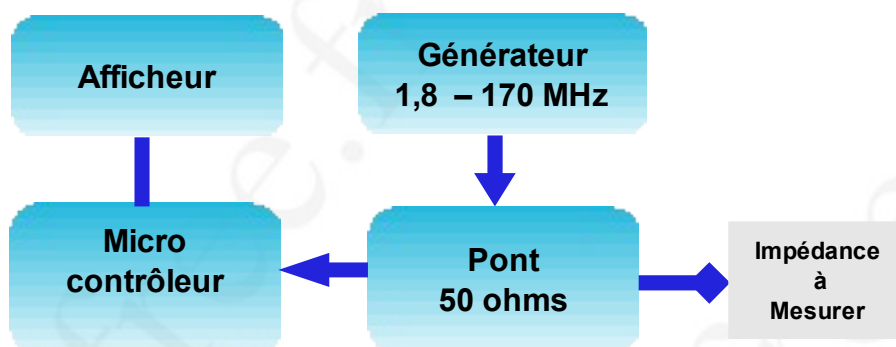
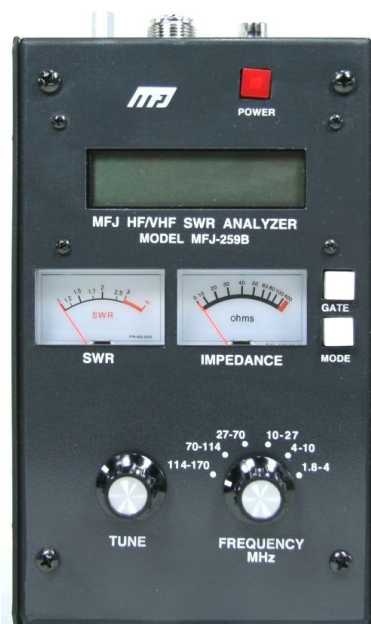


Analyseur de SWR HF / VHF MFJ-259B

Version provisoire 24 octobre 2009.

1 Introduction

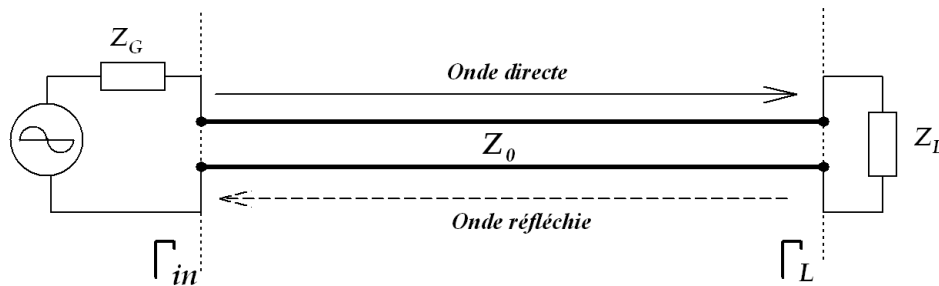
Le MFJ-259B est un appareil portable permettant d'effectuer des mesures de ROS (SWR) et d'impédances en HF et VHF. Il est composé d'un générateur HF fonctionnant de 1,8 à 170 MHz, d'un pont de mesure 50 ohms et d'un micro-contrôleur 8 bits. Il dispose également d'une fonction fréquencemètre.



Ce type d'appareil est particulièrement utile pour vérifier le fonctionnement d'un ensemble antenne et ligne de transmission. Il pourra également être utilisé pour la mise au point de circuits d'adaptation d'impédances.

Le but de ces quelques pages est de tenter d'expliquer le principe de fonctionnement de cet analyseur et de voir quelques cas possibles d'applications pratiques dans le cadre d'une utilisation dans le domaine **radioamateur**.

2 Adaptation d'impédance et coefficient de réflexion



On peut symboliser l'ensemble **émetteur radio**, **câble coaxial**, **antenne** par les 3 éléments suivants:

Un **générateur HF** d'impédance interne Z_G , une **ligne de transmission** d'impédance caractéristique Z_0 et une **charge** d'impédance Z_L .

Le signal HF se propage sous la forme d'une onde progressive du générateur vers la charge. Nous allons considérer que l'impédance Z_G du générateur est égale à Z_0 (impédance caractéristique de la ligne). Si l'impédance Z_L est différente de l'impédance Z_0 , il se produit un phénomène de **réflexion de puissance** au niveau de la charge. Dans ce cas on constate qu'une partie de la puissance directe retourne vers le générateur sous la forme d'une onde réfléchi.

Une mesure de la tension directe et de la tension réfléchi aux bornes de la charge permet de déterminer le **coefficient de réflexion** Γ_L (*Lettre grecque gamma*, indice *L* (*Load*) indiquant une mesure effectuée dans le "plan" de la charge). Le coefficient de réflexion est égal au rapport « amplitude complexe » **tension réfléchi** sur « amplitude complexe » **tension directe**.

$$\Gamma_L = \frac{V_{\text{Réfléchi}}}{V_{\text{Directe}}} = \rho \angle \Theta$$

Le coefficient de réflexion Γ_L s'exprime sous la forme d'un **nombre complexe** composé d'un **module** ρ (*amplitude*, lettre grecque *rhô*) et d'un **argument** Θ (*phase*, lettre grecque *thêta*). On démontre aussi que Γ_L peut être déterminé en fonction des valeurs de Z_L et de Z_0 :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

En HF on considère généralement que l'**impédance caractéristique** Z_0 de la ligne de transmission est purement réelle. C'est par exemple le cas pour du câble coaxial utilisé en émission ($Z_0 = 50$ ohms). En remplaçant Z_0 par 50 et ensuite Z_L par $R + jX$ on obtient :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - 50}{Z_L + 50} = \frac{(R + jX) - 50}{(R + jX) + 50}$$

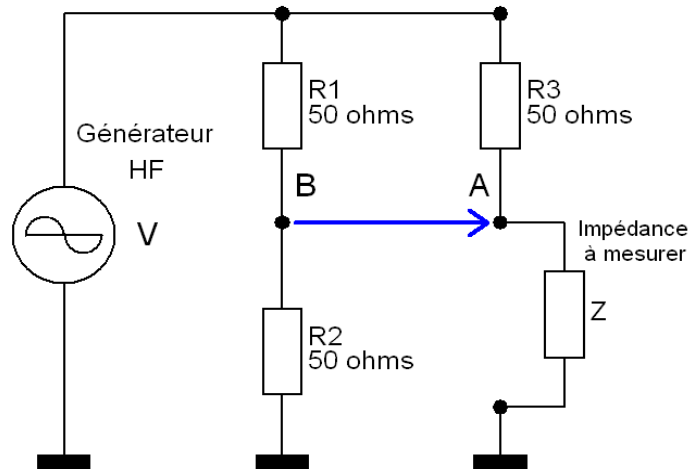
On peut maintenant exprimer le **module** (ρ) du coefficient de réflexion pour « une ligne 50 ohms » en fonction des composantes R et X de la charge :

$$\rho = |\Gamma_L| = \sqrt{\frac{(R - 50)^2 + X^2}{(R + 50)^2 + X^2}}$$

Pour des raisons pratiques on mesure souvent le coefficient de réflexion dans le plan correspondant à l'entrée de ligne de transmission et on obtient Γ_{in} . Si les pertes dans la ligne sont faibles le module de Γ_{in} sera pratiquement égal au module de Γ_L . Par contre les phases seront différentes, sauf dans le cas très particulier où la longueur électrique de la ligne est exactement un multiple d'une demi onde (et ceci pour une fréquence donnée). Si les longueurs de lignes ne sont pas multiples de $\lambda/2$ ou bien si les pertes de la ligne ne sont pas négligeables, la détermination de la valeur exacte de Γ_L (charge) à partir de la valeur mesurée Γ_{in} (entrée de ligne) nécessitera un calcul (*Abaque de Smith* ou *logiciel approprié*).

3 Pont de mesure et coefficient de réflexion

L'analyseur MFJ-259 B est basé sur un circuit de mesure d'impédances du type pont de Wheatstone :



La tension entre A et B est nulle quand le pont est équilibré c'est à dire quand Z est égale à une impédance **purement résistive** de 50 ohms. Si $Z=0$ (court-circuit) ou $Z=\infty$ (circuit ouvert) l'amplitude de la tension V_{AB} sera maximale et égale à $V/2$. On peut exprimer la tension entre A et B en fonction de Z :

$$V_{AB} = V_A - V_B = \frac{V \cdot Z}{Z + 50} - \frac{V}{2} = \frac{V}{2} \left(\frac{Z - 50}{Z + 50} \right) = V_B \left(\frac{Z - 50}{Z + 50} \right)$$

On constate que la tension entre A et B est directement proportionnelle à la quantité $\left(\frac{Z - 50}{Z + 50} \right)$. Cette quantité est équivalente à la définition d'un coefficient de réflexion Γ par rapport à 50 ohms (cf. § 2).

On peut alors écrire que $V_{AB} = V_B \cdot \Gamma$ et exprimer le coefficient de réflexion par $\Gamma = \frac{V_{AB}}{V_B}$

V_B étant **constante** (*tension directe*), Γ est directement proportionnel à V_{AB} (*tension réfléchie*). En pratique on mesure le module (c.-à-d. l'amplitude) ρ du coefficient de réflexion Γ à l'aide d'un détecteur placé entre les points A et B. La connaissance de ρ permet de calculer la valeur du **ROS** (Rapport d' Ondes Stationnaires) à partir de la relation suivante :

$$R.O.S = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

En cas de désadaptation d'impédances un phénomène d'ondes stationnaires apparaît **le long de la ligne** de transmission. Le ROS permet d'estimer l'amplitude de ces ondes stationnaires. Quand l'adaptation est parfaite $\rho = 0$ et ROS = 1 (pas de propagation d'ondes réfléchies donc pas de phénomène d'interférences provoquant des ondes stationnaires). Si la réflexion est totale $\rho = 1$ la valeur du ROS est alors infinie. Pour le MFJ-259B **le calcul du ROS est effectué par le micro-contrôleur** 8 bits ce qui nécessite au préalable une conversion analogique – numérique de l'amplitude des tensions mesurées.

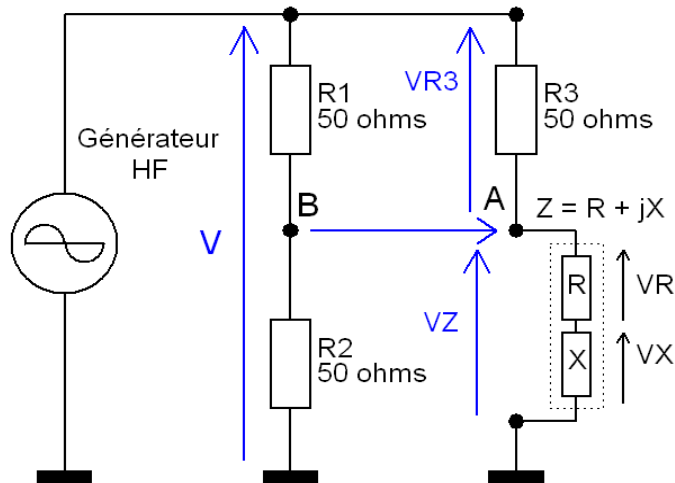
La valeur du ROS (SWR) est indiquée simultanément sur l'afficheur LCD et sur un microampèremètre. L'indication « analogique » sur microampèremètre est très pratique lors de la recherche d'une valeur minimale de ROS. A noter que le ROS (SWR) est parfois appelé TOS (*).

(* *Attention, une erreur TRÈS FRÉQUENTE (et tenace !)* dans la littérature radioamateur francophone consiste à définir le T.O.S (*Taux d' Ondes Stationnaires*) comme étant équivalent au module du coefficient de **Réflexion** « ρ » exprimé en % ce qui est bien évidemment **faux**. On trouve parfois « TOS = Pref / Pdir en % » ce qui est encore faux.

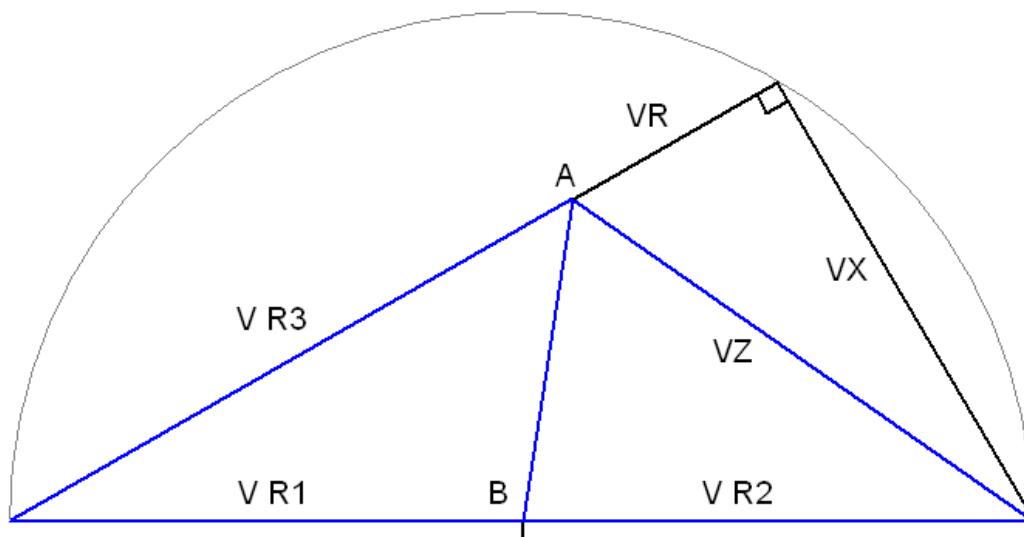
4 Mesure d'impédances

La mesure du coefficient de réflexion (et indirectement du ROS) est primordiale pour vérifier une adaptation d'impédance. La connaissance des valeurs d'impédances peut être très utile pour la mise au point d'antennes ou de divers circuits d'adaptations.

Le problème consiste à déterminer la valeur de l'impédance Z connectée sur la branche du pont correspondant à l'entrée de l'appareil. Le **schéma équivalent série** de l'impédance Z comporte une résistance R et une réactance X . En notation complexe on écrit $Z = R + jX$.



Un diagramme de Fresnel permet de représenter les relations entre les différentes tensions. La composante réactive VX sera toujours en **quadrature** de phase avec $VR3 + VR$. Les tensions indiquées par un trait bleu sont les tensions pouvant être mesurées **directement** au niveau du pont. Ces mesures s'effectuent à l'aide de détecteurs d'amplitude.



La notice du MFJ-259B ne donne aucune indication sur la méthode de calcul. Le schéma (*) de l'appareil permet d'établir que le système utilise un pont 50Ω et mesure 4 tensions correspondant à $V (= VR1+VR2)$, VAB , $VR3$ et VZ .

(*) non fourni, faire une recherche sur le « Web ». Voir aussi le manuel du MFJ-207.

On va donc **supposer** que l'appareil utilise ces tensions pour effectuer des calculs d'impédances. Si l'on se réfère au diagramme précédent, et en utilisant les propriétés du triangle rectangle, on peut aboutir à deux équations à deux inconnues et déterminer la valeur de la tension **VR** (donc de déterminer la valeur de **R**).

La tension **VZ** étant connue, nous pouvons déterminer la valeur de **Z**. Les valeurs **Z** et **R** étant maintenant connues, il est possible de calculer la réactance **X** :

$$Z^2 = R^2 + X^2 \quad \text{on en déduit que} \quad X = \sqrt{Z^2 - R^2}$$

A noter qu'avec ce système de mesure on ne peut pas savoir si la tension VX est en retard ou en avance de 90° par rapport à VR3 + VR (c.-à-d. par rapport au courant). Il est donc impossible de déterminer directement si la réactance **X** est capacitive ou inductive. En pratique un simple décalage de la fréquence de mesure permettra de déterminer le type de réactance.

Après traitement par le micro-contrôleur, le MFJ-259B indique sur l'afficheur LCD la valeur de l'impédance sous la forme **R** (résistance) et **X** (réactance).

Le module de l'impédance **Z** est indiqué en «analogique» sur le deuxième micro-ampèremètre de l'appareil. Cette indication permet de savoir "d'un coup d'œil" si l'on se situe dans un domaine d'impédances basses ou élevées.

Dans les menus du MFJ-259B il est possible d'avoir un affichage numérique de la valeur de **Z** et de l'angle **θ** (sans le signe !).

On peut supposer que l'angle **θ** est calculé à partir de la relation $\theta = \text{Arctg}\left(\frac{X}{R}\right)$

Précision des mesures

Au niveau du pont les différentes mesures de tensions sont effectuées à l'aide de détecteurs à diodes Schottky. On trouve ensuite un étage utilisant un ampli opérationnel et une diode afin de compenser les non linéarités du détecteur pour les faibles niveaux. Un deuxième « ampli. op. » assure la fonction de «buffer».

Les signaux subissent une conversion analogique numérique par le micro-contrôleur. On peut imaginer que toute la difficulté sera de réaliser rapidement des calculs à l'aide du micro-contrôleur 8 bits type PIC 16C73 et ceci de la manière la plus précise possible.

La notice de l'appareil nous indique les limitations de mesures :

Valeur maximale de ROS	: 25	(ce qui correspond à $\rho = 0,923$)
Valeur maximale de Z	: 650 ohms	
Valeur minimale de X	: 7 ohms	

5 Menu principal et mesures

5.1) Mesure du ROS et de l'impédance

C'est le mode par défaut à la mise sous tension de l'appareil. Prenons l'exemple d'une antenne pour la bande des 20 mètres reliée par un câble coaxial de 50 ohms. Nous obtenons :

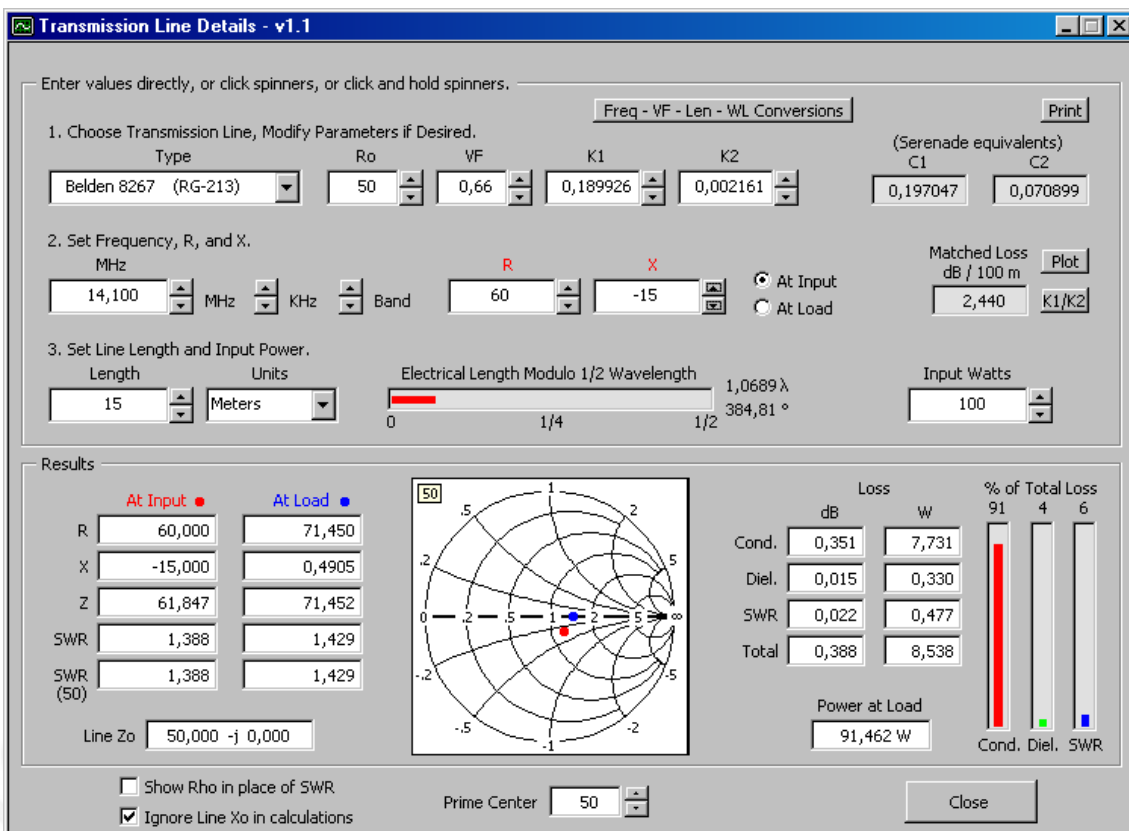
14.100 MHz 1.4
R= 60 X= 15 SWR

La valeur du SWR (ici 1,4 calculée par le micro-contrôleur) est également reportée sur l'indicateur analogique. L'impédance à l'entrée de la ligne est composée d'une partie résistive égale à 60 ohms et d'une réactance de 15 ohms. Le signe de la réactance n'est pas connu. Pour le connaître il suffit d'augmenter - légèrement - la fréquence. Si la réactance augmente il s'agit d'une inductance (signe plus) si elle diminue il s'agit d'une capacitance (signe moins). Dans notre cas X diminue quand on augmente la fréquence ; la réactance est capacitive donc $Z = 60 - j 15$ ohms.

Le microampèremètre «IMPEDANCE» indique une valeur de l'ordre de 60 ohms ce qui correspond au **module** de l'impédance complexe $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = 62 \Omega$. (Un appui sur la touche « GATE » permet d'afficher temporairement sur l'écran LCD la valeur de Z et de l'angle de phase θ).

Si l'on désire connaître l'impédance présente au **niveau de l'antenne** il faut connaître très exactement les caractéristiques du câble coaxial utilisé et **procéder à un calcul**. On peut utiliser, par exemple, le logiciel TLD (<http://www.ac6la.com>).

Dans notre cas , pour une longueur de 15 mètres de câble coaxial type RG-213 l'impédance au niveau de l'antenne est ici égale à $71 + j 0,5$ (valeurs arrondies).



5.2) Mesure d'un condensateur

Le MFJ-259B permet de mesurer des capacités de faibles valeurs dans le domaine des hautes fréquences. A l'aide de la touche **Mode** on sélectionne « Capacitance in pF » dans le menu.

Pour mémoire la réactance X_c présentée par un condensateur à une fréquence donnée est égale à :

$$X_c = \frac{1}{C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}$$

Si pour la fréquence f on mesure X_c , on obtient C par :

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_c} \quad C_{(pF)} = \frac{159155}{f_{(MHz)} \cdot X_c}$$

Dans le cas du MFJ-259B, qui utilise « un pont 50 ohms » (et une conversion analogique numérique 8 bits) il faudra que X_c soit comprise entre 7 et 650 ohms.

Exemple : mesure d'un condensateur à 10 MHz :

10.000 MHz 323
C= 49pF Xc

Le MFJ-259 mesure ici une réactance de 323 ohms ce qui correspond à 49 pF. La notice indique que la capacité parasite ramenée par le connecteur de sortie SO-239 est de 4,4 pF.

On peut estimer la capacité parasite du connecteur de sortie - ou de l'ensemble SO-239 + système de connexion - par une mesure « à vide » de capacité pour une fréquence où $X_c < 650$ ohms (par exemple vers 170 MHz).

Le condensateur mesuré marqué « 47 » présente donc une capacité de l'ordre de 45 pF (à 10 MHz).

(En VHF l'inductance parasite du système de connexion peut produire des résonances pouvant fausser la mesure).



5.3) Mesure d'une inductance

Le MFJ-259B permet de mesurer des inductances de faibles valeurs dans le domaine des hautes fréquences. A l'aide de la touche **Mode** on sélectionne « Inductance in μH » dans le menu.

La notice indique que la plage de mesure va de 100 nH à 60 μH . En fonction de la fréquence il faudra que la réactance X_L soit comprise entre 7 et 650 ohms.

Le principe est identique à la mesure d'un condensateur. Pour mémoire on détermine la réactance X_L d'une inductance par la relation suivante :

$$X_L = L \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

Si pour une fréquence f on mesure X_L , on obtient L par :

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad L_{(\mu H)} = \frac{X_L}{6,283 \cdot f_{(MHz)}}$$

Exemple de mesure :

14.000 MHz 18
L= 0.204 μH XL

(L'inductance parasite interne est de l'ordre d'une dizaine de nH)

5.4) Mesure des pertes d'un câble coaxial

Le MFJ-259B permet de mesurer les pertes d'un câble coaxial **50 ohms** dans le domaine HF et VHF. A l'aide de la touche **Mode** on sélectionne « Cable Loss » dans le menu.

Cette mesure nécessite que l'extrémité du câble coaxial 50 ohms soit en **circuit ouvert** ou en **court-circuit**. Dans les deux cas le module du coefficient de réflexion dans le plan de la charge est égal à **1** (réflexion totale). L'onde incidente étant entièrement réfléchie au niveau de la charge, la mesure du module du coefficient de réflexion **à l'entrée de la ligne** permet de déterminer le niveau d'onde réfléchie donc l'atténuation « aller retour » du signal.

On calcule alors facilement l'atténuation en transmission du câble coaxial par la relation suivante :

$$L_{C(dB)} = -10 \log \rho$$

Exemple : Atténuation à 144,500 MHz de 20 mètres de câble coaxial RG-213 (mesure: extrémité en court-circuit).

144.50 MHz
Coax Loss =1.7dB

N.B.: Les fabricants de câbles indiquent l'atténuation en dB / mètres pour une fréquence donnée et sur charge adaptée (paramètre «Matched loss»).

Exemple: câble coaxial RG-213 - 8,7 dB / 100 m à 150 MHz.

Amélioration de la précision des mesures :

Pour avoir une bonne précision de mesure il faut éviter que module du coefficient de réflexion ρ soit supérieur à 0,9. En pratique il faudra utiliser au moins une dizaine de mètres de câble coaxial 50 ohms. De la même manière il faudra éviter le cas où le coefficient de réflexion est trop faible.

En mode de mesure « avancé » du MFJ-259B (cf § 6.2) il est possible de lire **directement** la valeur de ρ . Il sera alors facile d'effectuer un calcul plus précis des pertes à l'aide d'une simple calculatrice scientifique comportant les logarithmes décimaux.

Toujours dans le but d'améliorer la précision on peut moyenner les résultats (moyenne géométrique) des deux mesures suivantes :

- 1) ρ_s = mesure avec charge court-circuit.
- 2) ρ_o = mesure avec charge circuit ouvert.

Calcul de l'atténuation : $L_{C(dB)} = -10 \log \sqrt{\rho_s \cdot \rho_o} = -5 \log (\rho_s \cdot \rho_o)$

6 Menu avancé et mesures

6.1) Mesure de la longueur d'un câble ou détection de défauts.

Le MFJ-259B permet de déterminer la longueur d'un câble ou bien la distance d'un défaut (circuit ouvert ou court-circuit). En mode avancé on sélectionne dans le menu « **Dist. to Fault in feet** ».

Cette mesure utilise les propriétés des lignes fonctionnant en multiples impairs de $\lambda/4$ ou en multiples de $\lambda/2$ (et ceci indépendamment de l'impédance caractéristique de la ligne testée).

La mesure en entrée de ligne s'effectue en 2 temps :

- 1) Recherche d'une fréquence F_1 (la plus basse) pour laquelle $Z \approx 0$ et $X = 0$.
- 2) Recherche de F_2 (première fréquence supérieure à F_1) pour laquelle $Z \approx 0$ et $X = 0$.

Le calcul de la longueur du câble en mètres - ou en pieds (*feet*) - s'obtient à l'aide des relations suivantes:

$$L_{(mètres)} = \frac{150}{F_2(MHz) - F_1(MHz)} \cdot Vf \qquad L_{(feet)} = \frac{492}{F_2(MHz) - F_1(MHz)} \cdot Vf$$

Le terme Vf correspond au coefficient de vélocité du câble coaxial.

Exemple pratique :

On désire mesurer la longueur d'un câble coaxial du type RG-213 (Vf = 0,66) dont l'extrémité est en circuit ouvert. On cherche la fréquence F_1 (la plus basse) pour laquelle $Z \approx 0$ (**lecture sur le micro-ampèremètre IMPEDANCE**) et $X=0$ (afficheur LCD). Durant cette recherche l'indication « 1st » clignote.

```
1.979MHz 1st
DTF      X= 0
```

La fréquence F_1 étant trouvée, on appuie sur la touche **GATE** et on augmente progressivement la fréquence (au besoin changer de gamme) de façon à trouver de nouveau une valeur pratiquement nulle pour Z (indicateur impédance) et X (afficheur LCD). Durant cette recherche l'indicateur « 2nd » clignote.

```
5.936MHz 2nd
DTF      X= 0
```

Quand F_2 a été déterminée on appuie sur la touche **GATE** pour lire le résultat (exprimé en pieds !).

```
Dist. to fault
124.0 ft x Vf
```

Dans notre cas, en tenant compte du coefficient de vélocité Vf et de la conversion pieds/mètres, la longueur du câble est de $124 \times 0,66 \times 0,3048 = 24,9$ mètres.

Ce système de mesure en « 2 temps » peut permettre également de déterminer le coefficient de vélocité Vf d'un câble dont on connaît la longueur physique.

Pour une mesure sur des lignes dont l'impédance caractéristique est différente de 50 ohms on cherchera des valeurs de Z les plus faibles possibles et $X = 0$.

6.2) Mesure en mode « Return Loss » et coefficient de réflexion

Une manière de caractériser l'adaptation d'impédance consiste à utiliser la notion de «Return Loss» (que l'on pourrait traduire par «pertes par réflexion»). Il s'agit de la différence exprimée en dB entre la puissance Directe et la puissance Réfléchie. Dans ce cas les puissances sont obligatoirement notées en dBW ou dBm (dB référencé par rapport au Watt ou au milliWatt) .

$$RL_{(dB)} = P_{Dir(dBW)} - P_{Réf(dBW)}$$

On peut aussi calculer RL (dB) par la relation suivante :

$$RL_{(dB)} = 10 \log \left(\frac{P_{Dir}}{P_{Réf}} \right)$$

La connaissance du coefficient de réflexion ρ permet également un calcul de RL(dB):

Exprimons ρ en fonction de $P_{Réfléchie}$ et $P_{Directe}$:

$$\rho = \sqrt{\frac{P_{Réf}}{P_{Dir}}}$$

$$RL_{(dB)} = 10 \log \left(\frac{P_{Dir}}{P_{Réf}} \right) = 20 \log \left(\frac{1}{\rho} \right) = -20 \log \rho$$

Le MFJ-259B utilise ρ pour calculer RL (dB). Plus la valeur de RL (dB) sera élevée meilleure sera l'adaptation d'impédance par rapport à 50 ohms.

Exemples:

RL=32 dB correspond à un SWR=1,05 ; RL= 6 dB correspond à SWR = 3.

La mesure ci-dessous nous indique que $\rho = 0,19$. Après calculs internes le MFJ-259B affiche le SWR (1,5) et RL (14 dB).

145.00	MHz	1.5
RL=14dB	$\rho=.19$	SWR

Un intérêt pratique de l'utilisation de RL (dB) est, entre autres, une facilité d'interprétation des mesures pour les valeurs faibles de ρ (donc de SWR).

6.3) Mesure en mode «Match efficiency»

On caractérise « l'efficacité de l'adaptation » en % de la puissance directe transmise à la charge. Ce calcul s'effectue facilement à partir de la mesure des puissances directes et réfléchies ou bien à partir du coefficient de réflexion exprimé en puissance (ρ^2).

$$P_{transm.(\%)} = 100 \cdot \left(\frac{P_{Dir} - P_{Ref}}{P_{Dir}} \right) = 100 \cdot (1 - \rho^2)$$

Exemple de mesure:

145.00	MHz	1.5
Match = 96%		SWR

Une notion proche est le « Mismatch Loss » (ML) que l'on exprime en dB :

$$ML_{(dB)} = 10 \log (1 - \rho^2)$$

En résumé nous avons à notre disposition plusieurs paramètres permettant de caractériser la « qualité » d'une adaptation d'impédance :

1. Le module du coefficient de réflexion (ρ) ; **c'est en fait ce que l'on mesure dans 99.9 % des cas.**
2. Le ROS que l'on **détermine** à partir de la mesure du module du coefficient de réflexion (ρ) et **que l'on affiche dans 99,9% des cas.** *Pour mémoire une véritable mesure d'ondes stationnaires (plus précisément quasi stationnaires si la réflexion n'est pas totale) nécessite en pratique une sonde de tension ou de courant que l'on déplace «physiquement» le long de la ligne de transmission.*
3. La valeur RL « Return Loss » (dB).
4. « Efficacité de l'adaptation » (*Match efficiency*) en %

ρ	R.O.S	RL(dB)	Match %	
0	1	∞	100	
0,025	1,05	32	99,9	
0,05	1,11	26	99,7	
0,10	1,22	20	99	
0,15	1,35	16,4	97,7	
0,20	1,50	14	96	
0,25	1,67	12	93,7	
0,30	1,86	10,4	91	
0,35	2,08	9,1	87,5	
0,40	2,33	7,9	84	
0,45	2,64	6,9	79,7	
0,50	3	6	75	
0,75	7	2,5	43,7	
1	∞	0	0	

6.4) Mode Impédance (*Impedance Z mag θ phase*)

Ce mode permet d'afficher sur l'écran LCD la valeur de l'impédance mesurée et l'angle de phase θ . La valeur de Z est également indiquée sur le microampèremètre IMPEDANCE.

50.000 MHz 1.5
Z= 74 θ = 0° SWR

N.B: Ce mode «impédance» est également disponible depuis le menu par défaut « Impédance R & X » en appuyant sur la touche « GATE ».

6.5) Mode recherche de résonance (*Resonance mode*)

Ce mode de fonctionnement est similaire au mode par défaut « Impédance R et X ». La seule différence se situe au niveau du microampèremètre IMPEDANCE qui n'indique plus la valeur de Z (module de l'impédance) mais la valeur de X (réactance de l'impédance). L'écran LCD indique la valeur de R et de X.

Dans le cas d'une mesure d'impédance (exemple: circuit accordé série), l'idée est de faciliter la recherche d'une fréquence de résonance ($X=0$) à l'aide d'une indication «analogique» de X sur le microampèremètre IMPEDANCE.

145.50 MHz 1.5
R= 66 [X= 16] SWR

La notice rappelle que ce mode (tout comme le mode impédance R & X) n'est pas approprié pour rechercher la fréquence de résonance propre d'une antenne reliée par une ligne de transmission. En pratique si l'on trouve une fréquence correspondant à $X = 0$ il s'agira vraisemblablement de la résonance de l'ensemble antenne + ligne de transmission.

7 Récapitulatif des modes de fonctionnement

(MFJ-259B Ver. 4.35 2004)

Menu mode principal	Afficheur LCD	Microampèremètre IMPEDANCE
IMPEDANCE R & X	Fréq., R , X , SWR	Z
Coax Loss	Fréq., Coax Loss dB	-
Capacitance in pF	Fréq., C (pF) , Xc	Xc
Inductance in μ H	Fréq., L (μ H) , XL	XL
Freq. Counter	Fréquence, Gate	-
Menu mode avancé		
Impedance Z = mag. θ = phase	Fréq., Z , θ , SWR	Z
Return loss & Reflection coeff.	Fréq., RL (dB) , ρ , SWR	Z
Dist. to fault in feet	Fréq. , X Dist. to fault (feet)	Z
Resonance mode tune for X=0	Fréq. , R , X , SWR	X
Match efficiency	Fréq., Match(%), SWR	Z

N.B:

- L'indication SWR sur microampèremètre est active dans tous les menus sauf « Freq Counter ».
- Le mode « avancé » s'obtient en appuyant simultanément sur les touches « GATE » et « MODE » jusqu'à l'affichage de l'indication « Advanced ». Le retour en mode normal s'effectue de la même manière jusqu'à l'affichage de l'indication « Main ».
- Le mode fréquencemètre ne fonctionne qu'à partir de 1 MHz. La fenêtre d'acquisition de mesure (Gate) est de 0,1 sec. ou de 1 sec. pour plus de précision.

Précautions :

L'entrée de l'appareil est directement reliée au pont de mesure. Attention de ne pas injecter des signaux sur cette entrée (risque de destruction rapide des détecteurs). Dans le cas de mesures d'antennes faire attention aux charges électrostatiques pouvant être présentes.

Entrée fréquencemètre : Ne pas dépasser une amplitude de 2V crête et ne pas injecter de signaux comportant une composante continue.

8 Exemples de mesures

8.1) Réglage d'une antenne demi-onde

A la résonance une antenne demi-onde présente une impédance **théorique** de $72 + j 0$. En **pratique** cette valeur dépend très fortement de la hauteur de l'antenne par rapport au sol, de la nature du sol, du type et du diamètre des conducteurs utilisés pour les brins rayonnants et de l'environnement (arbres, constructions).

L'alimentation de l'antenne s'effectue généralement à l'aide d'un câble coaxial d'impédance caractéristique 50 ohms. Le réglage de l'antenne consistera à rechercher un ROS (SWR) minimum ($< 1,5$) en entrée de ligne en intervenant uniquement sur la longueur des brins. Une fréquence trop basse indique que l'antenne est trop longue et inversement.

En fonction des pertes dans le câble coaxial le ROS mesuré en entrée de ligne est plus faible que la valeur du ROS au niveau de l'antenne. L'impédance mesurée en entrée de ligne est fonction de l'impédance présente au niveau de l'antenne et de la longueur de la ligne de transmission ; on détermine exactement la valeur de l'impédance présente au niveau de l'antenne par calculs (cf § 5.1). La fréquence pour laquelle le ROS est minimum correspond généralement à la fréquence de résonance de l'antenne (pour autant que l'impédance de l'antenne à la résonance ne soit pas trop éloignée de l'impédance caractéristique de la ligne).

8.2) Réglage d'une antenne verticale quart d'onde

A la résonance une antenne quart d'onde présente une impédance théorique de $36 + j 0$ (plan de sol parfait). Un plan de sol « imparfait » se traduit par une valeur d'impédance à la résonance plus élevée dont une partie correspond à des pertes. Une antenne $\frac{1}{4}$ d'onde verticale HF installée au raz du sol nécessite une centaine de radians ($0,1 \lambda$) afin d'avoir un rendement proche de 90 %. Dans le cas d'une antenne **VHF** $\frac{1}{4}$ d'onde fixée au centre d'un toit métallique d'un véhicule, on considèrera que le « plan de sol » est pratiquement idéal (ce qui n'est pas le cas en HF !).

L'alimentation directe par un câble coaxial de 50 ohms d'une antenne quart d'onde présentant une impédance de 36 ohms à la résonance se traduit par un ROS de 1,4. Dans ce dernier cas le ROS peut éventuellement être diminué à l'aide d'un circuit d'adaptation d'impédance (à faibles pertes !) situé à la base de l'antenne.

On considère qu'une antenne verticale quart d'onde installée en hauteur et munie d'au moins deux radians accordés en $\frac{1}{4}$ d'onde (inclinaison minimum 30°) permet d'obtenir une impédance de 50 ohms à la résonance et un rendement proche de 90%.

8.3) Détermination rapide de la longueur ou du coefficient de vélocité d'un câble coaxial

Mode par défaut : impédance R & X.

Une extrémité du câble étant en circuit ouvert, on recherche la fréquence la plus basse pour laquelle on obtient une résonance en $\lambda/4$ (R la plus faible possible et $X = 0$ - l'indicateur analogique IMPEDANCE passe également par un minimum) .

En supposant que Vf (coefficient de vélocité du câble) soit connu :

$$L_{(\text{mètres})} = \frac{75}{F_{(\text{MHz})}} \cdot Vf$$

Si la longueur « physique » du câble est connue on détermine le coefficient de vélocité Vf par :

$$Vf = \frac{L_{(\text{mètres})} \cdot F_{(\text{MHz})}}{75}$$

8.4) Réglage d'une ligne en fonctionnement ½ onde

Mode par défaut : impédance R & X.

Les mesures de l'exemple précédent (cf 8.3) étaient basées sur un fonctionnement en ¼ d'onde de la ligne (extrémité en circuit ouvert et recherche de Z=0 et X=0). On peut rechercher la fréquence de fonctionnement en ½ onde en plaçant une charge de 50 ohms en parallèle sur l'entrée de l'appareil de mesure (ex.: « T coaxial » et charge de 50 ohms non réactive).

L'extrémité de la ligne étant en circuit ouvert, on recherche la fréquence la plus basse correspondant au fonctionnement en ½ onde. Cette fréquence sera obtenue lorsque le SWR = 1 c'est à dire quand R ≈ 50 et X = 0. On peut facilement déterminer la longueur de la ligne avec la relation suivante:

$$L_{(\text{mètres})} = \frac{150}{F_{(\text{MHz})}} \cdot Vf$$

8.5) Détermination de l'impédance caractéristique d'un câble coaxial

Mode par défaut : impédance R & X.

Une extrémité du câble étant en circuit ouvert, on recherche la fréquence la plus basse pour laquelle on obtient une résonance en λ/4 (R la plus faible possible et X = 0 - l'indicateur analogique IMPEDANCE passe également par un minimum).

On connecte ensuite une charge de 50 ohms à l'extrémité du câble et on relève la nouvelle valeur de R (la valeur de X doit rester proche de 0). L'impédance caractéristique du câble est égale à :

$$Z_{\text{câble}} = \sqrt{R \cdot 50}$$

8.6) Mesure d'impédances sur lignes de transmission symétriques

Le circuit de mesure du MFJ-259B possède une sortie asymétrique. La mesure d'impédances symétriques est possible mais nécessite d'alimenter l'appareil sur **batteries internes**.

Les lignes symétriques devront être déployées et éloignées du sol et de toutes masses métalliques.

L'impédance des lignes symétriques courantes étant généralement différentes de 50 ohms, les indications de SWR de l'appareil ne sont plus valides. Seules les valeurs d'impédances pourront être exploitées sous la forme $Z = R + j X$ (Pour rappel la plage de mesure du module de Z se situe entre 7 et 650 ohms).

Les mesures de longueur, de coefficient de vélocité et d'impédance caractéristique peuvent s'appliquer aux lignes symétriques.

8.7) Réglages d'une boîte d'accord manuelle

Une application intéressante est le pré-réglage de boîte d'accord manuelle. Pour cette mesure on connecte le MFJ-259B en lieu et place de l'émetteur. Pour une fréquence donnée on recherche un réglage de la boîte d'accord permettant d'obtenir une valeur de ROS(SWR) = 1 ce qui correspond à une impédance proche de 50 + j 0.

Attention ! dans ce genre de manipulation il est fortement déconseillé d'utiliser un commutateur coaxial entre l'émetteur et l'appareil de mesure. Une mauvaise isolation entre les entrées du commutateur coaxial peut provoquer une destruction rapide des détecteurs du MFJ-259B.