

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'EL-HARRACH
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDE

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT
EN ELECTRONIQUE

thème

**ETUDE ET INITIATION A LA
REALISATION D'UN BANC DE
MESURE DIDACTIQUE RADAR**

Proposé et dirigé par :

M^r M. TRABELSI
M^r A. BELOUHRANI

Réalisé par :

M^r. BOUZIANE MERZAK
M^r. HIRECHE NASREDDINE

~ Promotion 2001 ~

PROJET DE FIN D'ETUDE

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT
EN ELECTRONIQUE

thème

**ETUDE ET INITIATION A LA
REALISATION D'UN BANC DE
MESURE DIDACTIQUE RADAR**

Proposé et dirigé par :

M^r M. TRABELSI
M^r A. BELOUHRANI

Réalisé par :

M^r BOUZIANE MERZAK
M^r HIRECHE NASREDDINE

و ما توفيتي إلا

بالله

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

*A mes très chers parents qui m'ont guidé vers le chemin du savoir et
qui se sont sacrifiés pour moi,*

A tous mes frères et sœurs qui m'ont soutenu durant mes études,

A mes belles-sœurs et beaux-frères,

A mes neveux et mes nièces,

A toute ma famille,

A tous mes amis,

A tous ceux et celles qui me sont chers.

Je dédie ce travail

MERZAK

A la mémoire de mon père et de mon grand père,

A ma grande mère,

*A ma mère, avec toute ma reconnaissance pour sa valeur morale, sa
dignité et son esprit de sacrifice qui restent pour moi un exemple ; qu'elle
trouve ici un faible témoignage de sa profonde affection,*

A mes frères Lounes, Mohamed, et Djamel

A ma sœur,

A ma belle-sœur et mon beau-frère Nacer,

A mon neveu Hossem et mes nièces Asma et Nadjel,

A toute ma famille,

A tous mes amis,

A tous ceux qui me sont chers.

Je dédie ce travail

NASREDDINE

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à monsieur M. Trabelsi et monsieur A. Belouchrani pour nous avoir confié ce travail, pour leurs aide précieuse et pour la documentation qu'ils ont mise à notre disposition.

Aussi nous n'oublierons pas de remercier tous les enseignants(es) du département d'électronique qui ont contribué à notre formation.

Enfin. Nous remercions tous les amis qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

ملخص :

هذا العمل يتمثل في دراسة و إنجاز ابتدائي لتركيبه تجهيز قياس بيداغوجي للرادار، الذي يعتمد على انعكاس الأمواج الكهرومغناطيسية على الأهداف المتواجدة في المجال الإشعاعي .
لقد قمنا بتعيين خصائص العناصر الأساسية المركبة للتجهيز المستعمل، إلا أن قياس البعد في محيط ضيق لم يكن ممكنا وفق الأجهزة المتواجدة في المخبر . لكننا قمنا باقتراح حلين ملائمين في حالة توفر الوسائل اللازمة لتحقيقهما.

كلمات مفتاحية :

القياس الراداري، الأمواج الكهرومغناطيسية، العناصر الميكروموجية.

RESUME :

Dans ce Projet de Fin d'Etude, on a effectué une étude et une initiation à la réalisation d'un banc de mesure didactique Radar, en utilisant la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur les cibles.

On a identifier tout les caractéristiques des éléments essentiels du banc, la mesure de la distance dans un volume réduit n'était pas possible en fonction du matériel disponible dans le laboratoire, mais on a proposé deux solutions réalisables lors de la disposition du matériel.

Mots clés:

Measurement radar, Ondes électromagnétiques, Eléments Micro-ondes.

ABSTRACT:

In this End Studies Project, we have made a study and an initiation to a didactic Radar bench measurement realization, we use the electromagnetics waves properties, to reflect on the targets which exist in the rayonnement path.

We have identified all the main element characteristics, the distance measurement was not possible in a small volume with the material available in the laboratory, but we suggested two realizable solutions if the required devices will be available.

Key words:

Radar measurement, Electromagnetic waves, micro-waves elements

Sommaire



Première partie : Partie théorique

| | |
|--|-----------|
| Introduction générale | 1 |
| I. Généralités | 2 |
| I-1. Principe et définition | 2 |
| I-2. Types de radar..... | 2 |
| I-1-1. Radars à impulsions | 2 |
| I-1-2. Radars à ondes continues | 3 |
| I-3. Mesure des angles | 3 |
| I-4. Structure d'un radar | 4 |
| I-4-1. Emetteur | 5 |
| I-4-1-1. Un générateur de synchronisation | 5 |
| I-4-1-2. Un modulateur | 5 |
| I-4-1-3. Un oscillateur | 6 |
| I-4-2. Commutateur | 7 |
| I-4-3. Récepteur..... | 7 |
| I-4-3-1. Un amplificateur hyperfréquence | 7 |
| I-4-3-2. Un mélangeur | 7 |
| I-4-3-3. Un détecteur | 7 |
| I-4-3-5. Un amplificateur vidéo | 7 |
| I-5. Traitement du signal..... | 7 |
| I-6. Caractéristiques d'un radar | 8 |
| I-6-1. Portée d'un radar..... | 8 |
| I-6-2. Probabilité de détection..... | 8 |
| I-6-3. Pouvoir séparateur ou résolution | 9 |
| II. Etudes et définitions..... | 10 |
| II-1. Les tubes à modulation de vitesse (Cas du klystron et klystron Reflex) | 10 |
| II-1-1. Définition | 10 |
| II-1-2. Principe de modulation de vitesse | 10 |
| II-1-3. Principe du klystron..... | 10 |



| | |
|---|----|
| II-1-4. Klystron Reflex | 11 |
| II-1-4-1. Principe du klystron Reflex..... | 11 |
| II-1-4-2. Théorie sommaire de fonctionnement du klystron Reflex | 12 |
| II-1-4-3. Rendement théorique maxima. | 13 |
| II-1-5. Courant du démarrage du Klystron | 14 |
| II-1-5-1. Cas du Klystron..... | 14 |
| II-1-5-2. Cas du klystron reflex..... | 15 |
| II-1-6. Utilisation du klystron-reflex : | 15 |
| II-2. Les hoptôles réciproques "coupleur directif" | 16 |
| II-2-1. Définition | 16 |
| II-2-2. Principe de fonctionnement..... | 17 |
| II-2-3. Caractéristiques générales du coupleur directif..... | 18 |
| II-2-4. Coupleur particulier (Coupleur 3 dB ou hybride 180°) | 18 |
| II-3. Les héxapôles (le circulateur) | 19 |
| II-3-1. Introduction | 19 |
| II-3-2. Adaptation des trois vois simultanément | 20 |
| II-3-3. Les héxapôles sans pertes et non réciproques | 20 |
| II-4. Isolateur..... | 21 |
| II-4-1. Introduction. | 21 |
| II-4-2. Etude d'un isolateur | 21 |
| II-5. Les antennes | 22 |
| II-5-1. Introduction | 22 |
| II-5-2. Cornet pyramidal : | 22 |
| II-5-3. Diagramme de rayonnement : | 23 |
| II-5-4. Gain..... | 24 |
| II-6. Détection | 24 |
| II-6-1. Introduction | 24 |
| II-6-2. Diode à pointe de contact..... | 25 |
| II-6-3. Diode Tunnel..... | 25 |
| II-6-4. Caractéristiques de la diode | 25 |
| II-6-4-1. Caractéristique : $I = f(v)$ | 25 |
| II-6-4-2. Schémas équivalents..... | 26 |
| II-6-4-3. Sensibilité..... | 27 |

| | |
|--|-----------|
| II-7. Le mélangeur | 27 |
| II-7-1. Introduction | 27 |
| II-7-2. La diode Schottky | 28 |
| II-7-3. Mélangeur (Mixer) équilibré à diode hyperfréquence | 29 |
| II-7-4. Principe du mélangeur | 29 |
| II-7-5. Le changement de fréquence | 30 |
| II-7-6. Caractéristique du mélangeur | 31 |
| II-8. Détecteurs | 31 |
| II-8-1. Détecteur d'amplitude | 31 |
| II-8-2. Estimation du rapport de conversion du détecteur | 32 |
| II-8-3. Détecteur amplitude phase | 34 |
| II-9. Amplificateur à transistor | 35 |
| II-9-1. Généralité | 35 |
| II-9-2. Performance | 35 |
| II-9-3. Minimisation du bruit | 37 |
| II-10. La cible | 38 |
| II-10-1. Introduction | 38 |
| II-10-2. Surface équivalente d'une plaque métallique | 38 |
| III. Estimation des pertes dans l'environnement radar | 39 |
| III-1. Equation radar | 39 |
| III-2. Estimation des coefficients des pertes | 39 |
| III-2-1. Pertes hyperfréquence | 39 |
| III-2-2. Pertes dans la réception du signal [09] | 40 |
| III-2-3. Pertes dans l'exploitation de l'information | 40 |
| III-2-4. Pertes par modulation de lobe | 41 |

Deuxième partie : Partie pratique

| | |
|---|----|
| I. Paramètres et caractéristiques des éléments micro-ondes | 44 |
| I-1. Source hyperfréquence "Le klystron reflex " | 44 |
| I-1-1. Mesure de la puissance délivrée par le Klystron <i>reflex</i> | 44 |
| I-1-1-1. Introduction. | 44 |
| I-1-1-2. Manipulation. | 44 |
| I-2. Le coupleur..... | 45 |
| I-2-1. Mesure du couplage et de la directivité | 45 |
| I-2-1-1. Le couplage. | 46 |
| I-2-1-2. La directivité | 47 |
| I-2-2. Mesure des paramètres S_{ij} d'un coupleur. | 47 |
| I-2-2-1. Manipulation | 48 |
| I-2-2-1-1. Quadripôle Q_{13} (pour mesurer S_{11} , S_{13} et S_{33})..... | 48 |
| I-2-2-1-2. Quadripôle Q_{14} (pour mesurer S_{11} , S_{14} et S_{44})..... | 50 |
| I-3. L'antenne | 50 |
| I-3-1. Tracé du diagramme de rayonnement..... | 51 |
| I-3-2. Mesure du gain de l'antenne | 52 |
| I-3-2-1. Méthode des deux antennes identiques. | 52 |
| I-3-2-1-1. Manipulation. | 53 |
| I-3-2-1-2. Calcul du gain | 53 |
| I-3-2-2. Utilisation du tableau de Braun (§ II-5-4 de la partie théorique). | 53 |
| I-4. Le cristal détecteur..... | 53 |
| I-4-1. Loi quadratique d'un détecteur hyperfréquence | 53 |
| I-4-2. Mesure du TSS | 55 |
| II. Montage du banc | 56 |
| II-1. Introduction:..... | 56 |
| II-2. Fonctionnement du banc | 56 |
| II-3-1. Emission..... | 56 |
| II-3-2. Commutation..... | 56 |
| II-3-3. Le rayonnement..... | 57 |
| II-3-4. La réception..... | 57 |
| II-3. Evaluation des performances du banc | 57 |

| | |
|--|-----------|
| II-3-1. Calcul de la portée du banc | 57 |
| II-3-2. La surface équivalente | 57 |
| II-3-3. La puissance maximale fournie à l'antenne (P_r)..... | 57 |
| II-3-4. Calcul de la puissance minimale reçue..... | 58 |
| II-3-5. Calcul de la résolution en distance δR | 58 |
| II-3-6. Calcul du temps du trajet t_0 | 59 |
| II-4. Utilisation des mélangeurs | 59 |
| II-5. Modulation de fréquence | 60 |
| II-5-1. Principe | 60 |
| II-5-2. Etude du spectre | 62 |
| II-6. Acquisition et traitement de signaux | 62 |
| Conclusion générale..... | 64 |
| Bibliographie..... | 65 |

Liste des figures



Première partie : Partie théorique

| | |
|---|----|
| Figure (I.1) : Train d'ondes émis par le radar à impulsion | 3 |
| Figure (I.2) : Directivité d'une antenne..... | 4 |
| Figure (I.3) : Schéma fonctionnel simplifié d'un radar | 4 |
| Figure (I.4) : Modulateur à ligne à retard: | 5 |
| Figure (I.5) : Charge résonnante:..... | 6 |
| Figure (II.1) : Schéma simplifié d'un klystron..... | 10 |
| Figure (II.2) : Diagramme d'Applegate | 11 |
| Figure (II.3): Schéma simplifié d'un Klystron reflex | 12 |
| Figure (II.4) (a) : Influence de la tension du réflecteur | |
| (b) : Modulation du klystron en signaux carrés..... | 16 |
| Figure (II.5) : Représentation simplifier d'un hoctopôle | 16 |
| Figure (II.6) : Schéma descriptif d'un coupleur directif | 17 |
| Figure (II.7): Schéma fonctionnel d'un circulateur | 19 |
| Figure (II.8) : Schéma fonctionnel d'un isolateur | 21 |
| Figure (II.9) : Cornet pyramidal à ouverture rectangulaire | 22 |
| Figure (II.10) : Cornet pyramidal plan E et son diagramme de rayonnement..... | 23 |
| Figure (II.11) : Cornet pyramidal plan H et son diagramme de rayonnement..... | 24 |
| Figure (II.12) : Variation du courant de la diode en fonction du temps..... | 26 |
| Figure (II.13) (a) : Circuit équivalent d'un détecteur hyperfréquence | |
| (b) : Schéma équivalent d'un détecteur hyperfréquence..... | 27 |
| Figure (II.14) (a) : Coupe transversale de la diode Schottky | |
| (b) : Schéma électrique équivalent | 29 |
| Figure (II.15) : Schéma synoptique d'un mélangeur | 29 |
| Figure (II.16) : Schéma de principe d'un mélangeur hyperfréquence..... | 30 |
| Figure (II.17) : Détecteur d'enveloppe..... | 31 |
| Figure (II.18) : Démodulation d'un signal modulé en amplitude..... | 32 |
| Figure (II.19) : Circuit de charge d'un détecteur d'enveloppe..... | 33 |
| Figure (II.20) : Détecteur amplitude phase..... | 34 |

| | |
|---|----|
| Figure (II.21) : Schémas de principe d'un amplificateur micro-onde..... | 36 |
| Figure (II.22) : Schéma représentatif de la surface équivalente d'une cible..... | 38 |
| Figure (III.1) : Pertes d'intégrations dans un scope..... | 41 |
| Figure (III.2) : Diagramme de rayonnement d'un aérien..... | 41 |
| Figure (III.3) : Diagramme de rayonnement d'un aérien sans impulsion au centre..... | 42 |

Deuxième partie : Partie pratique

| | |
|--|----|
| Figure (I.1) : Montage pour la mesure de la puissance délivrée par le Klystron..... | 44 |
| Figure (I.2) : Montage pour la mesure du facteur de couplage et de la directivité..... | 46 |
| Figure (I.3) : Schéma descriptif d'un coupleur directif réel..... | 46 |
| Figure (I.4) : Quadripôle terminé par un court circuit variable..... | 47 |
| Figure (I.5) : Montage pour la mesure des paramètres S_{ij} | 49 |
| Figure (I.6) : Dimensions de l'antenne cornet disponible au laboratoire micro-ondes..... | 51 |
| Figure (I.7) : Montage pour la mesure d'antenne..... | 51 |
| Figure (I.8) : Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet plan H..... | 52 |
| Figure (I.9) : Emission et réception par deux antennes identiques..... | 52 |
| Figure (I.10) : Montage pour la mesure du cristal détecteur..... | 54 |
| Figure (I.11) : Loi de variation d'un détecteur quadratique..... | 55 |
| Figure (II.1) : Montage d'un banc de mesure..... | 56 |
| Figure (II.2) : Circulation de la puissance dans un coupleur directif..... | 57 |
| Figure (II.3) : Montage d'un banc de mesure utilisant les mélangeurs..... | 60 |
| Figure (II.4) : Variation de la fréquence d'un signal modulé en FM en dents de scie..... | 60 |
| Figure (II.5) : Représentation spectrale..... | 62 |
| Figure (II.6) : Traitement et visualisation des signaux FI..... | 63 |
| Figure (II.7) (a) : Synoptique d'un banc de mesure didactique | |
| (b) : Organigramme d'un banc de mesure didactique..... | 63 |

Liste des tableaux



Première partie : Partie théorique

| | |
|---|----|
| Tableau (III.1) : Pertes hyperfréquence d'un radar bandes L, S et X | 40 |
|---|----|

Deuxième partie : Partie pratique

| | |
|--|----|
| Tableau (I.1) : Puissance délivrée par le Klystron | 45 |
| Tableau (I.2) : Mesure des coefficients de réflexion à l'entrée, quadripôle Q_{13} | 49 |
| Tableau (I.3) : Mesure des coefficients de réflexion à l'entrée, quadripôle Q_{14} | 50 |
| Tableau (I.4) : Tracé du diagramme de rayonnement | 51 |
| Tableau (I.5) : Tracé de la loi quadratique | 54 |

Introduction générale

~~Introduction générale~~

Introduction générale

Le mot radar est le sigle de l'expression américaine « radio detection and ranging », C'est -à-dire détection par radio et mesure de la distance. A cet effet, on émet une onde électromagnétique dans une direction déterminée, et on reçoit les ondes réfléchies par les objets qui s'y trouvent, ce qui permet de détecter leurs existences et certaines de leurs caractéristiques.

Les applications du radar sont multiples. Dans le domaine civil on trouve, le contrôle de la circulation aérienne, la météorologie, le contrôle du trafic, et l'exploitation spatiale puisqu'il rend possible l'étude du sol des planètes. Mais les applications les plus perfectionnées sont de l'ordre militaire, comme le brouillage et le guidage des missiles etc...

L'objet de notre mémoire est l'étude d'un banc de mesure didactique et l'initiation à sa réalisation. Il est constitué d'une partie théorique basée sur l'étude du fonctionnement d'un radar et de ses éléments constitutifs, et d'une partie pratique ayant trait aux mesures. Ce banc didactique travail dans la bande X (8.2 à 12.4 GHz).

Notre plan de travail a été établi de la manière suivante :

La première partie comporte trois chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à des définitions et des généralités relatives au système radar et à sa composition.
- Le deuxième chapitre consiste en l'étude des circuits utilisés à l'émission et à la réception du signal électromagnétique, ces circuits sont de deux types : circuits basses fréquences et circuits hyperfréquences.
- Le troisième chapitre a pour objet l'estimation des pertes propres au radar et à son environnement.

La deuxième partie est constituée de deux chapitres :

- Le premier chapitre résume toutes les mesures des caractéristiques et paramètres des éléments utilisés.
- Le deuxième chapitre est consacré à la mesure de la distance avec étude des solutions aux problèmes rencontrés.

Première partie
Première partie

Partie théorique
~~*Partie théorique*~~

Chapitre I
Empire

Généralités
~~Généralités~~

I- Généralités

I-1 Principe et définition :

Le radar est un ensemble comportant un émetteur, une antenne, un récepteur et un système d'exploitation. Il utilise la propriété des ondes électromagnétiques qui se réfléchissent sur tout obstacles. A l'émission d'une onde électromagnétiques dans une direction déterminée, la où l'objet ciblé est supposé se trouver, au contact de l'objet, une partie de l'énergie est rerayonnée par celui-ci dans toutes les directions, une partie de ce rerayonnement revient vers l'antenne du radar qui alimente alors le récepteur. Le signal capté est appelé *écho*, signifie la présence de l'objet qui constitue la *cible*.

Si R est la distance entre l'antenne du radar et la cible, le temps écoulé entre le départ de l'onde et l'arrivée de l'écho est donc :

$$t_0 = \frac{2R}{c} \quad (I.1)$$

où c est la vitesse de la lumière.

Une mesure de distance, en radar, revient donc toujours à une mesure de temps

I-2 Types de radar :

Les radars peuvent être classés selon leur fonctionnement, en deux grandes catégories :

- Les radars à impulsions (pulse radar).
- Les radars à ondes continues (C.W. radar).

I-2-1 Radars à impulsions :

Ils sont équipés d'un émetteur envoyant des impulsions brèves de durée τ , (variant de quelques micro-secondes à quelques nano-secondes), séparées par des durées T_p (quelques milli-secondes), figure (I.1).

Dans ce type de radar il faut considérer la puissance crête P_c , durant l'impulsion, qui peut atteindre plusieurs dizaines de Méga-watts, et peut s'écrire :

$$P_c = P_m \frac{T_R}{\tau} \quad (I.2)$$

où P_m est la puissance moyenne.

Le rapport $\rho = \frac{\tau}{T_R}$ appelé facteur de travail ou d'utilisation du tube, est l'une des caractéristiques d'un radar.

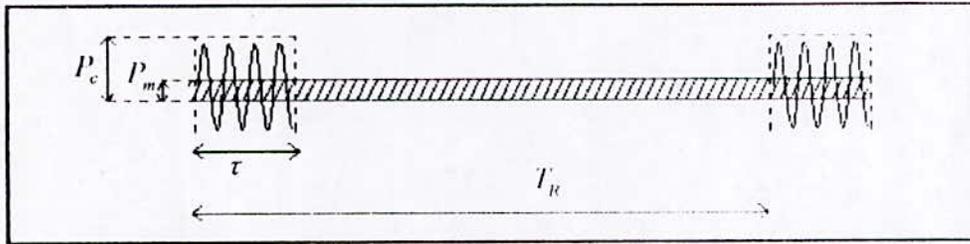


Figure (1.1): Train d'ondes émis par le radar à impulsion

1-2-2 Radar à ondes continues :

Les radars à ondes continues nécessitent souvent une modulation de fréquence, le cas le plus simple est celui d'une modulation en dents de scie, pour la mesure de distance

1-3 Mesure des angles :

La mesure de la distance est insuffisante pour localiser les objets, elle se trouve combinée avec une mesure angulaire en utilisant la directivité des antennes. La direction du rayonnement de l'antenne indique la direction de la cible avec une certaine précision qui dépend de l'angle d'ouverture à $3dB$ du maximum du diagramme de rayonnement, exprimé en degré.

Pour une antenne quelconque, il existe deux angles d'ouvertures θ_g et θ_s , le premier est dans le plan de gisement et le deuxième dans le plan de site (figure (1.2)) donnés respectivement par :

$$\theta_g = \frac{K\lambda}{L} \quad (1.3)$$

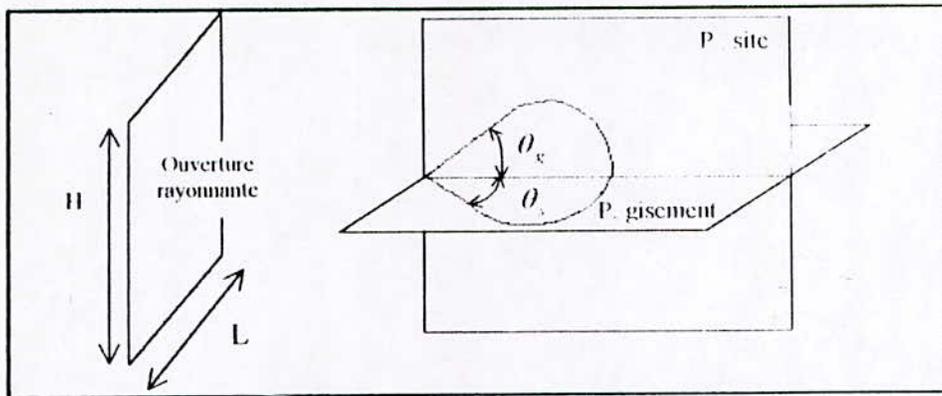
$$\theta_s = \frac{K\lambda}{H} \quad (1.4)$$

où :

K : dépend de loi de variation de l'excitation (70 pour une excitation uniforme).

λ : longueur d'onde.

L et H : longueur et la largeur de l'antenne.



Figure(I.2) : Directivité d'une antenne

Dans ce cas, le rapport entre l'énergie émise à l'intérieur de l'angle solide (θ_x, θ_y) et celle qui serait émise par une antenne omnidirectionnelle (qui répartit également cette énergie dans toutes les directions), ou gain de l'antenne G , s'écrit en pratique [10]

$$G = \frac{K}{\theta_x \theta_y} \tag{I.5}$$

avec K coefficient compris entre 15000 et 30000, θ_x et θ_y exprimés en degré

I-4 Structure d'un radar :

Un radar est constitué de (figure (I.3)) :

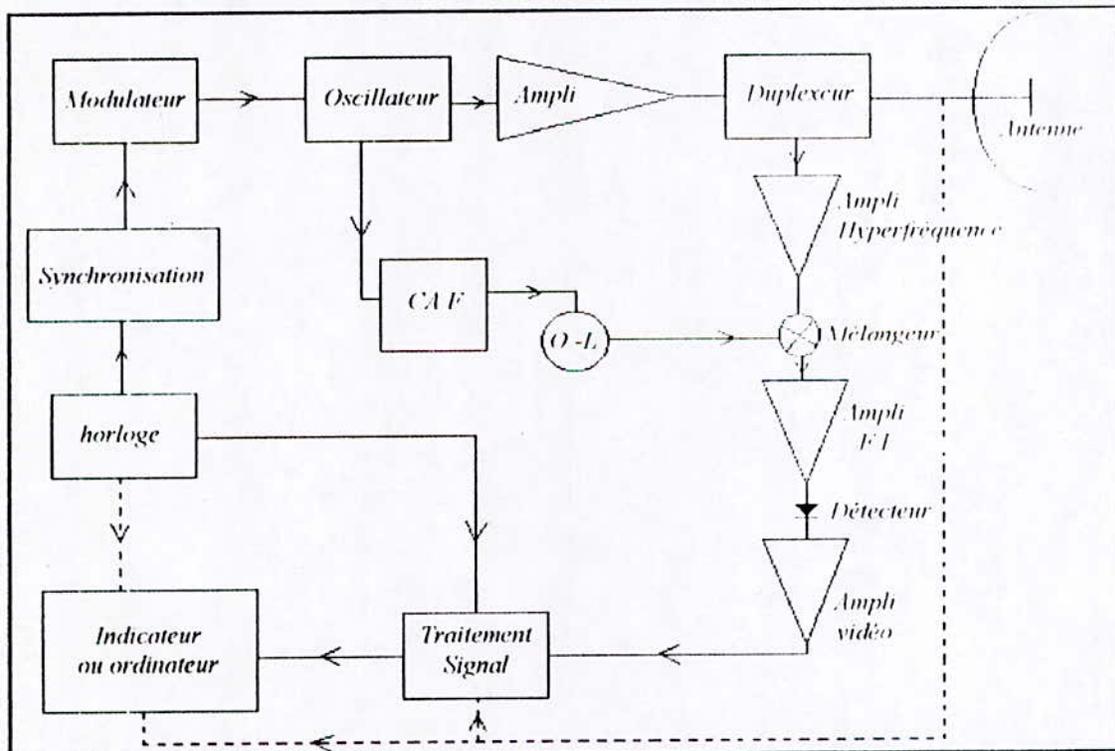


Figure (I.3) : Schéma fonctionnel simplifié d'un radar

I-4-1 Emetteur :

Le rôle de l'émetteur est de transformer l'énergie électrique qui lui est fournie par la source d'alimentation en énergie radioélectrique de très hautes fréquences. Il comprend :

I-4-1-1 Un générateur de synchronisation :

C'est le cœur de l'installation, puisqu'il fixe l'origine des temps et la cadence des interrogations du radar. L'impulsion de synchronisation qu'il délivre peut se définir par trois grandeurs : amplitude, la durée τ et la fréquence de répétition f_r . Son élément de base est une horloge de très grande stabilité à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisations.

I-4-1-2 Un modulateur :

Sa fonction est d'élaborer à la cadence fixée par le générateur de synchronisation l'impulsion qui servira à exciter l'oscillateur. Le modulateur fournit l'énergie qui sera transposée et rayonnée, elle est emmagasinée pendant la durée T_R pour être restituée en un temps très court τ .

Exemple : Modulateur à ligne à retard :

Dans ce type de modulateur, figure (I.4), l'énergie est stockée (sous forme capacitive) dans une ligne à retard cellulaire qui possède les propriétés de bases suivantes [10] :

- Toute l'énergie stockée dans les capacités de la ligne peut être restituée (aux pertes résistives près) à une charge adaptée.
- Cette restitution se fait sur une période de temps bien définie égale à deux fois la durée du retard de la ligne[10].

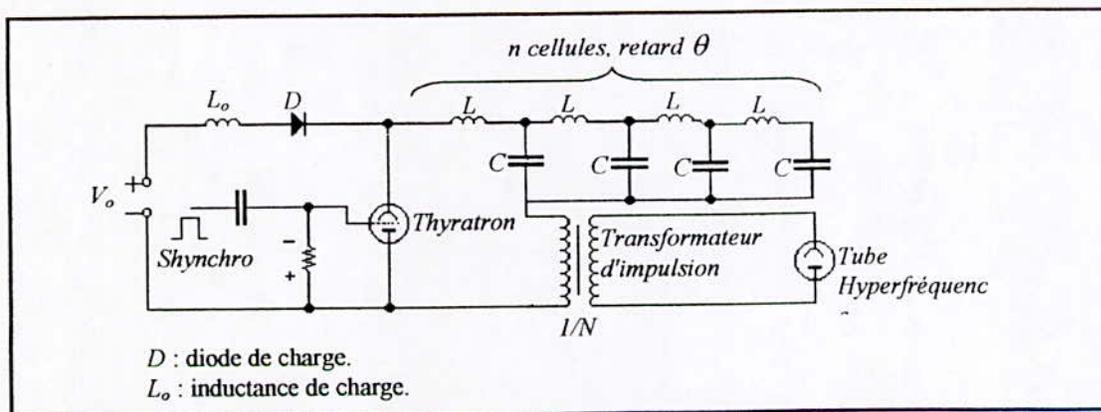


Figure (I.4) : Modulateur à ligne à retard

– Le tube de commande est un tube à gaz (thyatron) qui possède la propriété de rester conducteur tant qu'il est soumis à une tension suffisante. De cette manière, la durée de l'impulsion est entièrement fixée par la ligne à retard, qui doit impérativement se décharger complètement à chaque impulsion radar.

– Le circuit de charge (en pratique inductance L_0 , capacité nC de la ligne à retard, diode de charge) est un circuit résonant, figure (I.5), qui permet de porter la ligne à retard à un potentiel double de la tension d'alimentation [10].

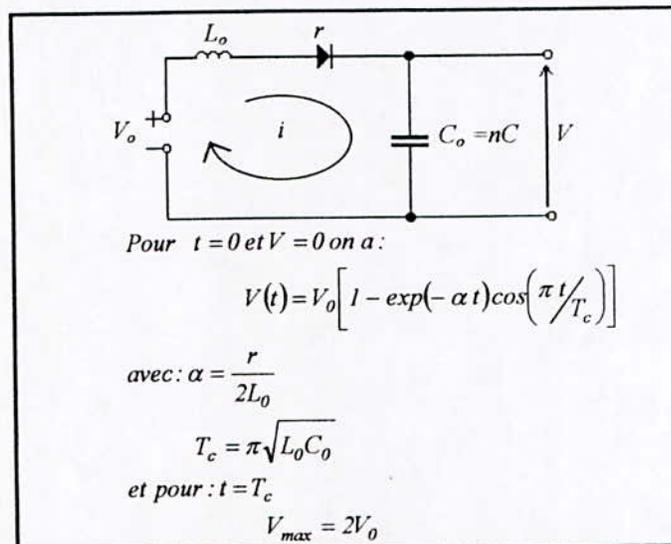


Figure (I.5) : Charge résonnante

– Le tube hyperfréquence, vu son alimentation, se comporte comme une diode reliée au circuit par un transformateur d'impulsions qui se comporte pratiquement comme un court-circuit lors des périodes de charge.

I-4-1-3 Un oscillateur :

C'est un tube qui génère l'onde porteuse à hyperfréquence f_c pouvant varier de 1 à 100 GHz pour le magnétron [10], qui signifie une longueur d'onde très petite convenable à l'effet de réflexion sur les cibles qu'on désire détecter et une puissance crête d'émission très élevée en vue d'augmenter la portée du radar.

La source d'oscillation peut être une triode, un klystron, un magnétron ou tout autres tubes oscillateurs. Et c'est avec le magnétron que les plus hauts niveaux de puissance sont obtenus (2 Méga-watts pendant quelques micro-secondes) avec un rendement de 50% en 20 cm de λ [10].

I-4-2 Commutateur :

C'est un dispositif qui peut être un duplexeur ou un circulateur, qui assure à l'émission la commutation émetteur-antenne tout en laissant le récepteur découplé. Et à la réception, il réalise la commutation antenne-récepteur en découplant l'émetteur. La puissance crête à l'émission est de l'ordre de 1 à 10 Méga-watts, et le récepteur peut être endommagé par une puissance crête de fuite de 10 à 100 milli-watts. Il faut donc assurer un découplage émetteur-récepteur d'au moins 90 dB [08].

I-4-3 Récepteur :

C'est l'élément le plus délicat, et souvent le plus complexe du radar (figure (1.5)), sa sensibilité doit être très grande jusqu'à 10^{-15} watts [10]. Il est du type superhétérodyne et comprend les éléments suivant :

I-4-3-1 Un amplificateur hyperfréquence :

Utilisant des transistors à faible bruit (*FET* surtout), il permet de fixer une caractéristique de bruit interne du récepteur (sa sensibilité).

I-4-3-2 Un mélangeur :

Il convertit les hyperfréquences des signaux reçus à des valeurs relativement plus basses afin d'être amplifié dans les meilleures conditions.

I-4-3-3 Un détecteur :

Il opère le passage du signal moyennes fréquences au signal vidéo fréquence, et peut être soit un détecteur amplitude-phase qui fournit une vidéo bipolaire, soit un détecteur d'amplitude qui restitue l'amplitude du signal sous forme d'une vidéo toujours positive.

I-4-3-4 Un amplificateur vidéo :

Il amène le signal, après détection, à un niveau suffisant pour les traitements dans les étages terminaux (codage, visualisation etc...).

I-5 Traitement du signal :

Un détecteur est un amplificateur vidéo donnant le signal utile envoyé dans l'indicateur, mais l'emploi de ce signal nécessitera le plus souvent un traitement. Quant à l'indicateur lui-

même il peut varier en structure depuis le simple tube cathodique jusqu'à un ordinateur plus au moins sophistiqué.

Les dispositifs de traitement de signal sont généralement des indicateurs qui reçoivent par ailleurs les signaux de l'horloge de synchronisation générale, ainsi que la copie de mouvement de l'antenne (localisation de la cible en direction).

I-6 Caractéristiques d'un radar :

I-6-1 Portée d'un radar :

Les paramètres essentiels d'un système radar sont réunis entre eux et avec la portée de détection par une relation appelée *équation radar*. Cette équation [19] est donnée ci après sous forme très simple :

$$R^4 = \frac{P_c}{P_R} \cdot \sigma_c \cdot \frac{G^2}{4\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi)} \quad (1.6)$$

où :

G : gain de l'antenne.

λ : longueur d'onde.

P_R : puissance détectée par le récepteur.

σ_c : surface équivalente de la cible.

Si P_R correspond à la puissance minimale détectable, R est la portée maximale du radar

I-6-2 Probabilité de détection :

La cible qui rayonne plus au moins dans toutes les directions du fait de son éclaircissement par l'antenne du radar, renvoie en effet très peu d'énergie vers ce dernier. La puissance S de l'écho est donc très faible, elle est souvent en pico-watt (par exemple $10^{-11} W$), ce pendant un bruit parasite de puissance moyenne N , qui est une variable aléatoire gaussienne, existe à l'entrée du récepteur. Pour que le signal soit utilisable dans de bonnes conditions il faut que le rapport signal sur bruit (S/N) ait une certaine valeur minimale. On nous désignerons ce rapport par :

$$\rho = \frac{S}{N} \quad (1.7)$$

La probabilité de détection d'une cible est liée au rapport signal /bruit

I-6-3 Pouvoir séparateur ou résolution :

Le pouvoir séparateur en distance est la distance minimale permettant de discerner deux cibles, il est donné [19] par la relation suivante :

$$\delta R = \frac{C \tau}{2} \quad (1.8)$$

La résolution en direction (dans le plan de gisement) est exprimée par le pouvoir séparateur angulaire traduit [12] par la relation suivante :

$$\Delta\theta = 1.2 \frac{\lambda}{D} \approx \frac{\lambda}{D} \quad (1.9)$$

Chapitre II
Chapitre

Etudes et définitions
~~*Etudes et définitions*~~

II- Etudes et définitions

II-1 Les tube à modulation de vitesse (Cas du klystron et du klystron Reflex) :

II-1-1 Définition :

Le klystron est un dispositif à tube, pouvant être utilisé dans l'amplification et l'oscillation micro-ondes. Son principe de fonctionnement est basé sur la modulation de vitesse des électrons émis par une cathode.

La réalisation industrielle du klystron Reflex délivrant quelques dizaines ou centaines de milli-watts dans les bandes radar *10 cm*, *3 cm* et *1.25 cm*, utilisé comme oscillateur local du récepteur, fut poussé très activement.

II-1-2 Principe de modulation de vitesse :

C'est le groupement en paquet d'électrons d'un faisceau primitivement homogène en faisant subir à leur vitesse des petites variations suivant une loi périodique à la fréquence désirée.

II-1-3 Principe du klystron :

Le schéma simplifié d'un klystron est représenté sur la figure (II.1). Lorsque la tension positive V_o est appliqué entre la cathode et l'ensemble d'autres électrodes, un faisceau homogène d'électrons vient traverser la première grille g_1 . Le faisceau pénètre alors dans l'espace "1" (première cavité) limité par les grilles g_1 et g_2 , où règne un champ de haute fréquence. Pendant la demi-période où ce champ est négatif (dirigé en sens inverse du faisceau), les électrons seront accélérés, pendant les demi-périodes positives au contraire freinés, il se produit ainsi une «modulation de vitesse» suivant une loi périodique dont la période est celle du champ alternatif.

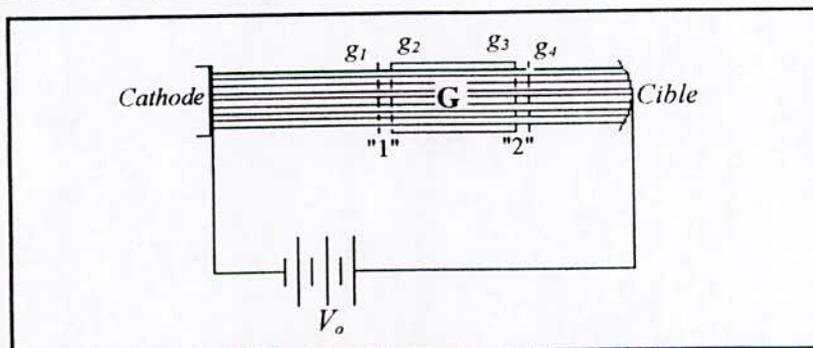


Figure (II.1) : Schéma simplifié d'un klystron

Le faisceau pénètre ensuite dans un espace de glissement (G) dans lequel aucun champ n'est appliqué. Les électrons ayant des vitesses différentes à l'entrée se regroupent en paquet, les plus rapides rattrapent les électrons qui ont été freinés engendrant ainsi une *modulation de densité* du faisceau électronique, comme l'indique le diagramme d'Applegate (figure (II.2)).

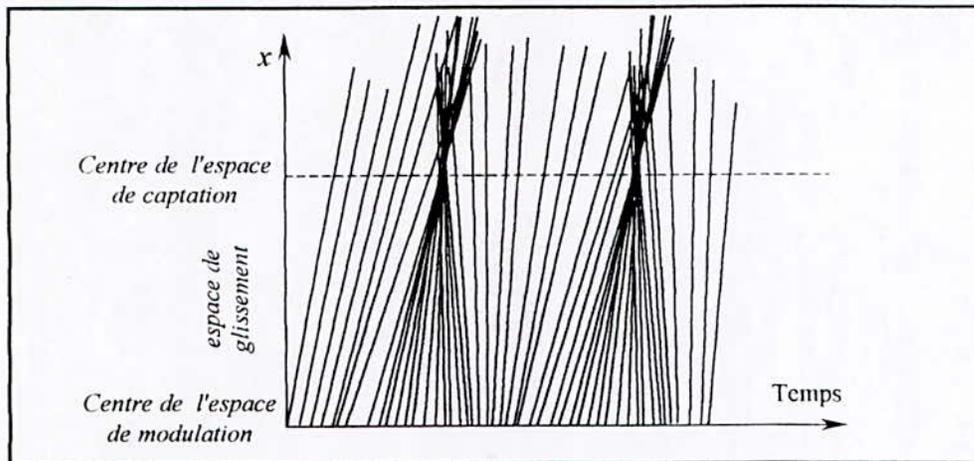


Figure (II.2) : Diagramme d'Applegate

Si la deuxième cavité constituée par les grilles g_3 et g_4 , se trouve au centre de l'espace de captation elle est alors traversée par un faisceau important, et dans ce cas le klystron fonctionne en amplification.

Si l'on couple le circuit "1" et "2", de façon à ce qu'une partie de l'énergie disponible dans "2" vienne entretenir le phénomène de modulation on aura un klystron oscillateur. Ce type d'oscillateur considère que les deux cavités sont identiques et le circuit de couplage est tel qu'il y'ait réellement des oscillations. Ces deux contraintes qui sont pratiquement difficiles à réaliser sont levées par un autre type de klystron appelé klystron Reflex.

II-1-1 Klystron Reflex :

II-1-1-1 Principe du klystron Reflex :

Ce type de klystron, figure (II.3), utilise seulement une cavité et à la place de la cible une plaque métallique (réflecteur) portée à un potentiel négatif Vp_0 . Ce potentiel permet de repousser les électrons qui sortent de g_2 avec des vitesses modulées par le champ alternatif régnant dans la cavité. Pour rendre possible cette répulsion, le module de Vp_0 doit être supérieur à celui de V_0 .

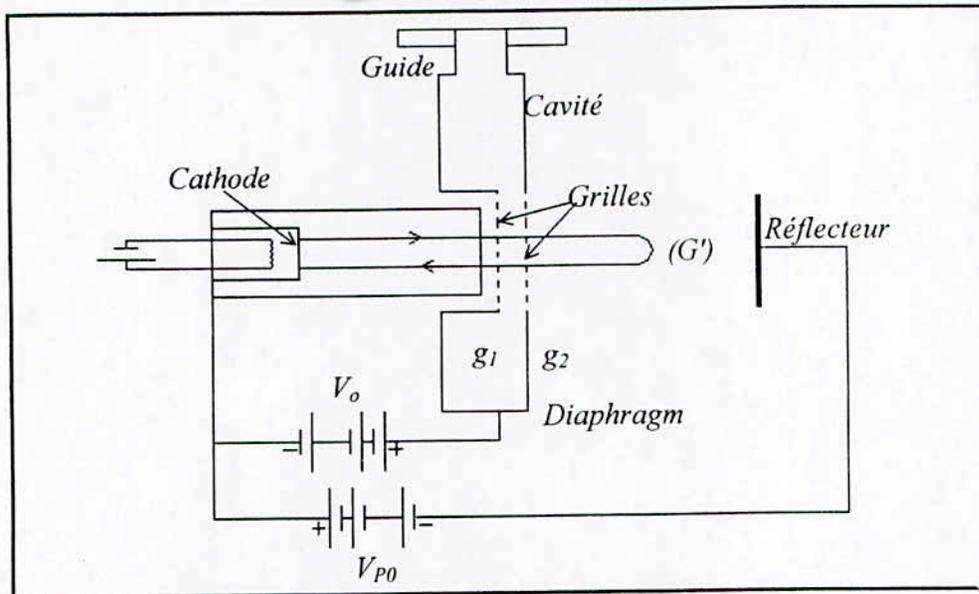


Figure (II.3) : Schéma simplifié d'un Klystron reflex

II-1-1-1 Théorie sommaire de fonctionnement du klystron Reflex :

Bien que le mouvement dans l'espace (G') figure (II.3), sous l'influence du champ réflecteur crée par l'électrode réflectrice, soit un peu plus complexe que le mouvement dans (G) cas du Klystron, nous nous contenterons d'indiquer quelques résultats.

L'amplitude complexe de la composante alternative du courant d'influence (courant entrant dans \$g_2\$) vaut [22] :

$$i_a = 2I_0 J_1(\alpha \mu) e^{-j\alpha} \tag{II. 1}$$

en posant $\mu = \frac{1}{2} \frac{V_a}{V_0}$ et $\alpha = \omega \tau$: angle de transit.

où :

V_a : tension alternative qui existe entre \$g_1\$ et \$g_2\$.

$J_1(\alpha \mu)$: fonction de Bessel de première ordre.

τ désigne le temps de transit moyen des électrons dans (G') que l'on trouve, égal à :

$$\tau = \frac{4d}{v_0} \cdot \frac{V_0}{V_0 - V_{p0}} \tag{II. 2}$$

v_0 : désigne la vitesse des électrons.

d : est la distance de \$g_2\$ à la plaque.

Le rendement a pour expression :

$$\eta = -\frac{1}{2} \frac{V_a}{V_0} \frac{i_a^*}{I_0} = -2\mu J_1(\alpha \mu) \sin \alpha \tag{II. 3}$$

dans la pratique $J_1(\alpha\mu)$ est positif, à cet effet pour des raisons qui sont liées à celles qui expliquent la faiblesse des rendements réels du klystron-reflex, l'amplitude de l'oscillation et le facteur μ sont faibles, et aussi le produit $\alpha\mu$ ($\alpha\mu < 1$). Le rendement η est alors positif à l'intérieur d'un certain nombre de gammes de valeurs α , entourant les points pour lesquelles $\sin\alpha = -1$, c'est à dire :

$$\alpha = \frac{3\pi}{2} + 2K\pi = 2\pi\left(\frac{3}{4} + K\right) \quad (II.4)$$

où K est un entier.

A chaque valeur de l'entier K correspond une plage d'oscillation ; on dit que le klystron reflex oscille suivant le régime d'ordre $(K+3/4)$.

Si le produit $\alpha\mu$ devenait important (nettement supérieur à 3.8, première racine de $J_1(\alpha\mu)$), $J_1(\alpha\mu)$ pourrait être négatif. Les plages d'oscillations entoureraient alors les valeurs de α définies par :

$$\alpha = 2\pi\left(\frac{1}{4} + K'\right) \quad (II.5)$$

où K' est un entier.

Mais d'une part, des valeurs de $\alpha\mu$ supérieures à 3.8 ne sont pas obtenues dans les tubes réels, d'autre part les oscillations correspondantes ne pourraient s'établir spontanément puisque, au démarrage, μ étant très faible, d'où $J_1(\alpha\mu)$ serait forcément positif.

II-1-4-3 Rendement théorique maxima :

L'expression (II.3) peut s'écrire :

$$\eta = -2\alpha\mu J_1(\alpha\mu) \frac{\sin\alpha}{\alpha} \quad (II.6)$$

pour obtenir le maximum de η on doit annuler les dérivées partielles qui sont : $\frac{d\eta}{d\alpha\mu}$ et $\frac{d\eta}{d\alpha}$

$$\frac{d\eta}{d\alpha\mu} = 0 \quad (II.7)$$

le développement de l'équation (II.7) donne :

$$\alpha\mu J_1'(\alpha\mu) + J_1(\alpha\mu) = 0 \quad (II.8)$$

où :

$$J_1'(x) = -\frac{1}{x} J_1(x) + J_0(x) \quad (II.9)$$

d'après les identités (II.8) et (II.9) on a :

$$J_0(\alpha\mu) = 0 \quad (II.10)$$

$$\frac{d\eta}{d\alpha} = 0 \quad (II.11)$$

la relation (II.11) donne le résultat :

$$\operatorname{tg}\alpha = \alpha\mu \quad (II.12)$$

les valeurs de $\alpha\mu$ satisfaisantes à (II.10) sont 2.4, 5.52 et 8.63 etc... [22], et celles de α correspondantes sont définies par (II.12), ces valeurs déterminent à priori les extremums.

Le fait que tous les électrons doivent franchir le champ de haute fréquence de l'espace "1" il en résulte une condition telle que [22] :

$$\mu < 0.5 \quad (II.13)$$

Le rendement maxima est de 25% pour $\alpha \approx \frac{3\pi}{2}$ ($K=0$) et $\mu \approx 0.25$, et de 22% pour α voisin de $\frac{7\pi}{2}$ ($K=1$) et $\mu \approx 0.25$.

Le rendement réel n'atteint que quelques pour-cent, (10% dans les meilleures conditions [22])

II-1-5 Courant du démarrage du Klystron :

II-1-5-1 Cas du Klystron :

Appelons $\bar{\theta}$ le rapport $\frac{V_{a2}}{V_{a1}}$ fixé par le couplage entre la cavité d'entrée et de sortie.

L'impédance «shunt» de la cavité de sortie Z_p a pour module :

$$|Z_p| = \frac{V_{a2}}{I_{a2}} = \frac{V_{a2}}{2I_0 \cdot J_1(\alpha\mu)} = \bar{\theta} \frac{V_0}{2I_0} \cdot \frac{V_{a1}/V_0}{J_1(\alpha\mu)} = \bar{\theta} \cdot \frac{V_0}{\alpha I_0} \cdot \frac{\alpha\mu}{J_1(\alpha\mu)} \quad (II.14)$$

Le rapport $\frac{J_1(x)}{x}$ est minimum et égal à $1/2$ pour $x=0$ (approximativement pour des valeurs très faibles de x). L'oscillation ne sera donc possible que si l'intensité I_0 du faisceau électronique atteint une valeur minimale telle que :

$$\frac{I_0}{V_0} = \frac{2\bar{\theta}}{\alpha} \cdot \frac{1}{|Z_p|} \quad (II.15)$$

Notons que le module de l'impédance «shunt» $|Z_p|$ passe par un maximum à la résonance. Si on remplace en effet la cavité de captation par le circuit équivalent composé de trois éléments : R_p , L et C en parallèles, on a au voisinage de la résonance :

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + j \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \quad (II.16)$$

La valeur maximale de $|Z_p|$ est l'impédance à la résonance R_p , avec un courant minimum I_{0m} tel que :

$$\frac{I_{0m}}{V_0} = \frac{2\bar{\theta}}{\alpha} \frac{1}{R_p} \quad (II.17)$$

qu'est donc nécessaire au démarrage de l'oscillation.

II-1-5-2 Cas du klystron reflex :

la formule (II.15) reste applicable à condition d'y faire $\bar{\theta} = 1$ ($V_{a1} = V_{a2} = V_a$) :

$$\frac{I_{0m}}{V_0} = \frac{2}{\alpha R_p} \quad (II.18)$$

Considérons les divers régimes d'oscillations correspondants à des ordres de plus en plus élevés (c'est-à-dire à des valeurs croissantes de α ou encore à des valeurs décroissantes du potentiel de l'électrode réfléchrice), Il ressort de la formule (II.18) que le courant de démarrage qui caractérise chacun de ces régimes est d'autant plus faible lorsque α est plus élevé. Ceci explique que lors du vieillissement d'un tube, l'émission cathodique commence à baisser, alors les régimes d'ordre le plus bas (les plus puissants en fonctionnement normal) disparaissent les premiers.

II-1-6 Utilisation du klystron-reflex :

Pour utiliser un klystron il y a lieu d'effectuer deux réglages, le premier réglage est mécanique : il s'agit d'ajuster les dimensions de la cavité de façons à l'amener à osciller à la fréquence souhaitée. Le deuxième correspond au choix de la tension du réflecteur qui conduit au sommet d'un mode de fonctionnement de façons à utiliser le maximum de puissance. La figure (II.4 (a)) montre la variation de puissances et de fréquences en fonction de la tension du réflecteur, si on modifie légèrement cette tension, la puissance de sortie et la fréquence d'oscillation varient, Il est important de bien moduler de haut en bas d'un mode, figure (II.4 (b)), ceci pourra ce faire en superposant à la tension du réflecteur une tension en créneau de 1KHz [21].

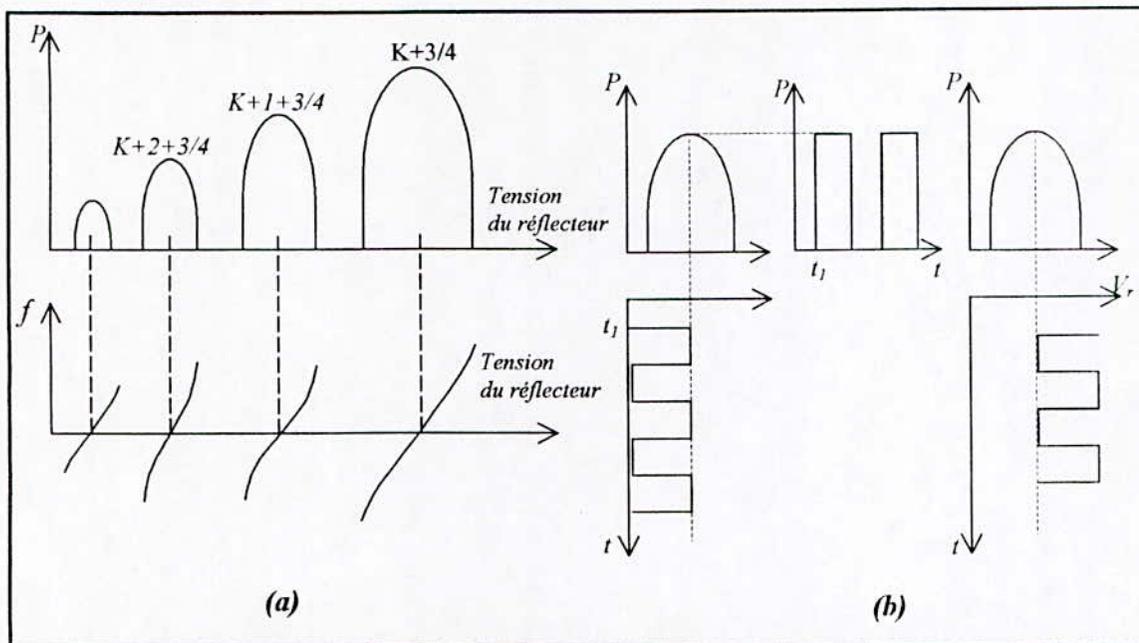


Figure (II.4) (a) : Influence de la tension du réflecteur.
 (b) : Modulation du Klystron en signaux carrés.

II-2 Les hoctopôles réciproques "coupleur directif" :

II-2-1 Définition :

Le "coupleur directif" est un multipôles à quatre accès figure (II.5), il permet d'isoler une fraction connue d'une onde de puissance dans une ligne ou dans un guide. la matrice S correspondante s'écrit :

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (II. 19)$$

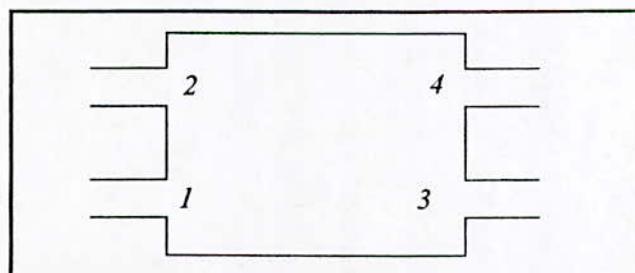


Figure (II.5) : Représentation simplifiée d'un hoctopôle

de plus le coupleur est un multipôle sans pertes adapté sur ses quatre accès réciproques, donc :

- $S_{ii} = 0$ (pas de réflexion)
- $S_{ij} = S_{ji}$ (l'hoctopôle est réciproque).

d'où : la relation (II.19) devient :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix} \quad (II. 20)$$

II-2-2 Principe de fonctionnement :

Considérons le dispositif de la figure (II.6) constitué de deux guides d'ondes rectangulaires identiques couplés par deux iris identiques de diamètre d très faible devant λ_g , et distants de $\lambda_g/4$. L'ensemble constitue un coupleur directif

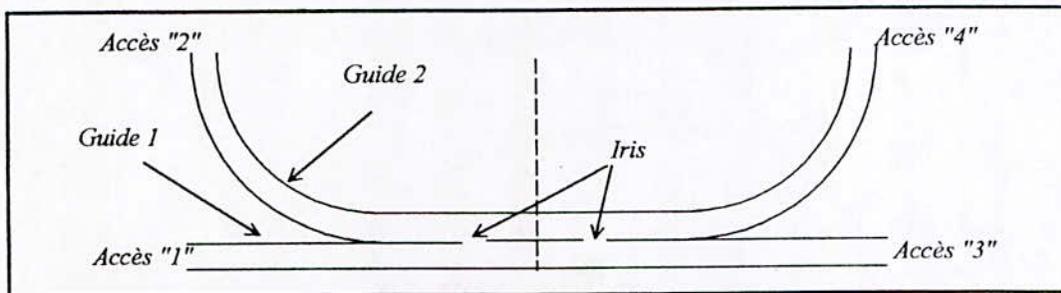


Figure (II.6) : Schéma descriptif d'un coupleur directif

Une onde A_1 alimente l'accès "1" et se propage vers "3". Au niveau du premier iris de couplage, une fraction de l'énergie propagée passe dans le guide secondaire et donne, deux ondes B_2' et B_4' en phase égales en amplitude (puisque l'iris est petit, le couplage est non directionnel). Au niveau du second iris, l'onde A_1 se trouve avec sont amplitude pratiquement inchangée (le prélèvement effectuée par le premier iris étant très faible). Elle donne naissance à deux ondes B_2'' et B_4'' en phase égales en amplitude entre elles et avec les ondes précédentes, B_2' et B_4' .

Dans l'accès "4" on trouve les ondes B_4' et B_4'' en phase puisqu'elles ne subissent aucune différence de trajet, donc elles s'ajoutent et donne lieu à B_4 . Dans l'accès "2" B_2'' fait un retard de $2l = \lambda_g/2$ elle arrive en opposition de phase par rapport à B_2' , donc aucun propagation n'a lieu dans l'accès "2". D'où on peut partager les accès du multipôle en deux

groupes ("1"- "2") et ("3"- "4"). Si on ferme les accès d'un groupe avec des charges adaptées (pas de réflexion), il n'y aura pas de couplage entre les accès de l'autre groupe. D'où :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (II. 21)$$

II-2-3 Caractéristiques générales du coupleur directif

- *L'affaiblissement* défini l'atténuation de l'onde qui se propage dans le guide principale, il est donné par :

$$A = -10 \log \frac{P_3}{P_1} = -20 \log |S_{13}| \quad (II. 22)$$

- *Le couplage* : il est défini par :

$$C = -10 \log \frac{P_4}{P_1} = -20 \log |S_{14}| \quad (II. 23)$$

- *L'isolation* : Dans le coupleur parfait étudié il n'y a aucun transfert d'énergie entre les accès de même groupe, on a vu que $S_{21} = S_{34} = 0$, mais dans le cas réel il y a toujours un transfert d'énergie de "1" à "2" (ou de "3" à "4") ce transfert est défini par

- I_{12} : l'isolation entre "1" et "2".
- I_{34} : l'isolation entre "3" et "4".

$$I_{12} = -10 \log \frac{P_2}{P_1} = -20 \log |S_{12}| \quad (II. 24)$$

- *La directivité* c'est la différence entre le couplage et l'isolation. Elle traduit la qualité d'un coupleur.

II-2-4 Coupleur particulier (Coupleur 3 dB ou hybride 180°) :

Puisqu'on a supposé que le coupleur est sans pertes, alors :

$$S^{T*} = S^{-1} \Rightarrow \begin{pmatrix} 0 & 0 & S'_{13} & S'_{14} \\ 0 & 0 & S'_{23} & S'_{24} \\ S'_{13} & S'_{23} & 0 & 0 \\ S'_{14} & S'_{24} & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{pmatrix} = I \quad (II. 25)$$

où I représente la matrice identité

après calcul on trouve [03] :

$$|S_{13}| = |S_{24}| \quad (II.26)$$

$$|S_{14}| = |S_{23}| \quad (II.27)$$

imposant au coupleur les conditions suivantes :

$$S_{24} = S_{13} \text{ et } S_{23} = -S_{14}.$$

on pose :

$$S_{13} = \alpha e^{j\theta} \text{ et } S_{14} = \alpha e^{j\theta'} \text{ (c'est un diviseur de tension égal).}$$

après calcul on trouve :

$$S_{13} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \text{ et } S_{14} = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$$

dans ce cas la matrice S s'écrit :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (II.27)$$

un coupleur 3 dB possède les propriétés suivantes :

- Une onde pénétrant dans l'accès "2" donne en "3" et "4" des ondes égales en opposition de phase.
- Une onde pénétrant dans l'accès "1" donne en "3" et "4" des ondes égales en phase.

II-3 Les héxapôles (le circulateur) :

II-3-1 Introduction :

Un circulateur est à la fois une jonction qui réunit trois lignes (ou guides) et un dispositif qui assure la commutation émission-réception figure (II.7)

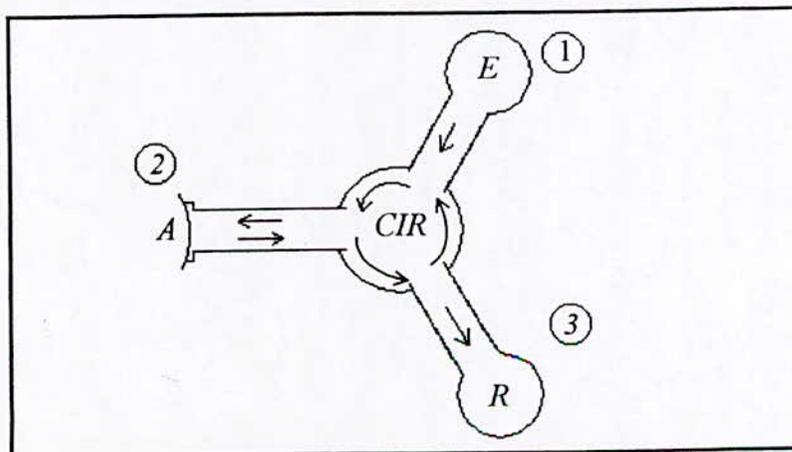


Figure (II.7) : Schéma fonctionnel d'un circulateur

Une onde entrant par l'accès "1" sort totalement par l'accès "2", et de même une onde arrivant par l'accès "2" sort totalement par l'accès "3".

II-3-2 Adaptation des trois vois simultanément :

Les héxapôles sans pertes réciproques ne peuvent pas avoir leur trois accès adaptés à la jonction. Supposant que l'héxapôle est adapté sur ses trois vois réciproques, la matrice correspondante est :

$$S = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{vmatrix} \quad (II. 28)$$

écrivait que les mineurs des éléments nuls sont nuls (S est unitaire) :

$$M_{11} = 0 \Rightarrow S_{23} = 0 \quad (II. 29)$$

$$M_{22} = 0 \Rightarrow S_{13} = 0 \quad (II. 30)$$

$$M_{33} = 0 \Rightarrow S_{12} = 0. \quad (II. 31)$$

tous les paramètres sont nuls. Il ne peut donc exister d'héxapôles réciproques complètement adaptés.

II-3-3 Les héxapôles sans pertes et non réciproques :

Le dispositif étant sans pertes, S est unitaire, donc :

$$S^{T*} \cdot S = I \Rightarrow \begin{vmatrix} 0 & S_{21}^* & S_{31}^* \\ S_{12}^* & 0 & S_{32}^* \\ S_{13}^* & S_{23}^* & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (II. 32)$$

on pose $S_{ij} = a_{ij} e^{j\varphi_{ij}}$, après calcul on trouve

$$a_{21}^2 + a_{31}^2 = 1 \quad (II. 33)$$

$$a_{12}^2 + a_{32}^2 = 1 \quad (II. 34)$$

$$a_{13}^2 + a_{23}^2 = 1 \quad (II. 35)$$

Pour satisfaire ces conditions il faut qu'un paramètre de chaque égalité soit égal à 1 (transmission complète), donc l'autre doit être égale à zéro.

La première solution est exprimée par les égalités suivantes :

$$a_{31}^2 = 0 \quad a_{21}^2 = 1 \quad (II. 36)$$

$$a_{12}^2 = 0 \quad a_{32}^2 = 1 \quad (II.37)$$

$$a_{23}^2 = 0 \quad a_{13}^2 = 1 \quad (II.38)$$

d'où :

$$S = \begin{vmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi_{13}} \\ e^{j\varphi_{21}} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_{32}} & 0 \end{vmatrix} \quad (II.39)$$

la relation (II.39) correspond à la matrice de transmission d'un circulateur idéal dans le sens suivant :

$$1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1.$$

- Une onde dans l'accès "1" sort entièrement dans l'accès "2".
- Une onde dans l'accès "2" sort entièrement dans l'accès "3"
- Une onde dans l'accès "3" sort entièrement dans l'accès "1".

II-4 Isolateur :

II-4-1 Introduction :

Un isolateur est un quadripôle qui est généralement intercalé entre le générateur et la charge. Il laisse passer toute la puissance du générateur vers la charge mais ne renvoie aucune puissance vers le générateur figure (II.8)

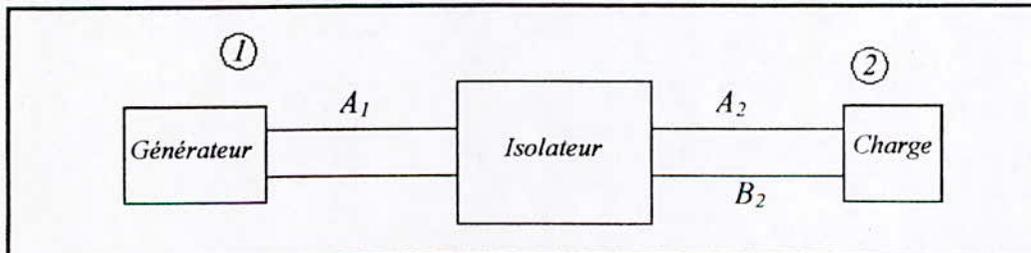


Figure (II.8) : Schéma fonctionnel d'un isolateur

II-4-2 Etude d'un isolateur :

La matrice S correspondante est la suivante :

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_{11}e^{j\varphi_{11}} & a_{12}e^{j\varphi_{12}} \\ a_{21}e^{j\varphi_{21}} & a_{22}e^{j\varphi_{22}} \end{vmatrix} \quad (II.40)$$

d'après les caractéristiques de l'isolateur on a :

- $a_{21} = 1$ transmission totale de "1" vers "2".
- $a_{12} = 0$ pas de transmission de "2" vers "1". (A_2 est absorbé par l'isolateur).

– $a_{11} = 0$ le bras 1 est complètement adapté à la jonction (pas de réflexion sur le générateur).

On remarque que l'isolateur n'est pas réciproque $S_{21} \neq S_{12}$. Si on suppose qu'il absorbe toute la puissance réfléchiée par la charge, il serait alors complètement adapté à la jonction donc $S_{22} = 0$. La matrice S devient :

$$S = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ e^{j\varphi_{21}} & 0 \end{vmatrix} \quad (II.41)$$

II-5 Les antennes :

II-5-1 Introduction :

Une antenne est un dispositif qui réalise la transition et le transfert des ondes entre un milieu guidé et l'espace, ceci dans les deux sens de propagation. L'antenne assure donc :

- L'adaptation entre le milieu guidé et l'espace libre.
- La répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace selon la direction considérée.

Les antennes les plus utilisées sont de deux types, à savoir l'antenne cornet et l'antenne parabolique, leurs principales caractéristiques sont : le gain, la directivité et le diagramme de rayonnement.

II-5-2 cornet pyramidal :

Un cornet est constitué par deux éléments principaux figure (II.9) :

- Un guide d'alimentation de section constante.
- Un guide d'onde se terminant par une ouverture rayonnante de section graduellement grandissante.

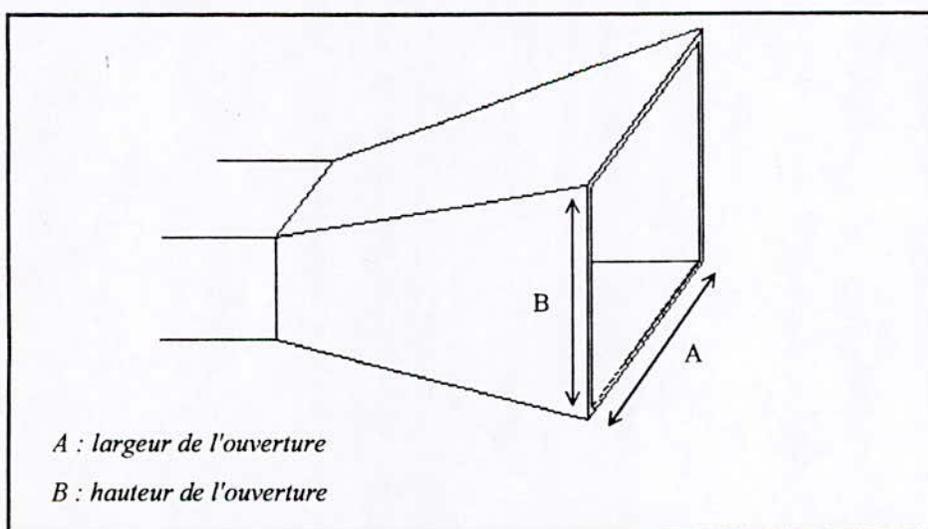


Figure (II.9) : Cornet pyramidal à ouverture rectangulaire

II-5-3 Diagramme de rayonnement :

Si l'on considère que l'ouverture du cornet est le seul élément rayonnant (sans tenir compte en particulier de la diffraction des bords de l'ouverture du cornet), les diagrammes de rayonnements peuvent être déduits de la théorie relative aux ouvertures rectangulaires[06]

- Suivant le plan E , la distribution du champ est uniforme, le diagramme diffracté est de la forme suivante :

$$D_E = \frac{\sin\left(\pi \frac{B}{\lambda} \sin\theta\right)}{\pi \frac{B}{\lambda} \sin\theta} \tag{II.42}$$

- Suivant le plan H , le diagramme diffracté est alors :

$$D_H \approx \frac{\cos\left(\frac{\pi A}{\lambda} \sin\theta\right)}{\pi^2 - \left(\frac{\pi A}{\lambda} \sin\theta\right)^2} \tag{II.43}$$

Les figures (II.10) et (II.11) montrent les tracés de ces deux diagrammes de rayonnements dans les deux plans E et H .

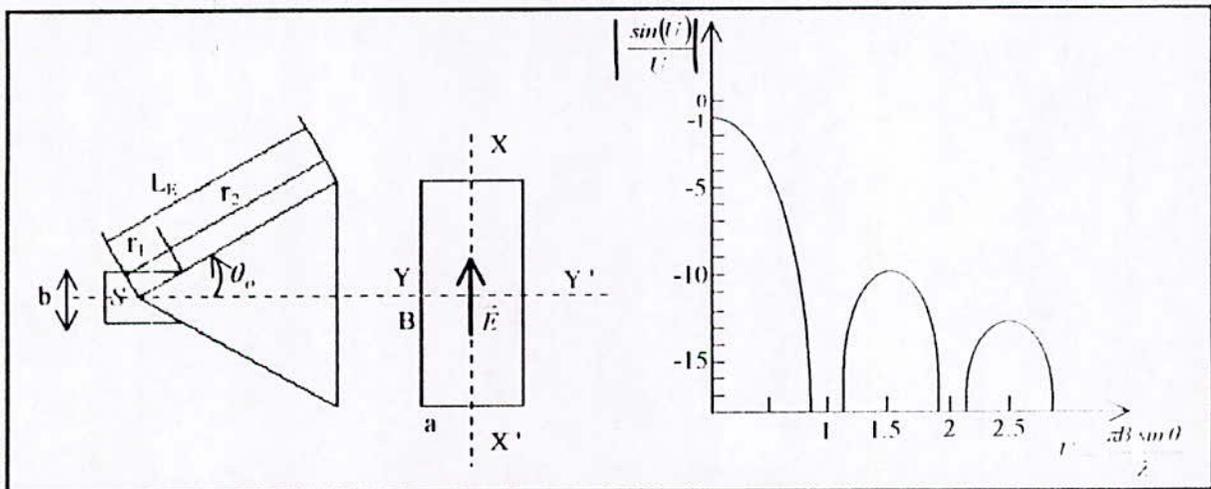


Figure (II.10) : Cornet pyramidal plan E et son diagramme de rayonnement

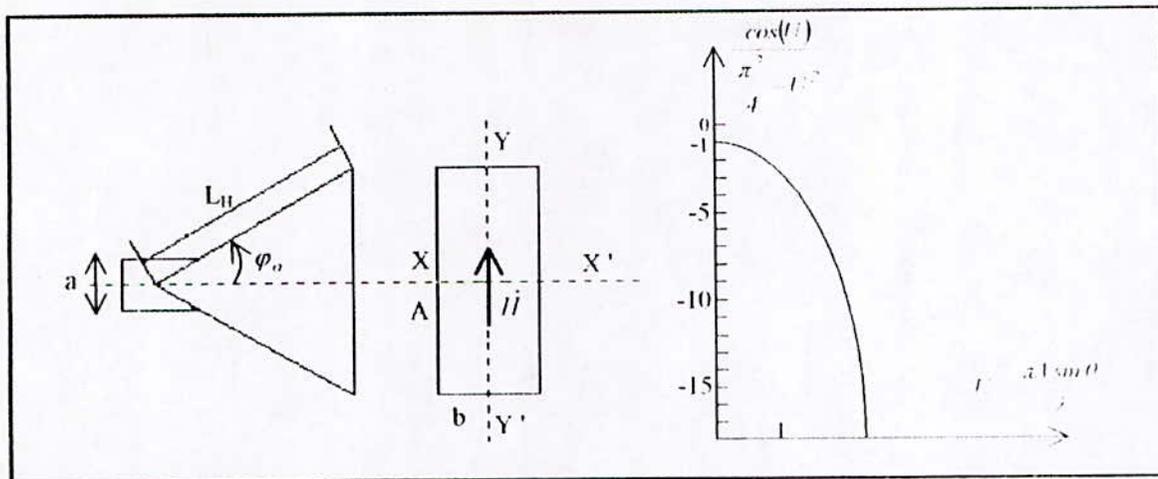


Figure (II.11) : Cornet pyramidal plan H et son diagramme de rayonnement

II-5-4 Gain :

Le gain du cornet pyramidal peut s'écrire [06] :

$$G_p = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{A} \cdot G_H \right) \left(\frac{\lambda}{B} \cdot G_E \right) \tag{II.44}$$

Le calcul de ce gain peut être facilité par l'emploi des tableaux de *Braun* [06], on commence par calculer les valeurs de X et Y donnés par :

$$X = \frac{A}{\lambda} \left(\frac{50}{L_E \lambda} \right)^{1/2} \tag{II.45}$$

$$Y = \frac{B}{\lambda} \left(\frac{50}{L_H \lambda} \right)^{1/2} \tag{II.46}$$

On relève dans le tableau de *Braun* les valeurs des gains de G_X et G_Y correspondantes à X et Y respectivement. Le gain du cornet pyramidal est :

$$G_p = \frac{G_X \cdot G_Y}{32 \sqrt{\frac{50}{L_E \lambda}} \sqrt{\frac{50}{L_H \lambda}}} \tag{II.47}$$

II-6 Détection :

II-6-1 Introduction :

L'énergie hyperfréquence est habituellement détectée à l'aide d'une diode à cristal, élément non linéaire, produit un courant continu lorsqu'une tension alternative lui est

appliquée. Parmi les détecteurs hyperfréquences, on trouve les diodes à pointe de contact, Schottky, Barrier et Tunnel.

II-6-2 Diode à pointe de contact :

La diode à pointe de contact est constituée d'une pointe métallique faisant contact sur un semi-conducteur, généralement le germanium ou le silicium

La Barrière, constituée par l'espace entre le métal et le semi-conducteur, agit comme une diode. Ce type de détecteur est utilisé pour détecter les hyperfréquences jusqu'à 300 GHz [21]

II-6-3 Diode Tunnel :

La diode Tunnel est constituée d'un matériaux très fortement dopé (le germanium) donnant une jonction avec une résistance différentielle très faible. Elle offre l'avantage de produire un très faible bruit.

II-6-4 Caractéristiques de la diode

II-6-4-1 Caractéristique : $I = f(v)$

La relation entre le courant et la tension appliquée à une diode est caractérisée par :

$$I = I_0(e^{v/V_0} - 1) \quad (II. 48)$$

où :

I : courant de la diode.

I_0 : Quelques micro-ampères.

$v = V_1 \cos \omega t$: tension appliquée

V_0 : 25 à 50 milli-volts.

le développement en série de l'exponentiel (équation II.48) conduit à l'expression :

$$I = I_0 \left[\frac{V_1}{V_0} \cos \omega t + \frac{1}{2} \left[\frac{V_1}{V_0} \right]^2 \cos^2 \omega t + \dots \right] \quad (II. 49)$$

$$I \approx \frac{I_0}{4} \left[\frac{V_1}{V_0} \right]^2 + I_0 \frac{V_1}{V_0} \cos \omega t + \frac{I_0}{4} \left[\frac{V_1}{V_0} \right]^2 \cos 2\omega t \quad (II. 50)$$

Le courant de la diode a une composante continue proportionnelle au carré de la barrière du potentiel, et à la puissance hyperfréquence. C'est le *comportement en loi quadratique* :

$$I_{DC} = \frac{I_0}{4} \left[\frac{V_1}{V_0} \right]^2 \quad (II. 51)$$

l'existence de ce courant est confirmée par la figure (II.12)

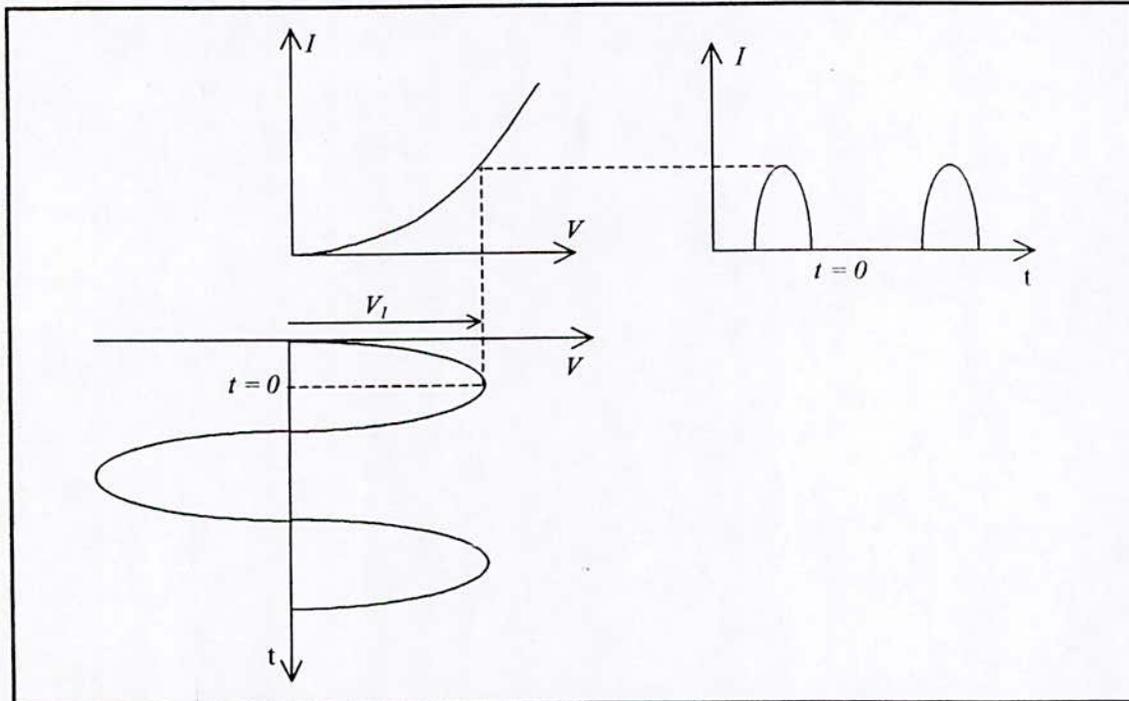


Figure (II.12) : Variation du courant de la diode en fonction du temps.

II-6-4-2 Schémas équivalents :

Le circuit équivalent de la diode est donné par la figure (II.13 (a)) il est composé de deux filtres qui séparent l'énergie hyperfréquence à l'entrée de l'énergie continue à la sortie, et par la suite séparent les fréquences vidéo des hyperfréquences [21] si le signal hyperfréquence est modulé en impulsions, le signal de sortie sera un courant continu pulsé, appelé signal vidéo. Pour de faibles signaux on peut donner un schéma équivalent, figure (II.13 (b)), qui représente la diode en deux circuits, un circuit hyperfréquence et un autre continu, où les filtres sont supposés idéaux et que l'impédance de la diode est indépendante du côté vidéo.

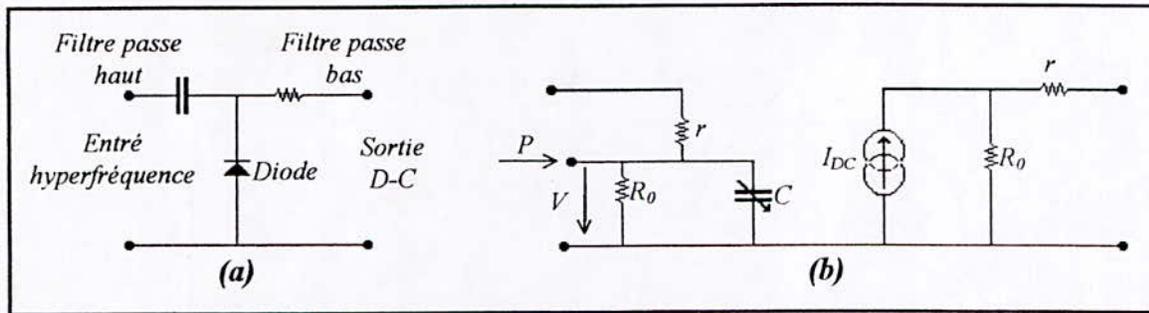


Figure (II.13) (a) : Circuit équivalent d'un détecteur hyperfréquence
 (b) : Schéma équivalent d'un détecteur hyperfréquence

II-6-4-3 Sensibilité :

La sensibilité d'un détecteur est donnée soit en courant soit en tension

$$S_{\text{en courant}} = \frac{I_{cc}}{p_e} = \frac{R_0 I_{DC}}{P} / (r + R_0) \tag{II.52}$$

$$S_{\text{en tension}} = \frac{V_{co}}{p_e} = \frac{R_0 I_{DC}}{P} \tag{II.53}$$

où :

I_{cc} : courant en court-circuit.

V_{co} : Tension en circuit-ouvert.

p_e : puissance d'entrée.

Le plus petit signal pouvant être détecté est déterminé par le bruit de la diode. Le niveau de puissance nécessaire pour obtenir un signal au-dessus du bruit est appelé TSS du détecteur. Ce dernier dépend étroitement de la bande passante de l'amplificateur utilisé qui détermine l'amplitude du bruit. Un détecteur hyperfréquence a un TSS de l'ordre de -50 dBm à une bande passante vidéo de 1 MHz [21].

II-7 Le mélangeur :

II-7-1 Introduction :

La fonction principale du mélangeur est le changement de fréquence, Il transpose un signal incident de fréquence f_s en un signal de fréquence f_I en utilisant un oscillateur local de fréquence f_{OL} . Cette fonction est rendue possible par l'emploi des éléments non linéaires à savoir les diodes. En hyperfréquence la diode la plus utilisée est la diode Schottky.

II-7-2 La diode Schottky :

C'est une hétéro-jonction constituée par un métal en contact avec une couche de semi-conducteur de type N ou P (silicium ou arséniure de gallium). Au voisinage de la jonction, il y a raréfaction des électrons, c'est une zone de charge d'espace, avec création d'une barrière de potentiel V_B (0.27 à 0.9 V) [02].

Si on applique une tension V à la diode semi-conductrice un courant I va traverser la barrière donnée par la relation suivante :

$$I = I_S \left(e^{\frac{eV}{nkT}} - 1 \right) \quad (II. 54)$$

où :

e : charge d'électron.

k : constante de Boltzman.

T : température absolue de la jonction (température en celsius +273°).

n : facteur d'idéalité ($1 < n < 2$).

I_S : courant de saturation, il dépend de la surface de la jonction A , du matériau, et beaucoup plus de la température (facteur 2 tous les 20° C environ) :

$$I_S = B \cdot A \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{e \cdot V_B}{K \cdot T}\right) \quad (II. 55)$$

la résistance de la jonction R_j s'écrit [02] :

$$R_j \approx n \frac{K \cdot T}{e \cdot I} \quad (II. 56)$$

pour $n=1$ et $T=300^\circ K$ on trouve :

$$R_j \approx \frac{0.026}{I} \quad (II. 57)$$

la capacité de la jonction dépend de la barrière de potentiel V_{Sm} vue du côté du semi-conducteur :

$$C_j = \frac{C_j(0)}{1 - \left(\frac{V}{V_{Sm} - KT/e} \right)^{1/2}} \quad (II. 58)$$

où $C_j(0)$ est C_j pour $V=0$.

Les autres grandeurs, figure (II.14), sont des grandeurs parasites qui sont :

R_{S1}, R_{S2} : Résistances de la couche du semi-conducteur, et du substrat fortement dopé.

C_o, C_p : capacité provoquée par la couche d'oxyde, et du boîtier.

L_p : inductance de connexion.

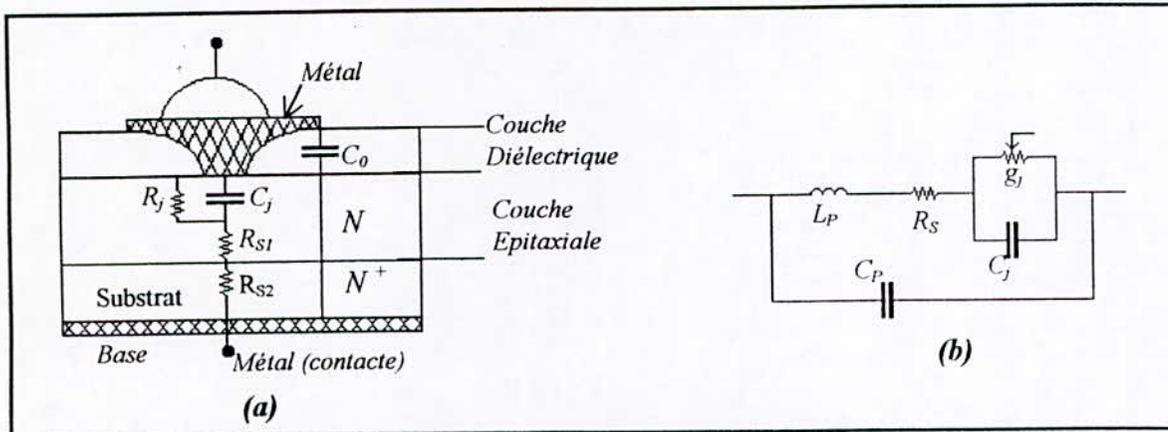


Figure (II.14) (a) : Coupe transversale de la diode Schottky.
(b) : Schéma électrique équivalent.

II-7-3 Mélangeur (Mixer) équilibré à diode hyperfréquence :

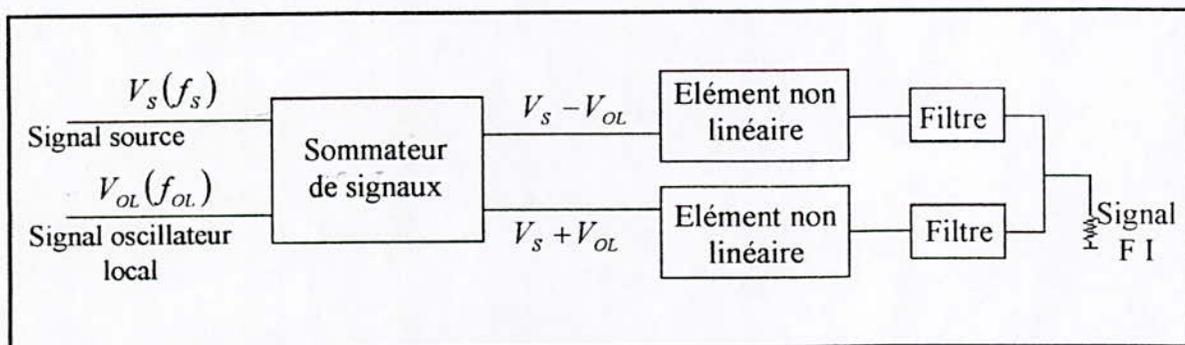
Le schéma synoptique d'un mélangeur hyperfréquence est donné par la figure (II.15),

Il comprend :

- Un dispositif effectuant la somme des tensions de fréquences voisines f_s et f_{OL} .
- Un dispositif non linéaire donnant naissance à des termes de fréquences de forme

$$f_i = mf_s - nf_{OL}$$

- Un filtre sélectionnant la fréquence intermédiaire désirée f_I , peut être généralement de type passe bas ou passe bande.



Figure(II.15) : Schéma synoptique d'un mélangeur

II-7-4 Principe du mélangeur :

Pour le mélangeur hyperfréquence, figure(II.16), le sommeur n'est autre que le coupleur 180° (§ II-2-4).

La caractéristique de la diode Schottky, équation (II.54), peut être développée en série sous forme d'un polynôme [02], comme suit :

$$I = I_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + \dots \quad (II. 59)$$

où

$$V = \frac{V_1 \pm V_2}{\sqrt{2}} \quad (II. 60)$$

les courants dans les diodes (figure(II.16)), supposées parfaitement appariés, sont :

$$\sqrt{2} \cdot I_4 = I_0 + a_1V_1 + a_1V_2 + a_2V_1^2 + a_2V_2^2 + 2a_2V_1V_2 + a_3(V_1^3 + 3V_1^2V_2 + 3V_1V_2^2 + V_2^3) + \dots \quad (II.61)$$

$$\sqrt{2} \cdot I_3 = I_0 + a_1V_1 - a_1V_2 + a_2V_1^2 + a_2V_2^2 - 2a_2V_1V_2 + a_3(V_1^3 - 3V_1^2V_2 + 3V_1V_2^2 - V_2^3) + \dots \quad (II.62)$$

Le courant résultant dans la charge (on a négligé la chute ohmique dans celle-ci) est donc :

$$\sqrt{2}(I_4 - I_3) = 2a_1V_1 + 4a_2V_1V_2 + 6a_3,3V_1^2V_2 + 2a_3V_2^3 + \dots \quad (II. 63)$$

Si on pose $V_1 = |V_1| \cos(\omega_1 t + \Phi_1)$ et $V_2 = |V_2| \cos(\omega_2 t + \Phi_2)$. Le premier terme de l'équation (II.63) est de fréquence f_1 , le second terme contient les fréquences $f_1 - f_2$ et $f_1 + f_2$, et le troisième terme contient $mf_1 - nf_2$.

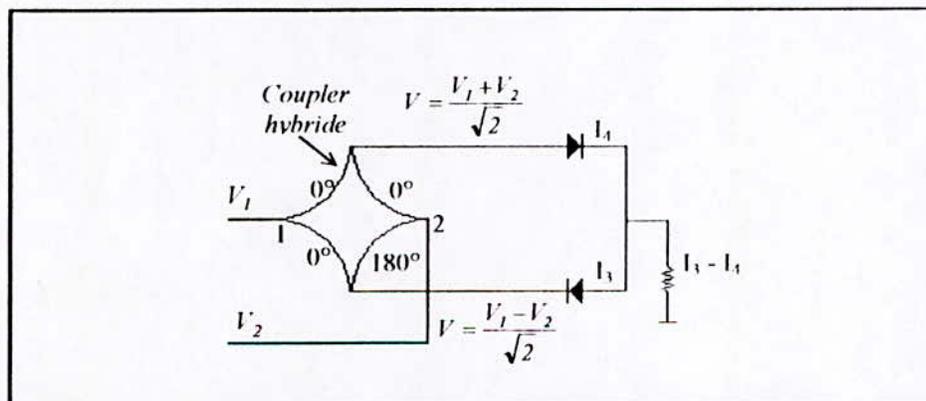


Figure (II.16) : Schéma de principe d'un mélangeur hyperfréquence

II-7-5 Le changement de fréquence :

On choisit la fréquence la plus basse qui est $f_i = f_2 - f_1$ et dans ce cas le signal à la sortie sera :

$$V_S = |V_{Sm}| \cdot \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + (\Phi_2 - \Phi_1)] \quad (II. 64)$$

II-7-6 Caractéristique du mélangeur :

Le mélangeur est caractérisé par ses pertes de conversion (erreur de 4 à 10 dB [21]) ces pertes tiennent compte des pertes d'adaptation, des pertes dues aux impédances parasites et des pertes dans la jonction.

II-8 Détecteurs :

II-8-1 Détecteur d'amplitude :

Le détecteur d'amplitude a pour fonction de restituer l'enveloppe des signaux moyenne fréquence d'amplitude crête variable. On utilise pour ce faire, la propriété des diodes de ne laisser passer le courant que dans un sens, la figure (II.17).

Lorsque $\Delta V > 0$, la diode est équivalente à sa résistance interne r_d , la tension aux bornes de la capacité est au maximum :

$$u = \frac{V \cdot R}{r_d + R} \quad (II.65)$$

et si R est suffisamment grande, tout se passe comme si la capacité se chargeait à travers la résistance r_d avec une constante de temps faible $\tau = r_d C$.

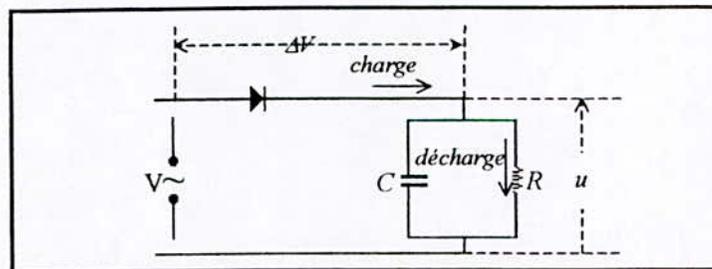


Figure (II.17) : Détecteur d'enveloppe

Lorsque $\Delta V < 0$ la diode est équivalente à un circuit ouvert, la capacité se décharge dans la résistance R avec une constante de temps forte $T = RC$.

La détection déforme le signal, figure (II.18), certaines irrégularités seront supprimées par un filtrage ultérieur. Pour ce qui concerne les circuits de détections, il faut :

– $\tau = r_d C$ suffisamment faible pour que la charge suive au mieux l'évolution de la porteuse :

$$r_d C \ll \frac{1}{f} \quad f : \text{fréquence porteuse.}$$

– $T = RC$ suffisamment faible pour suivre au mieux le front de descente du signal :

$$RC \ll 1 / \Delta f \quad (\Delta f \text{ bande du signal})$$

- $\frac{R}{r_d} \gg 1$ pour que l'amplitude du signal détecté soit aussi proche que possible de

celle de la modulation.

Ce compromis est réalisable si $f \gg \Delta f$. Le rendement à la détection est toujours inférieur à 1. En général, il sera, avec de bons composants, assez proche de l'unité (de l'ordre de 0,9 en amplitude[09]).

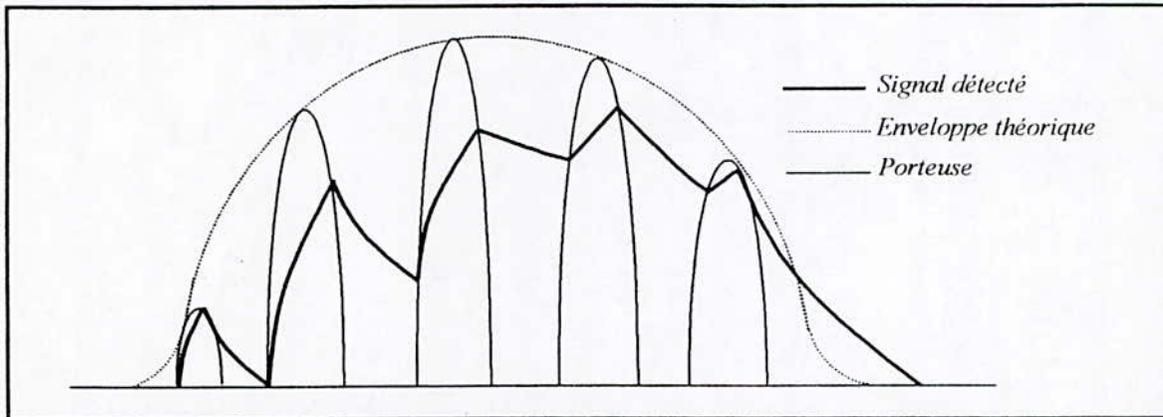


Figure (II.18) : Démodulation d'un signal modulé en amplitude

II-8-3 Estimation du rapport de conversion du détecteur :

Le circuit de charge du détecteur est un filtre passe bas d'impédance :

$$Z = \frac{R}{1 + jRC\omega} \tag{II. 66}$$

Si $\omega > \frac{1}{R \cdot C}$, $Z \rightarrow \frac{1}{jC\omega} \rightarrow 0$

Si $\omega < \frac{1}{R \cdot C}$, $Z \rightarrow R$

Le détecteur est soumis à une onde de pulsation $\Omega > \omega_0$, figure (II.19), se verra traversé par un courant i_d répondant aux relations :

$$v_d = r_d i_d \quad \text{si } v_d > 0 \tag{II. 67}$$

$$i_d = 0 \quad \text{si } v_d < 0 \tag{II. 68}$$

Le circuit de charge Z, figure (II.19), ne voit que la valeur moyenne I_0 du courant i_d , car les autres composantes du courant i_d sont à des fréquences égales à des multiples de la fréquence porteuse, pour lesquelles l'impédance du circuit de sortie peut être considérée comme nulle ($\omega > \frac{1}{R \cdot C}$).

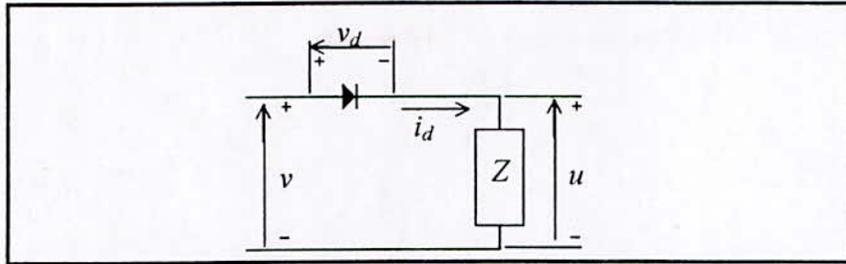


Figure (II.19) : Circuit de charge d'un détecteur d'enveloppe

La tension aux bornes du circuit de charge est alors :

$$u = RI_0 \quad (II. 69)$$

D'après ce qui précède u est à un coefficient de perte près, égale à l'amplitude crête de v .

Nous écrivons donc :

$$v = V \cos \Omega t \quad (II. 70)$$

$$u = V \cos \theta_0 \quad (\Omega t = \theta) \quad (II. 71)$$

d'où :

$$i_d = \frac{v_d}{r_d} = \frac{V}{r_d} (\cos \theta - \cos \theta_0) \text{ pour } |\theta| < |\theta_0| \quad (II. 65)$$

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_{\Delta=T=2\pi/\Omega} i_d(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} i_d(\theta) d\theta \quad (II. 72)$$

soit

$$I_0 = \frac{V}{\pi r_d} \int_0^{\theta_0} [\cos(\theta) - \cos(\theta_0)] d\theta = \frac{V}{\pi r_d} \left[\sin \theta - \theta \cos \theta_0 \right]_0^{\theta_0} \quad (II. 73)$$

$$I_0 = \frac{V}{\pi r_d} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) = \frac{u}{R} = \frac{V \cos \theta_0}{R} \quad (II. 74)$$

L'angle d'ouverture de la diode θ_0 est donc donné par la relation :

$$(\tan \theta_0 - \theta_0) = \frac{\pi r_d}{R} \quad (II. 75)$$

et le rapport de conversion en amplitude est :

$$\frac{u}{V} = \cos \theta_0 \quad (II. 76)$$

On remarque ici que θ_0 tend vers 0 avec r_d/R . Dans le cas d'un signal modulé en amplitude, les résultats précédents restent vrais tant que la fréquence de modulation reste faible devant la fréquence limite.

II-8-2 Détecteur amplitude phase :

Il est parfois nécessaire de connaître l'amplitude et la phase des signaux perçus par le radar les détecteurs permettant cette opération sont dits détecteurs cohérents ou démodulateur. La figure (II.20) donne Un schéma d'un détecteur amplitude phase.

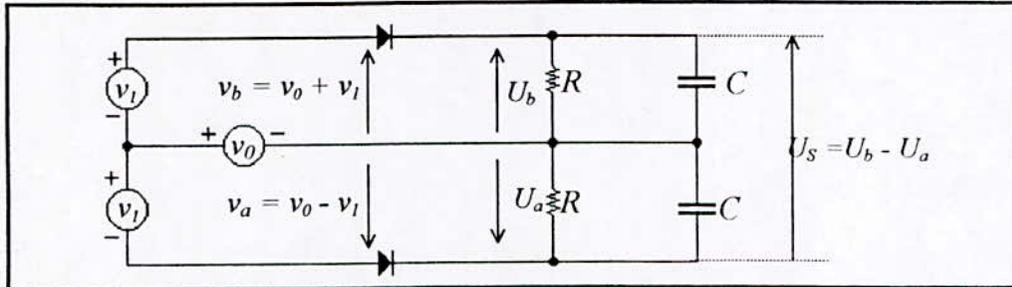


Figure (II.20) : Détecteur amplitude phase

où

v_1 : signal moyenne fréquence à traiter.

$$v_1(t) = V_1 \cos(\Omega t + \varphi) \quad (II. 77)$$

v_0 : signal de référence provenant de l'oscillateur local.

$$v_0(t) = V_0 \cos \Omega t \quad (II. 78)$$

La tension à la sortie du détecteur est :

$$U_S = U_b - U_a \quad (II. 79)$$

or les expressions des tensions U_a et U_b après détection sont données par :

$$\begin{cases} U_b = |v_b| \cdot \cos \theta_0 \\ U_a = |v_a| \cdot \cos \theta_0 \end{cases} \quad (II. 80)$$

or :

$$\begin{cases} v_b = v_0 + v_1 \\ v_a = v_0 - v_1 \end{cases} \quad (II. 81)$$

donc:

$$|v_b|^2 = |v_0|^2 + |v_1|^2 + 2|v_0| \cdot |v_1| \cos(v_0, v_1) \quad (II. 82)$$

d'autre part, on sait que

$$\begin{cases} |v_0| = V_0 \\ |v_1| = V_1 \\ \text{l'angle}(V_0, V_1) = \varphi \end{cases} \quad (II. 83)$$

d'où :

$$|v_b|^2 = V_0^2 + V_1^2 + 2 \cdot V_0 \cdot V_1 \cos(v_0, v_1) \quad (II.84)$$

$$|v_a|^2 = V_0^2 + V_1^2 - 2 \cdot V_0 \cdot V_1 \cos(v_0, v_1) \quad (II.85)$$

comme $V_0 \gg V_1$, on peut donc écrire :

$$|v_b| \approx V_0 \left(1 + \frac{V_1}{V_0} \cos \varphi \right) \quad (II.86)$$

$$|v_a| \approx V_0 \left(1 - \frac{V_1}{V_0} \cos \varphi \right) \quad (II.87)$$

en remplaçant les équations (II.86) et (II.87) dans l'équation (II.80) on trouve :

$$\begin{cases} U_b = V_0 \left(1 + \frac{V_1}{V_0} \cos \varphi \right) \cos \theta_0 \\ U_a = V_0 \left(1 - \frac{V_1}{V_0} \cos \varphi \right) \cos \theta_0 \end{cases} \quad (II.88)$$

en remplaçant l'équation (II.88) dans l'équation (II.79) on aura :

$$U_S = (2 \cos \theta_0) \cdot V_1 \cos \varphi \quad (II.89)$$

qui peut s'écrire :

$$U_S = \alpha V_1 \cos \varphi \quad (II.90)$$

On obtient donc à un coefficient près, une tension contenant l'amplitude et la phase du signal moyenne fréquence.

Il faut noter en outre, que le résultat précédent n'est valable que si les circuits utilisés sont parfaitement symétriques, ce qui pose un problème d'appairage des diodes de détection.

II-9 Amplificateur à transistor :

II-9-1 Généralité :

L'amplificateur utilisé doit être sensible au signal électrique. Pour ce type d'amplificateur, l'élément actif le plus approprié est le transistor à effet de champ *FET*.

II-9-2 Performance :

Le schéma du principe d'un amplificateur micro-onde est donné par la figure (II.21).

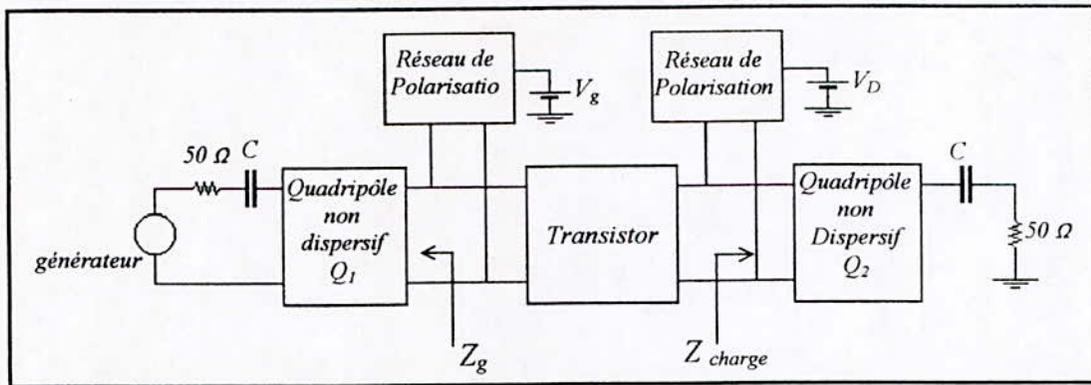


Figure (II.21) : Schéma de principe d'un amplificateur micro-ondes

Comme le transistor est caractérisé par des paramètres de répartition S normalisé par rapport à $Z_0 = 50\Omega$ d'une part, et comme le transistor est associé à une impédance Z_g du côté de la source et Z_{ch} du côté de la charge d'autre part, le changement d'impédance de référence s'impose et donne [20] :

$$S'_{11} = \frac{A_{11}^* \cdot (1 - \Gamma_2 S_{22}) \cdot (S_{11} - \Gamma_1^*) + \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{A_{11}} \quad (II. 91)$$

$$S'_{22} = \frac{A_{22}^* \cdot (1 - \Gamma_1 S_{11}) \cdot (S_{22} - \Gamma_2^*) + \Gamma_1 S_{12} S_{21}}{A_{22}} \quad (II. 92)$$

$$S'_{21} = \frac{A_{11}^* \cdot S_{21} (1 - |\Gamma_2|^2)}{A_{22} D} \quad (II. 93)$$

$$S'_{12} = \frac{A_{22}^* \cdot S_{12} (1 - |\Gamma_1|^2)}{A_{11} D} \quad (II. 94)$$

où :

$$A_{ii} = (1 - \Gamma_i^*) \frac{\sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}}{|1 - \Gamma_i|}$$

$$D = (1 - \Gamma_1 S_{11}) \cdot (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0}$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_{ch} - Z_0}{Z_{ch} + Z_0}$$

le gain transducique est :

$$G = |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_1|^2) \cdot (1 - |\Gamma_2|^2)}{|(1 - \Gamma_1 S_{11}) \cdot (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}|^2} \quad (II. 95)$$

II-9-3 Minimisation du bruit :

La sensibilité du quadripôle (transistor dans notre cas) peut être traduite par le facteur de bruit F [13] qui s'écrit :

$$F = \frac{N_a + GKT_0B}{GKT_0B} \quad (II. 96)$$

où :

N_a : puissance de bruit du quadripôle.

G : gain en puissance disponible.

T_0 : température absolue (température celsius + 273° K).

B : bande passante.

L'analyse d'un quadripôle de point de vue bruit donne [20] :

$$F = F_m + 4 \frac{R_N}{Z_0} \cdot \frac{|\Gamma_l - \Gamma_m|^2}{|1 - \Gamma_m|^2 (1 - |\Gamma_l|^2)} \quad (II. 97)$$

où :

R_N : résistance de bruit

Γ_m : coefficient de réflexion de la source donnant le facteur de bruit minimum.

On démontre [20] que le lieu de Γ_l donnant un facteur de bruit F_i constant, est un cercle dont le centre C_F et le rayon r_F s'écrivent :

$$C_F = \frac{\Gamma_m}{1 + N_i} \quad (II. 98)$$

$$r_F = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_m|^2)} \quad (II. 99)$$

avec :

$$N_i = \frac{F_i - F_m}{4} \cdot \frac{Z_0}{R_N} |1 + \Gamma_m|^2 = \frac{|\Gamma_l - \Gamma_m|^2}{1 - |\Gamma_l|^2}$$

II-10 La cible :

II-10-1 Introduction :

La cible se comporte comme une antenne de forme complexe. Elle intercepte une partie de l'énergie émise, elle absorbe une certaine quantité et renvoi le reste, avec un gain G , dans toutes les directions. Une cible est généralement caractérisée par sa surface équivalente " σ_e ", figure (II.21), définie par :

$$\sigma_e = \frac{P_2}{P_1} \quad (II. 100)$$

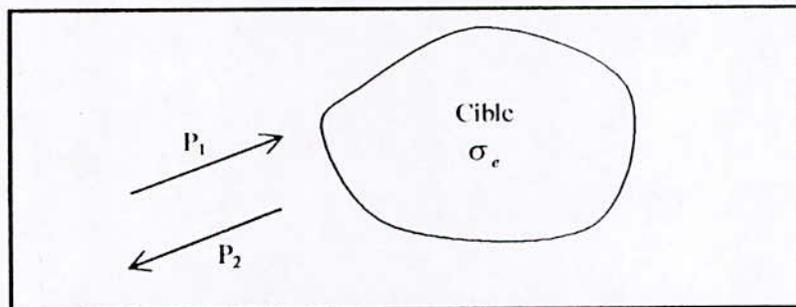


Figure (II.21) : schéma représentatif de la surface équivalente d'une cible.

où :

P_1 : densité surfacique de la puissance incidente sur la cible.

P_2 : la puissance rerayonné par celle ci.

II-10-2 Surface équivalente d'une plaque métallique :

Une feuille métallique plane de surface physique Σ perpendiculaire au rayonnement incident renvoie une puissance réfléchie avec un gain :

$$G = \frac{4\pi\Sigma}{\lambda^2} \quad (II. 101)$$

si P_1 est la puissance incidente la puissance captée par la cible est $P_1 \cdot \Sigma$ donc :

$$P_2 = P_1 \cdot \Sigma \cdot G \quad (II. 102)$$

d'où :

$$\sigma_e = \frac{4\pi\Sigma^2}{\lambda^2} \quad (II. 103)$$

Chapitre III
~~Chapitre~~

Estimation des pertes dans
~~Estimation des pertes dans~~
l'environnement radar

3- Estimation des pertes dans l'environnement radar

III-1 Equation radar :

La couverture d'un radar représente le volume dans lequel le radar est capable de détecter des cibles déterminées avec une certaine qualité. Les critères pratiques de la qualité de détection donnent la définition de la portée d'un radar, donnée par [09] :

$$D^4 = \frac{P_C \cdot \tau \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \left(\frac{E}{B}\right) \cdot F \cdot K \cdot T_0 \cdot L} \sigma \cdot G^2 \quad (III.1)$$

où :

$\left(\frac{E}{B}\right)$: rapport signal/bruit nécessaire par signal élémentaire.

F : facteur du bruit du radar.

T_0 : température de référence normalisée égale à 290° K.

L : pertes du radar.

K : constante de Boltzman

- Les premiers termes de la relation (III.1) sont définis par les paramètres du radar et le mode de fonctionnement utilisé pour aboutir au résultat désiré.
- Les seconds termes dépendent généralement de la position relative à la cible-radar.

III-2 Estimation des coefficients des pertes :

Les pertes dans les radars peuvent se décomposer en :

III-2-1 Pertes hyperfréquences :

Ce sont les pertes réelles subites par le signal pendant son trajet dans les guides, le duplexeur, le joint tournant et les transitions à l'émission et à la réception. Le tableau (III.1) donne une estimation des pertes hyperfréquence d'un radar bande L (300 à 1 550 MHz) ou S (1 550 à 5 200 MHz) et un radar bande X (5 200 à 10 900 MHz) aéroporté

| Pertes en dB | Bande L/S | | Bande X | |
|----------------------------------|-----------|-----------|----------|-----------|
| | Emission | Réception | Emission | Réception |
| Guide ou coaxial | 0,3 | 0,6 | 0,3 | 0,3 |
| Duplexeur | 0,6 | 0,2 | 0,8 | 0,4 |
| Joint tournant | 0,2 | 0,2 | 0,3 | 0,3 |
| Isolateur | 0,6 | | 0,8 | |
| Connexion réception (Transition) | | 0,3 | | 0,3 |
| Total | 1,7 | 1,3 | 2,2 | 1,3 |
| Total E.R. | 3,0 | | 3,5 | |

Tableau (III.1) : Pertes hyperfréquence d'un radar bandes L, S et X

III-2-2 Pertes dans la réception du signal [09] :

Se sont des pertes dues à la dégradation du rapport S/B dans le récepteur par rapport à un récepteur adapté. Les pertes dues au rendement de filtrage sont de l'ordre de 1 dB , dites pertes moyenne fréquence.

Certaines chaînes particulières comme l'amplificateur (limité, logarithmique ou différentiel) peuvent amener une dégradation supplémentaire. Suivant le cas, les pertes correspondantes varient entre 1 et 2 dB .

Les pertes globales dans les récepteurs du signal sont donc de 1 à 2 dB .

III-2-3 Pertes dans l'exploitation de l'information :

En moyenne lorsque l'on choisit un bon critère de détection. La perte correspondante est de l'ordre de 1 dB par rapport à l'intégration après détection.

Dans le cas où le système d'exploitation est un scope, il faut tenir compte de la dynamique Δ de la couche rémanente du scope qui est limité. La figure (III.1) donne une allure de la courbe des pertes d'intégration en fonction du nombre d'impulsions intégrées (n), dans l'hypothèse où le scope se comporte comme un intégrateur avec la limitation dynamique qu'est due à un phénomène de décharge exponentiel de la couche rémanente. Soit α le coefficient d'atténuation du scope entre deux échos, Δ est donné par :

$$\Delta = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{III. 2})$$

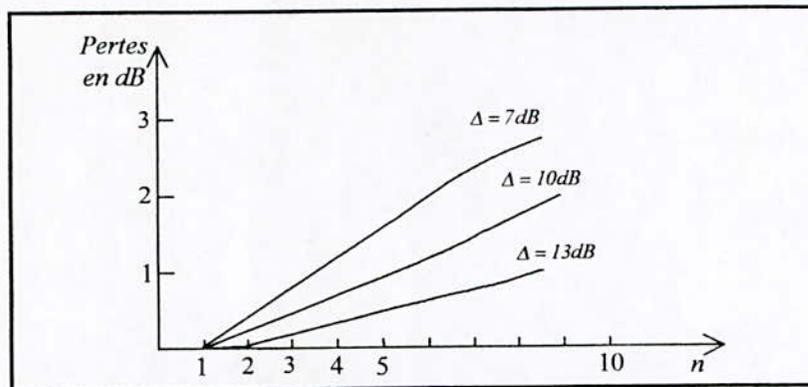


Figure (III.1) : Pertes d'intégrations dans un scope

De plus il faut tenir compte du fait que les échos ne se superposent pas exactement et que c'est l'œil de l'opérateur qui effectue finalement l'intégration.

Nous retiendrons comme donnée pratique [09] que les pertes varient entre 1 et 4 dB suivant n et le réglage du scope.

III-2-4 Pertes par modulation de lobe :

Les pertes par modulation de lobe représentent le rapport moyen entre la puissance intégrée reçue et la puissance de n signaux émis avec un gain maximal G_0 figure (III.2).

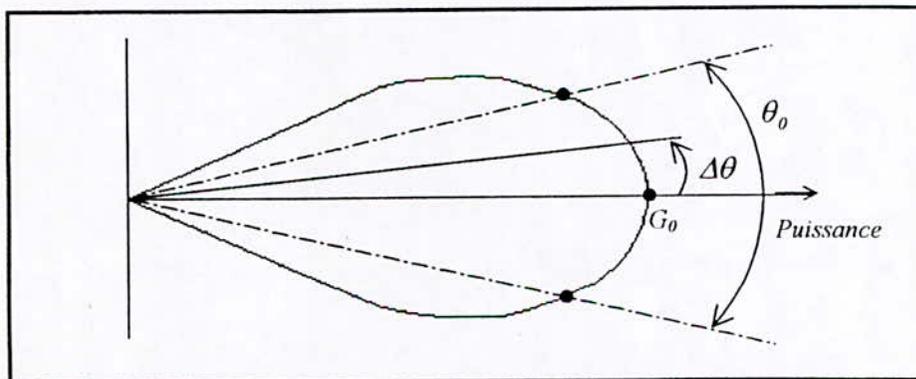


Figure (III.2) : Diagramme de rayonnement d'un aérien

Dans la pratique les échos reçus par le radar n'ont pas la même puissance, en effet, le gain d'un aérien dans la direction radar-cible varie pendant le passage du lobe d'antenne sur la cible.

Une bonne approximation de la variation du gain d'une antenne aux environs du gain maximal consiste à définir un lobe "gaussien" suivant l'équation [09] :

$$G = G_0 e^{-2,8 \left(\frac{\Delta\theta}{\theta_0} \right)^2} \tag{III.3}$$

où :

G_0 : gain maximal de l'aérien.

θ_0 : ouverture à -3 dB.

$\Delta\theta$: écart entre la direction de visée et l'axe du lobe.

la puissance du signal reçu dans ce cas est :

$$K'G^2 \tag{III.4}$$

la perte moyenne sur le signal est donnée par [09] :

$$L = \frac{nS}{S + 2S \sum_{K=1}^{K=(n-1)/2} e^{-5,6 \left(\frac{K\Delta\theta}{\theta_0} \right)^2}} \tag{III.5}$$

où S est la puissance du signal central.

le nombre de récurrence utile dans le lobe, figure (III.2), est :

$$n_0 = \frac{\theta_0}{\Delta\theta} = \frac{\theta_0 f_r}{\omega} \tag{III.6}$$

où :

f_r : fréquence de récurrence du radar.

ω : vitesse de rotation de l'aérien.

d'où :

$$L = \frac{n}{1 + 2 \sum_{K=1}^{K=(n-1)/2} e^{-5,6 \left(\frac{K}{n_0} \right)^2}} \text{ avec } n \text{ impaire.} \tag{III.7}$$

Les impulsions peuvent se répartissent symétriquement par rapport à l'axe du lobe (sans impulsion au centre) au moment du passage de l'aérien devant la cible, figure (III.3).

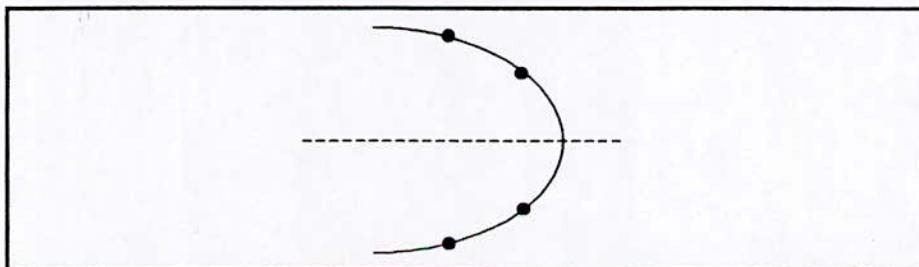


Figure (III.3) : Diagramme de rayonnement d'un aérien sans impulsion au centre

dans ce cas la relation (III.7) devient :

$$L = \frac{n}{2 \sum_{K=0}^{K=(n-2)/2} e^{-5,6 \left(\frac{0,5+K}{n_0} \right)^2}} \text{ avec } n \text{ paire.} \quad (\text{III. 8})$$

La perte de modulation du lobe varie alors suivant le nombre de récurrences entre 1,6 et 2 dB.

Enfin, les pertes globales dans le radar sont alors de l'ordre de 10 dB.

Deuxième partie
~~Deuxième partie~~

Partie pratique
~~Partie pratique~~

Chapitre I

Paramètres et caractéristiques
des éléments micro-ondes

I- Paramètres et caractéristiques des éléments micro-ondes

I-1 Source hyperfréquence "Le klystron reflex" :

Le klystron utilisé et de type *PM 7011X*, il est caractérisé par :

- Gamme de fréquence : 8,2 - 9,6 GHz.
- Puissance de sortie : > 20 mw

I-1-1 Mesure de la puissance délivrée par le Klystron reflex :

I-1-1-1 Introduction :

On utilise un pont bolométrique qui absorbe la puissance avec une élévation de température, ceci provoque une variation de la thermistance du bolomètre figure (I.1). Cette variation est utilisée pour la mesure de la puissance.

Lors de la mesure on doit adapter le pont bolométrique pour avoir directement la puissance du Klystron, l'adaptation ce fait avec un piston de court-circuit variable et deux sondes réglables figure (I.1).

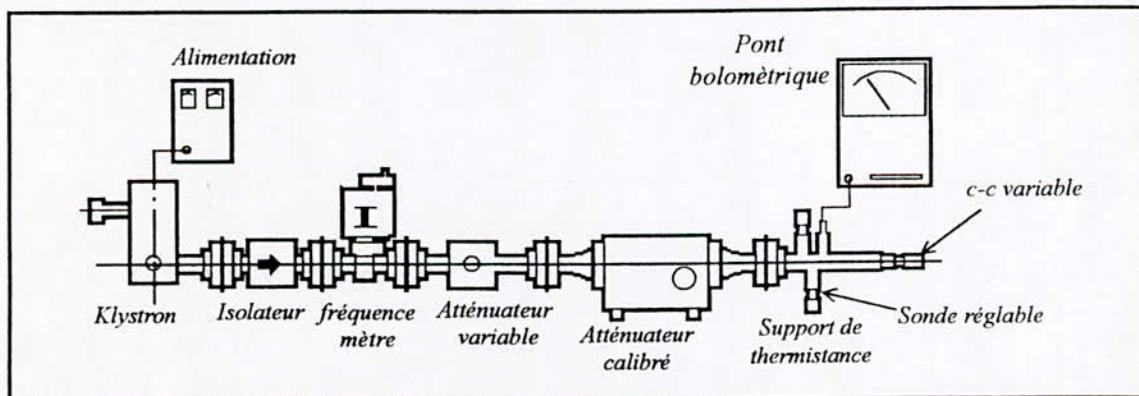


Figure (I.1) : Montage pour la mesure de la puissance délivrée par le Klystron

I-1-1-2 Manipulation :

La puissance P_{os} fournie par le Klystron, atténuée de A dB, est reliée à la puissance P_{mes} mesurée par :

$$A = 10 \log \frac{P_{os}}{P_{mes}} \quad (I.1)$$

d'où :

$$P_{os} = 10^{\frac{A}{10}} \cdot P_{mes} \quad (I.2)$$

les mesures obtenues sont illustrées par le tableau (I.1).

| Mode | Tension (en Volt) | Atténuation (en dB) | P_{mes} (en m w) | P_{os} (en m w) |
|------|----------------------|------------------------|-----------------------|----------------------|
| 1 | -20 | 0 | 4 | 4 |
| 2 | -50 | 0 | 7.1 | 7.1 |
| 3 | -81 | 5 | 9.1 | 28.7 |
| 4 | -132 | 8 | 8 | 50.47 |
| 5 | -215 | 8 | 6.7 | 42.27 |

Tableau (I.1) : Puissance délivrée par le Klystron

On remarque que le mode le plus haut n'est pas le plus puissant en fonctionnement normal, ce qui est expliqué par le vieillissement du tube (§. II-1-5-2, partie théorique).

I-2 Le coupleur :

Le coupleur utilisé est de type *PM 7214X*, il possède les caractéristiques suivantes :

- Gamme de fréquence : 8,2 - 12,4 GHz.
- Facteur de couplage : 10 ± 04 dB .
- Directivité : > 40 dB .

I-2-1 Mesure du couplage et de la directivité :

Pour mesurer le facteur du couplage et de la directivité on réalise le montage de la figure (I.2).

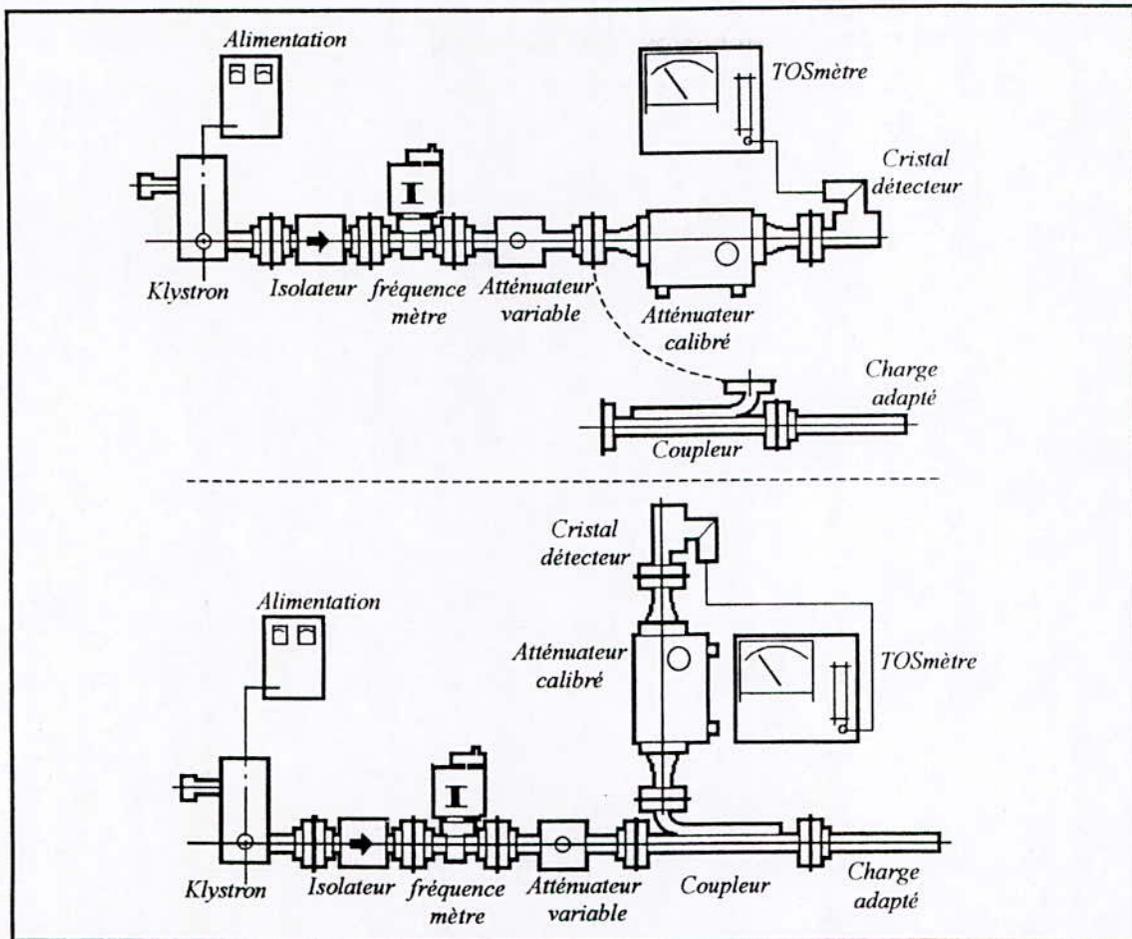


Figure (I.2) : Montage pour la mesure du facteur de couplage et de la directivité

I-2-1-1 Le couplage :

La procédure de mesure se fait on fixant une référence sur le T.O.S-mètre, avec A_1 atténuation sur un accès puis on cherche, avec la même référence sur le T.O.S-mètre, A_2 sur un autre accès. Dans ce cas on prend A_1 (atténuation à l'accès "1" figure (I.3)) égale à 20 dB sur l'atténuateur calibré, et on trouve A_2 (atténuation à l'accès "4") égale à 10,09 dB. On a :

$$C = A_1 - A_2 \tag{I. 3}$$

d'où $C = 9.91 \text{ dB}$

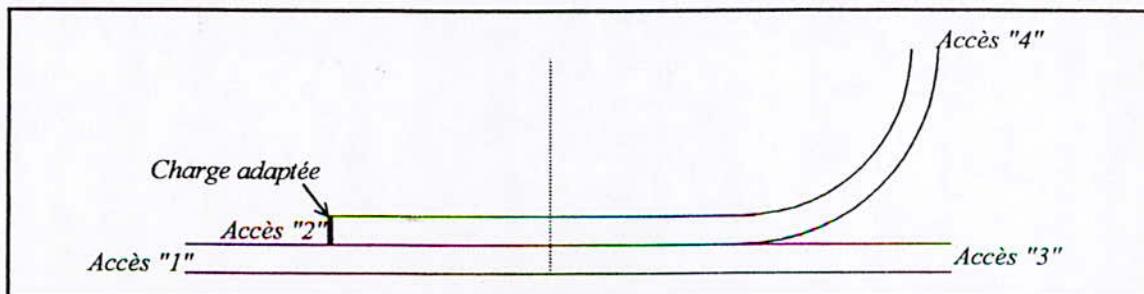


Figure (I.3) : Schéma descriptif d'un coupleur directif réel

I-2-1-2 La directivité :

Avec la même procédure que la précédente, on prend $A_3 = 60 \text{ dB}$ à l'accès "4", et on trouve $A_4 = 5,5 \text{ dB}$ à l'accès "2". On a :

$$D = A_3 - A_4 \tag{1.4}$$

d'où $D = 54,5 \text{ dB}$.

I-2-2 Mesure des paramètres S_{ij} d'un coupleur :

Pour mesurer les paramètres S_{ij} d'un coupleur on utilise la méthode des 4 points[16], qui utilise le principe de la mesure des coefficients de réflexion à l'entrée avec une charge connue qu'est le court-circuit mobile figure (I.4).

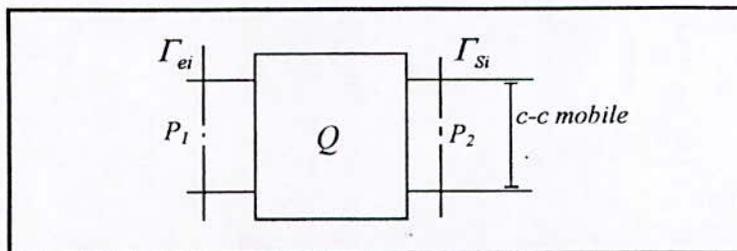


Figure (I.4) : Quadripôle terminé par un court circuit variable.

où :

Γ_{ei} : coefficient de réflexion au plan P_1 .

Γ_{Si} : coefficient de réflexion au plan P_2 .

on a :

$$\Gamma_{Si} = -1 e^{-2j\beta l_i} \tag{1.5}$$

En choisissant quatre positions différentes du court-circuit mobile espacées successivement de $l_0 = \lambda_g/8$ on trouve :

$$\Gamma_{S1} = -1 e^{-2j\beta l_0} \tag{1.6}$$

$$\Gamma_{S2} = j e^{-2j\beta l_0} \tag{1.7}$$

$$\Gamma_{S3} = e^{-2j\beta l_0} \tag{1.8}$$

$$\Gamma_{S4} = -j e^{-2j\beta l_0} \tag{1.9}$$

A l'entrée on a [03] :

$$\Gamma_{ei} = S_{11} + \frac{S_{12}^2 + \Gamma_{Si}}{1 - S_{22}\Gamma_{Si}} \quad (I. 10)$$

on pose :

$$F_1 = \frac{1}{4}[(\Gamma_{e1} - \Gamma_{e3}) + j(\Gamma_{e2} - \Gamma_{e4})] \quad (I. 11)$$

$$F_2 = \frac{1}{4}[(\Gamma_{e1} - \Gamma_{e3}) - j(\Gamma_{e2} - \Gamma_{e4})] \quad (I. 12)$$

$$F_3 = \frac{1}{4}[(\Gamma_{e1} + \Gamma_{e3}) + (\Gamma_{e2} + \Gamma_{e4})] \quad (I. 13)$$

$$F_4 = \frac{1}{4}[(\Gamma_{e1} + \Gamma_{e3}) - (\Gamma_{e2} + \Gamma_{e4})] \quad (I. 14)$$

après calcul on trouve :

$$S_{11} = F_3 - \frac{F_4^3}{F_1^2} \quad (I. 15)$$

$$S_{22} = -\frac{F_4}{F_1} e^{j\theta_0} \quad (I. 16)$$

$$S_{12}^2 = F_1 \left[\left(\frac{F_4}{F_1} \right)^4 - 1 \right] e^{j\theta_0} \quad (I. 17)$$

Donc la détermination des paramètres S_{ij} revient à la détermination des coefficients de réflexion à l'entrée

I-2-2-1 Manipulation :

Puisque la méthode décrite utilise un quadripôle, il faut donc transformer le coupleur à un quadripôle en réalisant l'adaptation de deux de ses quatre accès.

I-2-2-1-1 Quadripôle Q_{13} (pour mesurer S_{11} , S_{13} et S_{33}) :

Pour transformer le coupleur à un quadripôle Q_{13} (d'entrée et sortie aux accès "1" et "3"), il faut adapter l'accès "2" et l'accès "4". Puisque l'accès "2" est adapté par construction, figure (I.3), il reste donc à placer une charge adaptée à l'accès "4".

Pour la mesure des Γ_{ei} on réalise le montage de la figure (I.5). Avec la même procédure décrite au paragraphe (§ I-2-1-1, partie pratique) on prend A , (atténuation pour un minimum de tension) pour chaque position du court-circuit égale à 10dB sur l'atténuateur

calibré et on trouve A_2 (atténuation pour un maximum de tension). Pour chaque mesure on note la position du minimum sur la ligne de mesure " $min_{réf}$ ". Les résultats obtenus sont illustrés par le tableau (I.2).

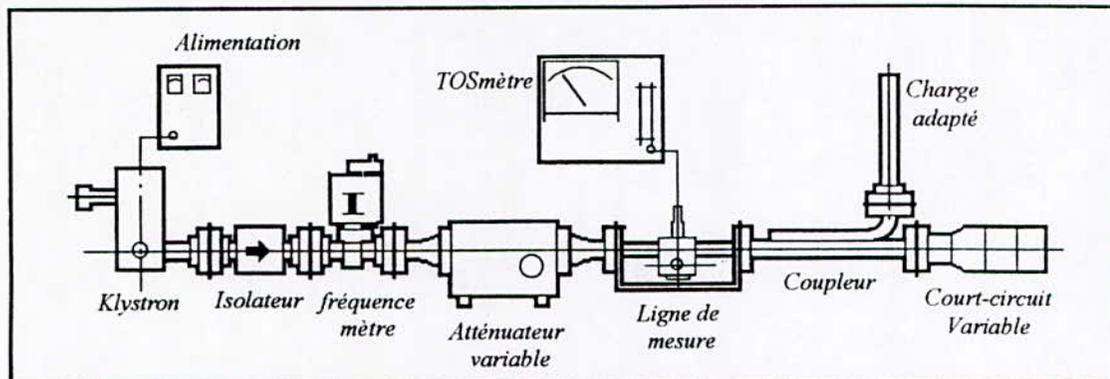


Figure (I.5) : Montage pour la mesure des paramètres S_{ij}

Le module des Γ_{ei} est défini par :

$$|\Gamma_{ei}| = \frac{S_i - 1}{S_i + 1} \tag{I.18}$$

où S est le taux d'ondes stationnaires défini par :

$$S = 10^{\frac{A_2 - A_1}{20}} \tag{I.19}$$

La phase des Γ_{ei} est définie par :

$$\alpha_i = \left[\left(\frac{min_{réf} - min_{c-c}}{\lambda_g} \right) + 0,25 \right] 4\pi \tag{I.20}$$

où :

$\lambda_g = 48,6 \text{ mm}$: longueur d'onde dans le guide.

min_{c-c} : minimum en court-circuit.

après calcul on trouve les résultats donnés au tableau (I.2).

| Position (en mm) | A_1 (en dB) | A_2 (en dB) | $min_{réf}$ (en mm) | min_{c-c} (en mm) | $ \Gamma_e $ | α_i (en rad) |
|---------------------|------------------|------------------|------------------------|------------------------|--------------|------------------------|
| $l_1 = 12,15$ | 10 | 35 | 98 | 72,6 | 0.8935 | 9.7092 |
| $l_2 = 18,22$ | 10 | 34,5 | 91,7 | 72,6 | 0.8876 | 8.0802 |
| $l_3 = 24,3$ | 10 | 34,5 | 85,5 | 72,6 | 0.8876 | 6.4771 |
| $l_4 = 30,37$ | 10 | 34,2 | 79,8 | 72,6 | 0.8838 | 5.0033 |

Tableau (I.2) : Mesure des coefficients de réflexion à l'entrée, quadripôle Q_{13}

I-2-2-1-2 Quadripôle Q_{14} (pour mesurer S_{11} , S_{14} et S_{44}) :

Dans ce cas on va adapter l'accès "2" et l'accès "3", pour cela on intervertit la charge adaptée et le court-circuit. On prend les mesures avec la même procédure, les résultats trouvés sont illustrés par le tableau (I.3).

| Position (en mm) | A_1 (en dB) | A_2 (en dB) | $min_{réf}$ (en mm) | min_{c-c} (en mm) | $ \Gamma_e $ | α_i (en rad) |
|---------------------|------------------|------------------|------------------------|------------------------|--------------|------------------------|
| $l_1=12,15$ | 10 | 11,76 | 86,5 | 48,5 | 0,1010 | 6.7357 |
| $l_2=18,22$ | 10 | 11,72 | 79,6 | 48,5 | 0,0987 | 4.9516 |
| $l_3=24,3$ | 10 | 11,89 | 73,8 | 48,5 | 0,1084 | 3.4519 |
| $l_4=30,37$ | 10 | 11,8 | 69,5 | 48,5 | 0,1032 | 2.0815 |

Tableau (I.3) : Mesure des coefficients de réflexion à l'entrée, quadripôle Q_{14}

En utilisant les équations (I.11 à I.17) on trouve les résultats suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} |S_{11}| = 0,0228 \\ \theta_{11} = -0,7377 \text{ rad} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} |S_{13}| = 0,942 \\ \theta_{13} = -1,3041 \text{ rad} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} |S_{33}| = 0,0299 \\ \theta_{33} = 1,2091 \text{ rad} \end{array} \right\},$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |S_{14}| = 0,3197 \\ \theta_{14} = -1,1553 \text{ rad} \end{array} \right\} \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} |S_{44}| = 0,0547 \\ \theta_{44} = -2,2136 \text{ rad} \end{array} \right\}$$

I-3 L'antenne cornet :

L'antenne cornet utilisée est de type *PM 7320X*, a comme caractéristiques principales :

- Gamme de fréquence : 8,2 - 12,5 GHz.
- Gain : $16 \pm 0,4$ dB
- Directivité (3 dB) :
 - Plan E : 37° à 8,2 GHz
24° à 12,5 GHz
 - Plan H : 34° à 8,2 GHz
24° à 12,5 GHz
- Dimensions : elles sont données par la figure (I.6)

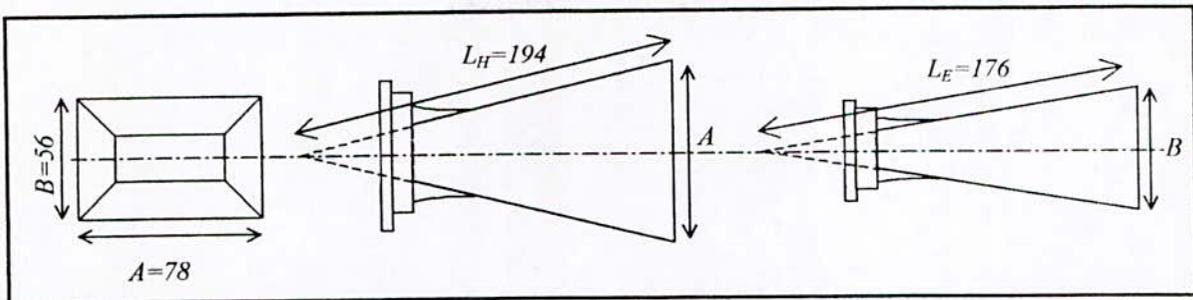


Figure (I.6) : Dimensions de l'antenne cornet disponible au laboratoire micro-ondes

I-1-1 Tracé du diagramme de rayonnement de l'antenne :

Pour tracé le diagramme de rayonnement de l'antenne on réalise le montage de la figure (I.7).

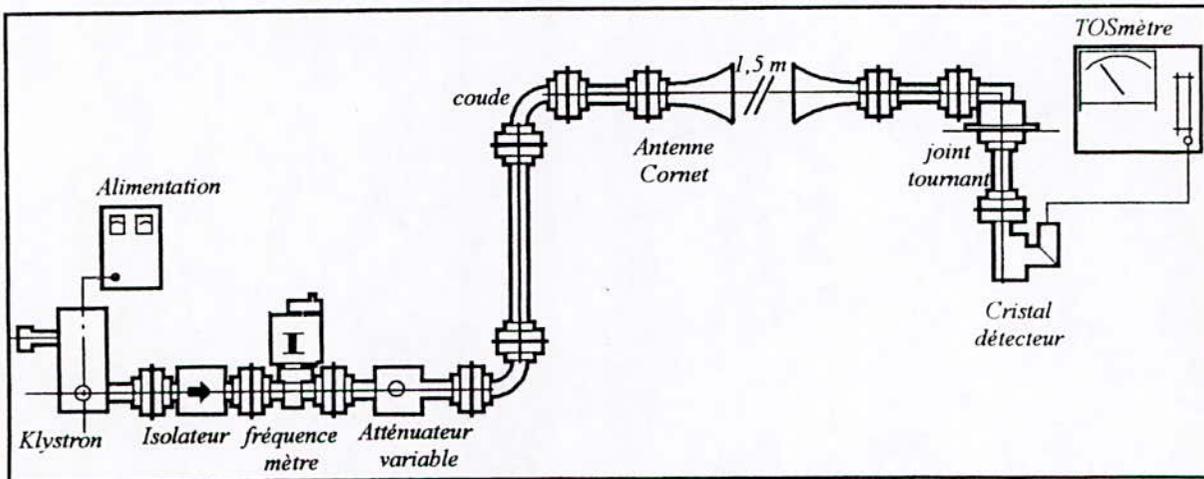


Figure (I.7) : montage pour la mesure d'antennes

On règle l'atténuation sur le T.O.S-mètre à 0 dB pour une orientation de 90° de l'antenne (niveau de puissance maximal à la réception), on mesure l'atténuation pour différentes orientations de l'antenne. Les résultats trouvés sont illustrés par le tableau (I.4).

| | Déviation par rapport à l'axe | | | | |
|--|-------------------------------|------|------|-------|-------|
| | 0° | 10° | 20° | 30° | 40° |
| Déviation du T.O.S-mètre côté droit (en dB) : a_1 | 0 | 1.8 | 8.5 | 6 | 5 |
| Déviation du T.O.S-mètre côté gauche (en dB) | 0 | 1.9 | 8.4 | 6 | 5 |
| Gamme du T.O.S-mètre (en dB) : a_2 | 40 | 40 | 40 | 50 | 60 |
| $b = 10^{-\left(\frac{a_1 + (a_2 - 40)}{10}\right)}$ | 1 | 0,66 | 0,14 | 0,025 | 0,003 |

Tableau (I.4) : Tracé du diagramme de rayonnement

Avec les résultats donnés au tableau (I.4) on trace le diagramme de rayonnement (figure (I.8)). Qui nous donne l'angle d'ouverture, dans le plan H, $\theta \approx 26^\circ$

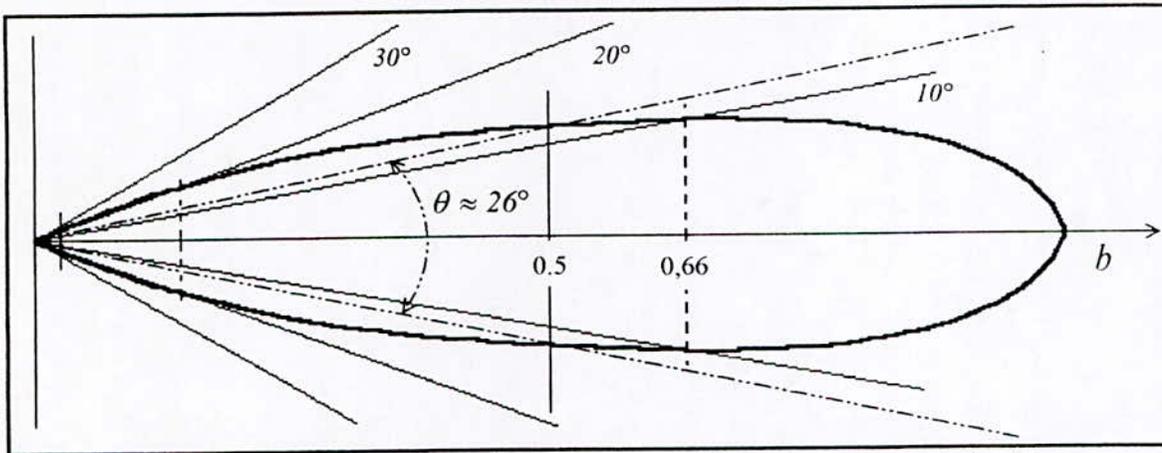


Figure (I.8) : Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet plan H

I-3-2 Mesure du gain de l'antenne :

I-3-2-1 Méthode des deux antennes identiques :

Cette méthode utilise deux antennes identiques, la première à l'émission et la deuxième à la réception figure (I.9).

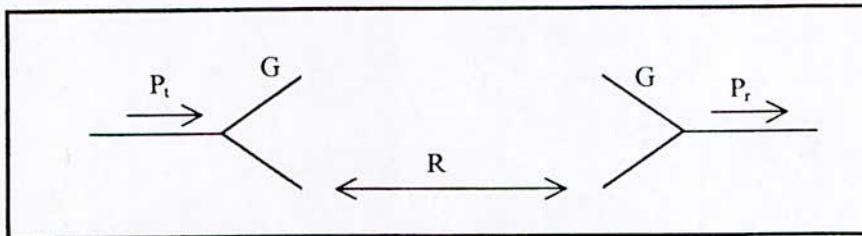


Figure (I.9) : Emission et réception par deux antennes identiques

La puissance reçue est définie par [14] :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda_0^2}{(4\pi R)^2} \tag{I. 21}$$

où :

G : gain.

R : distance entre les deux antennes.

P_r : puissance transmise par l'antenne émettrice.

P_t : puissance reçue par l'antenne réceptrice.

d'où

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda_0} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} \tag{I. 22}$$

I-3-2-1-1 Manipulation :

D'après le montage décrit par la figure (I.7), on a les indications suivantes :

- à la réception :

$A_1 = 0 \text{ dB}$ (indication sur le T.O.S-mètre) sur le calibre de 50 dB .

- à l'émission on trouve :

$A_2 = 7 \text{ dB}$ (indication sur le T.O.S-mètre) sur le calibre de 20 dB .

I-3-2-1-2 Calcul du gain :

On calcule le rapport des deux puissances donné par la relation (I.22) :

$$10 \log \frac{P_t}{P_r} = 50 - (20 + 7) \quad (I.23)$$

après calcul on trouve $\frac{P_t}{P_r} = 199.52$.

Pour une fréquence de 9 GHz et une distance de $1,50 \text{ m}$ la relation (§ I.22, partie pratique) donne : $G = 16.02 \text{ dB}$

I-3-2-2 Utilisation du tableau de Braun (§ II-5-4, partie théorique) [06] :

On calcule X et Y donnés par les relations (II.45) et (II.46), on trouve $X = 7,2$ et $Y = 4,9$.

En utilisant les résultats trouvés on relève les valeurs correspondantes à G_x et G_y du tableau de Braun, $G_x = 69,123$ et $G_y = 49.602$.

En remplace les valeurs trouvées dans la relation (II.47) on trouve $G = 15.72 \text{ dB}$

I-4 Le cristal détecteur :

Le cristal détecteur est un détecteur d'enveloppe de type *PM 7195X* a comme caractéristiques principales :

- La gamme de fréquence : $8,2 - 10 \text{ GHz}$.
- TSS : $\approx -55 \text{ dBm}$

I-4-1 Loi quadratique d'un détecteur hyperfréquence :

On réalise le montage de la figure (I.10), on affiche $A_1 = 0 \text{ dB}$ (sur l'atténuateur calibré) avec une puissance de 1 mw (0 dBm). On remplace le pont bolométrique et le support thermistance par le cristal détecteur et le T.O.S-mètre. On augmente l'atténuation de 0 à

60 dB par bande de 5 dB. Pour chaque position de l'atténuateur on note la déviation et la gamme du T.O.S-mètre. On trouve Les résultats illustrés par tableau (I.5)

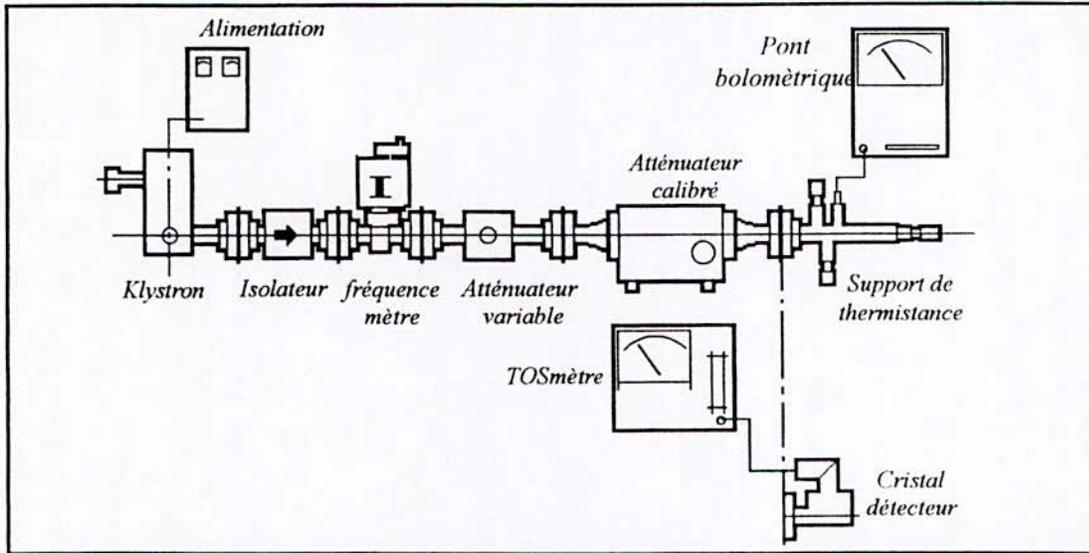


Figure (I.10) : Montage pour la mesure du cristal détecteur

| A_1 (en dB) | Puissance d'entré (en dBm) | TOSmètre | | Déviation + Gamme (en dB) |
|------------------|-------------------------------|----------------------|------------------|------------------------------|
| | | Déviation (en dB) | Gamme (en dB) | |
| 0 | 0 | 0 | 20 | 20 |
| 5 | -5 | 2,6 | 20 | 22,6 |
| 10 | -10 | 5,9 | 20 | 25,9 |
| 15 | -15 | 9,25 | 20 | 29,25 |
| 20 | -20 | 3,3 | 30 | 33,3 |
| 25 | -25 | 7,5 | 30 | 37,5 |
| 30 | -30 | 2,9 | 40 | 42,9 |
| 35 | -35 | 6 | 40 | 46 |
| 40 | -40 | 9,25 | 40 | 49,25 |
| 45 | -45 | 2,3 | 50 | 52,3 |
| 50 | -50 | 5,75 | 50 | 55,75 |
| 55 | -55 | 8,5 | 50 | 58,5 |
| 60 | -60 | 1,3 | 60 | 61,3 |

Tableau (I.5) : Tracé de la loi quadratique

Avec les résultats obtenus on trace la loi de variation du détecteur (lecture du T.O.S-mètre en fonction de la puissance *en dB*), figure (I.11).

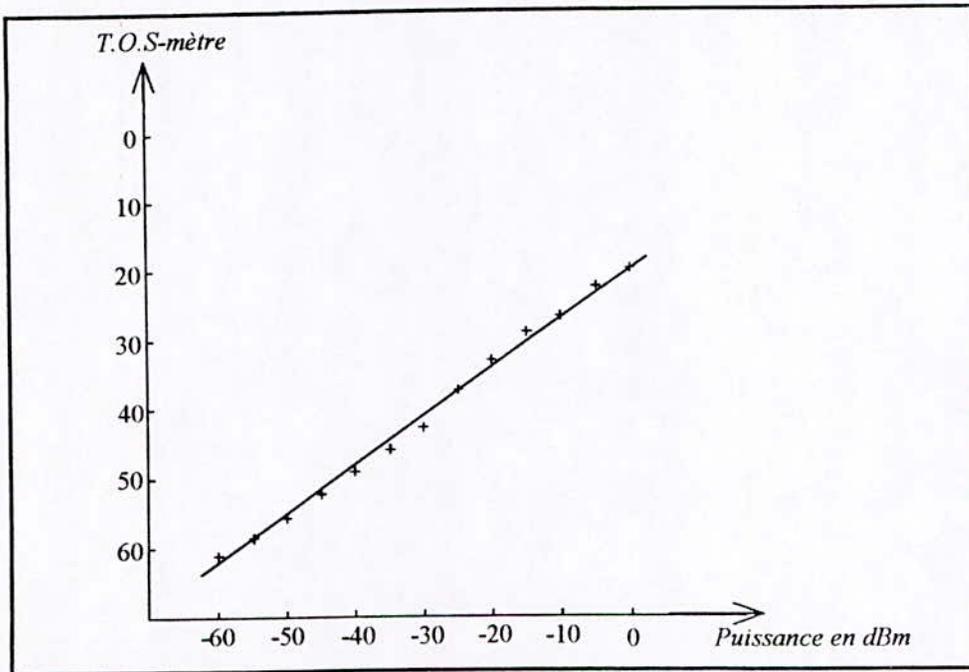


Figure (I.11) : Loi de variation d'un détecteur quadratique

On remarque que la courbe tracé est linéaire parce que l'échelle du T.O.S-mètre est calibrée en fonction de la loi quadratique du détecteur, et que la puissance mesurée avec le T.O.S-mètre est faible.

I-4-2 Mesure du TSS du détecteur :

Le TSS est le niveau de puissance nécessaire pour avoir un signal au-dessus du bruit (§ II-6-4-3, partie théorique).

Avec le même montage, figure (I.10), on règle le niveau de puissance à 0.1 mw (-10 dBm). Pour $A_1 = 0$ dB (sur l'atténuateur calibré). On met le T.O.S-mètre (sensibilité 60 dB) et le cristal détecteur en service et on cherche A_2 , sur l'atténuateur calibré, qui donne 0 dB (plein échelle) sur le TOSmètre. On à :

$$TSS = -10 - A_2 \tag{I. 24}$$

d'où le $TSS = -57$ dBm

Chapitre II

Montage du banc

II- Montage du banc

II-1 Introduction :

Avec les éléments disponibles au laboratoire micro-ondes on réalise le montage du banc donné par la figure (II.1).

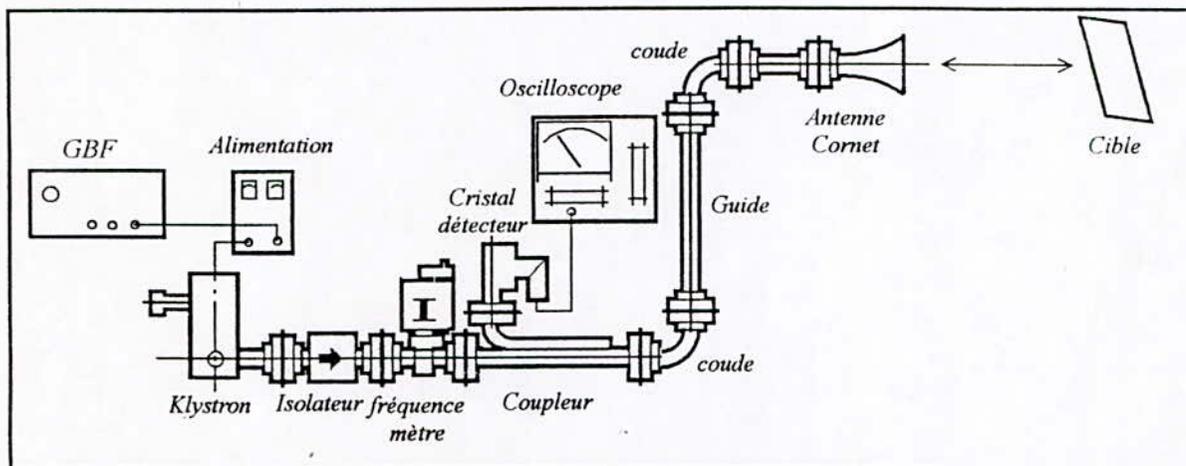


Figure (II.1) : Montage d'un banc de mesure

II-2 Fonctionnement du banc :

II-2-1 Emission :

Le signal est généré par un Klystron reflex qui délivre une puissance maximale de $50,47 \text{ mw}$ (§ I-1-1, partie pratique), ce signal sera modulé par un signal carré de fréquence 1 MHz on utilisant un générateur basse fréquence (modulation externe).

II-2-2 Commutation :

La commutation est assurée par un coupleur et un isolateur tel que :

- Le coupleur permet de séparer l'onde émise de l'onde réfléchi. Celles-ci constituent pour le radar l'onde émise et l'écho. A l'émission aucune puissance ne passe vers le récepteur parce qu'il n'y a pas de couplage entre deux accès du même groupe du coupleur (§ II.-2-2, partie théorique).

- L'isolateur absorbe la puissance réfléchi par les éléments du banc et perdue par effet de couplage, à la réception, qui se dirige vers le klystron reflex.

II-2-3 Le rayonnement :

Le signal est rayonné par une antenne cornet avec un gain de 16,02 dB (§ 3-2-1, partie pratique).

II-2-4 La réception :

Le signal rayonné sera réfléchi par la cible et capté par la même antenne d'émission. Pour déterminer le temps t_o mis par le signal pendant le trajet on utilise un détecteur d'enveloppe "cristal détecteur" qui restitue l'enveloppe du signal reçu et un oscilloscope dans lequel on injecte le signal détecté à la voie "1" et le signal du GBF à la voie "2".

II-3 Evaluation des performances du banc :

II-3-1 Calcul de la portée du banc :

Pour calculer la portée du banc, définie par la relation (I.6, partie théorique), il faut déterminer :

II-3-1-1 La surface équivalente de la cible :

Pour une plaque de surface physique $\Sigma = 0,0814 m^2$ et une fréquence de travail de 9 GHz la relation (II.103, partie théorique) donne : $\sigma_e = 76,459 m^2$.

II-3-1-2 La puissance maximale fournie à l'antenne (P_t) :

Le calcul de P_t dépend de l'effet du couplage et de la directivité, figure (II.2) :

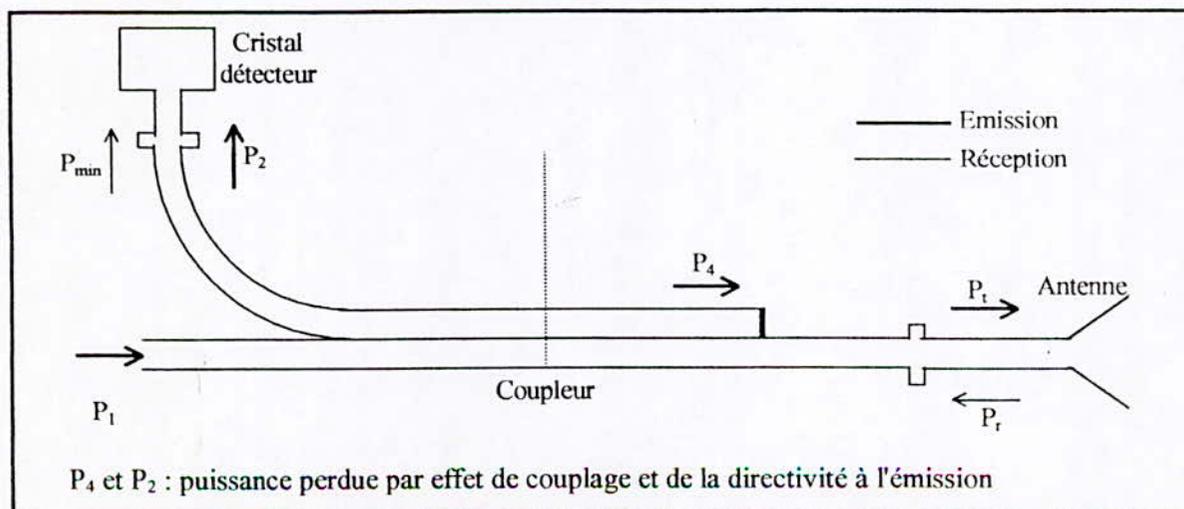


Figure (II.2) : Circulation de la puissance dans un coupleur directif

La puissance transmise est définie par :

$$P_t = P_1 - (P_4 + P_2) \quad (II.1)$$

les mesures précédentes donnent

$$C = -10 \log \frac{P_4}{P_1} = 9.91 \text{ dB} \quad (II.2)$$

$$D = 10 \log \frac{P_4}{P_2} = 56 \text{ dB} \quad (II.3)$$

La puissance maximale fournie par le klystron est de $50,47 \text{ mw}$ (§ 1-1-1, partie pratique), d'où :

$$P_4 = \frac{P_1}{9,795} = 5,15 \text{ mw}$$

$$P_2 = \frac{P_4}{3,9 \cdot 10^5} = 1,32 \cdot 10^{-5} \text{ mw} \text{ (on peut négliger l'effet de la directivité).}$$

donc

$$P_t \approx P_1 - P_4 \quad (II.4)$$

$$\text{d'où : } P_t = 45,32 \text{ mw}$$

II-3-1-3 calcul de la puissance minimale reçue :

La puissance minimale détectable par le cristal détecteur est définie par le TSS qui est égale à -57 dBm , donc $P_{min} = 1,58 \cdot 10^{-6} \text{ mw}$.

Par effet de couplage P_{min} représente $\frac{1}{9,795}$ de P_r ,

$$\text{d'où : } P_r = 1,57 \cdot 10^{-5} \text{ mw}$$

On substituant P_r, P_t, σ_e et G dans la relation (II.102 partie théorique) on trouve que la portée R égale à : $R = 21,08 \text{ m}$

I-3-2 Calcul de la résolution en distance δR :

La résolution en distance est définie par la relation (I.8, partie théorique). Pour une durée de l'impulsion τ de 10^{-7} s on trouve : $\delta R = 15 \text{ m}$.

I-3-3 Calcul du temps du trajet t_0 :

Pour une distance R de 10 m on trouve :
$$t_0 = \frac{2 \cdot R}{3 \cdot 10^8} = 0.066\ \mu\text{s}$$

On remarque que :

- Le retard t_0 ne peut pas être observé par les moyens utilisés, même pas avec un PC en faisant l'acquisition des données par la carte son avec le logiciel MATLAB (la fréquence d'échantillonnage maximale est $44,1\text{ KHz}$).

- Le banc ne peut pas visualiser deux cibles distantes de $\delta R = 15\text{ m}$, bien que la portée du banc n'est que $21,08\text{ m}$

On déduit que :

- La mesure de la distance avec le montage utilisé nécessite un matériel plus sensible, ce qui n'est pas possible avec les moyens du laboratoire.

- Pour visualiser deux cibles on il faut : soit améliorer δR (diminué τ) ce que n'est pas possible avec les moyens du laboratoire soit augmenter la portée, ce qu'est possible en utilisant le circulateur.

Pour surmonter ce problème on propose deux solutions :

- Utilisation des mélangeurs.
- Modulation de fréquence.

II-4 Utilisation des mélangeurs :

Le montage proposé est donné par la figure (II.3). A la réception, le signal hyperfréquence reçu sera mélangé avec un autre signal hyperfréquence provenant de l'oscillateur local (*Klystron 2*), au moyen d'un mélangeur hyperfréquence. Le signal résultant sera détecté par un détecteur amplitude phase (§ II-5-3, *Partie théorique*) en utilisant comme signal de référence le signal émis après l'avoir mélangé avec le même signal provenant du *Klystron 2*. On aura à la sortie du détecteur, un signal proportionnel à t_0 , ce qui permet de déduire la distance.

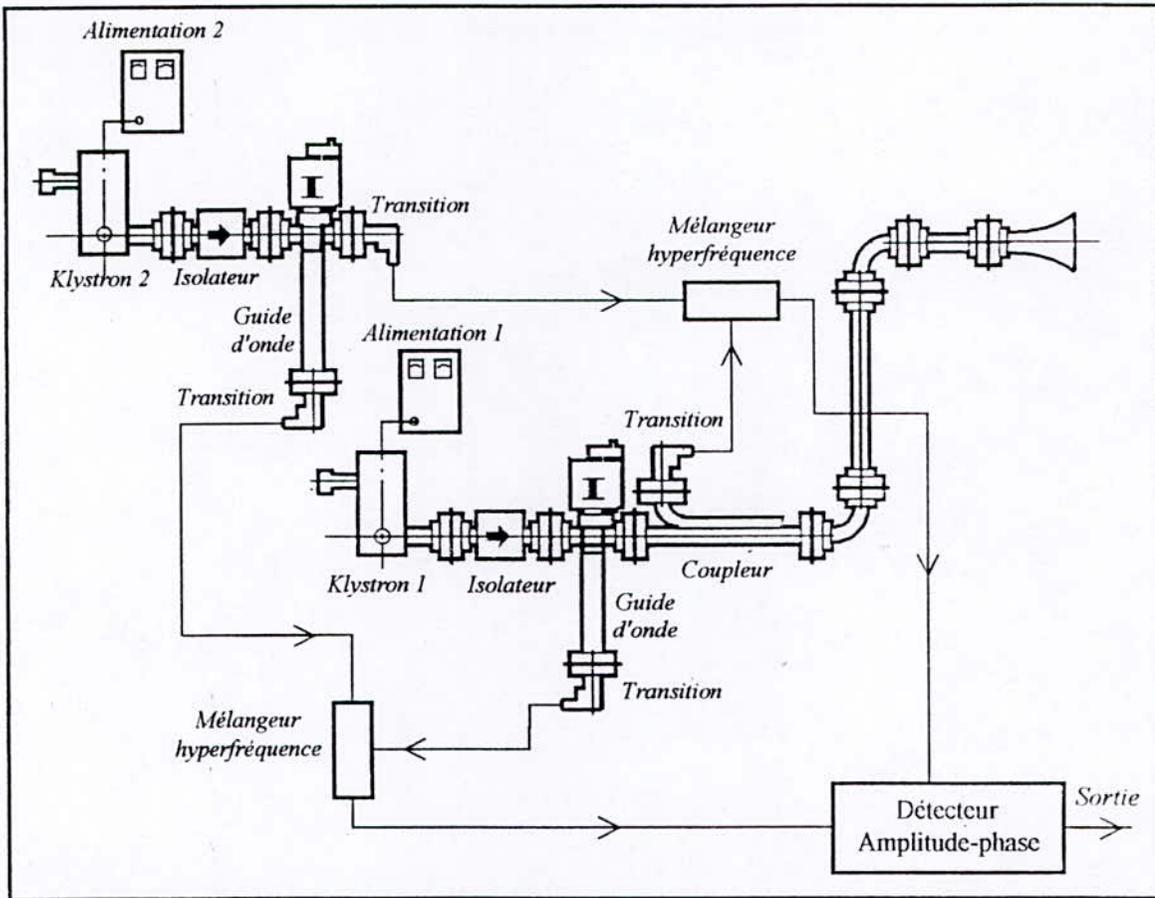


Figure (II.3) : Montage d'un banc de mesure utilisant les mélangeurs

II-5 Modulation de fréquence :

II-5-1 Principe :

Au lieu de moduler le signal émis en *AM* on va le moduler en *FM*, où sa fréquence varie linéairement autour d'une valeur moyenne f_0 de $\pm \Delta F$ pendant une période de répétition T_R figure (II.4),

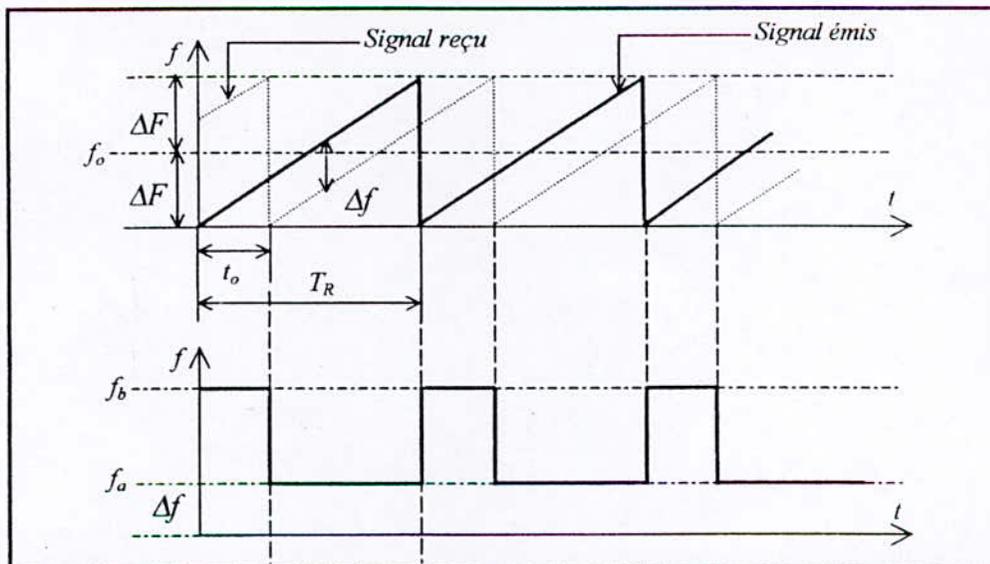


Figure (II.4) : Variation de la fréquence d'un signal modulé en FM en dents de scie

Le signal émis peut s'écrire donc [17] :

$$S_e(t) = A_e \cos(2\pi(f_0 t + \alpha t^2) + \phi_e) \quad (II. 5)$$

où :

$$2\alpha = \frac{2\Delta F}{T_R} : \text{pente de modulation de fréquence.}$$

$2\Delta F$: bande de fréquence.

Si $t_0 = \frac{2R}{C}$ est le temps du trajet de l'écho, la fréquence reçue varie linéairement en dents de scie, figure (II.4), décalé de t_0 part rapport à la fréquence d'émission. le signal reçu peut alors s'écrire

$$S_r(t) = A_r \cos \left[2\pi \left(f_0 \left(t - \frac{2R}{C} \right) + \alpha \left(t - \frac{2R}{C} \right)^2 \right) + \phi_e \right] \quad (II. 6)$$

A un instant quelconque il existe entre ces deux courbes un écart de fréquence de Δf .

Qui peut s'écrire :

$$\Delta f = 2\alpha t_0 \quad (II. 7)$$

d'où :

$$\Delta f = 4 \frac{\Delta F}{T_R} \cdot \frac{R}{C} \quad (II. 8)$$

On peut déduire que la connaissance de Δf permet de mesurer R , de ce fait un battement de fréquence entre le signal émis et reçu permet de tirer :

$$S_m(t) = \cos[2\pi f_r t + \phi] \quad (II. 9)$$

où :

$$f_r = \Delta f \quad (II. 10)$$

D'autre part la figure (II.4) montre qu'il y a deux fréquences de battement :

- Une fréquence $f_a = \Delta f$ pendant la durée $(T_R - t_0)$.
- Une fréquence $f_b = 2\Delta F - \Delta f$ pendant le temps t_0 .

On voit donc qu'on aura le choix pour le principe de la mesure de la distance. On pourra la déduire de f_a , f_b ou de t_0 durée de l'impulsion de fréquence f_b .

II-5-2 Etude du spectre :

• Si $t_0 < \frac{T_R}{2}$ la bande latérale inférieure de phase $(\phi_i - \phi_r)$ correspond bien aux fréquences basses du spectre avec $f_b > f_a$, figure (II.5),

• Si $t_0 = \frac{T_R}{2}$ les spectres chevauchent et $f_b = f_a$,

• Si $t_0 > \frac{T_R}{2}$, $f_b < f_a$, les spectres s'inversent.

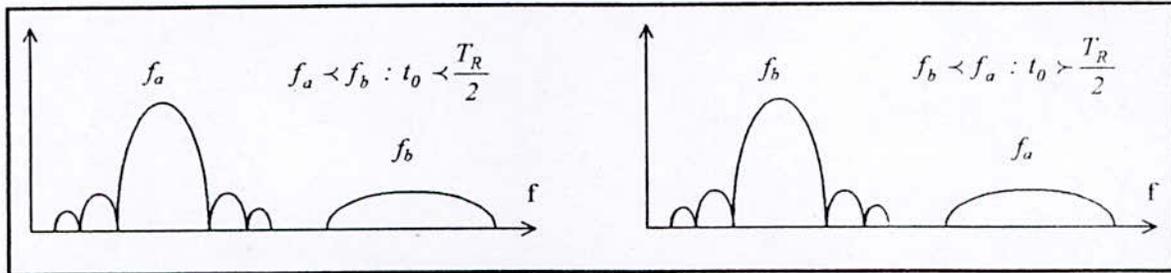


Figure (II.5) : Représentation spectrale

S'il existe une cible à une distance $R_1 = \frac{C t_0}{2}$, et une autre à une distance $R_2 = \frac{C(T_R - t_0)}{2}$. L'observation des spectres de fréquence ne permet pas de distinguer les deux cibles.

Si R_{max} est la portée maximale du radar, il faudra s'arranger pour que :

$$\frac{2R_{max}}{C} < \frac{T_R}{2} \quad (II. 11)$$

soit :

$$T_R > \frac{4R_{max}}{C} \quad (II. 12)$$

II-6 Acquisition et traitement des signaux :

L'acquisition du signal peut être réalisée à l'aide d'une carte d'acquisition insérée dans un PC à travers l'interface du logiciel, il sera possible de définir la fréquence d'échantillonnage ainsi que le gain de la carte.

Les différents traitements et visualisations des signaux seront réalisés en temps réel, et un signal de synchronisation permettra de relancer un nouveau traitement, figure (II.6).

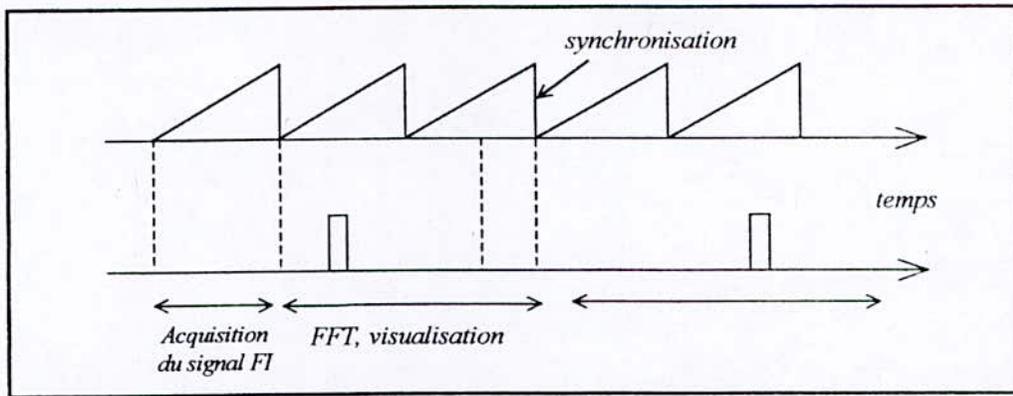


Figure (II.6) : Traitement et visualisation des signaux FI

Sur chacune des récurrences, les positions des cibles peuvent être estimées, les échos seront affichés sous formes de chronogramme. Parmi les différents traitements, nous pouvons mentionner la localisation de la cible à la fois en distance et en azimut (surveillance de la scène avec une antenne directive).

Il est aussi possible d'estimer la puissance réfléchiée par une cible, et si on calibre le système de mesure sur un objet de référence, on arrivera à estimer sa *SER*.

Pour terminer nous proposons un organigramme et un synoptique d'un banc de mesure didactique figure (II.7)

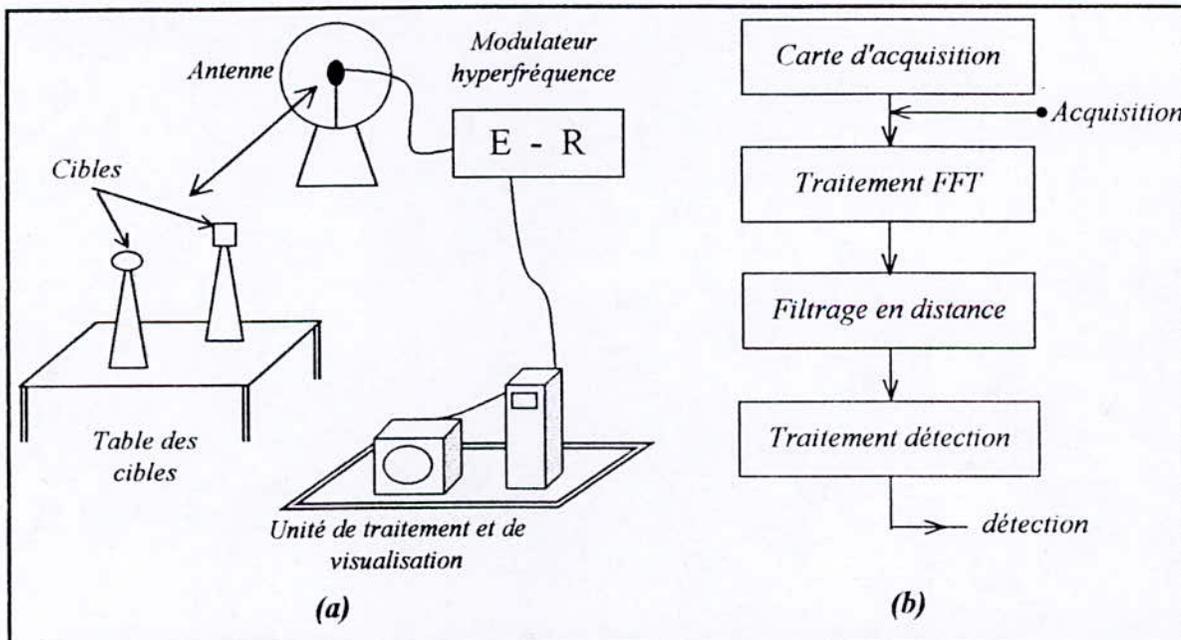


Figure (II.7) (a) : Synoptique d'un banc de mesure didactique
 (b) : Organigramme d'un banc de mesure didactique

Conclusion générale

~~Conclusion générale~~

Conclusion générale

L'étude et la mise en place du montage didactique radar nous a permis d'approfondir nos connaissances dans ce domaine, et plus particulièrement dans le domaine qui se rapporte aux dispositifs micro-ondes.

Ce projet est une introduction à la réalisation d'un banc de mesure didactique. Ce modeste travail aurait pu être achevé si le laboratoire micro-ondes disposait d'autres éléments comme les transitions (guide d'onde - câble coaxial), le modulateur de fréquence en dents de scie, les câbles coaxiaux travaillant à 9 GHz ainsi que les moyens de réalisation.

Initialement on a mesuré les caractéristiques des éléments utilisés comme le Klystron, le coupleur directif, le diagramme de rayonnement de l'antenne cornet et la détermination de la sensibilité du détecteur.

Notre but était fixé sur la mesure de la distance antenne-cible dans un volume réduit, autrement dit, le laboratoire micro-ondes, le banc utilisé nous nous a pas permis d'aboutir aux résultats souhaités, ce qui nous a conduit à proposer le principe basé sur le mélange qui conduit à des fréquences $F1$ et celui de la modulation de la fréquence.

L'utilisation d'une carte d'acquisitions des données insérée dans un *PC* sera un moyen suffisant pour pouvoir réaliser des applications multiples comme l'indication en polaire (distance + angle de la cible) sur l'écran du *PC* à l'aide d'une programmation qui peut se faire sur MATLAB.

A ce propos nous souhaiterons que cet ambitieux projet connaisse une finalisation dans le future par les étudiants des prochaines promotions

Bibliographie

~~Bibliographie~~

Bibliographie

- [01] . Aksas. R, "Cours d'antennes ".
- [02] . Badoul. R, "Les micro-ondes. Tome I". Masson, Paris. 1983.
- [03] . Badoul. R, "Les micro-ondes. Tome II". Masson, Paris. 1983.
- [04] . Bentejac. R, "Technique du radar classique". Masson, Paris. 1992.
- [05] . Boudouris. G, Chenevier. P "Circuits pour ondes guidées". Dunod, Paris. 1975.
- [06] . Bui-Hai. N, "Antennes micro-ondes : applications aux faisceaux hertziens". Masson. Paris. 1978.
- [07] . Carpentier. M, "Radars bases modernes". Masson, Paris. 1996.
- [08] . Combes. P.F, "Circuits passifs pour hyperfréquence," Technique de l'ingénieur volume E, no 3252, pp. 1-12.
- [09] . Darricau. J, "Physique et théorie du radar". Sdip, Paris. 199.
- [10] . Darricau. J, "Radar, principes et éléments de base," Technique de l'ingénieur volume E, no 6650, pp. 1-27.
- [11] . Faillon. G, "Tubes pour hyperfréquences Klystrons MBK et modules MPM," Technique de l'ingénieur volume E, no 2355, pp. 2-5.
- [12] . Namane. M, Mehalleg. R, "Projet de fin d'étude". EMP. 2000.
- [13] . Pelat. A, "Pratique de l'amplificateur opérationnel. Tome III". Masson, Paris. 1986.
- [14] . Philips, "Hyperfréquence | expérience de base I"
- [15] . Philips, "Hyperfréquence | expérience de base II"
- [16] . Sadaoui. L, Nacer. A, "Projet de fin d'étude". ENP. 1986.
- [17] . Tenoux. T, Bechu.O "Conception et réalisation d'un radar didactique". Siradel, Saint-Grégoire
- [18] . Thourel. L, "Dispositifs à ferrites pour micro-ondes". Masson, Paris. 1969.
- [19] . Thourel. L, "Initiation aux techniques modernes des radars". CEPADUES, Toulouse. 1982.
- [20] . Tri.T.Ha "Solid-State mirowave amplifier design".
- [21] . Vander vorst. A, "Les hyperfréquences théorie, pratique et mesures". Cabay, Louvain. 1992.
- [22] . Voge. G, "Les tubes aux hyperfréquences". Eyrolles. 1973.
- [23] . Zerguerras. A, "Cours d'ES II".