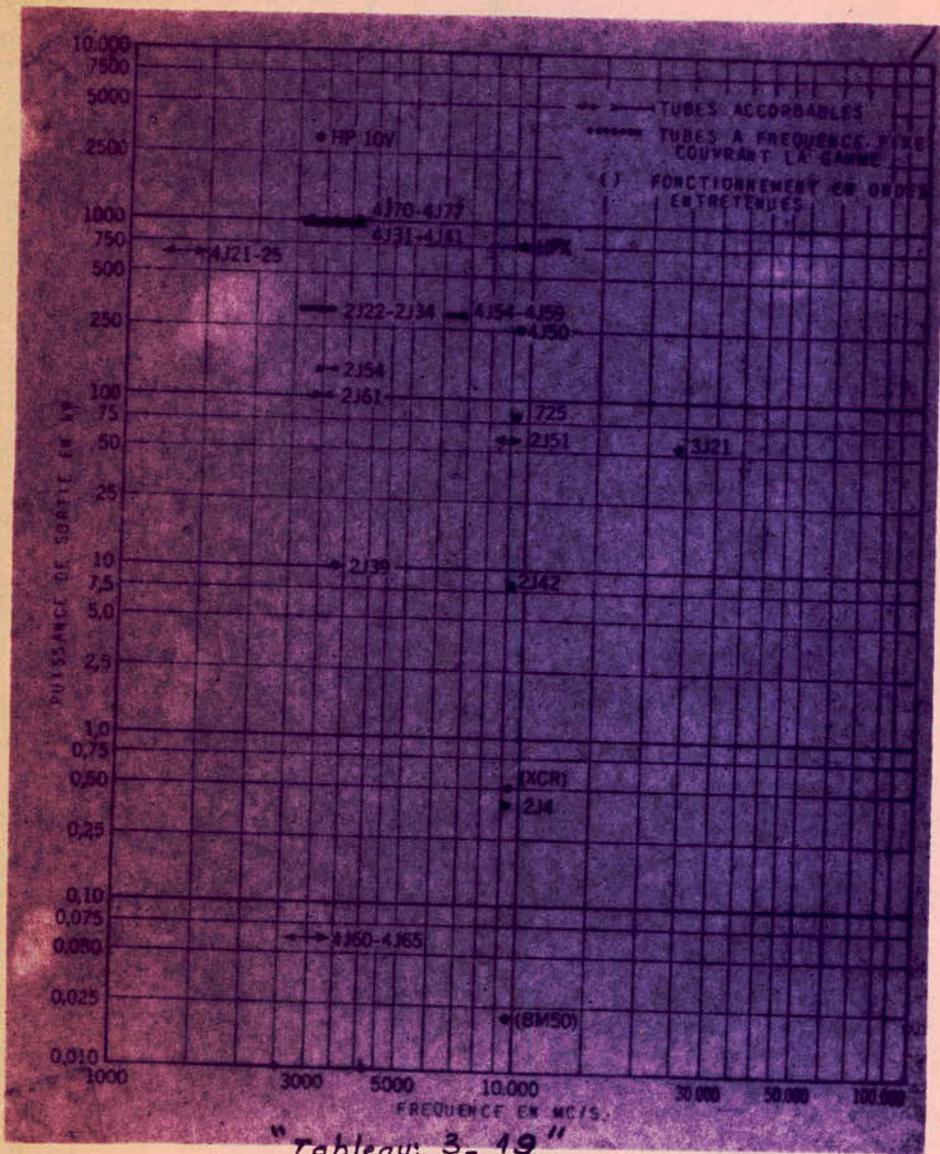
III.4.2 - Puissance en impulsions : La caractéristique la plus remarquable des magnétrons centimétriques à impulsion est la valeur extrêmement élevée de la puissance de crête à la sortie qu'on obtient grâce au pouvoir émissif en impulsions très important des cathodes à oxydes et au rendement élevé du magnétron, même aux  $\lambda$  très courtes. Les puissances d'impulsions possibles varient dans le rapport de 1 à  $10^5$  (0,02 à 2000 Kw).

Les conditions imposées par les radars centimétriques ont abouti au développement prépondérant de magnétrons dont les fréquences sont plus au moins reportées dans deux bandes. Le tableau (3.19) représente sur un diagramme logarithmique, la fréquence et la puissance de crête de magnétrons qui ont été construits en nombre appréciable et qui constituent ainsi des types bien au point, (les tubes à fréquences fixes sont représentés par un point et les tubes à fréquences réglables par un segment de droite dont la longueur dépend de la gamme d'accord.

Les valeurs de la puissance en impulsions données par ce graphique correspondent à un fonctionnement dans des conditions de sécurité satisfaisantes. On a observé des puissances en impulsions considérablement plus élevées que celles que nous donne le tableau. A 3000 Mc/s par exemple, on a obtenu une puissance de 4500 Kw pour le HP10V.

III.4.3 - Puissance moyenne :

Les cathodes des magnétrons sont soumises en fonctionnement à un bombardement en retour par certaines électrons faisant partie de la charge d'espace environnante.



"Tableau: 3-19"

Ce bombardement dégage sur la surface de la cathode une quantité de chaleur correspondant à environ 5 % de la puissance moyenne fournie au circuit d'entrée du magnétron. Si cette puissance due au bombardement en retour dépasse la puissance normale de chauffage de la cathode (qu'on coupe souvent pendant le fonctionnement du magnétron), la durée de vie du tube devient anormalement courte. Le bombardement en retour limite donc habituellement la puissance moyenne de sortie. On peut accroître cette limite par l'emploi des cathodes à dissipation thermique élevée, mais la puissance moyenne des magnétrons construits pour les radars dépasse rarement 0,2 % de la puissance crête. Le tableau (3.20) indique la puissance moyenne et la puissance en impulsion de certains types de magnétrons choisis dans la gamme centimétrique.

TYPE RMA N°	FREQUENCE Mc/s	PUISSANCE Moy- ENNE MAXIMUM DE SORTIE - W	PUISSANCE DE CRETE DE SOR- TIE - kW	DUREE D'IMPUL- SION MAXIMUM $\mu$ s
4J 2I	1 180	800	800	6,0
4J 73	3 100	600	1000	2,5
725	9 400	80	80	2,5
3J 2I	24 000	25	55	0,5

Tableau (3.20)

Puissances de sortie moyenne et de crête des magnétrons centimétriques.

III.4.4 - Rendement : Le rôle d'un magnétron est de transformer une puissance continue en puissance alternative à T.F.

Certains magnétrons peuvent réaliser cette transformation avec un rendement atteignant 85 %, ce rendement comparable à celui des convertisseurs qui transforment le courant continu en courant alternatif à 60 c/s. Le rendement moyen d'un magnétron est ordinairement compris entre 30 et 50 %.

Le rendement de sortie est le produit de deux rendements désignés sous le nom de "rendement électronique" et "rendement du circuit". Le rendement électronique est égal à la fraction de l'énergie continue fournie au circuit d'entrée qui est convertie en énergie HF par l'intermédiaire de la charge d'espace électronique. Le rendement du circuit est la fraction de la puissance HF, fournie au système résonant qui apparaît à la sortie du magnétron.

III.4.5 - Tension d'impulsion : L'impédance (\*) d'entrée de la plupart des magnétrons varie de 700 à 1200 .

Par exemple, un magnétron dont la puissance d'entrée est de 260 Kw (puissance de sortie 100 Kw) nécessite une tension d'impulsions d'environ 15 Kv, si la puissance d'entrée est de 2500 Kw (puissance de sortie de 1000 Kw), la tension de crête nécessaire est de 230 Kv et un magnétron prévu pour une puissance d'entrée de 5000 Kw (puissance de sortie de 2500 Kw) nécessite une tension de crête de 50 Kv.

On a fait de gros efforts pour étudier des magnétrons qui pourraient fonctionner avec des impédances d'entrée inférieures, car ces tubes rendraient plus facile la construction des générateurs d'impulsions à ligne à retard. Les efforts ont été infructueux et en 1946, la limite inférieure de l'impédance était de 350 . On a à l'opposé mené à bien l'étude des magnétrons à haute impédance et on a pu fabriquer des tubes dont l'impédance d'entrée atteignait 10 000 . Le tableau (3.21) indique sur 10 cm (3000 Mc/s) dont les puissances d'entrée en impulsions varient de 2 à 5000 Kw.

(\*) Le mot "impédance" employé dans ce paragraphe représente le rapport de la tension à l'intensité d'un magnétron au point de fonctionnement. L' "Impédance dynamique" c'est à dire la pente de la courbe "tension-intensité" au voisinage du point de fonctionnement est beaucoup plus faible et généralement voisine de 100 .

On a une idée de la puissance de sortie en admettant que le rendement est égal à 40 %.

TUBE N°	PUISSANCE DE CRETE D'ENTREE - kW	TENSION DE CRETE kV	IMPEDANCE D'ENTREE - OHMS -
4 J60	2	1.5	1125
2 J38	25	5	1000
2J 32	250	15	900
4 J3I	2500	30	360
HP IO V	6000	50	415

Tableau (3.21)

Caractéristiques d'entrée des magnétrons centimétriques.

III.4.6 - Limitations relatives à la durée des impulsions :

On a prouvé que les cathodes à oxydes peuvent émettre 20 A par cm<sup>2</sup> en régime d'impulsion au lieu de 0,2 A par cm<sup>2</sup> environ pour une émission continue. Plus récemment on a obtenu des courants de 100 A par cm<sup>2</sup>. Ce courant est produit en partie par des électrons primaires et en partie par des électrons secondaires extraits de la cathode à oxydes par le bombardement de retour. Quelle que soit la source d'émission, si on lui demande une intensité trop forte pendant un temps trop long, il se produit des arcs et autres perturbations. La relation exacte entre la valeur maximum de l'émission de cathode et la durée d'impulsion dépend de la forme, de la température et de l'âge de la cathode. Avec une bonne approximation, on peut admettre que le maximum d'émission de crête de la cathode varie en raison inverse de la racine carrée de la durée d'impulsion :

$$I_{\max} \approx \frac{1}{\sqrt{T}} \quad (3.16.)$$

\* Conséquence : Il est possible d'accroître l'énergie par impulsion en diminuant la durée des impulsions.

On utilise rarement des durées, d'impulsions supérieures à 5  $\mu$ s quand le magnétron sert de tube d'émission. La modulation de fréquence qui peut exister pendant l'impulsion est un grave problème pour les impulsions plus longues, même si on est arrivé à supprimer les inconvénients dûs aux arcs. On a employé avec succès des durées d'impulsions inférieures à 0,25  $\mu$ s avec des magnétrons à HF dont le temps de démarrage est court.

### III - 5 - Constantes de fonctionnement d'un magnétron.

Dans les radars, les magnétrons fonctionnent toujours en régime d'impulsions (question de puissance). Les différentes grandeurs qui conditionnent le fonctionnement sont les suivants :

#### III.5.1 - Tension anodique de pointe.

C'est la tension correspondant au maximum d'amplitude de l'impulsion.

#### III.5.2 - Intensité anodique de pointe.

C'est l'intensité correspondant au maximum d'amplitude d'impulsion.

#### III.5.3 - Intensité anodique moyenne :

Elle dépend évidemment de la durée des impulsions et de la fréquence de récurrence.

#### III.5.4 - Durée d'impulsion :

C'est le temps pendant lequel la tension anodique est appliquée au magnétron. Elle s'exprime généralement en  $\mu$ s. Elle est généralement comprise entre quelques dixièmes et quelques dizaines de  $\mu$ s.

III.5.5 - Fréquence de récurrence : C'est le nombre d'impulsions par seconde. Cette fréquence est généralement comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de périodes par seconde.

III.5.6 - Cycle de travail (Duty cycle) :

C'est la fraction de temps pendant laquelle le magnétron oscille, par rapport à un temps quelconque. C'est évidemment le quotient de la durée d'une impulsion par le nombre d'impulsions par seconde.

III.5.7 - Puissance maximum instantanée d'alimentation; (puissance de crête).

C'est le produit de la tension d'impulsion maximum par l'intensité de crête.

III.5.8 - Puissance d'alimentation moyenne :

C'est le produit de la grandeur précédente par le cycle de travail.

III.5.9 - Puissance utile moyenne :

Elle se mesure en absorbant les oscillations dans une colonne d'eau. Il suffit de mesurer l'échauffement pour déterminer la puissance.

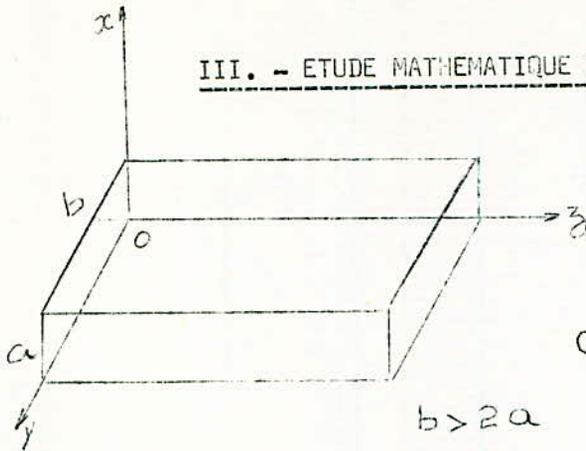
III.5.10 - Puissance de pointe réelle :

C'est la puissance précédente divisée par le cycle de travail.

III.5.11 - Le rendement :

Peut se déterminer comme le rapport des puissances d'alimentation et de la puissance oscillante moyenne.

III. - ETUDE MATHÉMATIQUE DU GUIDE RECTANGULAIRE



L'équation de propagation est ;  
dans le vide ou dans l'air

$$(\Delta + \beta^2)H = 0$$

$$\text{ou } (\Delta + \beta^2)E = 0$$

III.1 - PROPAGATION T.E. DANS LES GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES :

Dans ce cas  $E_z = 0$  on résoud donc l'équation d'onde pour  $H_z$

$$(\Delta + \beta^2)H_z = 0 \quad \text{or } \Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad \text{et } \frac{\partial^2}{\partial z^2} = -\beta_g^2$$

ce qui fait :

$$\Delta H_z = \frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} - \beta_g^2 H_z$$

et l'équation d'onde devient :

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \beta^2 - \beta_g^2 \right) H_z = 0$$

$$\text{et si on pose : } \beta_c^2 = \beta^2 - \beta_g^2 \quad \text{on aura : } \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \beta_c^2 \right) H_z = 0 \quad (3.1)$$

On cherche des solutions de la forme :

$$H_z = F(x) \cdot G(y) \cdot e^{-j\beta_g z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\text{On pose : } \beta_c^2 = K_x^2 + K_y^2$$

On écrit (3.1) de la forme :

$$\frac{1}{F} \frac{d^2 F}{dx^2} + \frac{1}{G} \frac{d^2 G}{dy^2} + \beta_c^2 = 0$$

F dépend uniquement de x et G uniquement de y.

$$\beta_c^2 = K_x^2 + K_y^2$$

étant une constante.

On a ainsi obligatoirement :

$$\frac{1}{F} \frac{d^2 F}{dx^2} = -K_x^2 \quad \text{et} \quad \frac{1}{G} \frac{d^2 G}{dy^2} = -K_y^2$$

$$\text{d'où : } H_z = [A \sin K_x X + B \cos K_x X] [C \sin K_y Y + D \cos K_y Y] e^{-j\beta_g z} e^{j\omega t}$$

Pour déterminer les constantes A; B; C et D il faut considérer les conditions aux limites :

on a d'une part  $\vec{E}$  transversal donc  $E_z = 0$

et d'autre part la paroi est un conducteur parfait donc pour  $x=0$  et  $x=a \Rightarrow E_y = 0$  ( $\vec{E} \perp \vec{a}$  la paroi)

$$E_y = j \frac{\omega \mu}{\beta_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \text{ donc } \frac{\partial H_z}{\partial x} = 0$$

C'est-à-dire

$$A K_x \cos K_x X - B K_x \sin K_x X = 0$$

$$x=0 \Rightarrow A=0$$

$$x=a \Rightarrow \sin K_x a = 0 \Rightarrow K_x = \frac{m\pi}{a}$$

de même pour  $y=0$  et  $y=b$  on doit avoir  $E_x = 0$  et un raisonnement analogue nous donne :  $C=0$  et  $K_y = \frac{n\pi}{b}$

En posant  $BD = H_0$  ;  $H_z$  s'écrit alors :

$$H_z = H_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{j(\omega t - \beta_g z)}$$

On rappelle les formules suivantes :

$$E_x = - \frac{j\omega \mu}{\beta_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y}$$

$$H_x = - \frac{j\beta_g}{\beta_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}$$

$$E_y = - \frac{j\omega \mu}{\beta_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}$$

$$H_y = \frac{j\beta_g}{\beta_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y}$$

Il suffit donc de dériver  $H_z$  pour retrouver toutes les autres composantes du champ magnétique et du champ électrique.

Les conditions aux limites ont introduit des discontinuités  $m$  et  $n$ ; il n'existe qu'un certain nombre de modes susceptibles de se propager dans le guide.

On a :  $\beta_c^2 = K_x^2 + K_y^2$  d'où  $\beta_c = \pi \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}$  ;  $\beta_c > 0$

$\beta_g^2 = \beta^2 - \beta_c^2$  soit  $\beta_g = \sqrt{4\epsilon\omega^2 - \pi^2 \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}\right)}$

III.1.1 - Fréquence de coupure

dépend du diélectrique et de la géométrie du milieu, doit être réelle pour qu'il y ait effectivement propagation, ce qui revient à écrire :

$\beta \geq \beta_c$  ou encore  $\omega \geq \omega_c = \frac{\pi}{\sqrt{4\epsilon}} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}$

Pour chaque mode il y a une fréquence de coupure au-dessous de laquelle il n'y a plus transmission de champ électro-magnétique.

On pose :  $\beta_g = \frac{2\pi}{\lambda_g}$  ;  $\beta_c = \frac{2\pi}{\lambda_c}$  ;  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

comme  $\beta^2 = \beta_g^2 + \beta_c^2$  d'où  $\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_g^2} + \frac{1}{\lambda_c^2}$

Ce qui implique pour la bande passante  $\lambda \leq \lambda_c$

Si  $\lambda \rightarrow \lambda_c$  on a  $\lambda_g \rightarrow \infty$  et le fondamental correspond à une onde quasi-continue : et on peut calculer la longueur d'onde de coupure à partir de la formule donnant on aura la longueur d'onde de coupure  $\lambda_c$  ne dépend que de la géométrie (a, et b) du guide et du mode (m,n) et non du diélectrique qui remplit ce guide .

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}}$$

Le mode fondamental est celui pour lequel la fréquence de coupure est la plus basse (ou celui pour lequel la longueur d'onde de coupure est la plus grande), pour les mode T.E<sub>mn</sub> le mode fondamental est le mode TE<sub>01</sub> pour lequel on a  $n = 2b$

III.1.2 - Vitesse de propagation :

On avait :  $H_z = f(x) g(y) e^{j\omega(t - \frac{\beta_g z}{\omega})}$

qui dépend de  $\omega$  :

$$v_p = \frac{\omega}{\beta_g} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon - (\frac{c\omega}{\omega_0})^2 (\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2})}}$$

$v_p$  est la vitesse de propagation de la phase de l'onde.

### III.2 - PROPAGATION TM DANS LES GUIDES RECTANGULAIRES :

Une étude absolument analogue à celle faite pour la propagation TE nous permet d'aboutir aux mêmes résultats à savoir l'existence d'une fréquence de coupure pour chaque mode T.M. et que la longueur d'onde de coupure est donnée par la même formule:

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}}$$

Une étude très détaillée et très claire est traitée sur le "polycopié" de Mr. A. Zerguerras (Cours d'Hyperfréquences) nous conseillons donc le lecteur qui trouve que ce chapitre n'est pas bien détaillé de se référer à l'ouvrage précité.

### III.3 - CALCUL DES DIMENSIONS DU GUIDE :

Nous venons de démontrer que la longueur d'onde de coupure ne dépend que des dimensions, a et b du guide donc il va falloir choisir celles-ci de manière à ne laisser se propager dans le guide que le mode fondamental et ceci pour une fréquence de travail donnée.

D'autre part pour qu'il y ait propagation d'énergie dans le guide, il suffit qu'un des champs : électrique ou magnétique, ait une composante dans le sens de la longueur du guide; En d'autres termes il nous suffit de considérer l'un des 2 genres de propagation T.E. ou T.M..

Généralement on choisit la propagation  $TE_{mn}$  pour laquelle le mode principal est  $TE_{01}$  ce qui donne  $\lambda_c \leq 2b$ . Mais il faut choisir a et b pour que seul le mode  $TE_{01}$  se propage. Pour cela calculons les longueurs d'onde de coupure des 3 modes de propagation qui suivent le mode  $TE_{01}$ .

Pour  $TE_{10}$  on a  $k_c = 2a$

Pour  $TE_{11}$  on a  $k_c = \frac{2ab}{\sqrt{a^2+b^2}}$

Pour  $TE_{02}$  on a  $k_c = b$

Pour  $TE_{20}$  on a  $k_c = a$

Si l'on veut transmettre le mode  $TE_{01}$  il faut que :  
 $k < 2b$

Si nous ne voulons pas transmettre les modes suivants il faut que  
l'on ait :

$TE_{10}$  non excité donc :  $k > 2a$

$TE_{02}$  non excité donc :  $k > b$

Donc si on a  $b > 2a$  on n'excitera aucun des 3 modes

$TE_{01}$  ;  $TE_{11}$  ; et  $TE_{20}$  lorsque sera prise telle que :

$$b < k < 2b$$

Voyons maintenant si les modes  $TE_{11}$  et  $TM_{11}$  pour lesquels  $k_c = \frac{2ab}{\sqrt{a^2+b^2}}$

Pour que ces modes ne soient pas excités il faut :

$$k > \frac{2ab}{\sqrt{a^2+b^2}}$$

Cette condition sera vérifiée si la condition :  $b < k < 2b$  le sera :

Ceci revient à résoudre l'inéquation suivante :

$$b > \frac{2ab}{\sqrt{a^2+b^2}} \Rightarrow \sqrt{a^2+b^2} > 2a$$

$$a^2 + b^2 > 4a^2$$

$$b^2 > 3a^2$$

$$b > a\sqrt{3}$$

$b > a\sqrt{3}$  est vérifiée puisque  $b > 2a$

\* Dimensions du guide :

Vues les considérations citées auparavant on peut prendre un guide dont les dimensions sont les suivantes :

$$b = 7,62 \text{ cm}$$

$$a = 3,81 \text{ cm}$$

$$e = 0,2 \text{ cm}$$

$$\text{Pression} = 1,4 \text{ atmosphères.}$$

e : désigne l'épaisseur de la paroi.

Le guide aura les possibilités suivantes :

$$\lambda = 10 \text{ cm}$$

$$\text{Puissance maximum} = 10,5 \text{ MW}$$

$$\text{Atténuation} = 0,039 \text{ dB/m}$$

III.4 - NECESSITE D'ADAPTATION DES LIGNES DE TRANSMISSION :

Le rapport, de puissance incidente qui se trouve réfléchi vers la source à partir des lignes de transmission de TOST donné est le coefficient de réflexion en puissance.

$$\text{TOSP} = (\text{TOST})^2$$

d'où le coefficient de réflexion en puissance  $\Gamma_P$

$$\Gamma_P = \frac{[(\text{TOST}) - 1]^2}{[(\text{TOST}) + 1]^2}$$

Pour la limite usuelle supérieure de TOST égale à 1,5 on voit que la puissance perdue par réflexion n'est que de 4%, 0,3 db ce qui n'est évidemment pas grave. Dans les dispositifs à grande puissance ou dans les appareils d'avions non mis sous pression, le danger d'amorçage d'arcs sur les lignes augmente évidemment avec un TOS important. Si on a un TOS de 1,5, cela veut dire, que pour un gradient de rupture on ne pourra fournir à la charge qu'une puissance inférieure de 33% à celle qu'on pourrait lui fournir si elle était adaptée. Cela peut parfois constituer un facteur limitatif.

Les spécifications les plus strictes au sujet de l'adaptation proviennent des caractéristiques des magnétrons. Comme tous les autos-oscillateurs ceux-ci présentent des caractéristiques de fréquence, de puissance et de stabilité qui dépendent de la charge utilisée. Une ligne non adaptée présente une résistance inférieure à  $Z_0$  (impédance caractéristique) en un minimum de tension et supérieure à  $Z_0$  en un maximum. Pour d'autres phases, elle comporte une composante réactive qui peut être positive ou négative. Les magnétrons sont en général conçus pour être stables vis à vis d'un taux d'onde stationnaire de 1,5 quelle que soit la phase. C'est l'origine de cette limite supérieure communément admise pour les désadaptations.

Il existe une limite plus restreinte si la désadaptation se produit à l'extrémité d'une ligne très longue, par exemple de 50 à 100 longueurs d'ondes comptées à partir du magnétron. Dans ce cas lorsque la fréquence varie, le nombre de longueurs d'ondes de la ligne varie également ainsi que la phase des ondes stationnaires. L'impédance de la ligne vue du magnétron varie alors rapidement avec la fréquence. Si à une certaine fréquence, la phase est telle que la variation de réactance de la ligne avec la fréquence est plus rapide que celle du magnétron lui même, et de signe opposé, il en résultera des conditions d'instabilité pour le magnétron. Dans un autre cas favorable celui là, le magnétron se trouvera stabilisé. C'est ce qu'on appelle l'effet de "longue ligne". Il s'en suit que pour des lignes très longues il faut :

- Soit un TOS  $< 1,5$  pour garantir un fonctionnement stable du magnétron.

- Soit un dispositif pour faire varier la longueur efficace de la ligne et par suite la phase des ondes stationnaires, qui soit inclus dans la ligne d'antenne.

On peut réaliser cette dernière modification par une ligne à coulisse un peu analogue à un trombone, ou par un guide à écrasement de section variable. Il en résulte un réglage supplémentaire incommode.

### III - 4) Excitation des guides d'onde :

On peut exciter un guide d'onde soit magnétiquement soit électriquement.

Dans le premier cas on emploie une boucle de couplage parcourue par une intensité convenable. Dans le second cas on utilise simplement un dipole. C'est en agissant sur l'excitation qu'on peut faire tel ou tel mode de propagation.

### III - 6) Puissance transmise par un guide d'onde.

Une ligne aérienne, un câble de section donné ont une capacité de puissance déterminée. Toute surcharge se traduit par une augmentation des pertes ou des risques de claquages. En effet une intensité excessive amène une augmentation de perte par effet joule. L'emploi d'une tension très élevée risque d'amener des amorçages disruptifs. IL en est de même dans un guide d'ondes.

Toute augmentation se traduit par une augmentation du gradient de potentiel. Par suite de la présence du champ électrique, il existe une différence de potentiel entre les différents points de la paroi. si cette différence devient excessive entre deux points trop rapprochés, un amorçage seproduit. Non seulement une partie de la puissance apparaît en chaleur mais le guide peut être détérioré.

Il est évident que toute irrégularité des parois, toute discontinuité un guide, une jonction se traduisent par une augmentation du gradient local et une réduction de puissance que le guide peut transmettre avec sécurité.

La distance qui sépare les ventres des tensions est fonction de la longueur d'onde. Il en résulte que la capacité de puissance du guide est elle même fonction de cette grandeur.

Pour les modes T.E. La puissance maximum. est donnée par la formule

$$W_{(watts)} = 6,63 E_{max}^2 ab \left( \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) \cdot 10^{-4}$$

- E : Gradient de potentiel maximum admissible en volts/cm.
- $\lambda_g$  : Longueur d'onde dans le guide
- $\lambda$  : Longueur d'onde en espace libre
- a : Largeur du guide (en cm)
- b : Hauteur du guide (en cm)

\* Voir polycop de M. Zerguerras "les hyperfréquences"

On voit que la puissance est proportionnelle à la section (a b) du guide ainsi qu'au rapport

Dans le mode TE, la valeur maximum du champ électrique est parallèle au côté b du guide. C'est donc finalement b qui limite  $E_{max}$  et qui détermine ainsi la capacité de puissance du guide.

### III - 7) Avantages des guides d'ondes :

Le transport d'énergie au moyen de guides d'ondes présente de nombreux avantages sur les autres moyens.

a) la construction est beaucoup plus facile que celle des lignes coaxiales. Dans ces dernières, il est essentiel que le conducteur central demeure parfaitement centré. Il en résulte que leur fragilité est plus grande.

b) les pertes diélectriques sont pratiquement supprimées. On peut en effet considérer que les pertes dans l'air sont négligeables, même pour les longueurs d'ondes centimétriques.

Dans les lignes coaxiales, les pertes isolantes constituent un point faible. La tension de claquage du polystyrène est relativement faible. d'autre part, un amorçage d'arc provoque toujours une carbonisation appréciable de l'isolant. L'accident amène ainsi une diminution permanente des qualités de la ligne.

c) A encombrement égal, un guide d'onde peut transporter une puissance au moins double. La tension de claquage de ligne coaxiale est déterminée par la distance entre le conducteur central et la gaine. Celle d'un guide d'onde dépend ou du diamètre s'il s'agit d'un guide cylindrique.

Toutefois il est évident qu'on ne peut envisager l'emploi de guides d'ondes que pour des longueurs d'ondes centimétriques. Pour des longueurs d'ondes supérieures à quelques centimètres on arriverait à des dimensions prohibitives.

UNIVERSITE D'ALGER

13/68

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

2ex

T2

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

GENIE - ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

المكتبة

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHEQUE

“LE RADAR”

- tome 2 -

PF68-9

Tome II

par ELGHARIANI et MAHMOUDI  
1968

IV LE DUPLEXEUR *Département Télécommunications*

Reçu, le 17/6/68  
M. M. M.

4- I RÔLE :

Comme on n'utilise qu'une seule antenne à l'émission et à la réception, il nous faut un système de protection du récepteur pendant l'émission d'autant plus que l'énergie émise est très grande et que le récepteur ne peut jamais la supporter sans risque de se détériorer. C'est donc le duplexeur qui joue le rôle de protecteur du récepteur et de commuté entre l'émission et la réception.

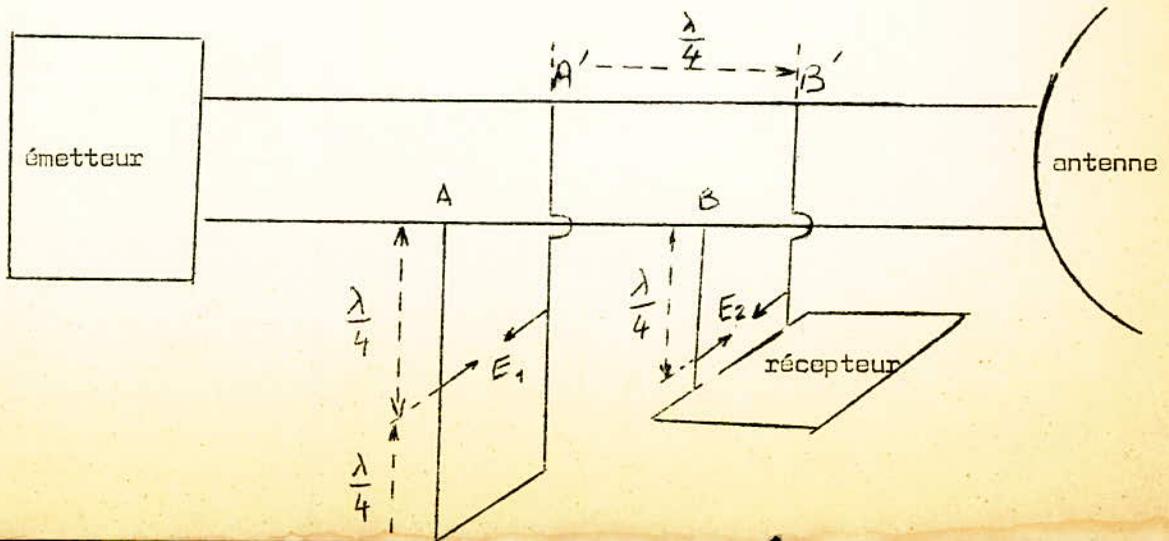
Cette protection doit être parfaitement efficace et tout spécialement quand il s'agit de radars centimétriques modernes où l'élément d'entrée du récepteur est généralement un mélangeur à cristal qui ne peut supporter plus de quelques dixièmes de watts sans être définitivement mis hors d'usage.

Il importe donc que le fonctionnement du duplexeur soit parfaitement sûr et efficace.

Une autre condition doit être réalisée par le duplexeur : c'est que l'écho reçu est généralement très faible et on ne peut se permettre d'en perdre une partie dans le magnétron, donc pendant la réception le duplexeur doit empêcher l'écho de passer au magnétron.

4 - 2 PRINCIPE :

Nous dessinons ci-dessous le schéma de principe d'un duplexeur. Il s'agit de deux états distants de  $\frac{\lambda}{4}$  chacun d'eux comprenant un petit éclateur à étincelles  $E_1$  et  $E_2$  dans une ampule de verre.



Quand l'émetteur envoie son impulsion à forte puissance vers l'antenne l'énergie est suffisante pour que l'étincelle éclate, ce qui équivaut à un court-circuit. L'éclateur  $E_3$  protège le récepteur et, grâce à son court circuit produit en B B' une impédance infinie, ce qui empêche l'impulsion d'atteindre le récepteur. Il faut, bien entendu, que la ligne soit adaptée à l'antenne pour que celle-ci rayonne le maximum de puissance.

Lorsque l'impulsion est partie, le récepteur est alors en état de recevoir le signal réfléchi par l'obstacle et capté par l'antenne, parce que la puissance de ce signal est trop petite pour faire éclater une étincelle en  $E_1$  et  $E_2$  qui forment circuit ouvert. Dans ce cas, l'impédance à l'entrée du stub en AA' est nulle puisque AA' est à l'extrémité d'un court-circuit. Il y a donc comme un court circuit en AA'. Mais l'impédance à gauche de BB' est infinie puisque la portion de la ligne B' A' BA vaut  $\frac{\lambda}{2}$  : c'est pour cela que le signal venant de l'antenne est aiguillé sur le récepteur et non pas sur l'émetteur ; et ceci automatiquement.

Notons que l'éclateur de protection du récepteur est appelé (transmission réception ou T R) et le 2eme éclateur s'appelle anti-transmission réception ou A T R.

Théoriquement la réalisation d'un duplexeur semble être très facile mais les éléments TR et ATR sont généralement des tubes à gaz dont la tension d'amorçage, de désamorçage et de désionisation doivent être étudiées avec une très grande précision car une simple erreur peut être la cause de la détérioration du récepteur.

#### 4 - 3 Etudes des commutateurs TR et ATR

Les tensions de haute fréquence développées à l'émission dans la technique du radar sont très élevées. On peut songer à l'emploi d'un éclateur. On effectue en l'absence d'amorçage le circuit est pratiquement ouvert et la résistance de la décharge après l'amorçage est très faible.

Le gros inconvénient c'est que cette résistance est encore trop importante et qu'elle est très variable. D'autre part à la pression atmosphérique, la tension d'amorçage est très élevée et varie considérablement avec des facteurs nombreux et difficiles à contrôler : état de l'atmosphère, état des électrodes etc ...

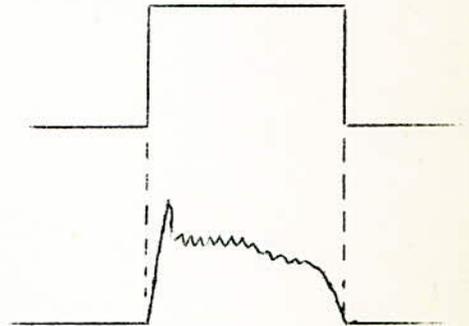
On diminue beaucoup ces inconvénients en logeant un éclateur dans une enceinte à basse pression. Le tube TR devient une diode à cathode froide et à atmosphère gazeuse. La tension d'amorçage devient ainsi beaucoup plus faible et la tension nécessaire pour maintenir la décharge est pratiquement constante : ce n'est plus une fonction de l'intensité. Un choix judicieux du gaz permet de réduire beaucoup cette tension.

#### 4 - 3 Tension d'amorçage. Electrode d'entretien :

Il est évident que l'amorçage du tube TR ne peut se reproduire exactement au début de l'impulsion. Il faut non seulement que la tension entre électrodes atteigne la valeur d'amorçage, mais il faut encore tenir compte du fait que l'ionisation ne se produit pas instantanément. La tension monte donc jusqu'à une certaine valeur pour retomber à la tension d'entretien.

Il importe là que l'amplitude et la durée de la pointe de tension soient aussi réduites que possible.

En effet nous rappelons que la moindre surcharge même très brève peut endommager définitivement le cristal du récepteur.



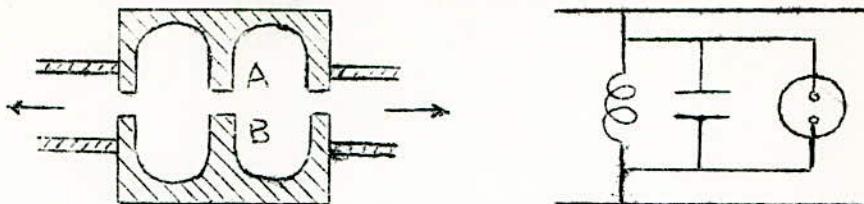
Il ne faut point que la puissance instantanée transmise au cristal dépasse 200 mW et la décharge normale doit être amorcée en un temps qui ne dépasse pas 10 ns.

Pour obtenir ce résultat on est amené à prendre une série de mesures spéciales :

- Une électrode d'entretien, portée à une tension continue ; convenable, maintient une décharge luminescente constante au voisinage des électrodes normales du tube TR, ainsi l'atmosphère interne comporte en permanence des ions gazeux qui facilitent considérablement l'amorce de la décharge principale.

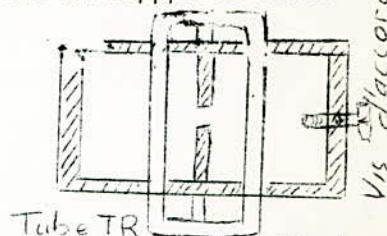
- Les électrodes sont recouvertes d'oxydes émissifs, voire même éventuellement des sels radioactifs.

- Le tube TR est constitué comme une cavité résonnante et les électrodes sont placées dans la région du maximum de tension.



On profite ainsi de la surtension. Cette disposition permet en même temps, de réduire l'énergie prélevée à l'émetteur pour l'entretien de la décharge.

- La décharge se produit dans une atmosphère. Pour obtenir ce résultat les parties actives de la boîtes sont placées dans une enveloppe de verre les autres parois de la cavité résonnante sont à l'extérieur du tube et un dispositif d'accord et prévu pour mettre rigoureusement la cavité en résonance avec la transmission.



- On choisit la nature de l'atmosphère interne de manière à obtenir une faible tension d'amorçage et une durée de désionisation aussi faible que possible. Les meilleurs résultats sont obtenus au moyen d'un mélange d'air et de vapeur d'eau sous une pression de l'ordre de 1 mm de mercure.

- La communication avec le guide est obtenue au moyen d'une fente latérale. Le système se comporte comme un transformateur élève. le rapport dépend de la section de la fente.



V. - ANTENNE DISPOSITIF D'EXPLORATION

5 - I Introduction

L'antenne est l'organe sensoriel du radar. Elle a pour fonction de recevoir l'énergie HF de la ligne de transmission, de distribuer convenablement cette énergie dans l'espace, de recueillir les échos radars de cette énergie, et de les diriger vers la ligne de transmission. La nature du rayonnement électromagnétique fait qu'une bonne antenne émettrice est également une bonne antenne réceptrice, nous n'avons donc besoin d'étudier que la première fonction. Dans la plupart des cas, on demande à l'antenne de rassembler l'énergie en un faisceau étroit qu'on peut pointer dans diverses directions.

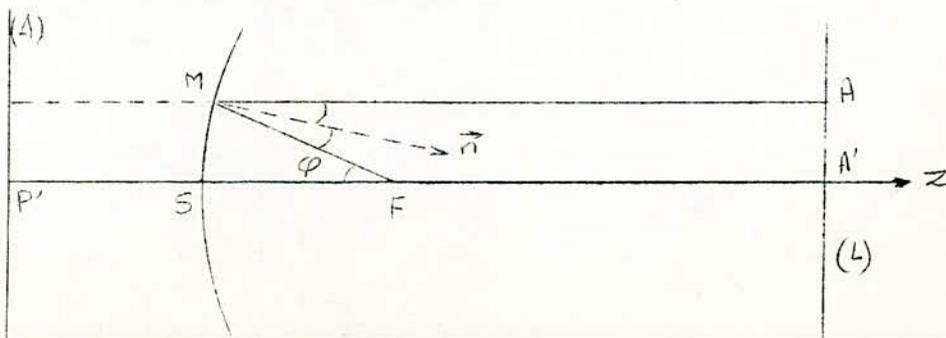
Le bâti support s'appelle le "pedestal" et le dispositif dans son ensemble est désigné sous le nom de bloc d'antenne ou de dispositif d'exploration. Les avions et les bateaux sont des véhicules particulièrement instables dont les mouvements perturbent la direction du faisceau d'énergie rayonné par un de leurs radars. La compensation de ces mouvements s'appelle la stabilisation.

Les radars sont équipés le plus souvent par des antennes paraboliques. Ce genre de radiateur comprend un réflecteur en forme de paraboloïde au foyer duquel se trouve une antenne appelée source d'alimentation ou source primaire. Celle-ci est soit un panneau de doublets, soit un réseau de fentes, soit un cornet. Elle est reliée aux équipements d'émission et de réception du radar à l'aide d'un guide d'onde.

5 - 2 Etude du réflecteur parabolique :

5 - 2 - I Propriétés fondamentales du paraboloïde :

On appelle paraboloïde de révolution une surface engendrée par rotation d'une parabole autour de son axe OZ.



$$\text{On a } (n, MA) = (MF, n) = \frac{r}{2}$$

( $\Delta$ ) étant le plan directeur du paraboloïde on a :

$$PM = FM$$

En particulier on a : P'S = FS = f

Considérons maintenant le plan (Lo), on aura :

FM + MA = PM + MA = PA = constante quelque soit le point M sur le paraboloïde. Si (Lo) passe par le foyer F on obtient :

$$MF + MA = PA = P'F = 2f = r + r \cos \varphi = r (1 + \cos \varphi)$$

avec  $r = PM$

$$\text{d'où } r = \frac{2f}{1 + \cos \varphi}$$

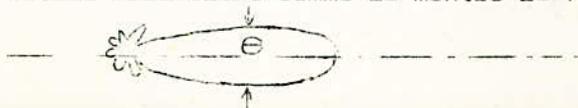
qui est l'équation du paraboloïde.

- Plaques en F une source ponctuelle c'est-à-dire une source d'ondes sphériques, le chemin optique du trajet FMA suivi par les ondes électromagnétiques est : (FM + MA) = Cte.

Or lorsque M se déplace sur le paraboloïde, A décrit le plan Lo, la condition (FM + MA) = Cte. signifie que (Lo) est une surface d'onde, Donc les ondes sphériques sont transformées par le paraboloïde en ondes planes.

En faisant cette analogie avec l'optique on suppose que la surface réfléchissante est parfaitement conductrice et que ses dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde, si cette condition n'est pas remplie, des phénomènes de diffraction se produisent. D'ailleurs c'est pour cela qu'on a tendance à utiliser des ondes de plus en plus courtes ce qui réduit d'une manière appréciable les dimensions du réflecteur.

Dans l'approximation de l'optique géométrique cette antenne donnerait un faisceau de rayons tous parallèles à un axe oz. Mais le champ réfléchi est un champ de dispersion qui ne pourra être déterminé par l'optique géométrique puisque celle-ci ne tient pas compte des phénomènes de diffraction et ne résout pas les problèmes de discontinuités sur le réflecteur. On aura un lobe principal de rayonnement dans la direction OZ et d'autres lobes secondaires dans d'autres directions comme le montre la figure ci-contre.



V-2-2 - Equation approchée de l'antenne :

On impose à la plupart des ensembles radars les deux conditions essentielles suivantes : Pouvoir détecter des objets éloignés et en donner la direction avec précision. Les caractéristiques de l'antenne agissent beaucoup sur la réalisation de ces conditions. Nous avons vu que la distance maximum de détection d'un objectif donné varie comme la racine carré de la surface de l'antenne. C'est une des raisons qui justifie l'emploi de grandes antennes. Elles présentent en outre un autre avantage, en corrélation avec le pouvoir réparateur du radar, à savoir que la largeur du faisceau varie comme l'inverse de la dimension linéaire de l'antenne.

La relation mathématique qui lie la largeur du faisceau (en degrés) à la largeur D de l'antenne et à la longueur d'onde du rayonnement est donnée habituellement par la formule approchée :

$$\theta = 70 \frac{\lambda}{D}$$

$\theta$  étant la largeur totale du faisceau à demi-puissance.

V - 2 - 3. - Dimensionnement du paraboloïde :

La largeur du faisceau admise généralement est de 5° et comme on se propose de travailler sur  $\lambda = 10$  cm on peut tirer facilement le diamètre du paraboloïde :

$$D = 70 \frac{1}{\theta} = 70 \frac{10}{5} = 140 \text{ cm} = 1,4 \text{ m}$$

mais il faudra mieux prendre  $D = 1,5$  m par mesure de sécurité et pour compenser plusieurs genres de pertes et plus spécialement les pertes par :

- Spill-over : correspond à l'énergie non interceptée par le réflecteur ,

- Transparence : donné par le rapport de la puissance  $P_o$  non réfléchié en un point à la puissance incidente en ce même point.

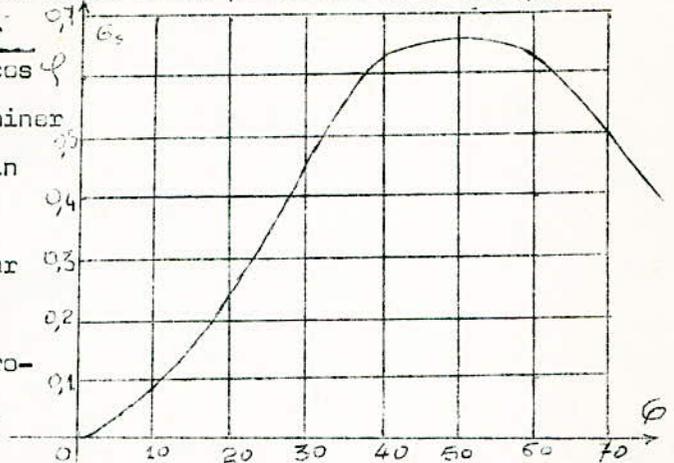
- Défocalisation : quand la source primaire ne coïncide pas avec le foyer.

Après avoir déterminé le diamètre de la parabole, il nous faut déterminer la distance du foyer au sommet de cette parabole. On a vu que

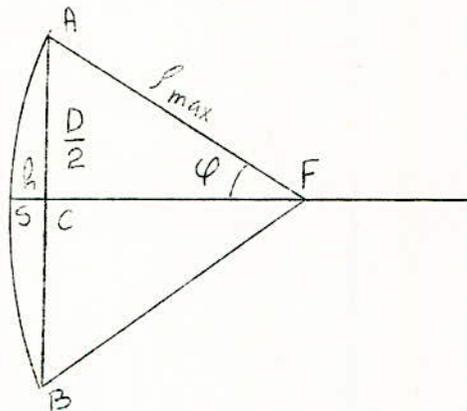
$$\rho = \frac{2f}{1 + \cos \varphi}$$

Au paravent il nous faut déterminer de telle manière à avoir le gain maximum de la source primaire.

Cette variation est donnée par la courbe ci-contre prise du livre intitulé : S. Silver Microwave antenna theory and design.



On voit d'après cette courbe qu'on a le gain maximum de l'antenne primaire pour  $\theta = 60^\circ$ .



$$AB = D = 1,5 \text{ m}$$

$$SC = h$$

$$SF = f$$

$$\frac{D}{2} = \rho_{\max} \sin \varphi \Rightarrow \rho_{\max} = \frac{D}{2} \frac{1}{\sin \varphi}$$

$$\rho_{\max} = \frac{2f}{1 + \cos \varphi}$$

$$2f = \frac{D(1 + \cos \varphi)}{2 \sin \varphi}$$

$$\text{d'où } f = \frac{D(1 + \cos \varphi)}{4 \sin \varphi} = \frac{1,5 \times 1,5}{4 \times \frac{3}{2}} = 0,65 \text{ m}$$

$$\rho_{\max} = \frac{1,37}{1,5} \approx 0,91 \quad \text{d'où } CF = \rho_{\max} \cos \varphi = \frac{0,87}{2} = 0,43 \text{ m}$$

$$\text{et } h = f - CF = 0,65 - 0,43 = 0,22 \text{ m.}$$

L'antenne est donc entièrement définie par :

$$D = 1,5 \text{ m} ; \quad f = 0,65 \text{ m} \quad \text{et} \quad h = 0,22 \text{ m}$$

#### V.2.4 - Paraboloïdes tronqués :

L'équation  $\theta = 70 \frac{\lambda}{D}$  exige une explication supplémentaire dans le cas d'un réflecteur paraboloidal dont le périmètre est tel que sa

largeur et sa hauteur ne soient pas égales (paraboloides tronqués).

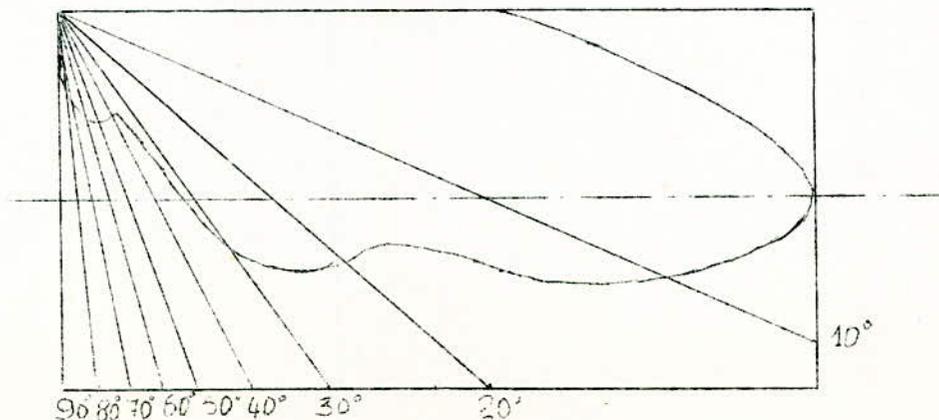
Si le faisceau est pointé horizontalement on peut mesurer la largeur du faisceau en explorant l'intensité du rayonnement à droite et à gauche du centre du faisceau, ou encore au-dessus et au-dessous du centre du faisceau. Il est important de constater que la largeur du faisceau mesurée horizontalement dépend conformément de l'équation de la dimension horizontale du paraboloïde tronqué et que la largeur du faisceau mesurée verticalement dépend de la dimension verticale.

Par conséquent pour obtenir un pouvoir séparateur élevé en azimut l'antenne doit être large mais pas nécessairement haute, tandis qu'un radar de détermination d'altitude donnant une mesure précise du cote d'un avion doit avoir une antenne haute qui n'a pas besoin d'être large.

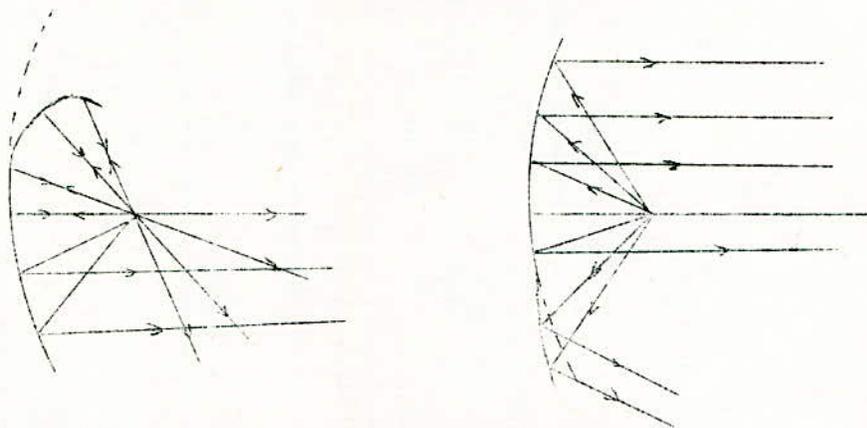
### V.3 - Faisceaux en éventail :

Les radars aéroportés doivent remplir entre autres fonctions celle d'aider à la navigation aérienne, et il existe un type très important de radar aéroporté de navigation qui donne une carte du terrain autour de l'avion. Pour cela, l'énergie émise doit être dirigée vers le sol, et pour obtenir une ouverture complète, plutôt que de concentrer l'énergie en un faisceau fin semblable à celui dessiné au début de ce chapitre, il faut employer un faisceau éventail.

On désire une carte d'intensité uniforme on doit donc distribuer convenablement l'énergie contenue dans le faisceau en éventail pour irradier suffisamment les objectifs les plus éloignés sans surirradier ceux qui se trouvent aux angles de cote les plus grands. On aura un faisceau semblable à celui dessiné ci-dessous.



Pour arriver à de tels résultats il suffit d'effectuer des déformations convenables sur le parabololoïde. Les figures suivantes représentent 2 déformations de parabololoïdes utilisés dans ce but.



#### V.4 - SOURCE PRIMAIRE : "CORNET" OU "PAVILLON"

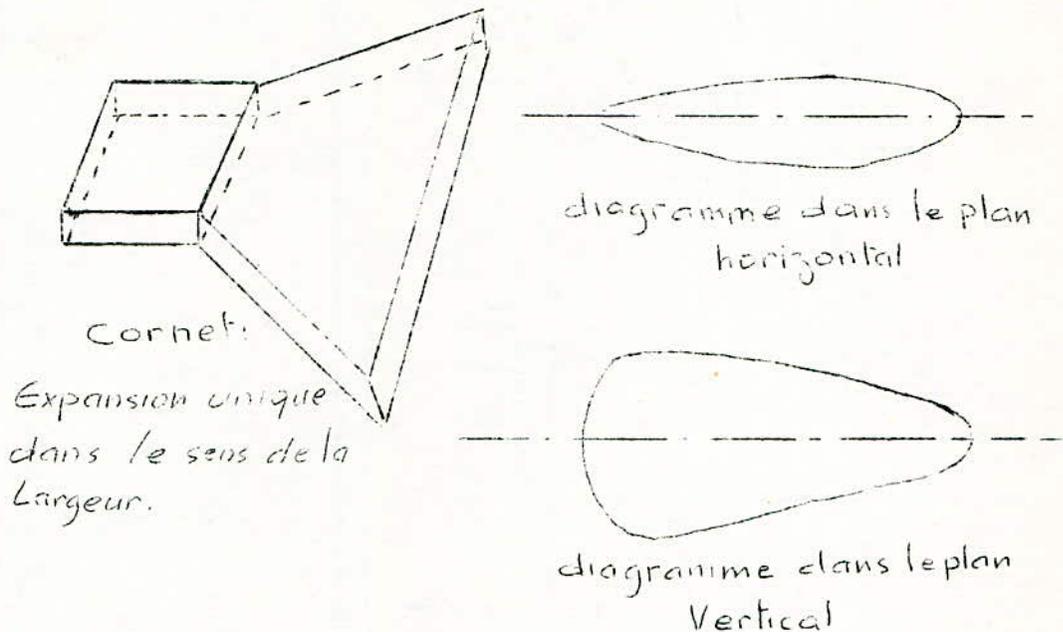
Un guide d'onde ouvert à une extrémité constitue une radiation d'ondes présentant un diagramme nettement directif. Mais le brusque changement d'impédance à l'extrémité du guide se traduit par une réflexion renvoyant de l'énergie vers la source, et des phénomènes de diffraction.

On peut éviter cet inconvénient en élargissant progressivement le guide en forme de cornet. Ainsi l'onde plane qui se propage dans le guide est progressivement transformée en onde sphérique.

Le cornet peut être conique, pyramidal ou encore, l'expansion peut n'exister que dans le sens de la largeur.

Un cornet ne peut être efficace que si ses dimensions sont grandes, par rapport à la longueur d'onde. Il en résulte qu'on ne peut en envisager l'emploi que pour les ondes centimétriques. Un autre avantage du procédé c'est que le même cornet peut être utilisé pour différentes longueurs d'ondes.

La forme des diagrammes de rayonnement est déterminée par les dimensions et la forme du cornet. Tous se passe, en fait comme si la section de sortie était constituée par un ensemble de dipôles. Dans ces conditions on conçoit que la forme du diagramme puisse être influencée par le mode d'excitation.



#### V.5 - EXPLORATION :

Bien qu'on ait conçu quelques radars avec des faisceaux de rayonnement fixes, la grande majorité des faisceaux de radar doivent assurer une exploration. On peut imaginer le déplacement du faisceau comme le déplacement d'un point sur une sphère centrée sur le dispositif d'exploration. Le faisceau balaie une certaine région de la sphère, déterminée par la fonction du radar en service, il le fait souvent d'une façon périodique, selon un diagramme géométrique appelé "exploration".

Deux types d'exploration :

#### V.5.1 - : Exploration simple :

Le faisceau se déplace avec un seul degré de liberté, c'est-à-dire couvre à plusieurs reprises un seul et même arc sur la sphère. Il est évident qu'avec une telle exploration on ne peut avoir que la distance d'un objectif et une seule de ses coordonnées angulaires par exemple son azimut.

L'une des explorations simples les plus courantes est l'exploration circulaire ; le faisceau se déplace en rotation continue, soit dans le plan horizontal, soit avec un angle de site qu'on peut régler positif ou négatif.

La vitesse d'exploration se situe généralement dans la gamme comprise entre 4 tours/mn pour les grands dispositifs et 30t/mn pour les petits. L'exploration sectorale est une modification de l'exploration circulaire dans laquelle le faisceau balaie, aller et retour, un arc de cercle, le secteur a une largeur type de 75°, et un cycle aller et retour peut prendre une seconde.

#### V.5.2 - Exploration complexe :

Là, le faisceau se déplace dans un certain angle solide, car il dispose de deux degrés de liberté. Un radar comportant une exploration complexe peut indiquer l'emplacement d'un objectif dans l'espace en donnant la distance et deux coordonnées angulaires, par exemple le site et l'azimut. On peut citer l'exemple du radar à exploration hélicoïdale dans les chasseurs de nuit portant un opérateur en plus du pilote. Le faisceau tourne rapidement autour d'un axe vertical tandis que l'on fait osciller l'angle de site beaucoup plus lentement entre 2 limites situées à quelques degrés au-dessous et au-dessus du plan horizontal. On peut rechercher de cette façon des objectifs situés dans une zone horizontale de 360° à l'exception des zones marquées par la structure du chasseur lui-même. Le temps d'explorer cette zone est d'environ 3 secondes.

L'exploration Palmer est une combinaison d'exploration horizontale et conique. C'est un mouvement cycloïdal du faisceau.

On a utilisé d'autres explorations complexes principalement dans les équipements expérimentaux. La plus utile d'entre elles est probablement l'exploration dans laquelle l'angle de site (ou azimut) oscille rapidement tandis-que l'angle d'azimut (ou de site) oscille lentement.

#### V.6 - Stabilisation du faisceau :

##### V.6.1 - Stabilisation des antennes d'avions :

Il faut garder les mêmes conditions de rayonnement pour cela on construit l'équipement de façon à stabiliser le faisceau rayonné contre toute manœuvre de l'avion, telle que montée, glissade, ou toute autre combinaison de ces deux mouvements. Cette stabilisation est nécessaire pour éviter :

- Une irradiation irrégulière de la surface explorée.
- Une diminution de la portée du radar.
- Une distorsion de la représentation sur l'I.P.

On peut généralement diviser un dispositif de stabilisation en trois éléments principaux.

- Le gyroscope avec ses charges potentiométriques ou synchros.
- Le servo-amplificateur et le dispositif de poursuite qui contient le servomoteur.
- Le train d'engrenage ou dispositif de l'avion.
- Charge actionnée par l'élément commande.

On voit que le problème de la stabilisation est très complexe et demande une étude très approfondie des différents éléments composant les dispositifs de stabilisation. Cette partie ne fera pas l'objet de notre étude puisque l'on se propose d'étudier un radar placé sur la terre et le problème de stabilisation ne se pose pas dans ce cas.

#### V.6.2 - Stabilisation des antennes de navire.

Le problème de la stabilisation se pose avec au moins autant d'acuité que pour les avions.

Si nous avons parlé de la stabilisation sans l'étudier, c'est tout simplement pour donner une idée sur les problèmes qui se posent dans les différents cas.

## VI. - LE RECEPTEUR DU RADAR

### VI.I - INTRODUCTION

#### VI.I.1 - GENERALITES SUR LE RECEPTEUR RADAR.

Le récepteur du radar est un élément de première importance. Son rôle est d'utiliser la faible énergie apportée par l'écho, de l'amplifier, de la transformer de manière à la traduire sous forme d'un signal visible sur l'écran du tube à rayons, cathodiques généralement utilisé comme indicateur.

L'écho est une brève impulsion constituée par des oscillations de THF. La puissance représentée par chaque impulsion dure, tout au plus, quelques  $\mu$ s/. Le récepteur doit présenter toute sa sensibilité quelques  $\mu$ s après que l'antenne ait rayonné une puissance se chiffrant en dizaines de Kw, même en centaines de Kw. La tension de sortie doit, suivant les cas, être comprise entre quelques volts et quelques dizaines de volts.

Pour l'amplification et le changement de fréquence, le problème de la puissance ne se pose pratiquement plus. Mais d'autres apparaissent ; il faut pouvoir s'accorder commodément sur la fréquence émise, il faut amplifier les signaux les plus faibles sans y ajouter le moindre bruit parasite (souffle des lampes). Là encore, on parvient jusque vers les ondes métriques en réduisant les dimensions : tubes gland, miniature et subminiature, construits comme des mécaniques de précision, avec des intervalles réglés au  $1/100^{\circ}$  de mm entre les électrodes. En arrivant aux ondes décimétriques, il faut de nouveau changer de méthode.

Le récepteur d'un radar est tout à fait différent

du récepteur classique utilisé en radiodiffusion. Bien que le principe de conception soit toujours le même, celle-ci est beaucoup plus compliquée.

Le récepteur est du type superhétérodyne (c'est à dire que le mélangeur a une commande unique agissant en même temps sur l'accord de l'étage d'entrée et sur le C.O. de l'O.L.). Dès l'entrée le signal est mélangé, dans un cristal mélangeur, au signal de l'O.L. (en l'occurrence le Klystron). Il faut donc maintenir un écart de fréquence entre le signal capté et le signal local, par exemple 30 MHz. Un contrôle manuel peut être fait en jouant sur la tension réflecteur du Klystron. Mais en pratique, après un réglage préliminaire manuel, la fréquence est maintenue à une valeur coreste par un C.F.F. Le signal à fréquence intermédiaire est amplifié dans une série d'étages accordés, puis détecté, puis de nouveau amplifié dans un étage vidéo, avant d'être envoyé sur l'écran d'un oscilloscope à balayage spécial (P.P.I. : Plan position indicator).

Un récepteur comprend donc 3 grandes parties :

- Une tête HF : (O.L. C.A.F. Mélangeur MF).
- Des étages MF :
- des étages BF ; vidéo, et P.P.I.

Nous étudierons plus loin ces différents éléments un par un dans l'ordre de leur emplacement.

\* 1°) Arrangement général : Les récepteurs pour radar de recherche et de repérage sont toujours à changement de fréquence.

La figure (VI.1) représente schématiquement l'installation réceptrice, d'un radar. En fin de ce chapitre, nous donnons à titre d'exemple le schéma le plus complet d'un récepteur radar (radar préparateur de Tir THOMSON) avec les divers contrôles automatiques de fréquence et de gain.

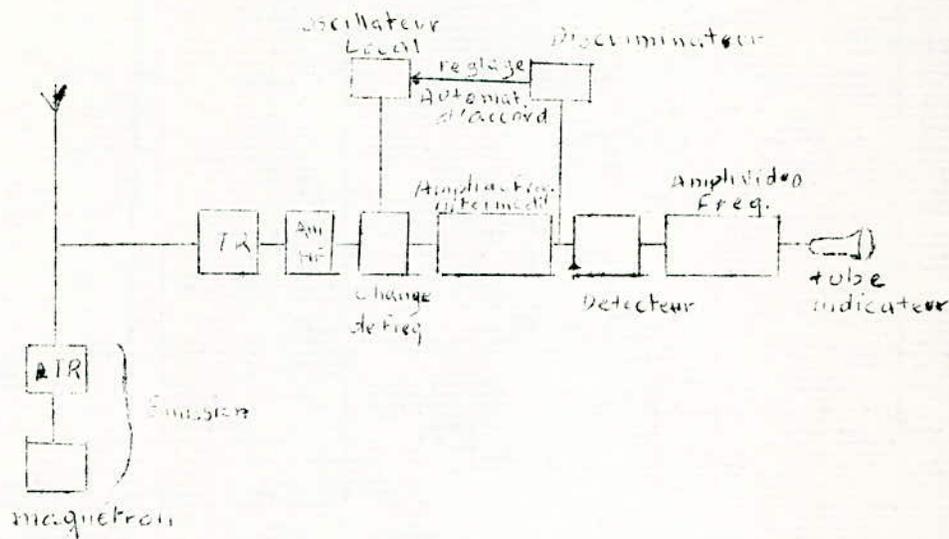


Fig. (VI.1)

L'énergie captée par le collecteur d'ondes est conduite à l'entrée du récepteur soit par un guide d'onde soit par une ligne coaxiale.

La boîte ATR isole complètement les circuits du magnétron et évite l'absorption d'énergie. Pour la réception la boîte T.R. laisse un libre passage aux oscillations.

L'emploi d'un ou plusieurs étages d'amplification directe n'est pas obligatoire. Il n'est prévue que dans certains modèles.

Le changement de fréquence est toujours obtenu au moyen d'un OL séparé. La fréquence de celui-ci est contrôlée par le dispositif d'accord automatique. L'utilité de ce dernier est indiscutable car la fréquence fournie par le magnétron peut varier dans des limites non négligeables.

On trouve ensuite, l'ampli de FI suivi du détecteur. Le discriminateur commandant l'accord automatique est parfois alimenté par les premiers étages de l'ampli de F.I.

Après le détecteur, vient l'amplificateur de vidéo-fréquences fournissant au tube à rayons cathodiques les tensions nécessaires.

Certains radars sont équipés avec receptrer à double changement de fréquence. On trouve donc, d'abord un premier amplificateur de fréquence intermédiaire, puis un second changement de fréquence suivi d'un second ampli de fréquence intermédiaire réglé, naturellement, sur une fréquence différente. L'ensemble est représenté ci-dessous (fig. VI.2).

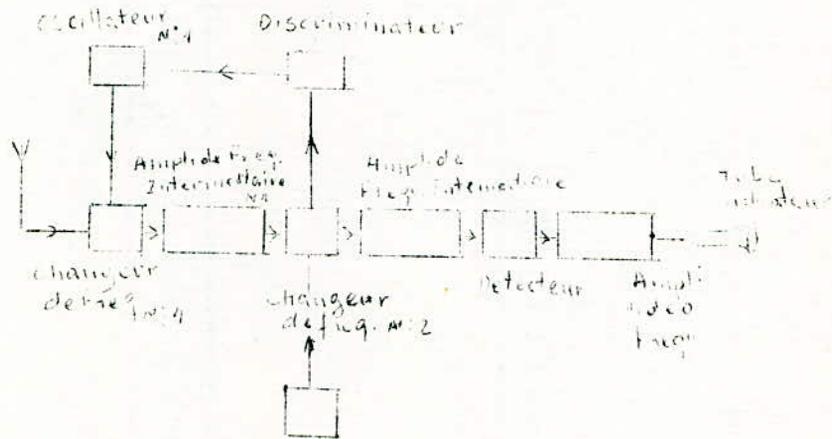


fig. (VI.2.)

\* 2°) Sensibilité et bruit de fond.

La portée utile d'un radar dépend essentiellement de l'aptitude du receptrer à traduire visiblement un écho plus ou moins faible,

Si l'on pouvait augmenter à volonté la sensibilité il serait inutile de faire appel aux énormes puissances dont il a été question plus haut. L'installation en serait notablement simplifiée et, naturellement, elle serait moins coûteuse.

Actuellement, la sensibilité utilisable est de quelques  $\mu$ v pour les radars travaillant sur des longueurs d'ondes de l'ordre de 10 cm (3000 Mc/s). La tension nécessaire pour agir sur le tube à rayons cathodiques étant de quelques dizaines de volts (20 à 30 v) le gain est donc de l'ordre de  $10^7$  à  $10^8$ .

Le facteur limitatif n'est pas la difficulté d'atteindre des gains plus élevés que le précédent, mais l'existence d'un bruit de fond dont les composantes principales sont produites par le récepteur lui-même.

Le "bruit de fond" n'est <sup>pas</sup> "entendu" au sens vrai du mot. Mais il se traduit sur l'écran par des tracés parasites. Dans le cas le plus simple où l'écho est utilisé pour obtenir une déviation verticale du spot, le "bruit de fond" apparaît comme un champ d'herbe qui ondule sous l'influence du vent. C'est pour cette raison que les perturbations sont désignées par ; "l'herbe", dans l'argot des opérateurs du radar. Il est clair qu'un écho dont l'amplitude est inférieure à celle de "l'herbe" passera probablement inaperçu. Toute augmentation de gain obtenue par les moyens classiques se traduit par une augmentation proportionnelle du bruit de fond.



Fig. (VI.3)

\* 3°) Origines du bruit de fond.

Certaines composantes sont apportées de l'extérieur, mais ce ne sont généralement pas les plus importantes. Les autres composantes sont produites dans le récepteur.

a) Agitation thermique :

Les déplacements électroniques dans les circuits produisent des ddp variables. C'est un effet peu important.

b) Bruit de fond produit par un tube amplificateur :

- Effet de grenaille : (Shot effect), dû au fait que la cathode ne fournit pas un débit rigoureusement constant d' $e^-$  mais que ceux-ci se groupent en paquets séparés. Il en résulte des fluctuations dans le débit cathodique.

- Effet des électrodes accélératrices :

Quand un tube possède une ou plusieurs électrodes positives, en plus de l'anode, le courant cathodique ne se divise pas régulièrement entre les différentes électrodes. Des fluctuations irrégulières et incontrôlables se produisent : d'où une composante de bruit de fond. A égalité de gain, un tube triode produit moins de bruit de fond qu'un tube pentode.

Ainsi chaque élément du récepteur contribue à la production du bruit de fond. Une étude complète devrait envisager séparément :

- Bruit de fond dû à l'étage d'entrée (s'il existe).
- Bruit de fond dû au changement de fréquence.
- Bruit de fond dû à l'O.L.
- Bruit de fond dû à l'ampli de F.I.

La réduction du bruit de fond est particulièrement importante dans les étages d'entrée puisque les composantes parasites sont amplifiées par les étages suivants.

Le bruit de fond dû au changement de fréquence est particulièrement intense. C'est pour en réduire l'importance relative qu'on prévoit parfois un étage d'amplification directe.

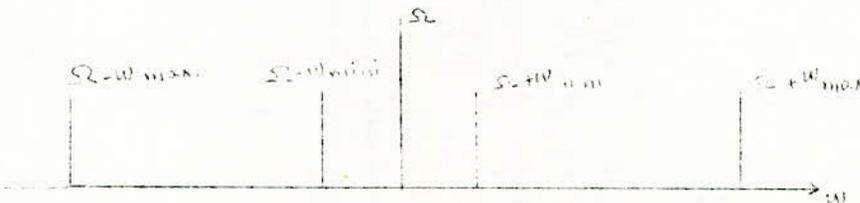
Le remplacement de la diode par un cristal a constitué un gros progrès à ce point de vu, surtout pour l'emploi des ondes centimétriques.

\* 4°) Bande passante du récepteur :

Considérons par exemple, un radar fonctionnant sur une longueur d'onde de 10 cm, c'est à dire une fréquence de 3000 Mc/s.

On fait une erreur considérable en admettant que les circuits du récepteur doivent être établis pour répondre simplement à la fréquence de 3000 Mc/s. Ce serait vrai s'il s'agissait d'une émission sinusoïdale continue faite sur cette fréquence nominale. Mais il s'agit de percevoir de brèves impulsions dont la durée ne dépasse pas quelques  $\mu$ s et, peut être même dans certains cas, notablement inférieure.

On a vu qu'une émission téléphonique et une émission de radiodiffusion modulées en amplitude comportent d'une part, l'onde porteuse, et, d'autre part, les bandes de modulation qui s'étendent au-dessus et au-dessous de l'onde porteuse et dont l'écart est d'autant plus grand que la fréquence de modulation est élevée.



Un récepteur fidèle doit être également sensible pour l'onde porteuse et pour les bandes de modulation. S'il n'était sensible que pour l'onde porteuse, la modulation, c'est à dire la partie utile, serait éliminée.

Le problème est le même que pour une émission télégraphique. On doit considérer celle-ci comme une onde porteuse modulée en amplitude par les traits et points de l'alphabet morse.

On ne doit pas utiliser un recepteur exagérément sélectif sans peine d'éliminer les signaux ou, du moins, de les rendre inintelligibles. On sait que la bande de fréquences occupée par la transmission est d'autant plus large que la vitesse de manipulation est plus grande, c'est à dire que les traits et les points sont plus brefs. En effet un trait bref correspond à un signal de grande fréquence.

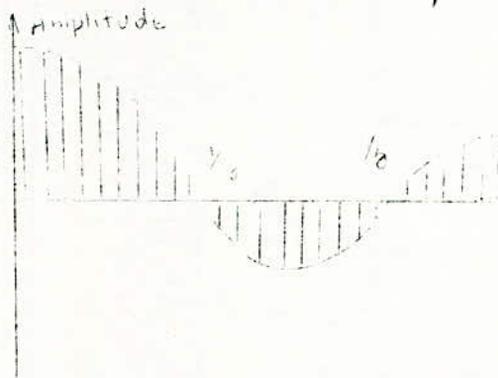
De la même manière, on doit considérer que l'émission du radar comporte une onde porteuse modulée à 100 % par des impulsions rectangulaires d'une durée de l'ordre de la  $\mu$ s, séparés par une intervalle de l'ordre de la ms.

\* 5°) Décomposition en série de Fourier :

Des impulsions rectangulaires d'une durée de  $1 \mu$ s espacées de 1 ms constituant un phénomène périodique dont la fréquence est de 1000 c/s. Ce sont, en fait, des oscillations du type "relaxation" (c'est-à-dire périodiques mais non sinusoïdales), dont le contenu harmonique est très riche. L'analyse en série de Fourier est possible. On trouverait naturellement une composante fondamentale à 1000 c/s et des harmoniques espacées de 1000 périodes les unes des autres (2000, 3000, 4000,...).

L'importance d'une harmonique est naturellement fonction de son amplitude par rapport à l'amplitude la fréquence fondamentale.

Or, si l'on étudie la variation d'amplitude en fonction du rang de l'harmonique, on constate qu'elle passe par des maxima successifs séparés par un intervalle égal à  $1/\delta$ , ( $\delta$  étant la durée de l'impulsion).



Fréquence  
(répartition des harmoniques).

Il en résulte que la bande passante du récepteur doit être d'autant plus large que la durée des impulsions est plus courte. Car des impulsions courtes correspondent à une fréquence de modulation grande.

C'est le résultat déjà exposé plus haut à propos des transmissions télégraphiques.

\* Remarque importante : On montre que le gain qu'on peut tirer d'un tube amplificateur donnée est inversement proportionnel à la bande passante de l'étage.

\*6°) Forme de l'impulsion:

Dans les radars destinés à signaler l'approche de navires ou d'avions ennemis, on utilise des durées d'impulsion relativement grandes. De ce fait, l'énergie mise en jeu est plus grande, et l'énergie, que renvoi la cible suit la même loi. Un écho très bref risque fort d'être perdu dans les bruits parasites du récepteur. Il s'agit, en effet, de signaler le plutôt possible l'approche des assaillants.

Il est donc intéressant de disposer d'une énergie aussi grande que possible dans chaque impulsion. On ne cherche nullement à relever avec exactitude la position de l'obstacle. Dans ce cas, peu importe que la forme de l'impulsion ne soit pas respectée, peu importe également l'incertitude qui peut exister sur l'emplacement de l'impulsion sur l'écran du tube indicateur. On peut alors se contenter d'une bande passante relativement étroite de 1,5 à 2 Mc/s.

Dans les systèmes de commande automatique de tir il faut, au contraire, situer la cible avec la plus grande précision. De plus, il est important que la portée minimum soit aussi réduite que possible. Cela implique, d'une part, l'emploi d'impulsions très courtes et, d'autre part, le maintien de la forme exacte de l'impulsion à travers les circuits du récepteur, pour qu'elle arrive au tube indicateur non déformé.

La bande passante dépasse couramment 5 Mc/s.

\* 7°) Blocage du récepteur :

Dans le récepteur, certaines grilles de lampes amplificatrices sont connectées comme l'indique la fig. (VI.4) par l'intermédiaire d'un C et d'une R.

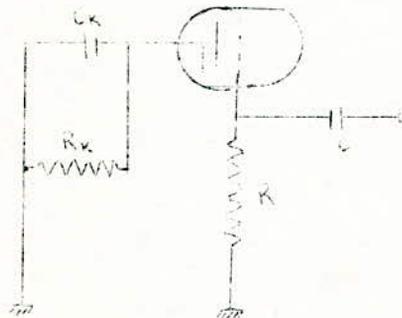


Fig. (VI.4)

Si une impulsion de forte amplitude est transmise à travers le condensateur C, la grille est rendue fortement négative et le récepteur est bloqué pendant le temps nécessaire au condensateur C pour se décharger exponentiellement à travers la résistance R.

Pendant cet intervalle, le récepteur est incapable de révéler la présence d'un obstacle.

L'impulsion de blocage peut être due à un parasite, elle peut être apportée par l'impulsion du magnétron, ou par l'écho d'une cible relativement proche.

#### VI.1.2 - LES ELEMENTS HF DU RECEPTEUR ET LEUR ASSEMBLAGE :

Les éléments HF du récepteur-Radar sont principalement :

- Le cristal mélangeur
- L'oscillateur local (O.L.)
- Le mélangeur
- E t la C.A.F.

L'étude détaillée de ces différents éléments est faite plus loin. Dans ce paragraphe nous nous contentons seulement de les énumérer comme éléments HF du récepteur.

Cependant nous allons parler de leur assemblage qui est nécessaire dans un récepteur radar. En effet, l'expérience a montré que le bon fonctionnement d'un radar dépend non seulement de l'assemblage bien coordonné de ceux-ci, à la fois entre-eux et par rapport aux autres éléments du radar. Il est donc nécessaire d'ajouter à l'étude relative aux éléments eux-mêmes des considérations sur les raisons techniques des méthodes usuelles de groupement de certains éléments fondamentaux en un ensemble dénommé "tête HF".

\* 1°) Pourquoi on réalise des Ensembles HF.

Des considérations d'accessibilité et de commodité conduiraient le plus souvent à placer la plupart des éléments d'un radar au voisinage de l'indicateur plutôt que de l'antenne, car celle-ci pour disposer d'une vue correcte, doit être en général placée en un point éloigné ou isolé. Toutefois, l'effet de "longue ligne" (\*) conduit à éviter si possible une longue ligne de transmission entre le magnétron et l'antenne.

Outre le fait que la ligne longue peut engendrer une instabilité du magnétron même avec un faible T.O.S.T. (T.O.S. en tension), les jonctions, les coudes, et les portions courbes nécessités par une ligne longue auront toutes les chances d'accroître la désadaptation. Ainsi, pour éviter ces complications, on réalise la ligne HF la plus courte possible en plaçant le magnétron au dos du réflecteur de l'antenne, système dit "en arrière du réflecteur". Cette disposition idéale est souvent peu pratique, car l'ensemble des éléments associés obligatoirement au magnétron peut être trop encombrant et trop lourd pour qu'on puisse le placer sur le support d'antenne. Le transfo. d'impulsions doit se trouver près du magnétron pour éviter de longues connexions à THT, qu'on devrait fixer et isoler correctement et qui introduiraient une capacité excessive. La jonction en T de commutation et le tube TR doivent évidemment faire partie de la ligne magnétron-Antenne. Le niveau extrêmement faible des échos que traversent le tube TR doit être converti en HF et notablement amplifié avant d'être transmis à distance.

L'O.L. devra donc également être au même endroit, car la CAF est basé sur la comparaison de fréquence entre l'O.L. et le magnétron.

(\*) voir chapitre "Lignes de transmissions" au début de ce manuscrit.

Des considérations d'ordre électrique et technique imposent donc qu'au minimum les éléments suivants soient rassemblés, et cela aussi près que possible de l'antenne.

- Transfo. d'impulsion
- Magnétron
- Commutateur, tubes TR et ATR
- O.L
- Mélangeur de réception et de CAF.
- Circuits de commande de la CAF.
- Ampli MF (jusqu'au niveau usuel de 1v vidéo).

Ce groupe d'éléments montés ensemble, et le plus souvent dans un coffret fermé, constitue la "Tête HF". Si on s'impose la réponse possible des réponses de balises l'ensemble comprendra également l'OL. et la CAF des balises. Dans les petits radars, on pourra y introduire la ligne du modulateur et le tube interrupteur, et même l'alimentation du modulateur. Une extension dans ce sens conduit à une disposition dans laquelle tous les éléments du radar, en dehors des commandes et du tube indicateur, sont enfermés dans un seul coffret.

\* 2°) Avantages de l'ensemble HF. Sur tous les radars, sauf les plus importants, le groupe d'éléments que nous avons énumérés plus haut peut former un ensemble très compact dans un seul châssis qui n'est pas trop lourd pour un seul ou peut être deux hommes. Il existe des avantages considérables à grouper ainsi les éléments essentiels de l'E. et du R. en 1 ensemble amovible. En cas de panne on peut substituer une "tête HF" de recharge et la brancher en quelque instants. On pourra alors rechercher la panne, faire la répartition et le réglage, ainsi que la vérification sur un banc d'essai bien équipé. C'est tout spécialement intéressant pour les radar d'avions.

Une bonne technique consiste à mettre sous pressions les lignes HF de transmission des radar hyperfréquences pour éliminer l'eau et la vapeur d'eau. Aux grandes altitudes, cette surpression peut être absolument nécessaire pour éviter les arcs dans la ligne.

Le circuit de cathode, à HT. du magnétron pose le même problème.

La mise sous pression assure la dessiccation de l'air et une pression atmosphérique normale; elle rend inutile les isolateurs énormes et les écartements importants qu'une technique normale recommanderait d'utiliser.

D'autres éléments de la tête HF pourront donc devenir moins encombrants, si on admet la mise sous pression. Ce n'est qu'une légère extension qui conduit à enfermer la tête HF dans une enceinte unique sous pression, la surpression étant commune avec la ligne HF (en dehors de l'antenne). Cette disposition résout deux autres problèmes.

\* a) Les parties délicates de la tête HF se trouvent protégées contre les conditions les plus rigoureuses : humidité, eau salée, poussière, non seulement en cours d'utilisation, mais en cours d'expédition par mer ou de stockage.

\* b) Le problème du blindage se trouve très simplifié, car on écarte les parasites extérieurs des parties sensibles du récepteur et on confine dans l'espace clos les perturbations créées par l'E. du radar, ce qui évite les troubles qu'elles pourraient apporter aux appareils voisins.

\* 3°) Considérations sur les projets de têtes HF.

La forme que prend la tête HF dépendra du bien de son utilisation: au sol, à bord d'un bateau ou d'un avion; du degré d'exposition des éléments, de la puissance et de la fréquence du magnétron émetteur.

La mise sous pression comporte des avantages et des inconvénients. Parmi ces derniers, figurent l'inaccessibilité des éléments pour le réglage et les réparations et la difficulté d'évacuer la chaleur à travers les parois de l'enceinte.

La tête HF d'un petit radar d'avion sera de toute évidence un ensemble mis complètement sous pression. Par contre celle d'un appareil très important pourra fonctionner à l'intérieur d'un capot protecteur et ne pas être sous pression du tout.

On ne peut donner de règles strictes.

\* a) Evacuation thermique : la température maximum de sécurité pour la plupart des éléments de la tête HF, tels que les R au carbon, les capacités au papier, les moteurs de ventilation, est d'environ 85 °C. La température de l'air ambiant peut atteindre 50°C dans le désert à l'intérieur d'un capot exposé au soleil. Si l'ensemble n'est pas mis sous pression, on peut établir facilement la différence tolérée de 35°C. L'air fourni par un simple ventilateur, bien canalisé, évacuera rapidement la chaleur à l'extérieur. Le plus souvent, on peut diriger l'air fourni par le ventilateur de refroidissement de magnétron de façon à assurer le reste du refroidissement nécessaire.

Lorsque la libre circulation de l'air extérieur à travers la tête HF n'est pas possible, comme c'est le cas pour une enceinte mise sous pression, le problème du transfert thermique vers l'extérieur peut constituer un facteur déterminant de la conception. La difficulté ne consiste pas à faire passer la chaleur à travers les parois métalliques de l'enceinte. Une différence d'une fraction de degré y suffit. Mais presque toute la chute de température s'effectue entre les deux couches mortes d'air situées de part et d'autre de la paroi.

Il s'ensuit un coefficient de transfert par convection naturel réduit à une valeur qui va de 0,0009 à 0,0015 W/cm<sup>2</sup> par °C de différence de température entre l'air et la paroi. Si l'on prend 30°C comme limite de sécurité entre l'air intérieur et l'air extérieur et si l'on suppose une convection naturelle de part et d'autre, le coefficient moyen que nous venons d'indiquer entraînera une charge thermique maximum de 0,03 W/cm<sup>2</sup>. Une convection forcée résultant d'un léger déplacement d'air le long de la surface portera ce coefficient à 0,003 W/cm<sup>2</sup> par °C, mais au delà, une grande variation de vitesse ne créera qu'une faible variation de la dissipation. Il faut prendre un courant à grande vitesse (de l'ordre de 15 m/s, soit 54 Km/h) pour atteindre un facteur de 0,005 W/cm<sup>2</sup> par °C.

\* b) types d'enceintes : Si la tête HF n'est pas mise sous pression, le cadre qui supporte les éléments sera un châssis rectangulaire construit selon la même technique que le reste du radar. Ce sont les règles usuelles d'accessibilité et de commodité qui dicteront l'emplacement des éléments. Si, par contre, on doit mettre l'ensemble sous pression, on devra étudier avec soin le problème de l'enceinte. Il est presque essentiel d'avoir la possibilité d'ôter le couvercle d'étanchéité et d'effectuer des essais et des réglages sans débrancher la ligne HF de transmission ni aucun câble.

Bein que les enceintes rectangulaires soient plus économiques pour l'encombrement, elles sont difficiles à mettre sous pression par suite de leur tendance à devenir sphériques, sous la pression, ce qui crée des efforts de cisaillement dans les angles.

Sur un bateau, où l'on peut s'attendre à des écarts de pression assez faibles, on peut admettre un capot rectangulaire.

\* c) Points de contrôle et de mesure :

Le bon fonctionnement d'un radar dépend de contrôles sérieux effectués sur chaque élément.

Les éléments essentiels d'un radar sont tous centralisés dans la tête HF et c'est une des tâches de l'ingénieur-projeteur de prévoir dans celle-ci les points de contrôles nécessaires.

Le contrôle ne devra obliger à ôter aucun capot.

\* d) Exemples intéressants de tête HF : (Radar d'avion)

Les exemples de tête HF sont nombreux et différents. Nous ne pouvons donc en parler, et encore moins les étudier, en détail. Dans ce qui suit nous nous contenterons de décrire d'une manière brève une tête HF d'un radar de recherche pour avion, conçu récemment pour la gamme de 3 cm, la forme géométrique de cette tête est large et mince.

(les figures VI-5 et VI-6 n'existent pas faute de blous)

L'emploi d'une enceinte large et aplatie a été dicté par l'espace disponible dans certains avions.

Un coffret de ce genre, métallique et étanche à la pression doit, pour être léger, posséder un fond et un couvercle bombés. Le joint d'étanchéité est voisin du couvercle sur une section cylindrique de 45 cm de diamètre. Ce radar est préci pour fonctionner sur 3 largeurs d'impulsions.

- 5  $\mu$ s à 200 c/s pour la recherche
- 2,5  $\mu$  à 400 c/s pour l'interrogation des balises
- 0,5  $\mu$ s à 800 c/s pour une bonne définition.

L'impulsion la plus longue fournit une portée plus grande, (car la puissance moyenne mise en jeu est plus grande), surtout pour la cartographie d'une région côtière.

Elle doit être supérieurs en durée à la limite maximum de discrimination des balises au sol. Quant à l'impulsion d'interrogation, elle dépasse nettement la durée minimum de  $2\mu s$  nécessaire pour déclencher les balises.

L'impulsion vient du modulateur par un câble de  $50\Omega$  qui pénètre dans la tête HF par l'intermédiaire d'une fiche étanche. Le câble blindé parvient alors au compartiment d'impulsion de forme sectorale.

C'est dans cette boîte qu'apparaissent les bornes du transfo. d'impulsion ainsi que celle de la cathode du magnétron.

Normalement, le couvercle du secteur est en place & aucun point à tension élevée n'apparaît lorsqu'on retire le couvercle de la tête HF. Le compartiment d'impulsion contient aussi le transformateur de chauffage du magnétron et les capacités de découplage qui forment un trajet de retour à la masse pour les circuits de mesure.

Tous les conducteurs qui quittent ce compartiment soigneusement blindé traversant des filtres qui réduisent les tensions d'impulsions qu'ils pourraient comporter à un niveau assez bas pour éviter tout parasite pour le trafic.

Le boîtier du transformateur d'impulsions, d'où se dégage une quantité de chaleur, fait saillie à l'extérieur du coffret étanche.

On voit le système HF de cet ensemble sur la fig. (VI.7). Le magnétron 4J52, est du modèle "incorporé", car son aimant fait partie intégrante du tube. Il fonctionne avec un niveau d'entrée voisin de 200 Kw, avec un rendement moyen d'environ 30 %. Sa cathode est plus importante que celle des autres magnétrons de même puissance, ce qui lui permet de fournir l'impulsion longue de  $5\mu s$  sans claquage.

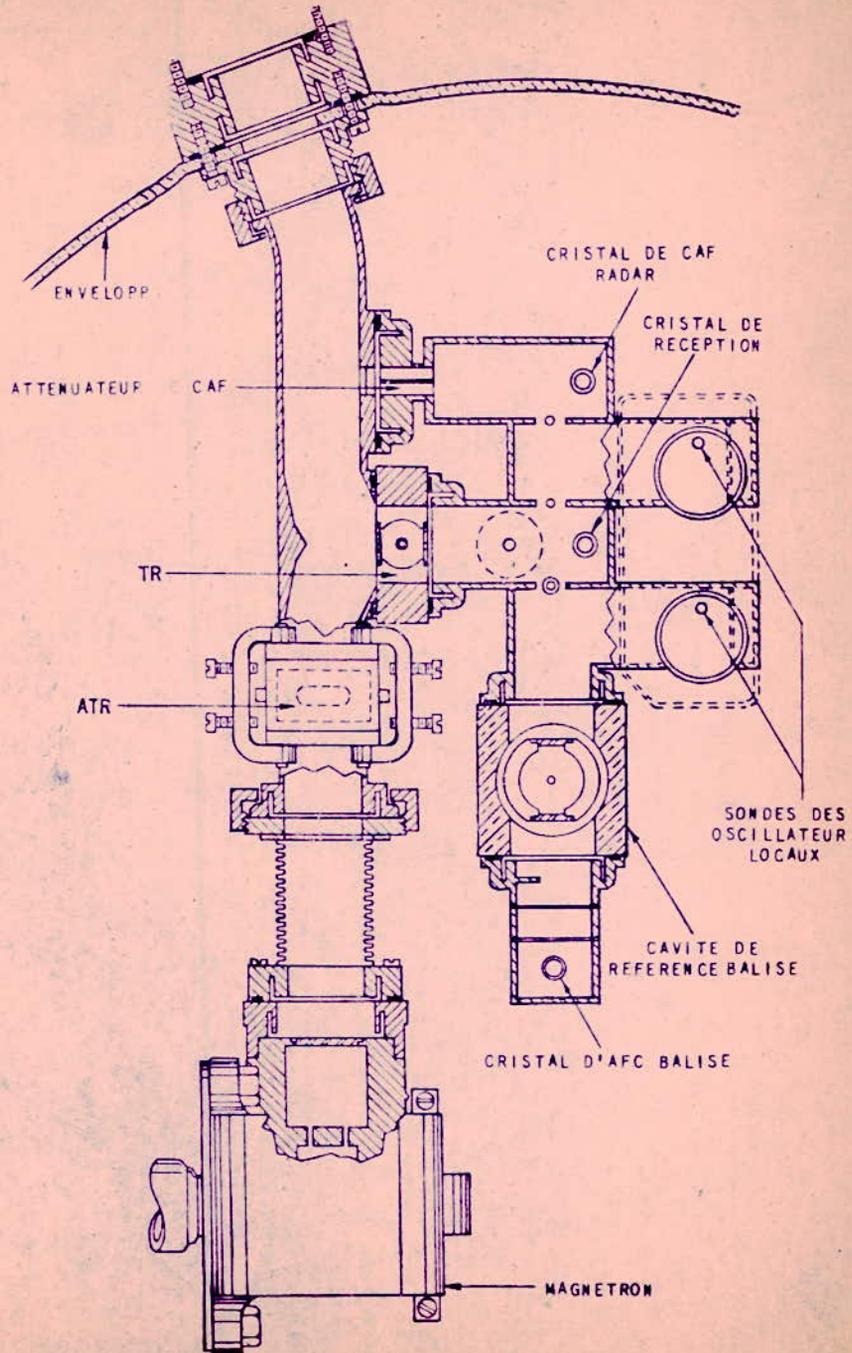


Fig. 11.29.- Circuits H.F.

Son ventilateur de refroidissement produit également la circulation d'air générale pour l'intérieur de la tête HF.

Les brides des guides placées à l'intérieur de la tête HF ne sont pas étanches; elles communiquent donc la surpression de la tête HF au circuit du guide. Par contre le guide est maintenu électriquement étanche aussi parfaitement que possible soit assez élevé pour perturber le fonctionnement de la CAF. L'étanchéité électrique s'obtient par des garnitures en métal tressé qu'on place à chaque jonction. Un élément cour de guide ondulé flexible placé près du magnétron évite d'imposer des tolérances mécaniques étroites et permet de fixer tout l'ensemble sans effort à l'aide de vis.

La sélectivité HF est assez élevée (environ 50 Mc/s entre les points de  $\frac{1}{2}$  puissance) pour que, le radar étant accordé sur la réception, la perte de réception des réponses des balises soit d'au moins 20 dB. On peut supprimer cette perte à l'aide d'un piston, commandé par un électro-aimant, qui plonge dans le guide du côté receptrer du TR, à une distance d'une 1 onde de sa fenêtre de sortie.

Les sorties des cristaux de reception et de la CAF en direction de leurs châssis respectifs s'effectuent par câbles doublement blindés. La largeur de bande de l'amplificateur MF est de 5 Mc/s, mais, pour le fonctionnement sur impulsions longues, un relais réduit la bande à 1 Mc/s en modifiant la charge de l'eau des circuits accordés intermédiaires. C'est nécessaire pour obtenir le gain total de sensibilité auquel on peut s'attendre avec des impulsions longues. La bande passante demeure néanmoins égale à 5 fois l'inverse de la durée d'impulsions, il y a deux raisons à cela :

\*  $\propto$ ) La modulation de fréquence du magnétron due aux variations du courant au cours d'une impulsion longue peut

conduire à un spectre plus large que la théorie ne l'a prévu.

\*  $\beta$ ) Il est difficile de réaliser pratiquement une CAF qui maintienne l'accord à une faible fraction de Mc/s près.

Il n'existe aucune alimentation continue dans la tête HF en dehors de celle de pré-ionisation du TR. Celle-ci est constituée par un redresseur à une alternance, suivi d'un filtre à résistance-capacité, placé sous le châssis de réception.

Toutes les autres, destinées à l'OL, du récepteurs au CAF arrivent d'une alimentation générale extérieur par des fils groupés en câble et passant par une fiche multi-brûché.

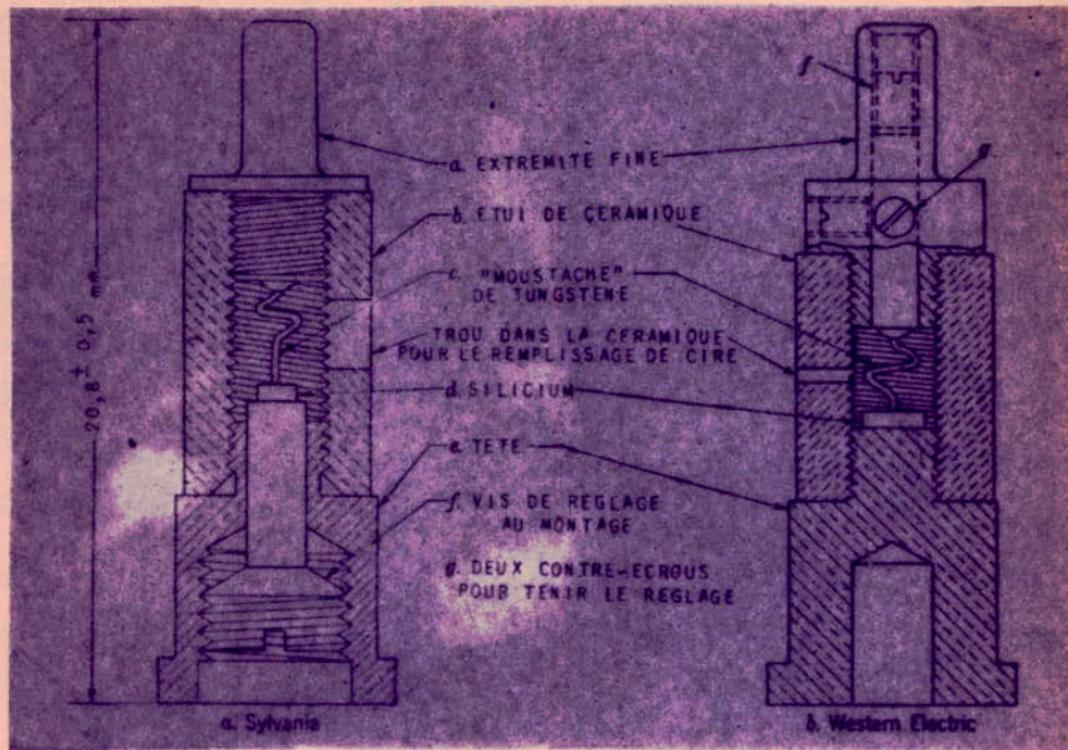
Les divers sous-ensembles de la tête HF sont munis de fiches qui permettent de les enlever rapidement pour l'entretien ou l'échange. On a prévu la mesure à distance du courant du magnétron, du courant cristallin du récepteur de celui de la cavité de réponse balise.

### VI.13 - LE CRISTAL DETECTEUR

C'est l'élément fonctionnel de première importance du récepteur radar. Le mélange et la détection se font au moyen d'un détecteur à cristal dans la chaîne réceptrice du radar. Il est donc intéressant de le voir de plus près.

#### \* 1°) Généralités :

Dès les débuts de la TSF on connaissait les propriétés redresseuses de certains contacts solides par exemple le contact entre un cristal de galène (surface de plomb), ou un cristal de chalcopirite et une fine pointe métallique, présente une conductibilité dissymétrique toutefois cette propriété, très irrégulière, varie d'un point à



"Fig: VI-8"

un autre disparaît en cas de vibrations ou de surcharges; il fallait déplacer cette pointe, faire varier sa pression sur la surface du cristal de manière à trouver un point sensible. Le détecteur était monté pour permettre une exploration facile de toute la surface du cristal.

Il n'est utilisable que sous de faibles tensions, et les détecteurs de ce type avaient, malgré leur simplicité, disparu lors de la généralisation des tubes amplificateurs.

L'élément détecteur moderne, se présente sous forme d'un cylindre terminé par deux connexions destinés à être soudés directement. L'élément sensible est un cristal de Ge ou de Si spécialement traité, sur lequel s'appuie une pointe très fine de tungstène. Le réglage a été fait une fois pour toutes au labo et, ainsi, aucune recherche du fugace (pointe sensible) n'est nécessaire.

Pour des raisons de protection et de stabilité, le cristal et la pointe fine de métal dite "moustache de chat" sont scellées dans une cartouche comme le montre la fig. (VI.8).

La surface de contact entre la pointe et le cristal est de l'ordre de  $10^{-6}$  cm<sup>2</sup>, des courants relativement faibles créent donc de grandes densités de courant, ce qui produit un échauffement local d'où risque de claquage. Pour des puissances appliquées de façon continue, le niveau de sécurité est de l'ordre du Watt.

\* 2°) Circuit équivalent ; d'un cristal redresseur :

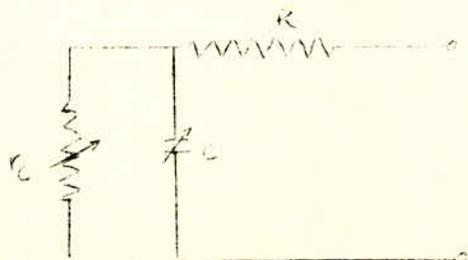


Fig. (VI.9)

La résistance non linéaire de contact est désignée par  $r_c$ . En // avec celle-ci se trouve la capacité C de la couche limite du semi-conducteur. A des fréquences assez élevées, la capacité court-circuite la

forte résistance inverse  $r_c$  et réduit le rendement du redressement. En série avec cet ensemble se trouve R, dite "résistance étalée" qui représente la résistance de la masse du cristal. Le calcul montre que RC doit être faible devant la période HF si l'on veut un redressement efficace. On peut minimiser les effets de R et C en utilisant une faible surface de contact et on peut réaliser des cristaux ayant une perte de conversion presque aussi bonne que celle fournie par une diode ordinaire aux fréquences bien plus faibles.

\* 3°) Propriétés du détecteur à cristal moderne :

La caractéristique statique d'un cristal a l'allure indiqué sur la fig. (VI.10) :

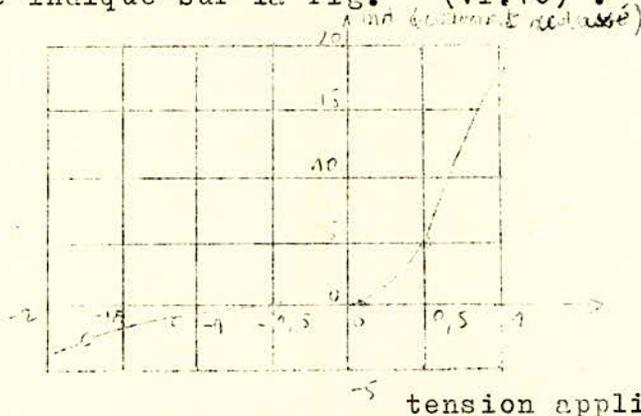


Fig. (VI.10)

Ainsi donc, l'élément à cristal comporte comme un redresseur. Dans le sens de conduction du courant, la résistance équivalente est très faible, elle peut atteindre plus de  $2M\Omega$  dans le sens opposé.

D'autre part on a vu dans le paragraphe I que la diode à cristal présente de meilleures performances que les diodes à vide. Malheureusement ces propriétés précieuses ne sont pas sans quelques graves inconvénients. La capacité en parallèle que présente une diode à cristal, bien qu'elle soit beaucoup inférieure à celle que présente une diode à vide

jeu un rôle tout à fait néfaste quand il s'agit de THF. De plus, le cristal est un élément extrêmement fragile. Une diode à vide peut supporter des surcharges importantes sans perdre aucun<sub>e</sub> de ses qualités, elle peut supporter des "retours" de puissances de plusieurs dizaines de Watts, tandis qu'un cristal est détérioré de manière définitive par un retour de quelques Watts. Une surcharge permanente de quelques mw suffit pour abrég<sub>e</sub>r considérablement sa durée de vie utile... Une simple charge statique qui s'écoule à travers un cristal peut le mettre hors d'usage.

Certains radars sont prévus avec des volets alternateurs qui isolent complètement le cristal quand l'appareil n'est pas en service. On évite ainsi la destruction du cristal par l'émission d'un radar voisin fonctionnant sur la même longueur d'onde. Ces volets peuvent être commandés automatiquement par des relais.

Les cristal mélangeur est rapidement détérioré si le fonctionnement de la boîte TR est défectueuse. Il y a toujours, en effet, un<sub>e</sub> pointe de tension au moment de l'amorçage de la décharge lumineuse. (fig. VI.11).

Il importe que cette pointe soit aussi brève que possible. On réduit son amplitude et sa durée par un réglage soigné de la tension d'entretien ainsi que l'accord de la boîte TR.

\* 4°) Essai de claquage.

Comme les conditions de fonctionnement d'un tube TR sont difficiles à reproduire, on contrôle les cristaux en leur envoyant une impulsion continue d'une durée de  $2,5 \cdot 10^{-9}$  sec. et dont l'énergie total<sub>e</sub> est de l'ordre d'1 erg. Les cristaux qui tiennent à cette épreuve restent bons dans un radar qui fonctionne correctement.

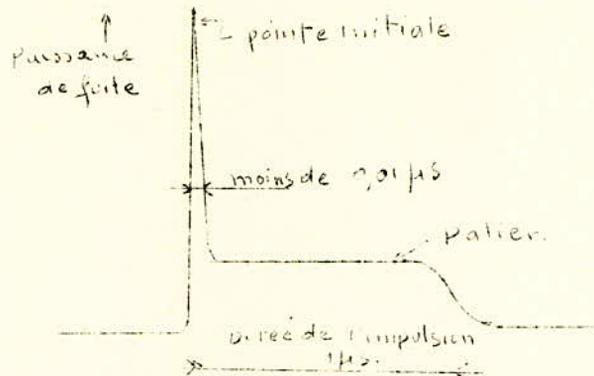


Fig.(VI.11)

\* 5°) Température de bruit : On montre expérimentalement qu'en présence de la puissance fournie par l'O.L, un cristal, produit une puissance de bruit supérieur à celle d'une résistance équivalente de même température, pour chiffrer la valeur de cet accroissement, on associe au cristal une température de bruit définie par le rapport de la température qu'aurait une résistance équivalente produisant le bruit observé, à la température absolue réelle.

Les valeurs usuelles de ce facteur s'échelonnent entre 1,1 et 3.

Le bruit produit par le cristal augmente avec le niveau de l'O.L. Il existe une zone assez large de bon rendement d'ensemble, entre 0,5 et 1mw appliqués, zone qui constitue un compromis entre un accroissement excessif du bruit pour les niveaux plus élevés, et une perte de conversion plus importante aux faibles niveaux. Le niveau optimum d'entrée correspond au point standard de fonctionnement qu'on prend habituellement, soit à un courant continu du cristal de 0,5 ou 0,6 mA.

Le tableau (VI.12) énumère pour les comparer les spécifications limites des cristaux les plus usuels dans les 3 gammes des radars.

TYPE	GAMME DE LONGUEURS D'ONDE (CM)	PENTE DE CONVERSION DB	TEMPERATURE DE BRUIT (FOIS)	ESSAIS DE BLAQUAGE (ERGS)
IN21B	8-11	6,5	2,0	2,0
IN23B	3,1-3,5	6,5	2,7	0,3
IN26	1,25	8,5	2,5	0,1

Specifications des cristaux de conversion

Tableau (VI.12)

VI.II - L'OSCILLATEUR LOCAL

VI.II.1 - GENERALITES : La puissance que doit fournir le générateur des oscillations locales est très faible : de l'ordre de 1 mw par exemple.

Les tubes utilisés sont, soit des triodes spécialement étudiées pour les ondes décimétriques, soit encore, quant il s'agit d'ondes centimétrique, des tubes à modulation de vitesse.

Les circuits oscillants sont, soit des lignes accordées, soit des cavités résonnantes.

L'oscillateur doit répondre à un certain nombre de conditions très strictes que nous allons définir.

\* 1, Stabilité de fréquence :

Il est absolument essentiel que la fréquence produite par le générateur des oscillations locales soit rigoureusement stable. Cette condition est beaucoup plus difficile à respecter dans le cas des ondes centimétriques ou décimétriques que dans celui des ondes moyennes.

Il suffit pratiquement que la fréquence d'un O.L. pour les ondes moyennes soit stable à quelques centièmes près. Sur 500 Kc/s pour une bande de 10 Kc/s il faut un glissement de 2 % pour couvrir la gamme toute entière.

Mais pour 3000 Mc/s, un glissement de 0,1 % représente toute la largeur de bande si celle-ci est de 3 Mc/s. S'il s'agit de 9000 Mc/s, il faut donc réaliser une stabilité de fréquence supérieure à 0,03 %.

D'autre part, on doit souligner qu'il est d'autant plus difficile d'obtenir une stabilité donnée que la fréquence est plus élevée.

il ne faut donc pas s'étonner si certains générateurs d'oscilla. locales sont alimentés par des tensions stabilisés et si même dans certains cas, on fait appel à des dispositifs à température constante, maintenue au moyen d'un thermostat.

#### \* 2°) ACCORD DU GENERATEUR DES OSCILLATIONS LOCALES.

Il est indispensable de pouvoir ajuster entre certaines limites la fréquence produite par le générateur des oscill. locales. Il faut compter sur une variation de 10 à 50 Mc/s. Il est intéressant de pouvoir agir électriquement sur le circuit car le générateur des oscillations locales est parfois placé à une certaine distance du recep-  
teur proprement dit.

Le réglage à distance se trouve ainsi notablement simplifié.

#### VI.II.2 - Emploi des triodes spéciales :

On utilise soit des "tubes glands" (acorn) soit encore des triodes à éléments plans (type "Bouton de porte" : Doorknob) soit encore les tubes "phares".

Les premiers permettent le fonctionnement jusqu'à une longueur d'onde de 0,50 m environ. Avec les secondes, il est possible d'aller jusqu'à 17,5 cm (type 368 A Western).

Les circuits oscillants sont généralement des lignes accordées.

Les tubes phares sont spécialement prévus pour l'emploi des cavités résonnantes.

Les éléments des tubes s'insèrent exactement dans les cavités. Le tube RCA GL 446 permet d'obtenir 50 mw sur une longueur d'onde de 9 cm, ceci constitue à peu près la limite extrême de fonctionnement des tubes phares.

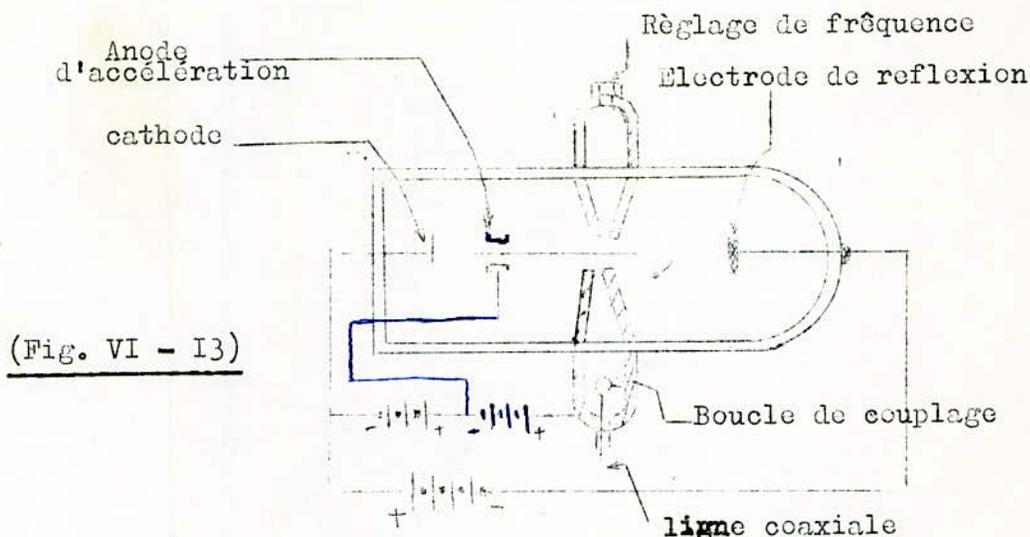
### VI.IL3 - TUBES A MODULATION DE VITESSE : LE KLYSTRON REFLEX :

Dans les tubes à modulation de vitesse pour fréquences élevées, le temps de transit loin de constituer une limitation au bon fonctionnement, comme c'est le cas dans les tubes à vide (Triodes, pentodes....), est au contraire l'élément essentiel des phénomènes mis en jeu pour obtenir une amplification ou une production de l'énergie H.F.

Dans ce qui suit nous ne parlerons pas des tubes à modulation de vitesse en général, mais particulièrement du Klystron Reflex. Car c'est le tube que nous utilisons comme oscillateur local dans le radar que nous étudions. Toutefois, nous ne ferons qu'un exposé bref sur ce tube. (\*).

Le Klystron Reflex se présente actuellement comme un tube d'aspect classique, avec culot octal remarquable seulement par une sortie coaxiale additionnelle et une sorte d'étrier latéral. Mais son principe est tout à fait singulier : Une cathode plane (fig. VI. 13) émet un faisceau d'électrons (ascendant) qui traverse une première fois les offices, ou grill es, d'une cavité résonnante de révolution est ensuite réfléchi par une électrode négative et revient (en descendant) de nouveau sur la cavité..

(\*) Pour une étude détaillée du Klystron, se référer au projet de Lâaraba (théorie et pratique du Klystron). Donc pour notre part nous nous contenterons d'un exposé succinct sur le klystron portant surtout sur le principe de fonctionnement.

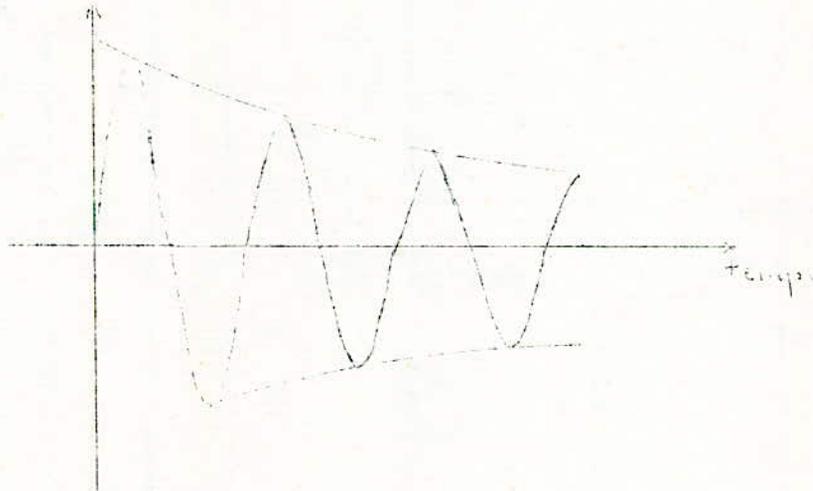


Si des oscillations-alternatives existent dans le résonateur, le champ résultant entre les grilles module la vitesse du faisceau lors de son premier passage ; cette modulation de vitesse, pendant le reste du trajet aller et retour, se change progressivement en une modulation de densité c'est à dire que les  $e^-$  se retrouvent à leur second passage, groupés en paquets, et produisent en arrivant sur le résonateur une f. é. m alternative pour une phase convenable c'est à dire une durée de trajet convenable (réglée par la tension sur l'anode réfléchissante d'où vient le mot "reflex"); On retrouve, comme dans le magnétron, la possibilité d'entretenir ou même de renforcer les oscillations initiales.

Dans les tubes à modulation de vitesse, nous savons qu'il s'agit d'un milieu modulateur et d'un milieu capteur placés tous deux sur le chemin du faisceau électronique et constitués par deux circuits résonnants distincts (voir Polycop 2 de Mr. SLOSIAR). Dans le Klystron reflex un seul circuit résonnant, qui est en vérité une cavité résonnante, joue le rôle du circuit modulateur et du circuit capteur en même temps.

À l'anorçage ou plutôt à la mise en marche du Klystron (juste lorsqu'on met le contact pour alimenter), il se produit dans la cavité résonnante des oscillations dont le spectre est infiniment riche (séries de Fourier), celles-ci étant provoquées par l'aller et le retour du faisceau électronique devant la cavité. Ainsi donc, les oscillations propres de la cavité se trouveront entretenues par le retour des électrons.

Toutes les autres seront amorties et disparaîtront au bout d'un certain temps :



En effet, à leur retour, les  $e^-$  vont rester sur la cavité (qui est positive <sup>par rapport</sup> à la cathode) et vont donc céder leur énergie à celle-ci. Cette énergie acquise compensera celle perdue lors de l'amortissement des oscillations ; d'où entretien de ces dernières mais il ne s'agit là que des oscillateurs propres de la cavité lesquelles se trouveraient elles aussi amorties sans l'apport d'énergie par les  $e^-$  de retour :

En d'autres termes, les  $e^-$  de retour, arrivés sur la cavité y restent en lui cédant leur énergie, celle-ci va permettre à la cavité résonnante d'osciller (à sa fréquence propre bien sur, d'où maintien des oscillations propres de la cavité.

Et c'est le champ de ces oscill. formés qui modulera en vitesse le faisceau électronique lors de son premier passage, formant ainsi des paquets d' $e^-$  qui, après réflexion sur l'électrode réfléchissante (réflecteur), reviennent sur la cavité, y restent en lui cédant leur énergie qui contribuera à l'entretien des oscillations et le cycle recommence.

Le Klystron fonctionne sous des tensions anodes modérées (200 à 400 v par exemple) et ne fournit qu'une puissance inférieure au Watt, mais cela suffit pour une hétérodyne ; il ne nécessite aucun champ

magnétique et son avantage est que la fréquence produite peut se régler dans des limites importantes, d'abord grossièrement en changeant les dimensions de la cavité résonnante, au moyen de l'étrier qui applatit sur enveloppe flexible (puis finement, par la tension de l'électrode réfléchissante), procédé commode, se prêtant même à une commande automatique d'accord (C.A.F.) comme nous le verrons plus loin.

### VI.III- CHANGEMENT DE FREQUENCE

#### VI.III.1 - GENERALITES

Après la sortie de la cellule TR, le signal de réception se mélange à celui de l'oscillateur local, et on applique l'ensemble à un tube changeur de fréquence pour obtenir une fréquence de battement plus réduite qu'on peut amplifier aisément.

Comme changeurs de fréquence, on utilise :

- Les diodes ou cristaux montés soit en détecteur avec les circuits SRC, soit avec un circuit accordé sur la pulsation : MF
- Les pentodes fonctionnant au coude <sup>de</sup> la caractéristique de plaque, les triodes aux fréquences élevés, les transistors :
- Les lampes multigrilles.

Dans les deux premiers cas, la tension reçue et la tension locale sont mises en série, parfois en parallèle dans le circuit de la diode ou, sur la grille de commande de la pentode, de la triode ou entre base et émetteur du transistor.

Il peut en résulter certaines réactions des circuits sur les fréquences de ces deux tensions.

Lorsqu'on utilise une multigrille, les deux tensions sont appliquées sur deux grilles différentes séparées par une grille écran. Les risques d'actions réciproques des circuits des deux tensions sont donc réduits puisque les circuits ne peuvent être couplés que par la capacité

parasite très faible existant entre les grilles. Remarquons en outre que, si le changeur de fréquence est une diode ou un cristal, l'appareil d'utilisation influe sur le fonctionnement de l'ensemble, mais qu'il n'en est plus de même avec une pentode ou de multigrille car le courant plaque est alors pratiquement indépendant des variations de la tension de plaque.

Les changeurs de fréquence les plus utilisés dans les radars sont du type à diode, dont nous donnons ci-dessous le schéma de fonctionnement fig. (V. 14). Voir plus loin le fonctionnement lui-même

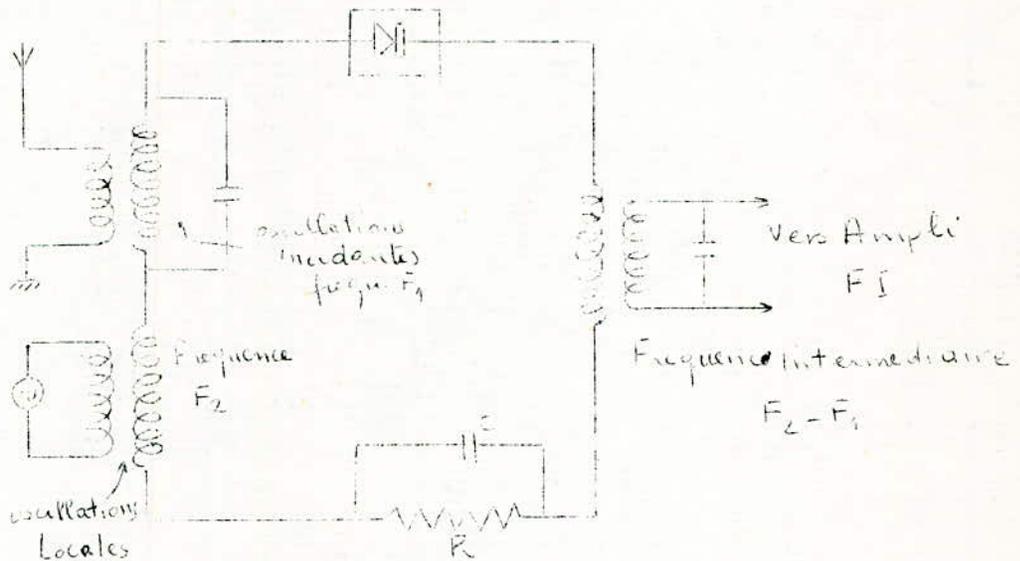


Fig. (VI.14)

On utilise un changement de fréquence car il n'existe aucun ampli satisfaisant pour les hyperfréquences. Il est donc important que l'élément non-linéaire, qui produit le mélange, soit aussi efficace que possible et qu'il introduise un minimum de bruit supplémentaire.

A de THF, on emploie habituellement comme changeur de fréquence additif ( $\Omega_1 \pm \Omega_2$ ) des tubes diodes détecteurs

Pour les longueurs d'ondes supérieures à 10 cm on a quelquefois utilisé des tubes multiples comme des pentodes, mais en superposant les oscillations locaux et les oscillations incidentes dans le circuit de la même électrode - Au dessous de 10 cm, actuellement on n'utilise plus que le cristal détecteur : cristal de Ge ou de Si.

En effet les diodes à cristal s'adaptent particulièrement bien aux hyperfréquences. Le temps de transit des  $e^-$  dans leur mince couche semi-conductrice est, très inférieur au temps de parcours dans les tubes à vide. Le bruit est également très diminué, parce que l'émission électronique se fait à froid. La capacité parasite en shunt tombe, pour une pointe très fine, à l'ordre du pF, soit également moins que les meilleurs diodes à vide. Enfin, l'absence de connexion de chauffage et la réduction des dimensions facilitent le montage dans les coaxiaux ou les guides.

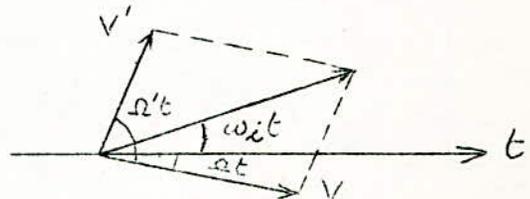
Le dispositif le plus satisfaisant qu'on ait trouvé est justement la diode à cristal.

### VI.III.2 - FONCTIONNEMENT DU MELANGEUR A CRISTAL (OU A DIODE)

Dans un mélangeur, les oscillations locales sont beaucoup plus grandes que celles du signal incident (dans le cas du radar elles sont de l'ordre de  $10^6$  fois celles du signal à recevoir).

En effet, soit  $V \cos \Omega t$  l'onde reçue ( $V$  étant modulée) et soit  $V' \cos \Omega' t$  la tension locale, l'amplitude de la tension résultante de la somme des deux tensions appliquées peut s'écrire sous la forme.

$$\sqrt{V'^2 + 2VV' \cos \omega_i t + V^2}$$



Il suffit donc de détecter la somme des deux tensions alternatives pour obtenir une tension dont l'amplitude dépend de cette amplitude résultante.

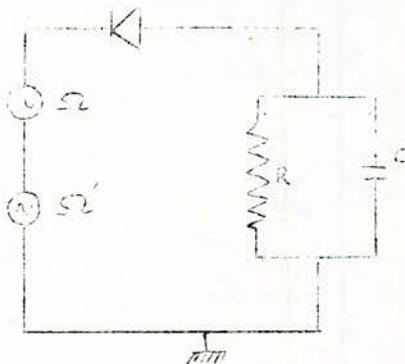
Si la détection est linéaire, la tension obtenue est proportionnelle à l'expression que nous venons d'écrire. Nous avons donc obtenu une tension périodique de pulsation  $\omega_i$ . Mais le changement de fréquence doit conserver la modulation avec le minimum de <sup>SION</sup>distorsion. Dans le cas de la modulation d'amplitude, l'amplitude de la composante de pulsation  $\omega_i$  doit donc être proportionnelle à la tension  $V$  du signal qui varie au rythme de la modulation. Pour qu'il soit ainsi, il faut que l'amplitude  $V'$  de la tension locale fasse fonctionner la diode dans les parties rectilignes des caractéristiques donc il faut qu'elle soit bien supérieure (5 à 10 fois au moins dans le cas de la radiodiffusion) à l'amplitude  $V$  de la tension reçue.

L'amplitude résultante de la somme des deux tensions alternatives est alors :

$$V' + V \cos \omega_i t = V' \left[ 1 + \frac{V}{V'} \cos \omega_i t \right]$$

(obtenue en faisant dans l'expression précédente  $V' \gg V$ ).

Tout se passe alors comme si nous avions à détecter une tension HF de pulsation  $\Omega'$  modulée à la pulsation  $\omega_i$  avec un taux de modulation faible et égal à  $(\frac{V}{V'})$ , ce taux variant d'ailleurs en fonction de la modulation existant sur la tension à recevoir.



Lorsque la pulsation  $\omega_i$  ( $\omega$  de moyenne fréquence) est faible, par exemple lorsque l'on veut qu'elle soit audible pour recevoir de la télégraphie par lecture ou son, on peut monter la diode comme pour une détection en insérant dans le circuit un ensemble RC en série avec les deux tensions.

sous la réserve que la double inégalité :

$$\omega_i CR \ll 1 \ll \Omega CR \text{ et } \Omega' CR$$

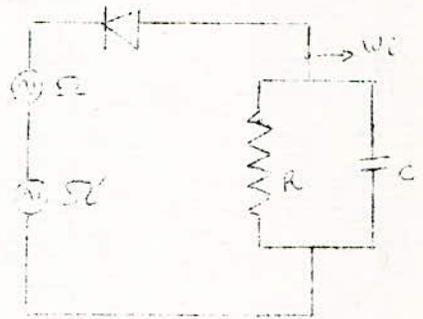
soit vérifiée (ce qui veut dire que devant  $R, C$  joue le rôle, de court-circuit pour  $\Omega$  et  $\Omega'$  et de forte impédance pour  $\omega_i$ ) et que la tension locale  $V'$  soit beaucoup plus élevée que la tension  $V$  et qu'elle

fonctionne r la diode dans les parties rectilignes des caractéristiques, la théorie de la détection (\*) montre que la tension aux bornes de l'ensemble CR est égale à :

$$V' + V \cos \omega_i t) \cos \Theta$$

$\Theta$  étant l'angle de passage du courant qui ne dépend que du rapport  $\frac{R}{R_i}$ . Nous verrons plus loin que si ce rapport est élevé  $\Theta$  est très faible. La tension utile de sortie est donc très voisine de  $V \cos \omega_i t$  et le gain de conversion est très sensiblement égal à l'unité.

Le montage que nous venons de voir (montage RC) <sup>est</sup> très simple, il a un gain de conversion relativement élevé mais il présente l'inconvénient de n'apporter aucune sélectivité. Aussi préfère-t-on ordinairement, surtout lorsqu'il s'agit de fréquences élevées (comme c'est le cas pour le radar) remplacer l'ensemble RC par un circuit accordé sur la pulsation  $\omega_i$  (intermédiaire) Ou par un filtre centré sur cette même pulsation.



Le mélangeur d'un récepteur-Radar comporte généralement ces deux principes dans un même montage comme l'indique la fig. (VI.14). Ainsi l'ensemble RC calculé tel qu'il détecte la moyenne fréquence que nous prélevons par la suite non pas par couplage direct, mais par un couplage magnétique à travers un circuit oscillant accordé sur cette même fréquence moyenne  $\omega_i$ ; ainsi la détection et le filtrage de la moyenne fréquence sont meilleurs puisqu'ils sont faits en quelque sorte deux fois.

(\*) voir cours de changement de fréquence sur le livre II "Cours de Radioélectricité générale". t. 3. (de S. ALBAGLI, L. BRAMEL et P. DAVID).

VI.III3 - GAIN DE CONVERSION :

Les montages utilisés dans les récepteurs de radiodiffusion ne sont pas seulement des changeurs de fréquence, ce sont aussi des amplificateurs c'est le cas des tubes octode, heptode, triode, hexode. On peut ainsi définir un "gain de conversion" qui est appréciable et qui est le rapport entre, la tension d'entrée  $V_e$  (de l'OL) et la tension de sortie de la MF =  $(V_{MF})$ .

$$A_{conv} = \frac{V_{mf}}{V_e} \quad (6.1)$$

On peut également définir la pente de conversion, qui est la variation d'intensité utile de courant MF pour une variation de 1 v de la tension d'entrée, de l'OL.

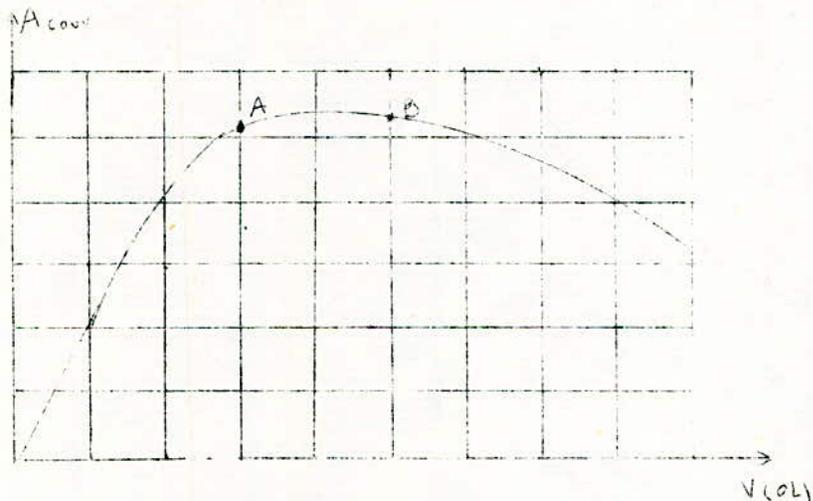


FIG. (VI.15)

Pour un tube déterminé de changeur de fréquence, il y a une amplitude des oscillateurs locaux fournissant le gain de conversion le plus élevé. La courbe qui donne le gain de conversion en fonction de la tension d'oscillation a toujours l'allure indiquée sur la fig. (VI.15).

Il est donc important que le fonctionnement corresponde à la région AB. c'est dans ces conditions que le bruit de fond est le plus faible. Il est facile de connaître l'amplitude des oscillations locales en insérant un milliampmètre en série avec la résistance

Dans le changement de fréquence par diode, le gain de conversion est nécessairement  $< 1$ . c'est pour cette raison qu'on préfère exprimer l'efficacité d'un changeur de fréquence du type diode non pas par le gain mais par la perte de conversion, car il s'agit, en fait, d'une perte non d'un gain.

#### VI.II.4 - INJECTION DES OSCILLATIONS LOCALES :

Le circuit de mélange est constitué par une ligne  $\frac{1}{2}$  onde, couplée à une extrémité avec la boîte T.R. au moyen d'une fente pratiquée dans la paroi de la cavité résonnante

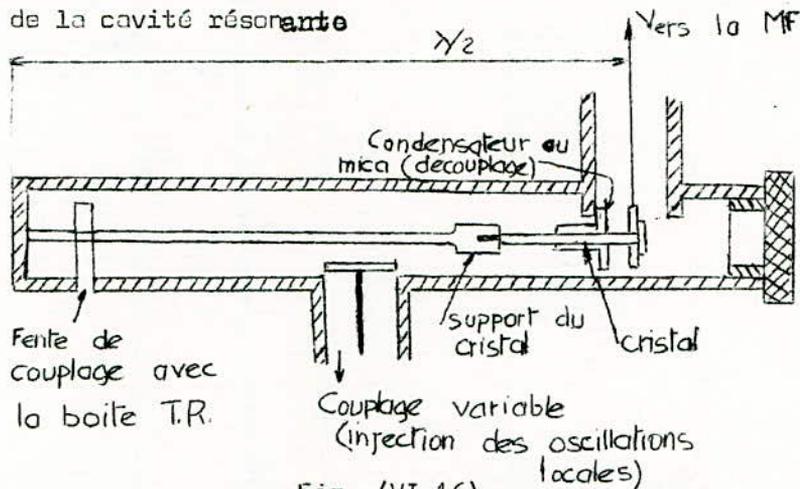


Fig. (VI.16)

L'injection des oscillations locales est opérée au moyen d'un couplage statique ajustable, ce qui permet de régler l'amplitude des oscillations locales dans le circuit du cristal. On règle finalement ce couplage pour obtenir une intensité moyenne de 0,5 à 0,6 A dans le circuit du cristal.

### VI - IV : AMPLIFICATEUR DE FREQUENCE

#### INTERMEDIAIRE

#### VI IV - I : GENERALITES :

Les problèmes posés par l'étude et la construction de l'amplificateur de moyenne fréquence (MF) du radar sont identiques à ceux que l'on rencontre pour l'établissement de l'amplificateur de moyenne fréquence d'un récepteur de télévision.

Il n'est donc pas étonnant que les solutions adoptées soient les mêmes. Dans les deux cas, il s'agit d'obtenir un gain considérable avec une bande passante extrêmement étendue. De plus, la distorsion de phase doit être faible. Cette dernière condition est sans doute moins impérative dans le radar que dans la télévision. On peut, en effet, sacrifier assez souvent la forme exacte des impulsions. On doit cependant faire une exception pour les systèmes de pointage automatiques. La détermination exacte de la distance exige qu'il n'existe aucune incertitude sur la position de l'arête de l'impulsion sur l'écran.

Nous avons déjà indiqué que le gain total entre l'antenne et l'indicateur devait être de  $10^6$  à  $10^8$ ; soit pratiquement un gain en puissance de 120 dB. Or le circuit de changement de fréquence ne fournit pas un gain, mais une perte. D'autre part, le gain de l'amplificateur qui suit le détecteur (Vidéo-Fréquence) ne peut pas être élevé pour de nombreuses raisons. Il en résulte que la plus grande part du gain doit être apportée par l'amplificateur de fréquence intermédiaire (F.I.). Il est évident que le gain par étage est d'autant plus faible que la bande passante est plus large. Il faut donc multiplier le nombre d'étages : c'est la seule solution

Dans un amplificateur MF idéal, tout le bruit serait engendré dans le cristal qui sert de changeur de fréquence dans les récepteurs usuels du radar. Dans tout amplificateur pratique, il existe d'autres sources de bruit. Ce sont le bruit d'agitation thermique des résistances du circuit d'entrée et le bruit de grenaille du premier tube, qui constituent les sources principales de ce bruit supplémentaire, bien que les étages suivant puissent y contribuer légèrement. C'est pour cette raison qu'on doit apporter du soin à la conception et au réglage du réseau de couplage qui relie le cristal à la première grille ainsi qu'au choix des conditions de fonctionnement et du type du premier tube. La fig. (VI.17) représente un circuit d'entrée classique, avec un primaire accordé en résonance sur le cristal, et la capacité du mélangeur accordée sur la moyenne fréquence, le secondaire étant de son côté accordé sur la capacité d'entrée du tube et de son support.

Les selfs sont en général à accord fixe ou à noyau mobile (a) pour éviter toute capacité supplémentaire. La seule charge du circuit est celle du cristal et de la résistance d'entrée du tube il n'existe donc aucune résistance supplémentaire qui contribue au bruit thermique. On peut s'arranger pour rendre négligeable le bruit engendré par la résistance des selfs en prenant des bobinages à sur-tensions modérée. Le couplage entre primaire et secondaire s'effectue de préférence par voie magnétique, car un couplage capacitif conduirait à un facteur de bruit moins bon. On assigne en général au couplage la valeur qui correspond au meilleur facteur de bruit. C'est donc un couplage supérieur au couplage critique. La bande passante qu'on obtient avec ce genre de couplage dépend de la résistance du cristal et des capacités du tube. Comme la résistance du cristal est faible (de l'ordre de 300 à 400 ohms), la largeur de bande est en général convenable, environ 10 Mc/s entre les points de demi-puissance. On peut obtenir des bandes beaucoup plus larges en soignant la capacité du mélangeur.

On a essayé de nombreux tubes pour l'étage d'entrée; la plupart des récepteurs actuels de radar utilisant les tubes : 6AC7, 6AK5 ou 7I7. Les 6AK5 et 7I7 sont très analogues au point de vue des résultats électriques, et donnant un bruit inférieur à celui de la 6AC7, cependant cette dernière est encore très employée.

Ce sont souvent des considérations autres que le facteur de bruit qui influent sur le choix de la tension et du courant de fonctionnement du premier tube. On devra en général adopter des tensions d'écran et de plaque aussi faibles que possible (les valeurs usuelles vont de 70 à 120 v) et le courant de cathode devra être aussi élevé que le permettent les caractéristiques du tube.

(a) L'inductance d'une bobine à noyau plongeur se trouve réduite par les courants induits dans la tige métallique que l'on insère dans une des extrémités de la bobine. On peut alors modifier le degré d'enfoncement et faire ainsi varier l'inductance en tournant la tige dans un support taraudé.

Le facteur de bruit réalisable avec le circuit de la (fig. (VI.I7) dépend de la valeur de la moyenne fréquence et de la bande passante totale du récepteur. Comme il varie énormément pour des tubes différents d'un même modèle et du même constructeur, il n'est possible que d'indiquer des valeurs moyennes. Certaines sont fournies dans le tableau (VI.I8).

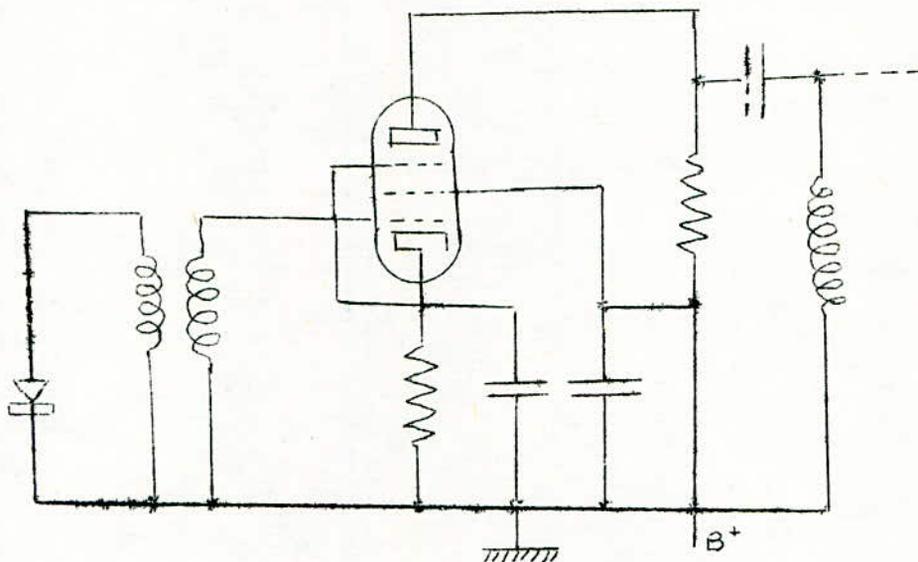


Fig. (VI.I7): Circuit d'entrée à pentode.

CIRCUIT	TYPE DE TUBE		MF en Mc/s	largeur de bande totale du récepteur	BRUIT MOYEN EN DB
	1 <sup>o</sup> -ge	2 <sup>o</sup> -ge			
Pentode à cathode à la masse à pentode	6AC7	6AC7	30	1,5 Mc/s	3,9
à cathode à la masse	6AK5	6AK5	30	6 "	3,3
	6AK5	6AK5	60	16 "	6,5
Triode à cathode à la masse à triode	6AK5	6AK5	30	1,5 "	1,5
à la grille à la masse, 6J4	6AK5	6AK5	30	1,5 "	3,5
		6J4	180	3 "	5,5

Tableau : (VI.I8) : Facteurs de bruit moyen.

On sait depuis longtemps que la majeure partie du bruit de grenaille d'une pentode est due à l'interception de certains électrons par la grille-écran. C'est pourquoi les triodes sont meilleurs que les pentodes à ce point de vue. Mais la difficulté soulevée par l'emploi d'une triode réside dans la construction d'un circuit stable, de réglage peu critique, qui fournisse néanmoins assez de gain pour "sortir" du bruit produit par l'étage suivant.

La fig. (VI.I9) indique un montage récemment étudié dans ce but. Le transformateur d'entrée T est semblable à celui qu'on utilise pour les pentodes. Pour atteindre les possibilités extrêmes du circuit au point de vue du facteur de bruit, on doit adopter des bobinages à forte surtension.

Le montage de la fig. (VI.I9) consiste en une triode dont la cathode à la masse, commandant une seconde triode qui a sa grille à la masse. L'impédance d'entrée de l'étage amplificateur à grille à la masse est très faible, voisine de  $1/g_m$ , soit 200 ohms pour un tube 6AK5. Comme cette

impédance est la charge du premier étage, celui-ci se trouve tellement chargé que son gain demeure voisin de l'unité, et qu'il n'a aucune tendance à osciller, même en l'absence de neutralisation. La charge est d'ailleurs si importante que la largeur de bande de couplage entre étages est très élevée. Comme la valeur de  $L_2$  n'est pas critique le circuit est en fait à accord fixe. La self  $L_3$  sert de self de choc MF et est d'un modèle courant. Le circuit est donc stable et peu

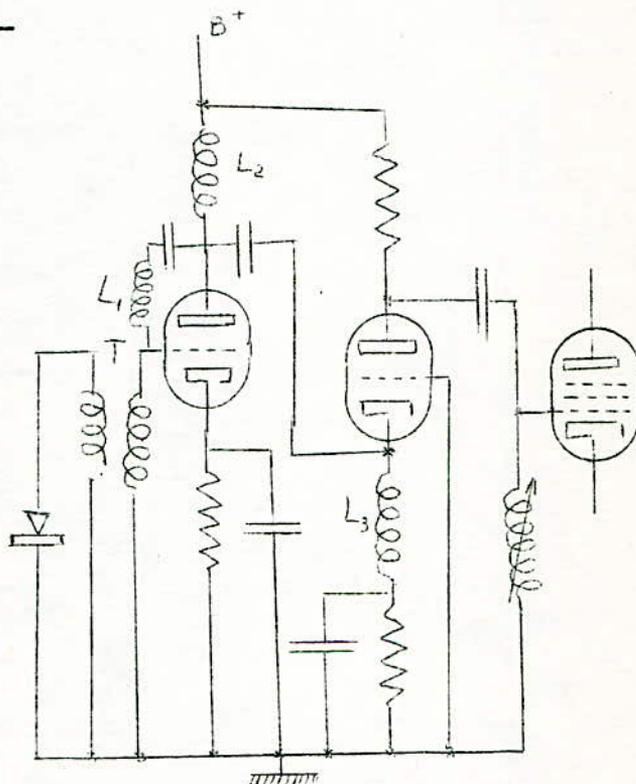


Fig. (VI.I9) : Circuit d'entrée à triode.

critique, il reste à montrer que la contribution du bruit de la seconde triode est faible. Ceci n'a rien d'évident et une démonstration rigoureuse n'est pas <sup>du</sup> domaine de cet ouvrage. Pour rendre minimum le bruit du second étage, l'impédance vue vers l'entrée par la cathode de la seconde triode doit être élevée devant la résistance équivalente de bruit de cette cathode. Pour rendre cette impédance aussi élevée que possible, on place une self  $L_I$  entre la plaque et la grille de la première triode. Cette self résonne avec la capacité grille-plaque, sur la moyenne fréquence. Cette self n'est pas nécessaire à la stabilité, mais elle améliore le facteur de bruit d'environ 0,25 dB.

Les facteurs de bruit qu'on réalise avec le circuit à deux triodes dépendent de plusieurs facteurs; le tableau (III.2), indique quelques valeurs caractéristiques. Des améliorations de 2 dB ou d'avantage, par rapport au montage à pentode, sont courantes.

#### VI.IV.2 - CHOIX DE LA MOYENNE FREQUENCE, ET BANDE PASSANTE.

Avant de passer à la description de l'amplificateur MF, nous allons faire une brève étude des facteurs qui déterminent le choix de la moyenne fréquence et de la bande passante de la chaîne MF.

##### - 1°) Détermination de la bande passante :

Pour reconstituer une impulsion rectangulaire dont la durée est de  $\delta$  avec son amplitude initiale; il faut utiliser toutes les harmoniques comprises dans une bande de largeur  $1/\delta$ . S'il s'agit d'une modulation d'amplitude, comportant par conséquent 2 bandes de modulation symétriques de part et d'autre de l'onde porteuse, il faut une largeur de  $2/\delta$ .

Dans ces conditions, l'impulsion n'est pas reproduite avec sa forme exacte. L'absence d'harmoniques supérieures provoque un arrondissement des flancs de l'impulsion.

On peut donc envisager une augmentation de la largeur de bande pour améliorer la forme des impulsions si le bruit de fond n'augmentait pas en même temps que la bande passante. On détermine que les conditions les plus favorables sont obtenues pour une largeur

égale à :

$$\frac{1,5}{8}$$

(6.2.)

Ainsi pour des impulsions de  $1 \mu s$ , l'adoption d'une largeur  $2/\zeta$  conduit à une bande passante de 2 Mc/s. En pratique il faut majorer d'au moins 0,5 Mc/s pour tenir compte des glissements de fréquence.

Quand il s'agit d'une commande automatique de tir (C.A.T.), exigeant une reconstitution aussi parfaite que possible de la forme des impulsions, on peut aller jusqu'à  $2,5/\zeta$ .

Dans ce cas, comme il s'agit de cibles relativement proches, on est amené à réduire la durée des impulsions. Si l'on adopte  $0,25 \mu s$ , la largeur de bande atteint la valeur considérable de 10 Mc/s. On notera que la question du bruit de fond est ici secondaire parce que les échos sont relativement puissants par suite de la proximité des cibles.

#### - 2°) Choix de la fréquence de conversion (ou MF).

La bande passante totale du récepteur doit être de 1 à 10 Mc/s pour passer les impulsions qu'on utilise en général dans les radars hyperfréquences. On peut déjà noter que la MF doit être notablement plus élevée que la plus haute fréquence des composantes de modulation. En conséquence, il ne peut être question d'utiliser une fréquence de conversion (ou MF) inférieure à quelques Mc/s. Il faut adopter une MF très supérieure à ces valeurs pour éliminer les composantes MF de l'ampli vidéo. Quant au bruit de l'O.L. on peut le minimiser en adoptant une MF très élevée. La plupart des systèmes de CAF actuels exigent l'emploi d'une MF élevée afin d'éviter le verrouillage sur la mauvaise bande latérale. Enfin, lorsque la fréquence s'accroît, les pièces détachées (condensateurs, selfs, etc...) deviennent moins encombrantes, ce qui constitue un avantage dans les radars légers pour avions. Par contre, il existe deux raisons au moins qui "milite" pour l'adoption d'une MF réduite.

- a) Le facteur de bruit de l'ampli MF est plus réduit aux fréquences faibles.

- b) La construction et l'entretien sont de beaucoup simplifiés, car les variations des capacités des tubes et des connexions ainsi que des selfs d'accord, influent beaucoup moins sur la réponse du récepteur. Le choix de la MF est donc un compromis.

- 3°) Fréquences de conversion Standard :

Les anglais et les américains ont standardisé les fréquences de conversion pour les radars. :

15 Mc/s	( $\lambda = 20$ m)
30 Mc/s	( $\lambda = 10$ m)
60 Mc/s	( $\lambda = 5$ m)

La fréquence la plus couramment utilisée est 30 Mc/s, quand la durée d'impulsion est de l'ordre de  $1 \mu$ s.

Pour les radars à très longue portée, utilisant de grandes puissances moyennes, donc de grandes durées d'impulsion on peut adopter 15 Mc/s, fréquence pour laquelle on peut obtenir un gain par étage plus élevé.

Enfin 60 Mc/s, la fréquence la plus élevée, est surtout employée pour les commandes automatique de tir à bord des navires de guerre, dispositifs utilisant des impulsions de très courte durée.

VI.IV.3 : CHOIX DU COUPLAGE :

Un amplificateur MF consiste en un certain nombre de tubes en cascade.

On peut adopter soit le couplage par unique-circuit accordé, soit le couplage par transformateur à primaire et secondaire accordés.

Les deux méthodes ont leurs avantages et leurs inconvénients. Dans les deux cas, l'accord est obtenu par variation d'inductance : généralement par déplacement d'un noyau à base de poudre de fer.

\* 1°) Couplage par unique circuit accordé :

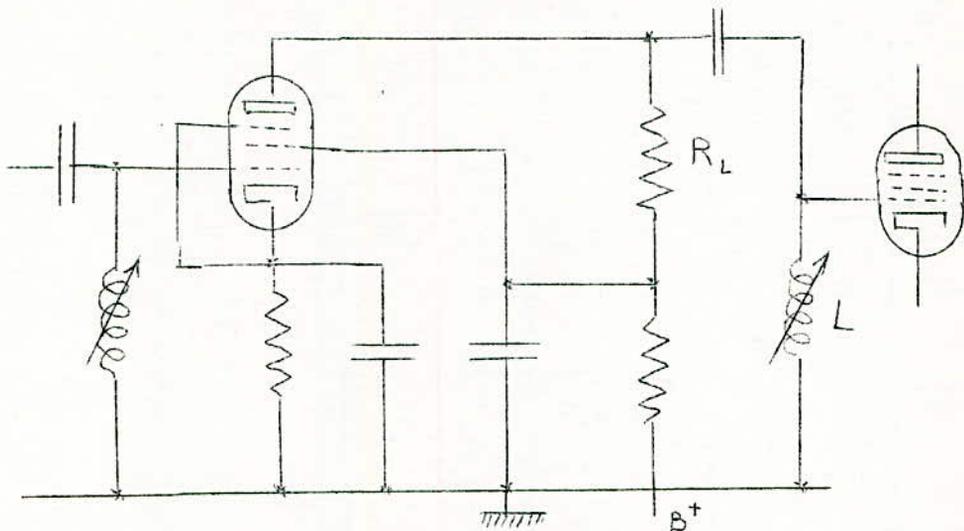


Fig. (VI.20). "Ampli. MF à simple accord!"

La fig. (VI.20) donne le schéma d'un étage d'usage courant. C'est ce qu'on appelle un étage à accord unique, car il n'existe qu'une self d'accord par étage. Il présente l'avantage de la simplicité, de la facilité de réalisation et de mise au point, et se montre d'un réglage peu critique. Il est très utile pour les amplificateurs MF de bande passante totale inférieure à 3 Mc/s.

On accorde la self L à la résonance sur la MF en association avec les capacités de sortie et d'entrée, et la capacité parasite à la masse des supports et du câblage. C'est pour fournir un retour à faible résistance qu'on place la self sur le circuit de grille. Ainsi, lorsque la grille devient conductrice en présence d'un signal fort, elle n'accumule pas de charge et ne se polarise pas; le gain n'est donc pas diminué, et l'amplificateur reste sensible aux signaux faibles.

La gain G de l'étage à simple accord de la fig. (VI.20) est donné par : (quand RL est trop inférieure à Ri)

$$G \approx g_{11} R_L \tag{6-3}$$

où RL est la résistance de charge du tube, et  $g_{11}$  sa pente dynamique.

La largeur de bande est donnée par :

$$B_p \approx \frac{1}{2 \pi} \frac{1}{R_L C} \quad (6-4)$$

où C est la capacité parasite totale qui résonne avec L. Le produit du gain par la bande passante vaut donc :

$$G \cdot B_p = \frac{1}{2 \pi} \cdot \frac{g_m}{C} \quad (6-5)$$

Ainsi, on peut voir l'intérêt qu'on a à utiliser des tubes pour lesquels le rapport de la pente à la capacité (de sortie et d'entrée) soit aussi grande que possible, et à réduire au minimum les capacités parasites. C'est pour cette même raison que la self L est à accord fixe ou à noyau plongeur et ne comporte pas de capacité d'accord. Pour la même raison, l'emploi d'un câblage direct d'un point à l'autre et le montage des pièces détachées sur les supports eux-mêmes apparaissent comme nécessaires.

Des amplificateurs ayant un gain de 120 dB et une bande passante totale d'environ 2 Mc/s exigeront une bande passante par étage de l'ordre de 6 Mc/s ce qui conduit à un gain voisin de 7 soit de 17 dB. Il faut donc 7 étages. En supposant que  $g_m$  soit de 7000, ce qui est normal pour la 61C7, la résistance de charge sera de 1000 ohms (d'après la formule "6-3").

La bande passante totale d'un amplificateur formé d'étages à simple accord placés en cascade est approximativement donnée par la formule :

$$B_t = \frac{B_1}{1,3 \sqrt{n}} \quad (6-6)$$

où  $B_t$  est la bande passante totale de tout l'amplificateur,  $B_1$  celle d'un seul étage, et n le nombre d'étages. Cette formule se montre très précise dès que n dépasse 3.

On voit d'après l'expression (6-6) que la bande passante totale (pour n étages) est inférieure à la bande passante de chaque étage : ce qui est un inconvénient. Le produit (B x G) passe par un maximum, en effet :

lorsque  $n$  augmente,  $G$  augmente, mais  $B$  diminue, donc il y a une certaine valeur de  $n$  qui donne un bon résultat.

Si nous voulons agrandir la bande passante d'une cascade d'étages, il nous faut amortir les circuits d'accord en diminuant  $R$ , ce qui entraîne une diminution du gain par étage.

On démontre (par calculs) qu'il y a un nombre d'étages maximum pour lequel on obtient bien la bande passante désirée et une amplification maximum. On trouve dans ce cas que chaque étage doit avoir pour gain :

$$A_1 = \sqrt{e} = 1,65 \quad (6-7)$$

Ainsi le nombre d'étages nécessaires pour réaliser un amplificateur de gain donné, même avec des largeurs de bande modérées devient prohibitif. A défaut de tubes meilleurs, il ne reste qu'à recourir à des montages d'un meilleur rendement. Il nous faut deux choses.

\* a) Un circuit de couplage qui fournisse un produit gain-bande passante plus grand que pour un tube donné.

\* b) Une courbe de réponse en fonction de la fréquence qui, en se reproduisant en cascade, ne se rétrécisse pas, comme l'indique l'équation ( $B_{pt} = \frac{B_{p1}}{1,3 \sqrt{n}} \dots$ )

Le montage à double accord (couplage par transformateur) répond par bien des points à ces exigences.

\* 2°) Couplage par double accord :

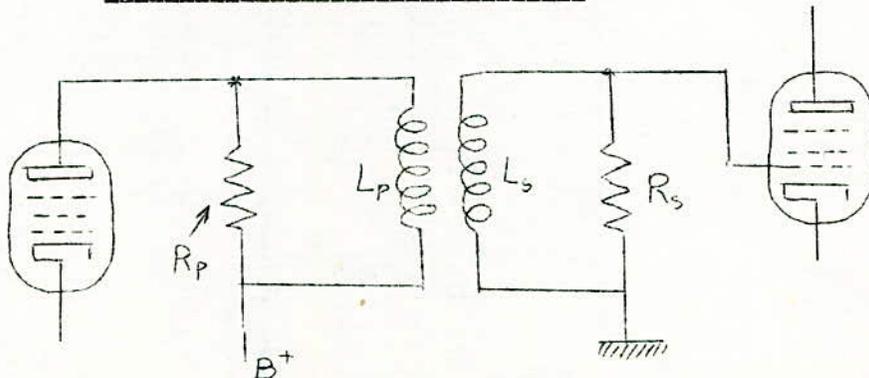


Fig. (VI.21) Ampli. MF à double accord.

On accorde le primaire en résonance sur la capacité du circuit de plaque et le secondaire sur la capacité du circuit de grille. On modifie le couplage pour avoir la caractéristique de réponse voulue, c'est à dire en général celle qui précède l'apparition de la courbe à deux bosses.

On peut répartir la charge des deux côtés en  $R_p$  et  $R_s$  ou la placer toute entière d'un seul côté.

Deux cas sont à considérer :

\* a) Les deux côtés sont chargés de façon que la surtension du primaire soit égale à celle du secondaire.

\* b) La charge est toute entière d'un seul côté. Avec le couplage stationnaire (\*) la forme de la courbe de réponse est la même dans les deux cas, mais le gain et la bande passante ne le sont pas. Dans les cas de surtensions égales des deux côtés, le gain est donné par

$$G = g_m \frac{R_p}{2} \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \quad (6-8)$$

où  $C_p$  et  $C_s$  sont les capacités respectivement associées au primaire et au secondaire.

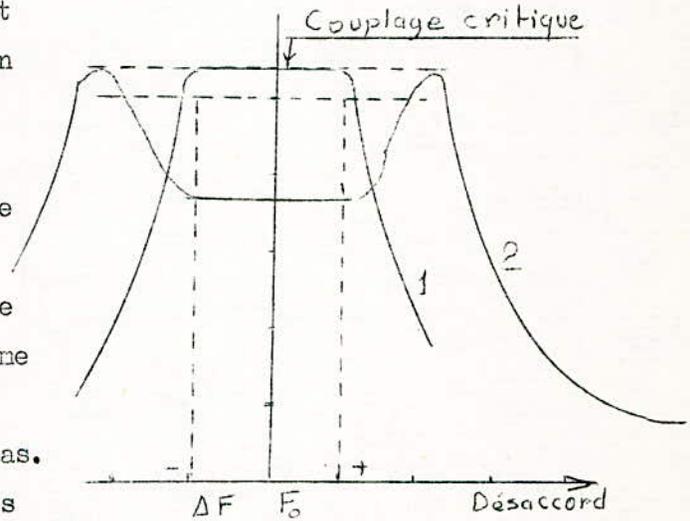


FIG. (VI.22)

(\*) A mesure que le couplage entre deux-circuits de surtensions inégales augmente à partir de zéro, la réponse à la résonance monte jusqu'au maximum situé au point de couplage critique et décroît ensuite (avec une courbe de réponse qui devient de plus en plus plate) jusqu'à ce qu'on atteigne le couplage stationnaire; ensuite la courbe représente deux "bosses". Si les deux circuits ont la même surtension, le couplage stationnaire et le couplage critique sont les mêmes.

La bande passante est :

$$B = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{2}}{R_p C_p} \quad (6-9)$$

le produit gain-bande est donc :

$$G \times B = \frac{g_m}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{2} C_p C_s} \quad (6-10)$$

Si la charge est toute entière d'un seul côté, que ce soit le primaire ou le secondaire, les équations ci-dessus deviennent :

$$G = g_m \sqrt{2} R_p \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \quad (6-11)$$

$$B = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{2} R_p C_p} \quad (6-12)$$

$$G \times B = \frac{g_m}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_p C_s}} \quad (6-13)$$

Si l'on compare les produits gain-bande passante indiqués, avec ceux établis pour les circuits à simple accord on voit que, pour  $C_p = 7\text{pF}$  et  $C_s = 14\text{pF}$ , on gagne 3,8 dB avec des surtensions égales, et 6,8 dB en plaçant toute la charge d'un seul côté.

On voit sur la fig. (VI.22) que pour une certaine valeur correspondante au couplage critique (fig. VI.22 : courbe 1) la courbe prend une allure rectangulaire. Le couplage critique correspond au maximum de transmission d'énergie entre les deux circuits.

Au-delà du couplage critique, la largeur de bande augmente considérablement; deux pointes de résonance apparaissent. Ces deux pointes sont d'autant plus écartées que le couplage est plus serré (courbe 2).

L'augmentation de couplage constitue donc un excellent moyen d'augmenter la largeur de bande. Pour une largeur de bande déterminée, le gain obtenu avec deux circuits est plus grand. La selectivité est aussi meilleure.

A titre d'exemple, neuf étages à accord unique placés en cascade ayant chacun 6 Mc/s de largeur de bande, donnent une bande passante totale

de 1,7 Mc/s. Par contre neuf étages à double-accord de même largeur individuelle, permettent d'obtenir 3,2 Mc/s. La bande passante totale de  $n$  circuits à double-accord placés en cascade est donnée par :

$$B_t = \frac{B_1}{1,1 \sqrt[4]{n}} \quad (6-14)$$

Par contre, il existe certains inconvénients dans l'emploi des circuits à double accord. Leur mise au point est difficile et nécessite un appareillage spécial. Bien qu'on puisse y remédier quelque peu dans les amplificateurs à large bande en utilisant un accord fixe, la sensibilité aux variations des capacités des tubes et des inductances des bobinages est bien supérieure à celle des circuits à accord unique. C'est tout spécialement vrai lorsque la charge est toute entière d'un seul côté ce qui fait qu'on n'utilise cette disposition que pour les ampli. à très large bande, (15 Mc/s et plus).

Un autre moyen d'obtenir une large bande consiste à utiliser des circuits à accords décalés.

\* 3°) Couplage par accord décalé :

Considérons deux-circuits à accord unique du type décrit précédemment. La courbe de réponse combinée de deux étages sera le produit des courbes individuelles des étages ainsi que l'indique la fig. (VI.23). Cette courbe combinée a la même forme que celle d'un circuit à double accord placé au couplage stationnaire, ce qui maintient l'avantage d'une association en cascade. En pratique, un récepteur ayant un gain de 100 dB avec par exemple six étages aura une bande à peu près deux fois plus large, avec des paires décalées, qu'avec des circuits à accord unique (VI.23).

On peut pousser plus avant ce système d'accords décalés. Des triplés (accordés sur trois fréquences différentes) sont d'un usage courant et on peut utiliser des associations de  $n$  étages pour les amplificateurs à large bande. L'avantage de ces amplificateurs à accords décalés réside dans le fait que l'on utilise uniquement des circuits à simple accord, ce qui simplifie la construction et l'emploi.

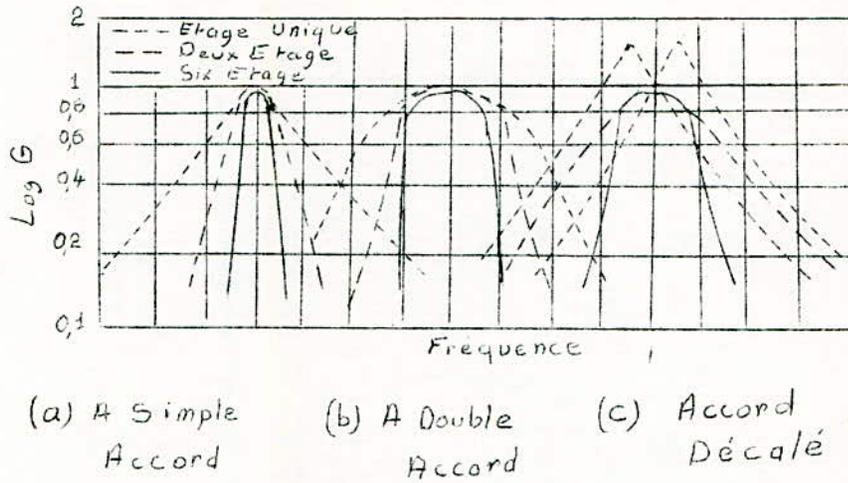


Fig. (VI.23) : Courbes de réponse d'amplificateurs.

Il existe encore d'autres dispositifs pour obtenir des bandes larges. Les paires de réaction, et les chaînes à réaction ont été très utilisées.

VI.IV.4 - REGLAGE AUTOMATIQUE DE GAIN.

Les échos reçus immédiatement après l'émission de l'impulsion sont très puissants puisqu'ils ont pour origine une cible très proche. Mais les échos qui arrivent vers la fin de l'intervalle qui sépare deux impulsions sont très faibles. Si l'on utilise constamment le maximum de sensibilité du récepteur on risque de provoquer le "blocage" de certains circuits. Il est donc intéressant de faire croître régulièrement le gain en fonction du temps dans l'intervalle des impulsions.

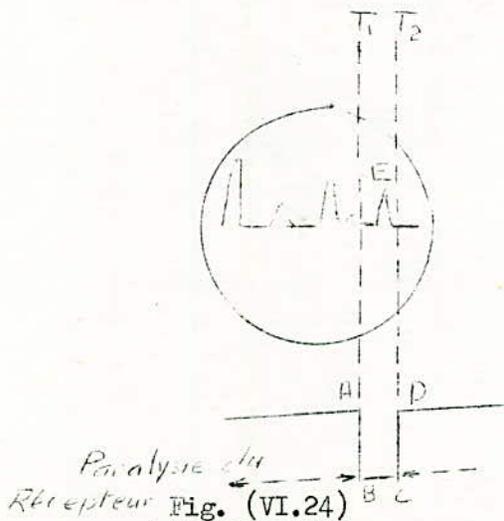
Cet effet peut être obtenu au moyen d'une tension en dents de scie agissant sur une ou plusieurs électrodes de contrôle de l'amplificateur de fréquence intermédiaire.

Le procédé est d'un emploi très courant dans les radars panoramiques (P.P.I.).

Un autre dispositif est souvent prévu sur les radars de contrôle automatique de tir. Dans ce cas, il s'agit de "suivre" une cible déterminée, parmi d'autres cibles que le radar peut découvrir. Il est, d'ailleurs, possible que cette "poursuite" soit absolument automatique et entraîne le pointage des batteries. Il est important que les éléments de la servo-commande ne puissent avoir comme origine qu'une seule cible. On arrive à ce résultat à l'aide du "gating", qui est un dispositif permettant la réception sélective ou exclusive des échos qui parviennent de la source choisie. Dans ce but, on paralyse le récepteur pendant l'intervalle qui sépare deux impulsions, et en ne lui restituant toute sa sensibilité que pendant l'instant prévu pour le retour des échos sélectionnés. Il est évident que les échos successifs arrivent à peu près à la fréquence de récurrence.

On applique donc des impulsions sensibilisantes à l'amplificateur de fréquence intermédiaire. Ces impulsions sont fournies par un générateur de tension de relaxation auxiliaire, synchronisé par le générateur d'impulsion de l'émetteur. Il faut évidemment prévoir un dispositif déphaseur entre les deux générateurs, car l'écho arrive avec un certain retard sur l'impulsion de départ.

Ainsi pour suivre l'écho E (fig. VI.24) on paralyse le récepteur au moyen d'une tension auxiliaire, sauf pendant l'intervalle ( $T_1 - T_2$ )



pendant lequel l'impulsion ABCD restitue la sensibilité normale.

La disposition générale est indiquée fig. (VI.25). On peut aussi utiliser directement les impulsions de l'émetteur, après avoir créé un déphasage variable.

L'impulsion sensibilisatrice peut être utilisée de différentes manières. On peut, par exemple employer le montage fig. (VI.26).

Le tube sensibilisateur I est monté selon le dispositif dit "cathode flottante" ou à charge cathodique (cathode Follower). La cathode I est reliée à la grille écran du tube amplificateur de FI. En l'absence d'impulsion, ce dernier est paralysé car la tension d'écran est très faible. L'application d'une impulsion positive d'une amplitude donnée entre grille et cathode a pour conséquence la naissance d'une impulsion de même amplitude (gain du cathodyne = 1) et de même polarité entre cathode et masse. Ainsi, la grille écran prend brusquement la valeur correspondant au gain désiré.

La résistance de cathode du tube I doit être découplée pour la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur, mais, ce découplage doit naturellement avoir une influence négligeable pour les impulsions elles-mêmes.

On peut aussi appliquer l'impulsion de sensibilisation à la grille de commande d'un tube quelconque. Dans ce cas une polarisation fixe, suffisante pour annuler pratiquement le gain, est appliquée.

On utilise aussi un système de ce genre pour désensibiliser le récepteur pendant la transmission de l'impulsion.

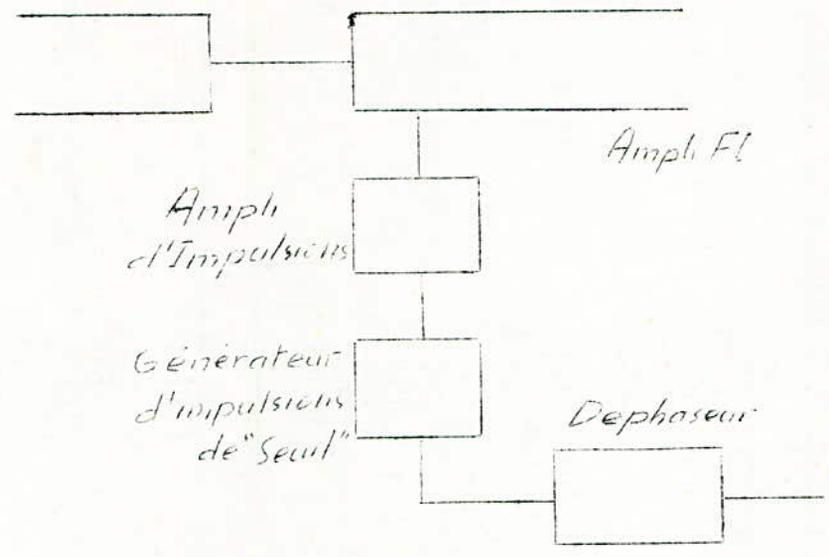


Fig. (VI.25)

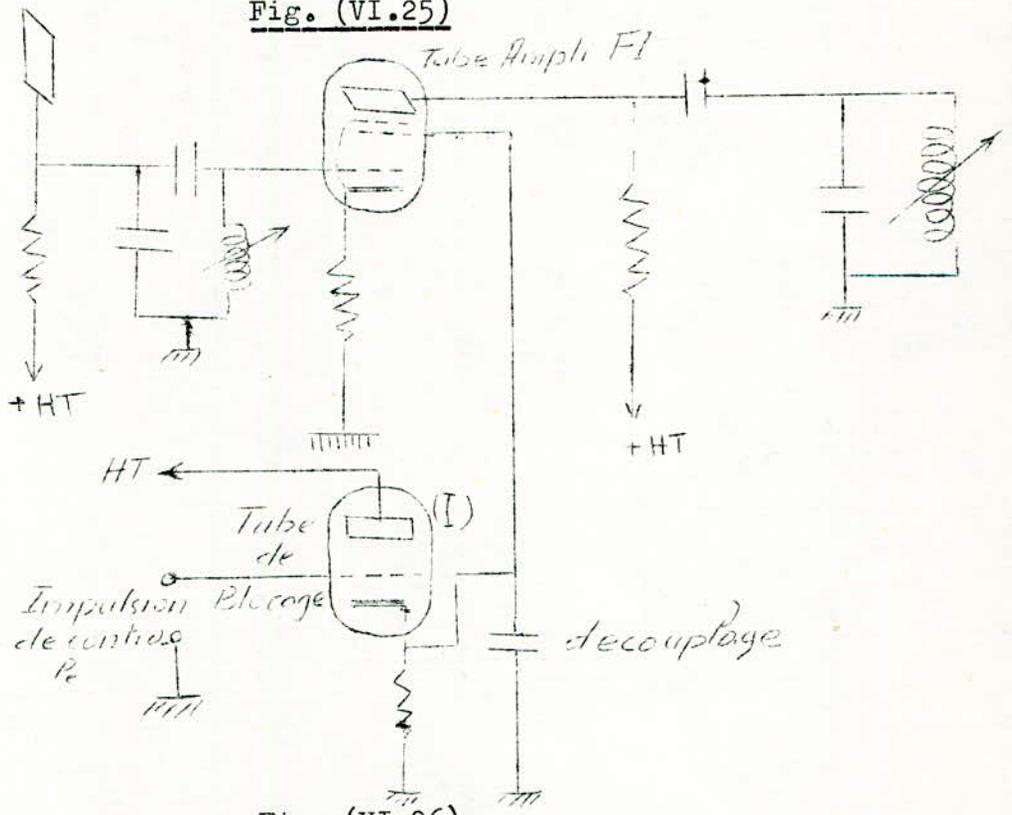


Fig. (VI.26)

## VI.V - REGLAGE AUTOMATIQUE D'ACCORD

### VI.V.1 - GENERALITES :

L'expérience a montré que le dispositif d'accord automatique (ou commande automatique de fréquence) est un élément indispensable de l'installation. Il est, en effet, pratiquement impossible d'obtenir une stabilité parfaite de la fréquence émise par le magnétron et il est également impossible d'éviter la dérive du générateur des oscillations locales.

La réception d'un faible écho ne peut être assurée que pour un alignement rigoureux de la fréquence des oscillations locales sur celles des impulsions. D'autre part, l'opérateur n'a aucun moyen pratique de s'apercevoir d'un **desaccord**.

La présence d'un dispositif automatique d'accord est l'assurance que les meilleures conditions sont réalisées dans les circuits d'entrée du récepteur. Toute dérive du générateur des oscillations locales se trouvera automatiquement corrigée et en cas de dérive de fréquence du magnétron, le générateur des oscillations locales suivra automatiquement la fréquence de celui-là.

La commande automatique d'accord, ou de fréquence (CAF), est un perfectionnement grâce auquel on compare la différence de fréquence, qui existe entre le magnétron et l'O.L., dans un circuit discriminateur, avec la moyenne fréquence standard qu'on utilise, 30 Mc/s par exemple.

Une erreur sur cette différence de fréquence se traduit par une tension qu'on applique à l'électrode réfléchissante de l'O.L. avec une polarité telle que ce dernier reprend l'accord voulu.

On peut concevoir le dispositif d'accord automatique de deux manières différentes.

\* a) Conformément à la fig. (VI.2.). On utilise la tension de correction fournie par un écho pendant la période de fonctionnement normal du récepteur, c'est à dire quand la boîte T.R. n'est pas amorcée.

\* b) Comme l'indique la fig. (VI.27), on peut dériver directement, après une atténuation convenable (de l'ordre de - 65dB) la tension de correction d'une impulsion fournie par le magnétron.

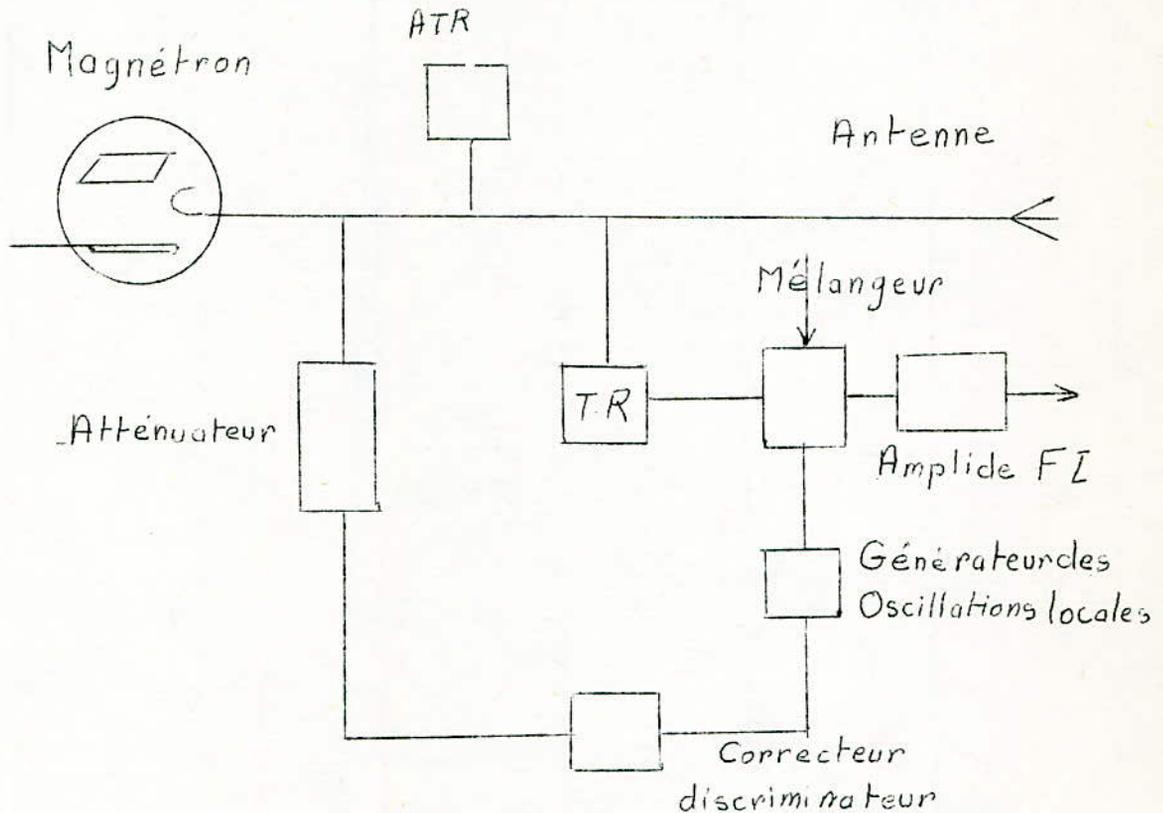


FIG. (VI.27)

A l'heure actuelle, c'est la seconde solution qui est généralement choisie. Elle a l'avantage de fournir une tension de correction aussi élevée qu'on le désire

VI.V.2 - ORDRE DE GRANDEUR DE LA CORRECTION A PREVOIR :

Les variations de fréquence du magnétron sont de diverses origines. La plus importante est due à l'échauffement. On peut compter sur 0,1 à 0,2 Mc/s par degré. La variation totale peut, dans certains cas, atteindre 20 Mc/s. C'est une variation lente. Elle se manifeste surtout au moment de la mise en service. Les variations d'impédance du radiateur d'ondes réagissent sur la fréquence émise. Ces variations sont faibles dans les systèmes où l'antenne est commandée manuellement. Elles peuvent être assez

considérables dans le cas de l'antenne <sup>tournaute</sup> des systèmes P.P.I. Elle est du même ordre de grandeur que la précédente. Les deux cas étant indépendants, la variation totale peut donc atteindre 35 à 40 Mc/s.

Du côté du générateur des oscillations locales, il y a une variation thermique qui peut atteindre 25 à 30 Mc/s pour les écarts extrêmes de température.

Les variations dans les tensions d'alimentation sont de l'ordre de 2 à 3 Mc/s pour 1 % de variation sur l'électrode de réflexion.

Ces indications nous permettent de fixer à 40 Mc/s la variation minimum à prévoir.

VI.V.3. - EMPLOI D'UN SEUL MELANGEUR

La correction se produit pendant l'émission de l'impulsion. On utilise l'inévitable fuite à travers la boîte qui se produit pendant la transmission de l'impulsion. Mais il est aussi à peu près impossible d'éviter une surcharge du cristal.

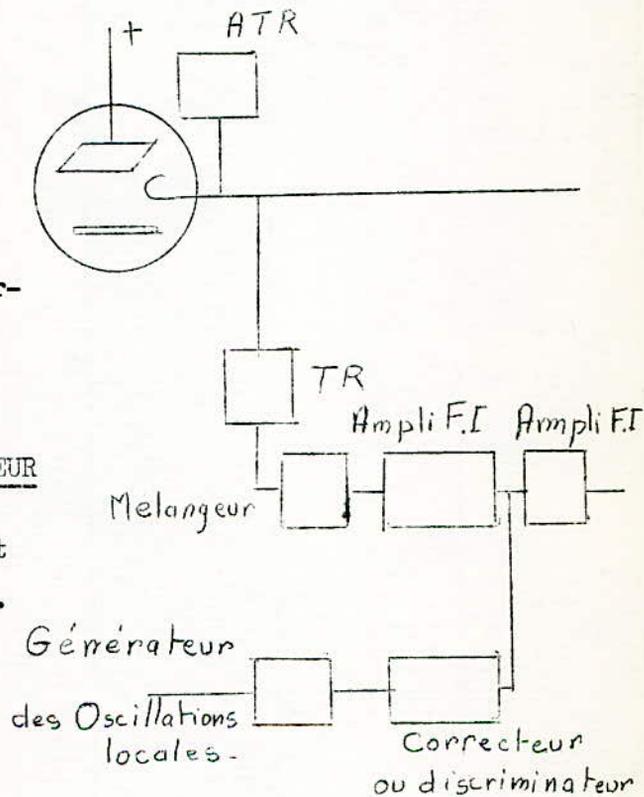


FIG. (VI.28)

D'autre part, le réglage du changeur de fréquence est prévu pour la réception des signaux très faibles. Or, il s'agit d'un signal fort et le fonctionnement ne peut pas être parfait. Cette disposition à l'avantage de la simplicité.

#### VI.V.4 - EMPLOI D'UN MELANGEUR AUXILIAIRE :

Le schéma correspond au croquis de la figure ci-contre.

Il comporte l'emploi d'un circuit de mélange auxiliaire généralement un cristal alimenté à travers un atténuateur et d'un ampli. de fréquence intermédiaire auxiliaire.

Il est alors possible de régler les deux mélangeurs pour qu'ils fonctionnent dans les meilleurs conditions possibles.

Le dispositif correcteur prépare, en quelque sorte, l'arrivée des échos. Ce système est plus compliqué mais donne, en général, des résultats meilleurs.

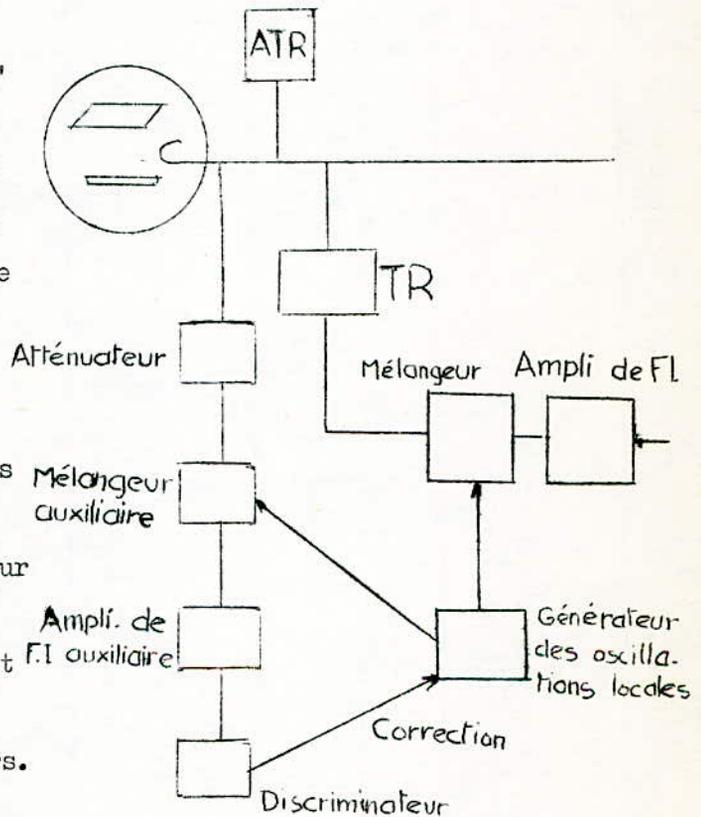


FIG. (VI.28 bis)

#### VI.V.5 - DISCRIMINATEUR.

Trois cas peuvent se produire :

- \* 1°) la fréquence des oscillations locales est trop élevée.
- \* 2°) la fréquence des oscillations locales est correcte.
- \* 3°) la fréquence des oscillations locales est trop basse.

Le système d'accord automatique doit intervenir en sens contraire dans

les cas 1er et 3°. Il doit rester passif dans le cas 2°. Il faut donc prévoir un dispositif apte à réagir dans un sens ou dans l'autre suivant le sens du désaccord : C'est le discriminateur.

A l'heure actuelle, le système presque universellement utilisé est le discriminateur à déphasage dont nous donnons le schéma de principe fig. (VI. 29).

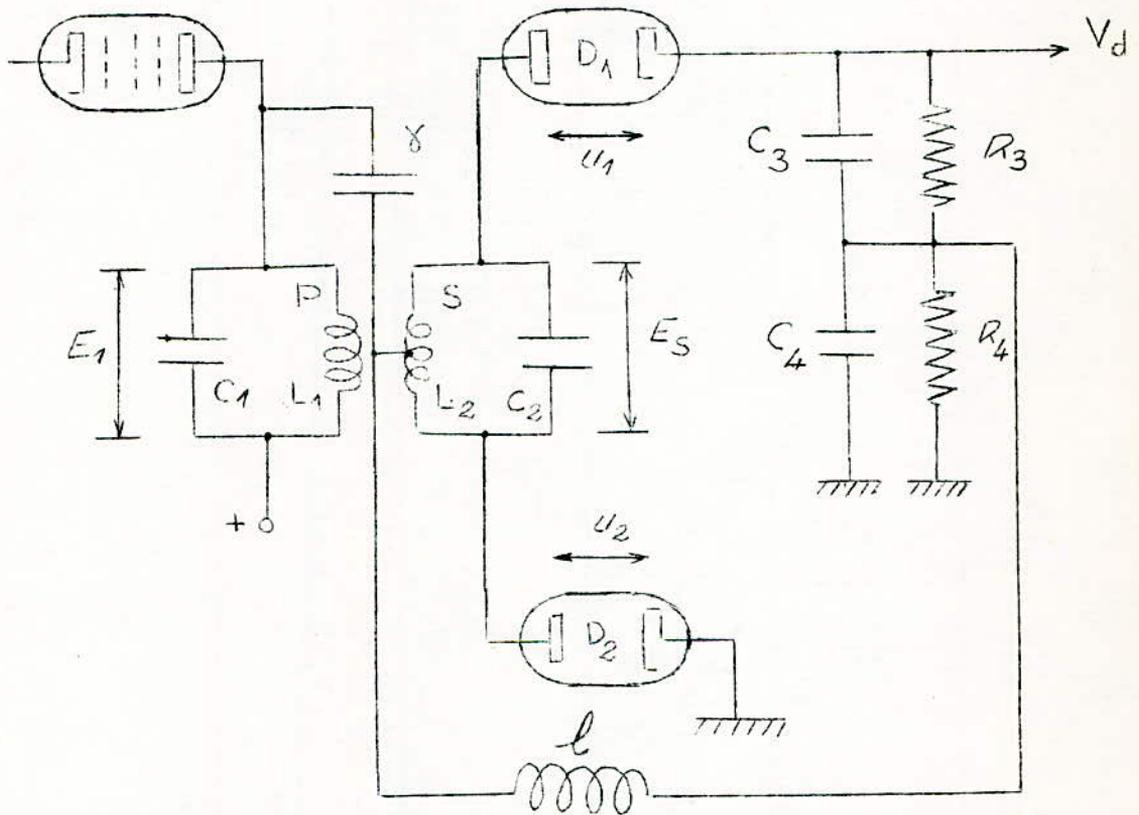
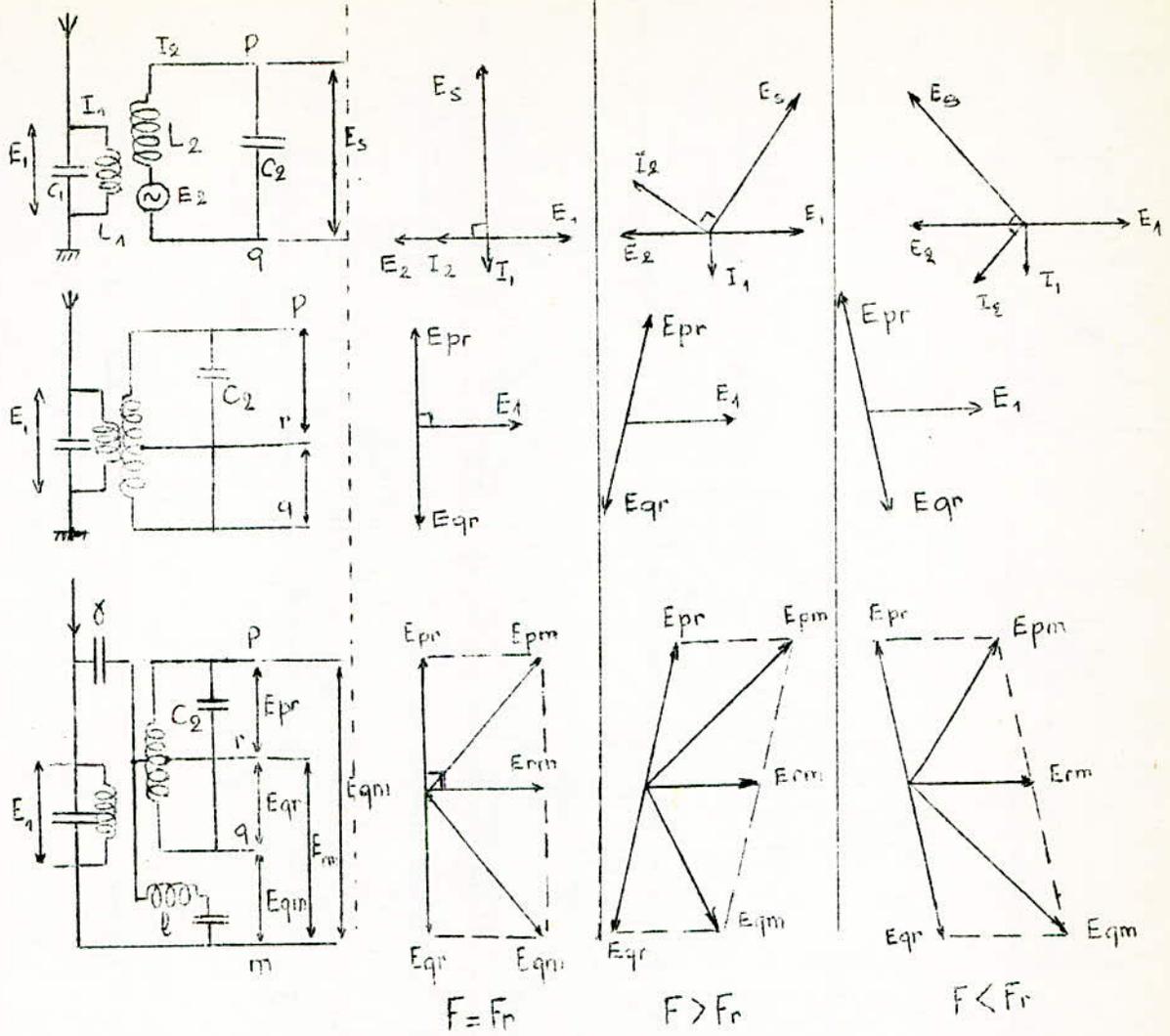


Fig. (VI.29)

C'est le montage duquel sont dérivés tous les discriminateurs couramment utilisés en FM. On le désigne également sous le nom de discriminateur Foster-Seeley, du nom de ses inventeurs. Comme l'indique la fig. (VI.29), il comporte un circuit primaire ( $L_1, C_1$ ) et un secondaire ( $L_2, C_2$ ), accordés tous les deux sur la fréquence centrale du signal. Les deux circuits sont couplés par une mutuelle induction  $M$ .

Considérons les deux circuits accordés couplés ( $L_1, C_1$ ) et ( $L_2, C_2$ ) de la figure ci-après.



"Fonctionnement du discriminateur à variation de phase"

Si une tension alternative  $E_1$  se trouve appliquée aux bornes de  $L_1$ ,  $C_1$  le courant  $I_1$  qui circule dans la bobine  $L_1$  est déphasé par rapport à  $E_1$  de  $90^\circ$  en négligeant la résistance de  $L_1$  par rapport à sa réactance. Le courant  $I_1$  induit dans le circuit  $L_2$ ,  $C_2$  une tension alternative  $E_2$  qui selon les lois de l'induction se trouve en opposition de phase avec la tension qui lui a donné naissance, c'est à dire avec  $E_1$  donc déphasée de  $90^\circ$  avec le courant  $I_1$ .

La tension de sortie  $E_s$  qui apparaît entre les points p et q aux bornes du circuit  $L_2$ ,  $C_2$  n'est pas la tension  $E_2$ . La tension  $E_2$  agit simplement comme un générateur en série qui provoque dans ce circuit un courant  $I_2$ . La tension  $E_s$  correspond à la chute provoquée dans  $C_2$  par le passage du courant alternatif  $I_2$ . La tension  $E_s$  correspond à la

chute provoquée dans  $C_2$  par le passage du courant alternatif  $I_2$  ; elle est donc déphasée de  $90^\circ$  par rapport à  $I_2$  qui est lui-même en phase avec  $I_2$  lorsque le circuit est accordé (car à ce moment il n'y a plus de réactance mais uniquement le générateur  $E_2$  débitant sur sa résistance interne). Sur la figure on a tracé le diagramme des différents courants et tensions lorsque les deux circuits sont accordés sur la fréquence de la tension d'excitation  $E_1$  c'est à dire  $F = F_r$ .

Supposons maintenant que la fréquence de la tension d'excitation  $E_1$  soit supérieure à la fréquence de résonance des circuits, la réactance de la bobine  $L_2$  devient supérieure à la réactance de la capacité  $C_2$  de sorte que le courant  $I_2$  se trouve en avance sur la tension  $E_2$ . Comme la tension de sortie  $E_s$  reste toujours décalée de  $90^\circ$  par rapport à  $I_2$  on voit qu'en définitive sur le deuxième diagramme la tension de sortie  $E_s$  est déphasée de moins de  $90^\circ$  par rapport à la tension d'entrée  $E_1$ .

De même si la fréquence de la tension d'excitation  $E_1$  est inférieure à la fréquence de résonance  $F_r$  des circuits, la réactance de  $L_2$  est inférieure à la réactance de  $C_2$  de sorte que le courant  $I_2$  est en retard sur la tension  $E_2$ .

La tension de sortie  $E_s$  est déphasée de plus de  $90^\circ$  par rapport à la tension d'entrée  $E_1$ .

Supposons à présent que dans le circuit ( $L_2, C_2$ ) on pratique une prise médiane  $r$  sur la bobine  $L_2$ . On n'aura rien changé à la tension de sortie entre  $p$  et  $q$  qui sera toujours  $E_s$  mais on pourra l'utiliser sous la forme de deux tensions en opposition de phase  $E_{pr}$  et  $E_{qr}$ .

Les diagrammes correspondants montrant les positions par rapport à  $E_1$  sont représentés sur la figure précédente.

Continuons à modifier le dispositif en appliquant en outre au point milieu  $r$  de  $L_2$ , la tension  $E_1$  directement. Pour cela il suffit de brancher entre le sommet (point chaud) du circuit ( $L_1, C_1$ ) et la prise médiane  $r$  une capacité de quelques centaines de pF servant à isoler les deux circuits en courant continu.

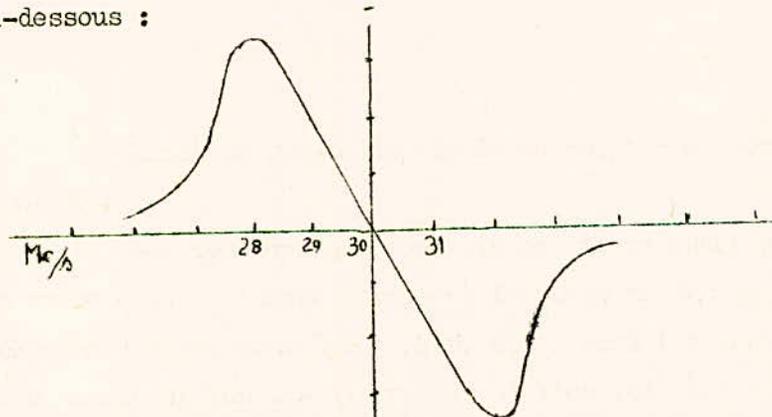
Ainsi se trouve appliquée au point r une tension  $E_{rm}$  en phase avec  $E_1$ .

Les tensions qui apparaissent alors entre p et n d'une part et entre q et m d'autre part sont la somme de  $E_{rm}$  en phase avec  $E_1$  et de chacune des tensions  $E_{pr}$  et  $E_{qr}$ . Elles sont les résultantes géométriques dessinées sur les diagrammes et l'on voit aussitôt que lorsque  $F$  est supérieure à  $F_r$ ,  $E_{pm}$  est supérieure à  $E_{qm}$  et inversement.

Nous trouvons ainsi deux tensions fonctions des variations de la fréquence. Il suffira de les appliquer à deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  détectrices pour compléter le discriminateur.

$D_1$  et  $D_2$  sont chargées respectivement par les résistances  $R_3$  et  $R_4$  et les condensateurs  $C_3$  et  $C_4$  destinés à éliminer la fréquence intermédiaire dans la tension redressé  $V_d$ . Enfin la self d'arrêt  $L$ , de valeur élevée devant  $L_1$ , permet, en s'opposant au passage du signal.

La courbe de transmission de l'ensemble à l'allure indiquée ci-dessous :



tension en fonction de la fréquence

#### VI.V.6 - CORRECTION DE FREQUENCE.

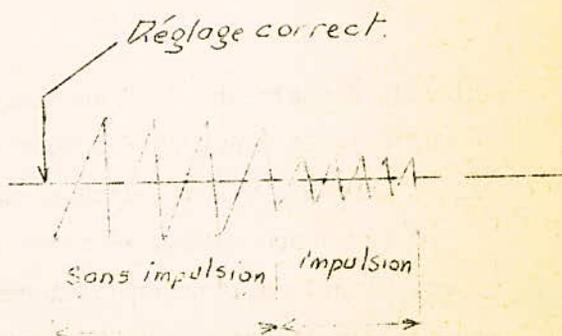
La tension de correction ainsi obtenu peut être directement appliquée à l'électrode réfléchrice du tube à modulation de vitesse fournissant les oscillations locales. Si elle est insuffisante on peut l'amplifier au moyen d'un étage à couplage direct ou ampli à courant continu.

Quand il s'agit de systèmes à faible vitesse d'exploration il est généralement avantageux de prévoir un correcteur d'accord à grande constante de temps, parce que les variations de fréquence ne se produisent que lentement et sont dues surtout à des variations thermiques ou d'alimentation.

Dans les systèmes panoramiques à grande vitesse d'exploration, les variations de fréquence sont dues à des variations d'impédance dans l'émetteur. Elles peuvent se produire très rapidement et il faut prévoir alors un circuit correcteur à très faible constante de temps. Mais il en résulte alors un autre inconvénient. La tension de correction, qui est fournie par l'impulsion du magnétron se modifie entre deux impulsions successives. En conséquence le récepteur se désaccorde et les échos faibles ne peuvent plus être reçus.

Un dispositif très ingénieux permet de supprimer ce grave inconvénient, au prix, il est vrai, d'une importante complication supplémentaire. On utilise un thyatron générateur de tensions en dent de scie qui alimente l'électrode réfléchissante du Klystron Oscillateur. Ainsi, la fréquence des oscillations locales balaie périodiquement une certaine bande de fréquences.

Dans ces conditions les tensions fournies par le circuit de sortie du discriminateur qui sont alternativement positives et négatives sont transmises à la grille de commande du thyatron. Les impulsions négatives sont sans action mais les impulsions positives provoquent l'amorçage du thyatron au moment même où la fréquence des oscillations locales est correcte. En l'absence d'impulsion, la fréquence d'accord du récepteur se déplace tout le long de la bande de réception. L'amplitude de l'excursion de fréquence est commandée par l'amplitude de la tension en dents de scie. Dès que des impulsions sont émises l'amplitude de l'excursion diminue considérablement et les déplacements se centrent autour



de l'accord exact, en même temps que la fréquence de balayage augmente. On peut donc admettre qu'en moyenne, le récepteur est toujours exactement accordé. La perte de sensibilité par rapport à celle qui correspond à l'accord rigoureux est négligeable.

UNIVERSITE D'ALGER

13/08

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

2ex

T3

Departement Telecommunications

# PROJET DE FIN D'ETUDES

الدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
المكتبة  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

« LE RADAR »  
- tome 3 -

PF68-9  
Tome 3

par: EL-GHARIANI et MAHMOUDI  
1968

VI - VI : DETECTION

VI - VI- I GENERALITES :

Nous retrouvons ici encore le même problème qu'en Télévision. Si nous voulons recueillir la totalité de l'énergie correspondant à l'impulsion, il faut que la détection soit également efficace pour toutes les fréquences utiles. Certaines composantes détectées correspondent ainsi à des fréquences beaucoup plus élevées que celles de la téléphonie. A l'heure actuelle, c'est la détection par diode qui est à peu près exclusivement adoptée.

VI - VI- 2 : DETECTION PAR DIODE :

La résistance  $R_p$  étant de faible valeur, il faut choisir une valeur également faible pour la résistance de charge du détecteur  $R_d$ . Il en résulte que l'efficacité de détection est faible ; à moins d'utiliser un tube diode à très faible résistance interne. Il est avantageux d'utiliser une diode à cristal (de germanium surtout ou silicium).

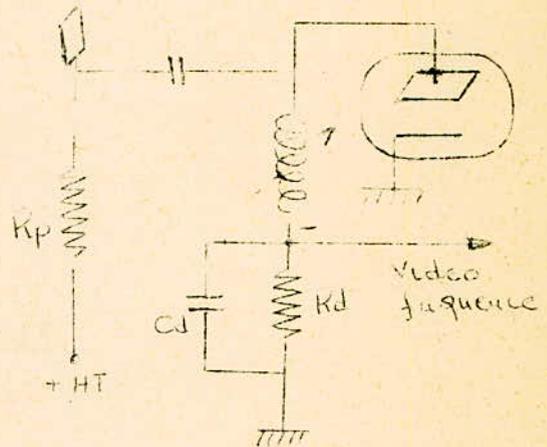


fig.(VI - 30)  
exemple de montage

Notons que le choix d'une résistance de charge faible est favorable à la détection des composantes de modulation à très haute fréquence.

Le couplage avec l'amplificateur vidéo est généralement prévu directement, sans interposition de condensateur de liaison.

Le condensateur  $C_d$  est choisi de manière à éliminer les composantes de fréquence intermédiaire, tout en respectant les composantes élevées des impulsions.

Il s'agit de fixer le compromis le plus avantageux. C'est à dire que pour la MF (qui parvient elle aussi au détecteur) dont la fréquence est  $\Omega$ , il faut que C soit un court-circuit donc, il faut que :

$$R > \frac{I}{C \Omega}$$

D'autre part, il faut que C présente une grande impédance à la fréquence la plus élevée de modulation, afin que celle ci ne soit pas court-circuitée. Soit  $\omega$  la fréquence de modulation la plus élevée, il faut que :

$$R < \frac{1}{C \omega}$$

d'où la double condition :

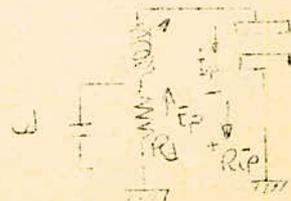
$$\frac{I}{C \Omega} < R < \frac{1}{C \omega}$$

- On intercale une inductance en série avec la charge  $R_d$ , de manière à provoquer une résonance dans la partie supérieure du spectre de vidéo-fréquence. On compense, de la sorte, l'atténuation due aux capacités en parallèle. Mais il convient de noter, qu'après cette pointe l'atténuation est extrêmement rapide, ce qui favorise l'élimination des composantes résiduelles de la fréquence intermédiaire. L'Emploi d'une liaison directe présente un avantage intéressant. En effet : une impulsion se traduit par l'apparition d'une tension négative par rapport à la masse. En conséquence, il y a diminution d'intensité de courant anodique du premier tube de vidéo fréquence. Si l'écho est puissant, cette réduction peut aller jusqu'à la coupure du courant anodique. On obtient ainsi un effet limiteur et le tube à rayons cathodiques est ainsi protégé contre d'éventuelles surcharges.

Remarque : l'apparition d'une tension négative par rapport à la masse est due au passage du courant détecté moyen  $\bar{i}_p$  (courant continu) dans R et provenant de la diode

$i_p$  est le courant détecté instantané passant dans la diode.

$\bar{i}_p$  est le courant détecté moyen passant dans  $R_d$ . (a)



- (a) Voir cours de détection sur le livre II "cours de radioélectricité générale" tome 3 (de S. ALBAGLI, P-DA VID, et L. BRAMEL)

VI - VII- AMPLIFICATEUR DE VIDEO -  
FREQUENCE

VI - VII- I : GENERALITES :

L'Amplitude de l'impulsion fournie par le détecteur n'est généralement pas suffisante pour être directement utilisée par le tube à rayons cathodiques. Il convient donc de l'amplifier. C'est le rôle de l'amplificateur de vidéo-fréquence, dénomination choisie une fois encore, par analogie avec la technique de la télévision.

Dans les deux cas, il s'agit d'obtenir un signal d'une amplitude minimum de quelques dizaines de volts, auquel correspond une puissance de quelques Watts. On ne peut donc employer un simple tube amplificateur de tension.

La tension fournie par le détecteur étant de l'ordre du volt il suffit, en pratique, d'un unique étage d'amplification. On utilise couramment des tubes de puissance standard: 6 V6, 6 L6, 6AG7 etc...

VI - VII- 2 : AMPLIFICATEUR NORMAL

On peut avoir recours au schéma classique fig. (VI-31). Le tube est alors à polarisation automatique, par le moyen de la chute de tension dans  $R_1$ . Si l'on veut éviter la distorsion de phase, on peut se dispenser de placer une capacité de découplage sur cette résistance.

Par contre il est indispensable de découpler la résistance  $R_2$  qui sert à fixer la grille - écran.

VI - VII- 3 AMPLIFICATEUR COMPENSE

Pour améliorer la forme de l'impulsion il faut assurer la transmission des composantes harmoniques correspondant à des fréquences très élevées. Dans ce but on peut compenser les réactances de capacités parasites au moyen d'une inductance série L. Nous donnons un exemple de cette disposition dans la fig. (VI - 32)

De plus, dans cet exemple particulier, la tension amplifiée est reportée dans un circuit à basse impédance au moyen d'un tube à charge cathodique (cathode flottante ou "cathode follower").

La tension disponible entre les bornes de  $R_5$  est très légèrement inférieure à celle qui existe entre les extrémités de  $R_4$  (amplification d'un cathodine légèrement inférieure à 1) mais l'impédance de sortie est extrêmement faible.

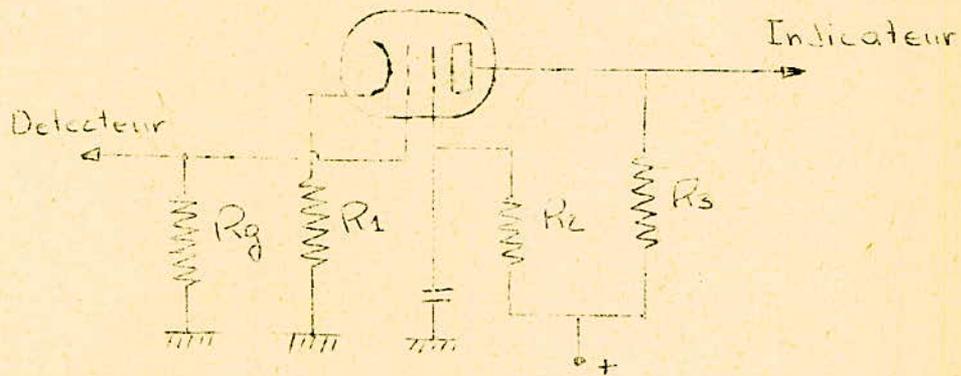


Fig. VI - 31 Ampli-normal

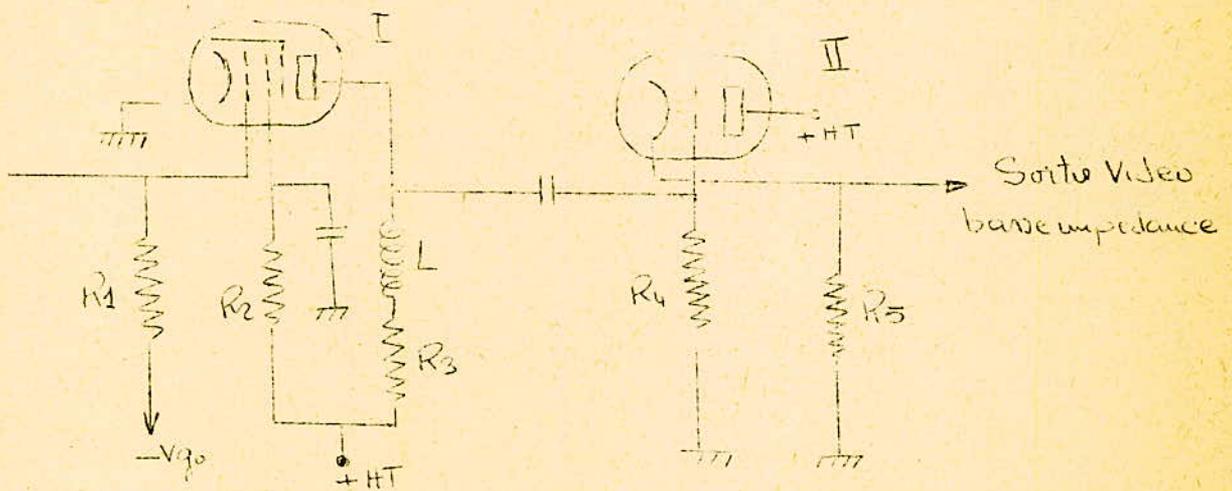


Fig. VI - 32 Ampli compensé

## VI - VIII - INDICATEURS

### VI - VIII - I- GENERALITES

L'indicateur a pour but la traduction visuelle des renseignements recueillis par l'antenne du radar. C'est généralement un tube à rayons cathodiques. Mais la présentation des renseignements peut être faite de différentes manières.

Le même radar possède généralement des indicateurs de plusieurs types. Même quand il s'agit de commandes automatiques, il y a toujours des indicateurs auxiliaires qui permettent le contrôle du fonctionnement ou la détermination plus précise de certaines données.

Les différents types d'indicateurs ont été désignés par les techniciens anglo-saxons par des appellations normalisées.

### VI - VIII - 2 INDICATEUR TYPE A :

C'est le premier en date et le plus simple des indicateurs. Une base de temps linéaire provoque le déplacement du spot de gauche à droite à vitesse uniforme. Les échos sont utilisés pour produire une déviation verticale de la tache lumineuse (fig. VI-33)

L'indicateur type A donne la distance de la cible.

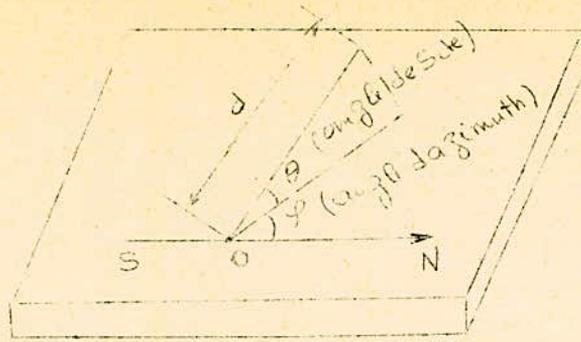
L'Origine de l'échelle des temps est fournie par l'impulsion de l'émetteur qui agit toujours d'une manière nettement visible sur les circuits récepteurs.

La précision de la mesure dépend de la pression de la base de temps.

Dans certains modèles, des lignes verticales lumineuses fournissent une échelle des distances en lecture directe (Fig. VI - 34).

Sous cette forme élémentaire, l'indicateur type A ne donne aucune indication sur l'angle de site et sur l'angle d'azimuth.

La déviation est obtenue en appliquant la tension de vidéo-fréquence sur une électrode de déflexion du tube à rayons cathodiques.



L'indicateur type A à plusieurs variantes :

- 1°) Indicateur type J : "Fig. (VI - 35)"

Le principe est le même que dans l'indicateur type A, mais la base de temps fournit un balayage circulaire du spot. Il est aussi possible d'étaler considérablement la longueur du tracé et d'obtenir une mesure notablement plus précise de la distance.

- 2°) Indicateur type K : "Fig. (VI - 36)"

Il est utilisé avec les systèmes à "commutation de lobe" et permet de comparer avec précision l'égalité des échos fournis par les deux lobes.

Quand on passe du lobe droit au lobe gauche, l'origine de la base de temps subit un léger décalage. Pour la même cible on obtient ainsi deux échos côte à côte. On cherche l'orientation exacte donnant l'égalité d'amplitude des deux côtes. Il est alors possible de connaître avec précision les coordonnées de la cible.

Sur la figure (VI-36), l'égalité d'amplitude est obtenue en A, elle ne l'est pas en B. Cela montre que les cibles donnant des échos ne sont pas dans la même direction.

- 3°) Indicateur type L : "Fig. (VI-37)"

C'est encore une disposition permettant la comparaison facile des amplitudes comme dans l'indicateur type K. Toutefois les échos correspondant aux deux lobes ne sont disposés côte à côte, mais l'un au dessous de l'autre.

- 4°) - Indicateur type M : "Fig. (VI - 38)"

C'est un indicateur du type A mais dans lequel le balayage présente une discontinuité sous forme d'un "pas" (fig. VI - 38-a), ou encore d'un "piédestal" (fig. VI - 38-b). Cette discontinuité peut être déplacée tout au long du balayage. Son emplacement est commandé par un potentiomètre.

Lorsque le repère coïncide rigoureusement avec l'écho, il suffit de lire la distance sur l'aiguille du potentiomètre. Cette méthode de mesurer les distances élimine l'erreur que produirait un balayage non linéaire.

- 5°) - Indicateur du type N

C'est une combinaison des indicateurs K et M. Les deux échos sont placés côte à côte et le déplacement d'un repère permet une mesure précise de la distance.

- 6°) - Indicateur type R.

C'est un indicateur du type A, mais dont l'échelle des distances peut être étendue par une commande spéciale pour fournir une mesure plus précise de la distance.

VI - VIII - 3 INDICATEUR TYPE B : - Fig. (VI-39)

Dans l'indicateur du type B et dans ses variantes que nous examinerons plus loin, la tension de vidéo-fréquence est appliquée au cylindre de Wehnelt du tube à rayons cathodiques. Elle sert donc à moduler celui-ci en intensité. En l'absence de "cible" l'intensité est réglée de telle sorte que la trace du balayage soit à la limite de visibilité. Tout écho se traduit donc par l'apparition d'un point brillant sur l'écran.

Le balayage vertical est effectué par une base de temps linéaire. Le "spot" part du bas du tube au commencement de chaque impulsion et parcourt la hauteur du tube dans l'intervalle qui sépare deux impulsions.

Le balayage horizontal est commandé par le déplacement angulaire du système d'exploration.

Ce résultat est obtenu très facilement au moyen d'un potentiomètre mû par le mécanisme du balayage. Grâce à cette disposition, il est possible de voir immédiatement le contenu de l'espace exploré par le faisceau du radar et de connaître la position des cibles.

Ainsi sur la fig. (VI - 39), On observe trois échos. l'un situé à environ 25 Km et dont la direction fait un angle de  $15^{\circ}$  avec l'axe de référence du radar.

Le second révèle une cible à 40 Km dans une direction de  $- 5^{\circ}$ .

Le troisième à 50 Km et azimuth  $- 30^{\circ}$

L'indicateur type B ne fournit aucun renseignement sur l'angle de site.

Voyons maintenant les variantes du type B.

- 1°) Indicateur type E :

C'est le même que le type B, mais les échelles sont interverties.

- 2°) Indicateur type H :

C'est un type B, mais l'écho apparaît sous forme d'une ligne dont l'inclinaison par rapport à l'horizontale fournit une indication sur l'angle de site.

VI - VIII - 4 INDICATEUR TYPE C : Fig. (VI - 40)

Il donne à la fois l'angle de site et l'angle d'azimuth, mais, par contre, ne fournit aucun renseignement sur la distance de la cible.

Le spot est modulé en intensité par l'écho, comme dans le type B. Le déplacement horizontal est commandé par l'angle d'azimuth, alors que le déplacement vertical est commandé par l'angle de site.

Ainsi, sur la fig. (VI - 40), la tache centrale est produite par l'émission. Les deux autres taches révèlent des cibles dont l'une (A) est à une élévation de  $+ 5^{\circ}$  et un azimuth de  $+ 45^{\circ}$

La seconde correspond à une élévation de + 20° et un azimuth de - 22°. Pour connaître la distance, il faut prévoir un indicateur type A.

Voyons maintenant les variantes du type C.

- 1°) Indicateur type F. Fig. (VI - 4I - a)

Il est identique au type C mais les relèvements sont exprimés non pas en fonction de lignes de références fixes, mais en fonction de l'orientation même du faisceau (fig. - 9 - a).

- 2°) Indicateur type G : "Fig. (VI - 4I - b)".

C'est le même que le précédent, mais la cible apparaît sur l'écran comme un point lumineux, prolongé de part et d'autre par deux ailes. La longueur totale permet une appréciation de la distance.

- 3°) Indicateur type D :

C'est une combinaison rarement employée des types B et C, qui permet d'obtenir une indication approximative de la distance.

VI - VIII - 5 - AUTRES TYPES D'INDICATEURS

- 1°) Type I : "Fig. (VI - 42)"

C'est un indicateur d'un type spécial utilisé avec l'exploration conique. La cible apparaît comme un cercle ou un arc de cercle. Le diamètre fournit la distance entre cible et radar. La position de la portion la plus brillante de l'arc indique l'erreur de pointage. Ainsi la fig. (VI - 42) indique que la cible est au dessus et à droite de l'axe du radar.

- 2°) Type P ou P.P.I. : "(Fig. VI - 43)".

L'indicateur type P ou P.P.I (Plan Position Indicator) ou Indicateur de position sur Plan) est un mode de présentation particulièrement intéressant des coordonnées relevées par le radar.

Il donne les mêmes renseignements que le type B : azimuth et distance, mais utilise les coordonnées polaires. Le spot est modulé en intensité. Au commencement de chaque impulsion, le spot part du centre du tube et se déplace vers la périphérie avec une vitesse constante. Mais, tout en partant toujours du centre, la ligne du spot tourne en synchronisme avec le radiateur d'ondes.

La vitesse de rotation est assez rapide (20 tours/mn) et, d'autre part, la persistance de l'écran est suffisante pour que la tracé dû à une cible demeure visible pendant la durée entière d'une révolution. L'écran donne ainsi l'image de tous les obstacles frappés par le rayon. Si le radar est situé sur un navire, on observe une véritable carte des obstacles qui l'entourent : autres bateaux, avions, lignes des côtes, entrée de port, etc...

Le résultat est, par exemple, celui que nous représentons Fig. (VI - 44) la tache centrale est produite par l'émission de l'impulsion. Certains dispositifs permettent de la supprimer.

Si le radar est à bord d'un avion, l'image reçue sur l'écran est le "plan" du paysage qui défile sous l'avion. L'équipage peut facilement repérer un navire sur la mer, reconnaître la ligne des côtes. Dans le cas d'un radiateur d'ondes situé à haute altitude, il y a naturellement une erreur sur la distance due à l'inclinaison des rayons Hertziens. Mais il est facile d'en tenir compte.

En modifiant la vitesse d'exploration du spot, on peut facilement faire varier l'échelle de la carte ainsi tracée. On peut ajouter au système des perfectionnements qui en rendent l'usage encore plus commode. On peut, par exemple, faire apparaître des cercles concentriques donnant une échelle précise des distances. Enfin, on peut faire apparaître une ligne lumineuse qui indique le "cap" c'est à dire la direction suivie par le navire ou l'avion.

Du pont d'un navire muni d'un système P.P.T. on peut non seulement suivre, en pleine nuit, et à grande distance, les évolutions d'une escadre ennemie mais on peut encore commander avec précision le tir des batteries, suivre la trajectoire des projectiles et contrôler leur éclatement.

Le système P.P.T. peut être employé avec un balayage circulaire ou avec un balayage en spirale.

On peut utiliser un faisceau très mince dans toutes les directions ou, encore un faisceau très plat, mais d'une forme déterminée en élévation (faisceau en éventail).

#### VI. IX. -- SCHEMA DE BRANCHEMENT POUR LES DIFFERENTS INDICATEURS

Nous ne pouvons voir tous les montages pour tous les types d'indicateurs sinon nous n'en sortirions jamais, vu leur grand nombre et leur grande variété. Mais nous donnerons le principe de montage, un exemple de circuit d'utilisation pour un indicateur type A, et une idée sur le système à commutation de lobes utilisé pour les types K et L.

##### VI. IX.1 - PRINCIPE DE MONTAGE D'UN INDICATEUR TYPE A : (fig. VI.45)

La déviation horizontale est assurée par une base de temps qui détermine l'échelle des distances. La déviation verticale est produite par les échos. Les plaques de déviation correspondantes sont, par conséquent, reliées à la sortie de l'ampli. vidéo. fréquence (fig. VI. 45).

La précision de la mesure de distance est d'autant meilleure que la base de temps est plus rigoureusement linéaire.

La base de temps est commandée par le générateur d'impulsions d' l'émetteur, de manière que le début du balayage coïncide exactement avec le départ de l'impulsion.

On peut obtenir une mesure précise de la distance, même quand la base de temps n'est pas linéaire, en utilisant les "marqueurs" (MARKERS).

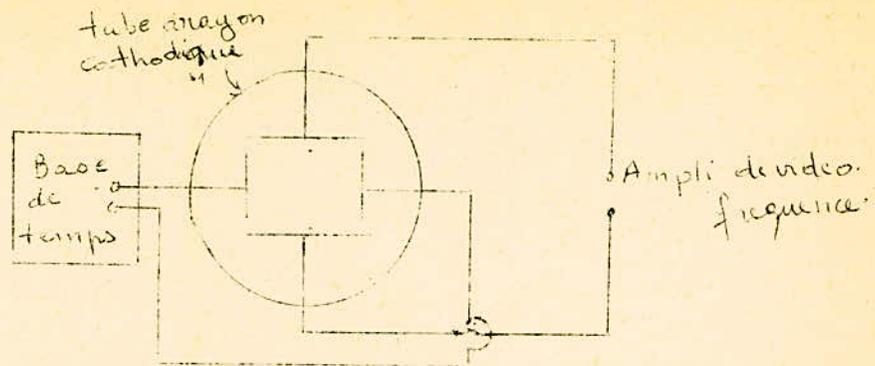


Fig. (VI.45)

On note ainsi des dispositifs qui divisent automatiquement l'intervalle de temps qui sépare deux impulsions successives en parties rigoureusement égales. On voit ainsi apparaître des lignes lumineuses verticales sur l'échelle horizontale du tube.

On prévoit souvent plusieurs échelles des distances, qui correspondent évidemment à des fractions plus ou moins étendues du cycle d'impulsion.

VI. IX.2 : EXEMPLE DE CIRCUIT D'UTILISATION POUR INDICATEUR TYPE A.

A titre documentaire, nous donnons fig. (VI.46) un exemple de base de temps pour indicateur type A.

- Le multivibrateur I utilise un tube double triode dont les deux éléments sont couplés par la résistance de cathode qui est commune. Ce type de générateur de tension de relaxation est classiquement employé en télévision.

Il est synchronisé par les impulsions de l'émetteur. Il produit une impulsion négative appliquée au tube II et une impulsion positive qui est transmise au Wehnelt du tube à rayons cathodiques et fait apparaître le "Spot" pendant la durée de retour de l'écho. Le "spot" est effacé pendant la transmission de l'impulsion. ?

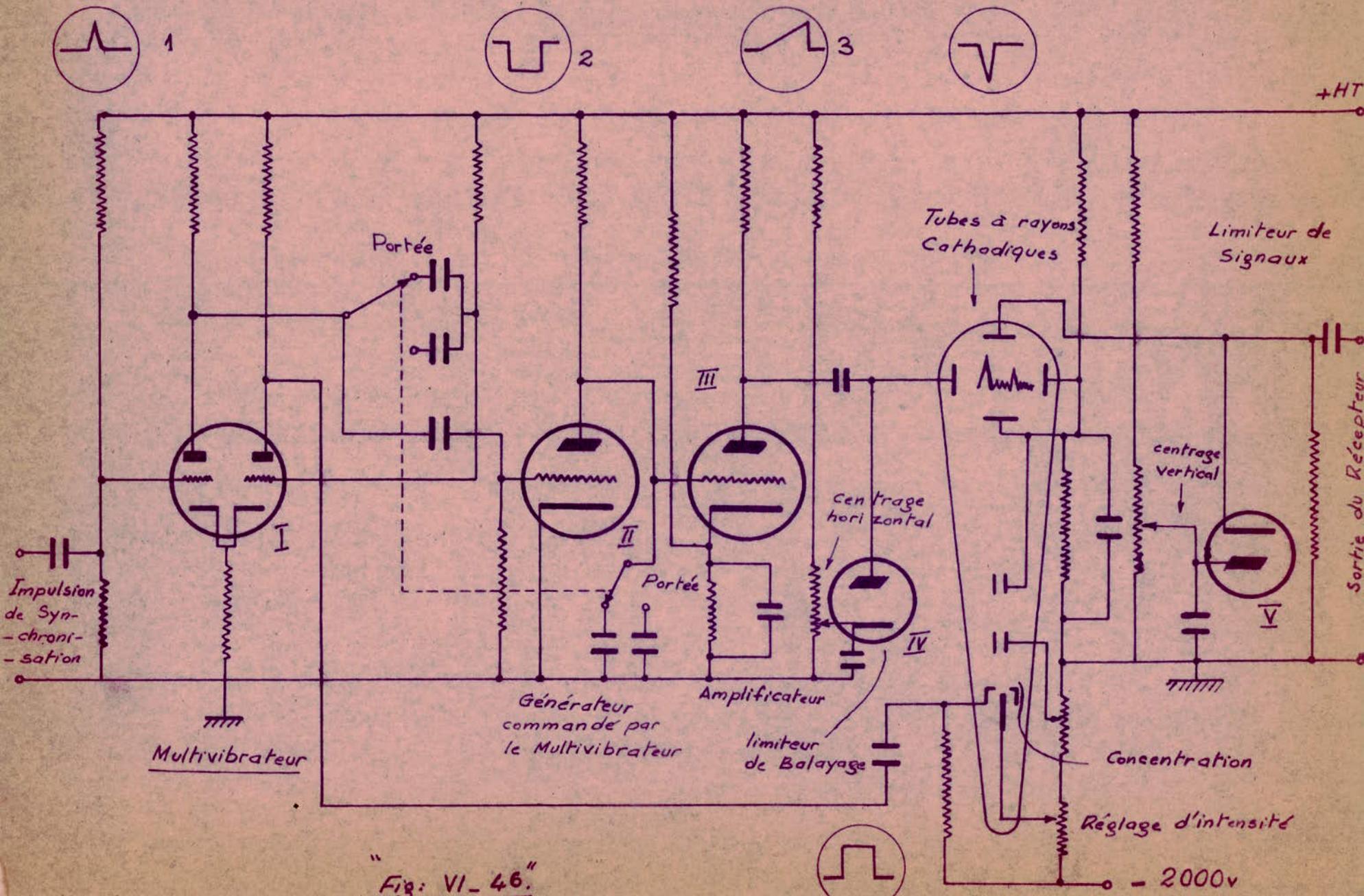


Fig: VI-46.

Le générateur de balayage fournit une tension en dents de scie positive (3) qui est transmise par liaison directe, au tube amplificateur de balayage (III).

Celui-ci fournit une variation linéaire de tension de phase inversée. Le tube joue un double rôle.

\* 1°) Amplifier la tension fournie par II. On pourrait obtenir directement une tension en dents de scie d'amplitude suffisante utilisant une tension anodique plus élevée, mais le balayage Le serait pas linéaire.

\* 2°) Corriger la forme de la tension de balayage. On utilise la courbure de la caractéristique du tube III pour compenser la distorsion.

Le circuit est complété par deux tubes diodes limiteurs. Il va sans dire que le circuit dont nous donnons le principe fig. (VI.46) peut subir des modifications nombreuses.

On peut par exemple, utiliser tout autre système de multi-branchement. On peut améliorer la forme du balayage par l'emploi d'un montage synétrique.

### VI. IX .3 : SYSTEME A COMMUTATION DE LOBES :

Nous rapellons que ces systèmes ont pour but de déterminer la direction avec la plus grande précision. Le faisceau est alternativement commuté dans deux directions légèrement différentes. Le système aérien est parfaitement orienté quand les échos obtenus dans les deux positions sont égaux. On peut ainsi déterminer un azimuth avec une précision bien meilleure que la largeur du faisceau.

Les résultats obtenus peuvent être présentés de plusieurs manières :

### VI. X - CONTROLES ET COMMANDES A DISTANCE.

#### VI. X.1 - GENERALITES ;

Dans de nombreux cas, l'opérateur est placé à une assez grande distance de l'aérien.

Il doit cependant pouvoir l'orienter rapidement en azimuth et en élévation. Il doit pouvoir apprécier cette orientation avec la plus grande précision. Il ne saurait être question de manoeuvrer directement le radiateur d'ondes : Celui-ci présente souvent une masse beaucoup trop considérable. Il faut donc utiliser des servo-commandes, des contrôleurs de position etc....

D'autre part, il est souvent avantageux de répéter les indications du radar en différents endroits.

Ces différents résultats sont obtenus au moyen d'indicateurs de position à distance et de servo-mécanismes.

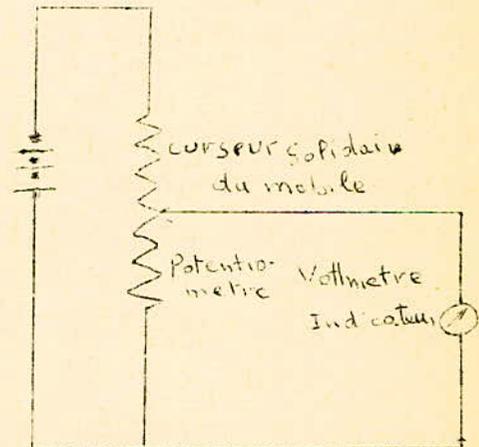
Dans ce qui suit nous citons un seul exemple de commande à distance.

#### VI. X.2 - TRANSMISSION PAR POTENTIOMETRE

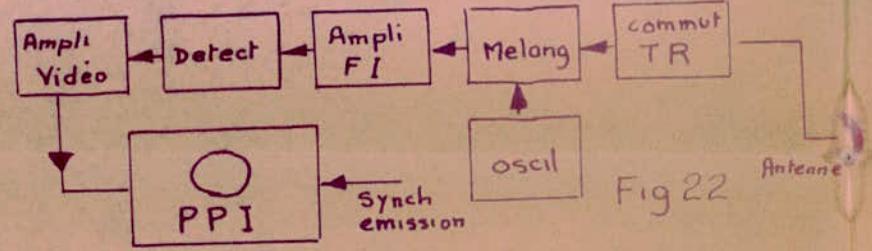
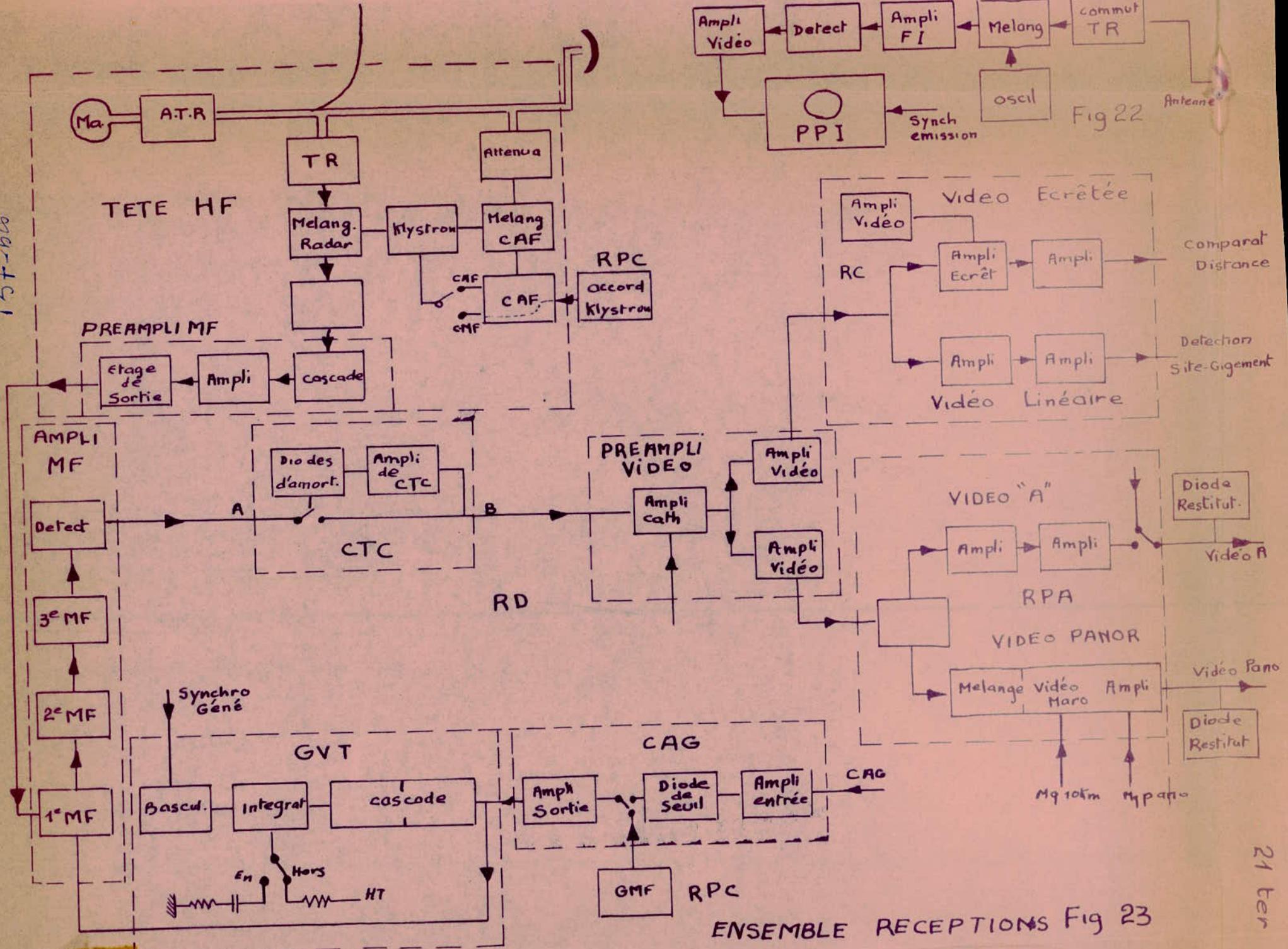
Il est toujours possible de transmettre à distance la position d'un organe mobile à l'aide d'un potentiomètre (fig. ci-contre). Toutefois, ce système n'est pratiquement jamais utilisé. Il manque de précision. Les indications données varient avec la distance de contact du curseur et la tension de la source, la chute de tension en ligne etc....

On ne peut guère transmettre ici que des indications "statiques" c'est à dire qu'on ne peut commander avec sécurité la position d'un organe présentant une certaine masse.

On préfère employer des systèmes plus compliqués, mais présentant une très grande sécurité d'action.

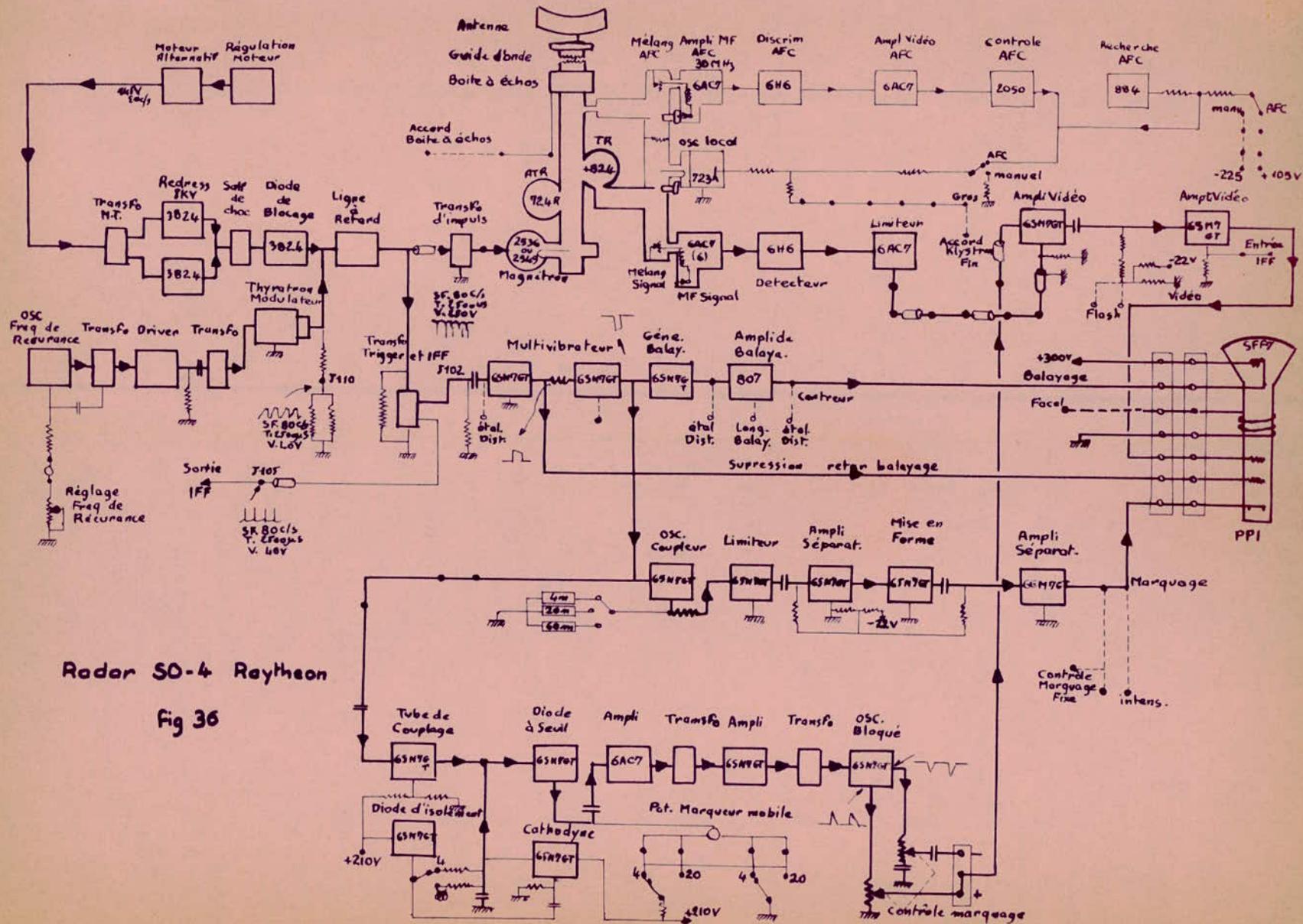


157-bis



ENSEMBLE RECEPTIONS Fig 23

21 fer



Radar SD-4 Raytheon

Fig 36

31 bis 157 fu

## VII. - I.F.F. OU DISPOSITIFS D'IDENTIFICATION

### VII.1 - GENERALITES.

L'identification des cibles repérées par le radar est un problème qui s'est posé dès le début. En présence d'un écho, il faut savoir s'il est produit par un ami ou un ennemi. Cette identification peut être obtenue par certaines méthodes désignées par les initiales "I.F.F." c'est à dire : Identification Friend or Foe (Identification amie ou ennemie). On ne saurait trop exagérer l'importance de ce problème. C'est ainsi par exemple, que les radars américains avaient repéré les avions japonais sur "Pearl Harbour" mais les avaient confondus avec des avions américains en manoeuvre, faute d'un dispositif d'identification, convenable.

### VII.2. LES PREMIERS DISPOSITIFS.

Les premiers dispositifs étaient fort simples. On munissait simplement les avions ou navires amis de dipôles accordés sur la longueur d'onde du radar.

Les échos ainsi obtenus étaient, à même distance, beaucoup plus puissants.

Mais ce dispositif pouvait facilement être copié par l'ennemi. Un premier perfectionnement consiste à couper le dipôle réfléchissant suivant un code connu.

Cette solution n'était pas parfaite. Avec les longueurs d'ondes utilisées à cette époque, les dipôles étaient encombrants et lourds. D'autre part, les radars utilisaient plusieurs bandes de longueurs d'onde. En conséquence, il aurait fallu prévoir plusieurs dipôles par appareil.

Pour ces raisons le système devint rapidement impraticable.

VII.3 - SYSTEMES MARK I et MARK II.

Le premier système I.F.F. mis au point par les techniciens anglais est connu sous la désignation "MARK I". Il est d'une conception radicalement différente. La cible à identifier porte un récepteur émetteur spécial, appelé un transpondor dans le langage technique anglo-saxon. L'impulsion du radar reçue et amplifiée, déclenche automatiquement une "impulsion" puissante, du "Transpondor".

L'inertie, des circuits est très faible, si bien que le signal émis se superpose à l'écho. En conséquence, celui-ci apparaît plus grand et plus large sur l'écran du tube à rayons cathodiques indicateur.

Il faut noter qu'un émetteur relativement peu puissant est suffisant puisque la puissance rayonnée par un cible fournissant un écho normal est extrêmement faible, et cependant elle est suffisante pour être détectée.

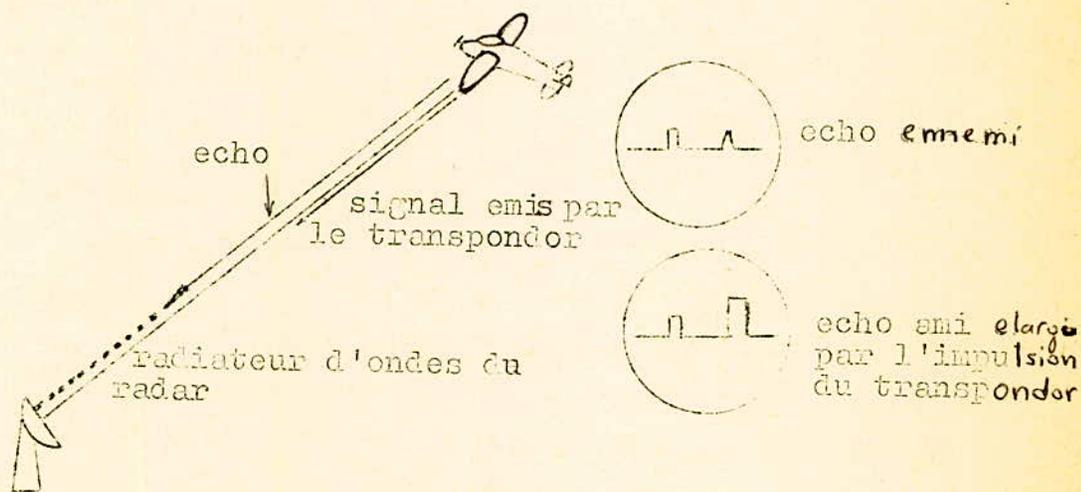


Fig. (VII.1)

Le radiateur d'ondes du "MARK I", qui joue également le rôle du collecteur de signal du radar était conçu de manière à conserver une efficacité acceptable dans toute la bande alors utilisée par les radars.

L'accord des circuits était mécaniquement commandé de manière à explorer la totalité de la gamme utile. Cette exploration se faisait en quelques secondes.

Dans ces conditions, il est évident que le système I.F.F. ne pouvait répondre à toutes les impulsions du radar, mais cela n'avait aucune importance, la fréquence des réponses étant largement suffisante pour apporter une modification nettement visible des indications du tube à rayons cathodiques.

Le système "MARK II" ne diffère point, en principe, du précédent. Toutefois, l'appareil comporte deux ou plusieurs gammes qui sont explorées successivement. Le passage d'une gamme à l'autre s'effectue automatiquement.

Le perfectionnement avait été rendu nécessaire par suite de l'utilisation de nouveaux radars fonctionnant dans des bandes différentes. Mais les bandes utilisées se multiplièrent bientôt de plus en plus. Il fallut munir chaque avion ou navire de plusieurs "répondors". Enfin, cette solution provisoire fut bientôt insuffisante. Il devient nécessaire d'imaginer et de mettre au point les systèmes I.F.F. actuels qui sont des auxiliaires des radars modernes mais constituent des éléments presque complètement séparés.

TROISIEME PARTIE

APPLICATION DU RADAR

## I Mesures effectuées par un Radar

### I I - Mesure de la distance de la cible.

Les impulsions sont émises avec une fréquence de répétition F et elles sont donc séparées par des durées T telles que :

$$T = \frac{1}{F}$$

$\Theta$  étant la largeur du faisceau à 1/2 puissance, la quasi totalité de l'énergie émise est contenue dans le secteur d'ouverture  $\Theta$

Si L est l'envergure de l'antenne on a

$$\Theta = \frac{70 \lambda}{L}$$

Le faisceau balaie la cible pendant un certain temps. Si N est la vitesse de rotation de l'antenne, exprimée en tours par minute, le temps t pendant lequel l'aérien tourne d'un angle  $\Theta$ , donc pendant lequel le faisceau éclaire le but est :

$$t = \frac{60 \Theta}{360 N} = \frac{\Theta}{6 N}$$

puisque l'antenne tourne de (360 N) degrés par minute, donc de (6 N) degrés par seconde.

Pendant ce temps t, l'émetteur envoie dans l'espace t/T impulsions qui sont renvoyées par la cible vers le radar. Le nombre d'impulsions renvoyées par le but pendant qu'il est éclairé est donc :

$$n = \frac{t}{T} = t F$$

$$n = \frac{t F}{6 N}$$

On note que dans l'espace les impulsions d'émissions sont des trains d'ondes formant des couronnes circulaires de largeur C  $\tau$ , C étant la vitesse de la lumière : Ainsi une impulsion de  $1 \mu s$  produit une couronne de 300 m de largeur. Ces différentes couronnes sont séparées entre elles par une distance C.T.

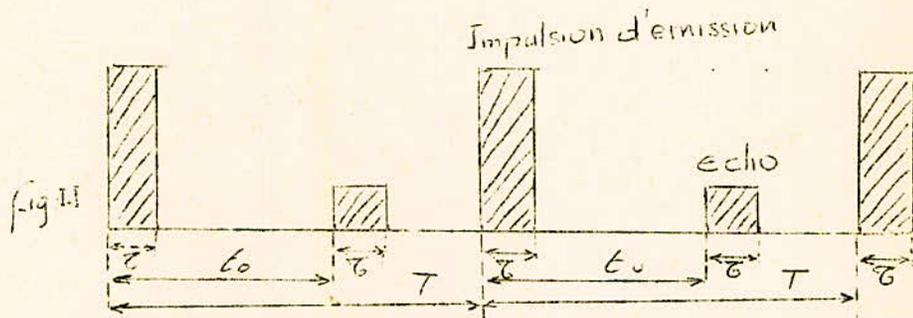
Si  $d$  est la distance entre l'antenne et le but, l'écho retourne au radar au bout d'un temps

$$t_0 = \frac{2d}{c}$$

Ainsi, entre le début de l'impulsion d'émissions et le début de l'écho d'un but distant de 150 Km il s'écoule

$$t = \frac{300}{300000} = 1000 \mu s$$

Il suffira donc de mesurer  $t_0$  pour connaître la distance de la cible : on obtient, en fonction du temps, le diagramme de la figure suivante dans le cas où  $t_0$  est inférieur à  $T$



si  $t_0$  supérieur à  $T$ , il y aura une ambiguïté dans la mesure jusqu'en ne saura pas quelle impulsion d'émission il faut prendre comme référence. C'est pour cela qu'on choisit

$$T > \frac{2d_{\max}}{c}$$

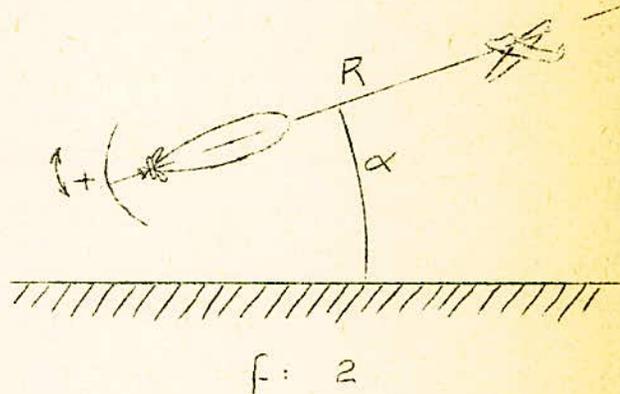
Si  $d_{\max}$  est la portée maximum prévue par le radar.

Dans ces conditions l'écho peut être matérialisée sur un oscillographe dont la base de temps est synchronisée par les impulsions d'émission c'est la fonction des indicateurs étudiés dans le chapitre (VI-VII)

## 2 - Mesure du site de la cible

Les radars panoramiques sont incapables de donner l'altitude d'une cible, et cependant la connaissance de cette coordonnée est de la plus haute importance, on a donc pensé d'adjoindre aux dispositifs panoramiques des appareils donnant le site des cibles détectées.

Le système était simple : une antenne dont le diagramme de rayonnement avait une ouverture de quelques degrés dans le plan horizontal et une ouverture aussi étroite que possible dans le plan vertical était braquée dans la direction de la cible. Cette antenne était alors animée d'un balancement autour d'un axe horizontal, ce qui provoquait un balayage de l'espace dans le plan vertical l'angle  $\alpha$  pour lequel apparaissait la cible donnait le site de celle-ci en multipliant  $\sin \alpha$  par  $d$ , on obtenait l'altitude de l'avion.



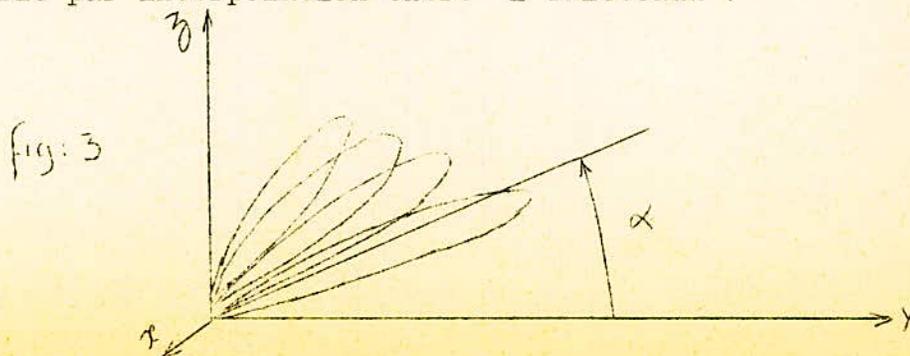
Pour un tel radar la cadence de l'information est nécessairement très faible : Chaque mesure de site immobilise un radar complet pendant plusieurs dizaines de secondes (parfois même plusieurs minutes) ; si  $N$  radars de site sont associés à un radar panoramique on ne pourra mesurer simultanément que le site de  $N$  cibles : le système est donc très vite saturé.

Vues ces inconvénients on a imaginé 2 systèmes qui améliorent la cadence des mesures.

I.I - Antenne à faisceaux étagés :

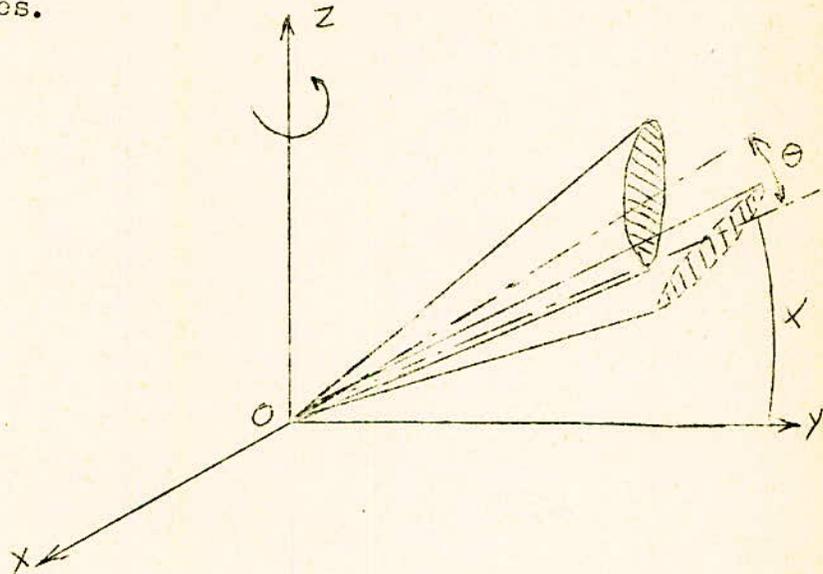
Ces faisceaux étant étagés dans le plan vertical et l'ensemble tourne autour d'un axe vertical :

La mesure du site  $\alpha$  est effectuée en passant devant la cible par interpolation entre 2 faisceaux :



- Antenne "V. beam"

C'est une antenne tournant autour d'un axe vertical et rayonnant simultanément deux faisceaux, l'un dans un plan vertical, l'autre dans un plan incliné : on obtient ainsi 2 echos successifs pour une même cible et le site de celle-ci est déterminé à partir de l'angle qui sépare le passage de ces 2 cibles.



Nous ne faisons pas une étude détaillée sur ces 2 types d'antenne mais nous remarquons seulement que l'antenne à faisceaux étagés bien qu'elle soit difficile à mettre au point est nettement la meilleure.

3 - MESURE DE LA VITESSE D'UNE CIBLE.

Cette mesure se fait par des radars à ondes entretenues dans ce cas la valeur de l'écho à la réception ne dépend plus que de la durée T de la mesure. Cette durée T est limitée par 2 facteurs :

- Le temps de passage de la cible dans le pinceau du radar.
- Le temps pendant lequel la vitesse radiale de la cible reste constante à une certaine quantité près.

## II - CONTROLES D'ATTERISSAGE SANS VISIBILITE

C.A.S.V.

### II - 1 : GENERALITES

Les systèmes C.A.S.V. (\*) doivent non seulement permettre de conduire l'avion jusqu'à l'aérodrome, mais enCore, donner au pilote les indications précises qui lui permettront de poser son appareil correctement sur la piste. Cela, dans des conditions de visibilité nulles ou tout au moins mauvaises.

Théoriquement, ces systèmes doivent permettre à un pilote de poser son appareil sans voir la piste. Pratiquement ils permettent l'approche correcte de l'appareil dans des conditions très mauvaises comme par exemple :

visibilité : 50 mètres

Plafond : 10 mètres

La "visibilité" et le "plafond" étant les distances minima de perception d'un objet dans les directions horizontales et verticales.

Le problème qui consiste à poser en "douceur" un avion volant à 150 Km à l'heure est d'une extrême difficulté. On peut le comparer au pilotage d'une voiture roulant à 100 Km à l'heure sur une route tortueuse et encombrée d'obstacles, alors que le conducteur, aveugle, recevrait des indications par radiophonie....

Les procédés qui permettent d'obtenir ces résultats peuvent être classés en deux catégories.

(\*) En Anglais G.C.A. (Ground Control Approach : Contrôle d'approche du sol).

\* 1°) L'avion possède un équipage spécial, et, l'aérodrome est aménagé avec des émetteurs spéciaux, disposés le long de la piste. La position de l'avion par rapport à la piste, en altitude, et en distance, est constamment figurée sur les cadrans que le pilote a sous les yeux. A chaque instant, il sait s'il est à droite ou à gauche de la piste, il sait à quelle distance il se trouve et à quelle altitude. C'est à lui d'effectuer les manoeuvres nécessaires pour que l'avion décrive la courbe de descente correcte.

\* 2°) Les autres procédés n'exigent aucune installation spéciale à bord de l'avion. Il suffit qu'il possède un équipement radio-téléphonique lui permettant d'entrer en contact avec la tour de contrôle de l'aérodrome.

La courbe de descente idéale est déterminée par le personnel à terre. On peut dire que le pilote est aveugle et doit se mettre, d'une manière absolue, entre les mains du Chef de trafic et des opérateurs. La marche de l'avion est suivie d'une manière absolument continue par un équipement radar étudié spécialement pour cela. La première méthode n'utilise pas la technique "radar" telle qu'elle a été définie dans les premières pages de cet ouvrage. C'est pour cette raison que nous ne l'étudierons pas ici. Nous indiquerons simplement qu'elle utilise des faisceaux d'ondes métriques.

Son inconvénient principal est de n'être applicable qu'à des avions spécialement équipés.

Nous décrirons dans ce qui suit la seconde méthode.

## II.2 - PRINCIPE.

Les opérateurs chargés d'amener l'avion en contact avec la piste doivent connaître, à chaque instant, et d'une manière immédiate, sa position par rapport à la piste (gisement) ainsi que son altitude (site).

En d'autres termes, on peut repérer l'avion d'une manière précise en connaissant (fig. II.1) d'une part l'angle que fait la direction de l'avion par rapport à l'axe de la piste ainsi que la distance  $d$  et,

d'autre part, l'angle de site ou l'élevation ( ) ainsi que la distance  $d$ .

Ces renseignements peuvent être fournis d'une manière instantanée et continue au moyen d'un équipement radar qui occupe le point R par exemple, sur l'aérodrome et, de préférence, au voisinage immédiat de la piste.

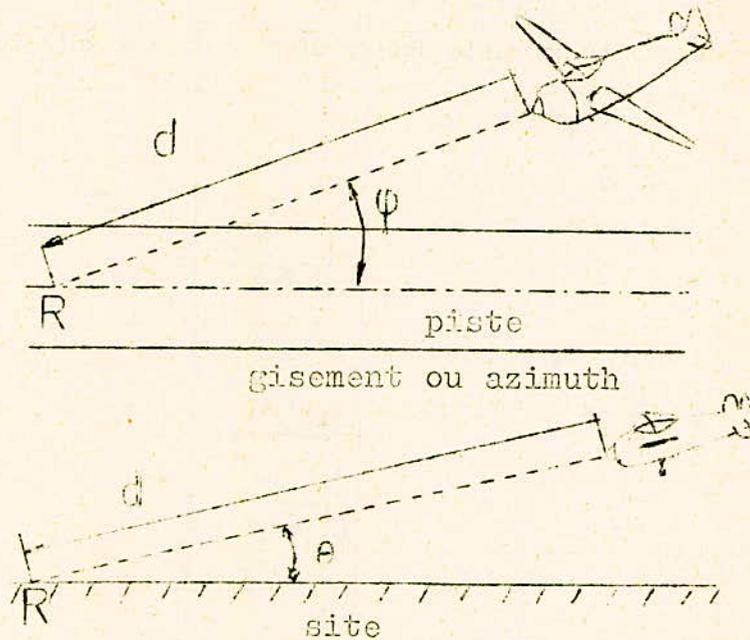


FIG. (II.1)

Il est évident que les renseignements doivent être d'autant plus précis que le moment de prise de contact avec le sol est plus immédiat.

La prise en charge de l'avion doit pouvoir s'effectuer à une distance minimum d'une vingtaine de Km de l'aérodrome. D'autre part, ces renseignements doivent pouvoir être lus directement, sans qu'il soit besoin de faire aucun calcul.

Les résultats sont obtenus par des moyens analogues à ceux qui sont mis en œuvre dans les radars panoramiques. Toutefois, il suffit ici d'explorer un angle solide d'espace limité au point R.

Le volume utile est, de toute évidence, une pyramide qui admet le point R comme sommet et dont la base est définie par les angles maxima d'exploration verticale et horizontale.

Le déplacement du faisceau dans les deux plans déclenchera un balayage homologue sur l'écran des tubes à rayons cathodiques indica -

Pour rendre la lecture plus rapide et plus facile, les informations "Site" et "gisement" seront traduites sur le même écran l'une dans la partie supérieure, l'autre dans la partie inférieure. Des "marqueurs" étalonnés donneront directement les renseignements en altitude ou en distance (voir fig. II.2).

Pour éviter toute perte de temps le pupitre comporte deux tubes à rayons cathodiques, correspondant, le premier, à l'échelle 20 Km, le second à l'échelle 5 Km.

### II.3 : INSTALLATION GENERALE :

Le système d'atterrissage sans visibilité doit pouvoir être rapidement installé le long d'une piste particulière.

Il doit donc être mobile et sa mise en place doit pouvoir s'effectuer très rapidement. C'est pour cette raison qu'il est contenu tout entier y compris les antennes dans une remorque.

Celle-ci doit être placée à 100 mètres à droite ou à gauche de la piste et à 1000 mètres du point d'atterrissage.

Le radar peut "voir" l'avion jusqu'à une distance d'environ 500 mètres de ses antennes.

Le dispositif installé sur le terrain comporte, en plus, des balises réfléchissant l'émission du radar dont les échos permettent de contrôler l'exactitude des indications lues sur les écrans des tubes à rayons cathodiques. Ces balises seront placées :

- 1 balise à 500 m dans l'axe des antennes du radar.
- 1 balise à 1000 m dans l'axe des antennes du radar.
- 2 balises de part et d'autre de la piste à 1000 m du radar.

- 2 balises au-delà de l'extrémité de la piste, mais dans son axe et à des distances aussi grandes que possible 2000 et 2500 m par exemple.

Les échos réfléchis par les réflecteurs (balises) constitueraient sur le tube à rayons cathodiques du radar (d'atterrissage) des repères de distances, et donc doivent être placés avec la même précision que celle que peut fournir le radar.

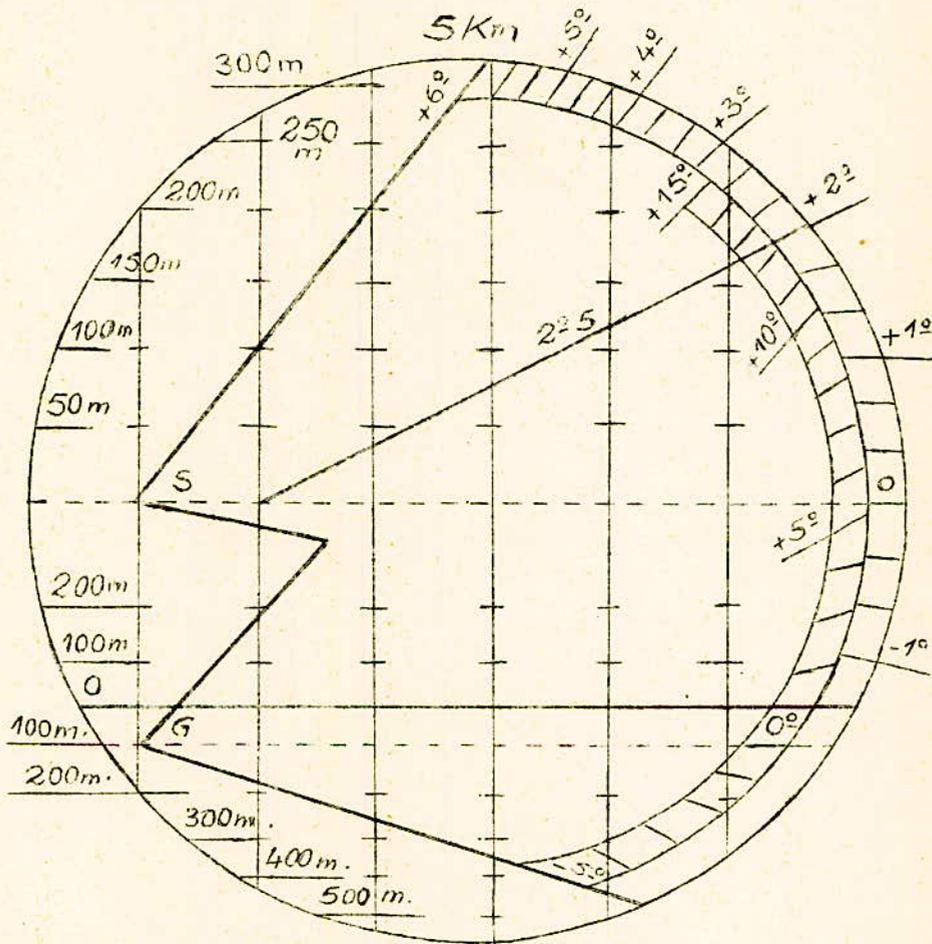


Fig. (II - 2)

I - PROTECTION DES RADARS CONTRE LES ECHOS PARASITES NATURELS

I - I - échos parasites naturels :

Nous entendons par échos parasites naturels, les échos qui sont normalement vus <sup>sur</sup> un indicateur de radar de veille, en l'absence de brouillage accidentel ou intentionnel (brouillage ennemi) Ces échos sont les échos météorologiques (pluie, neige, nuage) les échos du sol dû au relief. Les échos du sol ou échos fixes constituent ce que les anglosaxons appellent le clutter ce clutter est particulièrement important pour un radar aéroporté qui explore le sol ou la mer mais dans l'autre cas les échos fixes se manifestent principalement par des tâches sur l'indicateur qui sont surtout nombreuses à faible distance. Au delà de la ligne d'horizon, seuls les reliefs peuvent donner des échos puissants. Le choix de l'emplacement est très important pour l'élimination des échos fixes : Par exemple une montagne élevée constitue un excellent emplacement, sous réserve que l'antenne rayonne un champ très faible aux sites négatifs : se sera la solution idéale pour un radar installé dans une région montagneuse.

2 - Les échos météorologiques et leur élimination

2-I Intensité des échos dus aux gouttes d'eau

Si nous reprenons l'équation du radar nous trouvons que l'intensité d'un écho correspondant à une surface équivalente  $\sigma$  est :

$$S = \frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 d^4} \quad (1.1)$$

Nous considérons, pour simplifier, le cas d'une antenne rayonnant un diagramme en fuseau d'ouvertures angulaires  $\theta_g$  en gisement et  $\theta_s$  en site,  $\theta_g$  et  $\theta_s$  étant exprimés en radians. Pour une durée d'impulsion  $\tau$ , le volume de résolution du radar est très sensiblement :

$$V \approx \frac{\pi d^2}{4} \theta_g \theta_s \frac{c\tau}{2} \quad (2.2)$$

(on divise par 2 pour tenir compte du trajet aller et retour) chaque goutte d'eau condensée à une surface équivalente  $\sigma_i$  et, par une unité de volume, nous aurons une surface équivalente globale que nous représenterons par  $\Sigma_i$  nous pouvons écrire :  $\sigma = V \Sigma_i$

ce qui donne: 
$$S = \frac{PG^2 \lambda^2 d^2 \theta_g \theta_s c \tau}{8(4\pi)^2 d^4} \quad (1-3)$$

Cependant, si E est l'envergure de l'antenne et H sa hauteur, nous avons

$$\theta_g = 1,22 \frac{\lambda}{E} \quad \text{et} \quad \theta_s = 1,22 \frac{\lambda}{H}$$

Comme d'autre part  $G = \frac{4\pi E H f}{\lambda^2}$  (f : facteur de gain)

$$S = \frac{c \tau}{32} 1,5 f^2 \frac{PEH}{d^2} \Sigma_c \quad (1,4)$$

Si  $\lambda$  est beaucoup plus grande que le diamètre D des gouttes d'eau, la surface équivalente pour chacune d'elles est donnée par la formule

$$\Sigma_c = \frac{\pi^5 D^6}{\lambda^4} |K|^2 \quad (1,5)$$

où  $|K|^2$  est un facteur dépendant de la constante et des pertes diélectriques du matériau constitutif (pour de l'eau  $|K|^2$  est voisin de 0,9 à  $\lambda = 10$  cm pour de la glace  $|K|^2$  est voisin de 0,2.

Comme  $\Sigma_c$  est proportionnel à  $\Sigma_c$  la formule 1.5 peut s'écrire

$$S = K \frac{P \tau D^6}{d^2 \lambda^4} \quad (1,6)$$

On appelant K un facteur que l'on peut tirer de 1.4 et 1.5 il apparait finalement que l'intensité de l'écho :

- est proportionnelle à l'énergie contenue dans l'impulsion : les radars de grande guissance seront donc plus sensibles aux échos de bruit de nuage que les autres.

- est proportionnelle à la 6<sup>e</sup> puissance du diamètre des gouttes . Quelques grosses gouttes contribueront d'avantage à l'écho qu'un grand nombre de petites.

- est inversement proportionnelle au carré de la distance: les échos nuage seront donc d'intensité décroissante avec la distance, mais décroissant avec un taux bien moins rapide que l'écho d'une cible qui diminue en  $d^4$ .

- est inversement proportionnelle à la quatrième puissance de la longueur d'onde, pour les radars de veille du moins à ce point de vue.

Pour permettre de calculer S à l'aide des formules 4 et 5 nous donnons ci-dessous quelques valeurs approximativement de  $\Sigma$  pour  $\Sigma = 10$  cm en fonction de la quantité de pluie en millimètre par heure

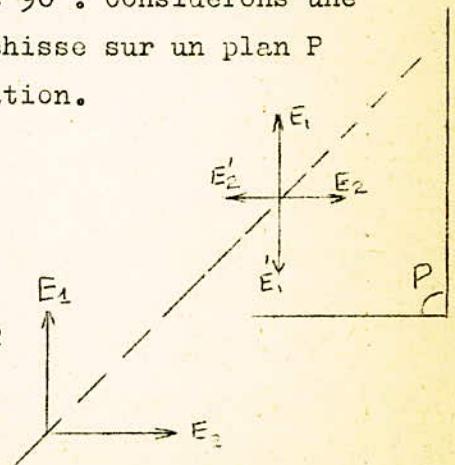
Q mm/h	cm <sup>2</sup> /m <sup>3</sup>
0,1	10 <sup>-7</sup>
1	5.10 <sup>-6</sup>
10	2.10 <sup>-4</sup>
100	10 <sup>-2</sup>

### 2-2 Elimination des échos de nuages

Quand les signaux S renvoyés par les nuages sont importants des taches floconneuses apparaissent sur les écrans des indicateurs et les brouillent. Il devient très difficile sinon impossible de distinguer un écho d'avion dans ces taches et il est impossible de faire disparaître ces dernières ou tout au moins de les atténuer fortement. Cette élimination des échos de nuages si elle améliore la visibilité sur l'indicateur, ne supprime cependant pas l'atténuation due à la vapeur d'eau condensée, de sorte que la présence de nuages diminuera toujours la portée du radar même si leurs échos ne sont plus visibles.

L'élimination des échos de nuages est obtenue en utilisant des aériens rayonnant une polarisation circulaire. On sait qu'une onde à polarisation circulaire est formée par 2 champs égaux perpendiculaires entre eux et déphasés de 90°. Considérons une telle onde et supposons qu'elle se réfléchisse sur un plan P perpendiculaire à la direction de propagation.

Les 2 composantes  $E_1$  et  $E_2$  étant toutes 2 parallèles au plan réfléchissant, la réflexion se fait avec un changement de phase  $\pi$  et les composantes du champ réfléchi,  $E'_1$  et  $E'_2$  se trouvent dans la même situation, l'une par rapport à l'autre, que les composantes du champ incident.



En particulier, le sens absolu de rotation de la polarisation dans l'espace n'a pas varié. Cependant, comme le sens de propagation s'est inversé le sens relatif de la rotation de la polarisation par rapport à un observateur qui regarde l'onde s'éloigner, s'est inversé: si la polarisation circulaire était positive à l'aller, elle est négative au retour et inversement.

Ce qui est vrai pour un plan normal à la direction de propagation est également vrai pour tout corps réfléchissant isotrope et, en particulier, pour une sphère. Comme un nuage est formé de gouttelettes sphériques, son écho pour un radar émettant en polarisation circulaire sera polarisé en sens inverse de la polarisation d'émission. Si la polarisation circulaire a été obtenue par une lame quart d'onde (au sens optique du mot) interposée sur le trajet commun à l'émission et à la réception, il y aura extinction de l'onde de retour, donc disparition de l'écho du nuage. Cependant cette élimination n'est parfaite que si la polarisation est parfaitement circulaire. Si l'on appelle  $E$  le taux d'ellipticité de l'onde c'est à dire le rapport entre le petit axe et le grand axe de l'ellipse de polarisation du champ rayonné, on peut montrer que la puissance de l'écho du nuage après passage dans la lame quart d'onde est de la forme :

$$P_r = \left( \frac{1 - E^2}{1 + E^2} \right) \quad (1.7)$$

Cependant pour une antenne émettant en polarisation circulaire, le taux d'ellipticité n'est voisin de l'unité que pour la direction de rayonnement maximal : de part et d'autre de celle-ci  $E$  diminue.

Pratiquement, des taux d'élimination de nuage de 15 à 20 dB peuvent être obtenus sans de trop grandes difficultés. En présence de flocons de neige, ce taux peut cependant tomber à 8 ou 10 dB.

### 3 Les échos fixes et leur élimination

#### 3.1 Principe de l'élimination des échos fixes

Pour distinguer les échos mobiles parmi les échos fixes, on utilise l'effet Doppler qui affecte uniquement les cibles en mouvement.

On sait en effet que si une cible se rapproche ou s'éloigne de l'antenne, l'écho qui revient est affecté d'une variation de fréquence par rapport à la fréquence d'émission. Cette variation de fréquence ou fréquence Doppler est donnée par la formule :

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} (1-8)$$

v étant la vitesse radiale de la cible et  $\lambda$  la longueur d'onde utilisée. Si la cible se rapproche la fréquence augmente et  $f_D$  est positif donc v doit être affecté du signe(+). C'est le contraire quand la cible s'éloigne.

On remarque immédiatement une défaillance dans le système : si la cible se sépare de sorte que sa vitesse radiale soit nulle, elle se comporte comme un écho fixe. Cependant il est peu probable qu'une pareille situation puisse subsister assez longtemps. Si nous appelons  $f_s$  la fréquence du signal et  $f_l$  la fréquence de l'oscillateur local la tension à fréquence intermédiaire est pour un écho fixe à la distance  $d_0$  de la forme :

$$V_f = A \sin \left[ 2\pi (f_l - f_s) t - \frac{4\pi f_s d_0}{c} \right] (1-9)$$

Le dernier terme représente le déphasage dû au temps de propagation sur la distance  $d_0$ .

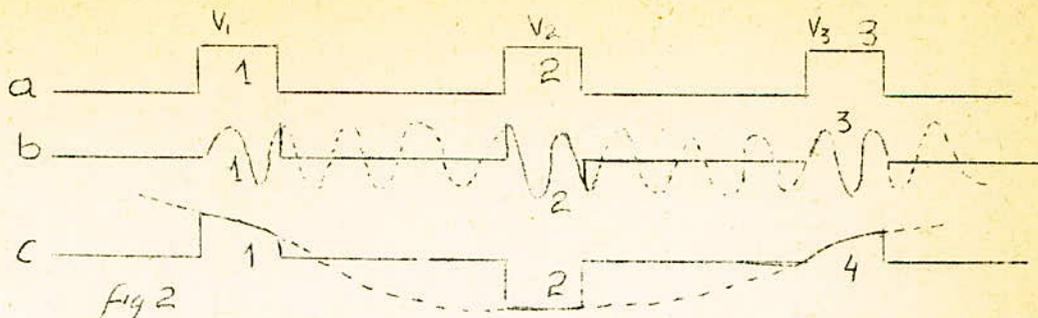
Pour un écho mobile se trouvant à la même distance  $d_0$ , la tension à fréquence intermédiaire est de la forme :

$$V_m = A \sin \left[ 2\pi (f_l - f_s + f_r) t - \frac{4\pi f_s d_0}{c} \right] (1-10)$$

sur  
Si un cristal détecteur, nous envoyons simultanément les tensions  $V_f$  et  $V_m$  et une tension de fréquence

$$f_i = f_l - f_s$$

Et si nous prenons toujours la bande latérale inférieure de modulation, nous sortons de ce détecteur une tension continue dans le cas d'un écho fixe satisfaisant à la relation (9) et une tension de fréquence  $f_d$  dans le cas d'un écho mobile satisfaisant à la relation (10). Si nous examinons sur un oscillographe l'allure des tensions vidéo ainsi obtenues et amplifiées avec un dispositif donnant aussi bien les tensions positives que les tensions négatives (vidéo bipolaire) nous obtenons les tracés suivants :



La figure (a) correspond à un écho fixe, la figure (b) à un écho mobile dont la fréquence Doppler est supérieure à  $\frac{1}{T}$  et la figure (c) à un écho mobile dont la fréquence Doppler est inférieure à  $\frac{1}{T}$ .

Si maintenant nous appelons  $v_1, v_2, \dots, v_i$  les tensions successives des impulsions vidéo ainsi obtenues, et si nous les envoyons dans un dispositif qui donne à sa sortie

$$v_2 - v_1$$

$$v_3 - v_2$$

$$v_i - v_{i-1}$$

Nous voyons que la tension de sortie sera constamment nulle dans le cas d'un écho fixe et ne le sera pas dans le cas d'un écho mobile. Nous aurons ainsi éliminés les échos fixes.

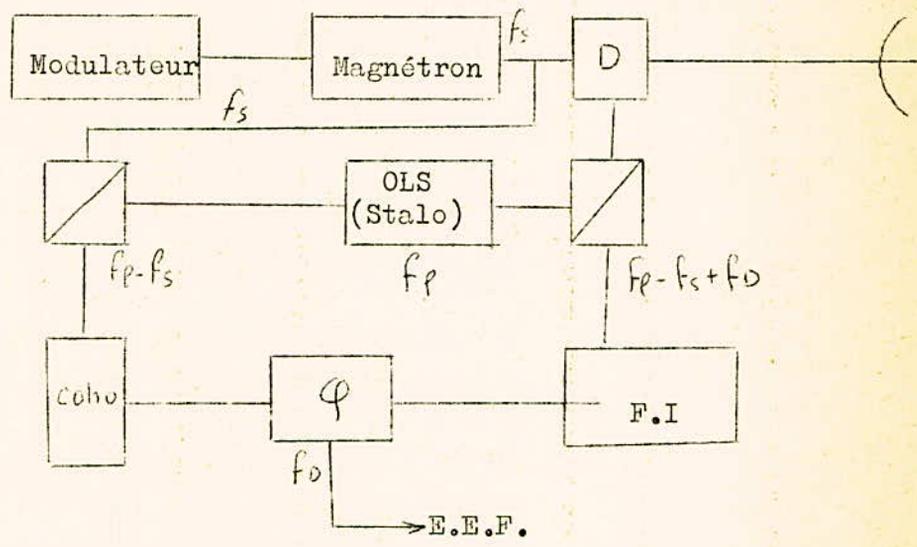
Nous nous contenterons de donner le principe de l'élimination des échos fixes sans étudier les dispositifs d'élimination de ces échos avec beaucoup de détails (voir paragraphes suivants).

### 3-2 Schéma fonctionnel d'un radar avec élimination des échos :

A partir des principes ci-dessus, nous pouvons imaginer le schéma général d'un radar assurant l'élimination des échos fixes. Le moyen le plus commode est d'employer un amplificateur de puissance un oscillateur stable (OLS) délivre la fréquence  $f_e$  (cet oscillateur est appelé stable en anglais) ; un 2eme oscillateur, dit oscillateur coherent (coho) délivre une fréquence  $f_c$  égale à la fréquence intermédiaire. Le mélange de  $f$  et de  $f_c$  donnera dans cet exemple la fréquence du signal et servira de pilote à une chaîne d'amplification.

A la réception et après passage dans le duplexeur D, nous disposerons pour un écho mobile, la fréquence :  $f_p + f_c + f_d$   
 Après mélange avec la fréquence délivrée par l'oscillateur stable nous trouverons une fréquence intermédiaire  $f_c$  affectée de la fréquence Deppeler. Le battement de cette fréquence  $f_c + f_d$  avec la fréquence  $f_c$  dans un détecteur de phase  $\phi$  donne la fréquence Doppler  $f_d$  : à la sortie de  $\phi$  nous obtenons des signaux ayant l'allure de ceux dessinés au paragraphe précédent. Ces signaux sont alors envoyés dans le système d'élimination des échos fixes (E.E.F.)

Le dispositif que nous venons de décrire n'est utilisable qu'avec des klystrons amplificateurs ou des T.P.O. si le tube émetteur est un magnétron, et c'est souvent le cas nous aurons le schéma suivant



Le magnétron délivre la fréquence du signal mais ce magnétron n'est pas très stable, de sorte que la valeur de la fréquence intermédiaire ( $f_p - f_s$ ) est sujette à des fluctuations. L'oscillateur local doit être maintenu stable ; une partie de la puissance délivrée par cet oscillateur bat avec la fréquence du magnétron pour donner la valeur de la fréquence intermédiaire de référence (coho). Le reste commande avec ce qui a été décrit auparavant dans le cas où le tube émetteur est un klystron.

Dans les deux cas, le dispositif de détection est un détecteur de phase  $\phi$ . En effet la fréquence Doppler est toujours nettement plus faible que  $\frac{1}{T}$  ainsi avec  $v = 1000$  m/s (ce qui correspond à peu près à une vitesse radiale de mach 3), et  $\lambda = 10$  cm nous trouvons :  $f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{1000}{10} = 100$

Pratiquement, nous sommes donc toujours dans la situation correspondant à la figure (2.C) et la fréquence Doppler agit comme un déphasage entre les deux tensions à fréquence intermédiaire que l'on fait battre ensemble. On peut d'ailleurs se rendre compte directement de cet effet de la façon suivante :

considérons un écho, fourni à partir de la fréquence  $f_s$ , et correspondant à la distance  $R_0$ . La phase de cet écho par rapport au signal émis retarde de :  $\frac{4\pi}{\lambda} R_0$

Sur celui-ci, de sorte que l'écho reçu est de la forme :

$$V_1 = A \sin \left( 2\pi f_s t - \frac{4\pi}{\lambda} R_0 \right) \quad (1-11)$$

l'écho suivant, correspondant à l'impulsion qui a été émise avec un retard  $\frac{T}{P}$  sur la première, revient avec une phase correspondant au trajet  $R_1 \pm R_0$ ;  $R_1$  étant un peu plus faible que  $R_0$  si la cible s'est rapprochée. La tension correspondant à ce nouvel écho sera de la forme :

$$V_2 = A \sin \left( 2\pi f_s t - \frac{4\pi}{\lambda} R_1 \right) \quad (1-12)$$

Si nous avons choisi  $V_1$  de sorte que les 2 tensions à fréquence intermédiaire entrant dans  $\varphi$  soit en phase, ces 2 tensions pour le deuxième écho de tension  $V_2$  seront déphasées d'une quantité :

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} (R_0 - R_1)$$

Mais  $R_0 - R_1$  est la distance de laquelle la cible s'est rapprochée pendant le temps  $T$ . Si  $v$  est la vitesse, il vient :

$$R_0 - R_1 = vT = \frac{v}{F}$$

Soit :  $\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{v}{F} = 2\pi \frac{f_D}{F}$

Donc, si la fréquence de l'oscillateur local  $f_0$  est rigoureusement stable il y aura toujours un déphasage constant entre la tension FI et la tension du coho, dans le cas d'un écho fixe, tandis que ce déphasage variera d'un écho au suivant dans le cas d'un écho mobile.

Ceci suppose évidemment que le coho ne produise pas de son côté de variation de phase sur la tension FI qu'il fournit :

Nous voyons donc apparaître ainsi trois conditions au bon fonctionnement d'un radar avec élimination des échos fixes.

- L'oscillateur local doit être rigoureusement stable ;
- le Coho doit conserver la phase d'origine du signal ;
- Le détecteur doit être un détecteur de phase.

Pour réaliser ce détecteur de phase, nous pourrions procéder de la façon suivante :

Les deux amplificateurs FI (coho et signal) délivrent deux tensions de même amplitude A ; l'une, celle du coho, prise comme référence, est de la forme :  $V_1 = A \sin \omega t$

l'autre, celle du signal est de la forme :  $V_2 = A \sin (\omega t + \varphi)$

on fait la somme et la différence de ces deux tensions comme l'indique la figure suivante

la somme est de la forme :

$$S = 2A \cos \frac{\varphi}{2}$$

et la différence est de la forme

$$D = 2A \sin \frac{\varphi}{2}$$

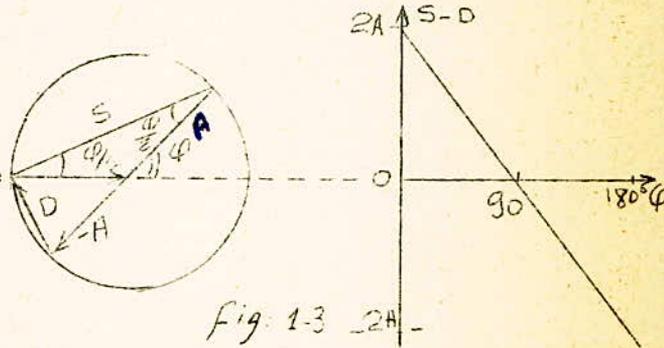


Fig. 1-3 2A -

En faisant la différence S - D on obtient une tension de sortie qui est très sensiblement linéaire en fonction de  $\varphi$ , comme le montre la figure ci-dessus de droite, on notera que pour obtenir un bon fonctionnement du détecteur de phase, il faut que les deux amplitudes soient maintenues égales ; cela nous donne une autre condition au bon fonctionnement du récepteur : l'amplificateur à fréquence intermédiaire doit être un amplificateur limité.

### 3-3 Vitesses aveugles

Pour obtenir la disparition des échos fixes, le dispositif d'élimination effectue les différences  $(U_2 - U_1)$ ;  $(U_3 - U_2)$ ;  $(U_4 - U_3)$  etc... Or la comparaison des formules (I.12), et (I.11) montre que ces différences seront nulles chaque fois que les tensions  $U_2$  et  $U_1$  se trouveront en phase, c'est à dire chaque fois que nous aurons :  $\frac{4\pi}{\lambda}(R_0 - R_1) = 2K\pi$

Soit :  $2\pi \frac{f_D}{F} = 2\pi \kappa$   
 ou encore :  $f_D = \kappa F$

Pour un radar travaillant en bande S ( $\lambda = 10$  cm) dont la fréquence de répétition est de 250 Hz la vitesse

$$\frac{2v}{\lambda} = 250$$

soit :  $v = 1250$  cm/s = 12,50 m/s

Soit une vitesse aveugle.

Cela correspond à 45 Km/h. Une cible présentant cette vitesse radiale ne sera pas vue par le radar, malheureusement les cibles présentant des vitesses radiales, 90, 135, 180, 270, 315 Km, etc... ne seront également pas visibles.

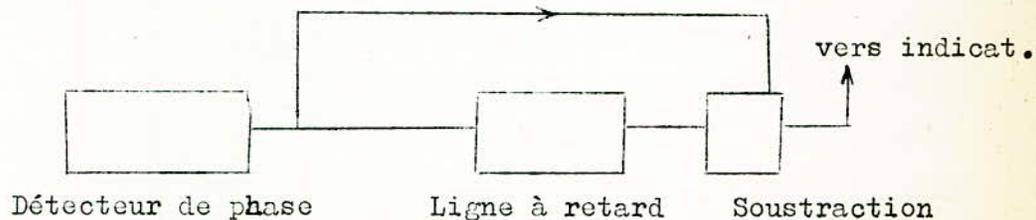
Dans ces conditions il faut presque mieux éliminer le radar. On peut cependant remédier assez facilement à cette situation en faisant varier F de quelques pour cent à chaque récurrence, c'est à dire en wobulant la fréquence de répétition du radar.

Pour qu'un radar ne présente pas de vitesse aveugle, il faut évidemment avoir  $F > f_{dmax}$ .

Cela conduit à des fréquences de récurrence beaucoup trop fortes pour des radars de veille panoramique.

3-4 : Dispositifs d'élimination :

Pour éliminer les échos fixes, il faut faire les différences  $(U_2 - U_1), (U_3 - U_2)$  etc... le moyen le plus sûr est de se servir du montage de la figure suivante :



Supposons que le passage du faisceau d'antenne sur la cible donne un certain nombre d'impulsions d'écho successives, auxquelles correspondent les tensions  $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ . A la sortie du détecteur de phase nous disposons d'une ligne à retard qui retarde les signaux

d'une durée égale à la période de récurrence  $T$ , et d'un circuit de soustraction alimenté à la fois par la ligne à retard et le détecteur de phase.

La première impulsion  $U_1$  d'une part entre dans la ligne à retard, et d'autre part, alimente le circuit de soustraction, qui ne recevant rien sur son autre entrée délivre une tension proportionnelle à  $U_1$  :

l'impulsion  $U_1$  n'est donc jamais éliminée .

la deuxième impulsion  $U_2$  entre d'une part dans la ligne à retard et d'autre part dans le circuit de soustraction où elle se retrouve en coincidence avec  $U_1$  .

- si  $U_1 = U_2$  (écho fixe) il y aura annulation.

- si  $U_1 \neq U_2$  (écho mobile) il sort un signal proportionnel

à  $(U_2 - U_1)$  et ainsi de suite.

Enfin la dernière impulsion n'est jamais éliminée.

Pour que ce dispositif fonctionne correctement, il faut que le retard de la ligne soit rigoureusement égal à la période de récurrence : s'il n'en est pas ainsi ; il n'y aura plus coincidence exacte des impulsions dans le circuit de soustraction et les échos fixes se seront jamais entièrement éliminés.

D'autre part si le balayage d'antenne délivre  $n$  impulsions par écho, il y aura toujours 2 de ces impulsions qui ne sont pas éliminées et qui donnent un résidu d'écho fixe. Donc pour qu'un radar avec élimination d'échos fixes fonctionne correctement, il faut que  $n$  ne soit pas trop faible. Une dizaine d'impulsions par écho est une valeur strictement minimale.

## II. - PROTECTION DES RADARS CONTRE LES BROUILLAGES

### II.1 - Nature des signaux de brouillage :

Les brouillages sont dûs à des signaux électromagnétiques, émis accidentellement ou intentionnellement.

Quand plusieurs radars travaillent à faible distance les uns des autres, ils peuvent se brouiller mutuellement, ce qui a pour effet de faire apparaître sur les indicateurs des "échos parasites" le plus souvent disposés suivant des spirales. Il est également possible que des récepteurs soient brouillés par des signaux de télécommunications. En général, tous ces brouillages accidentels sont facilement supprimés par des discriminateurs de largeur d'impulsion ou par des circuits de coïncidence.

Il en est tout autrement quand le brouillage est volontaire, car l'ennemi s'arrange pour que celui-ci soit efficace.

### II.2 - Principes des dispositifs de brouillage possible :

#### II.2.1 - Bruit blanc :

C'est le plus efficace. On appelle bruit blanc un bruit dont le spectre de fréquence est uniforme (bruit gaussien) ; le bruit thermique qui limite la sensibilité des récepteurs est un bruit blanc.

Il suffit donc, en principe, d'amplifier dans une très large bande et à un niveau suffisant le bruit thermique pour obtenir un générateur de bruit blanc. Heureusement pour les radaristes, ce n'est pas là un travail facile à réaliser avec un matériel de poids et d'encombrement très réduits.

Contre un pareil brouillage, il y a pas d'esp<sup>n'</sup>oir puisque rien ne distingue le brouilleur du bruit propre du rece<sup>n'</sup>pteur.

### II.2.2 - Brouillage par modulation de la fréquence porteuse du radar

Faute de bruit blanc directement amplifié, il est possible de moduler une fréquence porteuse par une tension de bruit sur une bande aussi large que possible. Dans ce cas, le radar pourra s'affranchir du brouillage s'il lui est possible de changer sa fréquence assez rapidement et ceci sur une bande de fonctionnement plus grande que celle du brouilleur, si ce dernier est suffisamment perfectionné il pourra soit poursuivre en fréquence le radar, soit rechercher en fréquence quand il perd le radar et s'accorder à nouveau sur lui quand il le retrouve. Il est évident que la façon la plus efficace pour diminuer les effets de ce type de brouilleur est d'utiliser un radar à fréquence aléatoire, couvrant la plus grande bande possible.

### II.2.3 - Brouillage par émetteur modulé en fréquence :

Il nécessite un matériel moins complexe que le précédent, et permet de brouiller une bande étendue de fréquence. Il consiste à se servir d'un émetteur modulé en fréquence, le balayage de fréquence étant rapide. En effet, si la balayage est lent et si le radar travaille en fréquence aléatoire, la probabilité de brouillage sera assez faible. Si le radar travaille à fréquence fixe, il pourra être gêné, mais des circuits de coïncidence peuvent assez facilement supprimer cette gêne.

Par contre si le balayage est suffisamment rapide pour que toute la bande de fonctionnement du radar soit parcourue au moins une fois pendant la durée d'impulsion, le brouilleur se trouvera au moins une fois dans chaque impulsion d'écho et il sera difficile de s'en débarrasser.

### II.2.4 - Brouillage par répondeurs :

Il est également possible d'utiliser des répondeurs qui renvoient le signal reçu un certain temps après l'interrogation.

Si le signal renvoyé est assez fort et si le retard de la réponse est suffisamment important, l'antenne du radar (et le balayage de l'indicateur) peuvent avoir tourné d'un certain angle entre le moment de l'interrogation et la réponse, et un faux écho apparaît sur l'indicateur dans une direction où il n'y a rien. Il faut évidemment que le signal, qui entre dans le récepteur par les blocs secondaires de l'antenne, soit suffisamment fort. Le système peut évidemment être perfectionné pour donner plusieurs fausses réponses.

#### II.2.5 - Brouillages par dispositifs passifs :

En dehors de ces dispositifs de brouillage actifs, il existe des moyens passifs dont le plus connu est le "Chaff" (littéralement signifie : paille hachée). Celui-ci est constitué par des ensembles de bandelettes ou de fils métallisés lâchés dans l'espace par les avions du raid ennemi. Il forme un ensemble de réflecteurs demi-onde (on l'appelle aussi Windows), ou un ensemble de réflecteurs de longueurs variables pour couvrir une bande de fréquences aussi large que possible. Le chaff peut être utilisé de deux façons.

- Soit en paquets concentrés au milieu des avions assaillants de façon à former des faux échos qui satureront ou égarent les radars de défense.

.. Soit en formations dispersées qui masqueront les avions qu'elles entourent ou qui se trouvent dans leur voisinage

#### II.3 - CONCEPTION DES DISPOSITIFS D'ANTI-BROUILLAGE.

Les signaux de brouillage peuvent avoir des aspects très différents. Le brouillage avec des signaux modulés par du bruit donne des signaux qui se comportent plus ou moins comme du bruit thermique; le brouillage par modulation de fréquence, quand la vitesse de modulation est grande, donne des signaux brefs que l'on peut, dans une certaine mesure, assimiler à des pointes de bruit.

La lutte contre ces différents brouilleurs pourra se faire avec des dispositifs analogues. D'autres types de brouilleurs donnent au contraire des signaux de grande durée.

En gros nous pourrions, donc diviser les signaux de brouillage en signaux brefs et signaux longs : il sera donc prudent d'avoir au moins deux amplificateurs anti-brouillés dans le récepteur et le schéma général de celui-ci sera alors comme l'indique la fig. (II-1)

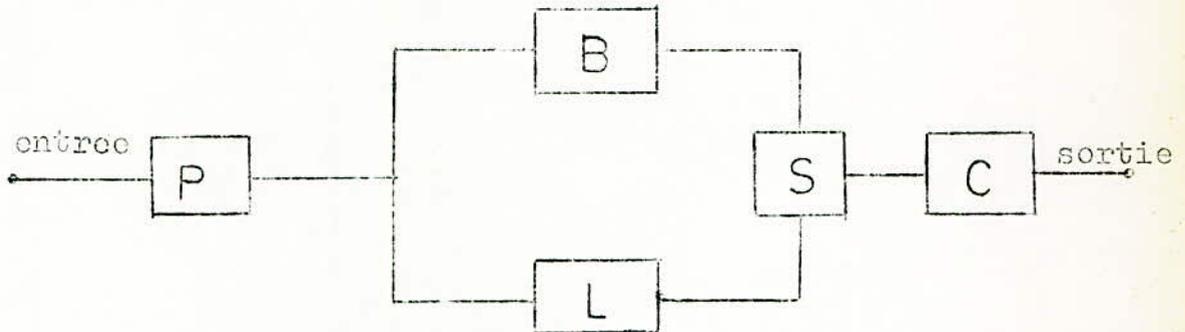


fig. (II - 1)

Après un amplificateur à fréquence intermédiaire P, qui aura une grande bande passante, on trouvera un amplificateur protégé contre les signaux brefs B, et un amplificateur protégé contre les signaux longs L. Un circuit logique de sélection S choisira la voie qui convient le mieux. Ce circuit logique pourra d'ailleurs être l'opérateur qui utilisera l'amplificateur donnant les meilleurs résultats sur l'aspect de l'indicateur.

La protection contre les signaux longs peut être faite par :

- des amplificateurs logarithmiques
- ou des circuits discriminateurs de largeur d'impulsion sur lesquels nous reviendrons plus loin.

La protection contre les signaux brefs est assurée par des amplificateurs dits à taux de fausse alarme constant. Un signal bref ou une pointe de bruit constitue en effet une fausse alarme et est ce qu'il faut éviter. Ce genre de récepteur nécessite toujours une grande largeur de bande pour les circuits d'entrée.

En effet, qu'il s'agisse d'une impulsion brève ou d'un brouilleur modulé en fréquence qui parcourt rapidement la largeur de bande du récepteur, il s'ensuivra une excitation par choc des circuits,

qui donnera un signal d'autant plus fort que la surtension sera grande ; d'où la nécessité d'un circuit d'entrée à faible surtension, donc à large bande.

Cette considération fixe la bande passante du préamplificateur. Une limitation pourra ensuite défavoriser le signal brouilleur vis à vis du signal utile.

Il existe des dispositifs qui défavorisent les signaux de brouillage quelle que soit leur nature ; il est le cas notamment des systèmes à coïncidence qui favorisent les signaux se produisant à la fréquence de réception du radar. On pourra donc disposer un tel appareil en C après le circuit de sélection S dans le récepteur.

Il est également nécessaire d'empêcher l'entrée du brouillage dans le récepteur par le canal de la fréquence nuage. Cette précaution est surtout importante contre les brouilleurs modulés en fréquence. Si B est la bande passante des circuits hyperfréquences du récepteur et si  $f_i$  est la valeur de la fréquence intermédiaire, la fréquence image se trouvera jamais dans la bande passante si la relation

$$2 f_i > B$$

est satisfaite. Cela peut conduire à des valeurs très élevées de la fréquence intermédiaire, de l'ordre de 200 à 300 MHz. En utilisant un amplificateur hyperfréquence, un tel dispositif est parfaitement envisageable : le montage est alors celui de la fig. (II - 2 )

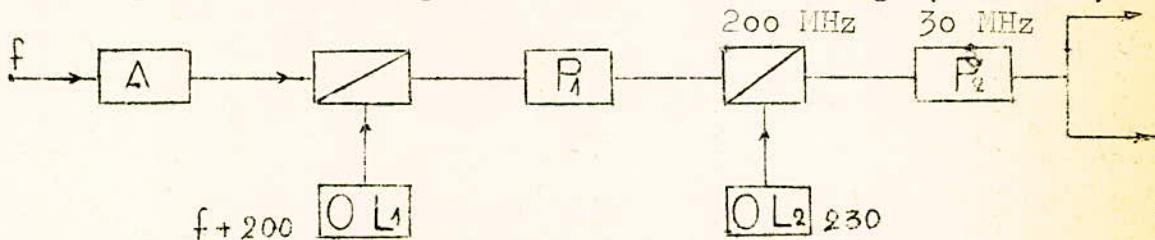


fig. (II - 2)

A est un amplificateur hyperfréquence (travaillant sur la fréquence  $f$  du radar. Un battement avec un premier oscillateur local calé par exemple sur  $f + 200$  MHz donne une première fréquence intermédiaire à 200 MHz, amplifiée par P qui aura une large bande (par exemple 20 MHz) conformément à ce que nous avons dit.

Un deuxième changement de fréquence à l'aide d'un oscillateur OL<sub>2</sub> calé dans notre exemple sur 230 MHz, donnera un signal à 30 MHz, celui-ci sera alors amplifié par le "préamplificateur" P<sub>1</sub> .

Nous avons déjà signalé que les signaux de brouillage pouvaient atteindre le récepteur par les lobes secondaires de l'antenne. Il est en effet facile de disposer d'un brouillage qui soit 20 ou 30 dB au dessus du signal ce qui donne un niveau de réception de brouillage égal au signal pour un lobe secondaire de 20 ou 30 dB. Comme il est impossible de construire une antenne sans lobes secondaires, le seul moyen de s'affranchir de cet inconvénient est de compenser le brouillage qui atteint le récepteur à travers ces lobes. Cette technique est connue sous le nom de "Side lobe blanking" (suppression de la réception par les lobes secondaires), et sera <sup>exposée</sup> plus loin. Elle nécessite l'emploi d'un aérien omnidirectionnel au dessus ~~ou~~ à proximité de l'antenne du radar.

#### II - 4 Dispositifs d'anti-brouillage :

les plus utilisés sont :

- les récepteurs logarithmiques
- Discriminateur de largeur d'impulsions
- suppression de la réception par les lobes secondaires  
(Side lobe blanking)
- récepteur limité à taux de fausse alarme constant.
- Discriminateur par coïncidence (éliminateur de parasites)
- Protection contre le brouillage par chaff.
- Antibrouillage en hyperfréquence

Il ne peut être ici question de les étudier tous, d'ailleurs ceci ne constitue pas l'objet de notre projet, cependant nous allons essayer d'en détailler quelques uns.

#### II - 4 - I Récepteurs logarithmiques :

Leur propriété essentielle peut s'expliquer à partir de la remarque suivante : si nous désignons par  $V_e$  la tension à l'entrée d'un amplificateur et par  $V_s$  la tension à sa sortie, et si nous nous arrangeons pour avoir :

$$V_s = a \ln bV_e$$

(2 - 1)

où a et b sont des constantes, nous voyons, en différentiant, qu'une variation  $\Delta V_e$  de la tension d'entrée provoquera à la sortie une variation :

$$\Delta V_s = \alpha \Delta V_e / V_e$$

(2 - 2)

Si  $\Delta V_e$  est proportionnel à  $V_e$ , la fluctuation de la tension de sortie devient indépendante de l'amplitude à l'entrée. Cette remarque est très intéressante puisqu'elle nous permet de concevoir un appareil qui donnera des variations de niveau de sortie indépendantes du niveau moyen à l'entrée. Dans une certaine mesure le bruit de brouillage, notamment quand il s'agit de chaff, obéit, après détection, à la loi de distribution de Rayleigh :

$$P(x)dx = \frac{2x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} dx$$

$x > 0$  (II-3)

x est l'amplitude instantanée et  $\sigma$  la valeur efficace de la fluctuation du signal autour de sa valeur moyenne. P(x) est la probabilité pour que l'amplitude soit x.

En posant :

$$u = \frac{x^2}{\sigma^2} \quad (II-4)$$

Il vient

$$P(u) du = e^{-u} du$$

considérons un amplificateur logarithmique dans lequel la tension de sortie y est liée à la tension d'entrée x par :

$$Y = a \ln (bx) \quad (II-5)$$

où a et b sont des constantes

(II-5) peut s'écrire :

$$y = \frac{a}{2} \ln (bx)^2 \quad (II-6)$$

(II-4) et (II-6) donnent :

$$y = \frac{a}{2} \left[ \ln (b\sigma)^2 + \ln u \right] \quad (II-7)$$

A partir de cette expression on peut calculer les paramètres de la distribution de probabilité  $P(y) dy$ , quand un signal dont la distribution de probabilité est donnée par (II-5) est appliqué à l'entrée de l'amplificateur on trouve :

- Pour la valeur moyenne :

$$E(y) = \int_0^{\infty} \frac{\sigma}{2} [\ln(b\sigma)^2 + \ln u] P(u) du \quad (2-8)$$

soit 
$$E(y) = \frac{\sigma}{2} \left[ \ln(b\sigma)^2 + \int_0^{\infty} \ln u P(u) du \right] \quad (2-9)$$

car

$$\boxed{\int_0^{\infty} P(u) du = 1}$$

- Pour la valeur efficace :

$$E(y^2) = \frac{\sigma^2}{4} \left[ (\ln b^2 \sigma^2)^2 + 2 \ln b^2 \sigma^2 \int_0^{\infty} (\ln u) P(u) du + \int_0^{\infty} (\ln u)^2 P(u) du \right] \quad (2-10)$$

on en déduit la variance qui est :

$$E(y^2) - [E(y)]^2 = \frac{\sigma^2}{4} \left\{ \int_0^{\infty} (\ln u)^2 P(u) du - \left[ \int_0^{\infty} (\ln u) P(u) du \right]^2 \right\}$$

en introduisant la relation (2-5) il vient :

$$E(y^2) - [E(y)]^2 = \frac{\sigma^2}{4} \left\{ \int_0^{\infty} (\ln u)^2 e^{-u} du - \left[ \int_0^{\infty} (\ln u) e^{-u} du \right]^2 \right\} \quad (2-11)$$

Ces intégrales peuvent être trouvées dans les tables de transformées de Laplace. On trouve :

$$\boxed{E(y^2) - E(y)^2 = \frac{\sigma^2}{4} \cdot \frac{\pi^2}{6}} \quad (2-12)$$

Donc si un signal obeissant à la loi de Rayleigh est appliqué à l'entrée d'un récepteur logarithmique, la valeur efficace de la fluctuation de sortie autour de la valeur moyenne est constante, quelle que soit l'amplitude efficace des fluctuations d'entrée.

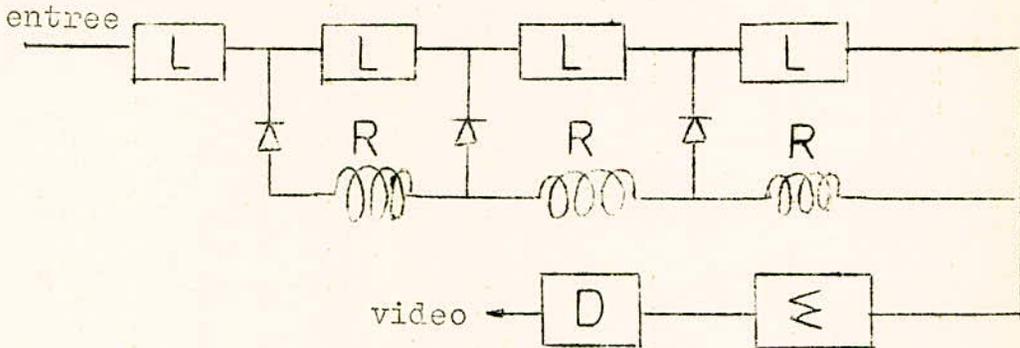
Cependant un récepteur vraiment logarithmique ne peut pas exister pratiquement : ce récepteur donnerait une tension de sortie de  $(-\infty)$  quand le signal d'entrée serait nul. Les amplificateurs réalisés en pratique satisfont à la loi :

$$\boxed{y = a \ln(1 + b\alpha)}$$

Quand  $x$  devient faible, la tension de sortie  $y$  tend vers zéro. Le récepteur est donc linéaire pour les faibles signaux, puis logarithmique : cet amplificateur est quelquefois appelé Amplificateur "lin-log".

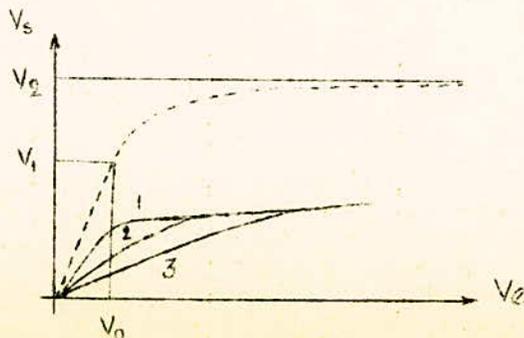
La théorie que nous venons d'exposer n'est donc plus entièrement valable, mais l'erreur reste faible.

Pratiquement donc, le dispositif comportera un amplificateur "lin-log" suivi d'une différentiation pour enlever la composante moyenne de la tension de sortie. Le plus souvent l'amplificateur logarithmique est l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Son schéma fonctionnel est donné sur la fig (II-3)



(fig. II-3)

L'amplificateur comporte plusieurs étages L, qui limitent le signal à un certain niveau ; à la sortie de chacun des étages se trouve une détection et toutes les tensions détectées sont ajoutées dans un circuit d'addition  $\Sigma$ . Les signaux forts saturent déjà le premier étage, les moins forts sont amplifiés linéairement par cet étage et saturent le deuxième, et ainsi de suite. Des lignes à retard R sont disposées entre les détecteurs pour composer les temps de transmission entre les différents étages. Après la sommation, un circuit différentiateur D enlève la composante moyenne. Dans certains cas ce circuit peut être remplacé par un discriminateur de largeur d'impulsion, dont nous parlerons au paragraphe suivant, qui joue le même rôle et qui favorise en outre les signaux de durée  $\tau$ , donc les échos radar.



(fig. II - 4)

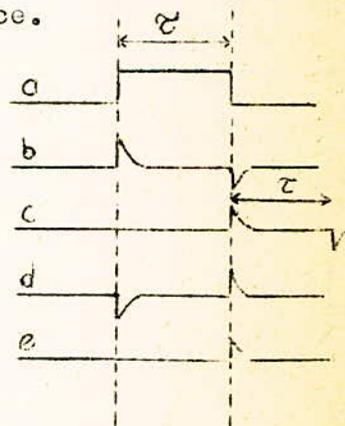
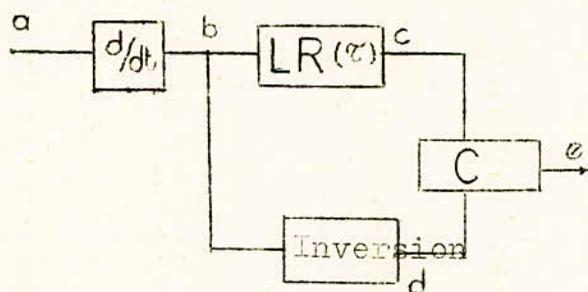
Chacun des étages de l'amplificateur limite au même niveau, comme le montre la fig. (II-4). Le premier étage à une amplification supérieure à celle du second, qui à une amplification supérieure à celle du troisième, etc... La somme des tensions de sortie de chaque étage donne la courbe en trait pointillé : jusqu'à une tension d'entrée  $V_0$  à laquelle correspond une tension de sortie  $V_1$ , l'amplification est linéaire ou presque. En suite l'amplification diminue quand la tension d'entrée augmente et il suffit d'ajuster les amplifications de chacun des étages pour obtenir une courbe se rapprochant sensiblement d'une courbe logarithmique.

La tension de sortie maximale est  $V_2$  et bien entendu, il ne faut pas atteindre cette valeur : le rapport  $V_2 / V_1$  représente la plage de fonctionnement de l'amplificateur (on dit la dynamique).

#### II - 4 - 2 Discriminateur de largeur d'Impulsion :

Il a pour mission de supprimer tous les signaux dont la durée est différente de  $\tau$ . Il existe plusieurs variantes du système et nous exposerons dans ce qui suit le principe de deux montages.

- Le dispositif de la fig. (II-5) utilise une ligne à retard et un circuit de coïncidence.



fig! (II - 5)

Ces circuits sont précédés d'un circuit de différentiation  $d/dt$  de sorte qu'une impulsion rectangulaire de durée  $\tau$ , appliquée en a, donne en b deux impulsions brèves de polarités inverses.

Ces deux impulsions sont retardées de  $\tau$ , donnant le diagramme c et inversées dans l'autre voie, ce qui donne le diagramme d.

En envoyant ces quatre impulsions dans un circuit à deux entrées qui ne délivre un signal que si deux entrées sont alimentées simultanément on obtient une impulsion unique (diagramme e). Cette impulsion ne peut exister que si la durée de l'impulsion d'origine en a est égale au retard de la ligne LR. Il suffit ensuite d'élargir l'impulsion e par les méthodes habituelles.

- Un autre procédé consiste à ne faire sortir du discriminateur que les signaux dont la durée est supérieure à  $\tau$ . Le montage est alors celui de la fig. (II-6). A la sortie de l'amplificateur vidéo le signal

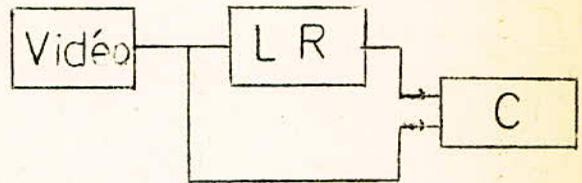
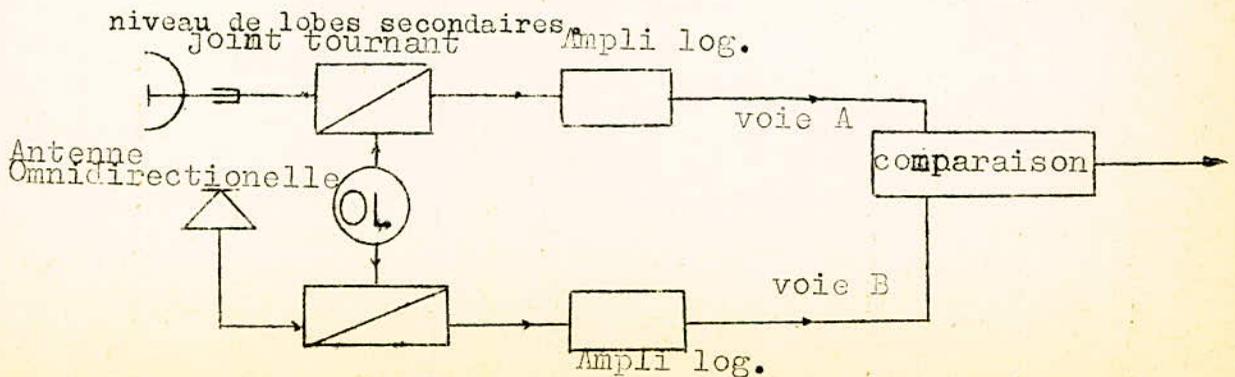


fig. (II-6)

est envoyé sur deux voies : une voie directe et une voie passant à travers une ligne LR qui le retarde d'une durée comprise entre  $\tau$  et  $2\tau$ . Les deux voies sont envoyées dans un circuit de coïncidence C qui ne délivre une tension que si la durée du signal d'entrée excède le temps de retard. Cette tension est utilisée pour éteindre l'indicateur, ce qui supprime les signaux de brouillage de longue durée.

II 4 - 3 Suppression de la réception par les lobes secondaires  
(Side Lobe Blanking)

Le principe de ce procédé est simple : puisque les brouillages peuvent atteindre le récepteur à travers les lobes secondaires de l'antenne on va installer une antenne omnidirectionnelle capable de recevoir les signaux venant de toutes les directions, et l'on va utiliser ces signaux pour bloquer le récepteur chaque fois que le niveau délivré par l'antenne du radar n'excédera pas un certain seuil, dépendant de son niveau de lobes secondaires.



a proximative

L'antenne omnidirectionnelle est placée de l'antenne radar, mais n'a évidemment pas besoin de tourner. Cette antenne alimente un circuit hyperfréquence identique à celui du radar (bien que ceci ne soit pas répétitif), utilisant le même oscillateur local. L'amplificateur à fréquence intermédiaire est un ampli logarithmique comme celui du radar. Le gain de cet ensemble est ajouté à une valeur légèrement supérieure au gain de la voie radar pour le plus fort des lobes secondaires de l'antenne. Les sorties des deux voies A et B sont comparées dans un circuit qui ne délivre un signal que si le niveau de sortie de la voie A est supérieur à celui de la voie B; il ne sortira donc un signal du comparateur que pour le lobe principal de l'antenne du radar. Les deux voies doivent utiliser des amplificateurs logarithmiques pour permettre la comparaison des niveaux, et la plage de fonctionnement logarithmique doit être plus grande que la différence de niveau entre le lobe principal et les lobes secondaires de l'antenne.

II - 4 - 4) Discriminateur par coïncidence.

Ce procédé utilise le fait que les échos utiles se produisent à la fréquence de répétition du radar, F. Pour le mettre en oeuvre, le moyen le plus simple est de se servir de tubes à mémoire identiques à ceux que l'on emploie pour l'élimination des échos fixes. Le schéma de principe est donné fig. II-7)

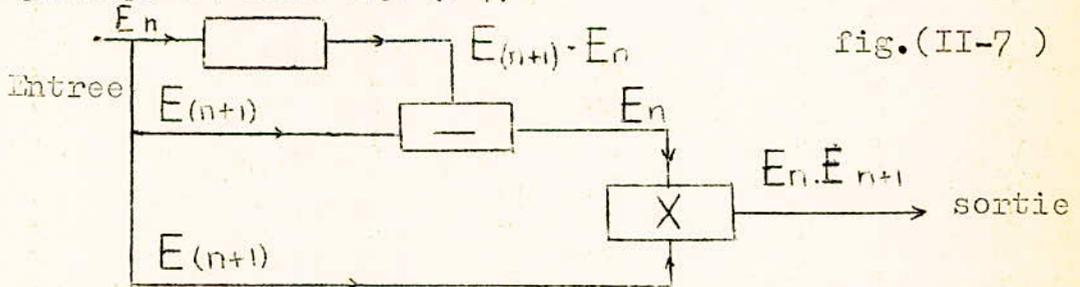


fig.(II-7 )

Considérons une impulsion d'écho  $E_n$ , correspondant à la récurrence n du radar et atteignant le récepteur un certain temps t après l'impulsion d'émission. Le tube à mémoire (TM) délivre à sortie une tension de la forme

$$E_{(n+1)} - E_n$$

en appelant  $E_{(n+1)}$  la tension correspondant à l'écho de la récurrence suivante, qui revient toujours au bout du même temps t.

La tension délivrée par TM est ensuite envoyée dans un circuit de soustraction qui fait la différence entre la tension qui sort du tube à mémoire et la tension qui se trouve à cet instant à l'entrée de celui-ci ; mais cette tension est  $E(n+1)$  puisque ceci se passe une récurrence plus tard. La tension délivrée par le circuit de soustraction est donc

$$E(n+1) - [E(n+1) - E_n] = E_n$$

Cette tension est alors envoyée dans un circuit de coïncidence (ou de multiplication) qui délivre le produit :

$$E_n \cdot E(n+1)$$

Il ne peut évidemment y avoir une tension de sortie que pour les signaux décalés d'un même temps  $t$  à partir des impulsions d'émission. Tous les signaux qui ne satisfont pas à cette condition sont éliminés à moins que ce ne soit des signaux de longue durée. Pour s'affranchir de ces derniers, il suffit de faire précéder cet appareil d'un discriminateur de durée d'impulsion.

III RECHERCHE DE LA SENSIBILITE MAXIMALE

III - I Rappels théoriques.

Le bruit thermique qui limite la sensibilité d'un récepteur est une variable aléatoire gaussienne, au stade hyperfréquence. Einstein a montré que pour tout conducteur porté à une température absolue T° K, la puissance de bruit disponible dans ce conducteur était donnée par la formule :

$$N_b = 4kTB$$

Où k est la constante de Boltzman ( $k = 1,374 \times 10^{-23}$ ) et B la largeur de bande, en Hertz, de l'appareil qui sert à mesurer cette puissance. Cependant, quand un récepteur est adapté sur une source de signal le bruit thermique que cette source délivre à l'entrée du récepteur n'est que le quart de la valeur ci-dessus, soit :

$$N_o = K T B \quad \text{(III-1)}$$

Pour une température de 17° C, soit 290° K, il vient :

$$KT = 0,4 \cdot 10^{-20} \text{ W/Hz}$$

Si la source délivre un signal de puissance  $S_o$ , le rapport signal à l'entrée du récepteur est :  $\frac{S_o}{N_o}$   
bruit

Comme le signal est lui aussi variable aléatoire, il s'agit, pour  $S_o$  et  $N_o$ , de valeurs moyennes. Si G est le gain du récepteur, la puissance du signal est devenue à la sortie :

$$S_1 = G \cdot S_o \quad \text{(III-2)}$$

Tandis que celle du bruit est devenue N avec généralement :

$$N_1 > G \cdot N_o$$

à cause du bruit propre introduit par le récepteur dans ces conditions le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur est plus faible que le rapport signal/bruit à l'entrée, si F est un facteur plus grand que l'unité, on peut écrire :

$$\frac{S_o}{S_1} = F \frac{S_1}{N_1}$$

F est appelé facteur de bruit du récepteur. En utilisant les relations ( ) et ( 2) dans ( 3) il vient :

$$N_A = F N_o \frac{S_1}{S_o} = F K T G B$$

soit

$$N_A = F G N_o$$

Tout se passe donc comme s'il existait, à l'entrée du récepteur, un bruit égal à  $N_o$  multiplié par  $F$ .

Essayons de donner une signification à  $F$ , pour cela écrivons la relation (3-4) sous autre forme.

$$N = F K T G B = G / F K T B + N_o - N_o /$$

or d'après (3-1) :

$$N_o = K T B$$

d'où  $N_A = G / [N_o + F K T B - K T B]$

$$N_A = F / [N_o + (F-1) K T B]$$

Où le produit  $(F-1) K T B$  représente la contribution de bruit propre au récepteur, ramené à son entrée (puisqu'elle est ensuite par le gain). Dans cette formule,  $T$  est la température du circuit d'entrée, c'est à dire pratiquement la température ambiante : on voit que  $(F-1) T$  est homogène à une température et que tout se passe comme si le récepteur se comportait comme un conducteur porté à la température  $(F-1)T$ .

Par définition

$$T_b = (F-1)T \tag{III-5}$$

est la "température de bruit" du récepteur

Si le récepteur est alimenté par une antenne dont la température équivalente de bruit est  $T_a$ , la puissance totale de bruit à sa sortie est :

$$N_I = G K B (T_a + T_b) \tag{III-6}$$

sauf pour quelques cas particuliers, la température  $T_a$  pour un radar de veille est sensiblement égale à la température ambiante  $T$ .

Si, en série avec une antenne de température  $T_a$  on place un feeder dont l'affaiblissement est  $A$  ( $A = 1,26$  pour une perte de 1dB) la température équivalente de bruit à la sortie de ce feeder est :

$$T_t = \frac{1}{2} [T_a + T (A-1)] \tag{III-7}$$

On notera que si  $T_a = T$  ;  $T_t = T$ .

Si l'on dispose en série une antenne de température  $T_a$ , un feeder d'affaiblissement  $A$  et un récepteur de facteur de bruit  $F_o$ ,

le facteur de bruit global est :

$$F_t = A \left[ \frac{I}{A} + \frac{T}{T_a} \left( F_o - \frac{I}{A} \right) \right] \quad (\text{III-8})$$

En particulier, si  $T_a = T$ ,  $F_t = AF_o$ .

Dans ce cas, le facteur de bruit en dB est égal au facteur de bruit propre, en dB, du récepteur, augmenté des pertes des circuits disposés entre lui et l'antenne.

A partir de (III-8) on peut calculer le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur, il vient :

$$\frac{S_I}{N_I} = \frac{S_o}{A K T_a B \left[ \frac{I}{A} + \frac{T}{T_a} \left( F_o - \frac{I}{A} \right) \right]} \quad (\text{III-9})$$

D'où l'on tire  $S_o$ .

Le facteur de bruit d'un récepteur comportant plusieurs étages d'amplification se calcule à l'aide de la formule de Friis. Si  $G_1, G_2, G_3, \dots$  sont les gains des étages de facteur de bruit propre  $F_1, F_2, F_3, \dots$  le facteur de bruit global est :

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (\text{III-10})$$

Cette formule met en évidence tout l'intérêt d'un étage amplificateur d'entrée à grand gain de faible facteur de bruit. Les gains sont exprimés ici en puissance : un gain d'amplitude de quelques unités est donc suffisant pour que les facteurs de bruit des étages suivants ne soient pratiquement plus dans la formule.

Quand le radar n'est pas brouillé, il faut évidemment se forcer d'obtenir la valeur minimale de bruit propre du récepteur pour obtenir la plus grande portée possible : c'est le rôle des amplificateurs hyperfréquence à faible bruit que nous allons passer en revue. Cependant il peut arriver que, même avec cette précaution, la puissance de l'écho soit tellement faible que le niveau du bruit lui est supérieur.

Dans ces conditions, il faut extraire le signal du bruit en effectuant une intrégration convenable.

III - 2 Amplificateurs hyperfréquences à faible facteur de bruit :

L'obtention d'un facteur de bruit aussi faible que possible est un sujet tellement important que la technique évolue en permanence et qu'il est bon de préciser ce qui est acquis à ce jour, sans toutefois faire une étude détaillée.

Quatre types d'amplificateurs à faible bruit sont en principe disponibles :

- Les tubes à propagation d'onde (TPO)
- Les amplificateurs à diode Tunnel
- Les amplificateurs paramétriques
- Les masers

Pour fixer les idées, nous donnons, dans le tableau suivant, les températures de bruit qui peuvent actuellement être atteintes, pour différentes fréquences avec des différents matériels.

Bande radar	T.P.O.	Diode	Amplificateur		Maser
		Tunnel	à 290 K	Paramétrique à 77° K	
X	530	625	350	130	25
C	360	390	210	90	25
S	290	330	150	55	25
L	225	290	100	50	25
400 MHz	475(I)	150	75		25

(I) il ne s'agit pas d'un TPO mais d'une triode.

Pour choisir le type d'amplificateur, il ne faut pas se fier uniquement à ce tableau, mais il faut considérer le prix, les servitudes, ainsi que la complexité du matériel correspondant. Il est évident qu'aujourd'hui le meilleur amplificateur à faible bruit est le maser : mais ce matériel travaille à fréquence fixe, il nécessite un refroidissement par hélium liquide et, si l'on veut tirer partie de ses avantages il faut l'installer au foyer du paraboloïde d'émission

Dans ces conditions il est pratiquement inutilisable pour un radar, du moins actuellement.

Viennent ensuite les amplificateurs paramétriques dont l'installation, même sur les radars existants, ne pose pas de gros problèmes.

Ce sont cependant des amplificateurs à bande relativement étroite, ce qui les rend peu adaptés pour des radars à fréquence fixe ou réglable tels que les radars pour l'aviation civile.

Leur seul inconvénient est la complexité du matériel nécessaire (circuits de pompe) qui, sans être, et de loin, aussi importante que celle du matériel auxiliaire pour un maser est cependant plus importante que ce qui est requis pour une diode tunnel.

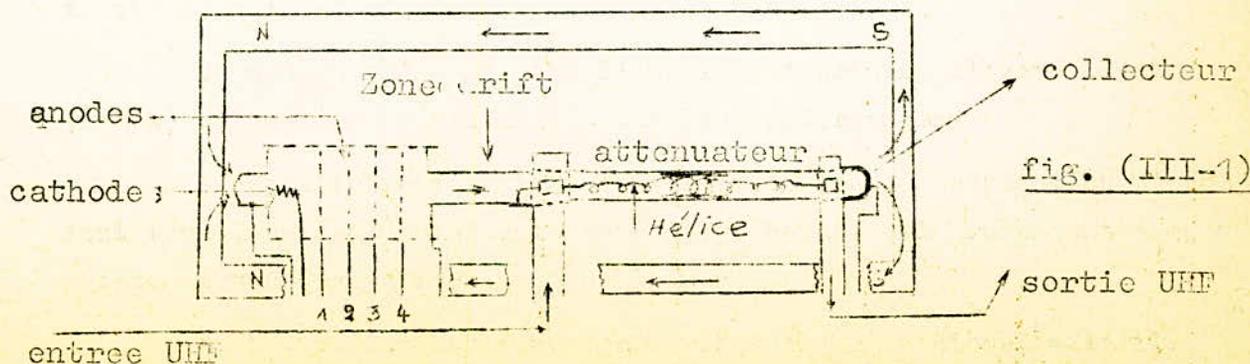
On notera qu'en plaçant l'amplificateur dans l'azote liquide (77° K) on améliore considérablement les performances.

L'amplificateur à diode tunnel et le tube à propagation d'ondes sont tous deux des amplificateurs à large bande, qui présentent à tous points de vue des performances analogues.

Le T.P.O. est cependant plus robuste que la diode, mais il est plus cher. Il est difficile, dans l'état actuel de la technique de dire que l'un des systèmes est nettement plus avantageux que l'autre. Néanmoins, quand on compare les facteurs de bruit globaux réalisables avec les deux types d'amplificateurs, l'avantage revient pour le moment aux diodes tunnel pour les bandes L et S (voir tableau précédent). Cet avantage subsiste aux environs de 400 MHz.

Dans ce qui suit nous allons parler brièvement des amplificateurs hyperfréquences sans toutefois entrer dans les détails ( \* )

III 2 - I - Tubes à propagation d'ondes : T.P.O.



Le schéma de fonctionnement de ces tubes est donné à la fig. ( 3 -1) dans le cas d'une focalisation par aimant permanent.

Le faisceau électronique issu de la cathode est accéléré par un certain nombre d'anodes percées (ici quatre) dont la mission est de réaliser un faisceau autant que possible monocinétique ; à cet effet d'ailleurs la zone d'accélération est suivie d'une zone "drift".

Le faisceau est alors envoyé dans une hélice qui lui est coaxiale et les tensions respectives sont réglées en sorte que les vitesses des électrons et de l'onde sur l'hélice soient très voisines. Dans ces conditions des échanges d'énergies peuvent se produire entre l'hélice : il suffit donc de recueillir l'onde amplifiée à l'extrémité de cette dernière. Le faisceau électronique est ensuite recueilli par un collecteur qui dissipe le reliquat d'énergie cinétique. Pour que le faisceau reste correctement concentré durant tout le parcours, il est nécessaire de le focaliser soit par un aimant permanent, soit par un solénoïde.

- Le principal inconvénient de ce matériel est la complexité de l'alimentation : les différentes tensions appliquées aux anodes doivent être soigneusement réglées si l'on désire obtenir le facteur de bruit minimal, et la tension d'alimentation doit être stabilisée avec soin car une variation de la tension de l'hélice entraîne une variation de la phase de sortie du signal, ce qui peut être gênant avec un récepteur prévu pour l'élimination des échos fixes. La fig. ( 3-2 ) est un schéma possible pour l'alimentation du T.P.O IOI de la CSF. La focalisation de ce T.P.O est assurée par un aimant permanent, ce qui est déjà une simplification importante par rapport aux tubes nécessitant une bobine de concentration

(\*) Pour de plus amples détails sur ces éléments "Les radars de veille modernes" de Thourel, et "Les tubes en hyperfréquences" de J.VOGE.



Pour que ces phénomènes se manifestent, il est nécessaire que la jonction soit très abrupte et que les deux cristaux soient fortement dopés, c'est à dire contiennent un grand nombre de "porteurs de charge"

La théorie de ce genre de diode repose sur la présence de l'effet tunnel à travers la jonction. On appelle effet tunnel le passage d'une particule à travers une barrière de potentiel telle que <sup>potentielle est plus grande que l'énergie</sup> l'énergie propre de la particule. L'effet tunnel n'est pas propre aux jonctions et sa théorie a été faite par ZENNER en 1934 pour expliquer le claquage des isolateurs.

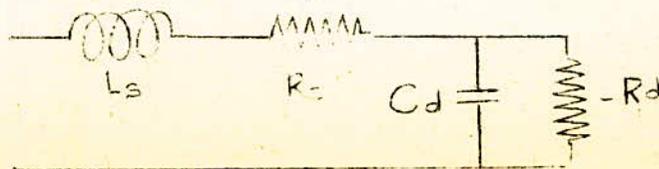
La diode est réalisée par une jonction p - n, qui présente une certaine résistance  $R_d$  et une certaine capacité  $C_d$ . Cette capacité apparait du fait qu'il existe une d. d. p de part et d'autre de la jonction (barrière) avec une certaine concentration de charge. En posant :

$$q = C_d V$$

On trouve la valeur de la capacité équivalente de la jonction.

Pour toutes les jonctions p - n, la capacité  $C_d$  varie en fonction de la polarisation : cette propriété est utilisée pour l'amplificateur paramétrique.

La jonction peut donc être présentée par une capacité et une résistance en parallèle, la valeur de la résistance étant essentiellement négative dans les conditions d'utilisation en amplificateur ou auto-Oscillateur. Il faut également tenir compte de la résistance des cristaux, des contacts etc... Cette résistance, que nous désignerons par  $R_s$ , vient en série avec la jonction. Enfin une certaine inductance en série avec  $R_s$  pourra exister, du fait des connexions internes : nous l'appellerons  $L_s$ .



Finalement le schéma équivalent de la diode sera celui de la fig.(3-4) Celle-ci montre que la diode présente une fréquence propre d'auto-Oscillation pour laquelle la partie réactive de son impédance s'annule. Cette fréquence  $f_o$  est donnée par la formule :

$$f_o = \frac{I}{2\pi R_d C_d} \sqrt{\frac{R_d^2 C_d - L_s}{L_s}}$$

C'est la fréquence que délivrerait la diode si elle oscillait sur elle-même, sans aucun circuit couplé. D'autre part, pour que l'amplification soit possible, il faut que la résistance d'entrée soit négative. Ceci est juste réalisé pour une fréquence  $f_c$ , dite fréquence de coupure, définie par :

$$f_c = \frac{I}{2\pi R_d C_d} \sqrt{\frac{R_d - R_s}{R_s}}$$

Pour des fréquences supérieures à  $f_o$ , l'amplification est inférieure à l'unité. Enfin, comme dans tout amplificateur, il est intéressant de connaître le produit du gain en tension par la largeur de bande. On trouve ici :

$$GB = \frac{I}{\pi R_d C_d}$$

Ces trois paramètres définissent entièrement les possibilités d'une diode en tant qu'amplificatrice. Mais il est important de connaître son comportement en ce qui concerne le facteur de bruit. Ce facteur de bruit est conditionné par une constante que l'on désigne habituellement par la lettre K.

$$K = 20 I_o R_d$$

Où  $I_o$  est le courant dans la diode.  $F$  est donnée par la formule.

$$F = \frac{I + K}{\left( I \cdot \frac{R_s}{R_d} \right) \left[ 1 - \left( \frac{f}{f_c} \right)^2 \right]} \quad (*)$$

On voit que F augmente avec la fréquence et qu'il vaut mieux ne pas dépasser le tiers de la fréquence de coupure. D'autre part, il faut utiliser des diodes à faible K mais, actuellement, ces diodes sont celles qui présentent les fréquences de coupure les plus basses.

En résumé, la diode est d'autant meilleure que K et  $C_d R_d$  sont faibles. Pour qu'il en soit ainsi, il faut (fig. ...)

- Un courant de crête  $I_c$  faible
- Un rapport  $I_c/I_v$  élevé

Il faut également que  $R_s$  et  $L_s$  soient aussi faibles que possibles.

### III - 2 - 3 AMPLIFICATEUR PARAMETRIQUE :

#### a) Diodes à Capacité variable (Vari-cap)

Le principe de l'amplification paramétrique est connu depuis plus de cinquante ans, mais n'avait pas reçu jusqu'à ces dernières années d'applications pratiques, faute de réactance non linéaire facilement utilisable. Ce principe est simple : si deux tensions de fréquences différentes sont simultanément appliquées à une réactance variant en fonction de la tension appliquée, il apparaît dans le système les fréquences somme et différence des deux fréquences appliquées et, dans certaines conditions, qui seront précisées plus loin, une amplification peut se manifester. Toute réactance qui varie en fonction de la tension peut être utilisée comme élément actif d'un amplificateur paramétrique une pièce de ferrite (variation non linéaire de l'inductance), une pièce de céramique ferroélectrique (variation de la Capacité) peuvent ainsi être utilisées, du moins en principe.

(\*) Il est clair que toutes ces formules sont "parachutées".

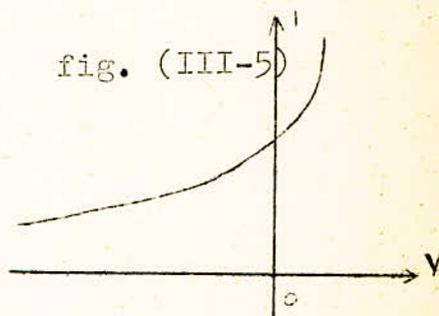
Nous ne pouvons que nous en excuser auprès du lecteur qui doit cependant, comprendre que pour démontrer ces formules il nous faudra faire une étude plus approfondie et plus longue de ces différents éléments ; Ce qui ne constitue pas l'objet de notre projet.

En fait, les amplificateurs paramétriques ne se sont développés que depuis la mise au point, il y a environ huit ans, des diodes jonction à capacité variable. Nous avons déjà parlé des propriétés de la jonction à propos des diodes tunnel et nous avons dit que celle-ci présentait une capacité que l'on pouvait calculer à partir de la relation classique :

$$q = C_d V$$

La capacité d'une jonction P.N est non linéaire et dépend de la tension qui lui est appliquée : la figure (III-5) donne la variation de  $C_d$  en fonction de  $V$ , et cette variation obéit à la loi :

$$C_d = \frac{C_0}{\left[1 - \frac{V}{\phi}\right]^2}$$



Où  $C_0$  est la capacité pour  $V = 0$  et  $\phi$  est une constante dépendant de la diode.  $\phi$  dépend de la technologie de fabrication ; il est égal à  $1/2$  pour une jonction obtenue par alliage (jonction abrupte pour une diode tunnel) et à  $1/3$  pour une jonction obtenue par diffusion.

Il est également possible de construire des amplificateurs paramétriques à l'aide de tubes électroniques (tube de Adler) mais les résultats obtenus jusqu'ici ne sont pas meilleurs que ceux obtenus avec des diodes, et ces dernières ont l'avantage de la simplicité.

Le schéma équivalent d'une diode paramétrique est le même que celui d'une diode tunnel et conforme à la fig. (3-5). Cependant la résistance  $R_d$  est ici généralement infinie car on travaille dans la région négative des polarisations, de sorte que l'on pourrait se contenter de l'ensemble  $L_s$ ,  $r$ , et  $C_d$ .

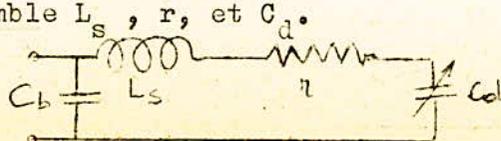


fig. (III-6)

Néanmoins, il convient, puisque l'on considère essentiellement les variations de capacité, de tenir compte de la capacité du boîtier de la diode, de sorte que le schéma équivalent est celui de la fig. ( 3-6 ) Nous pourrons donc ici définir une fréquence de coupure, pour laquelle la partie réactive minimale sera égale à la résistance, et qui sera donné par :

$$f_c = \frac{1}{277 r_c C_{\min}}$$

Il faut remarquer que cette formule néglige  $C_b$ , que l'on s'efforce de rendre aussi faible que possible.

Le comportement d'une diode aux fréquences élevées sera d'autant meilleur que sa fréquence de coupure sera grande.

b) Différents types de montages :

Considérons le montage de la fig. ( 3-7 ). un signal de faible tension  $V_s$  et de fréquence  $f_s$  est appliqué à une réactance variable, en l'occurrence une diode à capacité variable, en même temps qu'une tension  $V_p$ , de fréquence  $f_p$ .  $V_p$  est beaucoup plus grand que  $V_s$  et a pour mission de faire

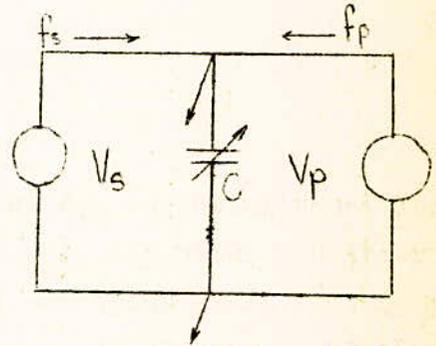


fig. (III-7)

varier la réactance : On l'appelle la tension de pompage, la source qui la délivre étant appelée la pompe. Puisqu'un élément non linéaire se trouve dans le circuit, un mélange des fréquences se produit et, aux bornes de la réactance, nous pouvons recueillir :

- la fréquence du signal ,  $f_s$
- la fréquence de pompe ,  $f_p$
- la fréquence :  $f_p + f_s = f_i$
- la fréquence  $f_p - f_s = f_i$

Manley et Rowe (les auteurs qui ont le plus exposé au cours de ces dernières années la théorie de l'amplification paramétrique) ont montré qu'en appelant

$P_p$ ,  $P_s$ ;  $P'_i$ ,  $P_i$ , les puissances apparaissent dans le système  
 pour les fréquences  $f_p$ ,  $f_s$ ,  $f'_i$ ,  $f_i$  ces puissances étaient aux  
 fréquences par les relations suivantes :

$$\frac{P_p}{f_p} = - \frac{P'_i}{f'_i} - \frac{P_i}{f_i}$$

Où le signe (-) correspond à une puissance absorbée par la réactance  
 et le signe (+) à une puissance délivrée par la réactance. Les expres-  
 sions ci-dessus montrent par conséquent que  $P_p$  est toujours négatif,  
 autrement dit que le circuit absorbe toujours de la puissance sur la  
 fréquence de pompage. Par contre, sous certaines conditions, la réac-  
 tance variable peut délivrer de l'énergie sur la fréquence du signal.

On notera que pour absorber une puissance, il faut que la  
 réactance soit chargée par une résistance, faute de quoi elle ne pour-  
 rait qu'accumuler de l'énergie réactive. S'il en est bien ainsi, et si  
 l'on suppose que la fréquence ( $f_i = f_p - f_s$ ) est supprimée dans le  
 système, les expressions ci-dessous donnent :

$$P'_i = - P_s \frac{f'_i}{f_s}$$

Mais, le signal étant envoyé dans la réactance,  $P_s$  est  
 essentiellement négatif, donc  $P'_i$  est positif et une certaine puissance  
 sur la fréquence ( $f'_i = f_p + f_s$ ) est délivrée par le système.

C'est le principe de l'amplificateur "up converter". Un signal  
 de fréquence  $f_s$  est envoyé dans l'amplificateur qui délivre un signal  
 sur la fréquence somme de la fréquence signal et de la fréquence de  
 pompe ; l'amplification en puissance est égale au rapport :

$$\left| \frac{P'_i}{P_s} \right| = \frac{f'_i}{f_s} = \frac{f_p + f_s}{f_s}$$

Si maintenant nous supprimons  $f'_i$ , les expressions écrites  
 précédemment donnent :

$$P_s = P_i \frac{f_s}{f_i}$$

Le dispositif délivre simultanément la fréquence signal et la fréquence  $f_i$ , qui est appelée "fréquence idler". Si la résistance de charge de la réactance est positive, il y aura une absorption d'énergie à la fois sur  $f_s$  et sur  $f_i$ . Néanmoins, sous certaines conditions d'alimentation par la fréquence de pompe, la résistance de charge de la réactance peut devenir négative. Dans ce cas, une amplification se manifestera.

Finalement il apparaît deux modes d'amplification :

- amplification "up converter" à trois fréquences  $f_s$ ,  $f_p$  et  $f_i$ .
- amplificateur à résistance négative à trois fréquences  $f_s$ ,  $f_p$ , et  $f_i$ .

Il existe un cas particulier important de ce deuxième mode d'amplification : c'est celui où  $f_i = f_s$  autrement dit où la fréquence de pompe est exactement le double de la fréquence du signal. On dit alors que l'amplificateur est dégénéré. Ce mode ne nous intéresse pas car il n'est pas utilisé dans les radars.

### III - 2 - UTILISATION DES MASERS :

La valeur particulièrement faible de la température de bruit réalisable avec un maser fait penser à cet appareil pour augmenter au maximum la portée des radars. Deux objections apparaissent cependant assez rapidement :

- le bruit extérieur
- la complexité du système.

En ce qui concerne le bruit extérieur, il est facile de calculer le gain réalisable par l'emploi du maser en se référant au paragraphe (3-1) : On constate immédiatement que si l'on veut profiter pleinement des avantages correspondant au faible bruit de cet amplificateur, il faut utiliser une "antenne froide". Pour un radar assurant la veille avec un faisceau qui balaie plus ou moins le sol, l'opération ne sera généralement pas rentable et elle ne le sera pas non plus à fortiori si le radar est brouillé. Par contre si le faisceau d'antenne n'intercepte pas de corps "chaud", l'emploi d'un maser se justifie entièrement.

C'est notamment le cas d'un radar qui aurait à détecter, avec des angles de site assez forts, des satellites ou tout autre engin évoluant hors de l'atmosphère.

### III - 3 INTEGRATEURS :

Il est possible d'augmenter le rapport signal/bruit en intégrant un nombre plus ou moins grand d'impulsions, quand ce nombre existe et quand on a le temps d'effectuer l'intégration. En fait, tous les tubes indicateurs effectuent l'intégration des signaux sur leur écran et c'est bien la raison pour laquelle le rapport signal/bruit nécessaire pour une certaine probabilité de détection diminue quand le nombre  $n$  d'impulsions augmente. Cette intégration n'est cependant pas parfaite et le résultat dépend des dimensions de l'écran, de ses propriétés et de l'habileté de l'opérateur.

Dans certains cas, les informations du radar sont traitées par une machine arithmétique et sont alors fournies à cette machine par un extracteur qui est un intégrateur assez spécial ~~que nous~~ ~~décrivons plus loin.~~

Les intégrateurs qui peuvent être employés dans un radar alimentant un indicateur panoramique n'améliorent généralement pas la portée d'une façon sensible, car l'écran de l'indicateur, ~~bien~~ qu'imparfait en tant qu'intégrateur, effectue tout de même un travail appréciable. Cependant, puisque les signaux sont intégrés avant d'être appliqués à l'indicateur, la différence de niveau entre signal et bruit est nettement plus grande et les pointes de bruit n'apparaissent plus sur l'écran.

On obtient ainsi une image plus contrastée et surtout plus propre, ce qui est plus agréable pour l'opérateur et favorise l'exploitation.

Le dispositif le plus courant utilise une boucle qui permet l'addition des signaux apparaissant à chaque récurrence. Le schéma du principe est celui de la fig. (III - 8 )

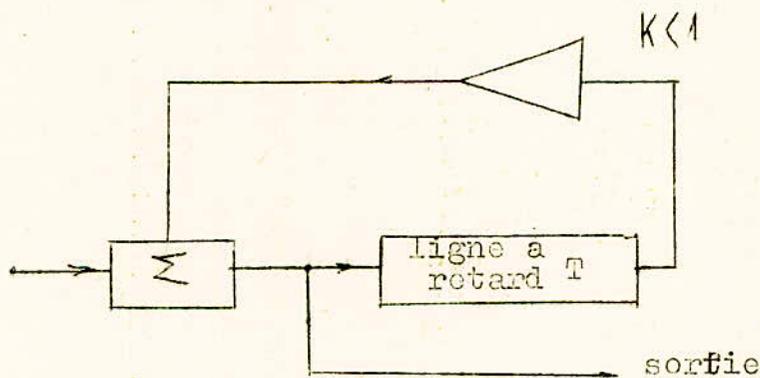
La ligne à retard, qui peut être une ligne à retard vidéo, ou un tube à mémoire, ou un tambour magnétique tournant, à un temps de transit égal à la période de récurrence du radar,  $T$ .

Elle est alimentée par un circuit  $\Sigma$  qui est capable d'additionner les signaux qu'il reçoit en coïncidence. Un circuit de contre réaction relie la sortie de la ligne à retard au circuit  $\Sigma$ , de sorte que le signal qui est arrivé dans la  $(N-1)^{eme}$  récurrence se trouve en coïncidence avec le signal arrivant à la  $N^{eme}$ . Pour éviter les auto-Oscillations, il faut que le gain  $K$  de la boucle de contre réaction soit légèrement inférieur à l'unité.

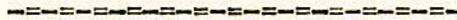
Plus  $K$  approche de 1, et plus la largeur de bande du système est étroite. Cette largeur de bande à 3 dB est approximativement donnée par la formule :

$$B = \frac{1 - K}{T \pi}$$

Pratiquement on est limité à  $K = 0,9$ , ce qui correspond à un nombre optimal d'impulsions  $n = 10$ .



(fig. III. 8 )



## II CONCLUSION

Avons nous tout dit sur le radar ? très sûrement pas. nous n'avons fait que donner un aperçu non pour vulgarisation ni pour trouver tout ce qu'il faut en ce qui concerne le radar mais tel qu'il donne une image précise sur les différentes difficultés sur les difficultés qu'on pourra trouver dans ce sujet, pour un lecteur intéressé et capable de comprendre le problème.

Cette esquisse est donc destinée à renseigner sur le radar tout en renseignant aussi sur les différentes disciplines nécessaires à une étude approfondie et à une réalisation si c'est le cas.

Les problèmes sont nombreux tels que des connaissances approfondies en radioélectricité, hyperfréquences... sont nécessaires à toute une équipe pour mettre au point une telle réalisation. C'est ce qui se passe dans la pratique où se sont de véritables centres de recherches qui travaillent pour la réalisation ou des améliorations par des procédés d'actualité tels que Masers, Laser, Amplificateurs paramétriques etc...

Nous souhaitons toutefois que des étudiants des promotions à venir s'intéresseront à ce sujet et continueront par une réalisation pratique, le travail que nous venons de présenter.

ALGER, le 17 Juin 1968

-----

DOCUMENTATION

- NORMES : Impossible de donner des normes générales. Il n'en existe que pour certains modèles et pièces détachées (guides...)

- PRIX : Les radars de navigation les plus simples peuvent valoir une dizaine de millions de francs (1952). Les prix sont beaucoup plus élevés pour les radars d'atterrissage, de tir et de télémétrie etc...

- INDEX BIBLIOGRAPHIQUE :

Les recherches sur les Radars ayant été partout secrètes jusqu'en 1945-46 et même complètement interdites en France pendant l'occupation allemande 1940-44.

La littérature Française est assez récente et minime même, dans ce domaine. Nous citons ci-dessous les quelques ouvrages que nous avons utilisés :

- Ce que le technicien doit savoir du Radar de L. Chrétien
- Conception et Réalisation des dispositifs radars de Louis N. Ridenour.
- Les tubes aux hyperfréquences par J. Vogt
- Cours de radioélectricité générale. L. 2.  
La réception par S. Albagli - L. BRAMEL. et P. David
- Les Radars de veille modernes de L. Thourel
- Les Radars : Théories Modernes de M. Carpentier.
- Le Radar de Navigation (Système de localisation par Azimut - Distance) de P. Hugon
- Cours d'hyperfréquences de 4<sup>e</sup> Année Télécommunications (de Mr. A. Zerguerras).
- Antenne Parabolique de faisceaux hertziens (projet de fin d'études de A. Adane promotion 66-67).