TRAVAUX PRATIQUES
2026 – 2027

Electronique RF

BUT3 ESE– ELEN5

- *FILTRAGE HF et ADAPTATION d'IMPEDANCE*
- *MESURES COMPOSANTS PASSIFS HYPER*

FILTRAGE HF et ADAPTATION d'IMPEDANCE

Le but de ce TP est de réaliser, de caractériser des filtres hyperfréquences, et d'étudier la technique d'adaptation d'impédance par stub + ligne.

I- SUBSTRAT DES CIRCUITS

1. Introduction:

Les câbles coaxiaux ainsi que les guides d'onde ne sont absolument pas utilisables pour la réalisation de circuits hybrides ou à plus forte raison de MMIC (Microwave Monolitic Integrated Circuits, circuits intégrés micro-ondes) de par le fait qu'elles sont tridimensionnelles. Pour ces réalisations il faut disposer de lignes à symétrie plane et les lignes microbandes se sont révélées les plus efficaces.

2. Les différents types de lignes à bandes:

Les principaux types de lignes sont (*figure 1*):

a) la microbande (en anglais microstrip) qui comporte un substrat diélectrique, complètement métallisé sur l'une de ses faces et d'une bande métallique sur l'autre.

b) La ligne à fente (Slot line) ou les deux conducteurs formant la ligne de transmission sont déposés sur la même face du substrat diélectrique.

c) la ligne coplanaire (Coplanar Waveguide) qui présente trois bandes métalliques séparées par deux fentes sur la même face du substrat

d) La ligne bande (Stripline) qui n'est plus réellement plane puisque elle fait intervenir un second plan de masse.

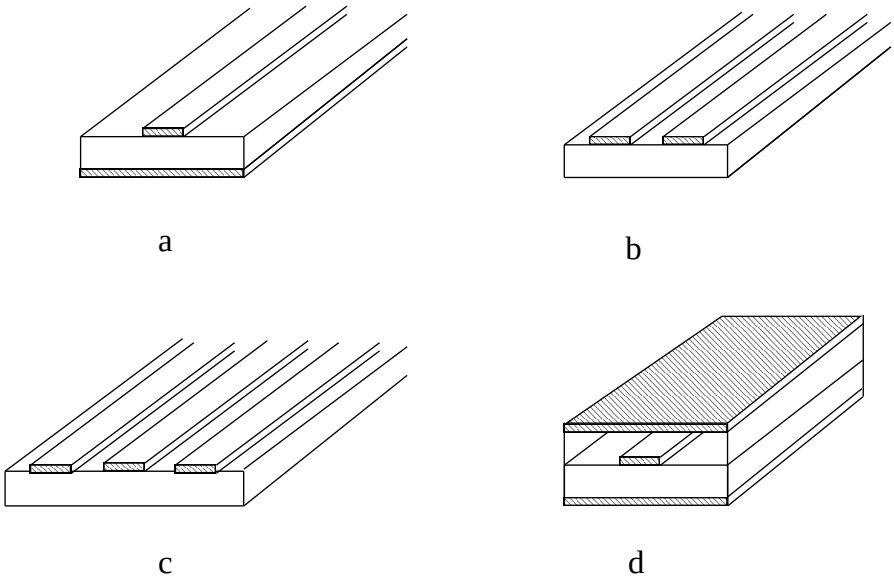


Figure 1

3. Méthode d'étude des microbandes:

Nous ne développerons pas ici la théorie des microbandes mais nous allons donner quelques informations utiles à la compréhension.

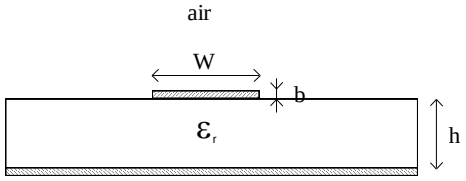


Figure 2

Les paramètres caractérisant la ligne microbande (*fig. 2*) sont:
- Pour le substrat, son épaisseur h et sa constante diélectrique relative qui doit être élevée afin d'y concentrer le champ électromagnétique et réduire ainsi les pertes par rayonnement.
- Pour la bande sa largeur W qui est, en général, de l'ordre de grandeur de h ($0{,}1 \leq W/h \leq 10$) et son épaisseur b, presque toujours petite ($b/h << 1$).

La difficulté de l'étude de la propagation dans une microbande vient de ce que cette propagation s'effectue dans le substrat et dans l'air, comme le montre la forme des lignes de champ électrique sur la *figure 3.*

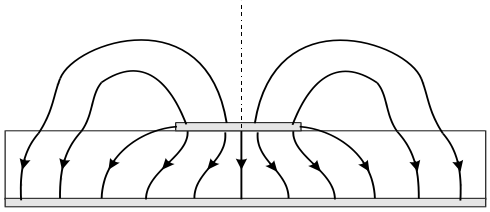


Figure 3

Même en considérant que le mode dominant est du type T.E.M. il est déjà difficile de définir la vitesse de propagation. On sait en effet que pour un mode T.E.M. : $v_p = C / \sqrt{\varepsilon_r}$, ε_r étant la constante diélectrique relative du milieu où s'effectue la propagation. Or dans notre cas elle s'effectue dans deux milieux de ε_r très différents. Le problème consiste donc en modéliser la microbande réelle par une ligne fictive où la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène de constante diélectrique relative équivalente ε_e selon le schéma de la *figure 4*.

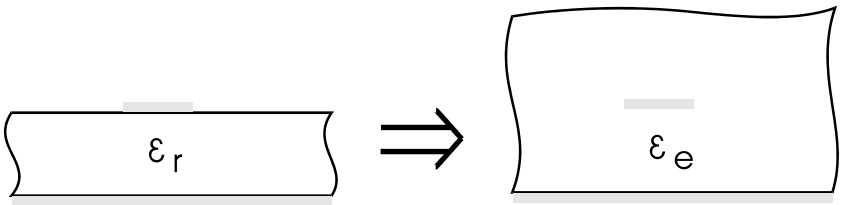


Figure 4

Il vient alors que $1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$

4. Calculs permittivité équivalente et Impédance caractéristique

Calculs de la permittivité équivalente ε_e de la ligne, et de l'impédance caractéristique de la ligne Z_C :

- Pour w/h ≥ 1 : $\mathcal{E}e = \frac{1}{2}(\mathcal{E}r+1) + \frac{1}{2}(\mathcal{E}r-1)\left(1+12\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}$ **(1)**

- Pour w/h ≤ 1 : $\mathcal{E}e = \frac{1}{2}(\mathcal{E}r+1) + \frac{1}{2}(\mathcal{E}r-1)\left[\left(1+12\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04\left(1-\frac{w}{h}\right)^{2}\right]$ **(2)**

A partir de cette permittivité relative, l'impédance caractéristique de la ligne peut être calculée de la manière suivante :

Pour w/h ≥ 1 : $Zc = \frac{120\pi}{\sqrt{\mathcal{E}e}}\left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{w}{h}+1.444\right)\right]^{-1}$ **(3)**

ε_e étant calculé par (1)

Pour w/h ≤ 1 : $Zc = \frac{60}{\sqrt{\mathcal{E}e}}\ln\left(\frac{8h}{w}+\frac{w}{4h}\right)$ **(4)**

ε_e étant calculé par (2)

- La vitesse de propagation dans la ligne se calcule par la relation :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad \textbf{(5)}$$

II. REALISATION DES IMPEDANCES ET DES CIRCUITS RESONANTS

1. Equivalence entre un tronçon de ligne et une self ou une capacité

Nous savons qu'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_C, fermé sur une impédance Z_r, présente à une distance x de cette dernière, une impédance Z(x) donnée par:

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c tg\beta x}{Z_c + jZ_r tg\beta x}$$

Les tronçons utilisés ont une longueur l telle que $tg\beta x \approx \beta x$ à 10% près ceci entraîne $\beta x < \pi/6$ ou $x < \lambda/12$.

Dans ces conditions on peut écrire: $Z(x) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c\beta x}{Z_c + jZ_r\beta x}$

1a) Si $Z_r = 0$ ou tel que $Z_r << Z_C\beta x \Rightarrow Z_r\beta x << Z_C$

$$Z(x) = jZ_c\beta x = jZ_c\frac{\omega}{v}x$$

Le tronçon de ligne se comporte comme une impédance inductive $L\omega$ et l'on peut dire qu'il est équivalent à une inductance: $L = Z_c\frac{x}{v}$

La réalisation technologique de ce cas peut se faire:
- Soit par une ligne en court circuit;
- Soit par une ligne dont l'impédance caractéristique Z_C est très grande devant celle de la ligne qui la charge.

1b) Si $Z_r = \infty$ ou tel que $Z_r >> Z_C\beta x \Rightarrow Z_r\beta x >> Z_C$

$$Z(x) = -j\frac{Z_C}{\beta x} = -jZ_C\frac{v}{\omega}\frac{1}{x}$$

Le tronçon de ligne se comporte comme une impédance capacitive $1/C\omega$ et il est équivalent à la capacité: $C = \frac{1}{Z_c}\frac{x}{v}$

La réalisation technologique de ce cas peut se faire:
- Soit par une ligne en circuit ouvert;
- Soit par une ligne dont l'impédance caractéristique Z_C est très petite devant celle de la ligne qui la charge.

2. Réalisation d'inductances, condensateurs, circuits résonants à l'aide de tronçons de ligne

2a) Réalisation d'inductances et de condensateurs:
A partir de ce qui vient d'être expliqué cette réalisation est particulièrement aisée en technologie microbande puisque l'impédance caractéristique d'une telle ligne est inversement proportionnelle à la largeur de la bande.

-*Une inductance série* (*fig.5*) s'obtient par un fort rétrécissement de la bande métallique

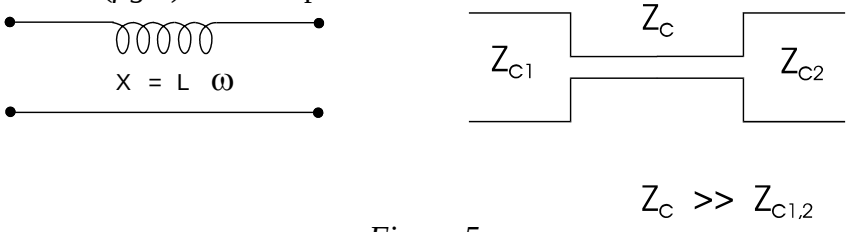


Figure 5

- *Une inductance parallèle* (*fig.6*) s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuité.

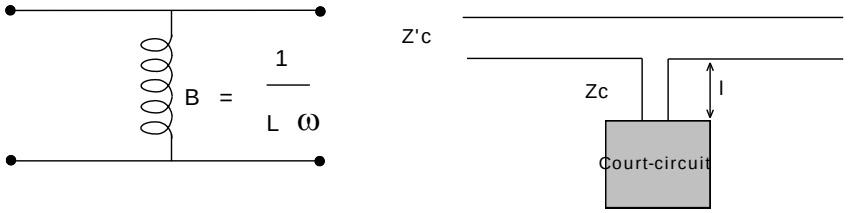


Figure 6

- *Une capacité parallèle* (*fig.7*) s'obtient par un élargissement important de la bande métallique. Ce tronçon, qui présente une impédance caractéristique faible, se trouve chargé à ces extrémités par des lignes dont l'impédance caractéristique est plus forte.

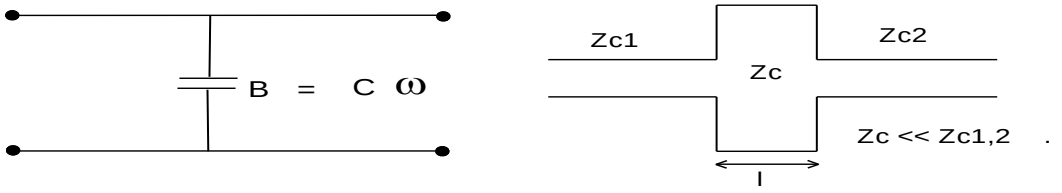


Figure 7

Une capacité série est plus délicate à réaliser car elle nécessite de couper la ligne sur quelques microns ou quelques dizaines de microns et la valeur de la capacité ne peut se calculer qualitativement qu'avec une approximation grossière, le schéma équivalent d'une telle discontinuité comporte non seulement une capacité série, mais aussi des capacités parasite en parallèle.

2b) Réalisation de circuit résonants ou anti-résonants:

Il résulte de la difficulté précédemment mise en évidence que seuls les circuits résonants que l'on puisse réaliser avec des tronçons de ligne sont les circuits résonants (*Fig.8*) ou les circuits anti-résonants (*fig.9*) placés en dérivation sur la ligne principale.

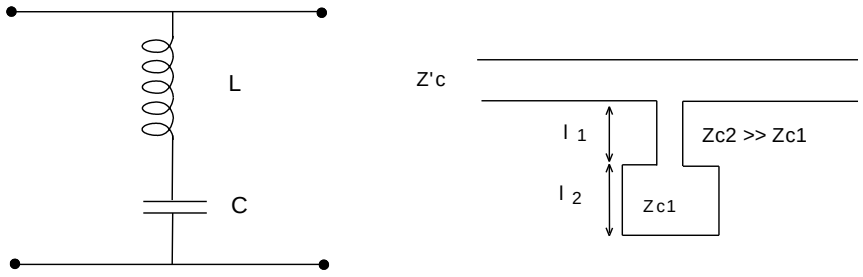


Figure 8

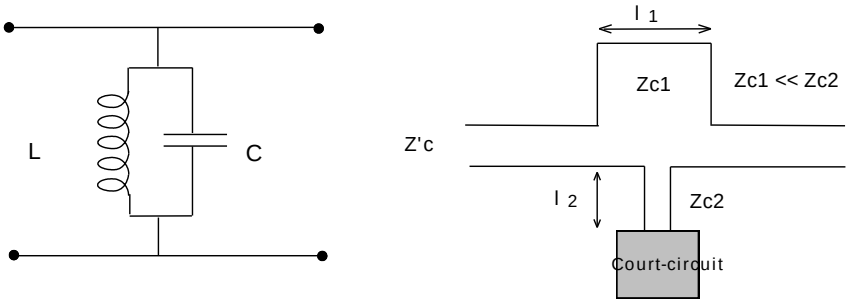


Figure 9

En ce qui concerne les circuits résonants ou anti-résonants placés en série sur la ligne principale, ils ne peuvent être obtenus, à partir des précédents, qu'en utilisant la propriété (Fig.10) qu'ont les lignes quart d'onde d'inverser les impédances. Nous savons, en effet, que l'impédance d'entrée Z_e d'une ligne $\lambda/4$, d'impédance caractéristique Z_C, chargée par une impédance Z_S est : $Z_e=Z_c^2/Z_s$.

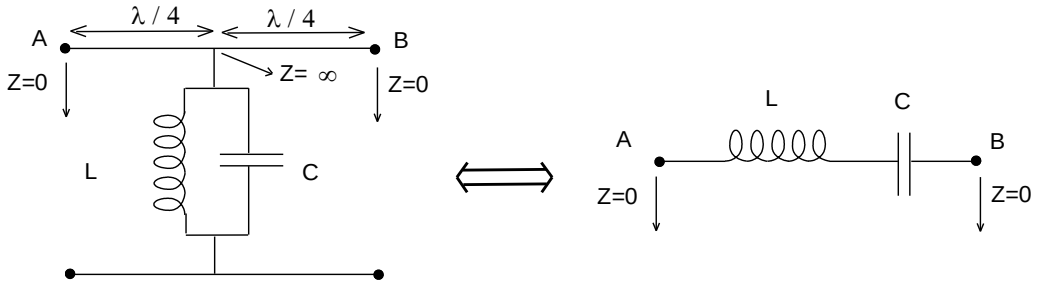


Figure 10

Remarque importante:

Toutes ces réalisations présentent des discontinuités dans la largeur W de la ligne microbande ces discontinuités peuvent être modélisées mais cela sortirait du cadre de ce TP. Cependant nous donnons ici des abaques permettant de calculer les corrections des longueurs des lignes dans le cas de réalisations concrètes.

Dans une ligne en circuit ouvert les lignes de champ électrique ne s'arrêtent pas brutalement à l'extrémité de la ligne mais se propagent un peu plus loin. Cela conduit donc à une longueur effective plus grande. Il est donc nécessaire lors de la réalisation du circuit imprimé de raccourcir la ligne. cette extension du court-circuit dépend de ε, h et de W ou de Z_C. la valeur de L/h est donnée *figure 11*.

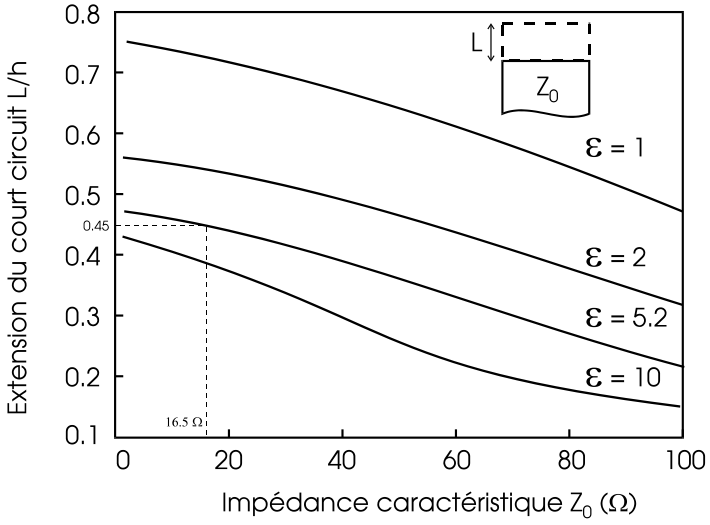


Figure 11

Dans le cas d'un té (ligne en dérivation) l'effet de la discontinuité est de raccourcir la ligne d'une longueur d_2. Il faudra donc en tenir compte lors de la réalisation technologique et donc rallonger d'autant la ligne réelle l'effet de réduction est porté sur l'abaque de la *figure 12*.

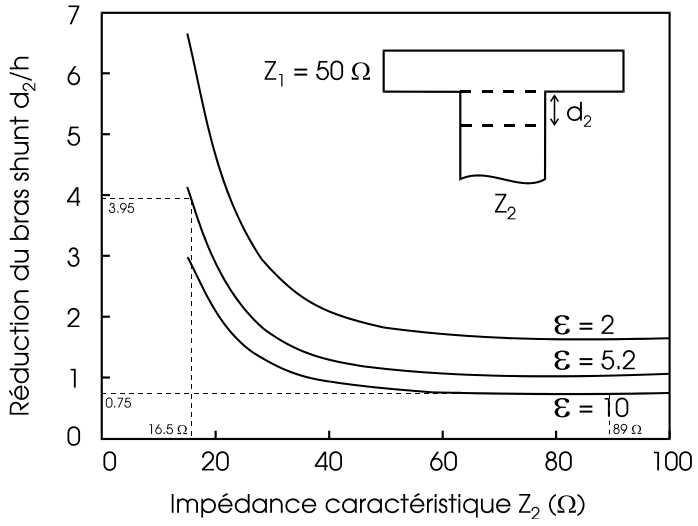


Figure 12

III. METHODE DE SYNTHESE DES FILTRES PASSE-BAS:

Le calcul des filtres passe-bas est une opération essentielle, non seulement pour ce type de filtres, mais aussi parce que l'on peut en déduire le calcul des filtres passe-haut et passe-bande.

1 Fonctions de filtrage:

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle de ce filtre. La loi mathématique qui la représente est appelée fonction de filtrage. Les

deux principales lois sont la loi de Butterworth et la loi de Chebyschev. Nous n'utiliserons ici que la loi de Butterworth, correspondant à une courbe de réponse "à plat maximal" et à la fonction:

$$A(dB) = 10 \log_{10}\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}\right]$$

Toutes les courbes répondant à cette loi passent par le point défini par (ω/ωc)=1 et A=3dB. Au-delà de ce point, leur pente est d'autant plus grande que n est élevé.

2 Valeur des éléments constitutifs du filtre passe-bas.

Nous allons indiquer comment on calcule les éléments constitutifs d'un filtre passe bas dont la structure est rappelée sur la figure ci-dessous.

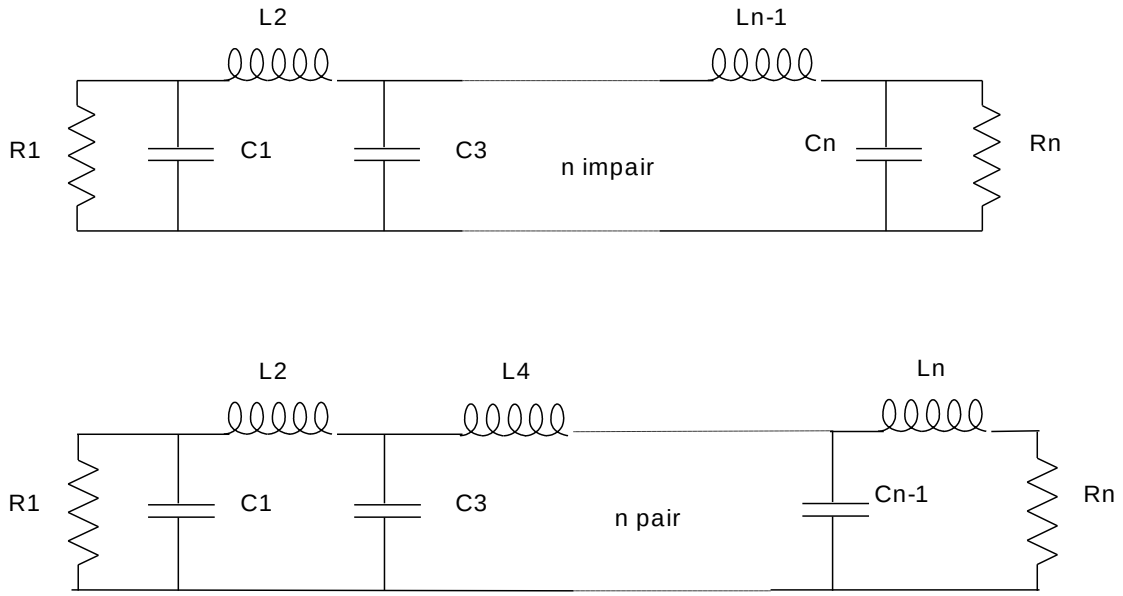


Figure 13

R_1 et R_n sont les impédances d'entrée et de sortie du filtre, qui sont liés par un paramètre r tel que:

$$R_n = r\, R_1$$

En général R_1 est une donnée du problème puisque c'est l'impédance caractéristique de la ligne sur laquelle le filtre est inséré.

Les inductances L_k et capacités C_k du filtre s'expriment en fonction de R_1, ω_c et d'un paramètre g_k par:

$$L_k = \frac{R_1}{\omega_c} g_k \qquad \text{et} \qquad C_k = \frac{1}{R_1}\frac{1}{\omega_c} g_k$$

Dans le cas du filtre de Butterworth

$$r = 1 \;\; \forall\, n; \qquad g_k = 2\sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right] \quad k = 1,2,\ldots\ldots,n$$

Les valeurs de g_k sont données dans le tableau suivant en fonction de l'ordre du filtre:

k↓ n→	2	3	4	5	6	7	8
g_1	1.414	1.000	0.765	0.618	0.517	0.445	0.390
g_2	1.414	2.000	1.848	1.618	1.414	1.247	1.111
g_3		1.000	1.848	2.000	1.932	1.802	1.663
g_4			0.765	1.618	1.932	2.000	1.962
g_5				0.618	1.414	1.802	1.962
g_6					0.517	1.247	1.663
g_7						0.445	1.111
g_8							0.390

Tableau 1

la structure pour un filtre du 3ème ordre sera donc la suivante:

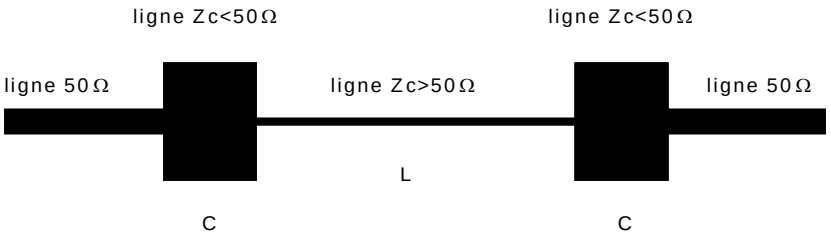


Figure 14

2 Valeur des éléments constitutifs du filtre passe-bande.

Le calcul procède de la même méthode mais est plus compliqué car la bande passante relative [$(\omega_{c1}-\omega_{c2})/\omega_0$]intervient aussi nous ne le détaillerons pas ici et nous ne donnerons que des résultats pratiques pour la réalisation d'un passe bande du 2ème ordre. La structure d'un tel filtre est la suivante:

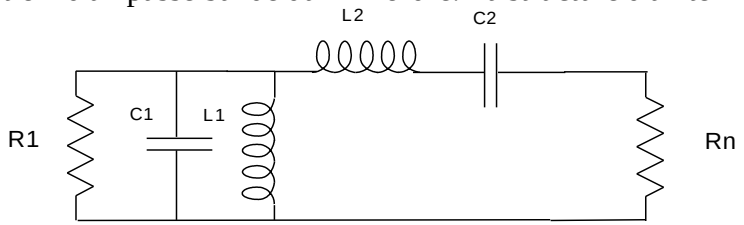


Figure 15

La difficulté dans un tel circuit est de réaliser le circuit résonant série. Pour cela on peut utiliser la propriété qu'ont les lignes en λ/4 d'inverser les impédances suivant le schéma de la figure 10. Le circuit du filtre passe bande devient alors le suivant :

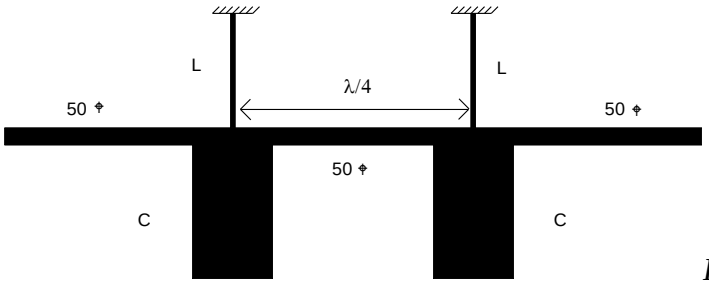
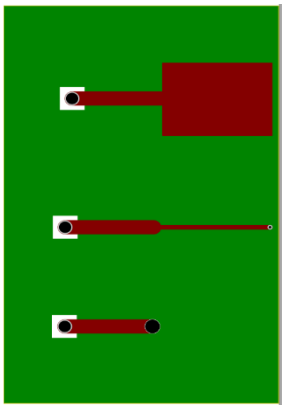


Figure 16

MANIPULATION

I. CARACTERISATION DES LIGNES BASSE ET HAUTE IMPEDANCE:



Nous allons caractériser les éléments du PCB ci-contre :
- capacité (ligne large, basse impédance)
- inductif (ligne fine, haute impédance)
- ligne d'accès terminée par un cc, pour déplacement du plan de mesure

I-1 Manipulation:

1. Calibrer l'analyseur de réseau à la fréquence fixe de 800 MHz (la procédure se trouve à la fin du TP)

2. Déplacer le plan de mesure en utilisant la ligne d'accès terminée par un court-circuit. On ajoute un retard électrique **Electrical Delay**, en appuyant sur la touche **[Scale/Amptd]**, puis [**More**], puis [**Electrical Delay**]

3. Mesurer sur l'abaque de Smith les impédances d'entrée pour les 2 lignes. En déduire la valeur de la capacité et de l'inductance, à partir de la partie imaginaire des impédances.

I-2 Calculs:

On donne:	épaisseur du diélectrique	h = 1.6 mm
	Constante diélectrique	$\varepsilon_r = 4.5$

1. Mesurez à la règle la largeur de la ligne basse impédance (ligne large), de la ligne haute impédance (ligne étroite), et la longueur des 2 lignes (sans prendre en compte la longueur commune entre les 3 lignes)

2. A partir de ces données déterminer par le calcul (formules données en première partie) les constantes diélectriques effectives ε_e des deux lignes et leur impédance caractéristique ainsi que la valeur de l'inductance et de la capacité. Comparer aux mesures.

II. CARACTERISATION DU FILTRE PASSE BAS 800 MHz:

II-1 Manipulation:

1. Calibrer l'analyseur de réseau **en reflexion et en transmission** entre 100 MHz et 1.6 GHz.

2. Insérer le filtre passe bas entre les deux ports

3. Tracer en module (LogMag) le paramètre S_{11}. Passer alors en mode double affichage **[Trace]** [Num of Traces], [x2H]. L'écran se divise en deux et il faut choisir sur la trace 1 (Tr 1) le paramètre S_{11} et sur la trace 2 (Tr 2) le paramètre S_{21}. Pour ce faire appuyer sur **[Trace 1]** (dans le menu Trace), puis presser sur [**Measure**], et [S11]. Faîtes de même pour la trace 2 si ce n'est pas déjà bien réglé.

4. A partir du tracé du S_{21}, vérifier la fonction passe-bas, et déterminer la fréquence de coupure à -3dB. Donner la valeur de l'atténuation à $2.f_c$, c'est-à-dire à 1.6 GHz

5. Expliquer le tracé du S_{11}. Constater que dans la bande passante S_{11} est le plus faible. Donner la bande à -10 dB.

6. Vérifier que le filtre est correctement adapté.

II-2 Calculs:

- Mesurer les longueurs des 3 éléments du filtre (ligne large et ligne mince). En utilisant les valeurs des impédances caractéristiques de ces 2 lignes, calculées au I-2, calculer l'inductance et la capacité équivalente à ces lignes.
- Sachant le filtre est du 3ème ordre, avec une fréquence de coupure de 800 MHz, calculer, à partir du tableau des paramètres g_k, les valeurs de l'inductance et des capacités nécessaires de ce filtre.
- Comparer les valeurs des 2 questions précédentes.

III. CARACTERISATION DU FILTRE PASSE BAS 1.6 GHz:

On souhaite conserver le même ordre du filtre que précédemment mais avec une fréquence de coupure se situant autour de 1.6 GHz.

1. Calibrer l'analyseur de réseau **en réflexion et en transmission** dans une bande de fréquence de votre choix.

2. Reprendre la même étude que dans la partie II.1, afin d'extraire les grandeurs intéressantes.

3. Comparer la longueur des éléments (ligne basse et haute impédance) avec le filtre précédent.

IV. CARACTERISATION DU FILTRE PASSE BANDE:

IV-1 Manipulation:

Calibrer l'analyseur de réseau **en réflexion et en transmission** entre 100 Mhz et 1.6 GHz. Insérer le filtre passe bande entre les deux ports et tracer sur le même graphe S_{11} et S_{21}. Déterminer la bande passante du filtre et discuter sur l'adaptation du filtre.

V. TECHNIQUE d'ADAPTATION d'IMPEDANCE par STUB+LIGNE

V.1 - <u>Mesure avec un stub</u>

Un stub est une ligne de longueur variable terminée par un court-circuit. L'impédance ramenée à son extrémité est donc purement imaginaire quelle que soit sa longueur.

1. Calibrer l'analyseur de réseau à une fréquence fixe de 900 MHz.

2. Brancher le stub en bout de câble et vérifier que l'impédance mesurée est purement imaginaire, en faisant varier sa longueur.

3. Faire le montage de la figure ci-dessous. Le stub ramène dans le plan du Té une impédance imaginaire en parallèle sur l'impédance de la ligne (ici charge 50Ω), les admittances s'ajoutent donc. Mais pour être calibré dans le plan du té il sera nécessaire d'ajouter un retard électrique de 0.085 ns (Electrical Delay). Ensuite Il sera intéressant de mesurer des admittances. L'analyseur ne permet pas de faire les mesures d'admittance directement sur l'abaque. Nous allons ici tracer la partie réelle et la parte imaginaire de l'admittance. Les réglages de l'appareil sont :

❶ Conversion des paramètres S en paramètre Y : [**Measure**], puis [**More**], puis [**Conversion**], puis [**Y conv (Refl)**].

❷ Affichage des parties réelle et imaginaire de Y : Passer en mode double affichage (Cf la procédure à la question II.1.3). Pour la trace 1 : sélectionner [**Measure**], [**Format**] puis [**More**], puis [**Real**]. Pour la trace 2 on sélectionne la partie imaginaire.

4. Observer et expliquer comment varie l'admittance lorsque l'on fait varier la longueur du stub.

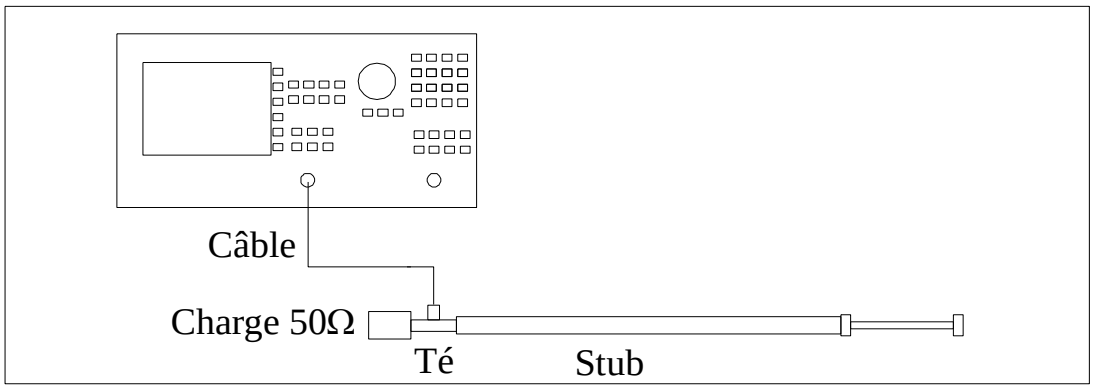


Figure : *Montage du stub*

V.2 - Adaptation à partir d'une ligne et d'un stub

Faire le montage de la figure ci-dessous. Placer une charge différente de 50 Ω (charge 1 kΩ) à la sortie de la ligne ajustable.

1. Vérifier le changement de l'admittance (partie réelle et partie imaginaire) lorsque l'on fait varier la longueur de la ligne et celle du stub.

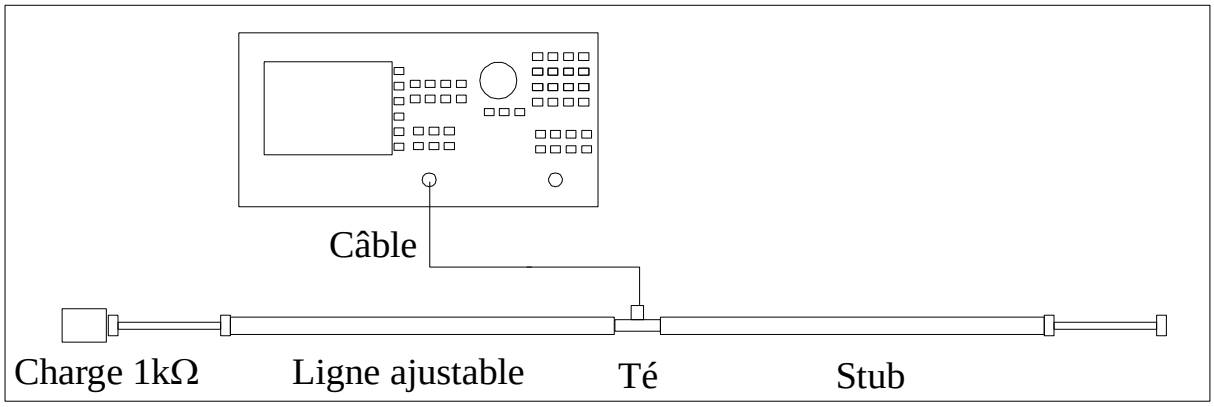


Figure : *Montage adaptation stub + ligne*

2. Essayer d'imaginer une méthode rapide et systématique (sans tâtonnements) pour adapter la charge choisie à 50 Ω.
3. Expliquer cette méthode.

Une fois l'adaptation réalisée ne plus toucher aux réglages pour la manip suivante et simplement déconnecter avec précaution le câble entre l'analyseur et le té.

V.3 - Bande passante d'adaptation

L'adaptation a été faite à une fréquence de 900MHz on va donc essayer de voir dans quelle bande de fréquence on peut la considérer comme correcte.

Pour cela on va faire une excursion en fréquence de 20 MHz autour de 900 MHz.

[SPAN] 20 [MHz]

Le calibrage est alors supprimé il faut donc le refaire (idem au 2).

1. Se placer ensuite en format amplitude logarithmique du module du coefficient de réflexion (**[MEASURE]** [LOG MAG]) et à l'aide des marqueurs chercher la bande passante à -10 dB de l'adaptation. On placera 3 marqueurs un à la fréquence centrale et les deux autres en bord de bande à -10 dB. Tracer la courbe correspondante.

PROCEDURE de CALIBRAGE de l'ANALYSEUR de RESEAU

❶ Calibrage de l'analyseur de réseau en réflexion

Au cours de la première partie de ce TP on utilisera l'analyseur de réseau uniquement en mesure de réflexion. On mesure alors le paramètre S_{11}.

- Pour initialiser l'appareil, appuyer sur la touche **[Preset]**, puis [Preset (factory)].
- Régler l'analyseur sur la bande de valeurs désirées,

[Freq/Dist]

[Start] saisir la fréquence basse [MHz]

[Stop] saisir la fréquence haute [GHz]

- On règle également la résolution fréquentielle (1kHz au lieu de 10kHz),

[BW]

[IF BW], saisir 1kHz

- On règle également le nombre de points de mesure :

[SWEEP]

[Resolution], Sélectionner ON

Et choisissez [401]

- Connecter l'adaptateur femelle-femelle à la sortie du câble branché sur le port 1

Avant de commencer le calibrage il faut déclarer ce connecteur en faisant une extension du port (déplacement du plan de mesure) :

[Meas Setup]

[Port Extensions], Puis [Port Extensions] ON

Appuyer sur [Port1 Extension], et saisir la valeur de 32 ps

- On rentre ensuite dans le menu de calibrage :

[Cal]

[User Cal], sélectionner ON

[Mechanical Cal]

- Il faut ensuite choisir le bon type de connecteur:

[Change DUT Connectors], choisir [3.5 mm], puis appuyer sur [Next]

- Sélectionner le type de calibrage [85033D : 3.5 mm Calibration Kit], puis appuyer sur [Finish]
- Pour le démarrage du calibrage : choisir [Start Calibration], et suivre la procédure affichée à l'écran, en connectant à l'extrémité du câble les connecteurs demandés : **OPEN**, **SHORT**, **LOAD.**

N'oubliez pas d'appuyer sur [Measure] à chaque étape.

Lorsque les 3 connecteurs ont été mesurés, appuyer sur [Finish].

❷ Calibration de l'analyseur de réseau en transmission

Cette fois on désire effectuer une mesure de transmission du signal (en module et en phase) entre le port 1 et le port 2 de l'analyseur de réseau. Ce paramètre de transmission du signal correspond au S_{21}.

D'abord il faut procéder à la calibration en réflexion, puis en transmission en procédant comme suit :

- Sélectionner la mesure du paramètre S_{21} à calibrer : **[Measure],** [**S21**]

- Début du calibrage : **[CAL]**, [**Response Cal**], [**Normalization**]

Relier les deux ports, en connectant les deux câbles.
Appuyer sur [**Measure**] puis presser sur [**Finish**] quand la mesure est faite.

Le calibrage est alors terminé !

CARACTERISATION COMPOSANTS PASSIFS HF

Le but de ce TP est de caractériser les principaux composants passifs utilisés dans les systèmes électroniques hyperfréquences.

I- Description des familles de composants passifs hyperfréquences

1- Introduction

Dans un système électronique hyperfréquence (émetteur-récepteur de transmetteurs sans fil, radar,…) les composants passifs ont pour rôle principal d'aiguiller la puissance utile au sein de la chaîne. On peut aussi lister d'autres apports bénéfiques de ces composants :

- Ils répartissent la puissance du signal dans la chaîne
- Ils isolent certaines parties du système
- Ils protègent des composants (actifs) contre la puissance réfléchie
- Ils filtrent les signaux d'interférence qui peuvent parasiter le système

Un composant est dit passif ne contient aucun élément nécessitant une alimentation avec une source d'énergie externe. Il ne consomme donc pas de courant. Un composant passif, contrairement un composant actif, ne peut amplifier ou générer des signaux.

Trois principales familles de composants passifs sont présentes dans ces systèmes : les composants passifs réciproques à 2 ports (appelés les quadripôles), les composants passifs réciproques multiports et les composants passifs non réciproques.
Un composant est dit réciproque lorsque ses propriétés caractéristiques ne dépendent pas de son sens d'insertion sur une ligne d'accès.

Un circuit (ou réseau) est couramment représenté par une boîte noire sur laquelle sont connectées des ports, qui sont des entrées, des sorties ou les 2. En hyperfréquence sur chaque port il convient de représenter l'onde incidente (qui entre dans le port, souvent symbolisé par le signe +) et l'onde réfléchie (qui sort du port, souvent symbolisé par le signe -). Cette représentation sur un réseau multiport (N ports) est montrée sur la figure suivante :

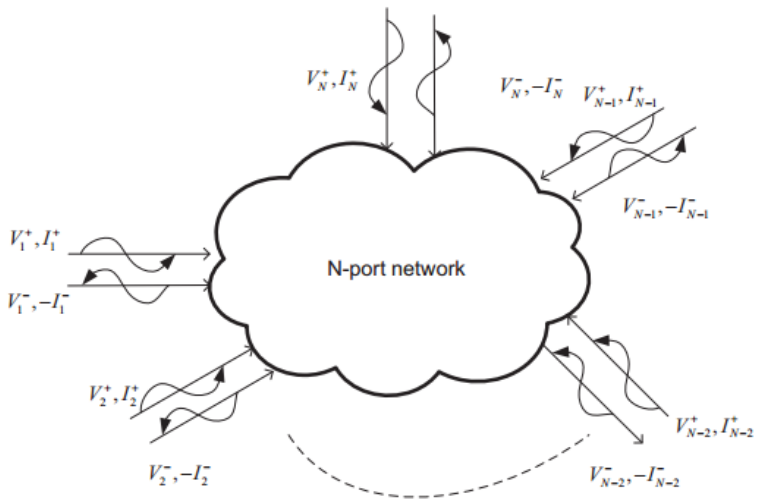


Figure 1 : Représentation schématique d'un réseau électronique HF

A partir de cette représentation nous allons définir les caractéristiques d'un réseau HF, qui devront être déterminées.
Si par exemple une onde d'une certaine puissance est injectée sur le port 1, il faudra être capable de connaître comment cette puissance transite à travers le réseau et finalement est transmise sur chacun des ports (ainsi que sur le port où se fait l'injection). C'est ce type de caractérisation que nous allons mener dans ce TP.

2- Grandeurs caractéristiques des réseaux HF

Mathématiquement cette répartition des ondes (incidentes et réfléchies) sur ce réseau s'effectue à partir d'une matrice S, de dispersion. Entre deux ports on détermine (par calcul ou par mesure) le paramètre S, qui correspond au rapport de l'onde transmise (ou réfléchie) sur le port et de l'onde du port d'injection.
Par exemple pour un quadripôle le paramètre $S_{2,1}$ correspond au rapport de l'onde transmise sur le port 2 et de l'onde injectée sur le port 1. Il faut bien noter que pour mesurer ces paramètres S il faut toujours que les ports sont terminés par une charge adaptée (classiquement 50Ω). Les ports sur lesquels la mesure du paramètre S est réalisée, c'est l'appareil de mesure qui présente la charge adaptée.

Une fois ces paramètres S connus, nous pouvons déterminer les grandeurs caractéristiques du réseau testé.
Les grandeurs à déterminer dépendent de la fonction du composant testé. Cependant très classiquement on s'intéressera toujours à évaluer dans la bande de fréquence du composant:

- les pertes par réflexion (module du $S_{1,1}$, et $S_{2,2}$ pour un quadripôle)
- les pertes par insertion (module du $S_{1,2}$ ou $S_{2,1}$ pour un quadripôle)
- l'isolation entre certains ports (module du $S_{2,3}$ ou $S_{3,2}$ pour un réseau à 3 ports dont le port 2 et 3 doivent être isolés).

- Les pertes par réflexion quantifient les pertes de puissance dues aux réflexions de l'onde à l'entrée du port. La puissance réfléchie est perdue puisqu'elle ne se transmettra pas sur les autres ports.
- Les pertes par insertion quantifient les pertes de puissance lors de la transmission du signal entre 2 ports. Comme les composants que nous testerons sont passifs, la puissance transmise est toujours plus faible que la puissance injectée sur le port.
- L'isolation quantifie aussi une perte de puissance lors de la transmission de l'onde entre 2 ports. Cependant elle concerne le cas particulier où les 2 ports considérés doivent être le plus isolé possible. Il ne doit pas y avoir de transmission de puissance entre ces 2 ports.

Dans ce TP nous allons mesurer les grandeurs caractéristiques de composants passifs appartenant aux 3 familles que nous avons définies en début de TP. Nous comparerons ensuite les grandeurs mesurées avec les données des constructeurs, trouvées en fin de TP.

3- Techniques de mesure des grandeurs caractéristiques

Pour réaliser les mesures de ces grandeurs il existe 2 types d'instruments dédiés : l'analyseur de réseau, et l'analyseur de spectre.
L'analyseur de réseau est probablement l'appareil de mesure le plus commun pour mener ces expérimentations. Il s'agit de mesurer directement les paramètres S du réseau, dans une bande de fréquence définie par l'opérateur. Cet appareil mesure le module et la phase des paramètres S. Comme la phase est mesurée il est nécessaire de définir un plan de mesure, et de mener une procédure de

calibration (Cf TP1). Pour nos mesures nous ne souhaitons pas évaluer la phase des signaux, mais uniquement les transferts de puissance entre les différents ports.

Dans ce TP nous utiliserons une technique alternative utilisant un analyseur de spectre. Elle va nous permettre d'obtenir la réponse en fréquence du transfert de puissance entre les ports.
Nous allons utilisons un analyseur de spectre possédant un générateur intégré, appelé Tracking Generator (générateur de poursuite). Pour obtenir la mesure il suffira de paramétrer la bande de fréquence à tester. La phase de calibration est simplifiée par rapport à l'analyseur de réseau. Néanmoins cette technique de mesure ne permet d'acquérir que des réponses en transmission, et pas en réflexion. Nous verrons néanmoins une méthode pour évaluer les pertes par réflexion.

II- MANIPULATION

Nous allons caractériser les réponses en transmission pour plusieurs composants passifs de familles différentes. Les composants testés sont mis en boitier et sont connectorisés en SMA (type de connecteurs très classique en hyperfréquence).

Précisons d'abord les étapes qu'il faudra systématiquement utiliser pour réaliser ce type de mesures :

❶ Câblage pour une mesure en transmission :
Pour faire une mesure en transmission à l'analyseur de spectre on utilise la sortie **TG Source** (Tracking Generator) et l'entrée de mesure **RF Input**. Il faudra brancher un câble SMA sur le TG et un autre câble sur le RF Input. Ces 2 câbles seront connectés sur les 2 ports du composant dont nous souhaitons mesurer la réponse en transmission.
Un exemple de câblage est proposé ci-dessous, le DUT (Device Under Test) est le composant à tester :



❷ Réglages de l'analyseur de spectre
Présentons la procédure de réglage de l'analyseur de spectre N9320B, afin de réaliser ce type de mesure.

- Régler la bande de fréquence de la mesure
  [Frequency]
  [f Start] 10 [MHz]

[f Stop] 1.5 [GHz]

- On règle également la résolution fréquentielle,
  [BW/Avg]
  [RBW], saisir 30kHz ou 100kHz (selon la précision voulue)

- Ouvrir le mode **TG** (Tracking Generator) : **[Mode]**, puis choisir **Tracking generator**

- Réglage de l'amplitude d'entrée du TG : choisir [0dBm] (tous les composants testés supportent largement une puissance d'entrée de 0 dBm)
- Appuyer sur **Activer** pour appliquer le signal de la source sur le composant

L'appareil va alors afficher une réponse en transmission du système de mesure. La mesure affichée ne représente pas la réponse du composant sous test, mais mesure également les pertes par désadaptation entre la source et le composant et les pertes dans les câbles. Ces pertes sont en outre dépendantes de la fréquence de mesure.
Pour pouvoir extraire uniquement les grandeurs du composant sous test il faut pouvoir mesurer sa « vraie » réponse, sans les erreurs liées à l'instrumentation.
Pour ce faire il faut ajouter une étape de normalisation, décrite ci-dessous :

❸ Acquisition de la réponse en transmission par une normalisation de la mesure
Cette étape de normalisation commence par faire une mesure sans le composant sous test. Les 2 câbles sont connectés entre eux avec un adaptateur femelle-femelle. Cette mesure est définie comme une mesure de référence à 0dB. On prend ainsi en compte les pertes liées à la mesure.
Pour paramétrer cela il faut :

- Connecter les 2 câbles entre eux avec un adaptateur femelle-femelle
- Stocker cette mesure de référence en appuyant sur : [**Mode**], puis [**Tracking Generator**], puis [**Autres**], puis **[Normaliser**], puis [**Stocker Ref (1→4)**], puis [**Normaliser (On)**]
- On vérifiera que la mesure affichée à l'écran est bien de 0dB sur toute la bande de fréquence
- Re-connecter le composant sous test à la place de l'adaptateur. L'appareil va alors soustraire la mesure avec le composant et la mesure de référence qui est stockée en mémoire. Vous verrez alors apparaître la réponse en transmission du composant.

Note : Vous pouvez utiliser des marqueurs pour mesurer des valeurs précises sur le tracé obtenu.

ATTENTION : Dès que vous modifiez la bande de fréquence, vous devez normaliser à nouveau les mesures, en utilisant la procédure décrite au-dessus.

II.1- Mesures sur des composants passifs réciproques 2 ports

❶ Mesure en transmission d'un atténuateur HF :

On souhaite caractériser la transmission d'un atténuateur HF. La fiche constructeur du composant testé est donnée en annexe du TP.
Les grandeurs principales à caractériser sont :

- la valeur de l'atténuation en dB
- la variation en fréquence de l'atténuation (idéalement l'atténuation doit rester constante dans sa bande de fréquence)
- Les pertes par réflexion (non mesurées ici)
- la réciprocité du composant



1. Relever dans la fiche constructeur les valeurs typiques des grandeurs qui nous intéressent.

2. Mesurer la réponse en transmission du composant, en appliquant la procédure donnée précédemment. La bande de fréquence choisie sera large (au maximum 3GHz), en accord avec la bande passante du composant. Imprimer cette réponse. Puis relever toutes les données intéressantes de la mesure, en utilisant les marqueurs. L'atténuation en dB correspond directement à la valeur mesurée sur le tracé, à une fréquence donnée.

3. Comparer vos valeurs aux données du constructeur

4. Pour évaluer la réciprocité du composant, faîtes la mesure de transmission en inversant les ports. Comparer la mesure obtenue par rapport à celle effectuée au 1-2.

❷ Mesure en transmission d'un filtre HF

Pour un filtre les grandeurs à caractériser sont :

- Les pertes d'insertion dans la bande passante (correspond à la valeur de la mesure en transmission dans la bande passante)
- La fréquence de coupure
- L'étendue de la bande passante
- Les pertes par réflexion (non mesurées ici)
- La réciprocité



1. Comme pour la partie sur l'atténuateur, consulter la fiche du constructeur et noter les valeurs des principales grandeurs, qui seront vérifiées expérimentalement.

2. Mesurer puis imprimer la réponse en transmission du filtre, sur une bande de fréquence qui vous semble adéquate vis-à-vis des spécifications du filtre. Relever les données intéressantes. La perte d'insertion en dB correspond directement à la valeur mesurée sur le tracé à une fréquence donnée.

3. Comparer vos données mesurées avec celles de la fiche constructeur

4. Faire la mesure de la transmission après une inversion des ports du filtre, Vérifier ainsi sa réciprocité.

II.2- Mesures sur des composants passifs réciproques et multiports

❶ Mesure de la transmission d'un diviseur de puissance

Le diviseur de puissance testé a 3 ports. Les grandeurs importantes sont :

- La bande passante
- Les pertes d'insertion entre les ports 1 vers 2 ou 1 vers 3, et leur équilibrage (les valeurs des pertes d'insertion doivent être très proches entre les 2 trajets normaux de la puissance)
- L'isolation entre les ports 2 et 3
- Les pertes par réflexion (non mesurées ici)
- La réciprocité



1. Consulter la fiche du constructeur et noter les valeurs des principales grandeurs, qui seront vérifiées expérimentalement.

2. Le diviseur de puissance a 3 ports, il faut mesurer 3 réponses en transmission : du port 1 vers le port 2, du port 1 vers le port 3 et du port 2 vers le port 3.

ATTENTION : Comme il y a 3 ports et que les mesures s'effectuent entre 2 ports, il faut toujours veiller à charger le port non utilisé par une charge adaptée 50 Ω.

a) Mesurer puis imprimer ces réponses en transmission du filtre, sur une bande de fréquence qui vous semble adéquate vis-à-vis des spécifications du diviseur.
b) Relever les données intéressantes définies précédemment. La perte d'insertion en dB correspond directement à la valeur mesurée sur le tracé (port 1 vers port 2, et port 1 vers port 3), à une fréquence donnée. L'isolation en dB est mesurée directement sur le tracé port 2 vers port 3, à une fréquence donnée.

3. Comparer vos données mesurées avec celles de la fiche constructeur

4. Faire la mesure de la transmission après avoir inversé les ports du diviseur, Vérifier sa réciprocité.

❷ Mesure de la transmission d'un coupleur directif



Pour certaines applications, la puissance incidente transmise sur les 2 ports ne doit pas être également répartie. Pour cela on utilise un coupleur directif. Ce composant peut aussi être utilisé pour séparer et mesurer l'amplitude d'une onde incidente et d'une onde réfléchie. On peut ainsi évaluer la puissance transmise sur une ligne et la puissance réfléchie dans la ligne.

Un coupleur directif a 3 ou 4 ports. Les grandeurs importantes sont :

- La bande passante
- Les pertes d'insertion entre le port IN et le port OUT
- Le couplage entre le port IN et le port couplé CPL
- La directivité
- Les pertes par réflexion (non mesurées ici)
- La réciprocité

1. Consulter la fiche du constructeur et noter les valeurs des principales grandeurs, qui seront vérifiées expérimentalement.

2. Mesurer d'abord la transmission sur la ligne principale, entre le port IN et le port OUT. Cette réponse vous permet de mesurer les pertes d'insertion (grandeur Main Line Loss dans la datasheet). Le port CPL doit être connecté sur une charge 50Ω. En déduire également la bande passante du composant.

3. Mesurer ensuite la transmission sur la ligne couplée, entre le port IN et le pour CPL. Cette réponse permet de mesurer le couplage (grandeur coupling dans la datasheet), par la lecture direct sur le tracé (en dB). Le port OUT doit être connecté à une charge 50Ω.

4. Mesurer enfin la directivité du coupleur. Cette manipulation se fait en 2 étapes : la directivité en dB est par définition la différence entre la réponse en transmission sur la ligne couplée (que vous avez effectuée juste avant) et la réponse en transmission entre le port OUT et le port CPL. C'est cette 2ème mesure que vous devez réaliser, en injectant le signal sur le port OUT et en mesurant sur le port CPL

(en mettant une charge 50Ω sur le port IN). Effectuer cette différence par calcul pour quelques points de fréquence.
5. A partir de la dernière réponse en transmission mesurée, vérifier que la puissance injectée sur le port OUT est bien transmis sur le port IN (vérification de la réciprocité du composant)

6. Comparer vos données mesurées avec celles de la fiche constructeur

II.3- Mesures sur des composants passifs non réciproques, 2 ports

❶ Mesure de la transmission d'un circulateur

Un circulateur fait circuler le signal dans un certain sens. Le signal incident sur le port 1 est dirigé vers le port 2. Le signal réfléchi sur la charge du port 2 est dirigée vers le port 3. Tout signal se propageant dans le sens inverse est fortement absorbé. C'est pourquoi ce composant n'est pas réciproque.



Un circulateur est un composant à 3 ports. Les grandeurs importantes sont :

- La bande passante
- les pertes d'insertion sur les voies principales (port 1 vers port 2, port 2 vers port 3, et port 3 vers port 1)
- L'isolation, correspond aux pertes d'insertion sur les voies de retour (port 2 vers port 1, port 3 vers port 2 et port 1 vers port 3).

1. Consulter la fiche du constructeur et noter les valeurs des principales grandeurs, qui seront vérifiées expérimentalement.

2. Mesurer la réponse en transmission du port 1 vers le port 2, puis du port 2 vers le port 3 et enfin du port 3 vers le port 1 **(on n'oubliera pas de placer une charge 50 Ω sur le port non-utilisé pour la mesure**). En déduire les pertes d'insertion en dB sur la bande de fréquence du composant.

3. Mesurer la réponse en transmission port 2 vers port 1, puis sur les autres voies. En déduire l'isolation en dB sur la bande de fréquence du composant.

4. Comparer vos données avec celles de la datasheet.

II-4. Mesures en réflectométrie

Comme expliqué au début du TP la méthode de mesure avec l'analyseur de spectre est adaptée pour mesurer des réponses en transmission de composants. Cependant en hyperfréquence il est essentiel de connaître les pertes par réflexion d'un composant. Nous allons utiliser une méthode de mesure par réflectométrie qui nous permet avec un analyseur de spectre de connaître les pertes en retour (return loss).
Pour y parvenir il faut pouvoir mesurer l'amplitude de l'onde réfléchie par le composant sous test. Il faut déjà être capable d'isoler cette onde réfléchie de l'onde incidente. Un coupleur directif peut assurer cette fonction, en utilisant le port couplé.
Comme étudié précédemment le port CPL est couplé au port IN, c'est-à-dire qu'il prélève une partie de la puissance de l'onde qui rentre dans le port IN. Si ce signal est le signal réfléchi par le composant

sous test (connecté sur le port IN du coupleur), le port CPL nous renverra une partie de cette puissance (au coupling près), que nous pourrons mesurer.

Voici le schéma pour réaliser cette manipulation, qui se fera en 2 étapes (avec une première étape de normalisation) :

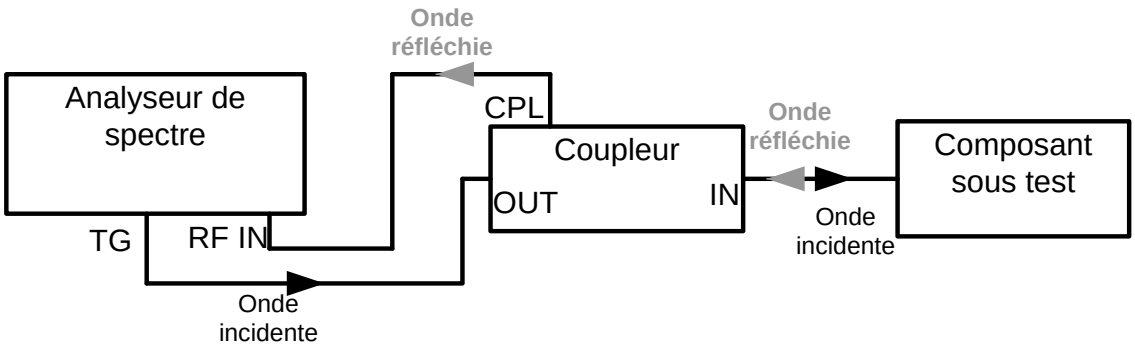


Figure 2 : Schéma d'un réflectomètre

Pour lire directement à l'analyseur la valeur de la perte par réflexion en dB, nous allons utiliser une mesure de référence à 0dB. Cette courbe est obtenue à partir d'une configuration de test qui garantit que l'onde incidente et l'onde réfléchie ont la même amplitude. Pour cela il faut que le composant sous test soit remplacé par un court-circuit ou un circuit ouvert (occasionne une réflexion totale).

Voici donc la procédure pour un test en réflectométrie :

❶ Câbler le montage de la figure 2 en remplaçant le composant sous test par un circuit ouvert
❷ Reprendre la procédure détaillée pour les mesures en transmission afin de définir le tracé comme la mesure normalisée à 0 dB
❸ Remplacer le circuit ouvert par le composant sous test. La mesure obtenue correspond directement aux pertes par réflexion (en dB) du composant. Cela correspond au paramètre « Return Loss » dans les datasheets, ou coefficient de réflexion en dB. Le ROS (ou VSWR en anglais) peut être retrouvé à partir de cette mesure.

Limite de cette mesure : Sur le port CPL du coupleur en plus de le l'onde réfléchie que l'on cherche à mesurer il y a aussi le signal incident qui provient du port OUT par un trajet direct entre les 2 ports. C'est le paramètre de la directivité du coupleur qui traduit l'importance de ce trajet. Plus la directivité est élevée, plus ce trajet parasite de puissance est faible, et ne viendra pas perturber notre mesure, sauf si le signal réfléchie désirée est faible…
Les résultats de mesure avec cette technique seront d'autant précis que le composant sous test n'est pas idéalement adapté (les pertes par réflexion sont assez élevées).

Nous allons procéder à des mesures de réflectométrie sur les composants que nous avons à disposition.

1. Mesurer les pertes par réflexion en dB pour l'atténuateur, le filtre, le diviseur de puissance, et l'isolateur, sur les ports de votre choix. Il faudra au préalable appliquer la procédure pour générer la mesure de référence à 0 dB.
La bande de fréquence de travail devra être adaptée pour chaque composant

N'oublier pas de mettre les charges 50Ω sur les ports non connectés.

2. Mesurer les pertes par réflexion d'un T, que l'on comparera avec les pertes d'un diviseur de puissance.

3. Vérifier vos résultats avec ceux données dans les fiches du constructeur

On rappelle la relation du ROS (ou VSWR) en fonction du coefficient de réflexion (en linéaire) : $VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$, avec Γ le coefficient de réflexion en linéaire.

EXTRAITS de DATASHEET :

Mini-Circuits

COAXIAL

Fixed Attenuator

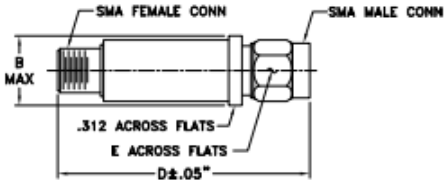
VAT-10A+

MAXIMUM RATINGS

Operating Temperature	-45°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

OUTLINE DRAWING

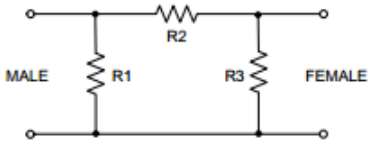


OUTLINE DIMENSIONS (Inch / mm)

B	D	E	wt
.410	1.43	.312	grams
10.41	36.32	7.92	10.0

Note: Please refer to case style drawing for details

ELECTRICAL SCHEMATIC



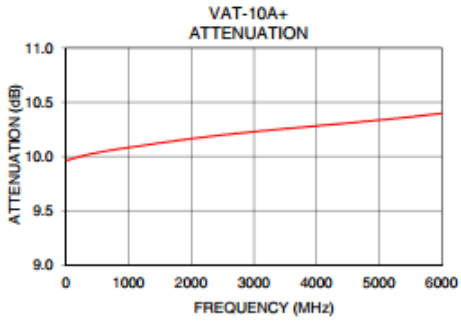
ELECTRICAL SPECIFICATIONS AT 25°C

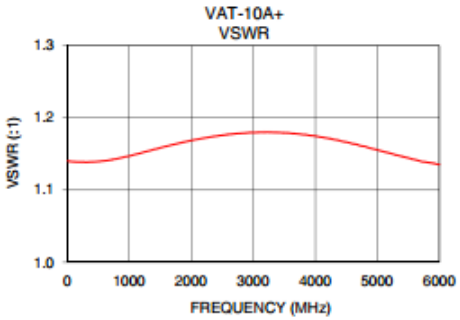
Parameter	Condition (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Unit
Frequency Range		DC	-	6000	MHz
Attenuation[1] nominal[3]	10	-	10 ± 0.3	-	dB
Attenuation Flatness[2]	DC-3000	-	0.25	-	dB
	3000-5000	-	0.20	-	
	5000-6000	-	0.15	-	
	DC-6000	-	0.35	-	
VSWR	DC-3000	-	1.2	1.5	:1
	3000-5000	-	1.2	1.5	
	5000-6000	-	1.4	-	
Input Power[4]		-	-	1.7	W

1. Attenuation varies by 0.3 dB max. over temperature.
2. Flatness = variation over band divided by 2.
3. Nominal attenuation at 10 MHz
4. RF power at 25°C is 1.7W; Derate linearly to 1.0W at 85°C

TYPICAL PERFORMANCE DATA

Frequency (MHz)	Attenuation (dB)	VSWR (:1)
10	9.96	1.14
100	9.98	1.14
500	10.03	1.14
900	10.07	1.15
1000	10.08	1.15
1400	10.11	1.16
1500	10.12	1.16
2000	10.16	1.17
2500	10.20	1.18
2800	10.21	1.18
3000	10.23	1.18
4000	10.28	1.17
4500	10.31	1.17
5000	10.33	1.16
6000	10.40	1.14





Coaxial

Low Pass Filter

VLF-800+

50Ω *DC to 800 MHz



Generic photo used for illustration purposes only

CASE STYLE: FF704

Connectors	Model
SMA	VLF-800+

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input*	10W max. at 25°C
DC Current Input to Output	0.5A max. at 25°C

** Passband rating, derate linearly to 3.5W at 100°C ambient.*
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

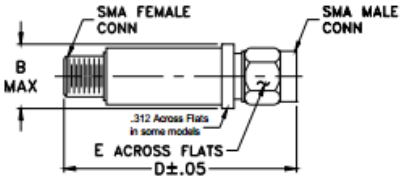
Features

- rugged uni-body construction, small size
- 7 sections
- excellent power handling, 10W
- temperature stable
- low cost
- protected by U.S. Patent 6,943,646

Applications

- harmonic rejection
- transmitters/receivers
- lab use

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

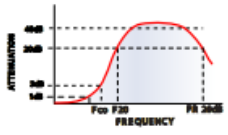
B	D	E	wt
.410	1.43	.312	grams
10.41	36.32	7.92	10.0

Electrical Specifications at 25°C

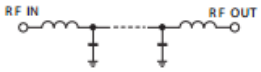
PASSBAND (MHz) (loss < 1 dB) Max.	fco, MHz Nom. (loss 3 dB) Typ.	STOP BAND (MHz) (loss, dB) f 20 Min.	30 Typ.	fr 20 Typ.	VSWR (:1) Stopband Typ.	Passband Typ.	NO. OF SECTIONS
*DC-800	1075	1275	1350-4850	5100	20	1.2	7

** Not for use with DC voltage at input and output ports*

typical frequency response



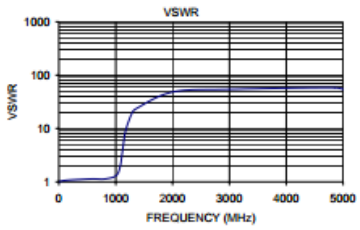
electrical schematic



Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	VSWR (:1)
10	0.06	1.01
100	0.14	1.06
300	0.26	1.10
600	0.46	1.14
800	0.71	1.13
1000	1.66	1.29
1075	3.38	1.88
1120	7.07	3.86
1170	14.92	8.72
1275	29.63	18.30
1350	32.29	23.18
2000	38.01	48.26
3000	48.80	54.29
4850	47.41	57.91
5100	31.24	49.64





DC Pass

Power Splitter/Combiner

ZAPD-21+

2 Way-0° 50Ω 500 to 2000 MHz



N-Type version shown

CASE STYLE: F53

Connectors	Model
BNC	ZAPD-21+
SMA	ZAPD-21-S+
N-TYPE	ZAPD-21-N+

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	10W max.
Internal Dissipation	0.125W max.
DC Current	800 mA (400mA for each port)

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

SUM PORT	S
PORT 1	1
PORT 2	2

Features

- wideband, 500 to 2000 MHz
- low insertion loss, 0.25 dB typ.
- good isolation, 25 dB typ.
- up to 10W power input as splitter
- excellent amplitude unbalance, 0.1 dB typ.
- excellent phase unbalance, 1 deg. typ.
- excellent VSWR, 1.20:1 typ.
- rugged shielded case

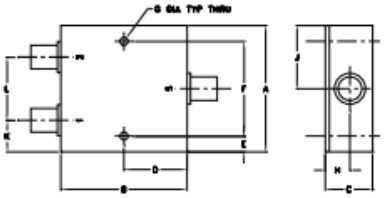
Applications

- UHF
- GPS
- cellular
- PCS/DCS
- communications systems
- instrumentation

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G
2.00	2.00	.75	1.00	.13	1.750	.125
50.80	50.80	19.05	25.40	3.30	44.45	3.18

H	J	K	L	wt
.39	1.00	.50	1.00	grams
9.91	25.40	12.70	25.40	170.0

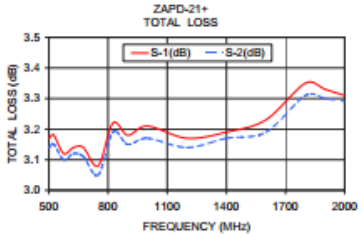
Electrical Specifications

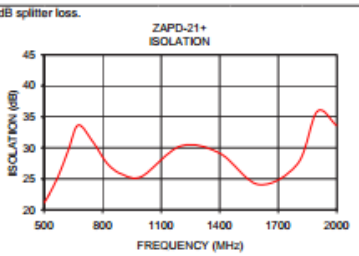
FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)		INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB		PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)
f_L-f_U	Typ.	Min	Typ.	Max.	Max.	Max.
500-2000	25	18	0.25	1.0	3	0.2

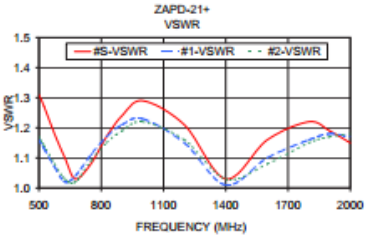
Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Total Loss[1] (dB)		Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2						
500.00	3.17	3.14	0.03	21.12	0.45	1.31	1.16	1.17
525.00	3.18	3.15	0.03	22.44	0.48	1.27	1.13	1.14
575.00	3.12	3.10	0.02	25.62	0.50	1.18	1.07	1.08
625.00	3.14	3.12	0.02	29.70	0.53	1.10	1.02	1.03
675.00	3.14	3.11	0.03	33.67	0.60	1.03	1.04	1.02
750.00	3.08	3.05	0.03	30.96	0.61	1.08	1.11	1.09
825.00	3.22	3.19	0.03	27.43	0.73	1.17	1.17	1.15
900.00	3.18	3.15	0.03	25.73	0.77	1.24	1.21	1.19
1000.00	3.21	3.17	0.04	25.37	0.68	1.29	1.23	1.22
1200.00	3.17	3.14	0.03	30.28	0.92	1.21	1.15	1.16
1400.00	3.19	3.17	0.02	29.13	1.15	1.03	1.01	1.03
1600.00	3.23	3.19	0.04	24.08	1.27	1.16	1.10	1.08
1800.00	3.35	3.31	0.03	27.44	1.41	1.22	1.16	1.15
1900.00	3.33	3.30	0.03	35.87	1.42	1.19	1.18	1.17
2000.00	3.31	3.29	0.01	33.59	1.48	1.15	1.17	1.18

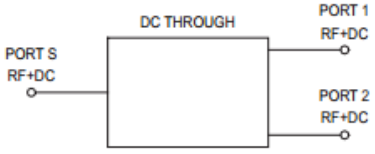
1. Total Loss = Insertion Loss + 3dB splitter loss.







electrical schematic



Coaxial

Directional Coupler

50Ω 20 to 2000 MHz

ZFDC-20-50-S+



Generic photo used for illustration purposes only

CASE STYLE: K18

Connectors	Model
SMA	ZFDC-20-50-S+
BRACKET (OPTION "B")	

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

INPUT	3
OUTPUT	1
COUPLED	2

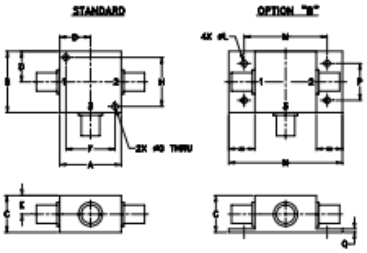
Features

- very wideband, 20 to 2000 MHz
- excellent directivity, 25 dB typ.
- excellent mainline loss, 0.7 dB typ.
- rugged shielded case

Applications

- cellular
- GPS
- instrumentation
- communication receivers & transmitters

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	1.00	.125	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40

J	K	L	M	N	P	Q	wt
--	--	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
--	--	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	70.0

Directional Coupler Electrical Specifications

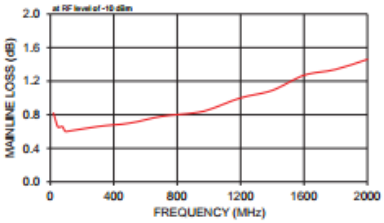
FREQ. RANGE (MHz)	COUPLING* (dB)		MAINLINE LOSS¹ (dB)						DIRECTIVITY (dB)						VSWR (:1)	POWER INPUT (W)	
			L		M		U		L		M		U			L	MU
f_L-f_U	Nom.	Flatness	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Max.	Max.
20-2000	19.5±0.5	±0.8	0.8	1.3	0.7	1.3	1.0	1.6	30	20	25	20	22	10	1.25	1.0	1.0

L = low range [f_L to 10 f_L] M = mid range [10 f_L to f_U/2] U= upper range [f_U/2 to f_U]
1. Mainline loss includes theoretical power loss at coupled port.
* Above 1000 MHz, coupling flatness ±1 dB

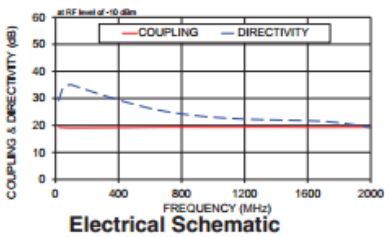
Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Mainline Loss (dB) In-Out	Coupling (dB) In-Cpl	Directivity (dB)	Return Loss (dB) In	Out	Cpl
20.00	0.82	19.36	29.25	17.95	19.33	21.82
50.00	0.65	19.21	33.94	21.29	23.63	24.42
80.00	0.65	19.19	34.88	22.44	25.39	25.30
100.00	0.60	19.14	35.01	22.93	26.11	25.66
300.00	0.66	19.18	31.17	25.70	28.22	28.13
1000.00	0.86	19.37	23.02	24.12	32.91	28.50
1200.00	1.00	19.40	22.32	20.46	32.70	24.27
1400.00	1.09	19.40	21.99	17.71	30.28	21.55
1600.00	1.27	19.35	21.75	15.67	27.28	19.50
1800.00	1.34	19.36	21.00	14.04	24.37	17.79
2000.00	1.46	19.37	19.19	12.70	21.84	16.24

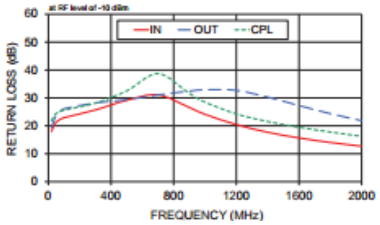
ZFDC-20-50-S+
MAINLINE LOSS



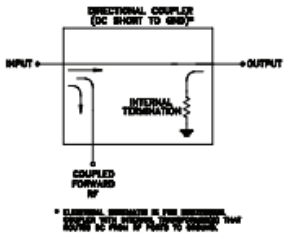
ZFDC-20-50-S+
COUPLING & DIRECTIVITY

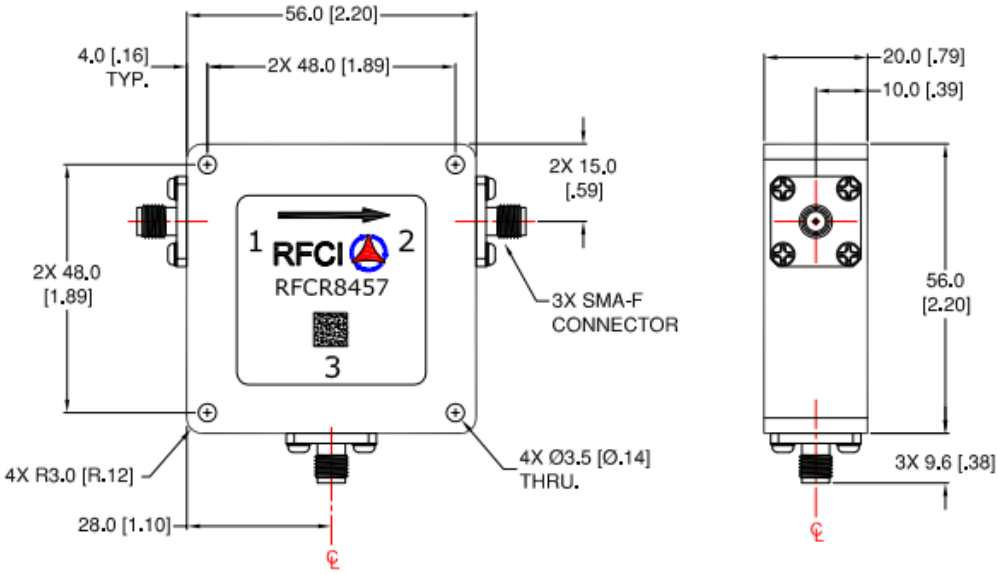


ZFDC-20-50-S+
RETURN LOSS



Electrical Schematic





Specifications

Parameter	Minimum	Typical	Maximum
Frequency Range (MHz)	800		2000
Insertion Loss (dB)		< .60	.85
Isolation (dB)	14.5	> 16	
Return Loss (dB)	14.5	> 16	

Power & Temperature Ratings

Parameter	Maximum
Forward PWR Peak/AVG	500/50 Watts
Reverse Power CW	50 Watts
Operating Temperature	-0 to +50° C
Storage Temperature	-40 to +95° C

Notes:
1. Typical Values Represent Performance @ +23 °C
2. S-Parameters to be measured by connecting Port 1 and 2 to VNA, and Port 3 to Load with return loss 30dB or higher

SMA-f CIRCULATOR MODEL: RFCR8457

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS [INCHES]:
TOLERANCES ARE:
1 PLACE DECIMAL ±.2 [±.01] ANGULAR: ±1.0°
2 PLACE DECIMAL ±.10 [±.004] SURFACE ROUGHNESS 16/
REMOVE ALL BURRS AND BREAK SHARP EDGES.
SURFACE TEXTURE TO BE IN ACCORDANCE WITH LATEST ANSI B46.1
IMENSIONING & TOLERANCING IN ACCORDANCE WITH LATEST ANSI Y14.5
ROPRIETARY NOTE: "THE INFORMATION CONTAINED ON THIS DOCUMENT CONSIDERED TO BE CONFIDENTIAL MATERIAL PROPRIETARY TO RF RCULATOR ISOLATOR Inc. (RFCI) AND IS PROVIDED SOLELY FOR IFORMATION PURPOSES.
HIS INFORMATION SHALL NOT BE USED BY ANYONE OTHER THAN RFCI TO ESIGN OR CONSTRUCT ANY OF THE ITEMS DEPICTED, NOR SHALL IT BE ISCLOSED, DUPLICATED, OR COPIED FOR ANY PURPOSE, NOR MADE VAILABLE TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN CONSENT F A RFCI OFFICIAL."
DO NOT SCALE DRAWING

THIRD ANGLE PROJECTION

APPROVALS	DATE
DRAWN BY:	
CHECKED BY:	
DESIGN BY:	
ENGINEER BY:	
MFG. ENGR.	
Q.A.	
PROG. MGMT/MKT	

RFCI

OUTLINE/SPECS

SIZE	CAGE NO.	DWG NO.	REV.
A		CR8457-OS	A

SCALE: FULL SHEET 1 OF 1