REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire

De Fin D'études

En vue de l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'état en électronique

Option : Communication

THÈME

Etude d'un réflectomètre six-ports. Application au radar de proximité

Proposé et dirigé par :

Mr: H.ELKECHAI

Réalisé par :

Melle : SLIMANI Ouiza

Melle : TEKFI Sonia

Melle : RICHE Fazia

Promotion 2007-2008

Sommaire

Chapitre III : Refléctomètre six-portes

Introduction générale

La microélectronique hyperfréquence s’est largement developpée dans les années 1970à1980, couvrant l’ensemble des domaines d’application : militaire, civil (professionnel et grand public) et spatial.

La maîtrise des dispositifs se révèle indispensable en amant des études qui préparent l’évolution constante des systèmes et des services de télécommunication.

Notre étude a précisément pour objet de présenter une étude d’un réflectométrie six porte qui après calibrage permettra le calcul de facteur de réflexion Γ.

Cette étude est divisée en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré au radar à onde continue

Dans le deuxième chapitre, on introduit la réflectométrie à coupleurs

Le troisième chapitre présente le réflectométrie six portes, son calibrage et la linéarisation des détecteurs de puissance.
En fin, nous terminerons par une conclusion générale.

I. Introduction:

Le mot radar est le sigle de l'expression américaine « Radio Détection And Ranging» qui signifie la détection par radio et mesure de la distance. Ce procédé de détection a été proposé par la marine Américaine en 1940, puis progressivement adopté par tous, dont les Britannique en 1943.
Les Anglais utilisent l'appellation : "Radio location", et les Français : "La Détection Electromagnétique", mais l'usage a fait prévaloir le mot "Radar".

Durant le dernier conflit mondial, le radar a joué un rôle très important et sans cesse accru.Il a été ainsi une des conséquences directes des énormes progrès enregistrés dans la technique des hyperfréquences à cette époque. C'est l'invention du magnétron à cavité en 1940 par J.T RANDALL et H.A.H.BOOT de l'université de Birmingham qui a donnée un grand élan de progrès aux radars, car ces oscillateurs à magnétron assuraient des longueurs d'onde de plus en plus petites tout en résolvant le problème énergétique des ondes radio car il faut des puissances très élevés pour l'exploitation pratique du rayonnement.

D'autre part, le problème d'identification des objectifs détectés à été résolu par la mise au point du système IFF : Identification Friend or Foe, qui consiste à interroger par un signal radio codé, l'engin détecte, lequel, s'il est ami donc équipé de l'appareil nécessaire, répond automatiquement par un autre signal codé et connu, qui apparaît sur
les indicateurs cathodiques à l'emplacement de l'écho radar.

L'effort américain dans la recherche de la détection elèctromagnetique stimulé par la menace de la guerre à donnée naissance aux premières radars à ondes métrique tel le SCR268 ET LE SCR270 sous l'égide du « signal corps »et du « Naval Research Laboratory », le SCR268 était destiné au guidage de tir d'artilleries, et le SCR270 à l'alerte et à la surveillance générale.

La collaboration Américaine-Britannique dans ce domaine durant cette guerre,donna naissance à la « Radio Laboratory »qui,d'une efficacité extraordinaire,réussite à construire en moins de onze mois de recherche le SCR584 fonctionnant sur 10cm de longueur d'onde grâce à l'arrivée sur le marché du magnétron à cavité. Il fut employé pour plusieurs taches dont le guidage des avions à bombardement aveugles.

Après la fin de la guerre, l'industrie du radar pris des proportions énormes en quelques années, de telle sorte que des radars de types métrique et centimétrique étaient fabriqué par milliers.

Un radar est un dispositif qui permet de détecter et localiser un objet auquel on s'intéresse. En principe le procède consiste à émettre périodiquement une onde électromagnétique de durée déterminée et recevoir ensuite un éventuel écho. Ce dernier renferme certaines informations qui après traitement et interprétation nous délivrent les renseignements désirés.

Tous les radars utilisent le phénomène de réflexion des ondes électromagnétiques sur les corps illuminés par les ondes radar (principe de localisation des chauves-souris, cétacés….).Ainsi un objet volant, traversant le lobe principal de rayonnement d'un radar renvoi vers ce dernier une partie de l'énergie reçue. Cette énergie réfléchie vers le radar est extrêmement faible en raison de l'atténuation qu'elle subit le long du parcours radar- avion et de la réflexion elle-même cependant,elle est suffisante pour pouvoir être détecter et traitée par le radar.

II. Principe de fonctionnement d'un radar :

Les ondes radio se propagent à 300 000 km/s environ, qui correspondent à la vitesse de la lumière dans le vide et (en première approximation) dans l'atmosphère. Le radar se compose d'un émetteur, d'une antenne, d'un récepteur et d'un indicateur. Contrairement à la radiodiffusion, ou l'émetteur envoi des ondes que de récepteur capteront, les émetteurs et récepteurs radar sont généralement situés au même endroit. L'émetteur diffuse, au moyen d'une antenne, un faisceau d'ondes électromagnétiques concentrées dans la direction souhaitée. Lorsque ces ondes rencontre un objet, elles s' y réfléchissent, formant un « écho radar ». L'antenne capte le signal d'écho, qui est ensuite amplifié et transformé en signal visuel sur l'écran ou « indicateur », qui parfois un moniteur d'ordinateur.

II. Les différents types de système radar :

Sur le plan principe, il existe deux types de radar, à savoir:

- Les radars à impulsion.
- Les radars à ondes continues (ondes entretenues).

III.1. Radar à impulsion:

Les radars à impulsion sont généralement utilisés lorsque il est nécessaire de détecter des cibles dans un certain volume de détection et lorsque il est nécessaire de déterminer la distance et parfois la vitesse.

Ces radars utilisent des émetteurs à haute fréquence et peuvent être assez complexes et couteaux, cependant il n'est toujours pas nécessaire d'obtenir toute les informations normalement fournies par les radars à impulsion. Il se peut que le radar n'est besoin que d'indiquer la présence d'un objet réfléchissent situé à une grande distance.

Dans certain cas seul la vitesse de la cible est intéressante, dans d'autre cas c'est la distance dont on a besoin et pour une telle application, les radars à ondes continues sont utilisés.

III.1.1. Principe de base d'un radar à impulsion:

Le radar à impulsion doit donc comporter les éléments suivants:

- Un émetteur
- Un récepteur
- Une antenne
- Un commutateur d'antenne
- Système d'exploitation

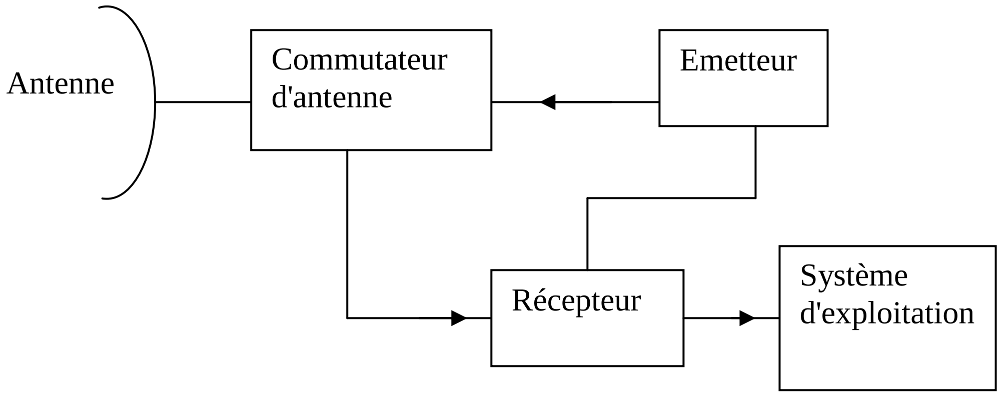


Figure I.1: schéma de principe d'un radar

La représentation graphique du signal émis (impulsion émise) et du signal réfléchi en fonction du temps est illustré par la figure suivante: figure (I.2): y = f (t)

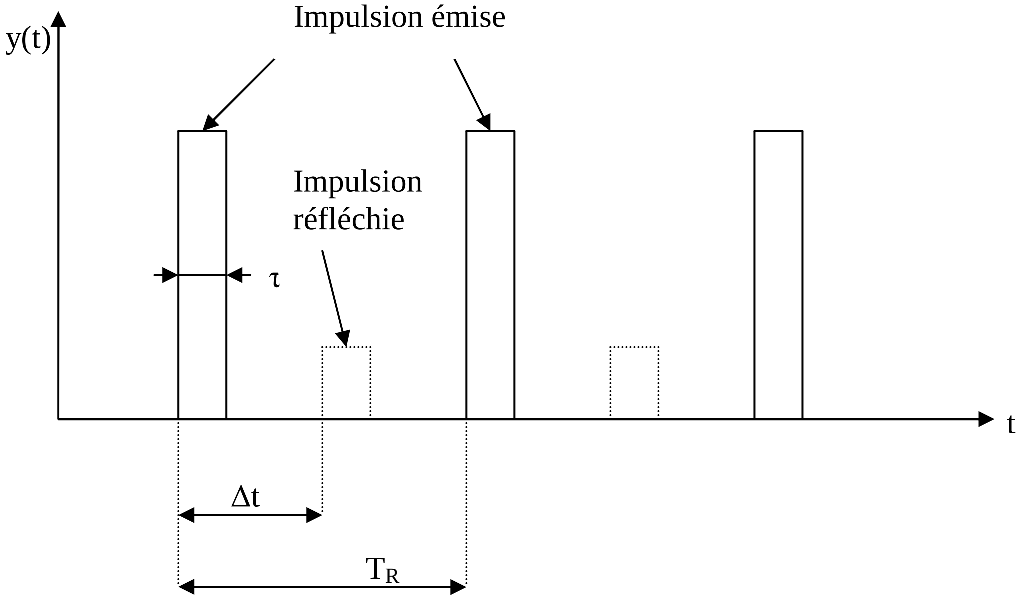


Figure I.2 : représentation graphique du l'impulsion émise et réfléchie

Δt : Duré d'aller-retour du signal.
T_R : période de répétition ou bien période de récurrence.
τ : Duré de l'impulsion

III.1.2.Mesure de la distance:

La mesure de la distance se déduit à partir du retard entre l'émission de l'impulsion et sa réception:

$$d = c\frac{\Delta t}{2}$$

Où c est la vitesse de la lumière (3.10^8 m/s)

Remarques:

❖ pour éviter toute ambiguïté dans la mesure de la distance il faut que l'écho de la cible soit reçu par le radar avant que l'impulsion suivante soit émise.

Donc le temps d'un aller-retour doit être inférieur à $\frac{1}{f_r}$, ce qui nous donne une distance maximale de $D_{\max} = \frac{c}{2f_r}$ où f_r est la fréquence de répétition.

Pour $\Delta t = \tau$, la plus petite variation de distance qu'on peut trouver est déterminer par:

$$\Delta d = \frac{c}{2}\tau$$

Exemple:

Pour une résolution de 30cm (Δd), la durée de l'impulsion nécessaire est:

$$\tau = 2\frac{\Delta d}{c} = 2\frac{30.10^{-2}}{3.10^{8}} = 2ns$$

C'est à dire une largeur de bande de

$$\frac{1}{2.10^{-9}} = 0,5.10^{9} = 500MHz$$

❖ Ce système n'utilise que l'amplitude du signal reçu c'est à dire que nous pouvons obtenir la distance à la quelle se trouve la cible mais nous n'aurons pas d'information sur la vitesse à laquelle la cible bouge.

❖ Ces radars impulsionnels sont moins adaptés pour les automobiles pour les raisons suivantes:

- La distance la plus courte que l'on puisse mesurer est déterminée d'une part par la durée de l'impulsion et d'autre part par les temps de commutation qui sont très petits dans un environnement routier.
- Les systèmes de génération d'impulsion ultra courte ont des coûts excessifs pour l'industrie automobile.

❖ la mesure de la distance est insuffisante pour la localisation des objets. Pour cela il existe aussi une mesure angulaire utilisant la directivité des antennes.

Détermination de la direction:

La mesure angulaire est due au fait que les antennes ne repartissent pas l'énergie uniformément dans toutes les directions.

Si nous avons par exemple une antenne de longueur L, par recombinaison spatiale des ondes, l'énergie émise sera concentrée dans un angle limite θ.

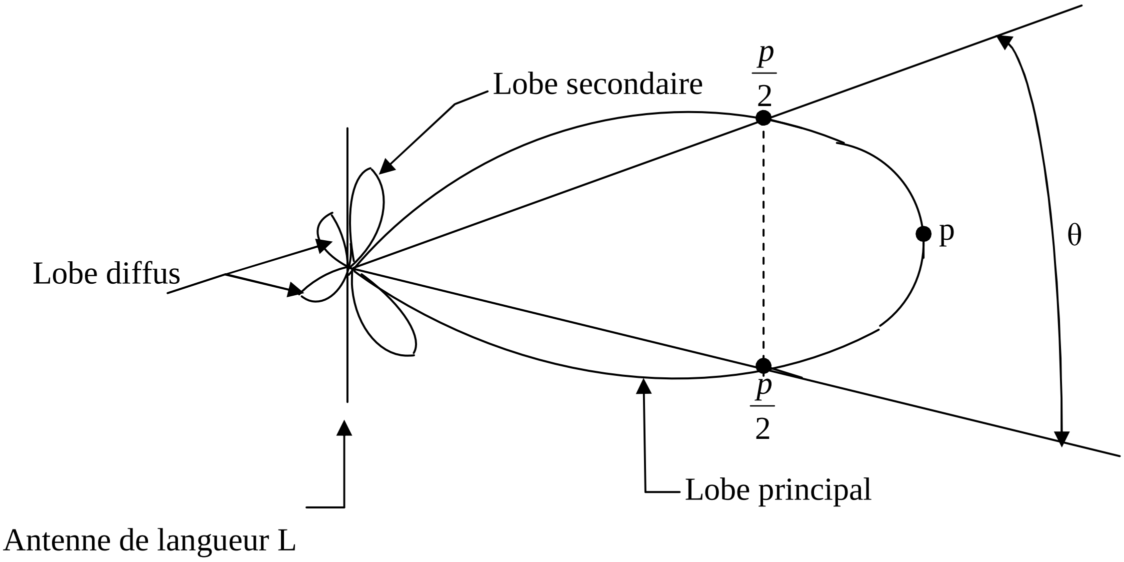


Figure I.3 : diagramme de rayonnement de l'antenne

Dans la pratique, la relation suivante donne l'ouverture dans laquelle l'énergie électromagnétique est concentrée :

$$\theta = \frac{70\lambda}{L}, \quad \lambda(m) = \frac{c\left(m/s\right)}{f_0\left(Hz\right)}$$

Avec:

θ: L'ouverture du faisceau á mi-puissance [$\theta^{(0)}$].

λ : La longueur d'onde du signal émis [m].

L: La dimension de l'antenne (m).

Exemple:

Pour une fréquence d'émission f_0=3GHz et pour une antenne de dimension L=7m, nous avons :

$$\theta = \frac{70\lambda}{L} = 70\frac{c}{fL} = \frac{70.3.10^8}{3.10^9.7} = 1^0$$

Une telle antenne n'éclaire de manière significative que dans le secteur $\left[\frac{-\theta}{2}, \frac{\theta}{2}\right]$, dans les autres secteurs les niveaux sont beaucoup plus faibles (autour de 10^{-2} P à 10^{-4} P dans le lobe secondaire et inférieur à 10^{-4} P dans les lobes diffus).

Le phénomène de propagation de l'onde étant réciproque, la cible peut réfléchir vers l'antenne une partie de l'énergie émise par celle-ci avec une plus faible puissance. Cette variation de puissance est induite par le diagramme de rayonnement et nous donnera l'information sur l'angle suivant lequel se trouve la cible.

Conclusion:
En dotant le radar à impulsion d'une antenne directive, en peut localiser une cible dans l'espace.

III.2. Radars à ondes continues :

Les radars à ondes continues sont généralement plus simple et plus compacte que les radars à impulsion, bien que un radar à onde continue non modulée ne puisse mesurer la distance, celui-ci permet de déterminer la vitesse relative d'une cible à l'aide de l'effet Doppler.

C'est le type de radars généralement utilisés par les constructeur automobile, pour la réalisation, des système embarqués anticollision et de contrôle intelligents de la conduite automobile.

Dans ces radars, les ondes continues peuvent être monochromatiques (utilisant uniquement l'effet Doppler) ou modulées en fréquence.

- **Les radars monochromatiques:**

Ces radars se basant sur l'effet Doppler permettent de déterminer la vitesse de la cible détectée, néanmoins ce type de radar ne fournit pas d'information sur la distance de la cible par rapport à l'antenne d'émission.

- **Les radars à ondes continues modulées en fréquences:**

Ces radars fournissent la vitesse relative de la cible, par l'effet Doppler et la distance relative entre l'antenne et la cible par la modulation.
Plusieurs formes de modulation ont été employées telle qu'une modulation en dent de scie ou la modulation de fréquence sinusoïdale.

III.2.1. Radars CW (continous wave):

Les radars à ondes continues (CW) émettent sans interruption un signal hyperfréquence. L'écho est donc reçu et traité continuellement. Ce principe impose de résoudre les deux problèmes suivants:

- Empêcher l'énergie émise de passer directement de l'émetteur au récepteur (couplage par signal directe).

- Créer des repères temporels sur les échos reçus afin de pouvoir mesurer des durées (donc des distances).

Le radar le plus simple pour l'application automobile consiste en un émetteur RF sans modulation et un récepteur qui mélange le signal émis et le signal reçu.

Si la cible à une vitesse par rapport au radar, le signal reçu aura une fréquence différente de celle du signal émis à cause de l'effet Doppler, et la fréquence de battement des deux signaux sera proportionnelle à la vitesse suivant l'équation:

$$f_d = 2 f_T \frac{v_r}{c}$$

v_r : Vitesse de la cible f_T : Fréquence du signal transmis c : Vitesse de la lumière.

Ce système radar CW ne fournit aucune information sur la distance et son intérêt réside dans sa simplicité illustrée par la figure suivante :

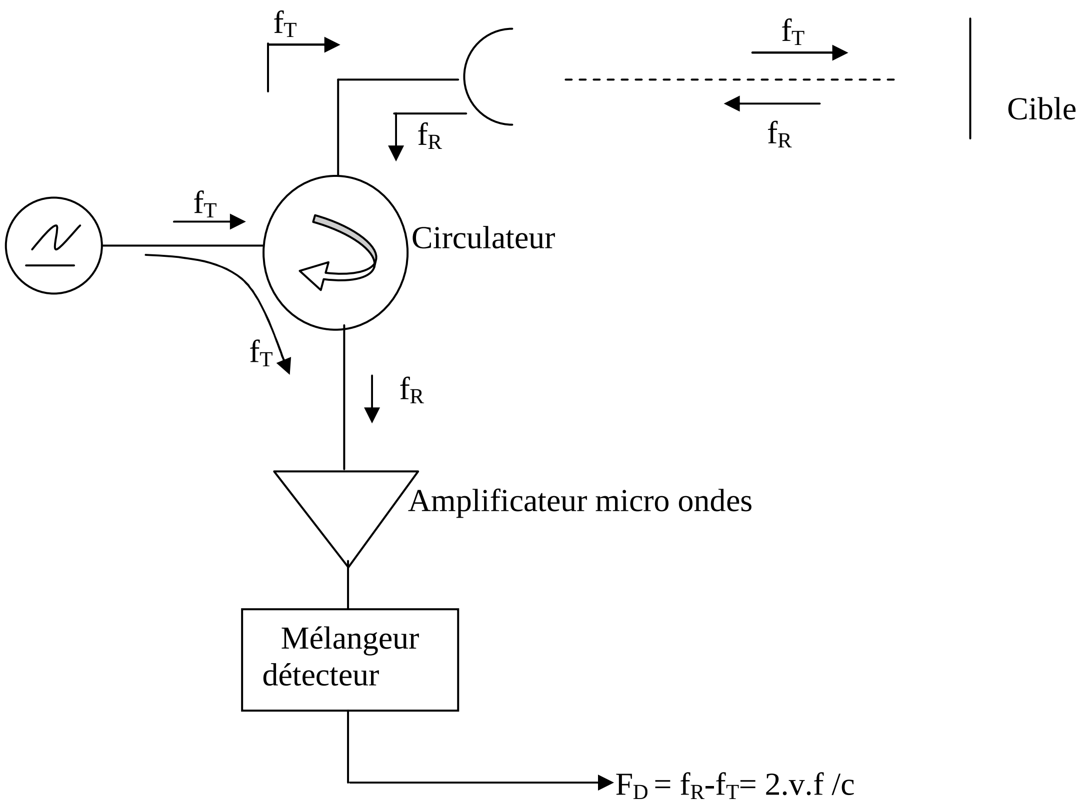


Figure I. 4 : Synoptique du montage utilisé

- **Principe de l'effet Doppler :**

Quand un radar illumine un objet en mouvement, la fréquence du signal réfléchi est décalé par rapport à celle du signal incident d'une valeur proportionnelle à la vitesse de l'objet; c'est ce qu'on appelle l'effet Doppler.

Le signal émis, à fréquence constante, a une dépendance temporelle en sinwt, celui réfléchi par la cible a la dépendance $\sin[(wt - 2\beta d)]$ en atteignant, le récepteur, avec

$$\beta = \frac{w}{c}.$$

Pour un corps en mouvement uniforme, la distance est une fonction linéaire du temps:

$$d = d_0 + vt$$

Le signal reçu a aussi la dépendance suivante:

$$\sin[(w - 2\beta v)t - 2\beta d_0],\, w - 2\beta v = w_{\mathrm{Re}cu}$$

En négligeant le signal reçu et le signal émis, on obtient un signal à la fréquence Doppler f_D.

$$w - w_R = 2\beta v = w_D \Rightarrow f_D = \beta \frac{v}{\pi} = \frac{2v}{c} f_0$$

D'où la vitesse:

$$v = f_D \frac{\pi}{\beta} = f_D \frac{\pi c}{2\pi f_0} \Rightarrow v = \frac{c}{2} \frac{f_D}{f_0}$$

III.2.2. Radar FMCW (radar à onde continue modulée en fréquence):

L'inconvénient des radars CW est leur incapacité à mesurer des distances, puisqu'ils ne produisent pas les impulsions servant de "Tops d'horloge", les radars FMCW font varier progressivement la fréquence de leur signal au rythme de rampes ascendantes et descendantes.

Dans ce type de radar, la fréquence transmise change en fonction du temps d'une façon continue.

III.2.2.1. Modulation linéaire de la fréquence en dent de scie :

L'émetteur envoie une onde continue, dont la fréquence varie linéairement en dent de scie entre f_1 et f_2 autrement dit, autour de la valeur moyenne f_0, et la fréquence émise varie linéairement de $\pm \frac{\Delta F}{2}$ pendant une période de répétition T_r.

Si $t_0 = 2\frac{d}{c}$ est le temps d'aller et retour de l'onde émise, la fréquence reçue varie alors suivant une dent de scie décalée de t_0 par rapport à celle d'émission.

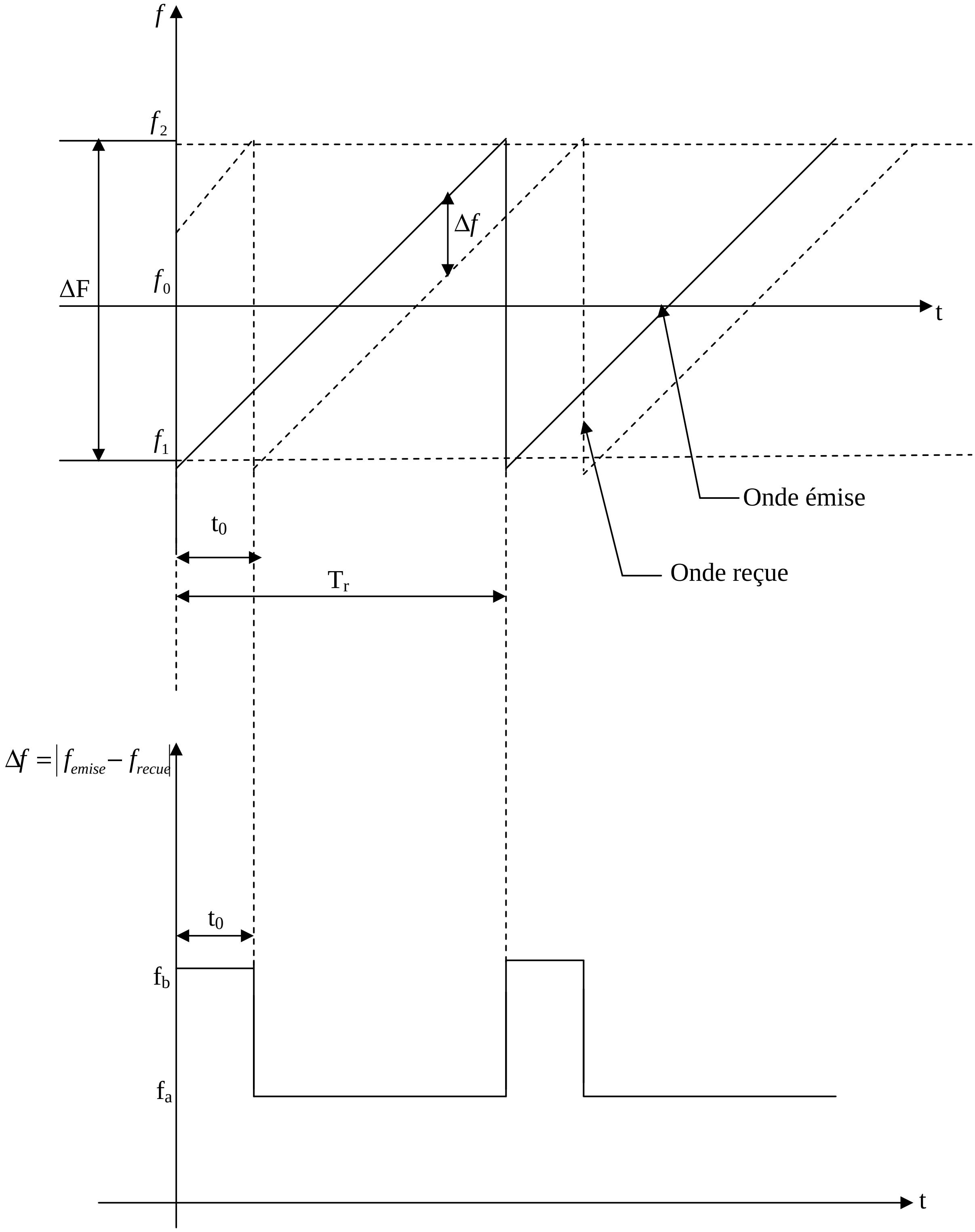


Figure I.5 : Modulation linéaire de la fréquence en dent de scie

A un instant quelconque t Є [t_0, T_r], il existe entre les deux dent de scie un écart de fréquence:

$$\Delta f = f_a = \frac{\Delta F t_0}{T_r}$$

Comme $$t_0 = \frac{2d}{c} \Rightarrow d = \frac{c}{2} t_0 = \frac{c}{2} \frac{T_r \Delta f}{\Delta F}$$

où Δf est la fréquence de battement :

$$\Delta f = f_{bat} = \frac{2d}{c} \frac{\Delta F}{T_r}$$

D'après la figure précédente il y a deux fréquences de battement :

- Une fréquence f_b pendant des durées t_0.
- Une fréquence f_a pendant des durées (T_r-t_0).

Si t_0 est très faible devant T_r, on n'aura pratiquement affaire qu'à f_a et Δf sera bien mesurée avec une bonne approximation, sinon il faudra tenir compte de la fréquence f_b qui est égale à ΔF-f_a.

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

❖ **Remarque:**

Le taux de variation de fréquence est:

$$\alpha = \frac{\Delta F}{T_r} \quad et \quad f_a = \frac{\Delta F}{T_r} t_0 = \alpha t_0 = 2 \frac{\Delta F}{T_r} \frac{d}{c}$$

On pourrait en déduire à priori que la connaissance de Δf permettra de mesurer la distance d. En fait, un battement entre f_{recue} et f_{emise} permettra de tirer Δf si l'on suppose que l'obstacle est fixe, sinon il y a une fréquence Doppler qui vient s'ajouter avec son signe à Δf .

La présence d'un effet Doppler f_D donnera:

$$f_a = \Delta f - f_D .$$

$$f_b = \Delta F - f_a = \Delta F - \Delta f + f_D .$$

La grandeur f_D étant positive si l'obstacle se rapproche.

III.2.2.2. Modulation linéaire de la fréquence en toit:

Cible immobile:

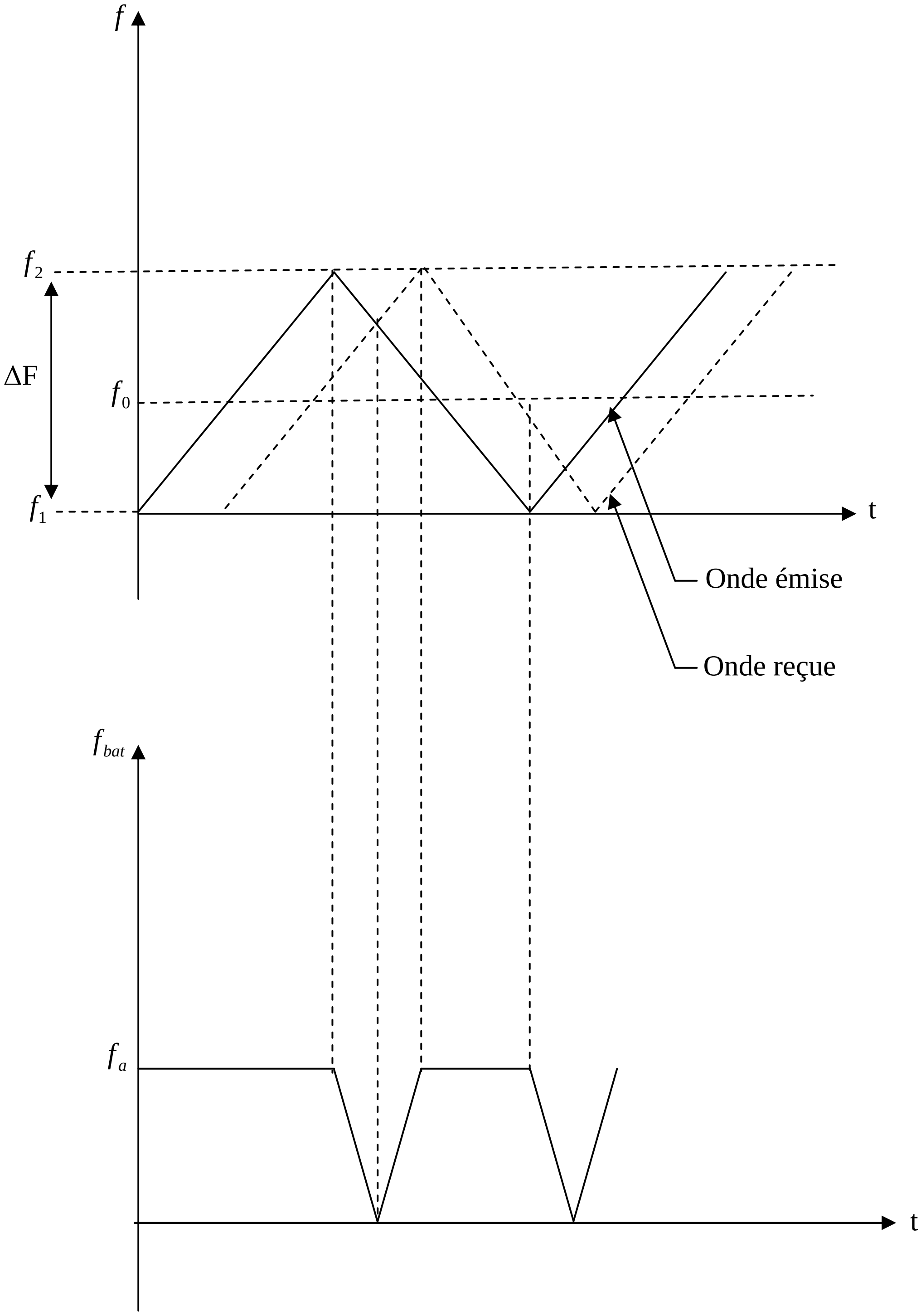


Figure I.6 : Modulation linéaire de la fréquence en toit (cible immobile)

Cible mobile:

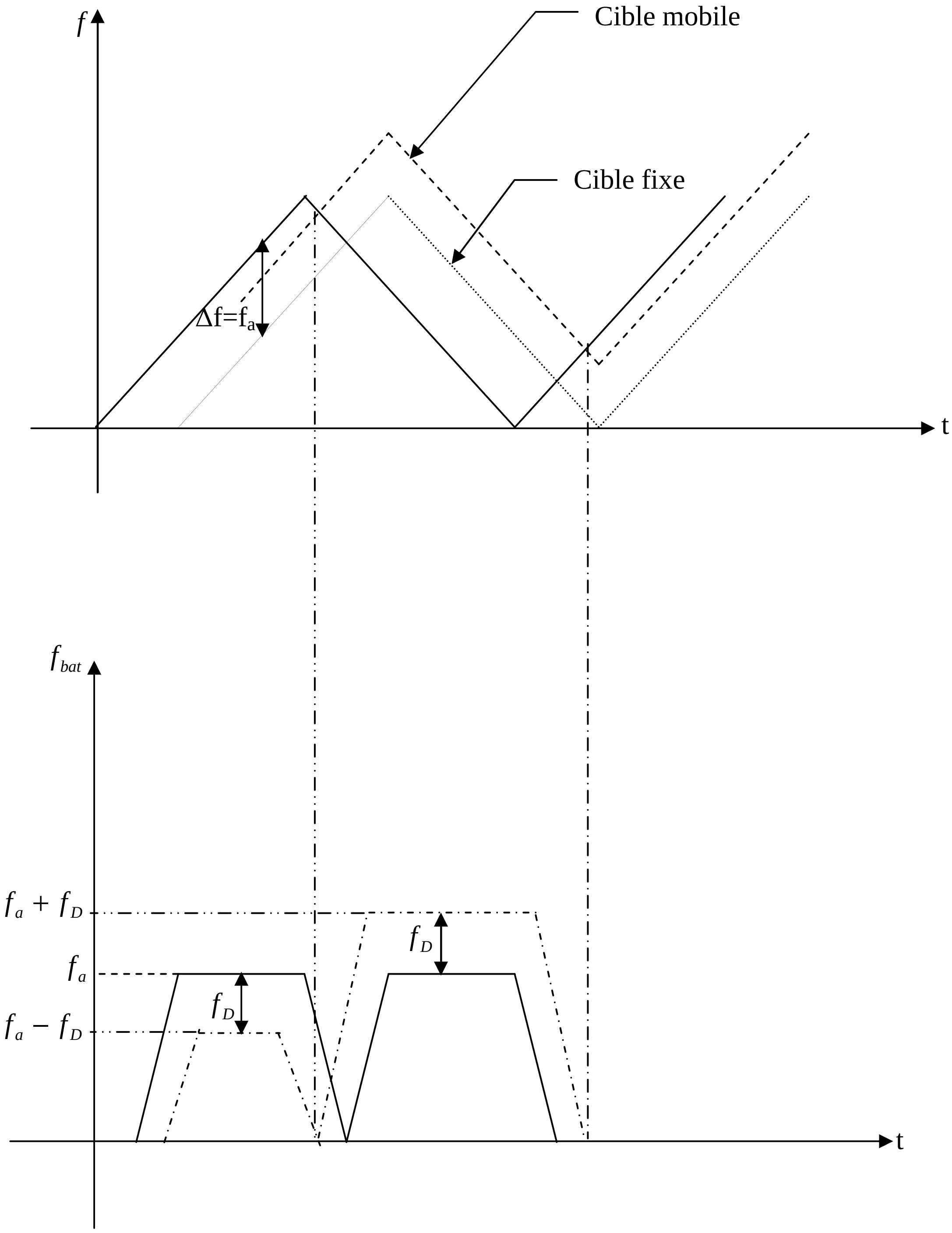


Figure I.7 : modulation linéaire de la fréquence en toit (cible mobile)

La variation de la fréquence de battement est une succession de trapèze, dont la hauteur est alternativement:

$$f_a - f_D \quad et \quad f_a + f_D .$$

$$f_{bat1} = f_a + f_D = \frac{2d}{c}\frac{\Delta F}{T_r} + 2 f_0 \frac{v}{c} = f_{dist} + f_{Doppler} .$$

$$f_{bat2} = f_a - f_D = \frac{2d}{c}\frac{\Delta F}{T_r} - 2 f_0 \frac{v}{c} = f_{dist} - f_{Doppler} .$$

On peut ainsi déterminer la fréquence de battement due à la distance de la cible f_D par la moyenne des deux fréquences de battement

$$f_D = \frac{f_{bat1} + f_{bat2}}{2}$$

Remarque:

La distance et la vitesse sont déduites à partir de la mesure de fréquence. Si la cible est très proche et sa vitesse élevée, la fréquence de battement sera proportionnelle à f_D et sera donc élevée :

d petit et v grand $\Rightarrow \left| f_{d \to 0} \; et \quad f_D \quad augmente \Rightarrow f_{bat} \to f_D \right.$

III.2.3. Radar Duplex:

Ce système consiste en l'émission de deux signaux hyperfréquences continus avec un faible écart fréquentiel. Par mélange des signaux reçus et émis, on obtient deux signaux Doppler approximativement de même fréquence mais avec une différence de phase.

III.2.3.1. Architecture d'un radar Duplex:

Dans cette architecture le mélangeur est remplacé par un circuit "6 ports".
Le principe de ce système radar consiste à émettre deux ondes continues de fréquence proches et on comparera deux phases.

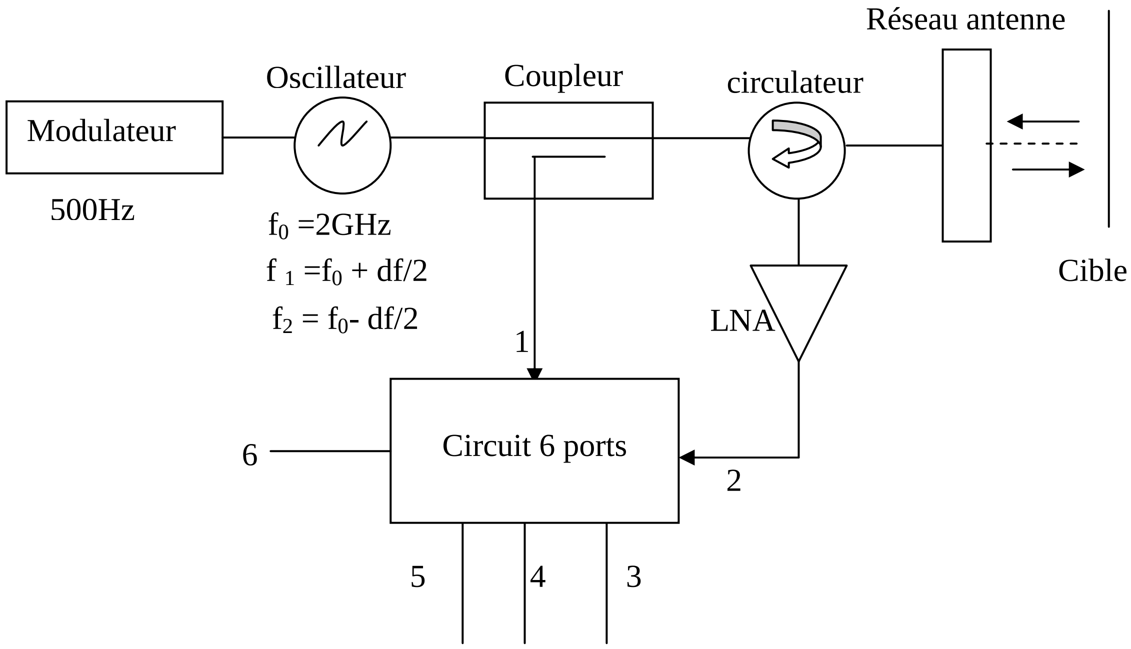


Figure I.8 : Architecteur d'un radar Duplex

L'utilisation de "6 ports" va permettre de mesurer le rapport complexe de deux ondes hyperfréquence à condition de calibrer le système avant la réalisation des mesures.

III.2.3.2.Principe de fonctionnement du système:

Pour un signal de la forme $e = |e|\ e^{jwt}$, le signal sera réfléchi par une cible à une distance d de l'antenne, sachant que le temps de propagation sera $T = 2\frac{d}{c}$, par contre si la cible se déplace à la vitesse v par rapport à l'émetteur, la distance à la quelle on peut déterminer la cible sera (d + vt) et le temps de propagation est:

$$T = 2\frac{(d+vt)}{c}$$

Le signal reçu par l'antenne sera:

$$r = |r|\ e^{jw(t-T)} = |r|\ e^{jw[t-2(d+vt)/c]}$$

$$r = |r|\ e^{j[(w-2v.w/c)t - 2d.w/c]}$$

$$r = |r|\ e^{j[(w+W_D)t-\Phi]}$$

Avec:

$$w_D = -2w\frac{v}{c} \quad \text{et} \quad \Phi = 2w\frac{d}{c}$$

En supposant que la vitesse du véhicule peut être considéré constante pendant le temps nécessaire à l'acquisition des données.

Alors la fréquence Doppler du signal sera donnée par:

$$f_D = \frac{w_D}{2\pi}$$

Et Φ sera le déphasage du signal reçu.

Le rapport entre signal émis et signal reçu peut être mis sous la forme:

$$\Gamma = r/e = |r|\, e^{j[w_D + w) t - \Phi]} / |e|\, e^{jwt}$$

$$\Gamma = r/e = |r|\, e^{j(w_D t - \Phi)} / |e|$$

Γ étant un vecteur qui tournera à la pulsation w_D.

Si nous mesurons la vitesse de rotation du vecteur Γ, nous pouvons obtenir la vitesse relative de la cible, par contre l'information concernant la distance à laquelle se trouve la cible, sera donnée par la phase Φ de la façon suivante:

$$\frac{2wd}{c} = \Phi + 2n\pi$$

Où n est le nombre de tour parcouru par l'onde.

Remarque 1:

Il peut exister une ambiguïté dans la mesure de la distance si la longueur d'onde utilisée est beaucoup plus petite que la distance mesurée (λ =15cm à 2GHz).

Afin d'éviter cette ambiguïté, on émettra deux signaux à différentes fréquences avec un écart Δw faible par rapport aux valeurs de fréquence utilisé pour faire la mesure, et on prend la différance entre les deux déphasages des deux signaux :

$$\Phi_1 - \Phi_2 = 2(w_1 - w_2)\frac{d}{c} = 2\Delta w \frac{d}{c}.$$

Remarque 2:

La longueur électrique totale des différentes composantes du radar n'est pas la même aux deux fréquences utilisés, d’où la nécessite de calibrer :

$$\Phi_1 - \Phi_2 = (\Phi_{10} - \Phi_{20}) = 2(w_1 - w_2)\frac{d}{c}.$$

I. Introduction :

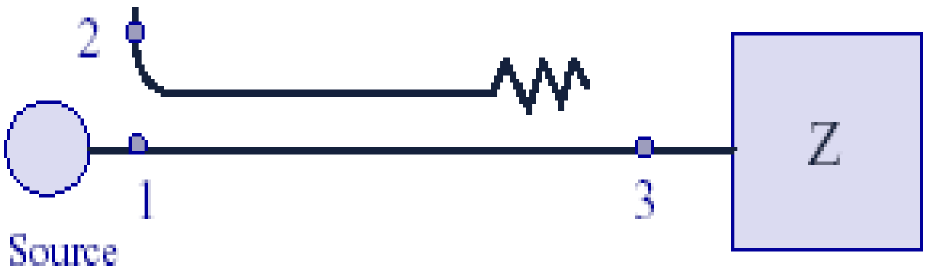
La réflectométrie utilise un ou deux coupleurs directifs (voir annexe) pour séparer le signal incident du signal réfléchi. La comparaison des deux signaux donne le facteur de réflexion.

Cette méthode permet une mesure rapide de la réflexion qui est toutefois entachée d'erreur produite par la directivité limitée des coupleurs. Ces erreurs peuvent être cependant compensées ou corrigées.

II. Réflectométrie à un coupleur :

II.1. Mesure de Γ avec coupleur idéal :

Le composant dont on veut mesurer la réflexion est connecté à l'accès (3) du coupleur directif. L'appareil de mesure ou détecteur qui est connecté à l'accès (2) du coupleur doit être adapté.

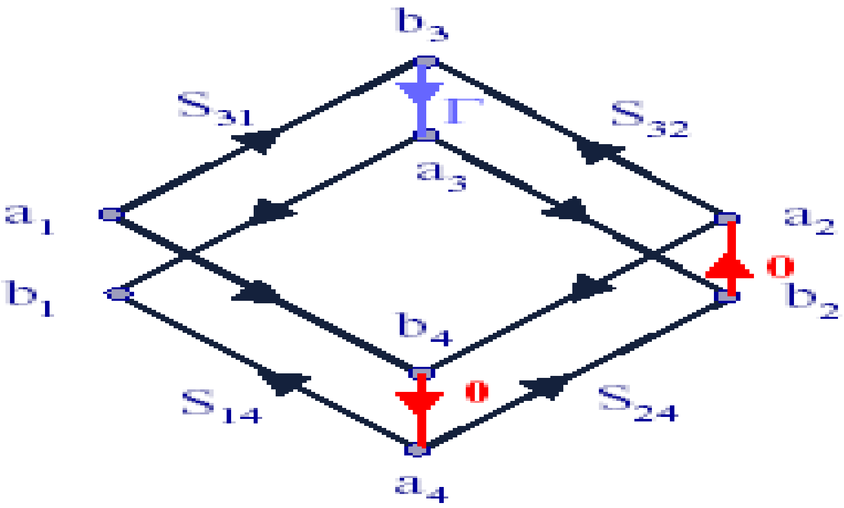


La matrice de répartition S du coupleur directif est :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le graphe de fluence du dispositif est alors établi à partir des équations:

$$b_1 = s_{31}a_3 + s_{14}a_4 \qquad b_2 = s_{32}a_3 + s_{24}a_4$$
$$b_3 = s_{31}a_1 + s_{32}a_2 \qquad b_4 = s_{14}a_1 + s_{24}a_2$$



On a une charge inconnue z à l'accès (3) dont on veut mesurer le coefficient de réflexion Γ.

❖ **Mesure de Γ :**

D'après le graphe de fluence on remarque que l'on n'a pas de boucle.

- **Sur une charge Z :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z = \frac{s_{31}\Gamma s_{32}(1-0)}{(1-0)} = s_{31}\Gamma s_{32}$$

- **Sur un court circuit :**

On a Γ = -1

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc} = -s_{31}s_{32}$$

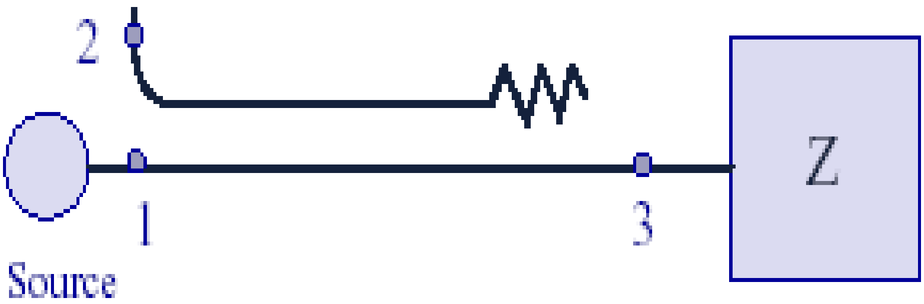
D'où l'expression du coefficient de réflexion :

$$\Gamma = \frac{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z}{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc}}$$

II.2.Mesure de Γ avec un coupleur réel :

II.2.1. Défaut de directivité :

Le coupleur n'étant pas parfait, il faut tenir compte de S_{21} car $S_{12\,(21)} \neq 0$



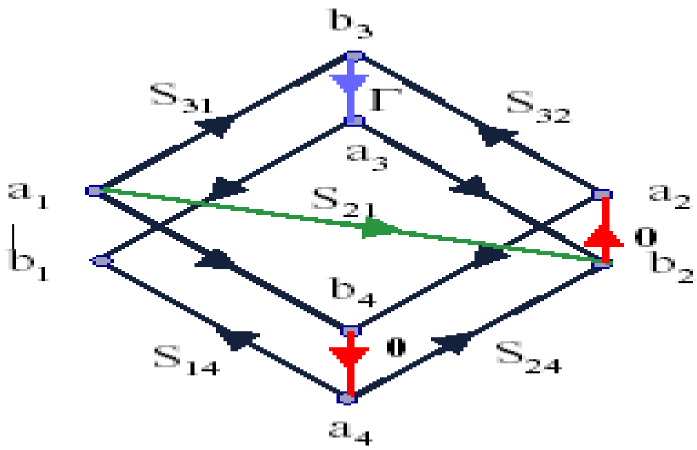
Sa matrice de répartition S est :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{31} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{32} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le graphe de fluence du dispositif est alors établi à partir des équations:

$$b_1 = s_{21}a_2 + s_{31}a_3 + s_{14}a_4 \qquad b_2 = s_{21}a_1 + s_{32}a_3 + s_{24}a_4$$

$$b_3 = s_{31}a_1 + s_{32}a_2 \qquad b_4 = s_{14}a_1 + s_{24}a_2$$



❖ **Mesure de Γ:**

On applique la règle de Masson sachant qu'il n'y a pas de boucle

- **sur une charge:**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z = s_{21} + s_{31}\Gamma s_{32}$$

- **sur un court circuit:** (Γ= -1)

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc} = s_{21} - s_{31}s_{32}$$

$$\Gamma_{mes} = \frac{s_{21} + s_{31}\Gamma s_{32}}{s_{21} - s_{31}s_{32}} \approx -\Gamma - \frac{s_{21}}{s_{31}s_{32}}$$

Si $|s_{21}| << |s_{31}s_{32}|$ qui est la condition d'un coupleur de bonne qualité, cette équation montre que les imperfections du coupleur induisent une erreur systématique à la détermination de Γ.

Comme de plus les mesures de b_z et b_{2cc} sont réalisées successivement Il n'y a pas de différence de phase connue, et seul les modules de ces quantités sont significatifs ; on en déduit alors l'inégalité d'indétermination sur Γ :

$$\left|\frac{b_2}{b_{2cc}}\right| - \left|\frac{s_{21}}{s_{31}s_{32}}\right| \leq \Gamma \leq \left|\frac{b_2}{b_{2cc}}\right| + \left|\frac{s_{21}}{s_{31}s_{32}}\right|$$

Comme $S_{31} \approx 1$ le terme prépondérant est alors $\left|\frac{s_{12}}{s_{32}}\right|$ qui représente l'inverse de la directivité du coupleur .Donc l'erreur sur la détermination de $|\Gamma|$ peut être estimée à partir de la directivité du coupleur utilisé.

$$|\Gamma_{mes}| - \left|\frac{s_{21}}{s_{32}}\right| \leq \Gamma \leq |\Gamma_{mes}| + \left|\frac{s_{21}}{s_{32}}\right|$$

Exemples :

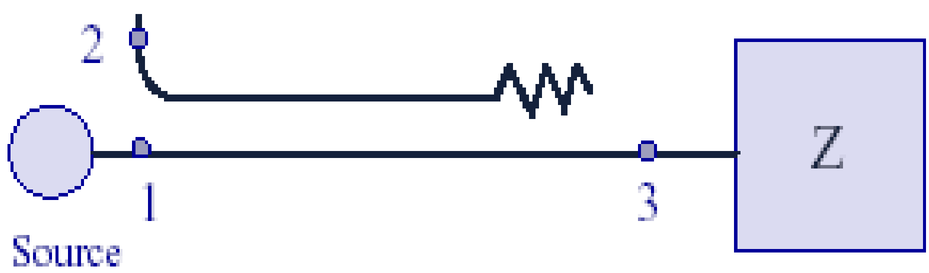
Si $D = 40db \Rightarrow \frac{1}{D} = 10^{-2} \Rightarrow erreur = 0{,}01$

Si $D = 20db \Rightarrow \frac{1}{D} = 10^{-1} \Rightarrow erreur = 0{,}1$

Ceci montre l'importance de la directivité du coupleur

II.2.2.Défaut d'adaptation de l'accès (3) :

Le coupleur n'étant pas parfait, il faut tenir compte de S_{33} (mésadaptation de l'accès (3) implique $S_{33} \neq 0$)



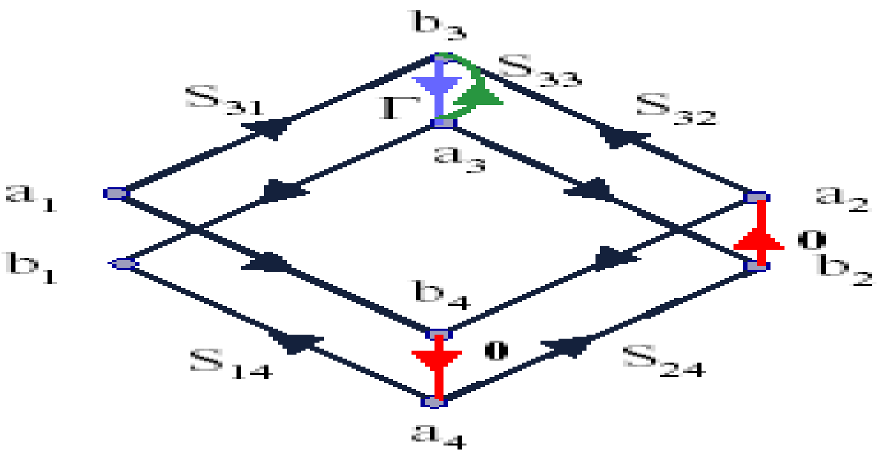
Sa matrice de répartition S est :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le graphe de fluence du dispositif est alors établi à partir des équations:

$$b_1 = s_{31}a_3 + s_{14}a_4 \qquad b_2 = s_{32}a_3 + s_{24}a_4$$

$$b_3 = s_{31}a_1 + s_{32}a_2 + s_{33}a_3 \qquad b_4 = s_{14}a_1 + s_{24}a_2$$



❖ **Mesure de Γ :**

On a une boucle de 1er ordre (Γ S_{33}) :

- **Sur une charge :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z = \frac{s_{31}\Gamma s_{32}(1-0)}{1-\Gamma s_{33}} = \frac{s_{31}\Gamma s_{32}}{1-\Gamma s_{33}}$$

- **Sur un court circuit :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc} = -\frac{s_{31}s_{32}}{1+s_{33}}$$

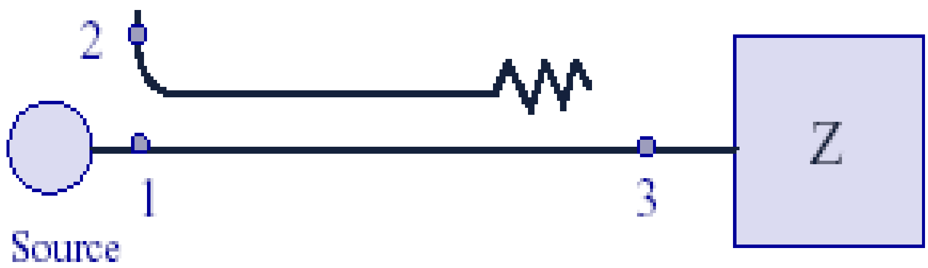
D'où l'expression du coefficient de réflexion :

$$\left|\Gamma_{mes}\right| = \left|\frac{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_Z}{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{CC}}\right| = \left|\Gamma\frac{1+s_{33}}{1-\Gamma s_{33}}\right|$$

Si l'accès (3) est adaptée c'est-à-dire :$S_{33} = 0$ ce qui implique $\left|\Gamma_{mes}\right| = |\Gamma|$

II.2.3. Défaut d'adaptation de l'accès (2) :

Le coupleur n'étant pas parfait, il faut tenir compte de S_{22} (mésadaptation de l'accès (2) implique $S_{22} \neq 0$)



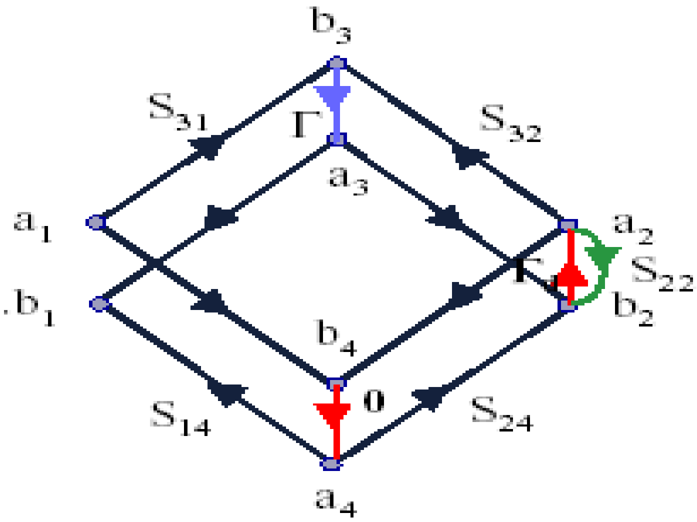
Sa matrice de répartition S est :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{14} \\ 0 & S_{22} & S_{32} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le graphe de fluence du dispositif est alors établi à partir des équations:

$$b_1 = s_{21}a_3 + s_{14}a_4 \qquad b_2 = s_{22}a_2 + s_{32}a_3 + s_{24}a_4$$

$$b_3 = s_{31}a_1 + s_{32}a_2 \qquad b_4 = s_{14}a_1 + s_{24}a_2$$



$\Gamma_d = \Gamma$ du détecteur sur l'accès (2)

❖ **Mesure de Γ:**

On a deux boucles de1[er] ordre : $\Gamma\,\Gamma_d\,S_{32}^2$ et $\Gamma_d\,S_{22}$

- **Sur une charge :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z = \frac{s_{31}\Gamma s_{32}}{1-\Gamma_d s_{22} - \Gamma_d \Gamma s_{32}^2}$$

- **Sur un court circuit:** (Γ = -1)

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc} = -\frac{s_{31}s_{32}}{1-\Gamma_d s_{22} + \Gamma_d s_{32}^2}$$

D'où l'expression du coefficient de réflexion :

$$\left|\Gamma_{mes}\right| = \left|\frac{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z}{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc}}\right| = \left|\Gamma \frac{1-\Gamma_d s_{22} + \Gamma_d s_{32}^2}{1-\Gamma_d s_{22} - \Gamma_d \Gamma s_{32}^2}\right|$$

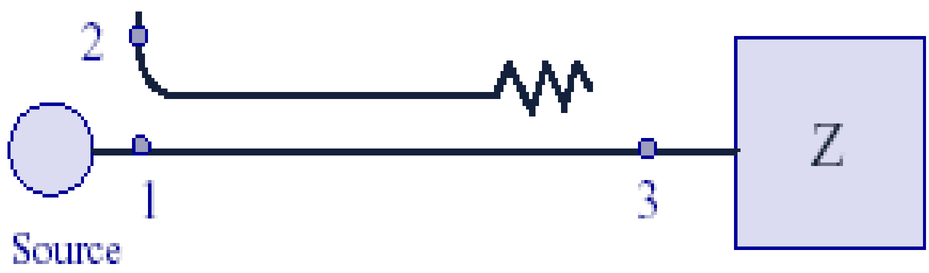
Si le détecteur est adapté alors $\Gamma_d = 0$ ce qui implique $\left|\Gamma_{mes}\right| = \left|\Gamma\right|$

Remarque :

Si le détecteur est adapté, la mésadaptation de l'accès 2 n'a pas d'effet.

II.2.4. Mesadaptation du générateur :

Le coupleur n'est pas parfait, le générateur n'est pas adapté alors $\Gamma_g \neq 0$

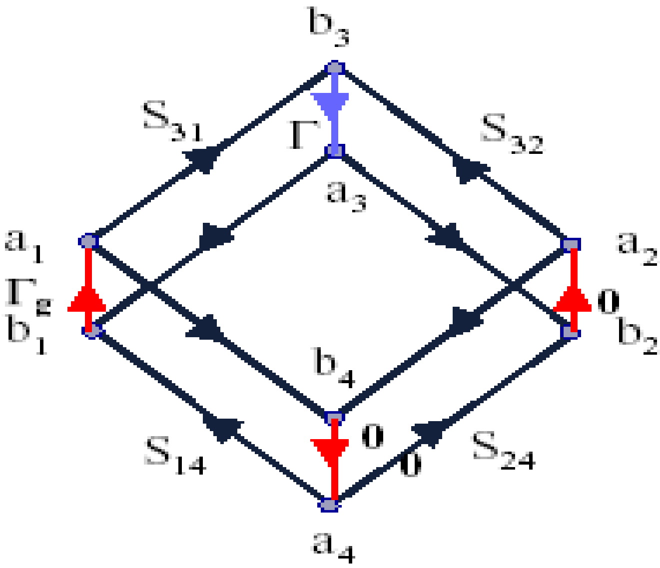


Sa matrice de répartition S est :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le graphe de fluence du dispositif est alors établi à partir des équations:

$$b_1 = s_{31}a_3 + s_{14}a_4 \qquad b_2 = s_{32}a_3 + s_{24}a_4$$
$$b_3 = s_{31}a_1 + s_{32}a_2 \qquad b_4 = s_{14}a_1 + s_{24}a_2$$



❖ **Mesure de Γ :**

On a une boucle du 1^er ordre :
($\Gamma_g \, S_{31}^2 \, \Gamma$)

- **Sur une charge :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z = \frac{s_{31}\Gamma s_{32}}{1-\Gamma_g \Gamma s_{31}^2}$$

- **Sur un court circuit :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc} = \frac{-s_{31}s_{32}}{1+\Gamma_g s_{31}^2}$$

D'où l'expression du coefficient de réflexion :

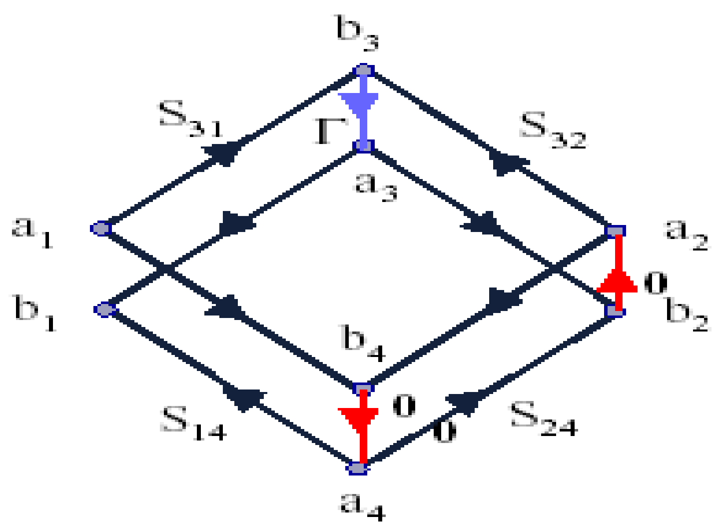
$$\left|\Gamma_{mes}\right| = \left| \frac{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z}{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc}} \right| = \left| \Gamma \frac{1+\Gamma_g s_{31}^2}{1-\Gamma_g \Gamma s_{31}^2} \right|$$

Si $\Gamma_g \neq 0 \Rightarrow \left|\Gamma_{mes}\right| \neq \left|\Gamma\right|$

II.2.5. Instabilité du générateur :

Le générateur est adapté c'est-à-dire : $\Gamma_g = 0$

- **Graphe de fluence :**



❖ **Mesure de Γ :**

Pas de boucle.

- **Sur une charge :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z = \Gamma s_{31} s_{32}$$

- **Sur un court circuit :**

$$\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc} = -s_{31} s_{32}$$

D'où l'expression du coefficient de réflexion :

$$\left|\Gamma_{mes}\right| = \left|\frac{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_z}{\left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{cc}}\right| = \left|\Gamma\right|$$

Remarque :

En pratique on ne mesure pas le rapport $\frac{b_2}{a_1}$, mais on détecte uniquement b_2. Si le générateur est instable :

$$\left|\Gamma_{mes}\right| = \left|\frac{b_2|_z}{b_2|_{cc}}\right| = \left|\Gamma\right|\left|\frac{a_1|z}{a_1|_{cc}}\right|$$

Le réflectométre à un seul coupleur présente certains défaut,et pour les éliminer on ajoute un autre coupleur.

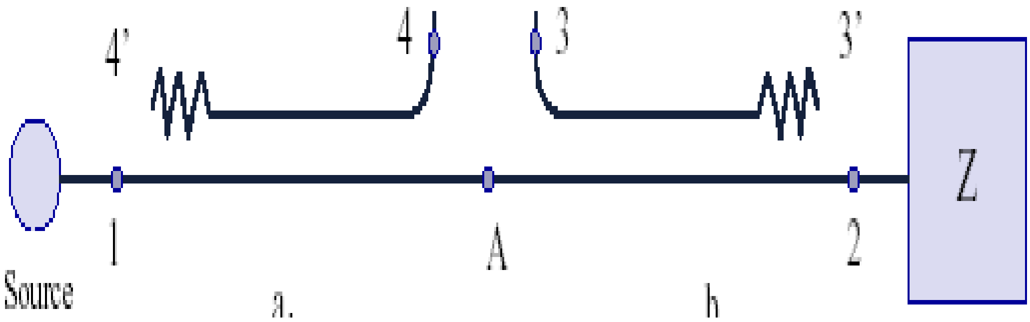
II.3.Contraintes et limites :

Pour mener à bien des mesures précises en réflectométrie à un coupleur, il faut disposer d'un générateur stable en puissance et en fréquence. De plus le refléctometre à un coupleur ne permet pas de détecter la phase du signal réfléchi.

III. Réflectométrie à deux coupleurs :

III.1. Réflectométrie à deux coupleurs idéaux:

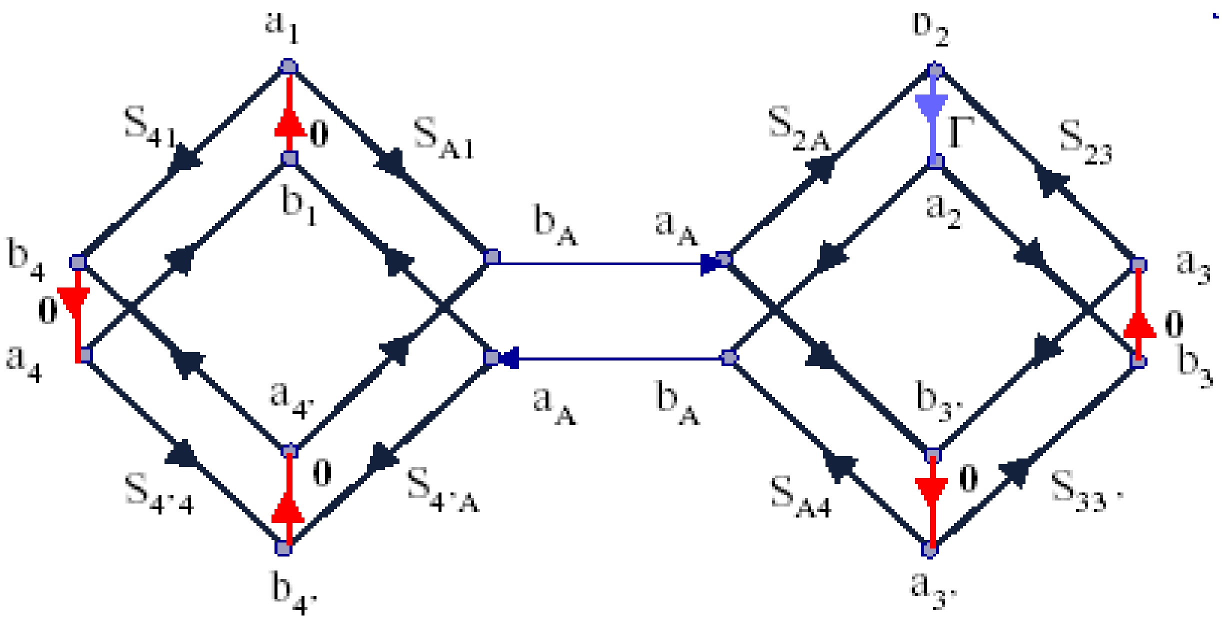
Les deux coupleurs sont idéaux, c'est-à-dire qu'ils ne présentent pas de défaut d'adaptation et de directivité.



Les deux matrices de répartition des coupleurs S^I et S^{II} sont :

$$S^I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{1A} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{4'A} & S_{4'4} \\ S_{A1} & S_{A4'} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{44'} & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad S^{II} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{A2} & S_{A4} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{33'} \\ S_{2A} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{3'A} & S_{3'3} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

- **Graphe de fluence :**



❖ **Mesure de Γ :**

Pas de boucle

- **Sur une charge :**

$$b_4\big|_z = s_{41} a_1\big|_z$$

$$\text{et} \quad b_3\big|_z = s_{A1} s_{2A} \Gamma s_{32} a_1\big|_z$$

b_3 et b_4 sont mesurés en même temps d'où une insensibilité à une variation de puissance du générateur, Si on ne s'intéresse qu'au module :

D'où l'expression du coefficient de réflexion :

$$|\Gamma| = \left| \left.\frac{b_3}{b_4}\right|_{mes} \frac{s_{41}}{s_{A1} s_{2A} s_{32}} \right|$$

Remarque :

Si on ne connaît pas les paramètres du coupleur alors il y a lieu d'étalonner sur court circuit c'est-à-dire :

$$|\Gamma| = \left| \frac{\left.\frac{b_3}{b_4}\right|_z}{\left.\frac{b_3}{b_4}\right|_{cc}} \right|$$

III.2. Pont interférométrique complétant le refléctometre à deux coupleurs :

On connecte aux accès (3) et (4) du refléctométre respectivement, un déphaseur variable et un atténuateur réglable puis on combine les signaux résultants dans une jonction en T hybride.

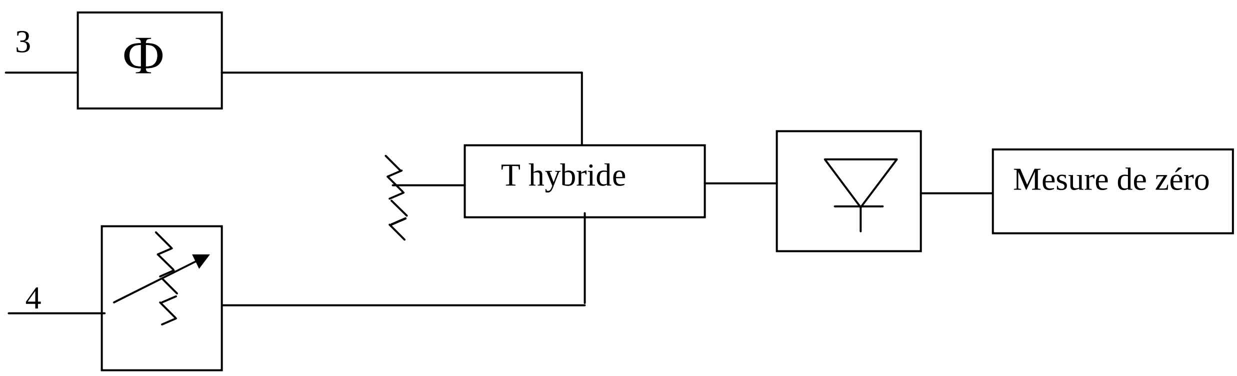


Figure II.1 : Pont interférométrique

III.2.1. Principe de la mesure :

Lorsque les deux signaux arrivant sur le T hybride sont identique (amplitude et phase) aucun signale ne sort de la branche différence. Connaissant les valeurs de déphasage et d'affaiblissement nécessaires à obtenir ce résultat, on trouve la valeur du quotient complexe $\frac{b_4}{b_3}$ qui permet de déterminer Γ

- **Mesure de Γ:**

  - **Sur un court circuit** :

On règle Att et Φ pour obtenir 0 au détecteur c'est-à-dire :$b_3 = b_4$, soit Att_{cc} et Φ_{cc} .

$$b_3\big|_{cc} = -e^{j\Phi_{cc}} s_{A1} s_{2A} s_{32} a_1\big|_{cc}$$

$$b_4\big|_{cc} = s_{41} Att_{cc} a_1\big|_{cc}$$

$$b_3 = b_4 \Rightarrow s_{41} Att_{cc} a_1 = -e^{j\Phi_{cc}} s_{A1} s_{2A} s_{32} a_1$$

$$-s_{41} Att_{cc} = e^{j\Phi_{cc}} s_{A1} s_{2A} s_{32}$$

$$-e^{-j\Phi_{cc}} s_{41} Att_{cc} = e^{-j\Phi_{cc}} e^{j\Phi_{cc}} s_{A1} s_{2A} s_{32}$$

$$\Rightarrow e^{j(\pi-\Phi_{cc})} Att_{cc} = \frac{s_{A1} s_{2A} s_{32}}{s_{41}}$$

- **Sur une charge z :**

On règle Att et Φ pour obtenir zéro au détecteur c'est-à-dire :$b_3 = b_4$, soit Att_z et Φ_z.

$$b_4\big|_z = s_{41} Att_z a_1\big|_z$$

$$b_3\big|_z = \Gamma e^{j\Phi_z} s_{A1} s_{2A} s_{32} a_1\big|_z$$

$$b_4 = b_3 \Rightarrow Att_z e^{-j\Phi_z} = \Gamma \frac{s_{A1} s_{2A} s_{32}}{s_{41}}$$

Donc :

$$Att_z e^{-j\Phi_z} = \Gamma Att_{cc} e^{j(\pi-\Phi_{cc})}$$

D'où l'expression du coefficient de réflexion :

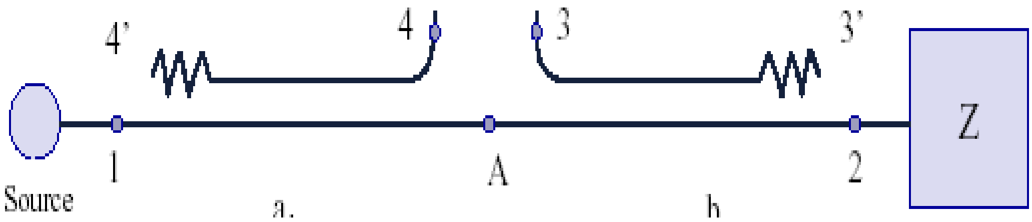
$$\Gamma = \frac{Att_z}{Att_{cc}} e^{-j(\Phi_z-\Phi_{cc}+\pi)}$$

Remarque :

Cette mesure vectorielle du facteur de réflexion Γ suppose que Att et Φ sont idéaux.

III.3. Réflectométrie à deux coupleurs avec un défaut de directivité :

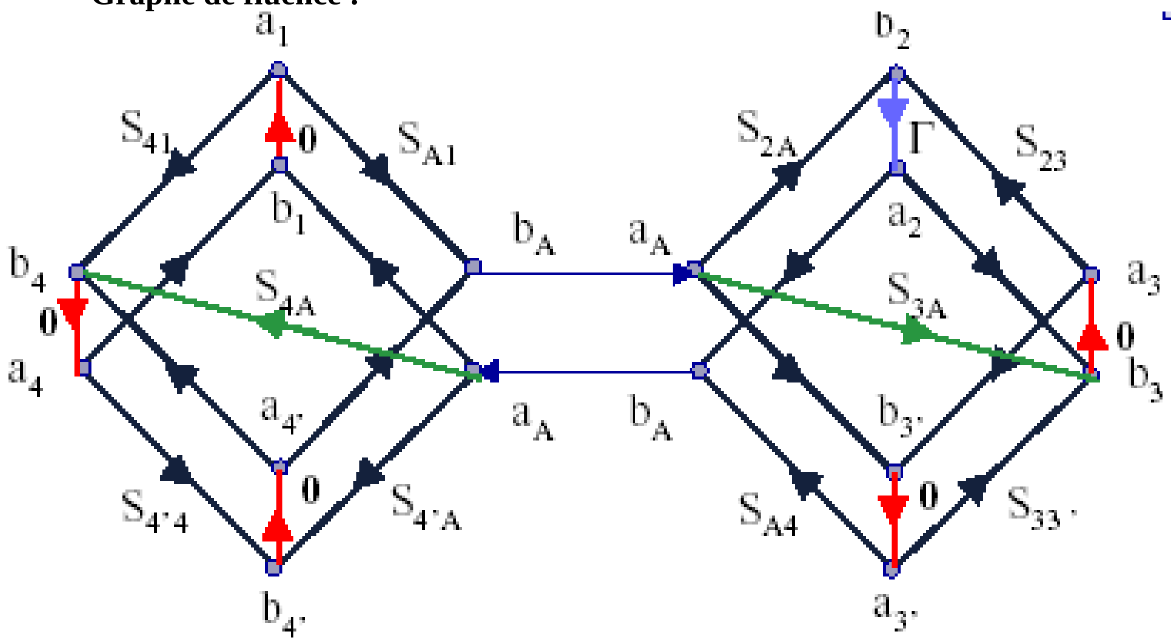
Les deux coupleurs présentent un défaut de directivité c'est-à-dire $S_{2A} \neq 0$ et $S_{4A} \neq 0$



Les deux matrices de répartition des coupleurs S^I et S^{II} sont :

$$\mathbf{S}^{I} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{1A} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{4'A} & S_{44'} \\ S_{A1} & S_{A4'} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{44'} & S_{4A} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{S}^{II} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{A2} & S_{A4} \\ S_{3A} & 0 & S_{32} & S_{33'} \\ S_{2A} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{3'A} & S_{33'} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

- **Graphe de fluence :**



❖ **Mesure de Γ**

- **Sur une charge :**

$$b_4\big|_z = \left(s_{41} + s_{A1}s_{2A}\Gamma s_{A2}s_{4A}\right)a_1\big|_z$$
$$b_3\big|_z = s_{A1}\left(s_{2A}\Gamma s_{32} + s_{3A}\right)a_1\big|_z$$

D'où l'expression du coefficient de réflexion :

$$\Gamma_{mes} = \frac{b_3}{b_4}\bigg|_z \frac{s_{41}}{s_{A1}s_{2A}s_{32}}$$

Remarque :

En remarque que Γ_{mes} pour deux coupleurs avec défaut de directivité est le même que Γ_{mes} de deux coupleurs idéaux. Donc on constate que même si les deux coupleurs sont idéaux on aura toujours des erreurs de mesure de Γ.

Si directivité finie :

$$b_4\big|_z = \left(s_{41} + s_{A1}s_{2A}\Gamma s_{A2}s_{41}\right)a_1\big|_z$$

$$b_3\big|_z = s_{A1}\left(s_{2A}\Gamma s_{32}\right)a_1\big|_z$$

Si les coupleurs sont bons :

$$\left|s_{A1}\right| = \left|s_{A2}\right| = \left|s_{2A}\right| \approx 1$$
$$b_4\big|_z \approx \left(s_{41} + \Gamma s_{4A}\right)a_1\big|_z$$
$$b_3\big|_z \approx \left(\Gamma s_{32} + s_{3A}\right)a_1\big|_z$$

D'où l'expression du coefficient de réflexion :

$$\Gamma_{mes} = \frac{b_3}{b_4}\bigg|_z \frac{s_{41}}{s_{32}} = \frac{\Gamma + \dfrac{s_{3A}}{s_{32}}}{\dfrac{\Gamma s_{4A}}{s_{41}} + 1}$$

Remarque :

Pour Γ modérés, mettre en tête le coupleur le moins bon.

Conclusion :

La connaissance des imperfections des coupleurs, en particulier la directivité, est indispensable car une erreur se répercute inévitablement comme une erreur plus grave encore lors de l'estimation du paramètre Γ.

I.Introduction:

Le refléctométre six-portes est un dispositif de mesure en hyperfréquence qui permet de déterminer le facteur de réflexion d'un dispositif sous test (qui est directement lié à son impédance d'entrée) ou alternativement de trouver le rapport en module et en phase entre deux différents signaux.Ce type de mesure est utilisée très souvent dans le domaine des hyperfréquence, d'un coté dans les laboratoires pour caractériser des composants et de l'autre coté dans des applications comme les radars de sécurité pour les automobiles, les démodulateurs numériques ou le contrôle d'antennes adaptatives.

L'un des avantages du refléctométre six-portes par rapport aux autres systèmes qui mesure la même quantité et sa structure très simple:
Il s'agit essentiellement d'un circuit linéaire avec six accès dont quatre sont connectés à des détecteurs de puissance. Il est donc plus facile à réaliser et moins coûteux que les autres types de système qui nécessite généralement des composants plus sophistiqués comme par exemple des mélangeurs de bonne qualité.

Après un calibrage du refléctométre six-portes, il est possible de calculer le facteur de réflexion du dispositif sous test ou le rapport en module et en phase entre deux signaux différents ainsi que des informations sur la précision de ses valeurs à partir des puissances mesurées par les quatre détecteurs. On peut donc dire que le calcule numérique à l'aide d'un ordinateur remplace le besoin de disposer d'un circuit de mesure très sophistiqué qui permet d'obtenir les résultats d'une manière plus directe.

Malgré cet avantage considérable que présente la simplicité du circuit, le refléctométre six- portes est à ce jour surtout utilisé dans des laboratoires de métrologie en raison de la bonne précision des mesures qu'ils permettent de réaliser.

II. Principe d'un refléctométre six-portes:

Le schéma d'un refléctométre six-portes est montré sur la figure III-1. Il s'agit d'un circuit linéaire et passif avec six accès.

Une source RF est connectée à la porte 1 et le dispositif sous test dont on veut mesurer le facteur de réflexion est connectée à la porte 2.

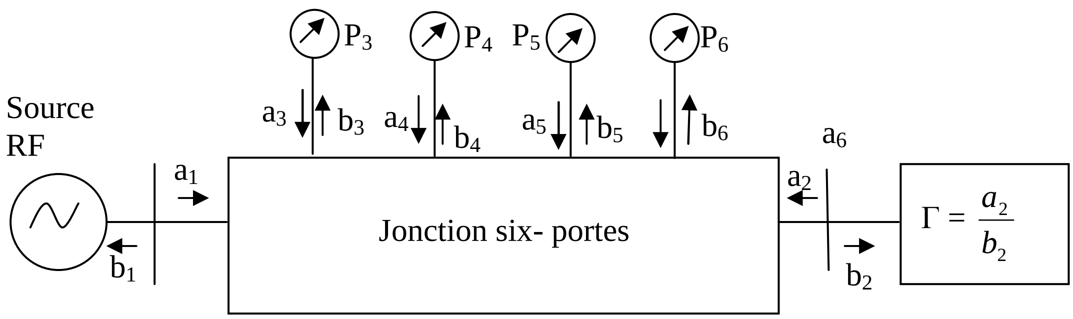


Figure III.1: schéma d'un refléctometre six-portes **.**

Les quatre détecteurs de puissance qui sont connectés aux portes 3 à 6 mesurent chacun le module d'une superposition linéaire spécifique des ondes a_2 et b_2 qui détermine le facteur du réflexion de dispositif sous test. Dans la bande de fonctionnement du refléctométre six-portes, ces quatre superpositions doivent être bien différentes les unes des autres pour permettre d'obtenir des résultats précis.

III. Les équations du refléctométre six-portes:

En posant a_i et b_i, i = 1,…, 6, les douze ondes incidentes et émergentes de la jonction six-portes, en peut écrire les équations de dispositif:

$$s_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \qquad \text{III.1}$$

.

$$b_i = \sum s_{ij} a_j \, , i = 1 \cdots 6 \qquad \text{III.2}$$

Les détecteurs aux ports 3 à 6 sont connectés en "permanence".
On peut donc écrire:

$$a_i = b_i \Gamma_i \, , i = 3 \cdots 6 \qquad \text{III.3}$$

$$\Gamma_i = \frac{a_i}{b_i} = \frac{1}{s_{ii}}$$

Où Γ_i est le facteur de réflexion du détecteur connecté aux ports i.

Les ondes incidentes sur les détecteurs (b_i) peuvent s'exprimer sous la forme d'une combinaison linéaire des ondes incidentes et réfléchie par l'accès 2, donc il est possible d'écrire:

$$b_i = \alpha_i a_2 + \beta_i b_2 \qquad \text{III.4}$$

i = 3…..6

$$b_3 = \alpha_3 \, a_2 + \beta_3 \, b_2$$
$$b_4 = \alpha_4 \, a_2 + \beta_4 \, b_2$$
$$b_5 = \alpha_5 \, a_2 + \beta_4 \, b_2$$
$$b_6 = \alpha_6 \, a_2 + \beta_2 \, b_2$$

Où α_i et β_i sont des constantes qui déterminent principalement les caractéristiques du refléctométre six-portes.

En supposant que les détecteurs sont parfaitement adaptés ce qui implique $a_i = 0 \, , i = 3 \cdots 6$,c'est-à-dire les ondes réfléchies par les détecteurs et rentrantes dans le refléctométre six-portes sont égales à zéro, on a:

$$p_i = p_{iin} - p_{iref} = \frac{1}{2}|b_i|^2 - \frac{1}{2}|a_i|^2$$

$$a_i = 0 \;\; \Rightarrow \qquad p_i = \frac{1}{2}|b_i|^2 \, , \qquad i = 3 \cdots 6$$

$$p_i = \frac{1}{2}\left|\alpha_i a_2 + \beta_i b_2\right|^2 \qquad \text{III.5}$$

$$p_3 = \frac{1}{2}\left|b_3\right|^2 = \frac{1}{2}\left|\alpha_3 a_2 + \beta_3 b_2\right|^2$$

$$p_4 = \frac{1}{2}\left|b_4\right|^2 = \frac{1}{2}\left|\alpha_4 a_2 + \beta_4 b_2\right|^2$$

$$p_5 = \frac{1}{2}\left|b_5\right|^2 = \frac{1}{2}\left|\alpha_5 a_2 + \beta_5 b_2\right|^2$$

$$p_6 = \frac{1}{2}\left|b_6\right|^2 = \frac{1}{2}\left|\alpha_6 a_2 + \beta_6 b_2\right|^2$$

En introduisant le facteur de réflexion à mesurer $\Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2}$, le système d'équation précédent devient:

$$p_i = \frac{1}{2}\left|\alpha_i a_2 + \beta_i b_2\right|^2$$

$$\frac{p_i}{\left|b_2\right|^2} = \frac{1}{2}\left|\alpha_i \frac{a_2}{b_2} + \beta_i \frac{b_2}{b_2}\right|^2$$

$$p_i = \frac{1}{2}\left|b_2\right|^2\left|\alpha_i\right|^2\left|\Gamma_2 + \frac{\beta_i}{\alpha_i}\right|^2 \quad , \quad i = 3\cdots 6$$

$$p_i = \frac{1}{2}\left|b_2\right|^2\left|\alpha_i\right|^2\left|\Gamma_2 - q_i\right|^2$$

Où :

$$q_i = \frac{-\beta_i}{\alpha_i} \qquad \text{III.6}$$

Souvent, on essaye de construire le refléctométre six-portes de manière que la puissance mesurée par un des quatre détecteurs, on choisira ici celui connecté à la porte 3, dépend uniquement de l'onde b_2, donc $\alpha_3 = 0$, dans ce cas, on obtient avec le facteur de réflexion de la charge à mesurer connectée à la porte 2 :

$$p_3 = \frac{1}{2}\left|\beta_3 b_2\right|^2$$

En normalisant les puissances détectées aux accès 4, 5 et 6 par rapport à celle détectée à l'accès 3, le système d'équation devient:

$$p_{i3} = \frac{p_i}{p_3} = \frac{\frac{1}{2}|b_2|^2|\alpha_i|^2|\Gamma_2 - q_i|^2}{p_3}$$

$$\frac{p_i}{p_3} = \frac{\frac{1}{2}|b_2|^2|\alpha_i|^2|\Gamma_2 - q_i|^2}{\frac{1}{2}|\beta_3 b_2|^2}$$

$$\frac{p_i}{p_3} = \left|\frac{\alpha_i}{\beta_3}\right|^2 |\Gamma_2 - q_i|^2$$

$$\frac{p_i}{p_3} = k_i|\Gamma_2 - q_i|^2$$

Où:

$$k_i = \left|\frac{\alpha_i}{\beta_3}\right|^2$$

$$|\Gamma_2 - q_i|^2 = \frac{p_i}{p_3} \times \frac{1}{k_i} \qquad \text{III.7}$$

i = 4, 5, 6.

L'équation III.7 représente l'équation d'un cercle de rayon respectif:

$$R_i = \sqrt{\frac{p_i}{p_3 k_i}} \quad , \quad i = 4,5,6.$$

Donc ce système d'équation représente 3 cercle de centre q_4, q_5, q_6 et de rayon respectif:

$$R_4 = \sqrt{\frac{p_4}{k_4 p_3}}$$

$$R_5 = \sqrt{\frac{p_5}{k_5 p_3}}$$

$$R_6 = \sqrt{\frac{p_6}{k_6 p_3}}$$

Les positions des points q_i sont des paramètres importants qui déterminent en grande partie le comportement du circuit six-portes.

Pour mesurer des charges passives ($|\Gamma| \leq 1$), on choisira un module de q_4, q_5, q_6 de l'ordre de 1,5 et un angle entre chaque deux points de 120^0 [10].

De cette manière on évite les incertitudes de mesure dues à la dynamique limitée des détecteurs quand le facteur de réflexion Γ à mesurer se trouve trop proche d'un des points q_i. Si, par contre, le module des points q_i était beaucoup plus grand que 1,5, les variations en puissance au niveau des détecteurs seraient faible et la résolution limitée de ces composantes résulterait également en des incertitudes de mesure élevées.

L'angle de 120^0 entre chaque deux points q_i est choisi pour obtenir une équirépartition de ces points autour de l'origine.

Si les points q_i se trouveraient trop proches les uns des autres, les angles d'intersection entre les cercles correspondant seraient très aigus et une incertitude faible au niveau du rayon du cercle résulterait en une grande incertitude sur le point d'intersection entre les cercles.

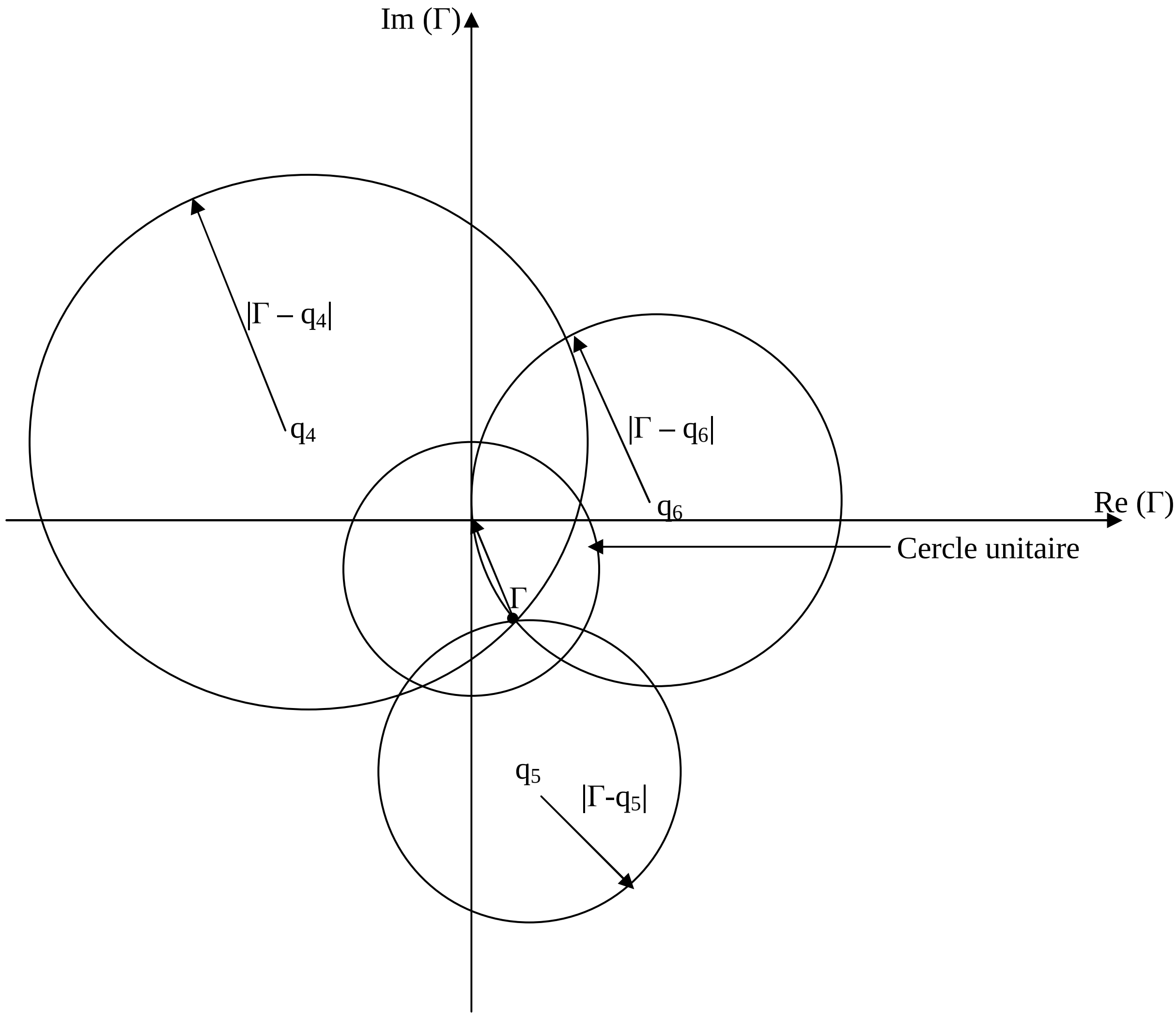


Figure III.2: le facteur de réflexion est déterminé par l'intersection de trois cercles

Remarque:

La précision de mesure de Γ dépend de la position des points q_i dans le plan complexe [10].

IV. Analyse du circuit interférométrique à l'aide des paramètres S_{ij}:

Nous allons développer les équations pour calculer les constantes du réflectométre six-portes à partir de ses paramètres de dispersion.

On a:

$$B = SA$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{16} \\ & & \\ S_{61} & \cdots & S_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_6 \end{bmatrix}$$

Si $a_i = 0$ pour i = 3 à 6.

$$b_i = S_{i1}\, a_1 + S_{i2}\, a_2 \quad i = 1\ldots\ldots6 \qquad \text{III.8}$$

Pour obtenir les constantes α_i et β_i qui sont nécessaire pour calculer les position des points q_i selon l'équation (III.6), il est nécessaire d'exprimer les b_i, en fonction de a_2 et b_2 ce qui donne les α_i et β_i en utilisant l'équation (III.4).

L'équation (III.8) pour i = 2 donne:

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad \Rightarrow \quad a_1 = \frac{b_2 - s_{22}a_2}{s_{21}}$$

Quand on insère cette équation dans l'équation III.8, on obtient:

$$b_i = s_{i1}\left(\frac{b_2 - s_{22}a_2}{s_{21}}\right) + s_{i2}a_2$$

$$b_i = \left(s_{i2} - \frac{s_{i1}s_{22}}{s_{21}}\right) a_2 + \frac{s_{i1}}{s_{21}}b_2 \qquad \Rightarrow \quad i = 3\cdots6$$

En comparant ce résultat avec l'équation III.4 on trouve:

$$\alpha_i = s_{i2} - \frac{s_{i1}s_{22}}{s_{21}}$$

$$\beta_i = \frac{s_{i1}}{s_{21}}$$

Ce qui donne avec l'équation III.6 l'expression pour les points q_i:

$$q_i = \frac{s_{i1}}{s_{22}s_{i1} - s_{21}s_{i2}}$$

$$q_4 = \frac{s_{41}}{s_{22}s_{41} - s_{21}s_{42}}$$

$$q_5 = \frac{s_{51}}{s_{22}s_{51} - s_{21}s_{52}}$$

$$q_6 = \frac{s_{61}}{s_{22}s_{61} - s_{21}s_{62}}$$

Les puissances détectées aux accès 3, 4, 5 et 6 peuvent s'écrire:

$$p_i = \frac{1}{2}|b_2|^2|\alpha_i|^2\left|\Gamma_2 + \frac{\beta_i}{\alpha_i}\right|^2$$

$$\left|\frac{\alpha_i}{\beta_i}\right|^2 p_i = \frac{1}{2}|b_2|^2|\alpha_i|^2\left|\Gamma_2\frac{\alpha_i}{\beta_i} + 1\right|^2 \qquad \text{III.9}$$

$$p_i = \frac{1}{2}|b_2|^2|\beta_i|^2|\Gamma_2 A_i + 1|^2$$

Avec:

$$A_i = \frac{\alpha i}{\beta_i} \quad , \quad i = 3 \cdots 6.$$

En normalisant par rapport à p_3:

$$p_{i3} = \frac{p_i}{p_3} = \frac{\frac{1}{2}|\beta_i|^2|b_2|^2|1 + A_i\Gamma_2|^2}{\frac{1}{2}|\beta_3|^2|b_2|^2|1 + \Gamma_2 A_3|^2}$$

$$p_{i3} = \left|\frac{\beta_i}{\beta_3}\right|^2\left|\frac{1 + A_i\Gamma_2}{1 + A_3\Gamma_2}\right|^2$$

Avec:

$$\gamma_i = \left|\frac{\beta_i}{\beta_3}\right|^2 \quad , \quad i = 4,5,6.$$

Les valeurs de A_i représentent 4 constantes complexes $\Rightarrow$ 8 constantes (Re $\{A_{3\,..\,6}\}$, Im $\{A_{3\,...\,6}\}$

Les valeurs de γ_i représentent 3 constantes réelles (Re ($\gamma_{4\,...\,6}$))

Pour calculer le facteur de réflexion Γ, on fait un calibrage du réflectométre six-portes.

V. Réflectométrie en technologie micro-rubon:

Il est constitué d'un coupleur directif et d'un anneau à 5 branches pour réaliser des additions vectorielles des signaux.

- **Anneau 5 branches**

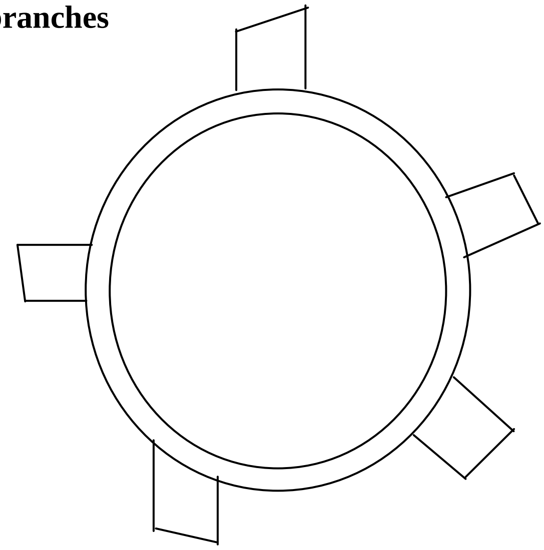


Figure III.3: Anneau à 5 branches

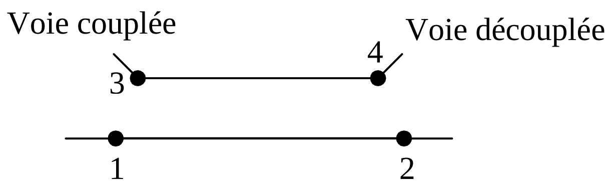
La matrice de répartition de l'anneau est la suivante:

$$S = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 0 & e^{j\Phi} & e^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} & e^{j\Phi} \\ e^{j\Phi} & 0 & e^{j\Phi} & e^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} \\ e^{-j\Phi} & e^{j\Phi} & 0 & e^{j\Phi} & e^{-j\Phi} \\ e^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} & e^{j\Phi} & 0 & e^{j\Phi} \\ e^{j\Phi} & e^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} & e^{j\Phi} & 0 \end{bmatrix}$$

Avec $\Phi = 120^0$, les termes de la diagonales sont nuls montrant que l'anneau est adapté.

- **Coupleur directif:**

Il s'agit d'un coupleur contra directif c'est à dire que la voie couplée est dans la direction opposée au signal émis.



La matrice de répartition est la suivante:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & T & C & 0 \\ T & 0 & 0 & C \\ I & 0 & 0 & T \\ 0 & C & T & 0 \end{bmatrix}$$

T: transmission
I: isolation.
C: couplage

Si on combine les deux multipoles on obtient la structure du refléctométre:

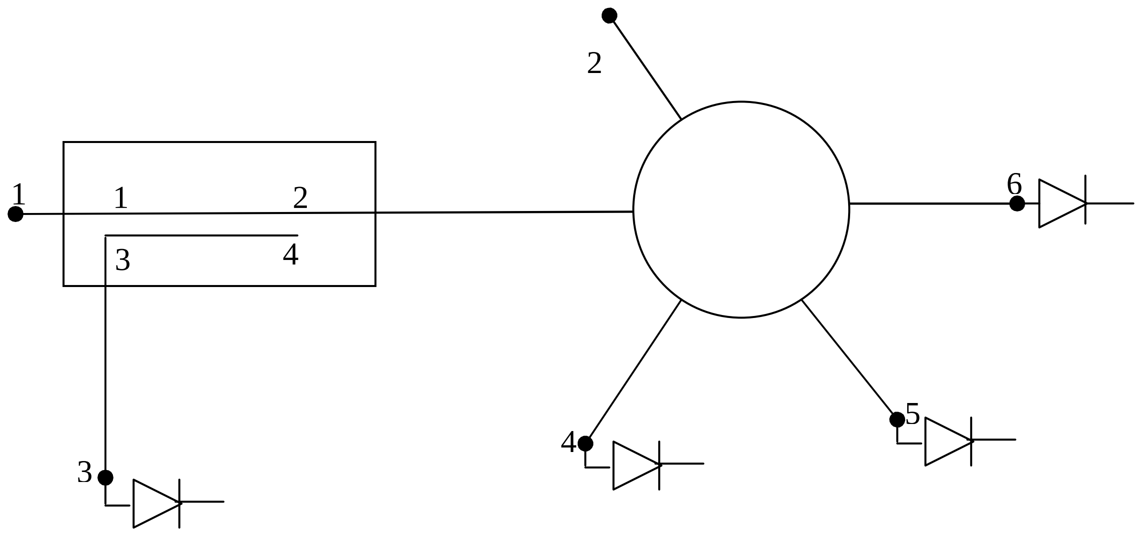


Figure III.4: Structure du refléctométre

La matrice de répartition de l'ensemble (coupleur + anneau) est alors:

$$S = 1/2 \begin{bmatrix} 0 & Te^{j\Phi} & C & Te^{-j\Phi} & Te^{j\Phi} & Te^{-j\Phi} \\ Te^{j\Phi} & 0 & 0 & e^{j\Phi} & e^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} \\ 2C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Te^{-j\Phi} & e^{j\Phi} & 0 & 0 & e^{-j\Phi} & e^{j\Phi} \\ Te^{j\Phi} & e^{-j\Phi} & 0 & e^{-j\Phi} & 0 & e^{j\Phi} \\ Te^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} & 0 & e^{j\Phi} & e^{j\Phi} & 0 \end{bmatrix}$$

Si les détecteurs aux accès 3, 4, 5 et 6 sont adaptés, alors les $a_i = 0$ pour i = 3…6

$$b_2 = \frac{T}{2} e^{j\Phi} a_1$$

$$b_3 = C a_1$$

$$b_4 = \frac{T}{2} e^{-j\Phi} a_1 + \frac{e^{j\Phi}}{2} a_2$$

$$b_5 = \frac{T}{2} e^{j\Phi} a_1 + \frac{e^{-j\Phi}}{2} a_2$$

$$b_6 = \frac{T}{2} e^{-j\Phi} a_1 + \frac{e^{-j\Phi}}{2} a_2$$

On peut déduire la forme des puissances mesurées:

$$p_3 = \frac{1}{2} |b_3|^2 = \frac{1}{2} |C a_1|^2 \qquad avec \quad a_1 = \frac{2b_2}{T} e^{-j\Phi}$$

$$p_3 = \frac{1}{2} \left| C \frac{2}{T} b_2 \right|^2 = 2 \left| \frac{C}{T} b_2 \right|^2$$

$$p_4 = \frac{1}{2}|b_4|^2 = \frac{1}{2}\left|\frac{T}{2}e^{-j\Phi}a_1 + \frac{1}{2}e^{j\Phi}a_2\right|$$

$$p_4 = \frac{1}{2}\left|e^{j\Phi}\left(\frac{1}{2}a_2 + \frac{T}{2}e^{-2j\Phi}a_1\right)\right|^2 = \frac{1}{8}|a_2 + 2b_2|^2$$

$$p_5 = \frac{1}{2}|b_5|^2 = \frac{1}{8}\left|2b_2e^{j\Phi} + a_2\right|^2$$

$$p_6 = \frac{1}{2}|b_6|^2 = \frac{1}{8}\left|2b_2e^{-j\Phi} + a_2\right|^2$$

Si on normalise par rapport à p_3 et $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}, alors:$

$$\frac{p_4}{p_3} = \frac{\frac{1}{8}|a_2 + 2b_2|^2}{2\left|\frac{C}{T}b_2\right|^2} = \frac{1}{16}\left(\frac{T}{C}\right)^2\left|\frac{a_2}{b_2} + 2\right|^2 = \frac{1}{16}\left(\frac{T}{C}\right)^2|\Gamma - (-2)|^2 \Rightarrow q_4 = -2$$

$$\frac{p_5}{p_3} = \frac{1}{16}\left(\frac{T}{C}\right)^2\left|\Gamma - \left(-2e^{j\Phi}\right)\right|^2 \Rightarrow q_5 = -2e^{j\Phi}$$

$$\frac{p_6}{p_3} = \frac{1}{16}\left(\frac{T}{C}\right)^2\left|\Gamma - \left(-2e^{-j\Phi}\right)\right|^2 \Rightarrow q_6 = -2e^{-j\Phi}$$

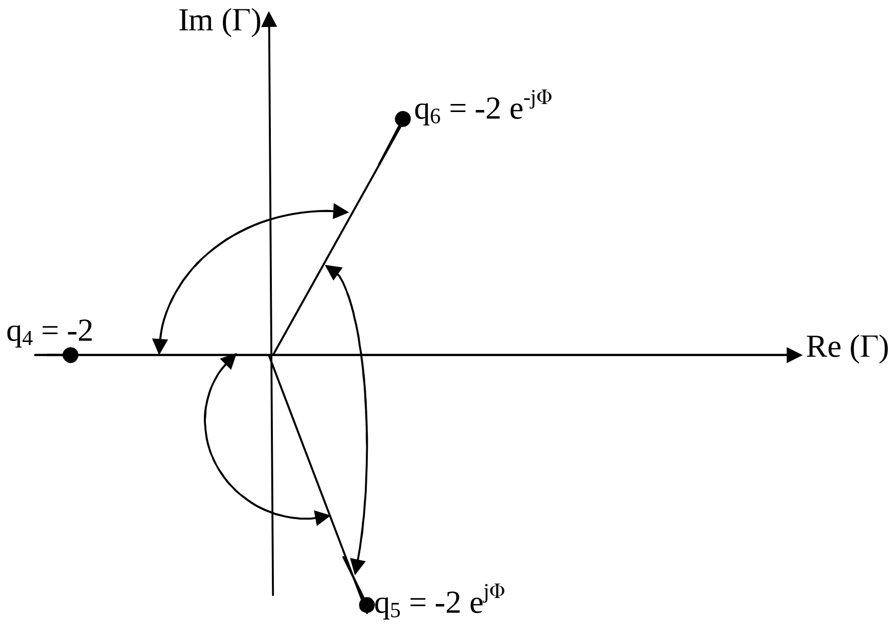


Figure III.5: q = f (Γ)

$$q_4 = \frac{s_{41}}{s_{22}s_{41} - s_{21}s_{42}} = -\frac{s_{41}}{s_{21}s_{42}} = \frac{\frac{T}{2}e^{-j\Phi}}{\frac{T}{2}e^{j\Phi}\frac{1}{2}e^{j\Phi}}$$

$$q_4 = -2e^{-3j\Phi} = -2$$

$$q_5 = -\frac{s_{51}}{s_{21}s_{52}} = \frac{-\frac{T}{2}e^{j\Phi}}{\frac{T}{2}e^{j\Phi}\frac{1}{2}e^{-j\Phi}} = -2e^{j\Phi}$$

$$q_6 = -\frac{s_{61}}{s_{21}s_{62}} = \frac{\frac{T}{2}e^{-j\Phi}}{\frac{T}{2}e^{j\Phi}\frac{1}{2}e^{-j\Phi}} = -2e^{-j\Phi}$$

Avec q_4, q_5 et q_6 représentent les centres des cercles correspondants [10].

VI. Calibrage des refléctométres :

VI.1. Introduction:

De nombreuses méthodes de calibrage des refléctométres six- portes ont été proposées [7,8,9,10,11,12,13,14,15,16,17,18,19,20], ces méthodes trouvent les constantes nécessaires pour le calcul du facteur de réflexion à partir des quatre mesure de puissances.

Ces méthodes déterminent les constantes du refléctométres avec un certain nombre de charges connues à l'aide d'un calcul matriciel, mais elles ne tiennent pas compte du fait que les quatres puissances mesurées ne sont pas indépendantes entes elles.Par conséquent les trois cercles ne ce couperont pas en un seul point. L'écart entres les points fournit la qualité du calibrage et la précision de facteur de réflexions mesurés.

VI.2.Calibrage du refléctométres:

Les équations vraies du refléctométres ont été établies précédemment, le facteur de réflexion Γ est la solution du système d'équation suivant:

$$p_{i3} = \frac{p_i}{p_3} = k_i \left| \frac{1 + A_i\Gamma}{1 + A_3\Gamma} \right|^2 \qquad i = 4,5,6$$

Les termes variables de ces équations sont les puissances p_i (i = 3 à 6) mesurées à l'accès de chaque détecteur. Les autres termes (Ai et k_i) sont des constantes qui ne dépendent que de la structure du circuit. Elles représentent quatre constantes complexes A_i (i = 3 à 6) et 3 constantes réelles k_i (i = 4 à 6) soit au totale 11 inconnues.

L'étalonnage du système de mesure consiste à obtenir ces constantes, dites d'étalonnage, pour pouvoir déterminer le facteur de réflexion Γ à partir des mesures de puissances:

C'est la transformation p $\longrightarrow$ Γ.

VI.3. calibrage du refléctométre six-portes:

En effectuant un changement de variable d'équation dans les équations vraies du refléctométres et en introduisant un paramètre intermédiaire complexe w, on peut décomposer la transformation p $\longrightarrow$ Γ en deux étapes:

VI.3.1. Transformation p $\longrightarrow$ w:

Cette transformation relie les rapports de puissances $\frac{p_i}{p_3}\left(i = 4 \quad à \quad 6\right)$ à la variable w et qui permet de déterminer 5 constantes réelles parmi les 11.

$$w = f_{NL}\left(\frac{p_4}{p_3}, \frac{p_5}{p_3}, \frac{p_6}{p_3}\right).$$

Les équations vraies du refléctométres s'écrivent:

$$p_{i3} = \frac{p_i}{p_3} \quad avec \quad i = 4\, à\, 6.$$

Avec

$$p_i = \left|\alpha_i a_2 + B_i b_2\right|^2 = \left|b_i\right|^2$$

Si l'on pose:

$$p_3 = \left|b_3\right|^2 \quad et \quad p_5 = \left|b_5\right|^2$$

Alors on peut écrire les autres puissances comme:

$$p_4 = \left|k_4 b_3 + L_4 b_5\right|^2 \Rightarrow \frac{p_4}{p_3} = p_{43} = \left|L_4\left(\frac{b_5}{b_3} + \frac{k_4}{L_4}\right)\right|^2$$

$$p_6 = \left|k_6 b_3 + L_6 b_5\right|^2 \Rightarrow \frac{p_6}{p_3} = p_{63} = \left|L_6\left(\frac{b_5}{b_3} + \frac{k_6}{L_6}\right)\right|^2$$

Posons :

$$2\frac{p_5}{p_3} = 2p_{53} = |w|$$

Alors :

$$\frac{1}{\left|L_4\right|^2}\frac{p_4}{p_3} = \left|w - w_4\right|^2 \quad ou \quad \alpha_4 p_{43} = \left|w - w_4\right|^2$$

Avec :

$$\alpha_4 = \left|\frac{1}{L_4}\right|^2 \quad et \quad w_4 = -\frac{k_4}{L_4}$$

De même:

$$\frac{1}{|L_6|^2}\frac{p_6}{p_3} = |w - w_6|^2 \quad ou \quad \alpha_6 p_{63} = |w - w_6|^2$$

$$\alpha_6 = \left|\frac{1}{L_6}\right|^2 \quad et \quad w_6 = -\frac{k_6}{L_6}$$

En définissent la nouvelle variable w, les équations s'écrivent:

$$2p_{53} = 2\frac{p_5}{p_3} = |w|$$

$$\alpha_4 p_{43} = \alpha_4 \frac{p_4}{p_3} = |w - w_4|^2$$

$$\alpha_6 p_{63} = \alpha_6 \frac{p_6}{p_3} = |w - w_6|^2$$

W est défini dans le plan complexe par l'intersection de 3 cercles centrés respectivement à l'origine, en w_4 et en w_6, et de rayons respectifs

$$R_5 = \sqrt{2\frac{p_5}{p_3}}$$

$$R_4 = \sqrt{\alpha_4 \frac{p_4}{p_3}}$$

$$R_6 = \sqrt{\alpha_6 \frac{p_6}{p_3}}$$

(α_4, α_6, w_4) représentent 3 constants réels et w_6 représente une constante complexe. Ces constantes on peut les déterminer à partir de 5 charge connectées à l'accès de mesure (court-circuit, circuit-ouvert, charge adapté, 2 trançons de ligne de longueur L_1 et L_2, donc on à 5 équations alors on peut déterminer les 5 paramètres.

VI.3.2. Transformation w $\longrightarrow$ Γ:

Cette transformation permet d'obtenir les 6 autres paramètres manquants sous la forme de 3 constants complexes A, B, et C.

Cette transformation est illustrée à la figure (III.6): le refléctométre six-portes est modélisé par un refléctométre parfait décrivant la transformation p $\rightarrow$ w en série avec un quadripôle d'erreur représentant la transformation w $\rightarrow$ Γ.

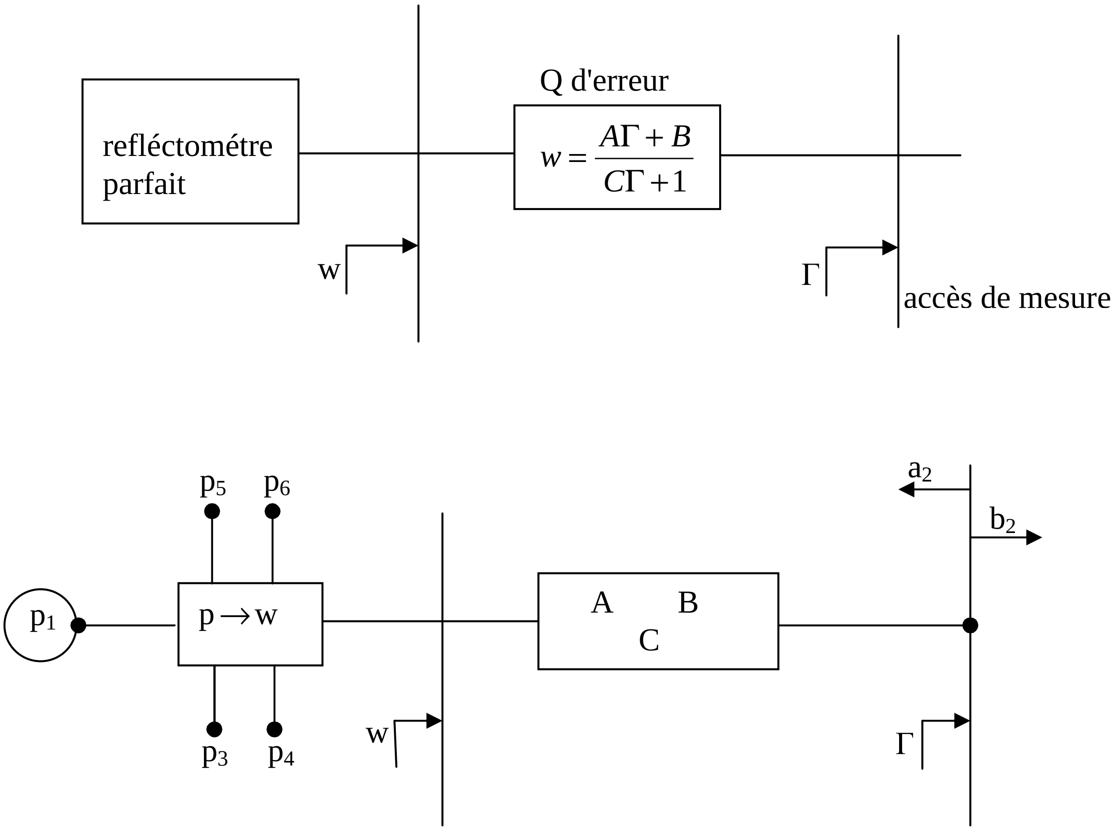


Figure III.6: transformation w $\rightarrow \Gamma$

Pour la détermination du quadripôle d'erreur, de nombreuses méthodes ont été développées comme les méthodes:

SOLT (Short Open Load Tru).
LRM (Line Reflect Match).
TRL (Thru Reflect Line).

Calcul de A, B et C en fonction de W:

- Pour une charge adapté :

$$\Gamma = 0$$

$$W = \frac{A\Gamma + B}{C\Gamma + 1} = W_0 = [W]_{\Gamma = 0}$$

$$\Rightarrow B = W_0$$

- Pour un court circuit :

$$\Gamma = -1$$

$$W = \frac{B-A}{1-C} = W_1 = [W]_{-1}$$

$$\Rightarrow W_1 = \frac{W_0 - A}{1-C}$$

$$\Rightarrow A - W_1 = W_0 - W_1$$

- Pour un circuit ouvert :

$$\Gamma = 1$$

$$W = \frac{A+B}{C+1} = W_2 = [W]_1$$

$$\Rightarrow W_2 = \frac{A+W_0}{C+1}$$

$$A - W_2 C = W_2 - W_0$$

La valeur de W étant connue, on peut trouver les 6 paramètres manquants.

$$W_0 = B$$

$$W_0 - W_1 = A - W_1 C$$

$$W_2 - W_0 = A - W_2 C$$

VII. Les détecteurs de puissance :

Les détecteurs de puissance jouet un rôle primordial dans les reflectometres, six-ports car c'est à partir de la mesure de trois rapport que l'on peut déduire la valeur du facteur de réflexion.
De même il permettrent d'avoir accès à la puissance incidente à l'accès de mesure.
Deux types de détecteurs de puissance sont principalement utilisés:
Les diodes et les thermistances, tandis que les thermistances offrent de meilleures précisions, les détecteurs à diode se caractérise par une plus grande sensibilité, une plus grande dynamique, un temps de détection plus rapide et un coût largement inférieur.
La diode Schottky est la plus souvent utilisée pour la détection de signaux HF du fait de sa faible barrière de potentiel.

VII.1. Principe de fonctionnement d'un détecteur à diode :

Le détecteur de puissance est constitué d'une diode suivie d'un filtre passe-bas, il peut être représentés par le schéma suivant :

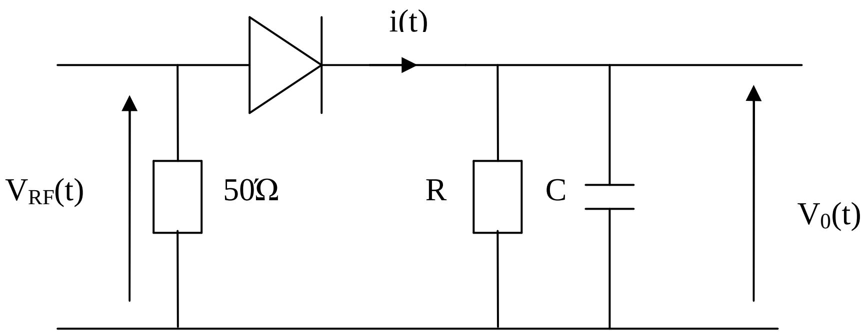


Figure. III.7:schéma général d'un détecteur de puissance.

Nous allons utilises une diode Schottky ou une diode tunnel dans la zone ou cette diode présente un comportement identique à celui d'une diode Schottky. Ainsi la caractéristique non linéaire reliant le courant i(t) parcourant la diode à la tension RF d'entrée $V_{RF}(t)$ est décrit par la loi de Schottky en négligent la résistance série parasite de la diode :

$$i(t) = I_s\left[\exp\left(\frac{qV(t)}{nKT}\right)\right] \qquad \text{III.10}$$

Avec:

I_s:Le courant de saturation
K:La constant de Boltzman
q:La charge de l'électron
n:Le coefficient d'idéalité
T:La température

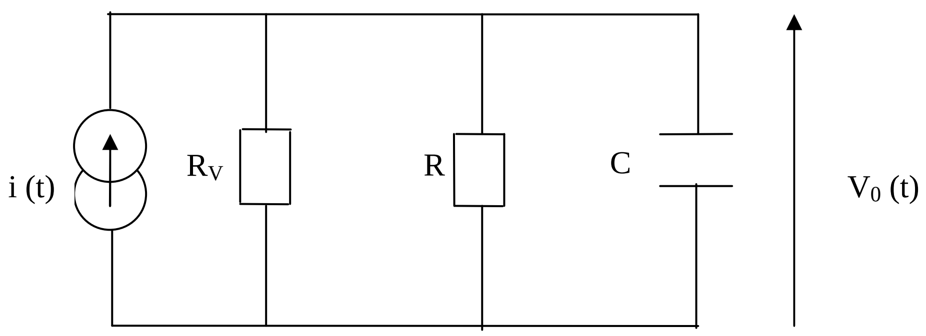
En considérant la tension V_{RF} (t) exprimée par :

$$V_{RF}(t) = A\cos(2\pi f_{RF} t) \qquad \text{III.11}$$

En supposant que le signal d'entrée est de faible puissance et vérifie: $A<V_T$ nous pouvons réécrire l'équation (III.10) en utilisant le développement limité de la fonction exponentielle, et obtenir :

$$i(t) = I_s\left[\left(\frac{V_{RF}(t)}{nV_T}\right) + \frac{1}{2}\left(\frac{V_{RF}(t)}{nV_T}\right)^2 + \ldots\ldots\right] \qquad \text{III.12}$$

La note d'application d'Agi lent [21] et l'article [22], définissent le circuit basse fréquence équivalent de sortie du détecteur à diode.



FigureIII.8: schéma équivalent de sortie du détecteur à diode.

R_V représente la résistance dynamique de la diode [22].
Les résistance R_V et R avec le condensateur C forment un filtre passe-bas du premier ordre de fréquence de coupure f_c :

$$f_c = \frac{R_V + R}{2\pi R_V RC} \qquad \text{III.13}$$

En choisissant une fréquence de coupure faible par rapport à la fréquence RF, la tension de sortie $V_0(t)$ sera proportionnelle aux composantes basse fréquence ou bande de base du courant i(t) ,c'est -à-dire ou terme quadratique de l'équation (III.12)
En remplaçant dans l'équation (III.12), l'expression de la tension d'entrée RF définie par (III.11) et en ne considérant que le terme quadratique, nous obtenons:

$$i(t) = \frac{I_s}{2}\left[\frac{A\cos(2\pi f_{RF} t)}{V_T}\right]^2 \qquad \text{III.14}$$

Apres filtrage passe-bas, la tension de sortie sera donc :

$$V_0(t) = \frac{RR_V}{R+R_V}\left[\frac{I_s}{4{V_T}^2}\right]A^2 = \alpha P_{RF} \qquad \text{III.15}$$

Le facteur α représente la sensibilité du détecteur exprimé en Volt / Watt.
Donc pour les faibles niveaux de puissance, le détecteur à diode réalise une détection de puissance, puisque la tension de sortie du détecteur est proportionnelle au carré de l'amplitude du signal d'entrée, c'est à dire à la puissance du signal RF.

Or sur une grande dynamique de puissance, la caractéristique d'un détecteur à diode est la suivante:

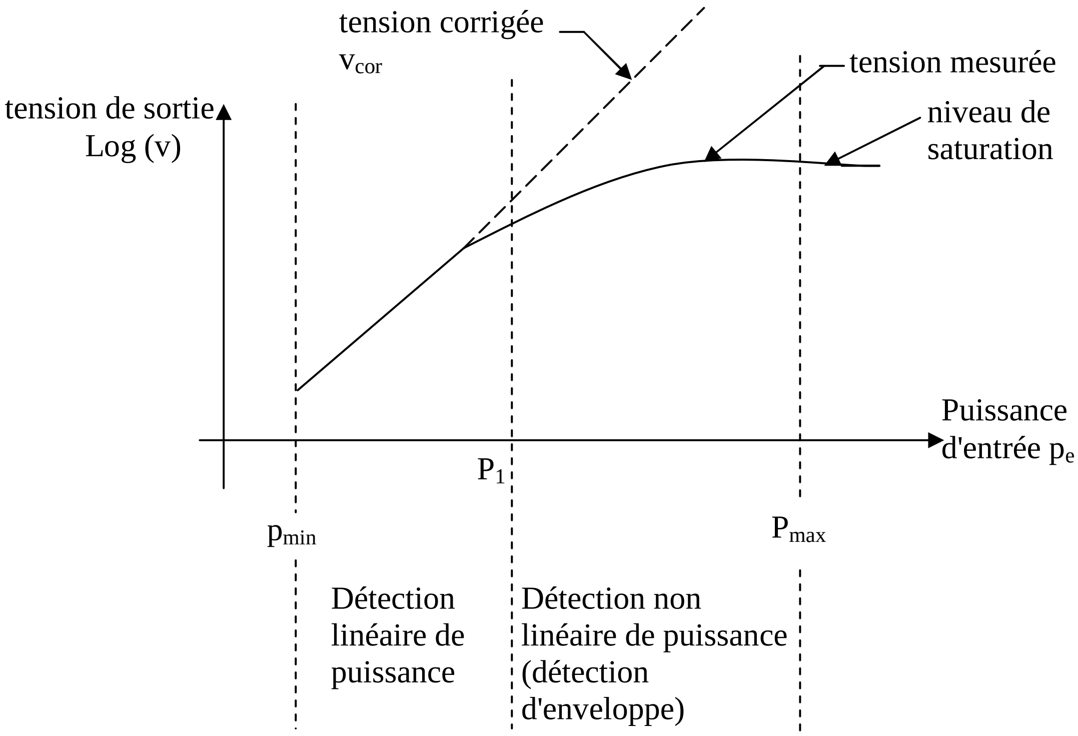


Figure III.9: Loi de détection de puissance par un détecteur à diode

La figure (III.9) représente la tension de la sortie d'un détecteur à diode en fonction de la puissance RF injectée à l'entrée de ce dernier, cette figure nous montre deux modes de fonctionnement:
Pour $P_e < P_l$: la puissance d'entrée étant faible, la caractéristique est décrite par l'équation (III.15), le dispositif réalise une détection quadratique et permet de mesurer la puissance du signal RF détectée.
Pour $p_e > p_1$: la puissance étant plus élevée, les approximations faites précédemment ne sont plus valable, la diode fonctionne en mode redresseur, le dispositif réalise une détection d'enveloppe classique. La tension de sortie est donc proportionnelle à l'amplitude du signal RF d'entée.

Nous devons donc réaliser une correction de la tension de sortie afin d'augmenter la dynamique de mesure de puissance.

VII.2. Principe de linéarisation d'un détecteur de puissance:

Nous allons d'abord considérer la linéarisation d'un détecteur de puissance. Afin de corriger la tension v_{mes} de sortie d'un détecteur de puissance, nous allons lui appliquer une fonction non linéaire [23] par l'équation (III.16) pour obtenir la tension corrigée v_{cor}.

$$V_{cor} = v_{mes}\, 10^{f\,(V_{mes})} \quad \text{avec } f(\,v_{mes}\,) = b_1 v_{mes} + b_2\, v_{mes}^{\;2} + \ldots + b_m\, v_{mes}^{\;m} \qquad \text{III.16}$$

Cette fonction est entièrement décrite par les coefficients de polynôme f (v_{mes}) de degré m. Il faut donc définir un procédé expérimentale qui détermine ces coefficients à partir de mesures réalisées sur le détecteur de puissance. Nous allons considérer le montage expérimental suivant:

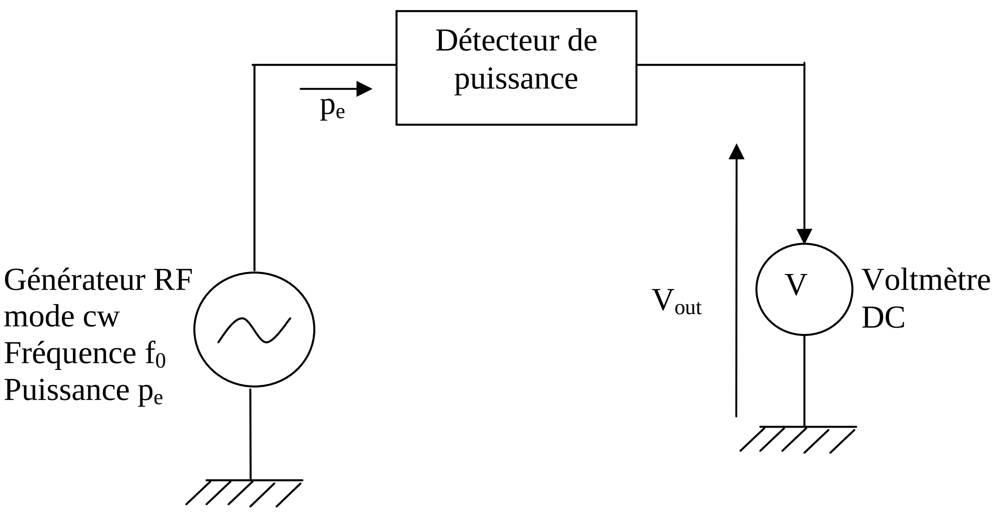


Figure III.10: linéarisation du détecteur de puissance

Le détecteur de puissance voit à son entrée un signal RF-CW de puissance p_e et de fréquence f_0 produite par le générateur, et un voltmètre mesure la tension v_{mes}. Réaliser la correction de v_{mes}, revient à déterminer les coefficients de polynôme f (v_{mes}) pour que la tension corrige (v_{cor}) soit proportionnelle à p_e, et ceci, quelque soit la valeur de p_e dont la dynamique du mesure.

Nous allons réaliser N incrémentation à pas constant c (en dBm) de la puissance
p_e (en dBm) délivrée par le générateur en décrivant toute la dynamique de mesure, ce qui implique que log (v_{cor}) sera de même incrémenté à pas constant si la correction obtenue est efficace.

Le schéma suivant présente les mesures effectuées:

$$\text{Dynamique de mesure}\left\{\begin{array}{ccccc} P_e\,(1) & \longleftrightarrow & V_{mes}\ (1) & \longleftrightarrow & V_{cor}\ (1) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ P_e\,(i) & \longleftrightarrow & V_{mes}\ (i) & & V_{cor}\ (i) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ P_e\,(N) & \longleftrightarrow & V_{mes}\ (N) & & V_{cor}\ (N) \end{array}\right.$$

Figure III.11: mesure de v_{mes} en fonction de p_e

Pour chaque pas de puissance, nous devons avoir la proportionnalité entre la tension corrigée V_{corr} et la puissance incidente P_e en watt:

$$V_{corr}(i) = V_{mes}(i)10^{F(Vmes(i))} = \alpha\, p_e(w)(i) \qquad \text{III.17}$$

L'incrémentation de puissance en dBm étant constant, nous avons pour 2 mesures successives:

$$C = p_e(dBm)(i+1) - p_e(dBm)(i) \qquad \text{III.18}$$

Comme:

$$p_e(dBm)(i) = 10\log(p_e(w)(i)) + 30 \qquad \text{III.19}$$

Nous pouvons réécrire l'équation (III.18):

$$C = 10\log(p_e(w)(i+1)) - 10\log(p_e(w)(i)) \qquad \text{III.20}$$

En utilisant l'équation (III.17) expriment la tension corrigée en fonction de la puissance en watt et en remplaçant dans (III.20), nous obtenons:

$$\frac{C}{10} = \log(V_{cor}(i+1)) - \log(V_{cor}(i)).$$

En remplacent dans (III.20), la relation entre V_{cor} et V_{mes} (équation (III.17)), nous obtenons les équations vérifiées par V_{mes} pour i ϵ {1, . . ., N-1):

$$\sum_{k=1}^{m} b_k\left(V_{mes}^{k}(i+1)-V_{mes}^{k}(i)\right)-\frac{C}{10}=\log\left[\frac{V_{mes}(i)}{V_{mes}(i+1)}\right]. \qquad \text{III.21}$$

Nous obtenons un système de N – 1 équation avec m + 1 inconnues (les m coefficients b_k et le pas C). En vérifiant la condition $N \geq m + 2$, le système est correctement dimensionné et peut être résolu.
Ces systèmes peuvent être écrit sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} D_{1.1} \ldots & D_{1.m} \ldots & 1 \\ \vdots & & \vdots \\ D_{N-1.1} \ldots & D_{N-1.m} \ldots & -1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_m \\ \vdots \\ c/10 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \log\left[\frac{V_{mes}(1)}{V_{mes}(2)}\right] \\ \vdots \\ \log\left[\frac{V_{mes}(N-1)}{V_{mes}(N)}\right] \end{bmatrix}$$

Avec:

$$D_{i,j} = V_{mes}^{j}(i+1) - V_{mes}^{j}(i).$$

Par inversion matricielle si N = m + 2, ou bien en utilisant la technique déterministe des moindre carrés si N > m + 2, nous obtenons les coefficients du modéle de correction, ainsi que le pas d'incrémentation.
Cette méthode permet de calculer un modèle de correction, sans connaitre à priori la puissance injectée, la valeur de pas d'incrémentation et la sensibilité du détecteur. L'inconvénient est qu'elle nécessite la constance du pas d'incrémentation sur toute la dynamique de mesure de puissance, car elle est basée sur la différence entre 2 mesures successives (équation III.20).

VII.3.Correction de puissance dans le refléctométre cinq-port:

Nous avons décrit dans le paragraphe précédant une procédure de linéarisation que nous pouvons appliquer pour élargir la zone de détection quadratique d'un détecteur de puissance. Nous allons adapter cette technique afin de pouvoir linéariser les 3 détecteurs de puissance du cinq-port sans les déconnecter de circuit interférométrique RF à cinq accès.
Nous considérons le montage suivant:

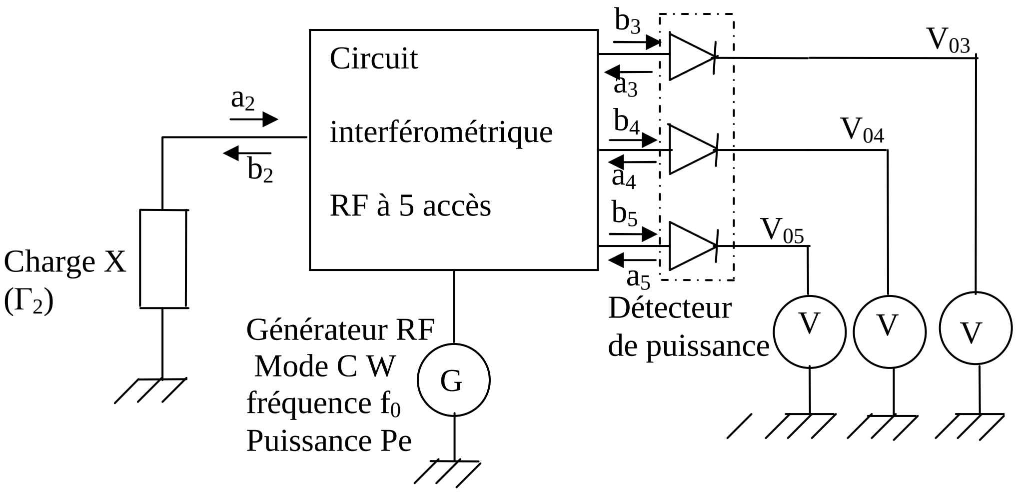


Figure III.12: Linéarisation des trois détecteurs de puissance du cinq-port

Un générateur RF-CW est connecté à l'accès 1 du cinq-port, générant un signal CW à f_0 et délivrant une puissance P_e. Trois voltamètres DC mesurent les trois tensions de sorties. Une charge passive de coefficient de réflexion Γ_2 est connectée à l'accès 2, nous avons la relation suivante:

$$\Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2}$$

En considérant les équation III.2, III.3, III.21, il est aisé de montrer que les ondes b_2, b_3, b_4 et b_5 sont proportionnelles à l'onde incidente a_2.
Ainsi les puissance incidentes aux trois détecteurs de puissance: P_3, P_4 et P_5, sont proportionnelle à P_1.
Les méthodes présentées précédemment pourront être utilisées pour déterminer les 3 modèles de correction des 3 détecteurs. En incrémentant en dBm à pas constant la puissance P_1 délivrée au cinq-port, et en mesurant les tensions continues en sortie, nous aurons les mesures suivantes:

Dynamique de mesure

$P_1(1)$	$\longleftrightarrow$	$V_{03}(1)$	$V_{04}(1)$	$V_{05}(1)$
.		.	.	.
.		.	.	.
.		.	.	.
$P_1(i)$	$\longleftrightarrow$	$V_{03}(i)$	$V_{04}(i)$	$V_{05}(i)$
.		.	.	.
.		.	.	.
.		.	.	.
$P_1(N)$	$\longleftrightarrow$	$V_{03}(N)$	$V_{04}(N)$	$V_{05}(N)$

Figure III.13: mesures de V_{03}, V_{04} et V_{05} en fonction de P_1

En résolvant les 3 systèmes matriciels décrits par (III.21), nous obtenons les 3 modèles de correction et nous pourrons linéariser indépendamment les détecteurs de puissance du cinq-port.

Finalement les tensions de sortie et les puissances d'entrées respectives sont proportionnelles.

Conclusion générale

En hyperfréquence, les radars à ondes continues non modulée ne mesure pas la distance, ils permettent de déterminer la vitesse relative d'une cible à l'aide de l'effet Doppler par contre les radar CW modulée en fréquence permet de mesurer la distance en utilisant deux type de modulation (modulation linéaire de la fréquence en toit et en dent de scie).

Le rapport entre signal émis et signal reçu nous permet d'avoir le coefficient de réflexion Γ qui nous donnera l'information concernant la vitesse et la distance ,pour mesurerΓon utilise le réflectométrie qui est toute fois entachée d'erreur produite par la directivité limitée des coupleurs pour cela on utilise le reflectometre six portes qui est un dispositif plus facile à réaliser et moins couteaux que les autres type de système qui nécessite généralement des composante plus sophistiqués comme par exemple des melangeursde bonne qualité.

Malgré la simplicité du circuit, le reflectometre six portes est à ce jour surtout utilisé dans des la laboratoire de méterologie.

Bibliographie

[1] Leroul Djamel et Zerraf Rachid
« Etude d'un radar de veille à impulsion »
Mémoire d'ingénieur d'état en électronique Université Mouloud Mammeri Tizi-ouzou 1999/2000

[2] Chapitre 3 - Mesures partie II. Pdf
ELEC2700-Hyperfrequence.

[3] H:\RR-5820 Hardware – Software exploration for an anti-collision radar system. htm.

[4] Huyard.Bernard
« Sciences et technologie de l'information et de la communication ».Juillet1997

[5] Sebih malika
Mesure de la vitesse d'un corps en mouvement par effet Doppler à l'aide du banc de mesure « Microstrip trainer ».
Mémoire d'ingénieur d'état en électronique université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2006-2007

[6] le radar C.S.F. à modulation de fréquence, par Mr Gutton, 1950

[7] M.E.Bialkowski et G.S.WOODS, « calibration of the six-port reflectometres using a minimum number of known loads", AEU, Vol 39.p.332-338, 1985

[8] G.F.ENGEN,"the six port reflectometres: an alternative network analyzer", IEEE Trans. Microwave theory tech., vol.MTT-25, p.1075-1080, Decembre1977

[9] F.M.GHANNOUCHI et R.G.BOSISION, « an new six- port calibration method using four standards and avoiding singularities », IEEE Trans. Instrum. Meas. Vol. IM-36, p.1022-1027, Decembre1987.

[10] F.M.GHANNOUCHI et R.G. BOSISION, « an alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standard », IEEE Trans. Instrum. Meas. Vol. IM-37, p.552-556, Decembre 1988.

[11] J.D.HUNTER et P.I.SOMOLO, « an explicit six-port calibration method using five standards ».IEEE Trans. Microwave theory tech .vol.MTT-33, p.69-72, Janvier1985.

[12] S.P.JACHIM et W.D.GUTSCHER, « a statistical method for calibration the six port reflectometres using non ideal standards", IEEE Tans. Microwave theory tech.vol.MTT-37, p.1828, Novembre1989.

[13] S.LI et R.G.BOSISIO,"calibration of multiport reflectometres by means of four open/short circuit", IEEE Trans. Microwave theory tech, vol. MTT-30, p.1085-1990.Juillet 1982.

[14] C.Z.QIAN,"animproved method for six-port reflectometres calibration", IEEE Trans. Instrum. Meas, vol.IM-34, p.611-615, Decembre1985.

[15] L.QIAO et S.P.YEO,"improved implementation of four-standard procedure for calibration six-port reflectometres", IEEE Trans. Instrum. Meas.vol.IM-44, p. 632-636, Juillet 1995.

[16] G.P.RIBLET et E.R.BERTIL HANSSON, « Aspect of the calibration of single six-port using a load and offset reflection standards », IEEE. Trans.microwave theory tech. vol. MTT-30, p. 2120-2125, Decembre 1982.

[17] P.I.SOMLO et J.D HUNTER, "A six-port reflectometres and its complete characterization by convenient calibration procedures", IEEE Trans. Microwave theory tech. vol. MTT-30, p.186-192, Feverier 1982.

[18] L.SUSMAN "calibration of six-port reflectometres using projective geometry concepts", electron. LETT, vol. 20. P. 9-11, Janvier 1984.

[19] D. WOODS, "simplified calibration technique for general six-port reflectometres requiring only two coaxial airline standards, proc, IEEE A, vol. 130, no.5,p.250-253, Juillet 1983.

[20] T.YAKABE, M. KINOSHITA et H.YABE , « complete calibration of a six-port reflectometres with one sliding load and one short", IEEE Trans. Microwave theory tech. vol. MTT-42, p. 2035-2039, November 1944.

[21] N.S.CHUNG, J.SHIN, H.BAYER, R.HONIGBAUM, "Coaxial and waveguide micro calorimeters for RF and microwave power standards", IEEE Trans-instrum. Meas, VOL-IM-38, p-460-464, 1989.

[22] A.L.CULLEN, T.Y.AN, "Microwave character-ristics of the schottky-barrier diode power sensor", Proc.IEEH, VOL.129, no.4, p, 191-198, avril 1982.

[23] F. DESHOUERS, E.BERGEAULT, L.JALLET et B.HUYART, "An active load-pull measurement system using two six-port reflectometers", Microwave and optical technology letters, VOL.7, no, p. 679-684, octobre 1994.

I. Caractéristiques d'un coupleur:

- **Le cœfficient de couplage:**

C’est la grandeur par laquelle on désigne un coupleur, et représente l'atténuation entre deux lignes fortement couplées.

$$c(db) = 10 \ \log\left(\frac{p_4}{p_1}\right) = -20 \ \log \ |s_{41}|$$

- **Le cœfficient d'isolation:**

Dans un coupleur parfait, il exprime qu'il n'y a aucun transfert de puissance entre les accès 1 et 2:

$$I(db) = 10 \ \log\left(\frac{p_2}{p_1}\right) = -20 \ \log \ |s_{21}|$$

- **La directivité:**

Elle compare les puissances aux accès 2 et 4 et exprime la différence entre couplage et isolation.

$$D(db) = I(db) - C(db).$$

- **Le coefficient de transmission:**

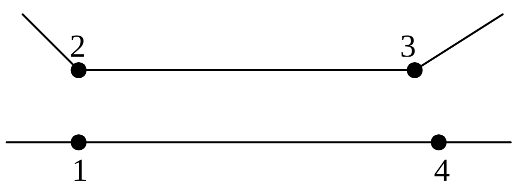
Il exprime l'affaiblissement sur la ligne principale (1 et 3) ou encore les pertes d'insertion.

$$T(db) = 10 \ \log\left(\frac{p_3}{p_1}\right) = -20 \ \log \ |s_{31}|$$

II. Coupleur idéal:

Un coupleur directif étant un octopole sans pertes, réciproque et adapté c'est-à-dire $S_{ii} = 0$ et $S_{ij} = S_{ji}$ respectivement.

Couplage**:** $S_{41(14)}$ et $S_{23(32)}$.



Transmission: $S_{31(13)}$ et $S_{24(42)}$.

-Directivité: $S_{21(12)}$ et $S_{43(34)}$.

On aura la matrice: $S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{24} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$

III. Coupleur réel:

Couplage: $S_{41(14)}$ et $S_{23(32)}$.

Transmission: $S_{31(13)}$ et $S_{24(42)}$.

le coupleur réel présente deux défauts:

- Défaut d'adaptation:

$s_{ii} = 0$

- Défaut de détectivité: $s_{21\ (12)} \neq 0$

On aura la matrice:

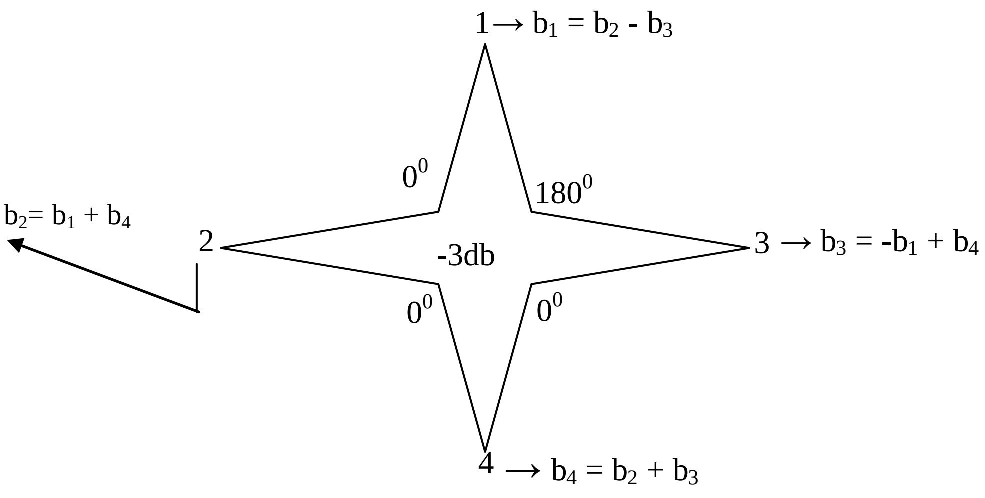
$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{31} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & S_{44} \end{bmatrix}$$

- Atténuateur
- Déphaseur
- T hybride

$$[S]_{Att} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\alpha} \\ e^{-\alpha} & 0 \end{bmatrix}$$ Tronçon de ligne avec pertes

$$[S]_{\Phi} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\Phi} \\ e^{-\Phi} & 0 \end{bmatrix}$$ Tronçon de ligne sans pertes

$$[S]_{T} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$



Chapitre I

Radar à Onde Continue

Chapitre III

Reflectométre Six-ports

Conclusion générale

Annexes

Bibliographie

Introduction générale

Chapitre II

Réflectomètrie à coupleurs