

## Le ROS-mètre HF, thème et variations

Robert BERRANGER, F5NB.

*Dans un précédent article publié dans Radio-REF de mars 2003 (Fonctionnement du ROSmètre HF), j'ai décrit le fonctionnement du ROS-mètre. Dans celui-ci, je décrirai quelques réalisations, principalement pour la HF. Pour une bonne compréhension par un lecteur non initié, je recommande vivement l'étude du premier article, jusqu'à assimilation du fonctionnement du ROSmètre.*

### Thème.

Sans refaire l'article déjà cité, je rappellerai les équations fondamentales du ROS-mètre dans le tableau 1 ci-dessous.

**TABLEAU-1 : Equations fondamentales du ROS-mètre**

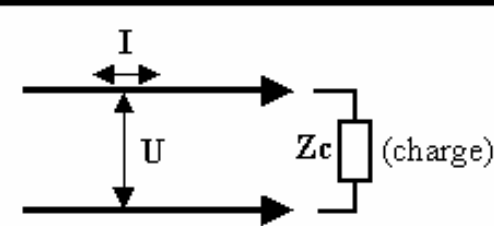
 <p><b>Ligne de transmission</b></p>	<p>Sonde de courant : <math>\vec{I}_1 = \frac{\vec{I}}{k_1}</math></p> <p>Sonde de tension : <math>\vec{U}_1 = \frac{\vec{U}}{k_2}</math></p> <p><math>\vec{U}_2 = \vec{I}_1 \times R = \frac{R \cdot \vec{I}}{k_1}</math></p> <p><math>\vec{V}_i = \vec{U}_1 + \vec{U}_2</math></p> <p><math>\vec{V}_i = \frac{\vec{U}}{k_2} + \frac{R \cdot \vec{I}}{k_1}</math></p> <p><math>\vec{V}_r = \vec{U}_1 - \vec{U}_2</math> ou <math>\vec{U}_1 + \vec{U}_2</math> ou <math>\vec{U}_1 + \vec{U}_2</math> ou...</p> <p><math>\vec{V}_r = \frac{\vec{U}}{k_2} - \frac{R \cdot \vec{I}}{k_1}</math> ou <math>\frac{\vec{U}}{k_2} + \frac{R \cdot \vec{I}}{k_1}</math> ou...</p>									
<table border="1" style="margin: auto;"> <tr> <td>Variation de <math>k_n</math></td> <td style="text-align: center;">↗</td> <td style="text-align: center;">↘</td> </tr> <tr> <td>Sensibilité</td> <td style="text-align: center;">↘</td> <td style="text-align: center;">↗</td> </tr> <tr> <td>Précision</td> <td style="text-align: center;">↗</td> <td style="text-align: center;">↘</td> </tr> </table>	Variation de $k_n$	↗	↘	Sensibilité	↘	↗	Précision	↗	↘	
Variation de $k_n$	↗	↘								
Sensibilité	↘	↗								
Précision	↗	↘								
<p>Impédance nominale <math>Z_o = \frac{k_1}{k_2} \cdot R</math></p> <p>Coefficient de réflexion = <math>\frac{ \vec{V}_r }{ \vec{V}_i }</math></p> <p>Rapport d'onde stationnaire (ROS) = <math>\frac{ \vec{V}_i  +  \vec{V}_r }{ \vec{V}_i  -  \vec{V}_r }</math></p> <p>Puissance transmise = <math>K \times (V_i^2 - V_r^2) = U \times I \times \cos(\varphi)</math></p>	<p>Si <math>R = Z_o</math>, alors <math>k_1 = k_2</math></p>									

Tableau 1

N-B : Si, au lieu de prendre une résistance pure R, et mesurer  $[V_r / V_i]$ , on remplace R par une valeur complexe pour obtenir  $[V_r = 0]$ , alors cette valeur complexe est l'image de

*l'impédance de charge  $Z_c$  (c'est à dire représentative de  $Z_c$  à des constantes près). Nous aurons réalisé un Impédancemètre.*

## Variations

### Variation N°1 : Le ROS-mètre apériodique.

Le schéma fondamental du coupleur se trouve sur la figure 1.

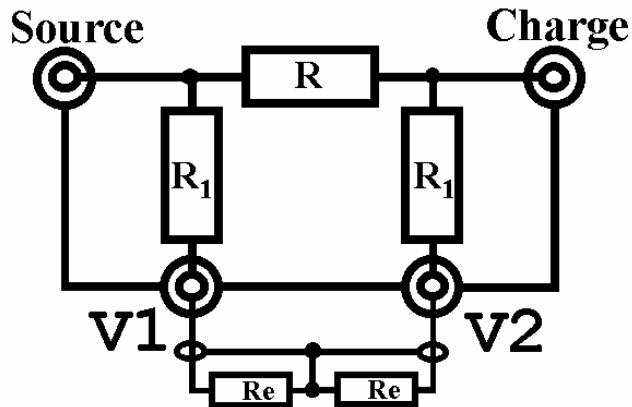


Figure 1

On ne peut pas faire plus simple. Nous n'avons que deux sondes de tension.

R doit être faible devant  $Z_0$  pour ne pas apporter d'atténuation à la ligne et ne pas trop consommer. Une valeur de R comprise entre  $Z_0/50$  et  $Z_0/100$  est acceptable en émission.

$R_e$  représente l'impédance d'entrée de chaque voie de l'appareil de mesure et des lignes de liaison qui doivent être de longueurs égales.

En prenant pour  $R_1+R_e$  une valeur égale à  $[2 \times Z_0 \times (Z_0/R)]$ , le système n'apportera aucune désadaptation (si minime soit-elle).

La comparaison en amplitude et en phase des tensions  $V_1$  et  $V_2$  permet de calculer, non seulement un ROS, mais aussi l'impédance exacte de la charge. Si l'on se contente du ROS, un simple ampli opérationnel suffit pour mesurer  $V_i$  et  $V_r$ .

Soit le schéma de la figure 2.

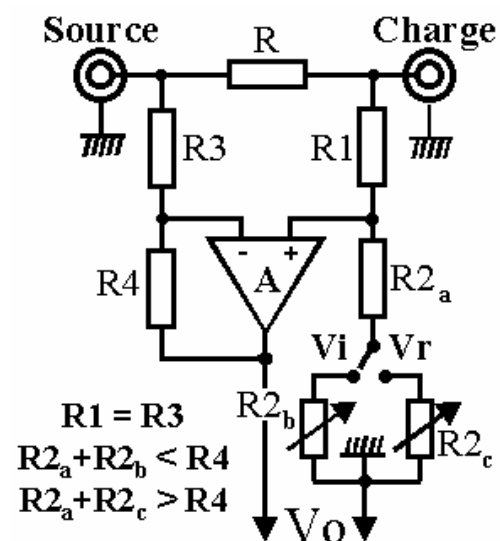


Figure 2

$R = 1\Omega$  2w,  $R_1 = R_3 = 4,7k\Omega$  1w,  $R_4 = 470\Omega$ ,  $R_{2a} = 430\Omega$ ,  $R_{2b} =$  ajustable  $47\Omega$ ,  $R_{2c} =$  ajustable  $100\Omega$ .  $P_{max} = 100$  watts en transmission.

A = Ampli OPérationnel AD847 "Analog-Devices".

L'alimentation de l'AOP se fait en  $\pm 15v$ .

La bande passante s'étend du continu jusqu'à la fréquence maxi permise par l'AOP. Avec un AD847, on a encore une bonne précision à 3,5 MHz. Avec les AOP actuels qui fonctionnent à plusieurs centaines de MHz en gain unité, et avec des condensateurs de compensation en parallèle sur les résistances, on devrait pouvoir couvrir toute la bande HF.

Principe de fonctionnement :

Si  $R_2$  était égale à  $R_4$ , nous aurions une annulation du mode commun, et  $V_o$  serait proportionnelle à la tension différentielle aux bornes de  $R$ , donc au courant dans la charge.

En modifiant  $R_2$ , on introduit un gain en mode commun qui entraîne que  $V_o$  est aussi représentative de la tension aux bornes de la charge. En ajustant les gains de l'AOP pour les deux modes, on fait en sorte que les deux tensions s'annulent à la sortie pour la position  $V_r$  et naturellement, elles s'ajoutent pour la position  $V_i$ . Cet équilibre ne se conservera que si la charge est égale à l'impédance de charge nominale avec laquelle on a ajusté  $R_2$  pour avoir  $V_r=0$ .

Etalonnage :

Connecter une charge nominale à la sortie. Se mettre sur la position "Vr" et régler  $R_{2c}$  pour avoir une tension  $V_o$  nulle. Ensuite, se mettre sur la position "Vi" et inverser le branchement E/S du coupleur. Alors régler  $R_{2b}$  pour avoir  $V_o$  nulle. Enfin, rebrancher le coupleur dans le bon sens.

La photo de la figure 3 donne une idée de réalisation.

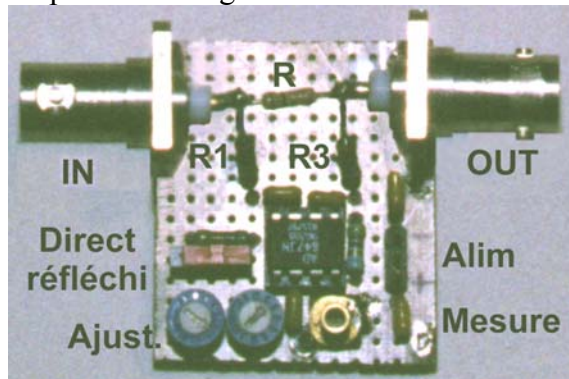


Figure 3

Sur celle-ci, pour augmenter la sensibilité,  $R_1$  et  $R_3$  ont été ramenées à  $470\Omega$ . En faisant l'étalonnage à 7 MHz, on a encore une directivité de 25 dB.

Pour la lecture de  $V_o$ , on peut utiliser un voltmètre HF (oscilloscope avec sonde X10 par exemple), ou un détecteur et un micro-ampèremètre comme sur la figure 4.

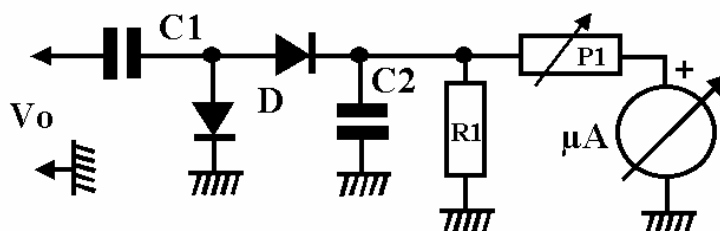


Figure 4

On peut prendre :  $C1 = 10\text{nF}$ ,  $C2 = 220\text{nF}$  en // avec  $1\text{nF}$ .  $D$  = diodes Schottky de détection ou au germanium.  $R1 = 10\text{k}\Omega$  et  $P1 = 47\text{k}\Omega$ .  $\mu\text{A} = 50$  ou  $100 \mu\text{A}$ .

Mesure du ROS :

- Se mettre sur " $V_i$ " et ajuster  $P1$  pour la pleine échelle.
  - Passer sur " $V_r$ ". La lecture donne le coefficient de réflexion en % de la pleine échelle.
- On peut graduer le micro-ampèremètre directement en ROS (voir formule dans le tableau 1).  
 N-B : Si l'appareil est trop sensible, on peut remplacer  $R1$  par un potentiomètre LOG de  $10\text{k}\Omega$  et brancher le micro-ampèremètre sur le curseur.

### Variation N°2, ROS-mètre avec transfo et résistance.

(Voir en annexe 1 la méthode pour concevoir un transfo de courant en HF).

Le schéma fondamental du coupleur se trouve sur la figure 5.

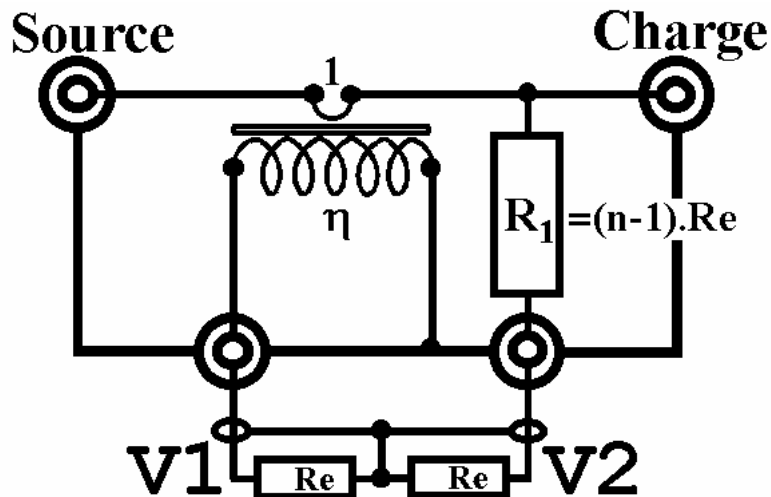


Figure 5

Le transfo réalise une sonde de courant et la résistance une sonde de tension.

Le coupleur n'est pas équilibré. En effet, si  $R_e = Z_0$ , l'impédance série ramenée par le transfo est de  $[Z_0/n^2]$  alors que l'impédance parallèle est de  $[n.Z_0]$ . Par ailleurs,  $R1$  dissipe une puissance non négligeable.

Si l'on donne à la voie ( $V1$ ) une atténuation égale à  $(n)$  fois (atténuateur d'impédance caractéristique  $R_e$ ), alors  $R1 = (n^2-1) \times Z_0$ . Et le coupleur devient équilibré (voir une réalisation dans l'annexe 2).

En additionnant  $V1$  et  $V2$ , on obtient  $V_i$  et en les soustrayant, on obtient  $V_r$ . Ceci peut être fait avec un oscilloscope 2 voies, d'impédance d'entrée  $R_e$ , avec un inverseur de phase de  $180^\circ$  sur au moins une voie (gain  $+/-$ ) et une possibilité d'additionner les deux voies.

N-B : les deux liaisons coaxiales à l'oscilloscope devront avoir une impédance  $R_e$  et être strictement de la même longueur.

On peut aussi utiliser un ampli opérationnel connecté au ras du coupleur, conformément au schéma de la figure 6.

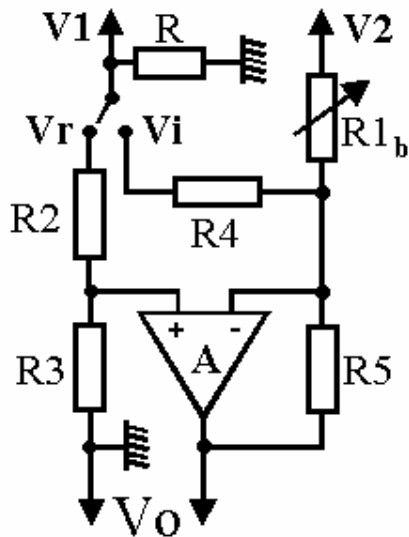


Figure 6

*Grosso modo*, si  $R = 1,1 \times Z_0$ ,  $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = n \times Z_0$ .  $R_1 + R_{1b} = n^2 \times Z_0$ . En pratique, prendre  $n = 10$ . la résistance  $R$  dissipera alors  $1/100^{\text{ème}}$  de la puissance transmise. L'étalonnage s'effectue en ajustant  $R_{1b}$  pour avoir une tension  $V_0$  nulle sur la position "Vr", avec une charge égale à l'impédance nominale.

Pour la lecture de  $V_0$ , on peut utiliser le détecteur de la figure 4.

N-B : Ce ROS-mètre est un exercice de style et ne présente pas d'intérêt en émission.

### Variation N°3, ROS-mètre avec transfo seul et sondes d'oscilloscope.

Cette variante est une simplification de la précédente. Elle a un intérêt pour la démonstration du fonctionnement du ROS-mètre. Elle peut être rapidement mise en œuvre dans un Radio-club qui dispose d'un oscilloscope approprié.

Le schéma se trouve sur la figure 7.

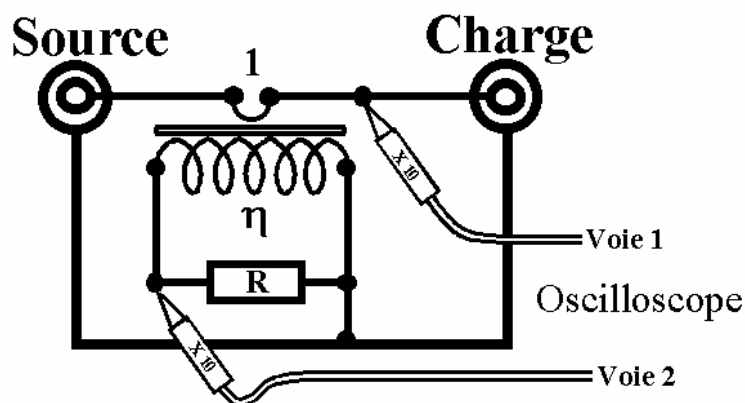


Figure 7

Le rapport du transfo et la valeur de la résistance ne sont pas critiques. On peut par exemple prendre  $n=14$  et  $R=100\Omega$  (cas essayé au labo).

L'oscilloscope doit disposer de 2 voies, avec un inverseur de phase de  $180^\circ$  sur au moins une voie (gain +/-) et une possibilité d'additionner les deux voies. Naturellement sa bande passante doit être supérieure à la fréquence de mesure.

Etalonnage :

- On suppose les sondes identiques et étalonnées selon la méthode préconisée par le constructeur.
- Brancher le coupleur entre une source et une charge nominale.
- Régler le gain des deux voies pour avoir deux signaux d'amplitudes égales.
- Additionner les deux voies.
- Le cas échéant, inverser une voie pour avoir un signal minimum.
- Ajuster finement le gain d'une des voies pour annuler le signal.  
N-B : Si le signal ne s'annule pas totalement, on peut dérégler une sonde en compensant avec le gain de la voie. Mais alors, il faudra reprendre cet ajustage à chaque changement de fréquence.
- Nous mesurons  $V_r$ .
- En inversant l'une des voies, nous mesurons  $V_i$ .

La valeur absolue du signal n'a aucune importance, seul le rapport entre  $V_r$  et  $V_i$  (en divisions du graticule) nous intéresse pour calculer un ROS.

Par exemple, si  $V_r$  est égale au quart de  $V_i$ , alors le coefficient de réflexion est égal à 0,25 et le ROS est égal à  $(1+0,25) / (1-0,25)$ , soit un ROS de 1,67.

N-B : Si l'oscilloscope ne dispose pas d'inversion de gain, on peut utiliser un inverseur  $V_i/V_r$  au secondaire du transfo comme indiqué dans la variante suivante (figure 8).

#### Variation N°4, ROS-mètre avec transfo et diviseur capacitif.

Voir sur la figure 8 le principe de base. Cela commence à ressembler à quelque chose de connu.

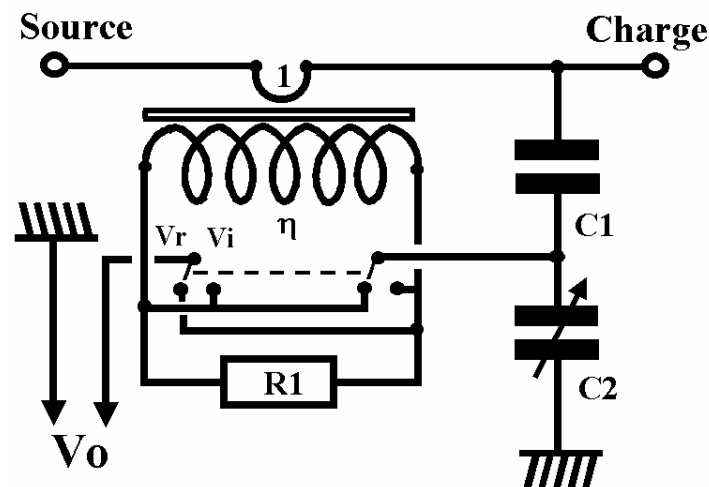


Figure 8

Le transfo réalise une sonde de courant, et le diviseur capacitif, une sonde de tension.

La tension aux bornes de  $C_2$  est mise en série avec celle aux bornes du secondaire du transfo de courant chargé par  $R_1$ . Par construction, ces tensions sont égales quand la charge est égale à l'impédance nominale. Elles sont en phase pour  $V_i$  et en opposition pour  $V_r$ . Noter qu'un diviseur capacitif a un rapport constant en fonction de la fréquence et ne provoque pas de déphasage. Seule son impédance change.

Le coupleur n'est pas équilibré, et par ailleurs, le pont capacitif apporte une charge réactive devenant non négligeable pour les fréquences élevées.

La lecture de  $V_0$  doit se faire à haute impédance, mais l'ensemble est suffisamment sensible pour envisager d'y connecter un simple détecteur débitant dans un micro-ampèremètre. Nous avons alors un ROS-mètre entièrement passif et autonome.

Nous pouvons utiliser le détecteur de la figure 4.

Le reproche que l'on peut faire à ce type de coupleur, réside dans l'inverseur double qui commute la HF. Aussi, on le supprime en dotant le transfo de courant de deux secondaires. Et nous arrivons à la variante universellement connue :

**Variation N°5, ROS-mètre avec transfo double et diviseur capacitif.**

Nous avons sur la figure 9 le schéma complet avec les détecteurs.

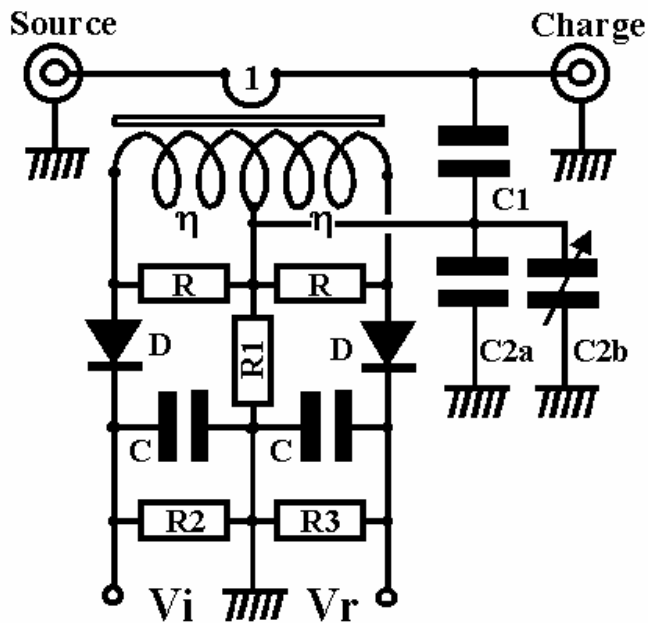


Figure 9

L'étalonnage est fait en ajustant C2b pour un minimum de Vr quand la charge est nominale. R1 doit être grande devant la réactance de C2. Elle peut être remplacée par une self de choc.

R2 et R3 doivent être très grandes devant R.

La lecture de Vi et Vr peut être faite avec un simple microampèremètre et un potentiomètre en série pour ajuster Vi à la pleine échelle, comme sur la figure 10.

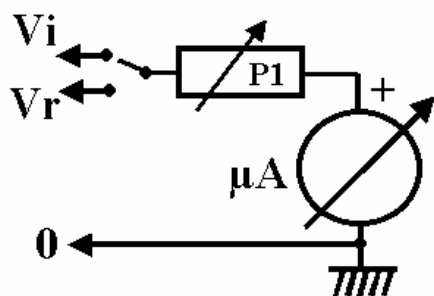


Figure 10

**Variation N°6, ROS-mètre avec transfo de courant et transfo de tension.**

Nous avons sur la figure 11 le schéma de principe complet, avec les détecteurs.

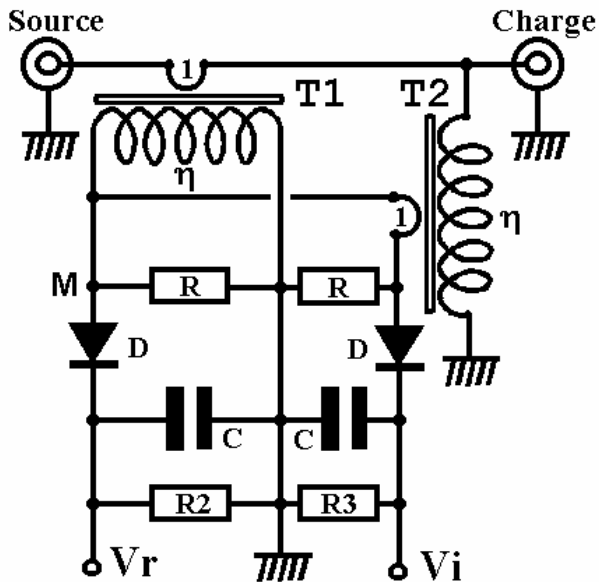


Figure 11

Fonctionnement :

T2 est un transformateur abaisseur de tension (en parallèle sur la charge), et T1 un transformateur abaisseur de courant (en série avec la charge). Pour la charge nominale, le courant généré par T2 débitant dans R et traversant T1 est en opposition de phase avec celui de la charge et est égal à  $I/n$ . Dans ce cas l'induction dans T1 est nulle et il n'y a pas de tension à ses bornes. Donc  $V_r = 0$  (M = masse virtuelle), et T1 ne consommera aucune puissance. Pour une autre charge, le rapport  $V/I$  change et/ou un déphasage apparaît entre V et I, l'équilibre des sources de courants ne se fait plus dans T1. Alors  $V_r$  ne sera plus nulle et le transfo T1 consommera ou restituera de l'énergie à la ligne suivant la nature de la désadaptation. Si  $T2 = T1$ , alors  $R = \text{impédance nominale}$ .  $R2 = R3 \gg R$ .

### Variation N°7, ROS-mètre avec coupleur à ligne.

Nous avons le principe de base sur la figure 12. Il diffère quelque peu du schéma habituel, mais il fonctionne. Comme vous pouvez le voir, on ne peut pas faire plus simple.

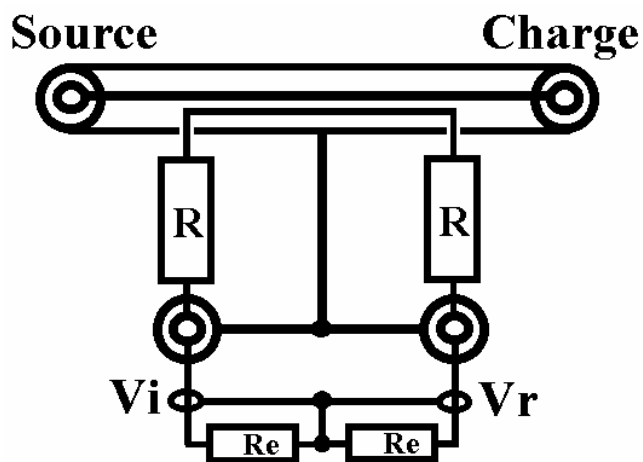


Figure 12



La longueur électrique de la ligne doit être faible devant la longueur d'onde correspondant à la fréquence la plus élevée à transmettre.  $\lambda/20$  semble être un bon compromis. L'impédance caractéristique de la ligne principale doit être égale à  $Z_0$ , bien qu'elle soit modifiée par la ligne de couplage.

Sans compensation, la sensibilité est directement proportionnelle à la fréquence, c'est à dire qu'elle varie de 6dB par octave.

La valeur  $[R+Re]$  qui réalise l'équilibrage est fonction des caractéristiques mécaniques du coupleur. Elle tourne autour de  $100\Omega$  pour  $Z_0 = 50\Omega$  et une ligne de couplage le long de la gaine.

Nous avons une réalisation sur la photo de la figure 13. Testé entre 20 et 50 MHz, le système a une directivité meilleure que 30 dB.

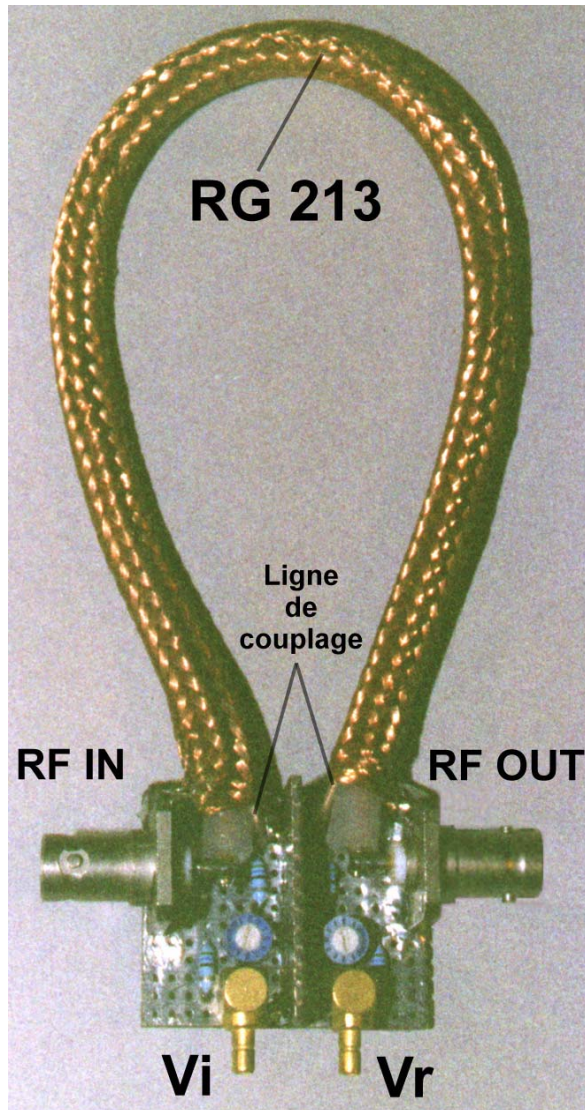


Figure 13

En pratique, pour une utilisation en émission, on peut ajouter les mêmes détecteurs que dans la version 6, mais la sensibilité sera médiocre. Aussi on préférera le schéma de la figure 14 qui comprend des détecteurs à haute impédance. Les condensateurs ajustables C1 et C2 permettent une compensation en fréquence.  $R_2 = R_3 \gg R$ .

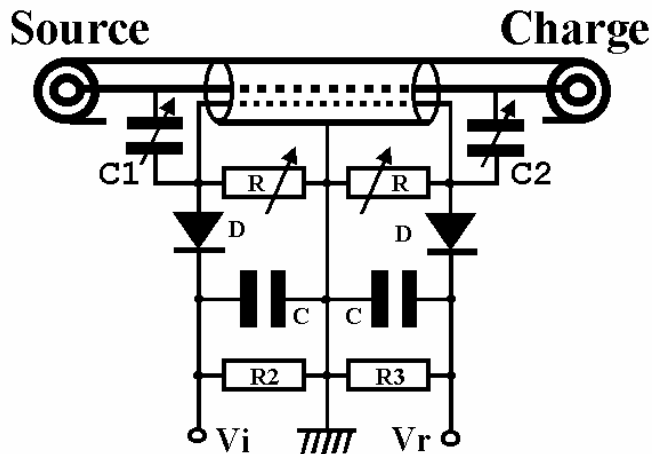


Figure 14

Cette septième variation terminera mon article. Mais rien ne vous empêche d'en imaginer d'autres et de nous en faire profiter en les publiant.

F5NB.

### Annexe 1 : Le transfo de courant à tore.

Le transfo de courant est un transfo dont le primaire est constitué d'une seule spire et le secondaire de n spires, chargé par une résistance R (transfo abaisseur de courant de rapport n).

- Détermination de la self du secondaire : sa réactance doit être au minimum égale à 10 fois la valeur de R pour la fréquence la plus basse à mesurer.
- Détermination du rapport n : il est choisi de façon qu'un minimum de puissance soit pris au circuit sous mesure, tout en conservant une bonne sensibilité. Pour une puissance de 100W maxi, 1% est une valeur standard.

La meilleure explication se fera par un exemple (cas d'école) :

Soit à calculer un transfo de courant pour un ROSmètre avec une puissance transmise de 100W, une impédance de ligne de 50Ω, et une bande de fréquence comprise entre 3,5 et 30 MHz.

Nous prendrons un rapport n de 14, et avec une résistance de charge de 100Ω, nous aurons une dissipation maxi de :

$$\frac{100}{14^2} \times \frac{100}{50} = 1 \text{ W}$$

La self mini devra être égale à  $L = 10R / \omega$ , (Fmin), soit :

$$\frac{10 \times 100}{2 \times 3,14 \times 3,5 \times 10^6} = 45,4 \text{ } \mu\text{H}$$

Ceci nous donne une inductance spécifique (AL) de :  $45400 / (14)^2 = 232 \text{ nH}$ .

Il ne nous reste plus qu'à trouver un tore ayant un AL supérieur à 232 nH, n'ayant pas trop de pertes à la fréquence maxi et n'apportant pas de déphasage (début de saturation) à la fréquence mini.

Nous pourrions prendre un tore de 10x6x4mm (D,d,e, section = 8mm<sup>2</sup>), avec un μ de 500 à 2000, ce qui nous donne un AL de 250 à 1000nH environ.

Avec les valeurs que nous avons prises, le ROSmètre devrait fonctionner correctement pour une puissance de 100W. Si pour une puissance de 400W le tore commence à saturer, il suffit de le charger par  $50\Omega$  (ou moins) au lieu de  $100\Omega$ . La sensibilité est alors divisée par deux. La fréquence de coupure haute sera fonction des pertes dans la ferrite et de la self de fuite, directement proportionnelle à la longueur du bobinage. Nous voyons alors que pour une bande passante maximum, nous avons intérêt à prendre le tore de dimensions minimales qui satisfasse aux critères pour la fréquence de coupure basse, et qui a le minimum de pertes dans la ferrite pour la fréquence maxi.

### Réalisation pratique.

Choix du tore : Soit l'acheter en consultant les catalogues des constructeurs, soit utiliser une récupération. Dans ce cas, pour connaître l'AL, bobiner 10 spires et faire résonner la bobine avec une capa en parallèle vers 1MHz. Déterminer la valeur de la self à l'aide de la formule de Thomson, alors l'AL sera égal au centième de cette valeur (manip à faire au Radio-club avec un OM chevronné)..

Une réalisation pratique est expliquée par le dessin de la figure 15 qui montre une coupe longitudinale, et visible sur la photo de la figure 17.

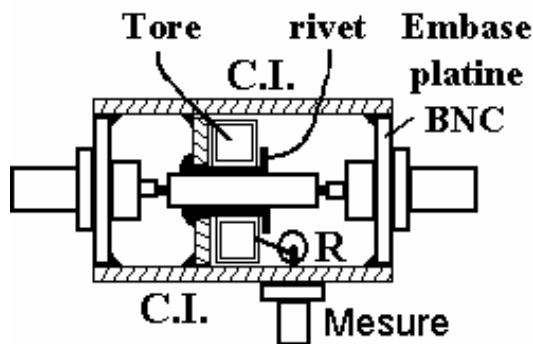


Figure 15

Le rivet creux réalise un écran électrostatique. On peut l'éviter en prenant un morceau de coaxial rigide pour la spire du primaire, comme sur la photo. C'est le blindage du coax, soudé à la masse, qui réalise alors l'écran. Les spires du secondaire seront isolées et bien réparties sur la circonférence du tore.

### Annexe 2 : Mesures.

La figure 16 décrit le montage que j'ai utilisé pour faire des mesures de puissances dans différentes configurations de charges et de lignes. Le but de ces mesures est de contrôler les différentes valeurs des tensions et des courants dans des lignes avec longueur électrique et ROS connus.

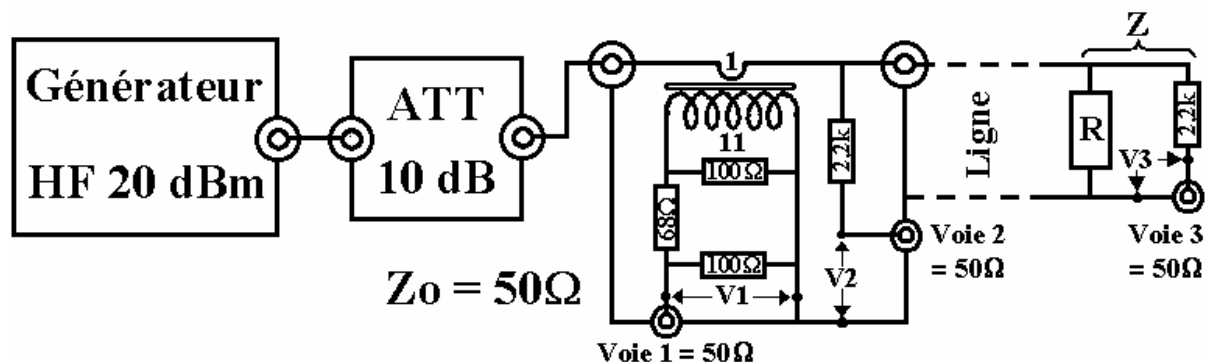


Figure 16

Nous avons sur la figure 17 la photo du coupleur qui m'a servi pour faire les mesures. Sa directivité est maximale vers 7 MHz avec plus de 40 dB. Entre 1,8 et 30 MHz, elle reste meilleure que 30 dB (en conjugaison avec la qualité de mon oscilloscope qui réalise l'addition et la soustraction vectorielles).

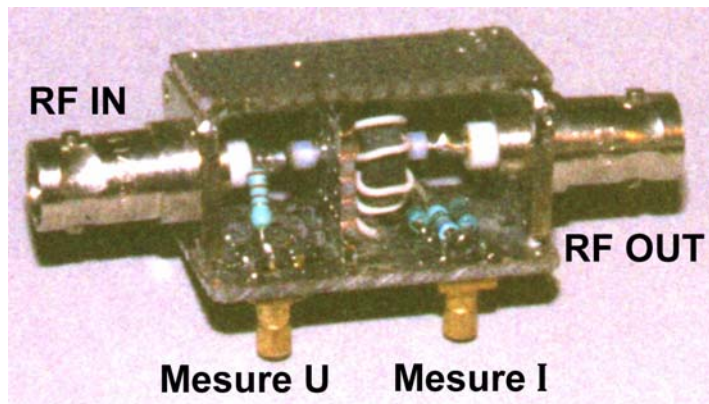


Figure 17

La mesure des tensions est faite à l'aide d'un oscilloscope HF. Les voies d'entrée sont munies de résistances  $50\Omega$  en parallèle. Les trois liaisons coaxiales  $50\Omega$  sont d'égales longueurs. Les gains sont réglés pour que les nombres de divisions soient **strictement les mêmes** lorsqu'une charge de  $50\Omega$  est branchée directement sur le coupleur.

L'atténuateur de 10dB n'est là que pour mon générateur qui n'aime pas sortir sa puissance maximum sur une charge réactive.

### **Mesures réalisables :**

N-B : Les tensions sont **normalisées** en faisant correspondre 1 volt à 1 division du graticule (40 divisions maxi). Les tensions prises en compte sont les conversions des lectures de l'oscilloscope qui n'a pas forcément le même gain pour toutes les voies après normalisation.

- Tension aux bornes de la source :  $V_1$
- Courant fourni par la source :  $I_s = I_c = V_2 / 50$
- Puissance apparente fournie par la source :  $V_1 \times I_s$
- Puissance réelle consommée à la source :  $V_1 \times I_s \times \cos(\varphi)$  (quand Phi est connu)
- Tension aux bornes de la charge :  $V_3$
- ROS =  $V_1 / V_3$  (ou  $V_3 / V_1$  si  $V_3 > V_1$ ), (Z pure et ligne =  $\lambda/4$ ).
- Puissance consommée par la charge :  $(V_3)^2 / R$  ( R de  $[Z = R \pm jX]$ )
- $V_i = V_1 + V_2$  (addition vectorielle réalisée par l'oscilloscope selon la méthode de la variante N° 3).
- $V_r = V_1 - V_2$  (soustraction vectorielle réalisée par l'oscilloscope également).
- ROS =  $(V_i + V_r) / (V_i - V_r)$
- Puissance consommée par la charge (ligne comprise) :  $K \times (V_i^2 - V_r^2)$  (K = 0,005 déterminé avec  $Z=Z_0$ , sans la ligne)

Nous utiliserons une ligne RG58 de  $50\Omega$  de 5,32m de **longueur électrique**.

Les mesures seront faites avec ou sans la ligne, pour des fréquences correspondant à des longueurs de ligne de  $\lambda/4$  (14,1 MHz) et  $\lambda/8$  (7,05 MHz), avec des charges de  $50\Omega$  (ROS 1),  $19,23\Omega$  (ROS 2,6 et  $\varphi = 0$ ),  $130\Omega$  (ROS 2,6 et  $\varphi = 0$ ), ainsi qu'une charge semi-réactive de

valeur  $Z = 50 - j50$  ( ROS 2,6 et  $\varphi = 45^\circ$ ). Celle-ci est formée d'une résistance de  $50\Omega$  avec en parallèle un condensateur dont la réactance fait  $50\Omega$  à la fréquence de mesure.

Naturellement, toutes les précautions sont prises pour diminuer au maximum les erreurs dues à l'oscilloscope. Malgré tout, les mesures avec charge réactive ne sont pas parfaites, car à 14 MHz, un simple raccord BNC ( $L=5\text{cm}$  électrique) suffit à provoquer un petit déphasage.

Les résultats de mesures se trouvent dans le tableau N°2.

	Impédance charge	Longueur ligne	$V1=U_{source}$	$V2=I_c \times 50\Omega$	$I_c=V2 / 50\Omega$	$P_s=V1 \cdot I_c(VA)$	$V3=U_{charge}$	$P_c=V3^2 \times R_c$	$V_i=V1 + V2$	$V_r=V1 - V2$	ROS ( $V_i, V_r$ )	ROS ( $V1, V3$ )	$P_c=k(V_i^2 \cdot V_r^2)$	
14,1 MHz	50Ω	L=0	15	15	0,3	4,5	15	4,5	30	0	1	1	4,5	
		L= $\lambda/4$	15,02	14,7	0,294	4,42	14,7	4,32	29,5	1	1,07	1,02	4,35	
	50Ω // 220pF	L=0	12,8	20,3	0,406	5,2	13,3	3,54	31	14,2	2,69		3,8	
		L= $\lambda/4$	18,5	12,7	0,254	4,7	12,5	3,125	29	12,3	2,47		3,45	
	130Ω	L=0	20,9	7,8	0,156	3,26	20,6	3,26	28,4	13	2,69		3,19	
		L= $\lambda/4$	8,8	22	0,44	3,87	21,7	3,62	30,5	13	2,49	2,47	3,8	
	19,2Ω	L=0	9,1	21,8	0,436	3,97	8,6	3,85	30,5	13	2,49		3,8	
		L= $\lambda/4$	20,5	8,5	0,17	3,485	8,1	3,42	28,8	12,7	2,56	2,53	3,34	
	7,05 MHz	50Ω	L=0	15	15	0,3	4,5	15	4,5	30	0	1		4,5
			L= $\lambda/8$	15	14,2	0,284	4,26	14,4	4,15	29	0,8	1,06		4,2
50Ω // 440pF		L=0	13,3	19	0,38	5,05	13,3	3,54	30	13,3	2,59		3,61	
		L= $\lambda/8$	10,3	20,5	0,41	4,22	13	3,38	30,5	12,1	2,32		3,92	
130Ω		L=0	20,5	7,8	0,156	3,26	20,6	3,26	28	12,4	2,59		3,15	
		L= $\lambda/8$	16,5	15,6	0,312	5,15	21,8	3,66	29	13,4	2,72		3,31	
19,2Ω		L=0	8,8	21,6	0,432	3,8	8,5	3,76	30,3	13,1	2,52		3,73	
		L= $\lambda/8$	16,4	14,8	0,296	4,85	8	3,33	29	12	2,41		3,48	

Tableau N°2

Remarque : En comparant les puissances fournies par le générateur sur des résistances pures, on constate que l'impédance de source de l'ensemble Générateur + atténuateur de 10 dB, est de l'ordre de  $40\Omega$ . Cela signifie que pour une puissance de sortie comprise entre 10 et 20 dBm, l'impédance de sortie de mon générateur est quasiment nulle. L'explication se trouve dans la régulation du niveau d'amplitude, et l'on comprend son mauvais comportement sur charge réactive.

Pour l'analyse des autres valeurs, à chacun d'en tirer ses conclusions sur les relations entre les différentes puissances, directe, réfléchie, réactive, etc... Personnellement, si je vois bien la puissance réactive, je n'ai pas réussi à déceler de la puissance réfléchie... Et vous ?