

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement et de la Formation Professionnels

Université Mouloud Mammeri Tizi ousou

Faculté de Génie Electrique et d'Informatique

Département Electronique



Mémoire de fin d'étude

**En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur en
Electronique**

Option : Communication

Thème :

**Application de l'effet Doppler à la
mise au point d'un banc de mesure
de vitesse de corps en mouvement**

Présenter par

M^r. REZIG Brahim

M^r. BEKKOU Ouli

Encadreur

M^r. EL-KECHA

Promotion 2017

Created with

nitroPDF^{professional}

download the free trial online at nitropdf.com/professional

Remerciements

Nous tenons à remercier vivement :

Mr EL KECHAÏ Hamid qui a accepté aimablement de diriger ce travail, dont les conseils et les orientations nous ont été précieux

Egalement à tous ceux qui ont contribué de près ou loin à la réalisation de ce modeste travail.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

CHAPITRE I : PRINCIPE DE RADAR

I-1 Introduction.....	3
I-2 Description général du radar.....	3
I.3 Equation de propagation.....	3
I.3.1 Emission.....	3
I.3.2 Rôle de la cible.....	4
I.3.3 Réception.....	4
I.3.4 Portée du radar.....	5
I.3.5 Remarque	5
I.4 Application des radars et bandes de fréquence.....	5
I.5 Les types de radars	6
I.5.1 Radar à onde continue non modulée	6
I.5.1. a) Présentation	6
I.5.1.b) Mesure de la vitesse de la cible	7
I.5.1.c) Cas où la cible et le système radar ne sont pas alignés	8
I.5.1.d) Caractéristiques.....	9
I.5.2 Radar à onde continue modulée en fréquence	9
I.5.2. a) Présentation	9
I-5.2.b) Caractéristiques.....	12
I.5.3 Radar à impulsion	12
I.5.2. a) Présentation	12
I-5.2.b) Caractéristiques.....	14

CHAPITRE II : CARACTERISTIQUES LES ELEMENTS CONSTITUENT DE BANC

II.1 Introduction.....	15
II.2 Circulateur micro ondes en technologie micro ruban	15
II.2.1 Constitution.....	15
II.2.2 Principe de fonctionnement.....	16
II.2.3 Caractérisation du circulateur.....	16
II.2.3. a) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (1) vers l'accès (2).....	16



II.2.3.b) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (1) vers l'accès (3)	17
II.2.3.c) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (2) vers l'accès (3)	18
II.2.3. d) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (2) vers l'accès (1)	19
II.2.4) Analyse des mesures	19
II.3. détecteur à diode.....	20
II.3.1. Principe de la détection.....	21
II.3.2 .Etalonnage du détecteur	22
II.4. Le mélangeur à diode	23
II.4.1.Mélangeur idéal	23
II.4.2. Mélangeur à diode.....	23
II.4.3 Remarque.....	24
II.5 Amplificateur micro onde.....	25
II.5.1 Présentation.....	25
II.5.2 Principe de mesure le gain de l'amplificateur micro onde.....	25
II.6 Structure et forme de l'antenne micro ruban rectangulaire	27
II.6.1 Avantages et inconvénients de l'antenne micro ruban rectangulaire	27
II.6.1.1 Avantages de l'antenne micro ruban rectangulaire	27
II.6.1.2 Inconvénients	28
II.6.2 Mécanisme de rayonnement	28
II.6.3. Sélection du substrat	29
II.6.4.Méthode d'excitation.....	29
II.6.4.1.Alimentation par une ligne micro ruban	30
II.6.4.2. Alimentation par une ligne coaxiale.....	31
II.6.5. Les méthodes d'analyses d'une antenne micro ruban rectangulaire	32
II.6.5.1. Le modèle de la ligne de transmission	32
II.6.5.2. Le modèle de la cavité électromagnétique	32
II.7. Caractéristiques physique et électriques de l'antenne patch.....	32
II.7.1. Caractéristiques physiques	32
II.7.1.1. Définition	32
II.7.1.2. Dimensions de l'antenne patch	33
II.7.1.3. Caractéristique du substrat	33
II.7.1.4. Caractéristique de la ligne d'alimentation	33
II.7.2. Caractéristiques électriques	33
II.7.2.1. La permittivité effective	33

II.7.2.2. La longueur effective	34
II.7.2.3. La largeur effective	35
II.7.2.4. Fréquence de résonance	36
II.7.2.5. Bande passante	36
II.7.3. Mesure du gain de l'antenne	36
II-7.3.1 Principe de mesure du gain.....	38
II.7.4. Diagramme de rayonnement	39
II-7.4.1 Principe d'établissement le diagramme de rayonnement	40
II-7.4.2 Remarques.....	41
II-7.4.3 Angle d'ouverture.....	42
II.7.5. Coefficient de réflexion	42
II-7.5.1 Principe de la mesure du coefficient de réflexion à l'aide d'un coupleur.....	43
II-7.5.2 Procédure de mesure.....	44
II.7.6. Fréquence de résonance	46
II.7.7. Bande passante	46
II-7.7.1 Remarques.....	48
II-8 conclusion	49

CHAPITRE III : APPLICATION

III-1. Dispositif de mesure de la vitesse d'un corps en mouvement.....	50
III.1.1. Principe de mesure.....	51
III.1.2. Résultats de mesure.....	51
III-1.3 Expérience.....	52
III.2. Dispositif de mesure de la distance « d ».....	53
III-2.1 Principe de mesure.....	56
III.1.2 Résultats de mesure.....	57
CONCLUSION GENERALE.....	58

ANNEXE : les courbes d'étalonnage du détecteur du banc de mesure

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE :

Le *RADAR* est l'une des merveilles du vingtième siècle. C'est un système qui utilise l'onde électromagnétique pour détecter la présence des objets mobiles. Il en extrait alors l'information nécessaire sur la cible à partir du signal échoïque. Son principe de détection a débuté par les travaux du physicien britannique *James Clerk Maxwell*, en 1864, qui a prouvé mathématiquement que les radiations (ondes électromagnétiques), ont quelques propriétés communes avec les ondes lumineuses. En particulier, la vitesse de propagation et la réflexion par les objets métalliques et diélectriques. Depuis cette époque, le radar n'a cessé de se perfectionner tant sur le plan technologique que par la variété mises en jeu.

Ce système permet de détecter la présence d'objets (cibles) qui ne peuvent être visibles en estimant d'une part leurs positions d'après le temps de retour du signal émis par le radar après sa réflexion par un objet, et leurs vitesses grâce au changement de fréquence du signal par effet Doppler d'autre part. Les radars ont aujourd'hui une très grande variété d'applications dans de nombreux domaines tels que: militaire, maritime, météorologie, circulation et sécurité routière, scientifique, etc.... Le système radar exploite les propriétés des ondes radio, qui se propagent dans le vide à la vitesse de la lumière. Il est composé d'un émetteur qui diffuse au moyen d'une antenne, un faisceau d'ondes électromagnétiques concentré dans une direction souhaitée.

Dans notre mémoire on se propose de mettre en évidence expérimentalement l'effet Doppler en mesurant la vitesse d'une cible en mouvement à l'aide du banc de mesure disponible au niveau du labo micro onde.

Dans le premier chapitre on rappelle le principe de fonctionnement du radar en générale ainsi que la description de quelques types de radar : radar à onde continue (CW), radar à modulation de fréquence (FMCW) et radar à impulsion.

Dans le deuxième chapitre on présente le dispositif radar puis on caractérisera tous les éléments constitutifs : circulateur, détecteur, mélangeur, amplificateur et l'antenne patch rectangulaire, afin d'établir leurs performances.

Le troisième chapitre est consacré à la mise en œuvre expérimentale en proposant deux schémas, l'un à onde continue pour mesurer la vitesse d'un corps en mouvement et l'autre à impulsion pour déterminer la distance radar obstacle.

Introduction générale

Enfin on clôture notre mémoire par quelques recommandations et perspectives d'amélioration au vu des contraintes liées au banc de mesure disponible au laboratoire de micro ondes du département.

CHAPITRE I

I.1 Définition :

Le mot RADAR provient de l'acronyme anglais «Radio Détection And Ranging», que l'on peut traduire par 'détection et estimation de la distance par ondes radio'. Son principe est basé sur la propagation des ondes électromagnétiques, ou plus exactement sur celle des ondes radiofréquence (RF). En 1911 l'Américain Hugo Gernsback énonça le principe du Radar et en 1934, le français Pierre David, mènera avec succès les premières expériences de détection de présence d'avions, mais son histoire débute bien des années auparavant. La première trace généralement retenue dans la genèse du radar remonte à 1886, avec les expériences sur les ondes électromagnétiques du physicien Heinrich Hertz. Les anglais ont sans doute été les plus grands contributeurs au développement du radar.

I.2 Description général du radar :

Le radar fait usage de l'écho produit par un obstacle situé sur la trajectoire d'une onde électromagnétique. Dans la majorité des cas, l'émetteur et le récepteur sont connectés à une antenne commune.

Le schéma de principe d'un radar est donné par la figure (I-1), dans laquelle sont représentés symboliquement tous les termes qui le caractérise.

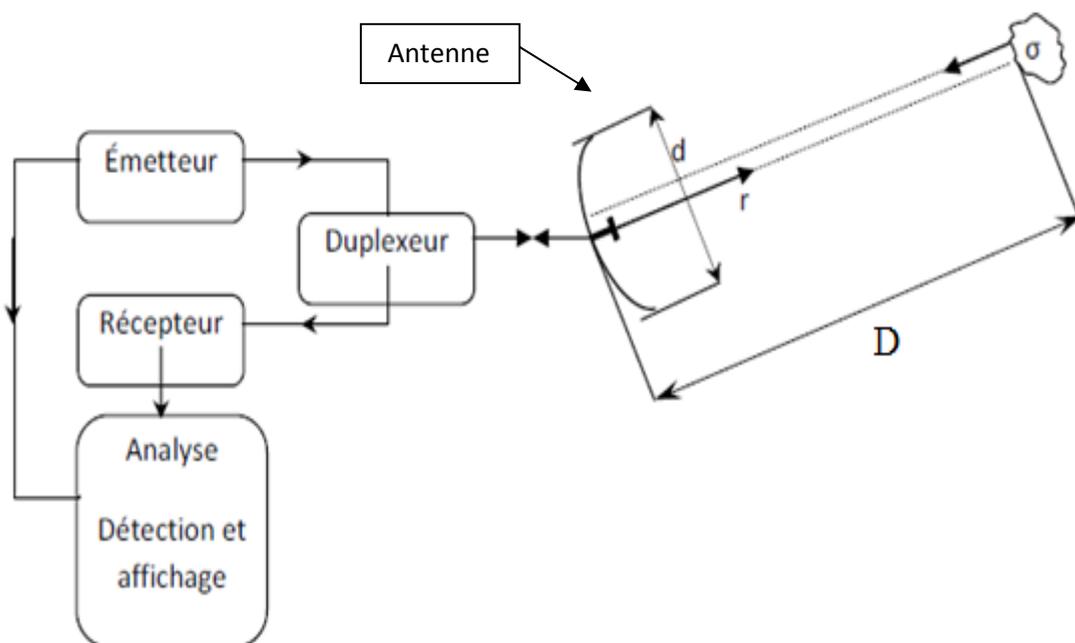


Figure I-1: présentation schématique d'un radar.

I.3 Equation de propagation

I.3.1 Emission

Si un émetteur rayonne une puissance P_e dans toutes les directions de l'espace à travers une antenne. La densité de puissance dP par unité de surface dS à une distance d de l'émetteur

est donnée par :

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_e = \frac{P_e}{4\pi d^2} \quad (\text{I-1})$$

Si l'antenne possède un gain G dans la direction d'émission, la densité de puissance devient alors :

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_e = \frac{P_e G}{4\pi d^2} \quad (\text{I-2})$$

I.3.2 Rôle de la cible

La puissance incidente sur la cible sera réfléchiée dans les différentes directions de l'espace. La surface équivalente radar (SER) σ est définie par le rapport de la puissance réfléchiée vers l'antenne de réception sur la puissance totale incidente [1]. Par conséquent, la densité de puissance réfléchiée à l'antenne de réception sera égale à :

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_r = \frac{\sigma}{4\pi d^2} \left(\frac{dP}{dS}\right)_e = \frac{\sigma P_e G}{(4\pi d^2)^2} \quad (\text{I-3})$$

I.3.3 Réception

A la réception, le signal est capté par l'antenne. Selon la définition de la surface effective d'une antenne [1], la puissance reçue P_r vaut :

$$P_r = A_r \left(\frac{dP}{dS}\right)_r = \frac{G \lambda_0^2}{4\pi} \frac{\sigma P_e G}{(4\pi d^2)^2} = \frac{P_e G^2 \lambda_0^2 \sigma}{(4\pi)^3 d^4} \quad (\text{I-4})$$

où A_r est la surface effective du radar.

On remarque une décroissance très rapide de la puissance avec la distance selon une loi en d^4 .

En pratique cette valeur est à pondérer par un coefficient de pertes qui prend en compte toutes les pertes du système sur le trajet du signal [2].

Ces pertes sont liées à la propagation du signal, aux circuits hyperfréquences et aux traitements du signal.

- ✓ Les pertes de propagation sont des pertes atmosphériques (humidité, brouillard, pluie ...).
- ✓ Les pertes au niveau des circuits hyperfréquences existent à cause de la non linéarité du récepteur.
- ✓ Et les pertes au niveau du traitement du signal sont dues aux filtrages.

Finalement, la puissance reçue sur le récepteur radar est égale à :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda_0^2 \sigma}{(4\pi)^3 d^4 \alpha} \quad (\text{I-5})$$

où α est le coefficient des pertes.

I.3.4 Portée du radar

En envoyant une puissance P_e et en recevant une puissance P_r , la portée du radar s'exprime comme suit :

$$d^4 = \frac{P_e G^2 \lambda_0^2 \sigma}{(4\pi)^3 \alpha P_r} \quad (\text{I-6})$$

Cette relation nous montre la difficulté de construire des radars de très grande portée, car pour les grandes distances la puissance reçue sera très petite.

I.3.5 Remarque :

En générale les pertes de propagation (pertes atmosphériques) sont négligées et on suppose que l'obstacle est situé hors du champ proche de l'antenne.

$$D > \frac{2 \cdot d^2}{\lambda} \quad \text{où } d : \text{ est la plus grande dimension de l'antenne.}$$

I.4 Application des radars et bandes de fréquence :

A l'heure actuelle, qu'ils soient civils ou militaires, les systèmes radars ont une utilité dans les domaines terrestre, maritime, aéronautique, spatial et leurs champs d'applications sont très diversifiés :

- Contrôle aérien, atterrissage, trajectographie.
- Mesure de vitesse, altimétrie.
- Anticollision.
- Suivi de terrain, surveillance du sol, cartographie.
- Détection de mines.
- Guidage de missiles.
- Fusés de proximité... etc.

La bande d'émission allouée aux systèmes radars permet un recensement en fonction de ses applications. Le tableau suivant présente les différentes bandes de fréquences et les applications associées [3].

Le tableau des différentes bandes de fréquences et leurs applications

Bandes	F (GHz)	Applications
HF	0.003-0.030	Radars côtiers
VHF	0.05-0.33	Radars longue portée et à pénétration de sol
UHF	0.3-1	Radars très longue portée (détection de missiles balistiques)
L	1-2	Contrôle aérien de longue portée, surveillance aérienne, GPS
S	2-4	Radars de trafic aérien local, navals et radars météorologiques
C	4-8	Compromis entre la bande C et X pour les transpondeurs satellites
X	8-12	Autodirecteurs de missiles, radars de navigation, surveillance au sol
Ku	12-18	Radars de cartographie à haute résolution et altimétrie satellitaire
K	18-27	Radars de météorologie, radars routiers
Ka	27-40	Cartographie courte portée, radars et anticollision automobile
Q	40-60	Communication militaires
W	60-110	Radars anticollision automobile

I.5 Les types de radars :

I.5.1 radar à onde continue non modulée :

I.5.1. a Présentation :

Le radar à onde continue (continuous wave radar CW), son principe est le plus simple de tous les radars. Il consiste à émettre une onde électromagnétique de façon continue et à faire interférer celle-ci à l'onde réfléchi.

Si la cible se déplace avec une vitesse v_r relativement au radar, le signal reçu sera alors décalé en fréquence par rapport à la fréquence du signal transmis, par une quantité $\mp f_d$. La vitesse v_r étant proportionnelle à la fréquence, le radar à onde continue sert à mesurer la vitesse de cibles en mouvement.

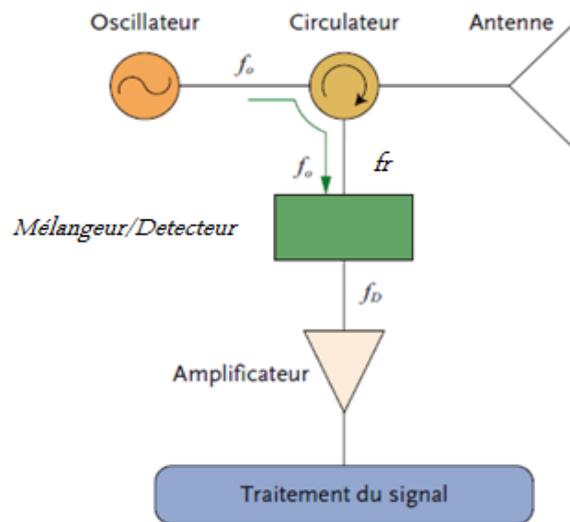


Figure I- 2: schéma bloqué d'un système radar à onde continue (CW).

I.5.1.b Mesure de la vitesse de la cible :

Considérons un radar CW qui émet un signal sinusoïdal à la fréquence f_0 à l'instant t quelconque [4] :

$$S(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I-7})$$

- ✓ A : amplitude du signal émis.
- ✓ f_0 : la fréquence du signal émis.
- ✓ φ_0 : la phase initiale du signal émis.

Après un retard τ , le signal est réfléchi par la cible et l'expression du signal reçu est :

$$S_r(t) = B \cos(2\pi f_0 (t - \tau) + \varphi_0) \quad (\text{I-8})$$

Où B est l'amplitude du signal réfléchi et τ c'est le retard qui fait l'onde reçu :

$$\tau = \frac{2R(t)}{c} \quad (\text{I-9})$$

où c est la vitesse de la lumière, $R(t)$ c'est le déplacement de la cible (supposé qu'il se déplace vers le radar).

$$R(t) = R_0 - v_r t \quad (\text{I-10})$$

où R_0 est $R(t = 0)$ et v_r est la vitesse de la cible.

$$\text{Donc : } S_r(t) = B \cos\left(2\pi f_0 \left(t - \frac{2(R_0 - v_r t)}{c}\right) + \varphi_0\right) \quad (\text{I-11})$$

Ceci peut être simplifié comme :

$$S_r(t) = B \cos(2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2(R_0 - V_r t)}{c}) + \varphi_0 \quad (\text{I-12})$$

$$S_r(t) = B \cos(2\pi f_0 + 4\pi f_0 \frac{V_r}{c})t + ((\varphi_0 - 4\pi f_0 \frac{R_0}{c})) \quad (\text{I-13})$$

$$S_r(t) = B \cos(2\pi \underbrace{(1 + 2 \frac{V_r}{c})}_{f_r} f_0 t + ((\varphi_0 - 4\pi f_0 \frac{R_0}{c}))_{\varphi_r}) \quad (\text{I-14})$$

avec : $f_r = (1 + 2 \frac{V_r}{c})f_0$ fréquence du signal reçu.

$\varphi_r = \varphi_0 - 4\pi f_0 \frac{R_0}{c}$ la phase du signal reçu.

$f_d = f_r - f_0 = 2f_0 \frac{V_r}{c}$ le décalage de fréquence.

Donc la vitesse radiale de la cible se déplaçant vers l'antenne peut être calculée à partir de la mesure de la fréquence Doppler :

$$V_r = \frac{f_d \cdot c}{2 \cdot f_0} \quad (\text{I-15})$$

I.5.1.c Cas où la cible et le système radar ne sont pas alignés :

Ce cas est représenté par la figure ci-dessous :

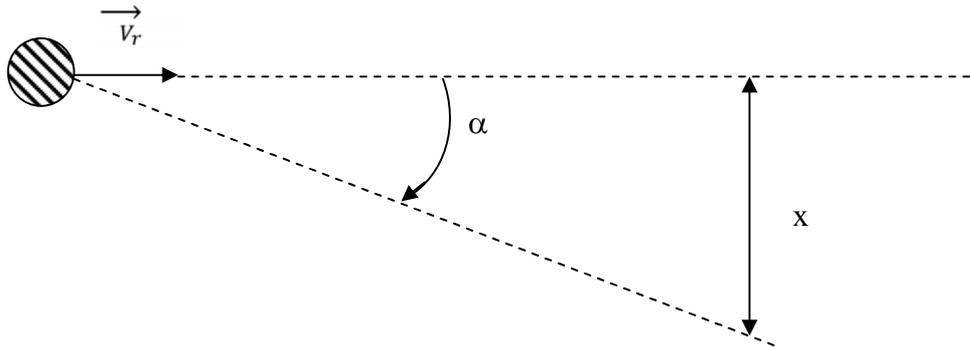


Figure I-3 : cas où la cible et le système radar ne sont pas alignés

Dans le cas où la direction de déplacement de la cible n'est pas dans le sens de l'onde émise par le radar, alors la vitesse de la cible V_r est donnée par :

$$V_r = \frac{f_d \cdot c}{2 \cdot f_0} \cos \alpha \quad (\text{I-16})$$

I-5.1.d Caractéristiques :

Les principaux avantages du radar CW tiennent essentiellement à sa simplicité et à sa dispersion spectrale limitée. Puisqu'il émet une onde continue à une fréquence fixe, son architecture est réduite à la forme la plus simple d'un émetteur/récepteur radio et n'est pas touchée par la complexité inhérente aux systèmes de modulation ou de génération d'impulsions. De plus, la dispersion spectrale d'un radar CW est donnée par le décalage Doppler, inférieur au mégahertz pour la majorité des applications. Cette bande passante étroite participe elle aussi à la simplicité de l'architecture en évitant les problèmes liés aux systèmes à large bande [5].

En dehors des aspects technologiques, ce radar présente également plusieurs avantages fonctionnels.

Premièrement, il permet de mesurer à peu près toutes les vitesses concevables sans ambiguïtés, ce qui n'est pas le cas pour les autres types de radar pour lesquels un compromis doit être trouvé entre ambiguïté en distance et ambiguïté en vitesse. Il peut également traiter simultanément un nombre élevé de cibles, il suffit pour cela que celles-ci présentent des composantes spectrales différentes, c'est-à-dire n'évoluent pas à la même vitesse.

Deuxièmement, l'émission continue est idéale pour la détection et la poursuite de cibles car la mesure est permanente.

Un problème récurrent et propre à tous les radars continus est lié à l'émission et la réception simultanée. En effet, ce mode de fonctionnement entraîne un couplage direct de parasites entre l'émission et la réception (*spillover*).

L'autre grande faiblesse du radar CW (non modulé uniquement) est qu'il ne permet pas de mesurer des distances.

I.5.2 Radar à onde continue modulée en fréquence :

I.5.2. a Présentation :

Le radar à onde continue modulée en fréquence, ou FMCW radar selon l'appellation anglaise Frequency Modulated Continuous Wave radar, est un radar à onde continue tel que celui décrit au paragraphe précédent, qui possède en plus la capacité de mesurer une distance.

Son principe repose sur une modulation en fréquence de la porteuse, ce qui introduit un marquage temporel du signal nécessaire à la mesure de distance [5].

Le schéma bloqué du radar FMCW est donné par la figure suivant :

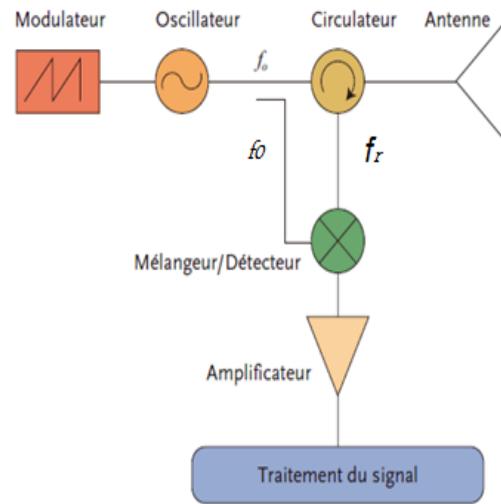


Figure I-4 : Schéma bloqué de radar FMCW

Dans le cas du radar FMCW, la fréquence transmise évolue de façon continue en fonction du temps, généralement de manière linéaire par intervalles (figure I-5). Si nous voulons détecter une cible placée à une distance d , nous observons un signal réfléchi après un temps $T = 2d/c$, qui est mélangé avec le signal transmis, produisant une fréquence de battement f_b .

- Sur la courbe (1) de la figure I-5 : l'absence l'effet Doppler, la fréquence f_b est uniquement liée à la distance de la cible

Si nous notons $f_e(t) = f_0 + \alpha t$ la fréquence émise, la fréquence reçue à ce même instant est $f_r(t) = f_0 + \alpha(t - 2d/c)$ et la fréquence de battement vaut :

$$f_b = f_r(t) - f_e(t) = -\frac{2\alpha d}{c} \quad (\text{I-17})$$

avec : $\alpha = \frac{f_0 + B}{\frac{T}{2}} = 2 \frac{f_0 + B}{T}$

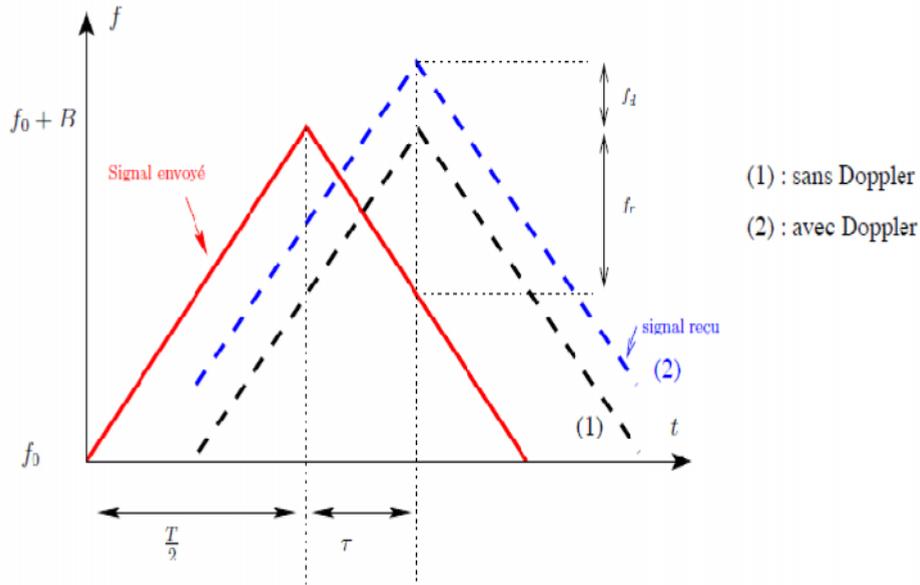


Figure I-5 : Modulation FMCW: les fréquences instantanées à l'émission et la réception

- Sur la courbe (2) de la figure I-5 : en présence de l'effet doppler, on voit l'apparition de la fréquence Doppler qui produit une modification de la fréquence de battement.

Donc la fréquence reçue sur le front montant est de la forme :

$$f_r^{up} = f_e(t) + f_b + f_d \tag{I-19}$$

$$f_r^{up} = f_0 + \alpha \left(t - \frac{2d}{c} \right) + f_d \tag{I-20}$$

et pour le front descendant :

$$f_r^{down} = f_0 - \alpha t - f_d + f_b \tag{I-21}$$

$$f_r^{down} = f_0 - \alpha \left(t - \frac{2d}{c} \right) + f_d \tag{I-22}$$

Ainsi, les fréquences de battement obtenues seront pour le front montant :

$$f_b^{up} = f_d - \alpha \frac{2d}{c} \tag{I-23}$$

et pour le front descendant :

$$f_b^{down} = f_d + \alpha \frac{2d}{c} \tag{I-24}$$

On voit donc que les contributions $f_r = \alpha 2d/c$ et f_d à la fréquence totale et relatives à la distance et à la vitesse de la cible respectivement sont liées linéairement aux fréquences de battement f_b^{up} et f_b^{down} , ce qui conduit directement à l'estimation de la distance et de la vitesse de la cible :

$$d = \frac{c}{4\alpha} (f_b^{down} - f_b^{up}) \tag{I-25}$$

$$v = \frac{\lambda}{4} (f_b^{down} + f_b^{up}) \tag{I-26}$$

I.5.2.b. Caractéristiques :

Le radar FM-CW est un radar continu et est de ce fait concerné par les mêmes problèmes et avantages que le radar CW. Une difficulté supplémentaire est cependant posée par la modulation: en dehors de la complexité accrue de l'architecture, les défauts de linéarité en fréquence peuvent entraîner une distorsion spectrale et fausser les mesures [6].

Le schéma du radar FMCW est le même que celui du radar CW, sauf en ce qui concerne la modulation et le traitement en bande de base du signal. La figure (I-4) fournit le schéma bloc d'un radar FMCW. Sa simplicité et la possibilité de mesurer simultanément la vitesse et la distance ont rendu les systèmes FMCW populaires [5].

Il existe certaines contraintes pour la mise en œuvre :

- la variation de fréquence doit être linéaire afin d'obtenir une mesure correcte de la distance au moyen de l'équation précédente.
- La distance et la vitesse sont déduites à partir des mêmes mesures de fréquence.

Ainsi, si la cible est très proche et sa vitesse est élevée, chaque fréquence de battement sera proportionnelle à la fréquence Doppler et donc sera très élevée et la différence des fréquences de battement sera proportionnelle à la distance et donc très faible.

I.5.3 Radar à impulsion :

I.5.3.1 Présentation :

Le principe de base d'un radar à impulsions consiste à envoyer une suite d'impulsions. Une impulsion possède une durée T_i brève. Pour de nombreux radars, tels que les radars aériens, la durée d'une impulsion est de l'ordre de la microseconde [5]. Mais, à la vitesse de la lumière ($c = 3.10^8$) $1 \mu s$ correspond à 300 m. Donc il faudra utiliser des durées d'impulsion de l'ordre de la nanoseconde pour obtenir des précisions inférieures à un mètre.

A la réception, les caractéristiques temporelles de l'onde sont conservées, mais la réflexion mène à perdre une partie de l'amplitude. C'est pourquoi la mesure de la puissance reçue est peu exploitée pour une évaluation précise de la distance.

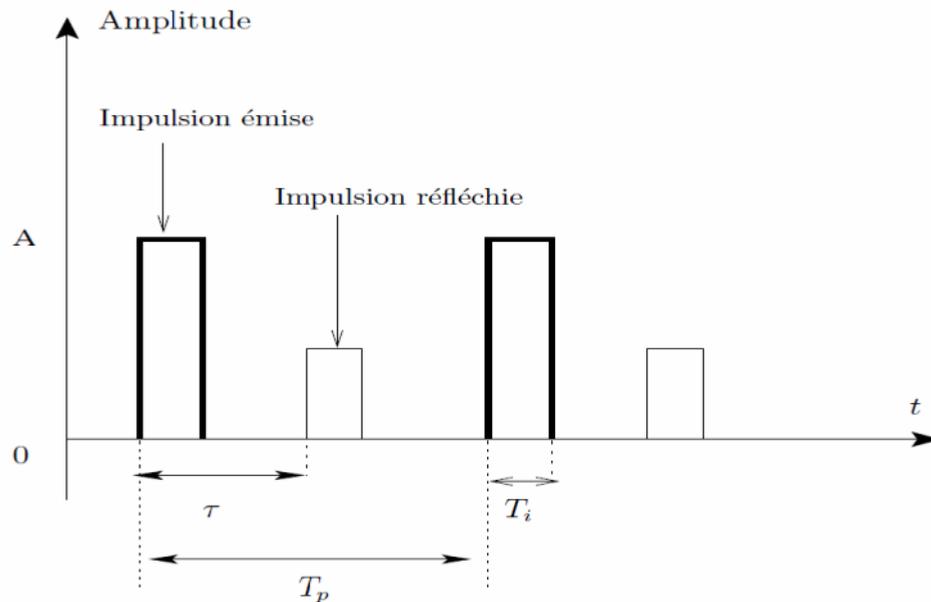


Figure I-6 : radar à impulsion

En mesurant le retard τ entre l'émission et la réception on peut calculer la distance entre le radar et la cible par l'équation suivante :

$$d = \frac{c\tau}{2} \quad (\text{I-27})$$

c : la vitesse de propagation de l'onde émise dans l'air.

La durée d'une impulsion T_i et la fréquence de répétition f_r sont les paramètres les plus importants pour calculer la plus grande distance mesurable (portée maximale) et la résolution du radar (distance minimale entre deux cibles à partir de laquelle on peut les différencier).

Afin d'éviter l'ambiguïté lors de la mesure de la distance, il faut que l'impulsion réfléchie soit reçue par le radar avant que l'impulsion suivante ne soit émise. Ainsi le retard τ doit être inférieur à la période des impulsions : $T_P = \frac{1}{f_r}$, d'où $\tau_{max} = \frac{1}{f_r}$ et $\frac{2d_{max}}{c} = T_P$

$$d_{max} = \frac{cT_P}{2} \quad (\text{I-28})$$

La plus petite variation de distance entre deux cibles qu'on peut mesurer est liée au plus petit écart qu'on peut détecter entre deux retards, ce dernier est égal à la durée d'une impulsion T_i .

Donc la plus petite distance possible entre deux cibles est donnée par :

$$\Delta d = \frac{cT_i}{2} \quad (\text{I-29})$$

La distance minimale de détection est limitée encore par la largeur de l'impulsion et elle est égale à Δd .

$$D_{min} = \frac{cT_i}{2} \quad (I-30)$$

On conclut que le radar à impulsion mesure la distance entre le radar et la cible.

I.5.3.2 Caractéristiques :

Le radar à impulsions possède plusieurs inconvénients qui limitent son utilisation dans le domaine des radars. Une distance minimale est requise pour que deux cibles puissent être discriminées. Cette distance est liée à la durée de l'impulsion T_i et vaut $cT_i/2$.

La résolution en distance est meilleure quand les impulsions sont fines, ce qui nécessite un encombrement spectral élevé.

Les systèmes de génération d'impulsions très courtes conduisent à des récepteurs radar nécessitant des fréquences de traitement très élevées.

Les radars pulsés émettent à des puissances crêtes qui sont souvent de plusieurs ordres de grandeur supérieures à celles des radars continus et utilisent de ce fait des composants (amplificateurs) beaucoup plus onéreux. Ils nécessitent en outre l'emploi d'un duplexeur pour protéger l'étage d'entrée de la réception pendant l'émission, ainsi que des systèmes d'acquisition rapides pour enregistrer les impulsions très brèves [5].

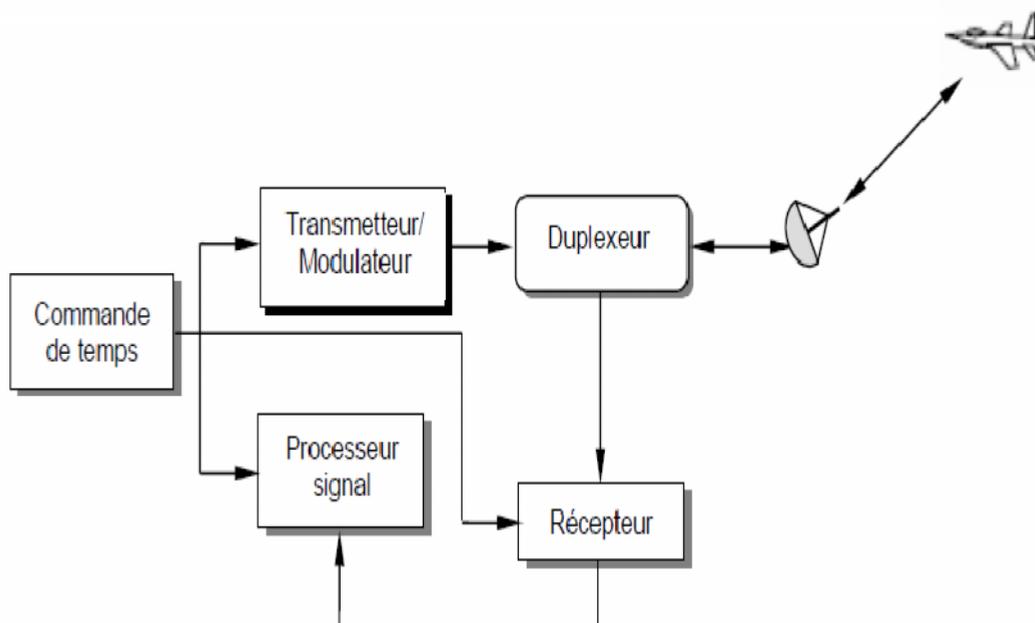


Figure I-7 : schéma bloqué d'un radar à impulsion

CHAPITRE II

II.1 Introduction :

En générale dans un système radar, l'étude de ses éléments constitutifs est importante pour le caractériser et définir son domaine d'utilisation. Dans notre exemple de radar qui comporte :

- Un circulateur : étude des pertes de transmission entre ses accès couplées et les accès découplées.
- Un amplificateur : sa courbe de réponse c.-à-d. le gain en fonction de la fréquence.
- L'antenne micro ruban rectangulaire : les caractéristiques électriques telle que ses dimensions, la fréquence de résonance, bande passante, le gain et le diagramme de rayonnement.

II.2 Circulateur micro ondes en technologie micro ruban :

II.2.1 Constitution :

Un circulateur est en général réalisé à partir d'un hexapôle en Y dans lequel a été introduit un matériau anisotrope afin de le rendre non réciproque et donc adaptable à ces trois accès. Dans ces conditions sa matrice S est :

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{pmatrix} \tag{II-1}$$

L'hexapôle étant sans pertes, il est possible d'écrire :

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \qquad S_{12} S_{13} = 0$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \qquad S_{21} S_{23} = 0$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \qquad S_{31} S_{32} = 0$$

En supposant qu'il n'y a aucune transmission d'énergie entre les accès 1 et 3 c'est-à-dire $S_{31} = 0$, alors :

$$|S_{21}| = 1 \Rightarrow S_{21} = \exp(j\phi_{21}) \Rightarrow S_{23} = 0 \quad |S_{13}| = 1 \Rightarrow S_{13} = \exp(j\phi_{13})$$

$$|S_{12}| = 0 \Rightarrow |S_{32}| = 1 \Rightarrow S_{32} = \exp(j\phi_{13})$$

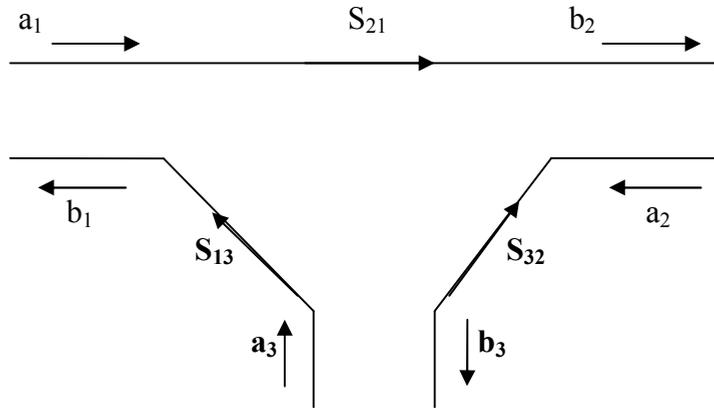
Ce qui conduit à la matrice suivante:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \exp(j\phi_{12}) \\ \exp(j\phi_{21}) & 0 & 0 \\ 0 & \exp(j\phi_{32}) & 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \tag{II-2}$$

Par le choix judicieux des plans de référence afin d'annuler les différentes phases des S_{ij}

II.2.2 Principe de fonctionnement :

Il est possible d'expliquer le fonctionnement du circulateur à partir de son graphe de fluence qui montre la progression des signaux à travers le composant :

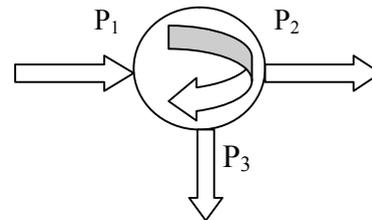


- $|S_{13}|=1 \Rightarrow$ toute la puissance qui pénètre par l'accès 3 est totalement transmise vers l'accès 1.
- $|S_{21}|=1 \Rightarrow$ toute la puissance qui pénètre par l'accès 1 est totalement transmise vers l'accès 2.
- $|S_{32}|=1 \Rightarrow$ toute la puissance qui pénètre par l'accès 2 est totalement transmise vers l'accès 3.

Pratiquement les pertes de transmission entre les accès couplés sont de l'ordre de -0,5 dB alors que l'isolation entre accès découplés est comprise entre (-20, -30) dB c'est-à-dire :

Pertes de transmission 1 vers 2 : $10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) = -0,5 \text{ dB}$

Isolation entre accès 1 et accès 3 : $10 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) < -20 \text{ dB}$



II.2.3 Caractérisation du circulateur:

II.2.3. a) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (1) vers l'accès (2) :

Le dispositif expérimental est indiqué ci après :

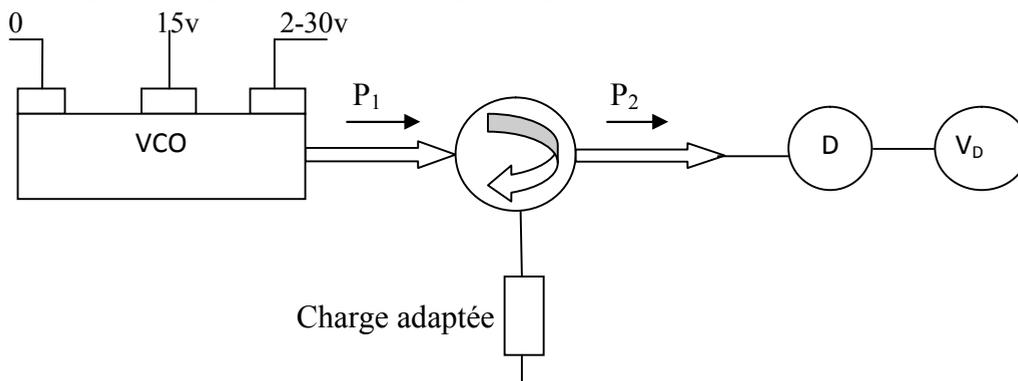


Figure II-1: mesure du coefficient de transmission de l'accès (1) vers l'accès (2)

Les résultats de la mesure sont résumés sur le tableau suivant :

F (GHz)	V _{accord} (v)	V détectée en 1(V)	P ₁ détectée en 1(mW)	V détectée en 2 (V)	Puissance transmise P ₂ (mW)
2,5	4,29	0,70	7.5	0,6355	6,90
2,75	7,62	0,75	8.00	0,6147	6,50
3,00	12,48	0,48	7.30	0,4020	6,20
3,25	18,79	0,81	9,55	0,6748	7,90
3,5	26,9	0,87	10.3	0,7520	9.60

$S_{21} = T_{21} = 10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$: Indique le degré de transmission de l'accès 1 vers l'accès 2.

Les valeurs de T_{21} (dB) pour différentes fréquences sont résumées dans le tableau suivant

T ₂₁ (dB)	-0.92	-0.81	-0.56	-0,82	-0.93
F (GHz)	2,5	2,75	3,00	3,25	3,5

$$T_{21\text{moy}} = - 0,80\text{db}$$

II.2.3.b) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (1) vers l'accès (3) :

Le dispositif expérimental est indiqué ci après :

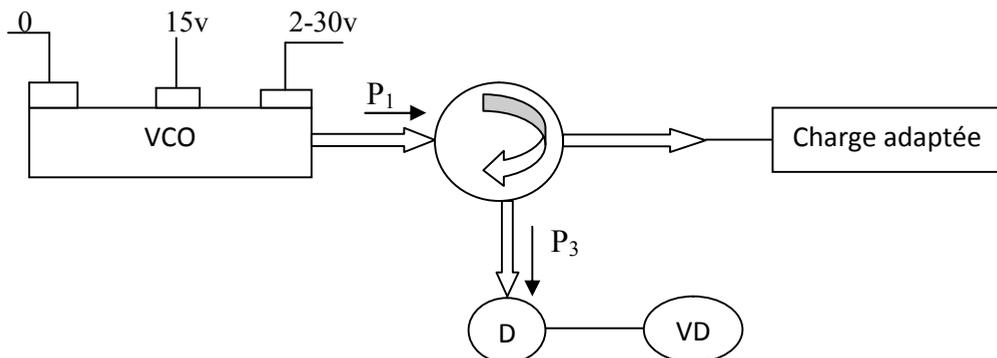


Figure II-2: mesure du coefficient de transmission de l'accès (1) vers l'accès (3)

Les résultats de la mesure sont résumés dans le tableau suivant :

F (GHz)	V _{accord} (v)	V détecté en 3 (v)	P ₃ (mW)	P ₂ du tableau précédent (mW)	(P ₃ /P ₂)	10 log (P ₃ /P ₂) (dB)
2,5	4,29	0,1103	0,380	6,90	0,013	-12,59
2,75	7,62	0,0620	0,155	6,50	0,024	-16,19
3,00	12,48	0,0488	0,115	6,20	0,020	-16,98
3,25	18,79	0,0356	0,075	7,90	0,009	-20,45
3,5	26,9	0,071	0,185	9.60	0,019	-17,21

$S_{31} = I = 10 \log (P_3/P_2)$ Indique le degré d'isolation qui existe entre les accès 1 et 3.

Les valeurs de I (dB) pour différentes fréquences sont résumées dans le tableau suivant :

I (dB)	-12,29	-16,19	-16,98	-20,45	-17,21
F(GHz)	2,5	2,75	3,00	3,25	3,50

$$I_{moy} = -17,70db$$

II.2.3.c) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (2) vers l'accès (3) :

Le dispositif expérimental est indiqué ci après :

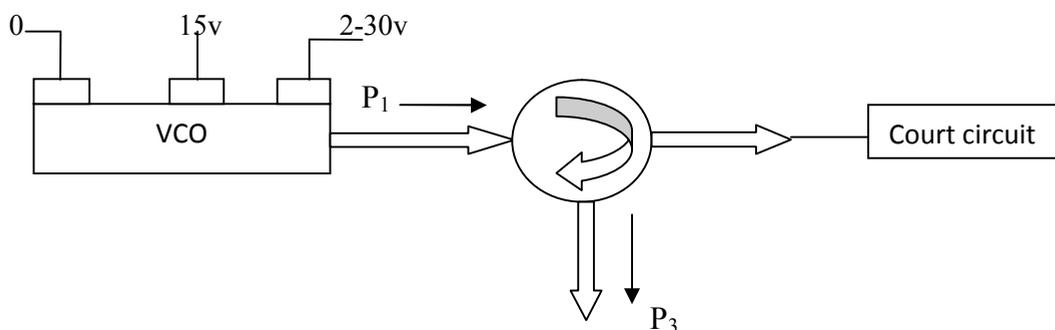


Figure II-3: mesure du coefficient de transmission de l'accès (2) vers l'accès (3)

Les résultats de la mesure sont résumés dans le tableau ci après :

F (GHz)	V _{accord} (V)	V détecté en 3 (V)	P ₃ (mW)	P ₂ du tableau précédent (mW)	(P ₃ /P ₂)	10 log(P ₃ /P ₂) (dB)
2,5	4,29	0,6134	6,40	6,90	0,92	-0,327
2,75	7,62	0,5030	4,45	6,50	0,68	-1,645
3,00	12,48	0,6188	6,60	6,20	1,06	0,271
3,25	18,79	0,5228	4,80	7,90	0,60	-2,163
3,5	26,9	0,7015	8,40	9.60	0,87	-0,580

$S_{32} = T_{23} = 10 \log (P_3/P_2)$: relève le degré de transmission de (2) vers (3).

Les valeurs de T₂₃ (dB) pour différentes fréquences sont résumées dans le tableau suivant :

T ₂₃ (dB)	-0,327	-1,645	0,271	-2,163	-0,580
F (GHz)	2,5	2,75	3,00	3,25	3,5

$$T_{23moy} = - 0,89db$$

II.2.3. d) Mesure du coefficient de transmission de l'accès (2) vers l'accès (1) :

Le dispositif expérimental est indiqué ci après :

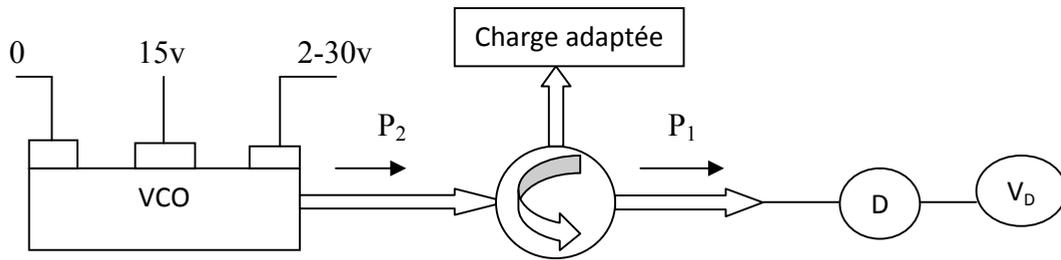


Figure II-4: mesure du coefficient de transmission de l'accès (2) vers l'accès (1)

Les résultats de mesure sont résumés dans le tableau suivant :

F (GHz)	V accord (V)	V détectéen1 (V)	P ₁ (mW)	P ₂ du tableau précédent (mW)	(P ₁ /P ₂)	10log (P ₁ /P ₂) (dB)
2,5	4,29	0,1853	0,80	6,90	0,115	-9,357
2,75	7,62	0,1551	0,65	6,50	0,1	-10
3,00	12,48	0,1404	0,55	6,20	0,88	-10,52
3,25	18,79	0,0670	0,17	7,90	0,021	-16,67
3,5	26,9	0,0737	0,19	9.60	0,019	-17,03

$S_{12} = T_{12} = 10\log (P_1/P_2)$ relève la nature non réciproque du circulateur.

T ₁₂ (dB)	-9,357	-10	-10,52	-16,67	-17,03
F (GHz)	2,5	2,75	3,00	3,25	3,5

$$T_{12\text{moy}} = -16,55\text{db}$$

II.2.4) Analyse des mesures :

Les caractéristiques du circulateur donnés par le fabriquant montrent que:

- Pertes de transmission : < - 0,5 dB
- Isolation : < - 20 dB

A partir des mesures faites on a les valeurs moyennes suivantes :

$$T_{21\text{moy}} = - 0,80\text{dB}$$

$$T_{12\text{moy}} = -17,70\text{dB}$$

$$T_{32\text{moy}} = - 0,89\text{dB}$$

$$I_{\text{moy}} = -16,55\text{dB}$$

En analysant ces résultats, on remarque que les pertes d'insertion entre accès couplés sont faibles effectivement, mais l'isolation entre accès découplés est > -20 dB donc l'isolation

n'est pas parfaite, il y a toujours une petite partie du signal radiofréquence qui se propage de l'accès 1 vers l'accès 3 (même chose pour l'accès 3 vers l'accès 2 et l'accès 2 vers 1). Aussi, comme $T_{12} \neq T_{21}$, on constate que le circulateur est non réciproque.

II.3. détecteur à diode :

Une détection non absolue (donc relative) peut s'effectuer par l'intermédiaire d'une diode qui convertit un signal hyperfréquence en un courant ou une tension continue fonction de son amplitude.

Par mesure relative, on entend mesure proportionnelle. Ainsi, seul des rapports entre deux (ou plusieurs) mesures sont possibles ne connaissant pas la valeur de la constante de proportionnalité. Cette constante, cependant, s'annule lorsqu'on procède au rapport de deux mesures sans modifier les paramètres de l'appareil.

Le circuit de détection de la figure ci après s'appelle un détecteur à cristal. Celui-ci est une sorte de redresseur à diode qui travaille dans la région quadratique. Le détecteur possède un petit circuit d'adaptation suivi de la diode avec un système de couplage continu et d'un filtre passe-bas.

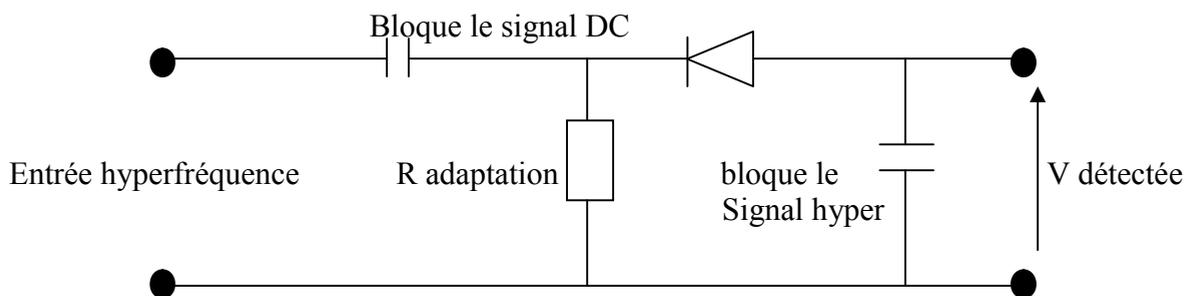


Figure II-5 : Schéma équivalent du détecteur à cristal.

Un niveau continu et des harmoniques créées par la non-linéarité de l'élément se retrouvent à la sortie de la diode. Les harmoniques sont ensuite filtrées ne laissant subsister que le niveau continu directement proportionnel à la puissance du signal.

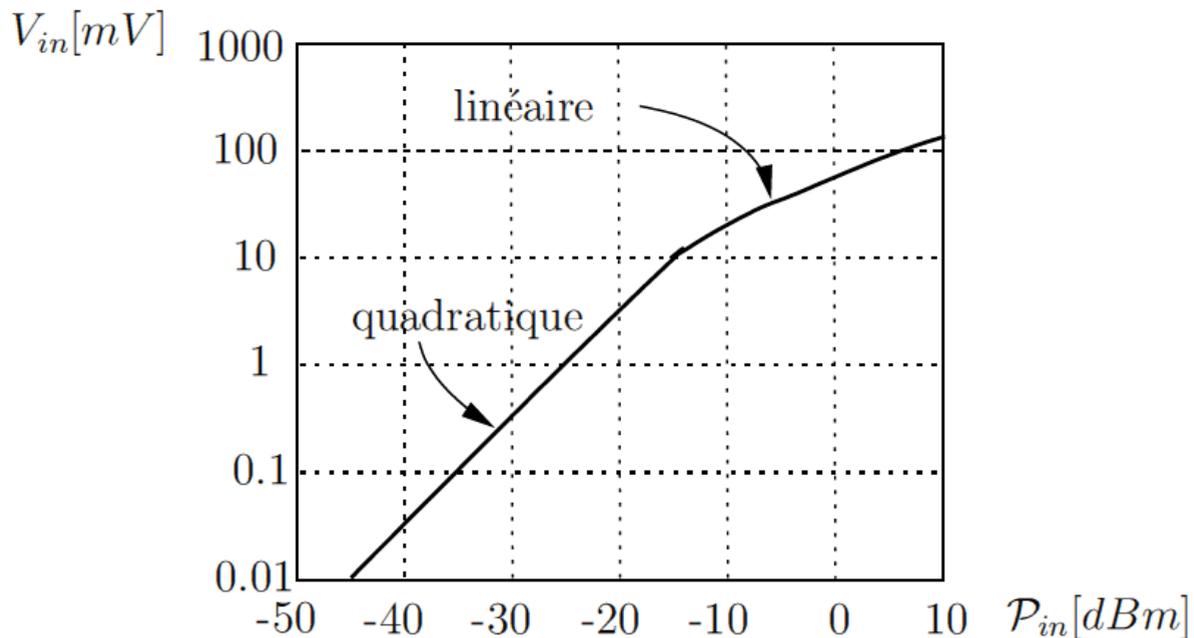


Figure II-6 : Courbe de sensibilité typique d'une diode à cristal.

La courbe de sensibilité typique d'un détecteur à cristal montre les deux régions d'opération de la diode : quadratique et linéaire.

Si le signal devient puissant, la tension du signal de sortie tend à devenir directement proportionnelle à la tension induite aux bornes de la diode. Le détecteur fonctionne alors dans sa région linéaire; il redresse le signal d'entrée et la lecture est faussée.

II.3.1. Principe de la détection :

Les détecteurs hyperfréquences les plus utilisés sont les diodes à pointes et les diodes Schottky. La caractéristique courant tension est donnée par :

$$I = I_S \left(\exp \left(\frac{V}{V_0} \right) - 1 \right) \quad (\text{II-3})$$

avec $V_0 = 25\text{mv}$ à 300°K et V : la tension appliquée sur le détecteur

Si la tension hyperfréquence V appliquée au détecteur est de la forme : $V(t) = V_m \cos(\omega t)$ et si les signaux appliqués sont suffisamment faibles ($V < V_m$), alors le développement de I conduit à :

$$I = \frac{I_0}{4} \left(\frac{V_m}{V_0} \right)^2 + I_0 \frac{V_m}{V_0} \cos(\omega t) + \frac{I_0}{4} \left(\frac{V_m}{V_0} \right)^2 \cos(2\omega t) + \dots \quad (\text{II-4})$$

On a bien la composante continue qui peut être déduite par filtrage.

La figure suivante montre graphiquement le processus de détection :

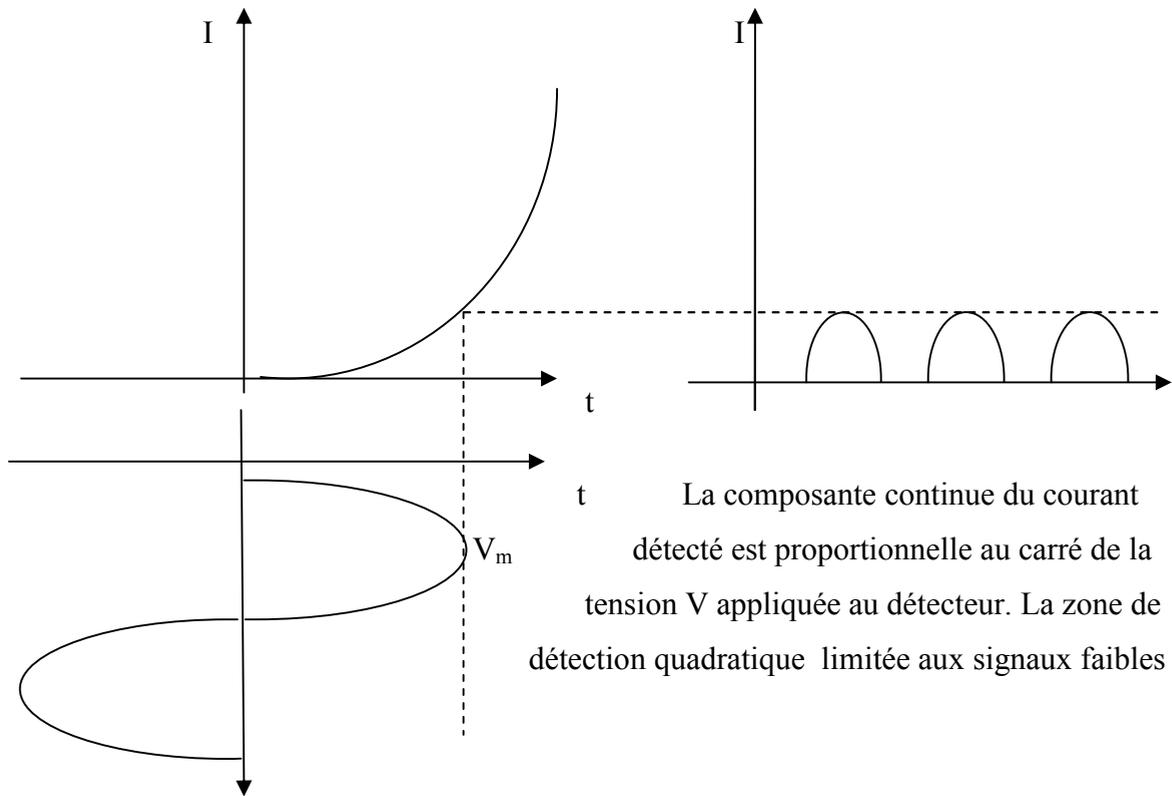


Figure II-7 : processus de détection de la diode à cristal.

II.3.2 .Etalonnage du détecteur :

Pour étalonner le détecteur on réalise le dispositif expérimental suivant

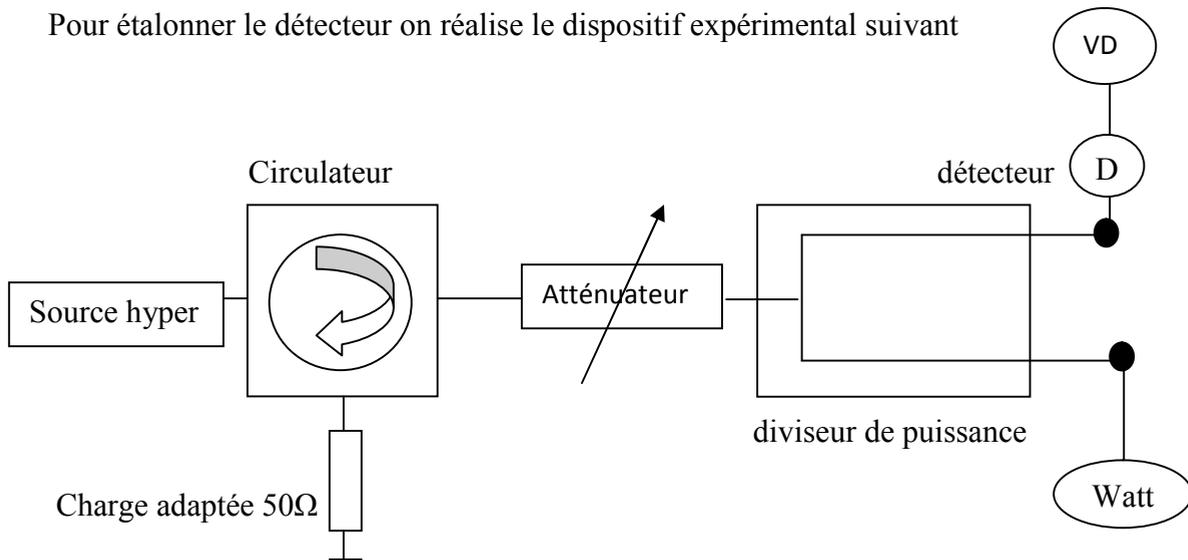


Figure II-8 : circuit d'étalonnage du détecteur à diode

- La source hyperfréquence doit être capable de fournir une puissance (0 – 100) mW dans la bande S (2 – 4) GHz.
- Le circulateur monté en isolateur absorbe toute la puissance réfléchiée éventuellement.
- Le diviseur de puissance qui délivre la même puissance aux ports 2 et 3 permet alors l'étalonnage du détecteur.

Les courbes d'étalonnage du détecteur sont données en annexe

II.4. Le mélangeur à diode :

Un mélangeur est un dispositif qui permet de transposer en fréquence un signal sans modifier l'information dont il est porteur. Les mélangeurs sont utilisés dans la plus part des systèmes de télécommunication (télécoms, guidage, radars, etc...). Dans tous ces systèmes, les signaux utiles sont transposés en hyperfréquence (RF) pour l'émission en espace libre et sont inversement transposés vers les basses fréquences (FI) en réception pour être traités avec une électronique plus classique. Le mélangeur constitue un maillon essentiel de tout système d'émission / réception fonctionnant aux fréquences micro-ondes.

II.4.1. Mélangeur idéal :

Un mélangeur idéal est un multiplicateur analogique figure (1)

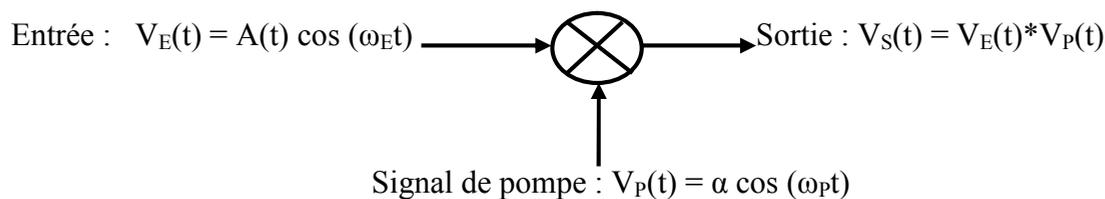


Figure II-9 : Mélangeur idéal.

II.4.2. Mélangeur à diode:

D'une façon très générale le mélange est obtenu en envoyant les deux signaux sur un dispositif non- linéaire comme une diode, un transistor à jonction ou à effet de champ.

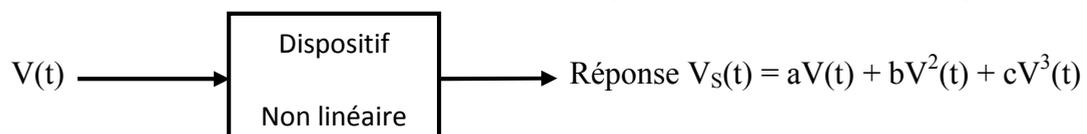


Figure II-10 : Mélangeur réalisé par un dispositif non-linéaire.

Le dispositif ci-dessous montre le principe du mélange en utilisant une diode :

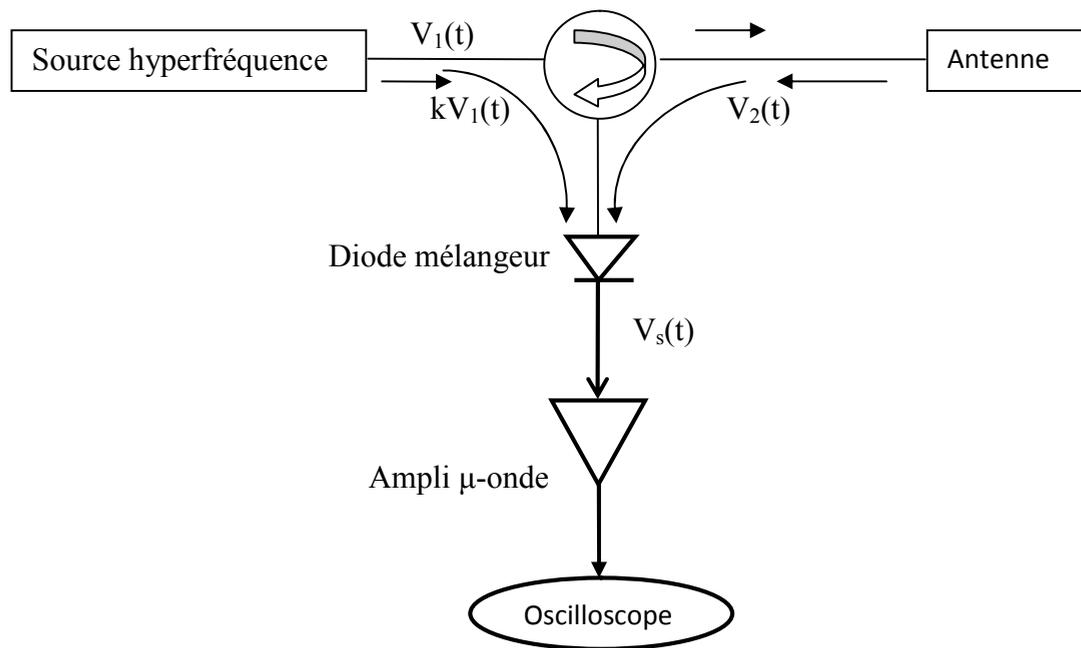


Figure II-11 : principe de mélangeur à diode

Le signal $V_1(t)$ est la fraction du signal fournie par la source hyperfréquence, qui passe à travers le circulateur qui a un défaut d'isolation, et le signal $V_2(t)$ est celui réfléchi par l'antenne. Ces deux signaux vont attaquer la diode qui délivrera en sortie un signal $V_S(t)$ qui est le mélange des deux signaux $V_1(t)$ et $V_2(t)$.

$$\text{Soit : } V_1(t) = V_{1m} \cos(2\pi f_1 t) \quad \text{et} \quad V_2(t) = V_{2m} \cos(2\pi f_2 t) \quad (\text{II-5}) \text{ et } (\text{II-6})$$

$$V_S(t) = aV(t) + bV^2(t) + cV^3(t), \text{ avec } V(t) = V_1(t) + V_2(t) = V_{1m} \cos(2\pi f_1 t) + V_{2m} \cos(2\pi f_2 t)$$

On aura en se limitant au deuxième ordre :

$$\begin{aligned} V_S(t) = & aV_{1m} \cos(2\pi f_1 t) + aV_{2m} \cos(2\pi f_2 t) + \frac{b}{2} (V_{1m}^2 + V_{2m}^2) + \frac{b}{2} V_{1m}^2 \cos(2.2\pi f_1 t) \\ & + \frac{b}{2} V_{2m}^2 \cos(2.2\pi f_2 t) + \frac{b}{2} V_{1m} V_{2m} \cos(2\pi(f_2+f_1)) + \frac{b}{2} V_{1m} V_{2m} \cos(2\pi(f_2-f_1)). \end{aligned} \quad (\text{II-7})$$

On voit ici l'apparition de termes qui ont la fréquence f_2+f_1 et f_2-f_1 .

II.4.3 Remarque :

Pour utiliser la diode en mélangeur on exploite la partie coudée de sa caractéristique courant-tension, c'est la raison pour laquelle on utilise des signaux de faible amplitude afin de rester dans la zone non linéaire du composant.

II.5. Amplificateur micro onde :

II.5.1 Présentation :

Un amplificateur micro onde est un quadripôle à l'entrée duquel on injecte une puissance active P_{in} afin d'extraire en sortie une puissance P_{out} . Ce genre de dispositif est présent dans la quasi-totalité des circuits micro onde.

- ✓ Soit lorsqu'on doit augmenter l'amplitude d'un signal très faible pour pouvoir extraire l'information (amplitude à faible bruit).
- ✓ Soit lorsqu'on doit élever la puissance d'un signal, par exemple dans le système radar, à la réception le signal capté par l'antenne est faible puissance et donc on va l'amplifier pour bien déterminer les caractéristiques de la cible.

Un quadripôle actif qui fonctionne en amplificateur à pour composant de base le transistor et un circuit de polarisation en technologie planaire, sa conception peut être efficace seulement si les conditions suivantes sont vérifiées :

- Un gain de l'amplificateur élevé et constant sur la bande passante choisie.
- Une stabilité parfaite ou inconditionnelle.
- Une bonne adaptation à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

On se propose alors de caractériser l'amplificateur dont on dispose en déterminant sa courbe de réponse c'est-à-dire le gain en fonction de la fréquence.

II.5.2 Principe de mesure le gain de l'amplificateur micro onde:

On réalise le montage suivant :

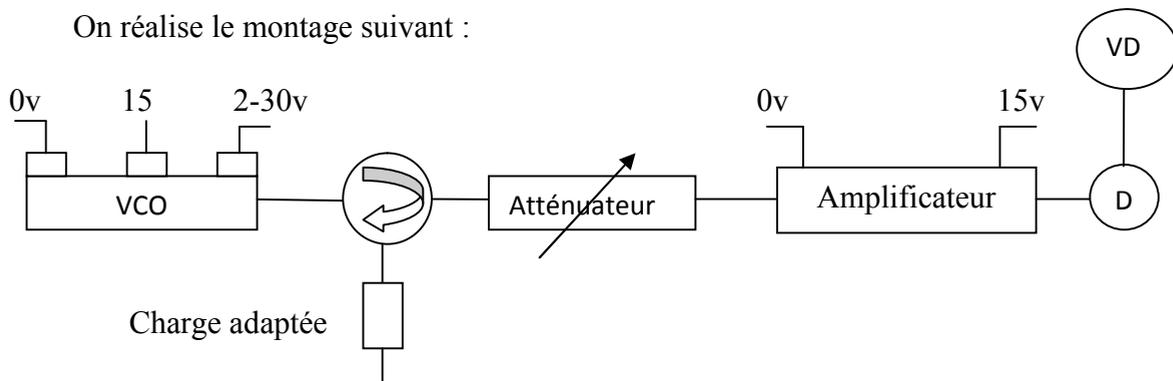


Figure II-12: montage de mesure le gain de l'amplificateur micro onde

- * On fait varier la fréquence et on mesure la puissance à la sortie de l'amplificateur.
- * Les pertes de l'atténuateur étant de 20 dB on déduit la puissance à la sortie de l'atténuateur à l'aide de :

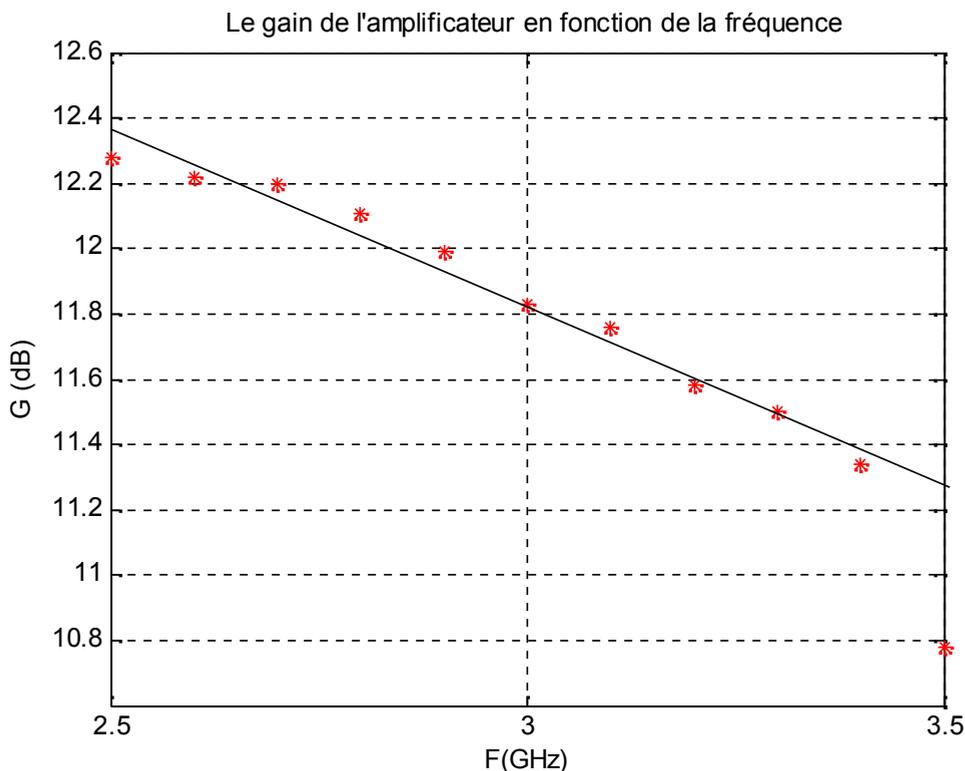
$$G_{att} = 20\text{dB} = 10 \log \frac{P}{P_{in}} \Rightarrow \log \frac{P}{P_{in}} = \frac{20}{10} = 2 \rightarrow \frac{P}{P_{in}} = 10^2 = 100 \Rightarrow P_{in} = \frac{P}{100} \quad (\text{II-8})$$

Or la puissance moyenne fournie par le VCO est $P = 7 \text{ mW} \Rightarrow P_{in}$ à l'entrée de l'amplificateur

est alors $P_{in} = \frac{7}{100} = 0.07 \text{ mw}$

Les résultats sont récapitulés dans le tableau suivant :

F (GHz)	V_{accord} (v)	V_{out} (v)	P_{out} (mW)	V (v)	P (mW)	$P_{in} = P / 100$	G	$(G)_{dB}$
2.5	4.3	0.233	1.15	0.633	6.8	0.068	16.91	12.28
2.6	5.4	0.225	1.1	0.620	6.66	0.066	16.66	12.22
2.7	6.8	0.219	1.08	0.615	6.50	0.065	16.61	12.20
2.8	8.3	0.215	1.04	0.610	6.40	0.064	16.25	12.11
2.9	10.5	0.208	0.98	0.604	6.25	0.0625	15.81	11.99
3.0	12.5	0.204	0.93	0.600	6.20	0.062	15.32	11.83
3.1	14.8	0.198	0.90	0.590	6.00	0.060	15.00	11.76
3.2	17.3	0.192	0.85	0.585	5.90	0.059	14.41	11.58
3.3	20.3	0.187	0.82	0.578	5.80	0.058	14.12	11.50
3.4	23.4	0.184	0.80	0.574	5.78	0.0578	13.84	11.34
3.5	16.9	0.180	0.78	0.572	5.72	0.0572	13.63	10.78



La valeur moyenne du gain de l'amplificateur micro onde est de l'ordre de 12 dB

II.6 Structure et forme de l'antenne micro ruban rectangulaire :

L'antenne micro ruban rectangulaire est constituée d'un patch conducteur de forme rectangulaire (de longueur L , largeur W , et d'épaisseur t) imprimé sur un substrat d'épaisseur h généralement très petite devant la longueur d'onde ($h \ll \frac{\lambda_0}{8}$) et caractérisé par une permittivité relative ϵ_r associé à un angle de perte $\tan\delta$ (figure II-12).

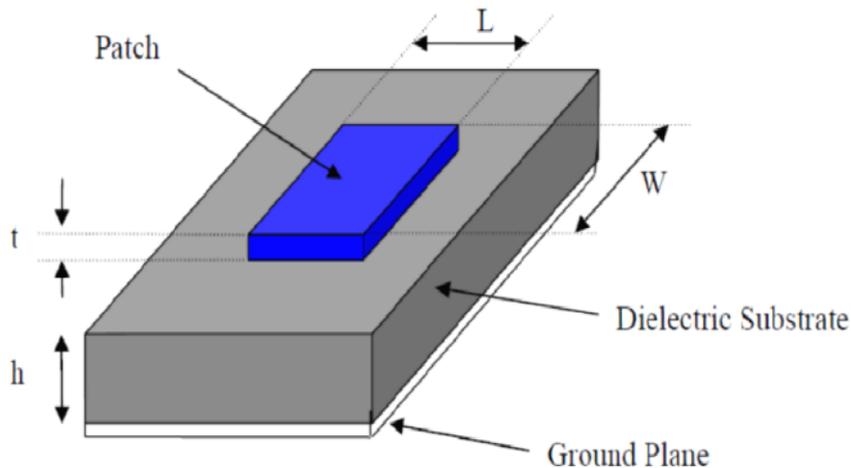


Figure II-12 : antenne patch rectangulaire

II.6.1 Avantages et inconvénients de l'antenne micro ruban rectangulaire :

L'antenne micro ruban rectangulaire présente quelques avantages et inconvénients comparée aux autres types d'antennes micro-ondes.

II.6.1.1 Avantages de l'antenne micro ruban rectangulaire :

- Faible épaisseur.
- Faible masse.
- Encombrement réduit.
- Fabrication aisée et faible prix de revient (cas de la fabrication en série par photogravure).
- Compatibilité avec d'autres circuits micro-ondes planaires (passifs ou actifs) et la possibilité de réaliser sur le même substrat les lignes d'alimentation et les éléments d'adaptation.
- Possibilité de l'imprimer sur des surfaces non planes (sa configuration plane, mince, légère est adaptable directement sur les corps des missiles, roquettes et navettes spatiales sans altérer l'aérodynamique).
- Sa flexibilité à présenter tous types de polarisation.

II.6.1.2 Inconvénients :

- Faible rendement.
- Bande passante réduite.
- Rayonnement parasite par les lignes d'alimentation.
- Problèmes de tolérance de fabrication.
- Nécessité d'un substrat de bonne qualité.

II.6.2 Mécanisme de rayonnement :

Le milieu de propagation n'étant pas homogène, une partie des lignes de champ est située dans le substrat, l'autre partie dans l'air (figure II-13).

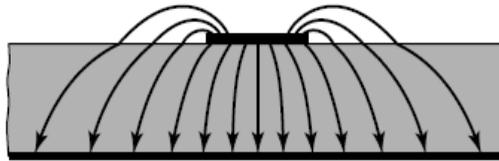


Figure II-13 : Lignes de champ dans l'antenne micro ruban rectangulaire.

Suivant la propagation des ondes dans l'antenne, nous pouvons distinguer quatre régions (figure II-14).

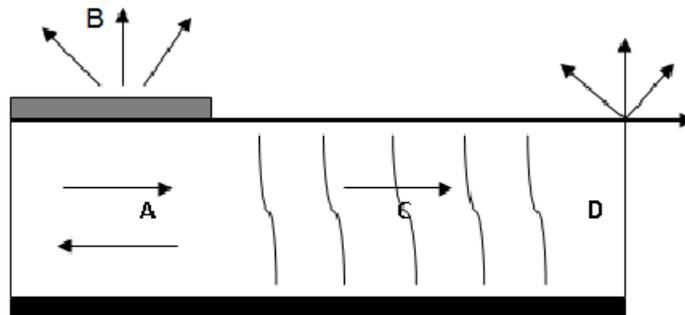


Figure II-14 : les quatre régions de rayonnement principales dans l'antenne patch

- **La région (A) du substrat** entre les deux conducteurs est le siège d'une concentration du champ électromagnétique. Cette concentration est d'autant plus accentuée que la fréquence est basse, il y a alors propagation guidée et la structure qui en résulte est une ligne
- **Au dessus du substrat (région B)** plus particulièrement aux fréquences élevées, le rayonnement dans l'air devient significatif, la structure se comporte alors comme une antenne. Comme il reste néanmoins une concentration importante du champ entre les deux conducteurs, et que le diélectrique présente toujours des pertes, il en résulte une

absorption notable d'énergie électromagnétique qui rend de ce fait, le rendement d'une antenne micro ruban rectangulaire assez modeste.

- **Dans la région (c) du substrat**, certains rayons restent piégés à l'intérieur du diélectrique (mécanisme de réflexion totale).
- **A la frontière du substrat (D)**, ces ondes sont diffractées et génèrent donc un rayonnement parasite.

En raison des différentes régions de rayonnement de l'antenne micro ruban rectangulaire, il est difficile de déterminer ses caractéristiques radiofréquence (fréquence de résonance, bande passante, gain, impédance d'entrée, directivité...).

II.6.3. Sélection du substrat :

Il a été démontré après plusieurs expériences que le paramètre le plus sensible dans la conception de l'antenne micro ruban rectangulaire, est la constante diélectrique du substrat. C'est ce paramètre qui détermine la constante de propagation, la résistance à la résonance et tant d'autres caractéristiques de l'antenne.

Les effets du substrat ont été étudiés par plusieurs auteurs [7]. De cette étude il en ressort qu'il faut choisir le substrat en tenant compte de :

- La sensibilité de l'excitation de l'onde de surface.
- L'effet de dispersion sur la constante diélectrique et l'angle de perte du substrat.
- La valeur des pertes dans le conducteur et dans le diélectrique.
- Les conditions environnantes de température, de pression, les efforts mécaniques.
- Les vibrations, la gravitation ou autres.
- Le coût.
- $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

II.6.4.Méthode d'excitation :

Il existe plusieurs procédés permettant d'alimenter l'antenne micro ruban rectangulaire. On va citer quelques unes :

- Alimentation par une ligne micro ruban.
- Alimentation par une ligne coaxiale.

II.6.4.1. Alimentation par une ligne micro ruban :

L'élément rayonnant et sa ligne micro ruban sont imprimés sur la même face du substrat diélectrique (figure II-15), cette structure est facilement réalisable.

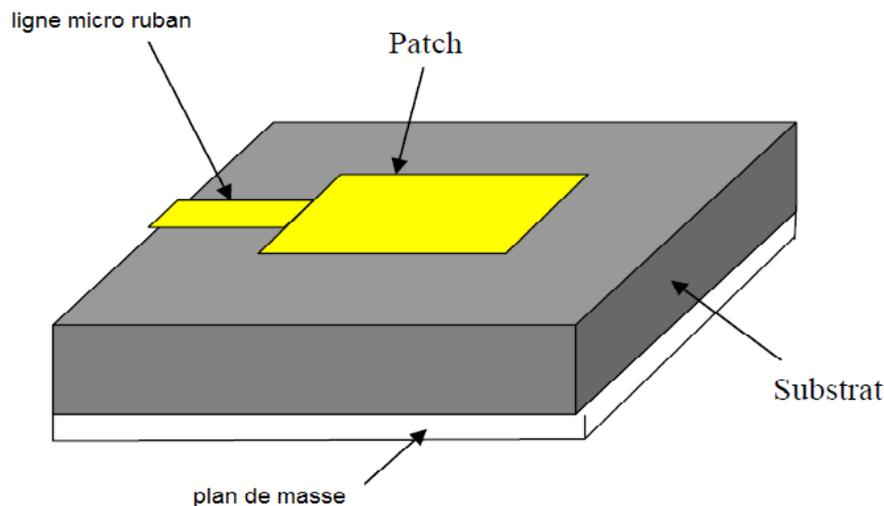


Figure II-15 : alimentation par une ligne micro ruban

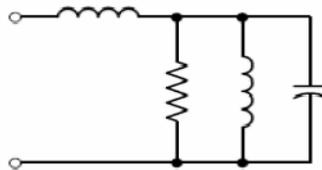


Schéma équivalent d'une alimentation par ligne micro ruban

Dans ce cas la largeur de bande est de 2 à 5% de la fréquence d'utilisation. L'augmentation de cette bande s'obtient en augmentant la constante diélectrique du substrat, il se peut toute fois en résulter l'apparition non désirée de l'inductance due au circuit d'alimentation.

Le concepteur dispose de deux degrés de liberté pour réaliser l'adaptation : la longueur de la ligne, et le rapport entre la largeur de la ligne et celle de l'antenne.

L'influence de la ligne est directement liée à sa largeur w qui est calculée pour qu'il y ait adaptation à une impédance caractéristique imposée ou désirée.

De nombreuses formules de synthèse existent pour le calcul théorique de la largeur w d'une ligne, connaissant le substrat diélectrique sur lequel elle est déposée et l'impédance caractéristique fixée [8].

De plus, une telle configuration présente des discontinuités entre la ligne et l'antenne et éventuellement des éléments d'adaptation.

Toutes ces discontinuités sont des sources de rayonnement et peuvent donc modifier considérablement le diagramme de rayonnement de l'antenne.

II.6.4.2. Alimentation par une ligne coaxiale :

L'alimentation coaxiale ou par sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans (figure II-16). Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse.

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication. Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué [9].

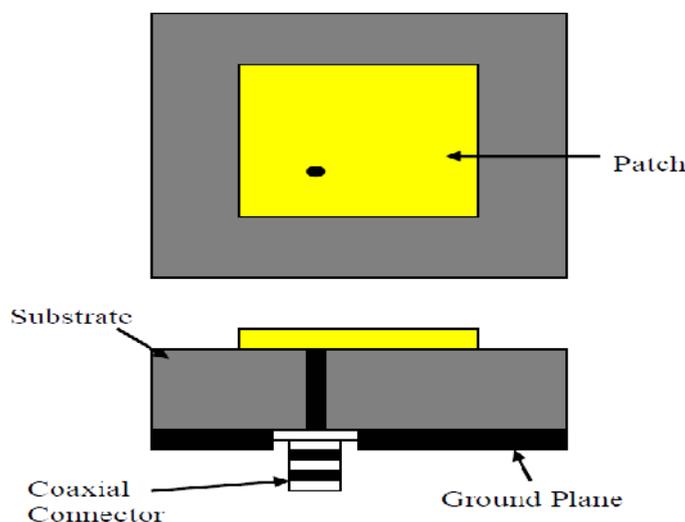


Figure II-16: antenne patch rectangulaire alimentée par sonde

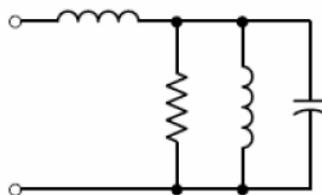


Schéma équivalent d'une alimentation par sonde coaxiale

II.6.5. Les méthodes d'analyses d'une antenne micro ruban rectangulaire :

II.6.5.1. Le modèle de la ligne de transmission :

Il est le plus simple et fournit une bonne interprétation physique. Cette méthode de la ligne de transmission est plus adaptée au patch rectangulaire. Elle permet de le modéliser par des tronçons de lignes micro rubans dont les caractéristiques sont bien connues. Ce modèle permettra d'établir une procédure de conception d'un patch rectangulaire.

II.6.5.2. Le modèle de la cavité électromagnétique :

Il est plus précis et complexe. Comme le modèle précédent il fournit une bonne interprétation physique. Pour l'étude d'autres formes géométriques de l'élément rayonnant, le modèle de la cavité est plus adapté. Celui-ci s'applique dans la région limitée par la surface métallique du patch et du plan de masse associé. Cette région sera assimilée à une cavité dont les parois latérales seront des murs magnétiques et les faces supérieures des murs électriques. C'est au niveau des parois latérales, que les courants de surface sont calculés et déduit le rayonnement.

II.7. Caractéristiques physique et électriques de l'antenne patch :

II.7.1. Caractéristiques physiques :

II.7.1.1. Définition :

L'antenne patch rectangulaire est constituée d'un plan de masse, d'un substrat diélectrique, et d'un élément rayonnant rectangulaire. L'antenne est alimentée par une ligne microruban.

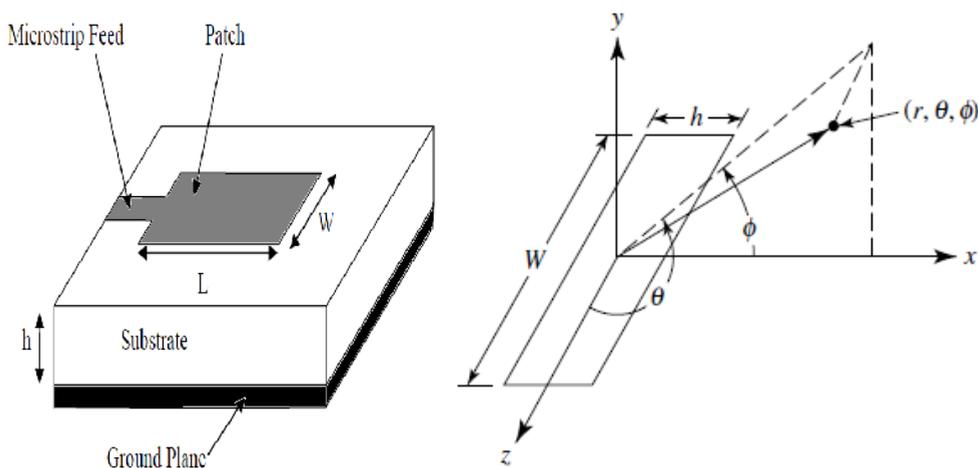


Figure II-17 : antenne patch alimenté par ligne micro ruban

II.7.1.2. Dimensions de l'antenne patch :

- ✓ Largeur : $W = 6,5 \text{ cm}$
- ✓ Longueur : $L = 3,3 \text{ cm}$
- ✓ L'épaisseur : $t = 35 \text{ }\mu\text{m}$

II.7.1.3. Caractéristique du substrat :

Le substrat est en PTFE (Poly-Tétra-Fluor-Ethylène) communément appelé téflon.

- Permittivité relative : $\epsilon_r = 2,17$
- L'épaisseur : $h = 0,79 \text{ mm}$
- Pertes dans le diélectrique : $\text{tang } \varphi_d = 10^{-3} \text{ à } 2 \text{ GHz}$
- Pertes dans le conducteur : $\left. \begin{array}{l} 0,2 \text{ db / m à } 2\text{GHz} \\ 4,0 \text{ db / m à } 10\text{GHz} \end{array} \right\}$

II.7.1.4. Caractéristique de la ligne d'alimentation :

- La largeur : $w_e = 2\text{mm}$
- Impédance caractéristique : $Z_c = 50\Omega$
- Le pont de jonction est sur l'axe de symétrie de l'antenne patch.

II.7.2. Caractéristiques électriques :**II.7.2.1. La permittivité effective :**

La propagation dans la ligne micro ruban s'effectue dans le substrat de permittivité relative ϵ_r et dans l'air de permittivité relative $\epsilon_{\text{air}} = 1$, comme le montre la figure suivante qui représente la forme des lignes de champs électrique sur la ligne :

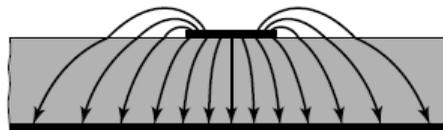


Figure II-18 : Les lignes du champ électrique

On peut modéliser le milieu de propagation non homogène par un seul milieu avec une permittivité dite effective ϵ_{eff} qui est exprimée généralement en fonction de la fréquence [10].

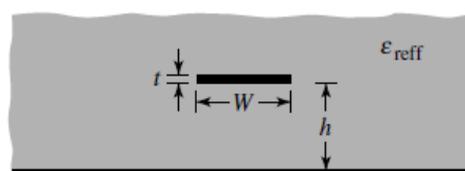


Figure II-19 : la permittivité effective

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}}{1 + G \left(\frac{f}{f_d}\right)^2} \quad (\text{II-9})$$

avec : $G = 0,6 + 0,009Z_c$ $f_d = \frac{10^7}{8\pi} \frac{Z_c}{h}$ $\left(\frac{f}{f_d}\right)$: le terme de correction [8].

Application numérique :

- $f_d = \frac{10^7}{8\pi} \frac{50}{0,79 \cdot 10^{-3}} = 25,2 \text{ GHz}$
- $G = 0,6 + 0,0009 Z_c = 0,645.$
- $\frac{f}{f_d} = \left(\frac{0,645}{25,2}\right)^2 = 6,65 \cdot 10^{-4}$ (Négligé par rapport à 1)
- $\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}}{1 + G \left(\frac{f}{f_d}\right)^2} = \epsilon_r - (\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}) = \epsilon_{\text{eff}} = \text{constant.}$

Lorsque la fréquence de travail est grande, la plus part des lignes de champ sont concentrées dans le substrat.

Pour les basses fréquences la constante diélectrique efficace essentiellement constante et donnée par la formule suivante [11] :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} - \frac{\epsilon_r - 1}{4,5} \frac{t}{W} \sqrt{\frac{h}{W}} \right] \quad \frac{h}{W} > 1 \quad (\text{II-10})$$

Calcul de ϵ_{eff} :

$$W = 0,65 \text{ cm}, \quad h = 0,79 \text{ mm}, \quad \epsilon_r = 2,17.$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{2,17+1}{2} + \frac{2,17-1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{0,79}{65} \right)^{-1/2} - \frac{2,17-1}{4,5} \frac{35 \cdot 10^{-3}}{65} \sqrt{\frac{0,79}{65}} \right]$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = 2,13$$

II.7.2.2. La longueur effective :

A cause des dimensions finies du patch en longueur et en largeur, les lignes de champ électrique sont plus concentrées dans le substrat. Le rayonnement du patch peut être modélisé par deux fentes parallèles distantes de la longueur L de dimensions $\Delta L * W$.

La longueur électrique du patch est plus grande par rapport à la longueur physique comme le montre la figure suivante :

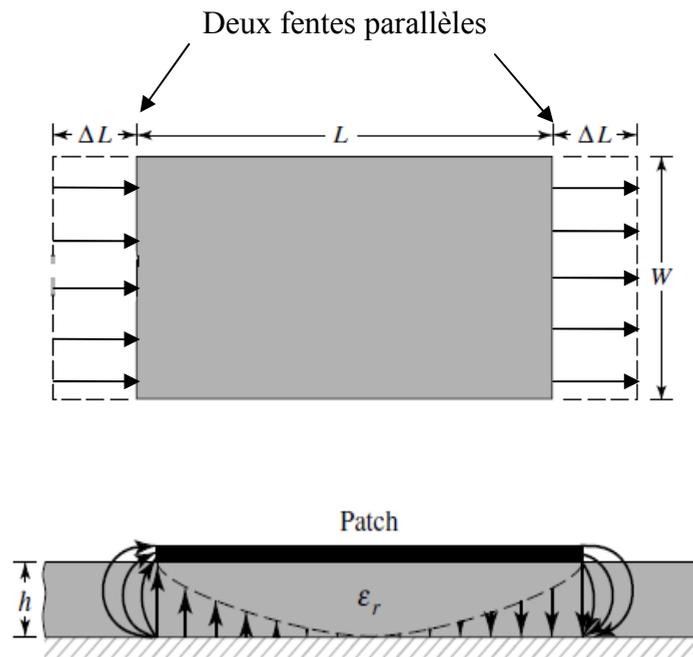


Figure II-20 : la longueur effective de l'antenne patch rectangulaire

La variation de la longueur est donnée par Hamnestrard [8] :

$$\Delta L = 0,412 h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (\text{II-11})$$

La longueur effective du patch sera donnée par la relation suivante :

$$L_{\text{eff}} = L + 2 \Delta L \quad (\text{II-12})$$

Calcul ΔL:

$$\Delta L = 0,412 h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}$$

$$\Delta L = 0,412 (0,79) \frac{(2,13 + 0,3) \left(\frac{65}{0,79} + 0,264\right)}{(2,13 - 0,258) \left(\frac{65}{0,79} + 0,8\right)} = 0,419 \text{ mm}$$

$$2\Delta L = 0,84 \text{ mm}$$

Donc : $L_{\text{eff}} = 33 + 0,84 = 33,84 \text{ mm}$

$L_{\text{eff}} = 33,84 \text{ mm}$

II.7.2.3. La largeur effective :

L'épaisseur t du patch modifie légèrement la répartition des champs et les caractéristiques (la permittivité effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_c) dans la ligne micro ruban. Pour tenir compte de cet effet, on introduit dans la relation de Schneider une largeur équivalente du ruban W_{eff} , qui est légèrement plus grande que sa largeur physique W[8].

Pour $W > \frac{h}{2\pi}$ $W_{\text{eff}} = W + \frac{b}{\pi} \left(1 + \text{Ln} \left(\frac{2h}{t}\right)\right)$ (II-13)

$$b = 1,25 t = 1,25 \cdot 35 \cdot 10^{-6} = 43,75 \mu\text{m}$$

$$W_{\text{eff}} = 65 + \frac{43,75 \cdot 10^{-3}}{\pi} \left(1 + \text{Ln} \left(\frac{2h}{t} \right) \right)$$

$$W_{\text{eff}} = 65,06 \text{ mm}$$

II.7.2.4. Fréquence de résonance :

$$\text{Comme } L_{\text{eff}} = \frac{\lambda_g}{2}, \quad g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad L_{\text{eff}} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad \text{alors} \quad L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

$$\text{Donc : } f_0 = \frac{c}{2L_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{II-14})$$

$$f_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 33,84 \sqrt{2,13} \cdot 10^{-3}} = 3,03 \text{ GHz} \quad \lambda_0 = 0,1 \text{ m}$$

II.7.2.5. Bande passante :

Pour une antenne patch rectangulaire, la bande passante est donnée par [9] :

$$B_P (\%) = \frac{A h}{\lambda_0 \epsilon_r} \sqrt{\frac{W}{h}} \quad (\text{II-15})$$

$$\text{où } A = 180 \text{ lorsque } \frac{h}{\lambda_0 \epsilon_r} \leq 0,045 \quad [9]$$

$$\text{Comme : } \frac{h}{\lambda_0 \epsilon_r} = \frac{0,79}{100 \cdot 2,17} = 0,0053 \quad \text{alors on prend } A = 180$$

$$B_P (\%) = 180 \cdot 0,0053 \sqrt{\frac{65}{33}} = 1,33\%$$

$$B_p = 1,33 \cdot 10^{-2} \cdot 3,03 \cdot 10^9 = 40 \text{ Mhz}$$

II.7.3. Mesure du gain de l'antenne :

Si r est la distance entre deux antennes, l'une pour l'émission et l'autre pour la réception, alors la densité de puissance incidente sur l'antenne réceptrice est donnée par :

$$P = G_T(\theta_T, \varphi_T) \frac{P_T}{4 \pi r^2} \quad (\text{II-16})$$

Où : P_T est la puissance d'émission et G_T le gain de l'antenne émettrice dans la direction du récepteur.

La puissance P_R reçue par l'antenne de réception, dirigée dans la direction de rayonnement principale de l'antenne d'émission (la polarisation de l'antenne de réception est parfaitement adaptée à l'onde incidente), va être égale à la multiplication de la densité de puissance incidente par la surface équivalente de l'antenne de réception.

$$P_R = A_{\text{eR}}(\theta_R, \varphi_R) G_T(\theta_T, \varphi_T) \frac{P_T}{4 \pi r^2} \quad (\text{II-17})$$

$$\text{Avec : } A_{\text{eR}} = \frac{\lambda^2}{4 \pi} G_R(\theta_R, \varphi_R) \quad \text{alors : } P_R = P_T G_T(\theta_T, \varphi_T) G_R(\theta_R, \varphi_R) \left(\frac{\lambda}{4 \pi r} \right)^2$$

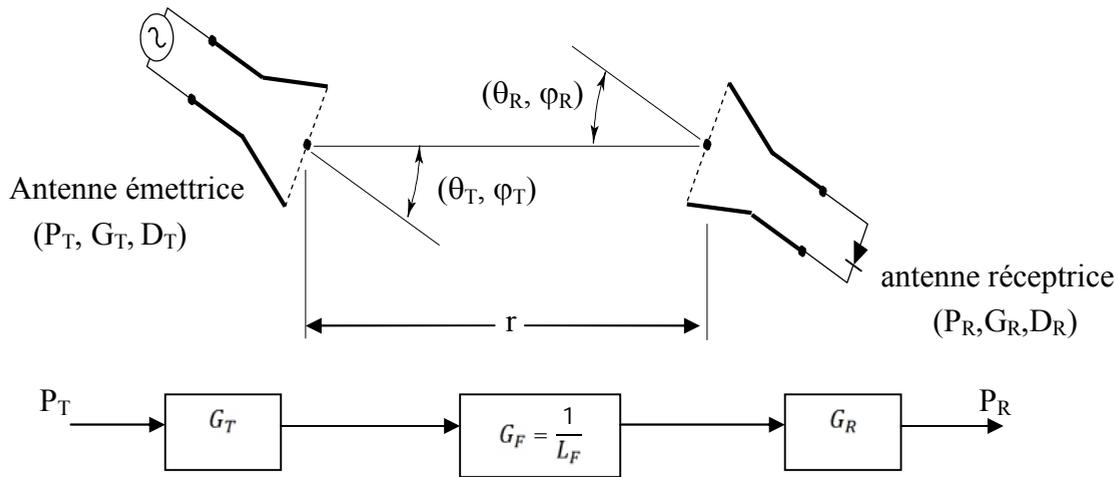


Figure II-21: La propagation entre l'émetteur et récepteur

Avec $L_f = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2$ les pertes en espace libre et $G_f = \frac{1}{L_f} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^{-2}$ le gain en espace libre

Comme les deux antennes sont identiques : $G_R = G_T = G$ alors l'équation devient :

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G^2 \tag{II-18}$$

Les pertes de transmission : $T_L = \frac{P_R}{P_T} = G^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$

$$T_L(dB) = 10 \log \frac{P_R}{P_T} = 2G(dB) + 20 \log \frac{\lambda}{4\pi r} \tag{II-19}$$

avec $G(dB) = 20 \log G$

$$T_L(dB) = -20 \log r + [2G(dB) + 20 \log \frac{\lambda}{4\pi}] \tag{II-20}$$

Pour déterminer la valeur du gain en (dB) de l'antenne à partir de l'expression $T_L(dB)$ on fait varier la distance r et on trace $T_L(dB)$ en fonction de $20 \log r$ qui est une droite de la forme :

$$Y = a x + b \text{ avec : } a = (-1) \text{ et } b = (2G(dB) + 20 \log \frac{\lambda}{4\pi})$$

Pour $x = 20 \log r = 0$, l'expression de $T_L(dB)$ devient : $T_L(dB) = [2G(dB) + 20 \log \frac{\lambda}{4\pi}]$

à 3 GHz $\rightarrow 20 \log \frac{\lambda}{4\pi} = -42 \text{ dB}$ alors $T_L(dB) = [2G(dB) - 42]$ et la valeur de $G(dB)$

$$\text{est donnée par : } G(dB) = \frac{1}{2} [T_L(dB) + 42] \tag{II-21}$$

II-7.3.1 Principe de mesure du gain :

On réalise le montage suivant :

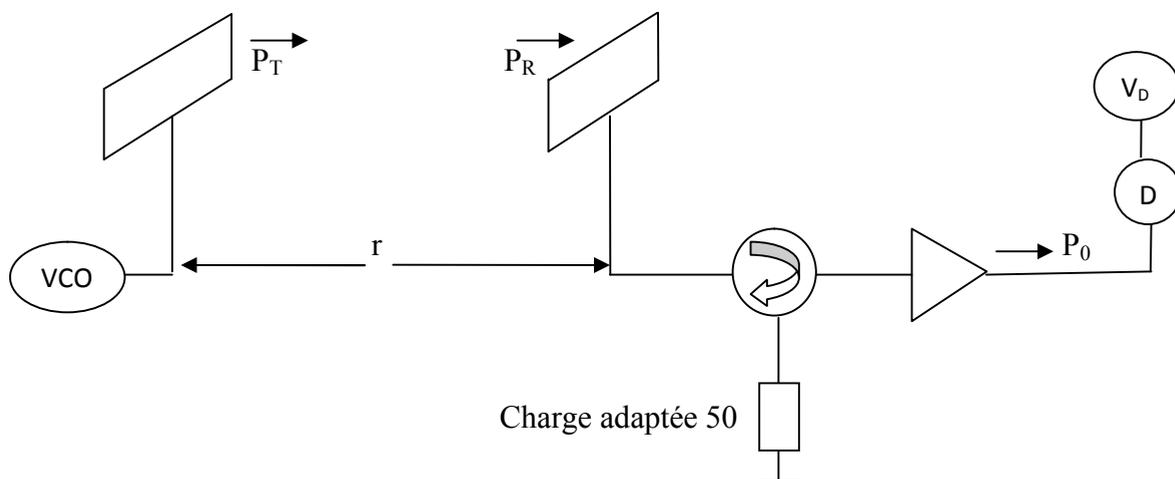


Figure II-22: Dispositif pour la mesure du gain de l'antenne micro ruban

On fixe la fréquence de VCO à 3 GHz puis on fait varier r, on mesure la puissance de P₀.

On a P_T : la puissance fournie par le VCO

$$P_T = 7 \text{ mW} \text{ en db } P_T(\text{dB}) = 10 \log 7 = 8.45 \text{ dB}$$

Sachant que les pertes d'insertion du circulateur ≈ -0.8 dB

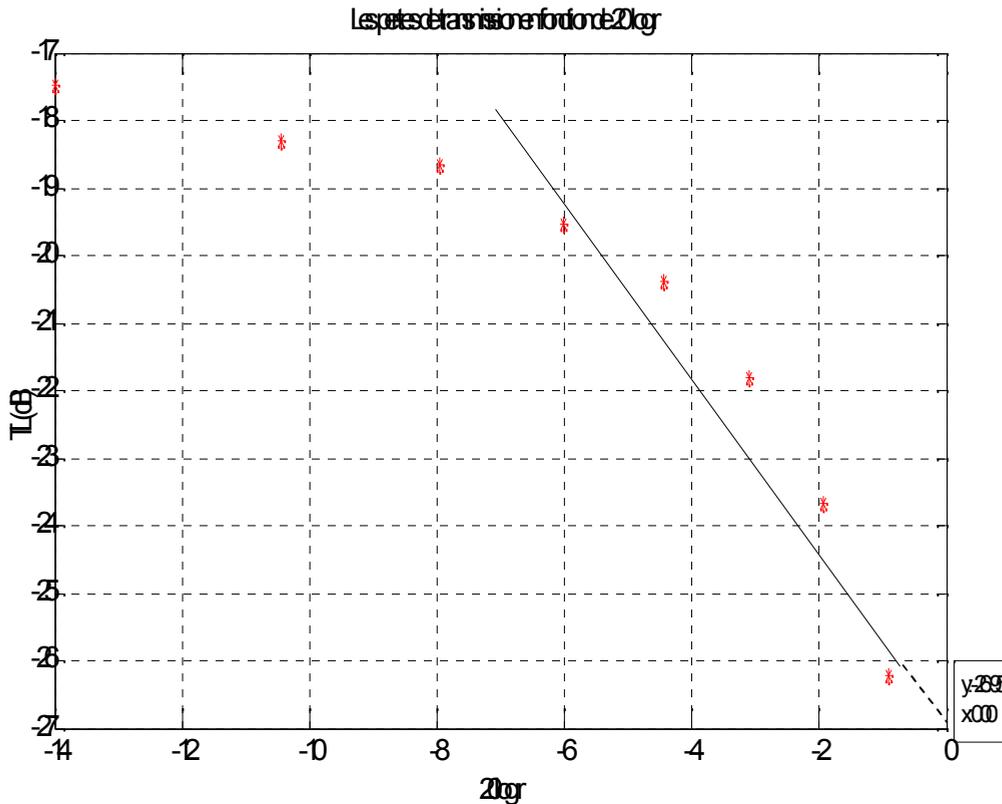
et le gain de l'amplificateur ≈ 11.8dB

$$P_0(\text{db}) = P_R(\text{db}) + (-0.8 + 11.8)\text{db} \Rightarrow P_R(\text{db}) = P_0(\text{db}) - 10 (\text{db})$$

$$T_L(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_R}{P_T} = 10 \log P_R - 10 \log P_T = P_R(\text{dB}) - P_T(\text{dB}) = P_R(\text{dB}) - 8.45$$

Les résultats de mesure obtenus sont consignés dans le tableau suivant:

r (m)	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
v ₀ (mV)	240	232	205	179	154	126	101	74	48
P ₀ (mW)	1.25	1.15	0.95	0.78	0.64	0.46	0.30	0.16	0.11
P ₀ (dB)	0.96	0.61	-0.22	-1.08	-1.94	-3.37	-5.23	-7.78	-9.56
P _R (dB)	-9.04	-9.84	-10.22	-11.08	-11.94	-13.37	-15.23	-17.78	-19.56
TL (dB)	-17.49	-18.29	-18.67	-19.53	-20.39	-21.82	-23.68	-26.23	-28.01
20log r	-14	-10.45	-7.96	-6.02	-4.44	-3.10	-1.94	-0.91	0.00
TL+20log r	-31.49	-28.74	-26.63	-25.55	-24.83	-24.92	-25.62	-27.14	-28.01
G(dB)	5.25	6.63	7.68	8.22	8.58	8.54	8.19	7.73	7.00



A partir de la courbe, on voit que droite coupe l'axe des ordonnées à -26.95 dB $\Leftrightarrow 20 \log r=0$
 Donc $-26.95 \text{ dB} = [2G(\text{dB}) - 42] \Rightarrow G(\text{dB}) = \frac{1}{2} (-26.95 + 42) = 7.52 \text{ dB}$ Le gain de l'antenne micro ruban rectangulaire est 7.52 dB

II.7.4. Diagramme de rayonnement :

A grande distance 'r' d'un système rayonnant (en champs lointain) l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Le champ électrique rayonnée a grand distance dans une direction donnée (θ, φ), θ (angle de Site : plan vertical) et φ (angle d'Azimut : plan horizontal), peut s'écrire en conséquence, à une fonction qui dépend de (θ, φ). $E(\theta, \varphi) \sim F(\theta, \varphi)$

$F(\theta, \varphi)$ est dite fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement est la représentation de l'intensité de rayonnement $U(\theta, \varphi)$ qui est la puissance rayonnée par unité de l'angle solide et reliée au champ électrique en régime harmonique par la relation.

$$U(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta_0} |\vec{E}(\theta, \varphi)|^2 \quad \text{avec : } \eta_0 = 120\pi\Omega \quad (\text{II-22})$$

La visualisation de la forme du diagramme de rayonnement dans tout l'espace est généralement difficile, aussi il est souvent représenté dans des plans de coupe particuliers. Lorsque la polarisation de l'antenne est linéaire, les coupes sont effectuées dans deux plans principaux comme le montre la figure suivante :

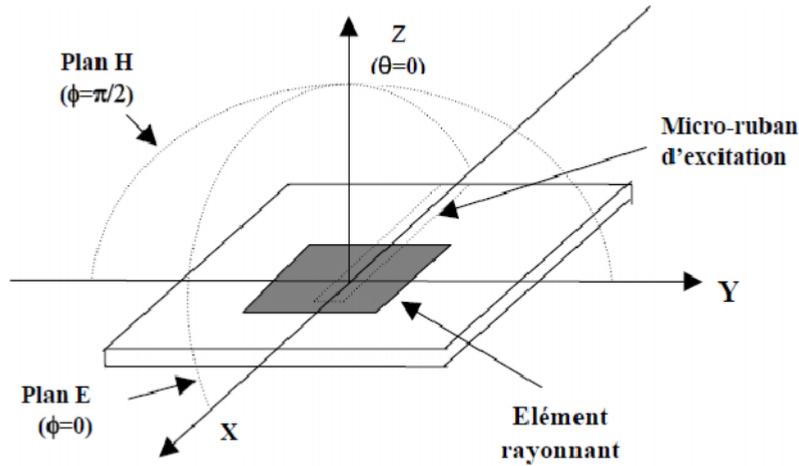


Figure II-23 : définition les plan E et H

Pour les antennes micro ruban, on définit le plan de référence (plan E) concernant la direction du champ E (plan (xoz)), le plan perpendiculaire est lui appelé H (plan (yoz)).

II-7.4.1 Principe d'établissement le diagramme de rayonnement:

On réalise le montage selon le synoptique suivant :

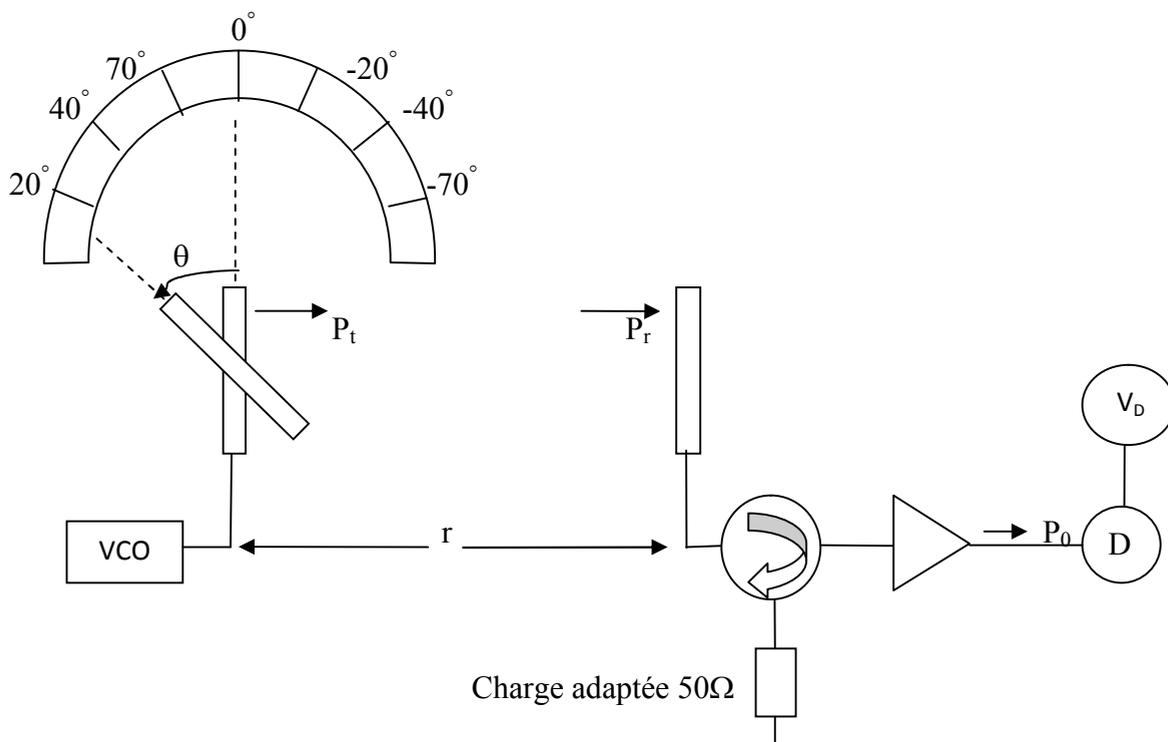


Figure II-24: principe de mesure le diagramme de rayonnement

En faisant varier successivement la position de l'antenne émettrice (vers la gauche puis vers la droite) d'un angle θ par rapport à la position initiale et en maintenant la même distance entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice, on mesure la puissance reçue. Les résultats sont consignés dans les deux tableaux suivants :

- Partie gauche :

$\theta^\circ \uparrow$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
V_0 (mv)	27,3	15,4	4,6	0,8	0,21	0,29	0,23	0,10	0,05	0,01
P_0 (μ w)	55	28	7,5	1						
$\theta^\circ \downarrow$	90	80	70	60	50	40	30	20	10	0
V_0 (mv)	0,02	0,09	0,15	0,34	0,40	0,23	1,02	6,70	18	28,5
P_0 (μ w)							1,4	12	33	58
moyenne P_0 (μ w)	56	30,5	9,75	1,2						

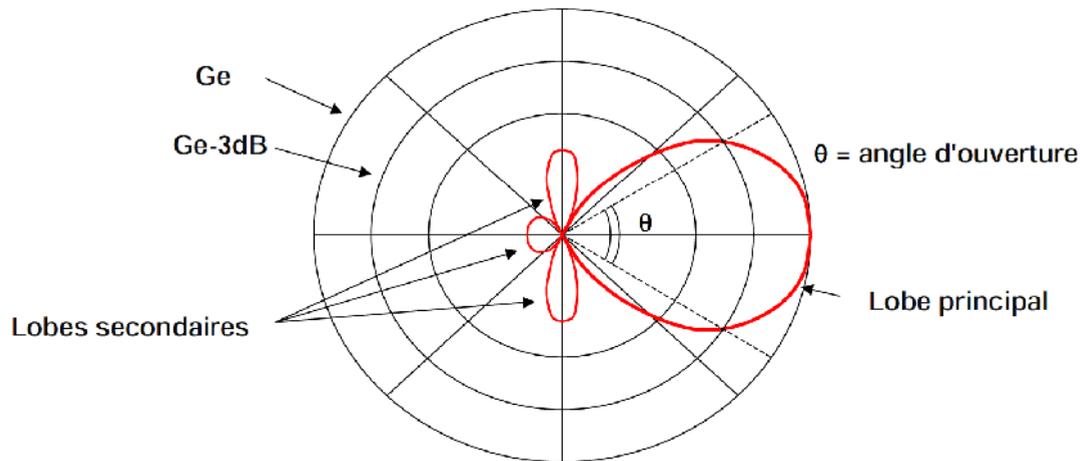
- Partie droite :

$\theta^\circ \uparrow$	0	-10	-20	-30	-40	-50	-60	-70	-80	-90
V_0 (mv)	26,8	10	3,4	1,2	1,0	0,1	0,62	0,12	0,22	0,03
P_0 (μ w)	57	54	18	5,2	1					
$\theta^\circ \downarrow$	90	80	70	60	50	40	30	20	10	0
V_0 (mv)	0,03	0,20	0,12	0,50	1,00	1,00	1,10	3,50	11	27,3
P_0 (μ w)						2	6	23	53	55
moyenne P_0 (μ w)	56	53,5	20,5	5,60	1,5					

II-7.4.2 Remarques :

- La tension détectée étant très faible, la courbe d'étalonnage du détecteur ne permet de déduire la puissance correspondant.
- La courbe $P_{0 \text{ moy}} = f(\theta^\circ)$ est dissymétrique
- La figure suivante montre le diagramme de rayonnement typique d'une antenne patch.

Diagramme d'antenne



La figure II-25 : diagramme de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire

On remarque que l'antenne est directive, la puissance moyenne est centrée dans une seule direction ou il est max.

II-7.4.3 Angle d'ouverture :

C'est l'angle entre deux directions du lobe principale pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3db) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable. L'angle d'ouverture est généralement spécifié dans les plans de symétrie de l'antenne. Théoriquement, il est limité par le rapport entre la plus grande dimension de l'antenne et la longueur d'onde de travail [10]. A partir du schéma l'angle d'ouverture est de : $2\theta_0$.

II.7.5. Coefficient de réflexion :

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est défini en fonction de son impédance d'entrée et de l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = S_{11} \quad (\text{II-23})$$

$S_{11} = |S_{11}| e^{j\varphi_{11}}$ avec: Z_e : impédance d'entrée de l'antenne.

Z_c : impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

$|S_{11}|$: le module du coefficient de réflexion.

φ_{11} : la phase du coefficient de réflexion.

II-7.5.1 Principe de la mesure du coefficient de réflexion à l'aide d'un coupleur :

Le dispositif expérimental est présenté selon le schéma synoptique suivant :

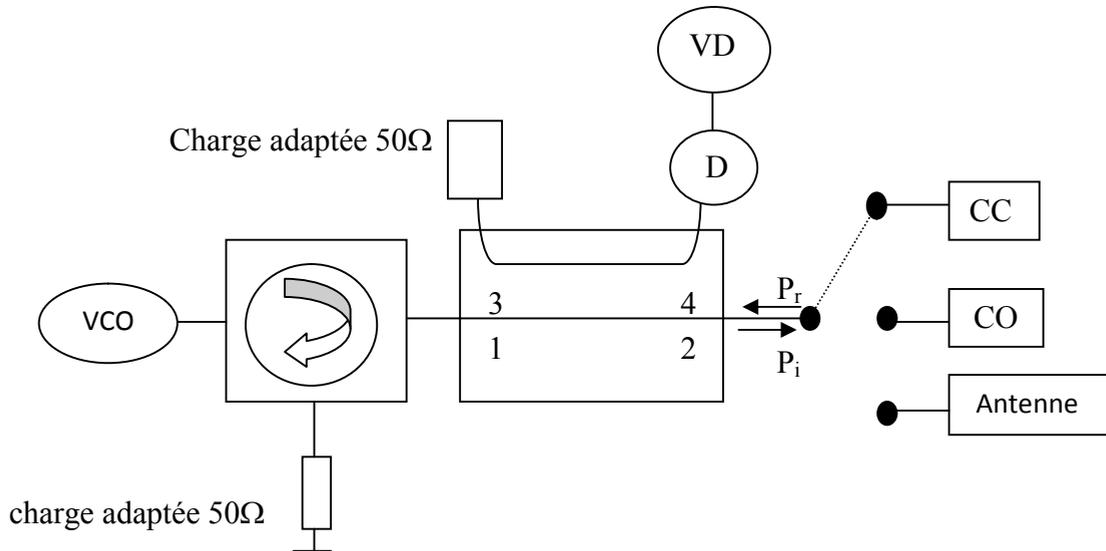


Figure II-26 : schémas bloque pour mesure le coefficient de réflexion

Un coupleur directif est un octopôle réunissant entre elles deux paires de lignes ou de guides de telle manière que les lignes d'une même paire [(1) et (3) ou (2) et (4)] soient découplées, comme indiqué sur les figures (II-27.a) et (II-27.b).

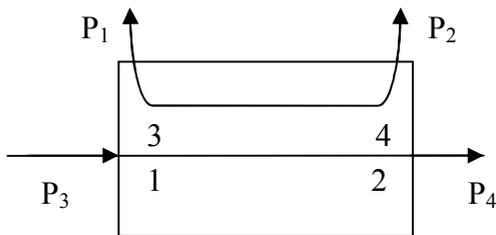


Figure (II-27.a)

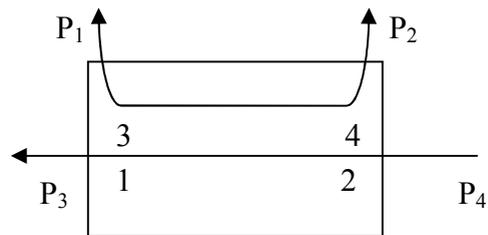


figure (II-27.b)

En (a) la puissance incidente au port 1 est transmise au port 2 avec une fraction couplée au port 3. Idéalement une puissance nulle est couplée au port 4. Le coefficient de couplage C est défini par :

$$C = \frac{P_3}{P_1} .$$

En (b) la puissance incidente au port 2 est transmise au port 1 avec un couplage au port 4 et une puissance nulle au port 3. C est défini par :

$$C = \frac{P_4}{P_2} .$$

Afin d'apprécier le couplage on utilise souvent le terme de directivité défini par le rapport :

$$D = \frac{P_4}{P_3} \text{ (cas de la figure (a)) ou } D = \frac{P_3}{P_4} \text{ (cas de la figure (b)).}$$

Un bon coupleur présente une directivité D comprise entre 0,01(- 20db) et 0,0001(- 40db).

II-7.5.2 Procédure de mesure :

1) A chaque fréquence de travail du VCO (source) on connecte l'antenne au point x comme indiqué dans la figure (II-28) et on mesure la puissance P_r disponible au port 4. Cette puissance est directement proportionnelle à la puissance réfléchie par l'antenne.

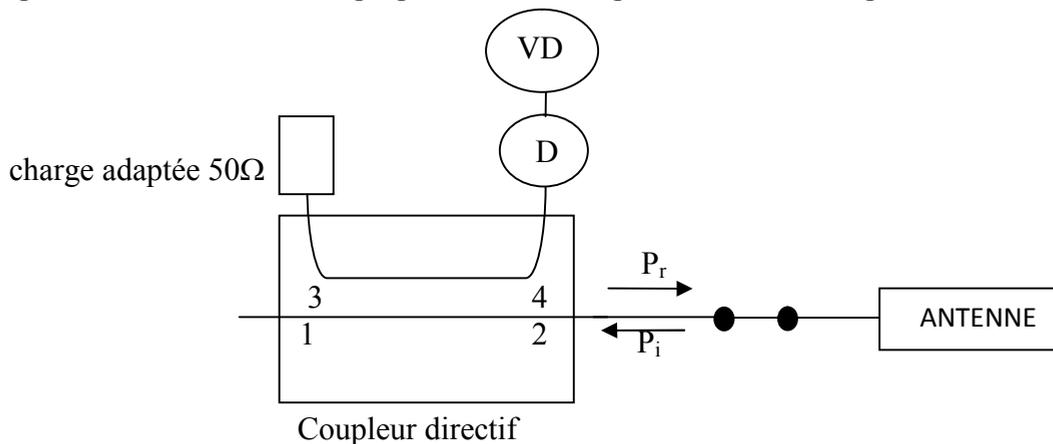


Figure II-28 : Le cas où l'antenne est connectée au coupleur

- 2) On déconnecte l'antenne, on insert un court circuit au point x , et on mesure la puissance P'_{cc} disponible au port 4 qui est directement proportionnelle à la puissance réfléchie par le court circuit.
- 3) On répète l'opération avec un circuit ouvert et court circuit, et on mesure P'_{co} , P'_{cc} respectivement.

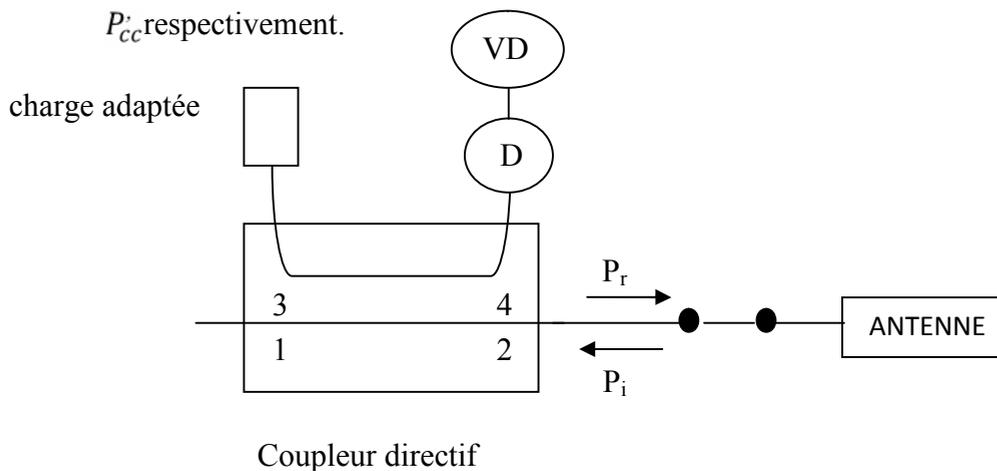


Figure II-29 : Le deux cas où c-circuit/c-ouvert sont connectées au coupleur

Idéalement un circuit ouvert ou un court circuit produit une réflexion totale (100%), on peut dire alors que P'_{cc} et P'_{co} représentent la puissance fournie par la source au point x .

En pratique P'_{cc} et P'_{co} sont légèrement différentes, aussi on prend la moyenne de ces puissances comme étant la puissance incidente c'est-à-dire :
$$P'_i = \frac{P'_{cc} + P'_{co}}{2} \tag{II-24}$$

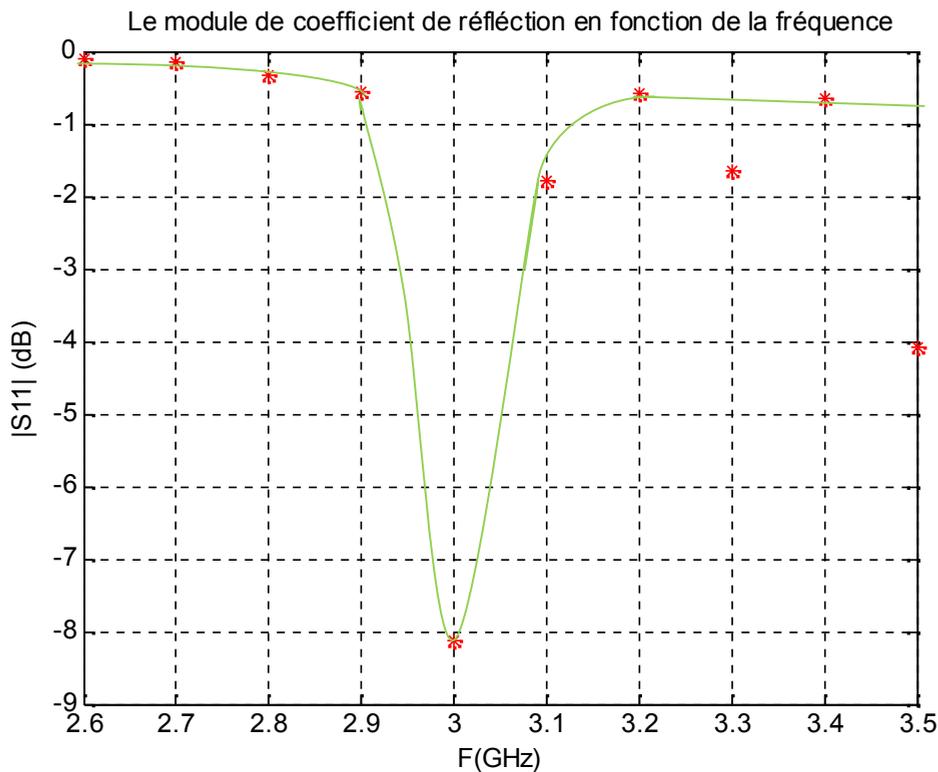
Le calcul du module du coefficient de réflexion en puissance est alors :

$$|\Gamma|^2 = \frac{P_r}{P_i} = \frac{P'_{r}}{P'_{i}} = \frac{P'_{r}}{\frac{1}{2}(P'_{cc} + P'_{co})} = |S_{11}|^2 \quad (II-25)$$

Les mesures sont portées sur le tableau suivant :

F(GHz)	2,6	2,7	2,8	2,9	3,0	3,1	3,2	3,3	3,4	3,5
V _{accord} (v)	5,4	6,8	8,5	10,5	12,5	14,8	17,3	20,3	23,4	26,9
V _{dcc} (mv)	40,5	44,6	34,5	23,5	31,9	40,4	34,9	33,9	41,8	38,8
V _{dco} (mv)	19,8	19,9	15,9	33,2	20,5	14,3	17	23,4	19,6	22,7
V _{dR} (mv)	37,4	39,7	37,8	31,3	6,5	24,1	28,9	26,4	27,8	12,7
P _{cc} (mW)	85,5	100	90	50	80	115	100	92	90	84
P _{co} (mW)	35	55	40	75	50	30	37	56	38	44
P _i (mW)	61,5	77,5	65	62,5	65	72,5	68,5	74	64	64
P _r (mW)	60	75	60	55	10	48	60	50,5	55	25
$ \Gamma = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}}$	0,98	0,983	0,96	0,93	0,39	0,81	0,93	0,82	0,92	0,62
$ \Gamma _{dB}$	-0,10	-0,140	-0,34	-0,55	-8,12	-1,79	-0,57	-1,65	-0,65	-4,08

Tracé de $|S_{11}|(dB)=g(f)$



II.7.6. Fréquence de résonance :

A partir de la courbe donnant le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, on voit que la fréquence de résonance est de 3 GHz. En effet à cette fréquence la réflexion est minimale c'est-à-dire que la transmission est la meilleure.

II.7.7. Bande passante :

Le bon fonctionnement de l'antenne n'est satisfaisant que dans une bande ΔF prise autour de la fréquence de résonance. La largeur de la bande passante peut être déduite par :

- Il est inversement proportionnel au facteur de qualité de l'antenne Q_t , est donné par :

$$\frac{B}{f_0} = \frac{2\Delta F}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (\text{II-26})$$

avec Q_t : facteur de qualité qui représente les pertes en puissance dans l'antenne.

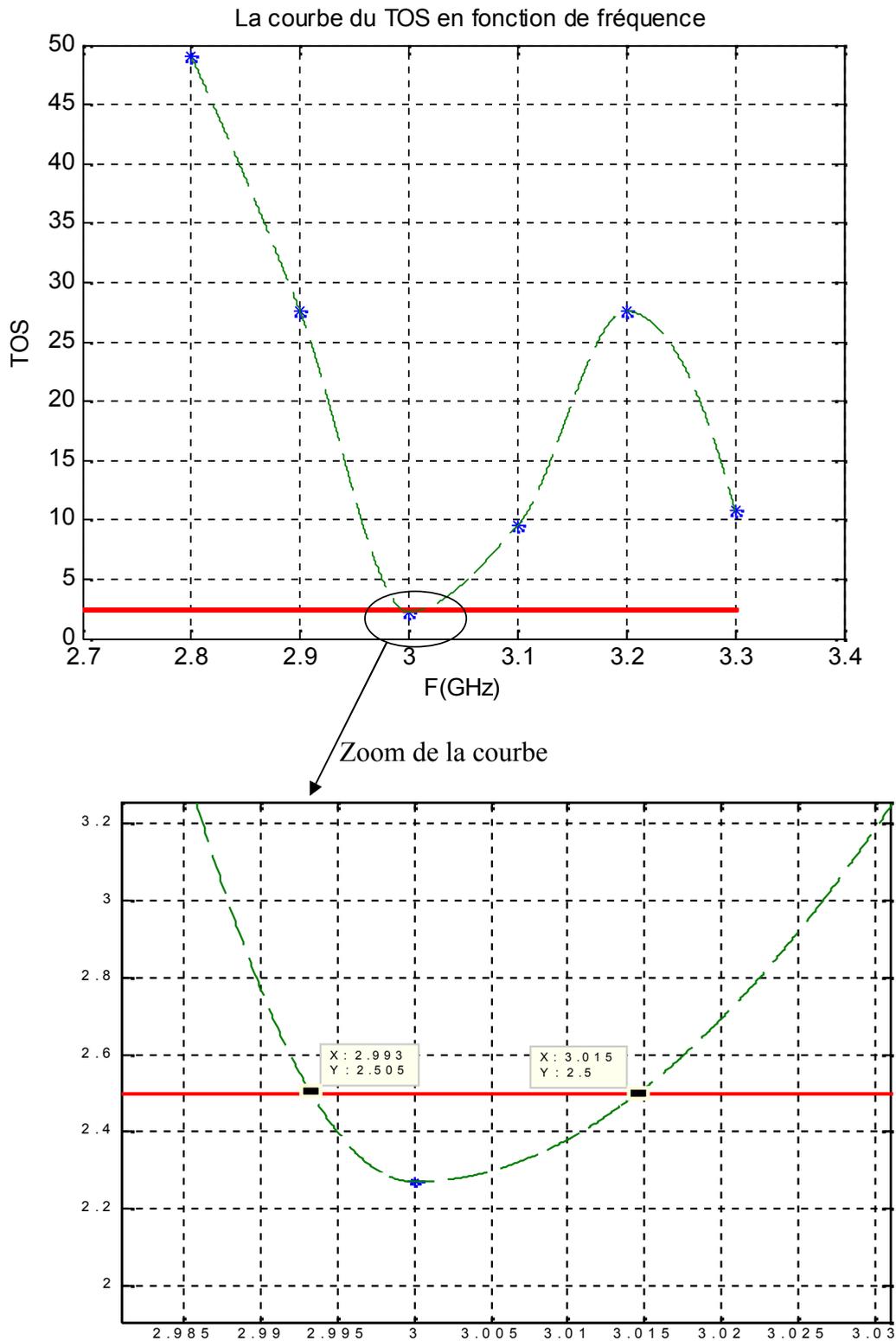
- Ou par le taux d'ondes stationnaires (TOS) :

$$\frac{2\Delta F}{f_0} = \frac{\text{TOS}-1}{Q_t \sqrt{\text{TOS}}} \quad \text{avec} \quad \text{TOS} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (\text{II-27})$$

Le tableau suivant indique les mesures réalisées :

F(GHz)	2,7	2,8	2,9	3,0	3,1	3,2	3,3
$ \Gamma $	0,98	0,96	0,93	0,39	0,81	0,93	0,82
TOS	99	49	27,57	2,27	9,52	27,57	10,76

Le tracé de la courbe $\text{TOS} = g(f)$ permet de relever la bande passante :



A partir du graphe la bande passante $\Delta f = 23\text{MHz}$

II-7.7.1 Remarques :

- La détermination de la bande passante est obtenue à partir de $TOS = g(f)$ car on ne dispose pas de la phase du coefficient de réflexion.
- L'obtention de la fréquence de résonance, de la résistance de l'antenne et de la bande passante sont possibles à partir du tracé de $S_{11} = g(f)$ comme le montre l'exemple suivant [12]:

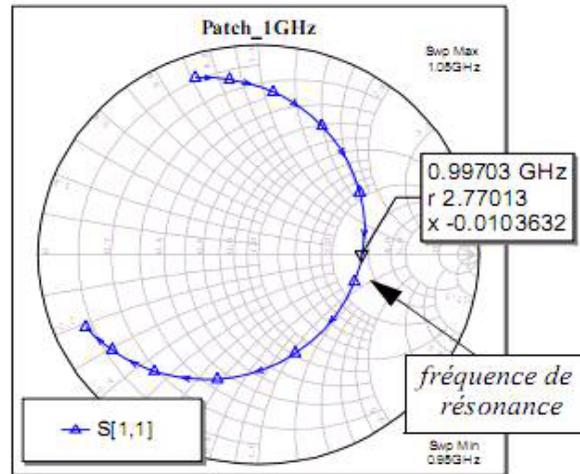


Figure II-30 : paramètre S_{11} d'une antenne imprimée 1GHz - La fréquence de résonance correspond à une impédance d'entrée réelle

Deux autres paramètres peuvent être déduits de l'observation de S_{11} . Il s'agit du coefficient de qualité Q et de la bande passante de l'antenne B .

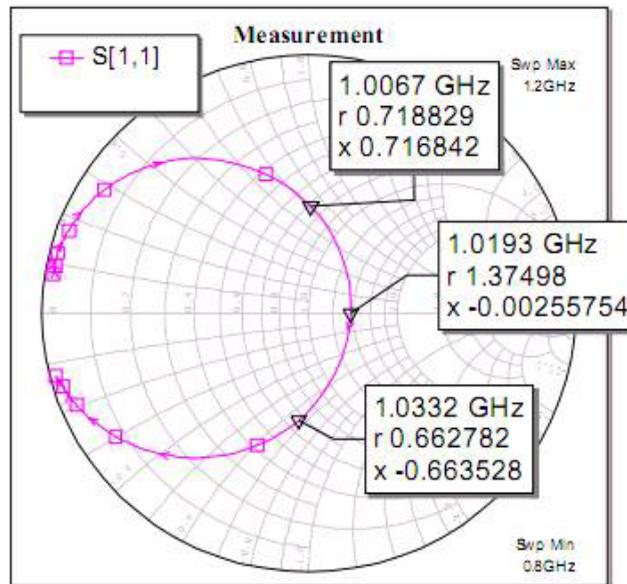


Figure II-31 : détermination du facteur de qualité $Q = f_r / \Delta f$ avec pour cet exemple

$$f_r = 1,0193\text{GHz}, \Delta f = 0,0265\text{GHz} \text{ soit } Q = 38.$$

II-8 Conclusion :

L'étude qui faite dans ce chapitre pour différents composants constituent le dispositif radar permet de constater que :

- Les pertes de transmission entre accès couplées de circulateur son minimales et isolation entre accès découplées montre que le circulateur fait la synchronisation entre l'émission et la réception.
- Le fait que on a des signaux de faibles amplitudes qui attaque la diode de détection on peut utiliser la partie non linéaire de sa caractéristique courant –tension pour faire le mélange entre le signal émis et celui reçu.
- Le gain de l'amplificateur étant de 12db, cela permet d'avoir un bon niveau du signal pour d'éventuelles mesures.
- L'antenne micro ruban rectangulaire à une fréquence de résonance de 3GHz, une bande passante de 40MHz ce qui permet une meilleure exploitation de la puissance fournit par la source hyperfréquence (VCO).

Ce dispositif est enfin bien caractérisé, et peut servir pour la détection un en mouvement.

CHAPITRE III

III.1. Dispositif de mesure de la vitesse d'un corps en mouvement :

Le dispositif expérimental est le suivant :

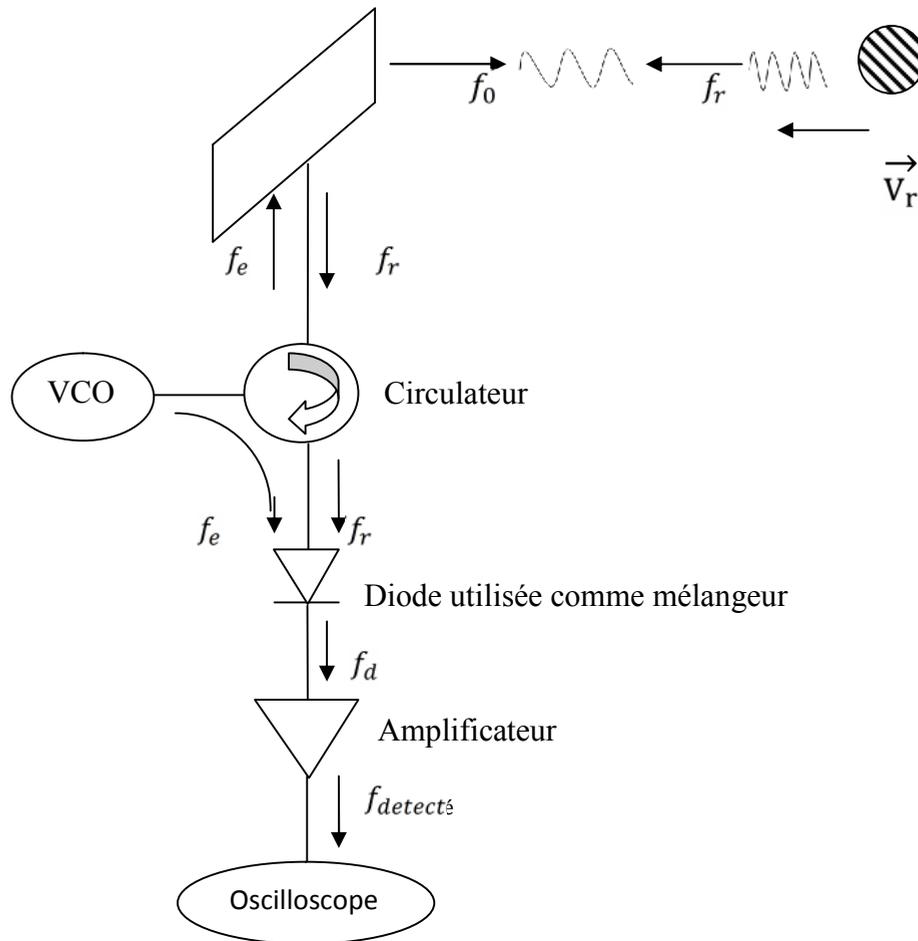


Figure III-1 : radar à onde continue pour la mesure de la vitesse d'un corps en mouvement.

Le signal produit par le VCO de fréquence f_0 est dirigé vers la cible qui réfléchit une partie de ce signal avec une fréquence f_r proportionnelle à la vitesse radiale de la cible. Ce signal de fréquence f_r et une partie du signal fourni par le VCO et qui passe à travers le circulateur attaquent la diode, qui nous donne en sortie un signal de fréquence Δf qui est le mélange des deux signaux de fréquences f_r et f_0 . Le signal de fréquence Δf est amplifié puis visualisé sur l'oscilloscope.

III.1.1. Principe de mesure:

Il s'agit de mesurer la vitesse d'un mobile à l'aide de l'effet Doppler

- On positionne le couple émetteur-récepteur face au déflecteur métallique (petit chariot électrique par exemple).
- Le déflecteur envoie vers le récepteur une onde de fréquence f_0 . Lorsque le chariot se déplace le récepteur reçoit une onde de fréquence :

$$f_r = f_0 \left(1 + 2 \frac{v}{c} \right) \quad (\text{III-1})$$

Se composant avec l'onde incidente, cette onde donne naissance à un phénomène de battement.

- l'oscilloscope filtre la composante haute fréquence et ne reproduit que le battement. La période du battement vaut :

$$T(d) = \frac{1}{(f_r - f_0)} \approx \frac{c}{2vf_d} \quad (\text{III-2})$$

- La mesure de $T(d)$ permet de remonter à la vitesse.
- On observe à l'oscilloscope (mode AC) le signal lorsque le chariot est en mouvement.

Pour faire une mesure précise, on enregistre le signal.

- Faire plusieurs mesures de vitesse et confronter ces mesures par effet Doppler avec des mesures directes ($v = d / t$)

III.1.2. Résultats de mesure:

En vérité, on ne mesure pas directement le signal réfléchi : l'oscilloscope est incapable de mesurer des fréquences de l'ordre du GHz. Le déplacement en fréquence de l'effet Doppler est souvent très faible par rapport à la fréquence de l'émetteur, car la vitesse de la cible est très faible devant celle de la lumière.

Pour mesurer f_d , on utilise alors une technique de battements qui sont produits entre une partie de l'onde émise et l'écho Doppler.

Une petite partie du signal de l'émetteur $E_1 = a \cos(2\pi f_0 t)$ est mélangée dans le détecteur avec le signal de l'écho $E_2 = b \cos(2\pi(f_0 + f') + \varphi)$ donnant un signal somme

$$E(t) = E_1 + E_2 = A(t) \cos(2\pi f') \quad (\text{III-3})$$

Ce signal oscille à la fréquence $f' = ((f_0 + f_d) + f_0) / 2$ très proche de f_0 , et son amplitude $A(t)$ varie lentement à la fréquence Doppler f_0 entre les valeurs :

$$|a + b| \text{ et } |a - b|$$

Finalement, aux bornes de cette diode (détecteur quadratique), on obtient une tension $V(t) \approx |A(t)|^2$ qui oscille à la fréquence Doppler f_d entre les valeurs $|a + b|^2$ et $|a - b|^2$

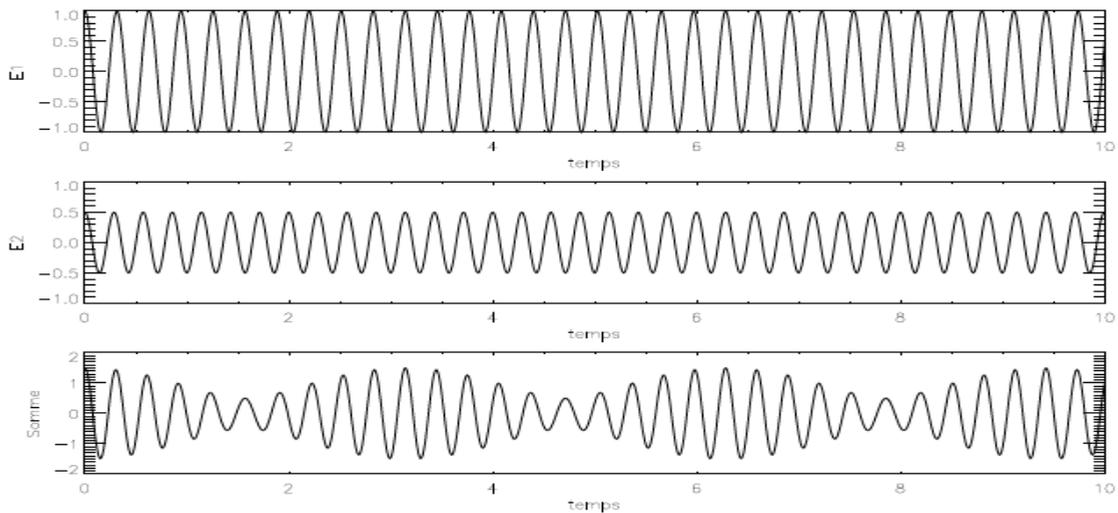
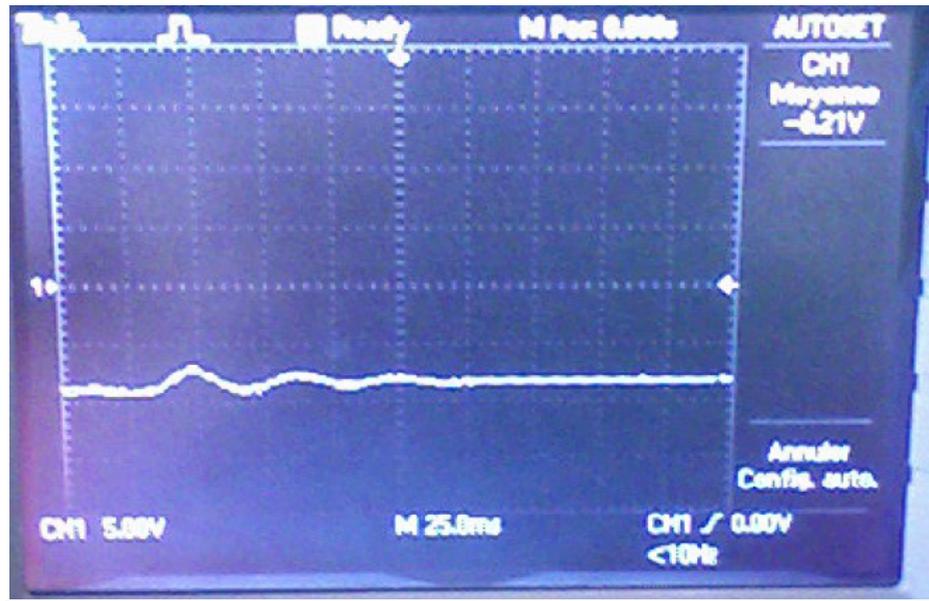


Figure III-2 : Battements : le signal du bas est la somme des deux signaux supérieurs (émis et reçu). L'enveloppe de son amplitude oscille à la fréquence Doppler. []

Expérience :

- On alimente la source hyperfréquence (VCO) par une tension de 12.5v qui correspond à la fréquence de travail 3GHz.
- Polarisation de l'amplificateur par 15v.
- Une plaque en aluminium en mouvement avec une vitesse quelconque devant l'antenne
- Sur l'oscilloscope à mémoire, on visualise le signal de battement entre le signal émis et celui réfléchi par la plaque puis il sera enregistré.

L'image suivante montre la forme du signal de battement :



La période de signal de battement $T_d = 37.5 \text{ ms} \Rightarrow f_d = 0.026 \text{ KHz}$

A partir de la formule de battement $T(d) = \frac{c}{2 \nu f_0} \Rightarrow \nu = \frac{c f_d}{2 f_0}$ (III-4)

Application numérique : $\nu = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 0.026 \cdot 10^3}{2 \cdot 3 \cdot 10^9} = 1.33 \text{ m/s}$

III.2. Dispositif de mesure de la distance « d » :

Le dispositif expérimental est le suivant :

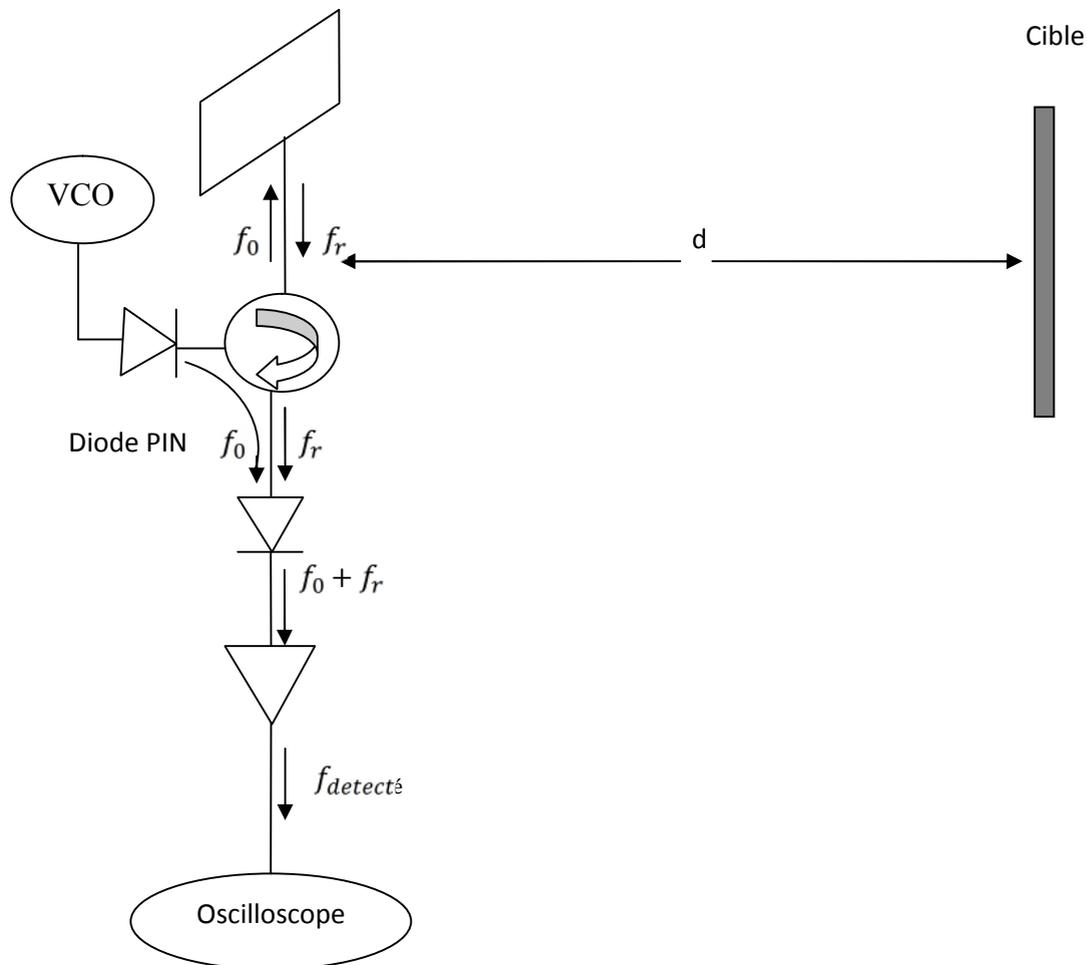


Figure III-4 : dispositif de mesure de la distance d'une cible.

Afin d'obtenir un signal impulsionnel, on découpe le signal continu fourni par le VCO à l'aide d'une diode PIN.

En effet, pour optimiser les performances des commutateurs en insertion ou en isolation, dans une gamme de fréquence plus ou moins grande, on utilise une ou plusieurs diodes p-i-n.

Le commutateur à une diode ou SPST (Single Pole Single Throw) permet de transmettre ou de bloquer le signal micro-onde.

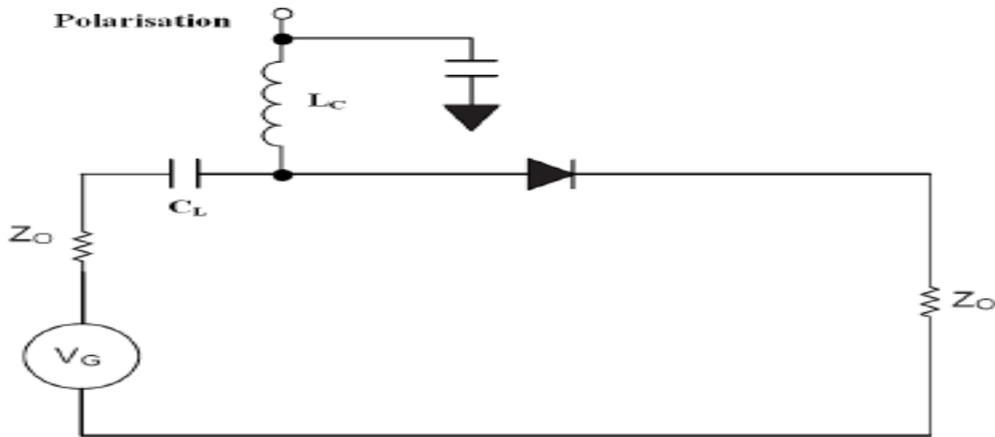


Figure III-5 :

Lorsque la tension est positive, la diode est passante. Le signal micro-onde sortant du générateur V_G se propage jusque dans la charge Z_0 . Les pertes d'insertion I_L dépendent de la résistance R_s présentée par la diode. Plus la résistance R_s est faible, plus les pertes sont réduites. Les pertes d'insertion sont calculées de la manière suivante :

$$I_L = 20 \log \left(1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right) \quad \text{(III-5)}$$

Dans le cas inverse, lorsque la tension de commande est négative, la diode est bloquée et se conduit comme une capacité C_T . L'isolation dans ce cas dépend de la valeur de C_T . Plus la capacité est petite, plus l'isolation est grande.

$$ISO = 10 \log \left(1 + \frac{1}{(4\pi C_T Z_0)^2} \right) \quad \text{(III-6)}$$

Z_0 représente l'impédance de charges et des lignes du système.

La figure ci-dessous montre l'importance d'avoir une diode avec une résistance la plus faible possible. La résistance minimum de la diode est limitée par la technologie et les contraintes de puissances liées à l'application :

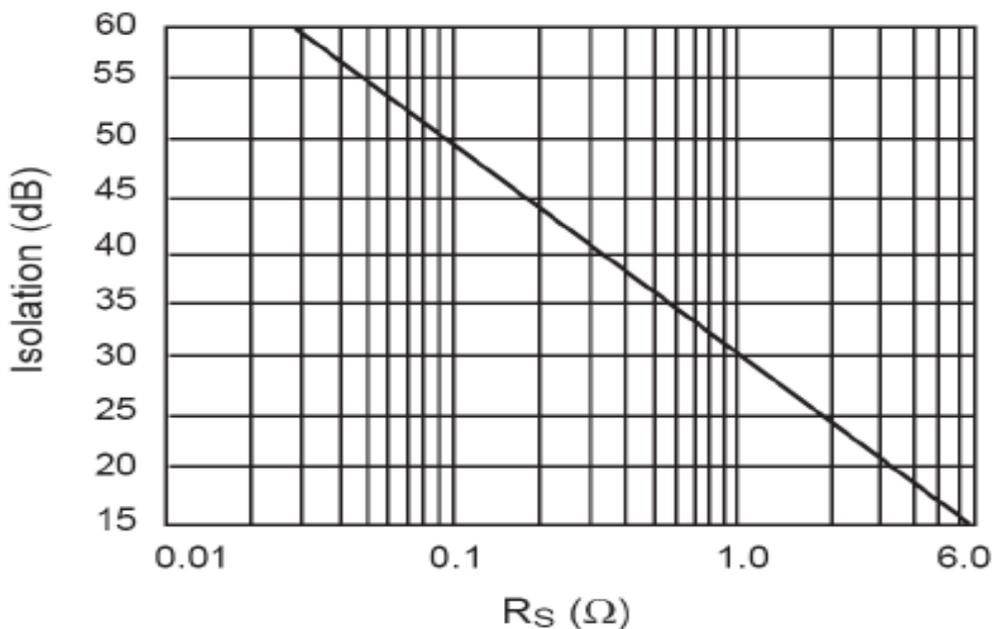


Figure III-6 : Isolation apportée par la diode dans un système 50Ω en fonction de la résistance de la diode

III.2.1. Principe de mesure:

Soit une onde électromagnétique de fréquence F pulsée à la fréquence $F_0 = 1/T_0$ comme indiqué ci après :

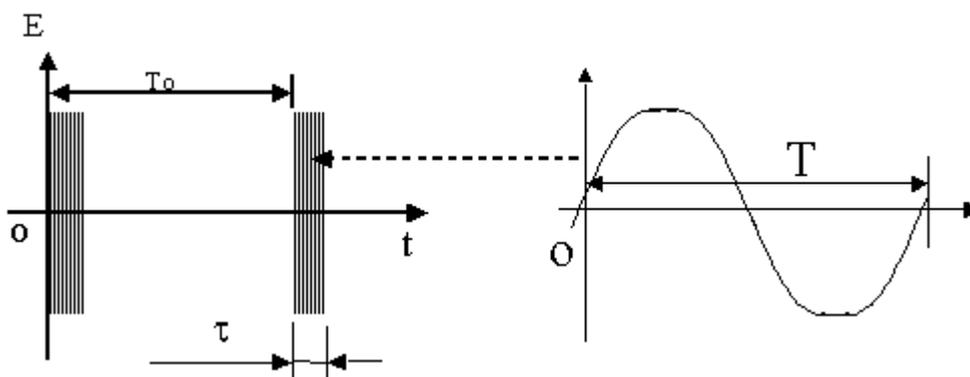


Figure III-7 *Onde électromagnétique pulsée*

L'onde électromagnétique pulsée se déplace dans l'espace à la vitesse de 3.10^8 m/s et rencontre un obstacle (cible). Chaque train d'ondes donne naissance sur la cible à un écho dont l'amplitude A dépend de l'éloignement d .

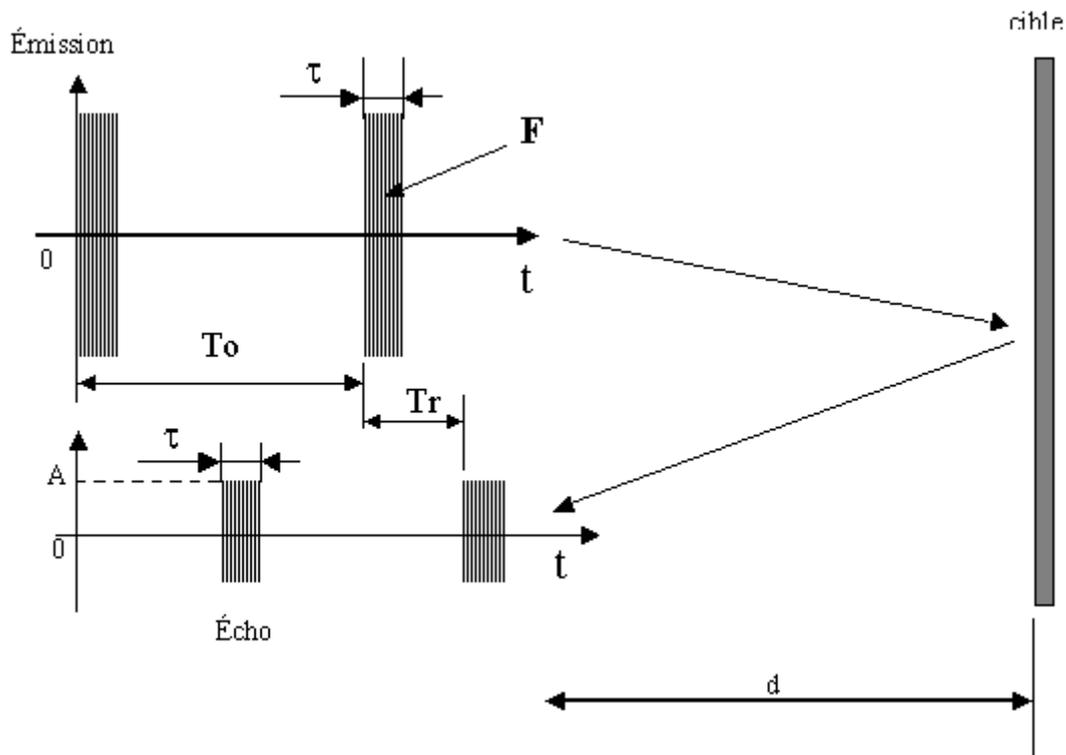


Figure III-8

Le temps T_r entre l'émission d'un train d'ondes et la réception de son écho traduit la distance:

$$d = \frac{c T_r}{2} \quad (\text{III-7})$$

III.2.3. Résultats de mesure:

- ✚ On peut réaliser le schéma de la figure (III-4) on découpe le signal utiliser dans la mesure de la vitesse, par une diode PIN.
- ✚ Comme le signal émis est compressé dans une impulsion de durée très petite qui implique à une fréquence très grande de l'ordre des GHz,
- ✚ La visualisation du signal sur l'oscilloscope est impossible car sa bande passante est de quelques MHz.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale :

Après avoir défini la théorie générale sur le principe de fonctionnement des systèmes radar type : radar à onde continue (CW), radar à modulation de fréquence (FMCW) et radar à impulsion ; une caractérisation complète et détaillée des différents composants constituant le dispositif proposé nécessaire à la mise en évidence de l'effet doppler a été réalisée.

Malgré les différentes contraintes matérielles liées aux conditions de mesure à savoir l'absence de supports réglables par exemple d'une part et à l'inexistence d'outils de mesure appropriés tels que : analyseur de réseau vectoriel, analyseur de spectre oscilloscope couvrant la gamme de fréquence de travail d'autre part ; des schémas et des méthodes de mesure sont proposées.

Ce travail nous a permis d'approfondir nos connaissances théoriques par conséquent de revoir en pratique différents aspects et phénomènes des hyperfréquences étudiés dans notre spécialité, telle que la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace et les milieux et les antennes micro rubans.

Une petite application a été proposée et validée par la mesure de la vitesse d'un obstacle en mouvement (plaque d'aluminium).

Des perspectives d'amélioration peuvent être envisagées. Cependant les contraintes liées au banc de mesure disponible au laboratoire de micro ondes du département ne permettent une liberté d'action notable.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] Zhang Qiang Cao Wei " Radiation of SSR antenna with ellipsoid radome" 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002. Proceedings. ICMMT 2002.
- [2] Jacques Darricaut. *Techniques de l'ingénieur, Radar, Principes et éléments de base*. Réf. E 66507, 1996.
- [3] François-Xavier Estagerie. Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance pour les applications Radars.
- [4] LI Wen Rui. Radio-frequency signal synthesis and digital signal processing technique for software defined radar system.
- [5] Christophe VILLIEN Préviation de trajectoires 3-D en temps réel E D S I I N° d'ordre : 5166. I. V. Komarov, S. M. Smolski. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Artech House. 2003.
- [6] Hermann R. *Smart FM/CW Radar Systems for Automotive Applications*. Tutorial of IEEE 2005 International Radar Conference. 2005.
- [6] Ali Bazzi. Contribution à la définition de formes d'ondes pour les radars d'aide à la conduite automobile.
- [7] K.Caanandan. Compact broadband microstrip antenna. *Electro.lett*, vol 22, No 22,pp.1064-1065,sept.1986.et Alexopoulos,N.G.Kathi,P.B.Rutledge D.B. Substrat optimization for integrated antennas.,*IEEE Trans Vol.MTT-31*, No7, Jul.1983.
- [8] E.Hammerstad, O.Jensen. Accurate models for microstrip computer-aided design. *IEEE, Int. Symp. MTT* (Washington, DC), May 1980
- [9] Girish Kumar K. P. *Ray Broadband Microstrip Antennas* Artech House Boston London www.artechhouse.com
- [10] P.F.COMBES .micro ondes « lignes ,guides,cavités »,edition dunod.
- [11] thèse doctora :université Limoges. Discipline EFHO. Présentée par David Bidou. « Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Application dans le domaine millimétrique.
- [12]F. Daout, S. Jacquet, X. Durocher, G. Holtzmer. Conception, Simulation, Réalisation et mesure d'une antenne imprimée rectangulaire 2.4 GHz
- [13] Travaux Pratiques - Radar - Effet Doppler - L2 - Phys206e S4 - 2008