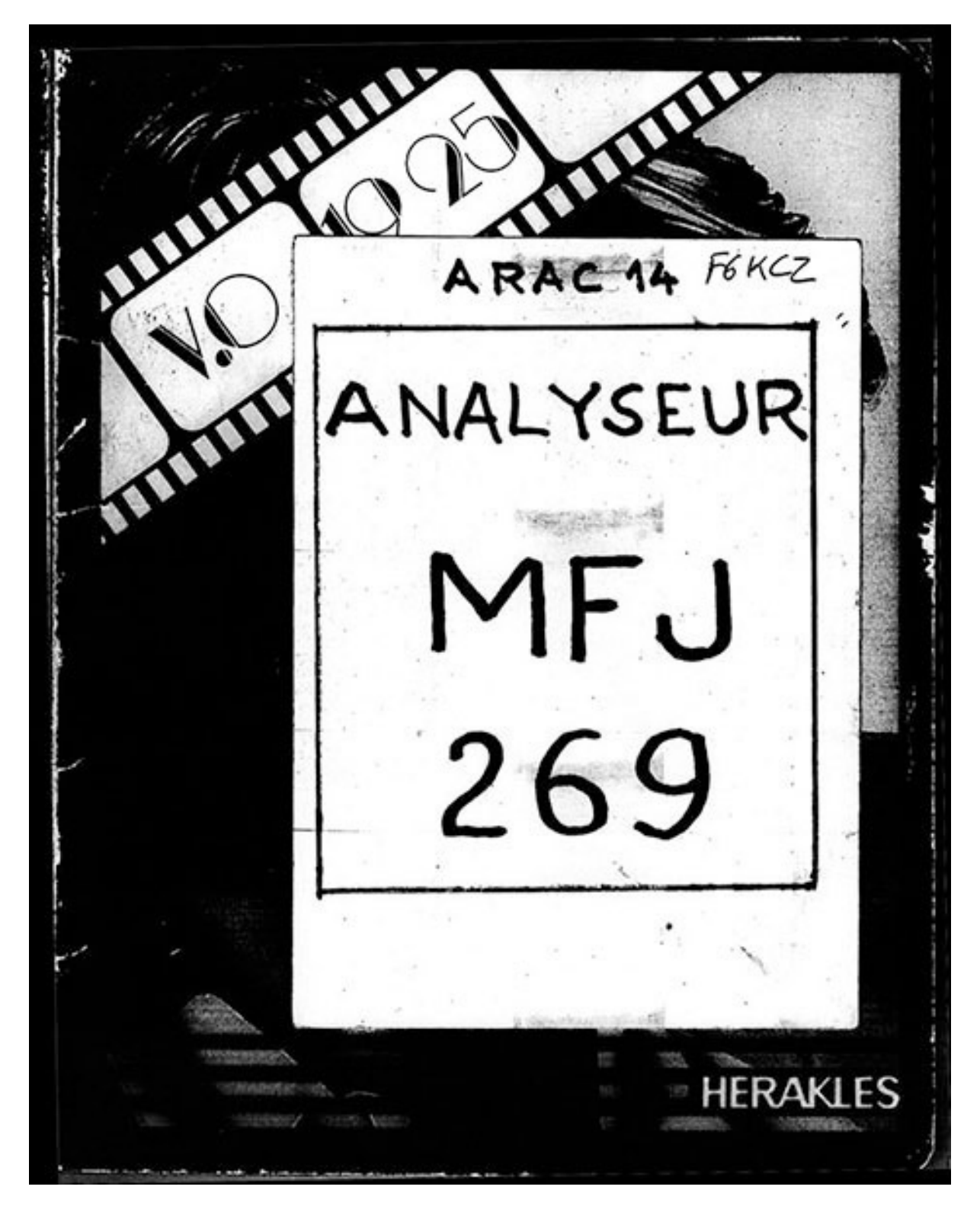




ARAC 14 F6KCZ

ANALYSEUR

MFJ

269

HERAKLES

ARAC 14

ANALYSEUR

MFJ

269

(Ver. 4.46)

Notice d'utilisation

Traduit et adapté par F2WW
(3-2006)

SOMMAIRE

- Présentation de l'appareil p. 3
- Principe de fonctionnement p. 5
- Modes d'utilisation p. 7
- Mise en œuvre p. 9
 - I: Alimentation p. 9
 - II: Mesures de Z et de TOS p. 11 à 25
 - Rappels sur les Impédances p. 10+
 - III: Mesures de Z en Modes Avancés p. 19
 - IV: Mesures de Selfs et Caps p. 27
 - V: Mesures diverses sur Coax. p. 31 +
 - VI: Mesures sur les Antennes et dispositifs associés: Baluns, p. 55+
Coupleurs d'antennes p. 63
- Mesures en gamme U.H.F p. 67-69
- Utilisation en Fréquence-mètre p. 69
- Alimentation Externe p. 73

4
Branchement de l'antenne
ou de l'impédance à mesurer

ATTENTION!

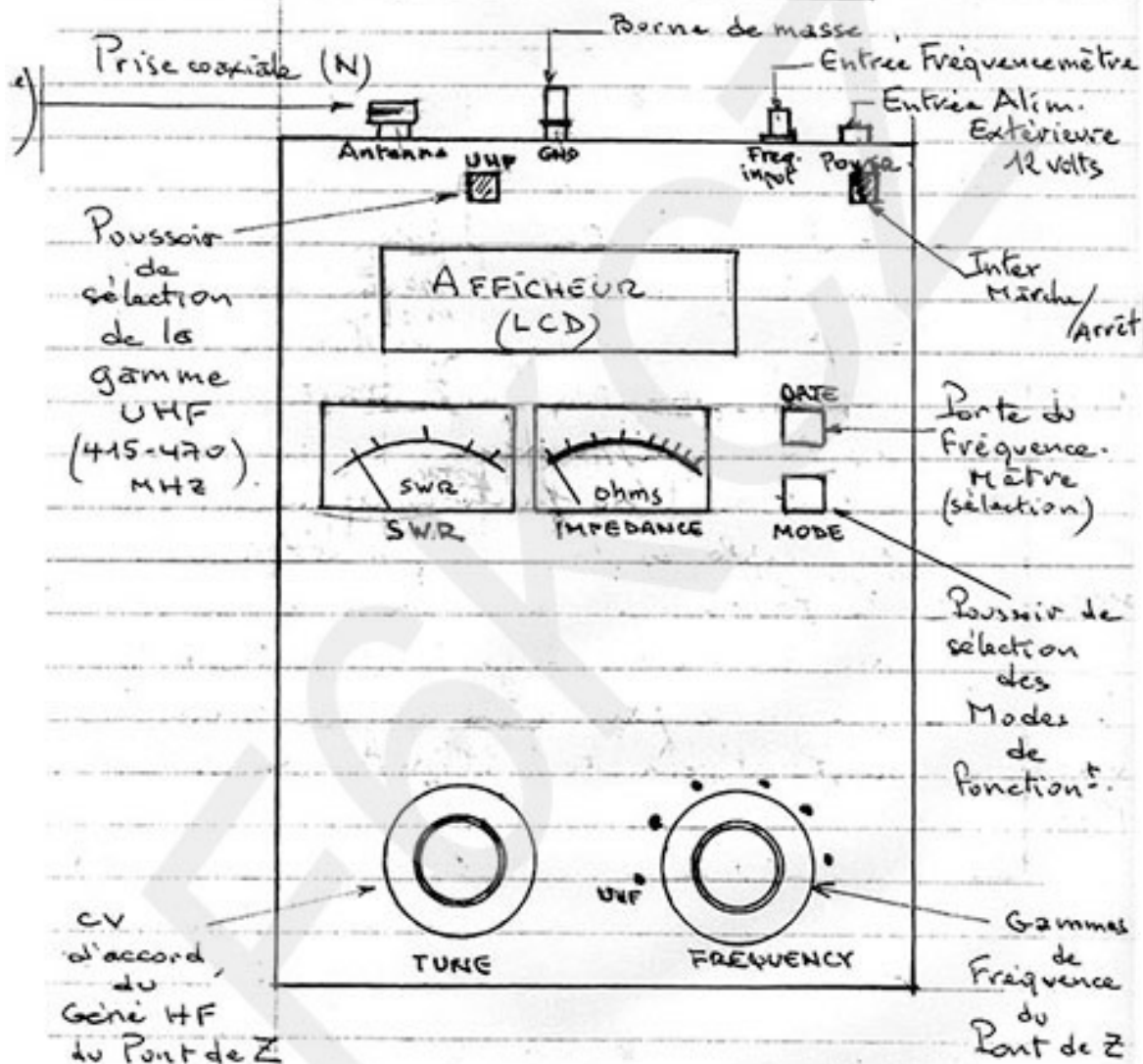
Cet appareil est complexe
et fragile.

Lisez bien la notice avant
de l'utiliser

Si vous avez un doute
renseignez-vous
auprès d'un OM compétent

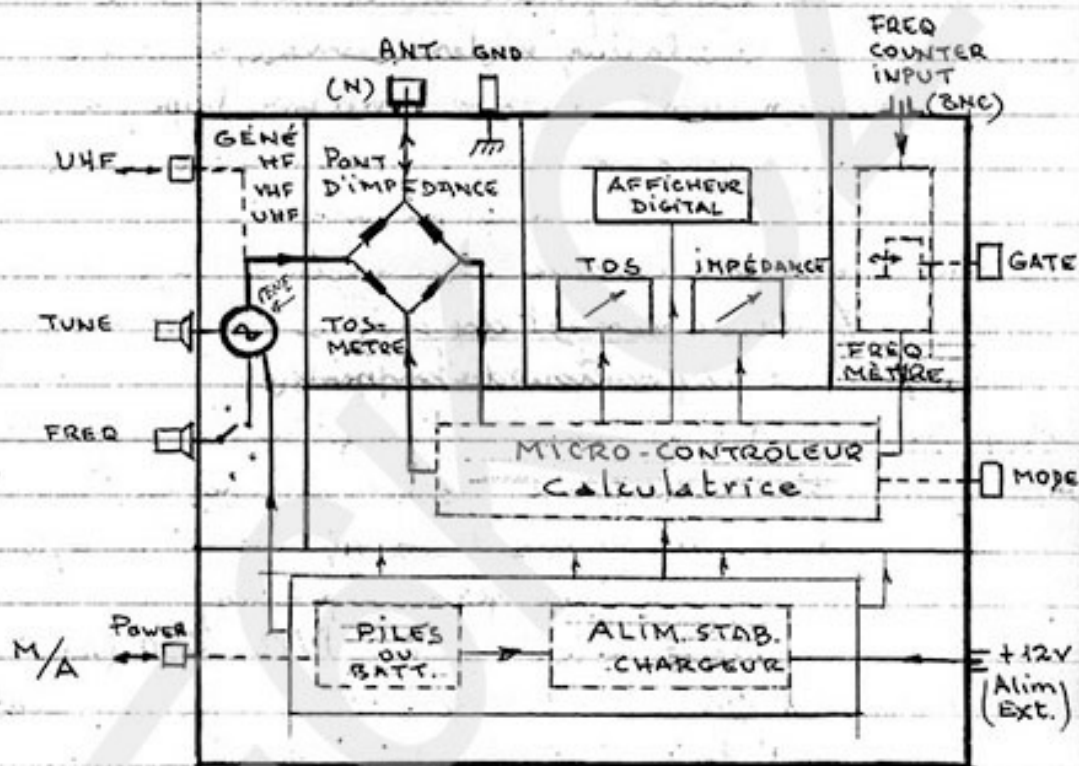
PRÉSENTATION

(3)



PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

(5)



L'appareil se compose de plusieurs unités gérées par un Micro-Contrôleur Pic :

- 1) Un Pont d'Impédance et TOS-Mètre
- 2) Un Géné HF qui alimente le Pont
- 3) Un Fréquencemètre qui mesure à chaque instant le signal émis par le Géné.
- 4) Une Alimentation Stabilisée qui fait aussi office de chargeur lorsqu'on munit l'appareil de Batteries.

← Sinon l'appareil peut être alimenté par piles ou par l'électronique...

2) Modes Avancés (Advanced Modes)

La plupart de ces Modes exploitent les résultats des fonctions "Normales" avec l'aide du calculateur interne. Ceci évite la manipulation de données par l'opérateur et affiche les résultats sous une forme commode, directement exploitable.

Une bonne connaissance des calculs d'impédances et du fonctionnement des lignes HF est souhaitable pour l'utilisation de ces modes.

- Mode Avancé n°1 :
- a) Affiche une impédance mesurée sous la forme "Module et Phase" $|Z| \angle \theta$ ou $|Z| e^{j\theta}$
 - b) Calcule les impédances équivalentes en représentation "série" ou "parallèle"
 - c) Calcule le Coefficient de Réflexion ρ (ρ_{VSWR}) et l'Atténuation de Réflexion (Return Loss) en dB
 - d) Calcule l'Efficiéce d'Adaptation
 - e) Permet la recherche d'une Résonance et affiche la fréquence correspondante.

- Mode Avancé n°2
- a) Choix du coefficient de vélocité c'est à dire la vitesse de prop. sur un câble
 - b) Permet la détermination d'un ^{coaxial} défaut sur une coupe de câble coax et sa localisation
 - c) Calcule la longueur électrique d'un câble à partir de sa longueur physique
- (Suite 8) →

UTILISATIONS

1) Mode Normal

- L'appareil est principalement un mesureur d'impédance HF sur une gamme de fréquences utiles aux OM's, à savoir : 1,8 à 170 MHz par couverture continue en 6 gammes et 415 à 470 MHz obtenues par un circuit tripleur.
- Il fournit en même temps une estimation du T.O.S (Taux d'Ondes Stationnaires) rapporté à l'impédance standard de 50 ohms.
- REMARQUE 1: Le Mode Avancé n°3 permet de programmer une impédance de référence différente de 50 Ω (entre 5 et 600 Ω) (cf p 31).
- L'appareil étant un impédancemètre on peut l'utiliser, accessoirement, comme ohmmètre HF, capacimètre, inductancemètre.
- appareil pour évaluer les pertes d'un câble coaxial pour des fréquences voulues.
- L'appareil étant muni d'un Géné HF et d'un fréquencemètre, ces deux fonctions sont accessibles de l'extérieur, moyennant certaines précautions. (voir paragraphe consp^{te})

8) Mode Avancé n°3 a) Permet de choisir une impédance caractéristique différente de la valeur standard de 50 ohms (par ex: 75 Ω) (indispensable pour mesure et calculs sur des câbles de $Z_c \neq 50 \Omega$).

b) Calcule les résistances et réactances d'une ligne normalisées (pour travail sur Abaque de Smith)

c) Évalue les pertes d'un coax en fonction de la fréquence.

Mode "UHF" : Certaines fonctions des Modes Avancés sont accessibles au Mode UHF (415 à 470 MHz)

Tensions d'alimentation a) Avec 10 piles : $V_{nominale} = 15 \text{ volts}$
b) Alim. Externe : $V_{nominale} = 14,5 \text{ volts (DC)}$ bien filtrée
Avec Batterie rechargeable il faut fournir $V \geq 14 \text{ V}$ (18 V maxi) pour que le chargeur agisse correct.
Attention à la polarité du connecteur !

Remarque Pour des mesures sur des lignes symétriques (twins - lead par exemple) l'appareil doit être complètement autonome : pas d'Alim. Externe !

Si la tension d'alimentation tombe en dessous de 11 volts l'afficheur indique "VOLTAGE LOW" ("tension faible") en clignotant.

I Alimentation L'appareil peut être alimenté par des piles internes (AA) ou Batteries internes (rechargeables), ou avec une source de Tension continue externe. Le stabilisateur interne fait office de chargeur pour les Batteries rechargeables.

- Attention : Pour éviter de charger des piles "sèches" (non rechargeables) l'appareil dispose d'un dispositif de sécurité qui doit être placé dans la bonne position; sinon on risque l'explosion des piles! Ce dispositif nécessite l'ouverture du boîtier et la lecture de la notice → voir le Chapitre "Alimentation" p. 73

- L'appareil a une consommation relativement importante en fonctionnement normal ($\approx 135 \text{ mA}$) <sup>(250 mA)
au VCF</sup>

En conséquence l'utilisation sur piles doit se faire avec ménagement (couper l'appareil après chaque mesure). Pour éviter tout épuisement prématuré des piles l'appareil se place automatiquement en mode "dormant" au bout de 3 min d'inactivité.

La consommation tombe alors à $\approx 15 \text{ mA}$ <sup>(affiche
SLP)</sup>

Pour reprendre une mesure il faut réactiver l'appareil → Enfoncer brièvement la touche "MODE" ou "GATE"

- A la mise en marche l'Afficheur indique l'état de la pile (ou Batterie ou Alim. Ext) (Tension et Bar-graph)

10/

Rappels sur la notion d'impédance (N d T*)

En courant continu la Résistance s'exprime par un nombre ordinaire. Par exemple : 10 ohms, 1 k Ω , 1 M Ω

En courant alternatif, 50 Hz, BF ou HF, la résistance simple, comme en DC, (Direct Current = courant Continu) existe encore mais le plus souvent elle comporte une portion spéciale, dépendante de la fréquence, qu'on appelle la réactance et qui s'exprime aussi en ohms car son effet, comme la résistance, est de s'opposer au passage du courant. En plus cette réactance produit un déphasage entre le courant et la tension.

Pour traduire ces deux effets : résistance et déphasage un seul nombre ne suffit plus - la combinaison Résistance + Réactance constitue une nouvelle forme de "résistance" en courant alternatif qu'on appelle l'impédance. On utilise la notation suivante :

$$\left. \begin{array}{l} \text{Impédance} = \text{Résistance} + \text{Réactance} \\ \vec{Z} = \vec{R} + \vec{X} \end{array} \right\}$$

mais $\vec{Z}$, $\vec{R}$, $\vec{X}$ ne sont plus des nombres ordinaires !

A cause du déphasage ces nombres spéciaux ont 2 dimensions : une grandeur (le module) et un angle (le déphasage). On les appelle des "nombres complexes" (ce qui ne veut pas dire "compliqués" pour autant !). Les calculs sur les Impédances ne

peuvent donc se faire par des opérations arithmétiques

*(N d T) : Notes du Traducteur (suite p. suivante)

II. Mesures d'impédance et de T.O.S. sur un câble coaxial "50 ohms".

Attention L'embase coaxiale "ANTENNA" sur laquelle on branche le câble à mesurer est reliée directement à des diodes très fragiles. En conséquence il faut s'assurer que le câble à mesurer n'amène aucune tension sur l'appareil. (HF ou continu). Avant toute mesure sur un câble réuni à une antenne, court-circuiter le connecteur du câble pour éliminer toute charge statique.

- 1) Brancher le câble sur l'analyseur
- 2) Sélectionner la gamme de fréquence choisie
- 3) Enfoncer le poussoir M/A ("POWER")
→ l'appareil entreprend une procédure d'initialisation et affiche quelques messages, dont l'état de la source d'alimentation (Notée p. 7) puis l'indication fugitive:

IMPEDANCE
R & X

- 4) Ensuite l'appareil effectue une mesure à la fréquence affichée:

7.1598 MHz 3.6
Rs=153 Xs=62 SWR

Sur la même ligne

s'affiche le T.O.S. (3.6 SWR)

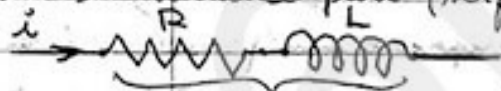
En dessous on trouve les 2 composantes de l'impédance : R_s = la résistance (en ohms) sous la forme X_s = la réactance (sans indication de son signe)
"série" (cf ci-contre pour explication)

12) Rappels (suite) ordinaires. / addition, soustraction etc)
 Il y a plusieurs façons d'effectuer les calculs sur les impédances :

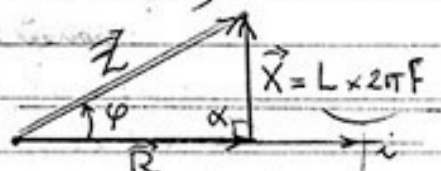
- a) Les méthodes graphiques
 b) Le calcul par les nombres imaginaires
- a) Méthode graphique - L'impédance étant une quantité à 2 dimensions on utilisera les 2 dimensions du plan (de la géométrie) pour représenter Z que l'on écrit $\vec{Z}$ pour indiquer qu'il s'agit d'une quantité nouvelle qu'on appelle un "vecteur".

Un vecteur aura donc 2 dimensions : sa longueur qu'on appelle le "module" et sa direction (représentée par un angle par rapport à une direction de référence).

Par exemple pour une résistance pure en série avec une inductance pure (self non résistive) on aura



$$\vec{Z} = \vec{R} + \vec{X} = \vec{R} + (L \times 2\pi f)$$



Module du vecteur $\vec{R} = |R|$

Module du vecteur $\vec{X} = L \times \omega = L \times 2\pi f = |X|$ { L = inductance (en Henrys)

Module du vecteur $\vec{Z} = |\vec{R} + \vec{X}|$: addition vectorielle { f = fréquence (en Hertz)

Le déphasage de $\vec{X}$ par rapport à $\vec{R}$ (ou au courant $\vec{i}$) est de $+90^\circ$ (positif car il s'agit d'une self) = α (alpha)

Le déphasage de $\vec{Z}$ est l'angle φ (phi) que l'on peut calculer par la trigonométrie : $\tan \varphi = \frac{X}{R}$ ou $X = R \tan \varphi$

- L'angle α est un angle droit ($\alpha = 90^\circ$) ce qui permet d'appliquer le théorème de Pythagore : $\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{X}{R} \right)$ sur votre calculette

(suite p. suivante) 14

→ Le galva noté "SWR" donne le TOS et permet de suivre ses variations si on fait varier la fréquence ou des paramètres de la "charge" (à l'extrémité du coax, par ex. une Antenne).

- Le galva noté "IMPEDANCE" indique le module de l'impédance au bas du coax. (qui est très différente de l'impédance de la charge, l'Antenne par exemple, en raison de l'action "transformateur d'impédance" effectuée par la ligne coaxiale. (cf ci-contre) et p. 54 →
- Signe de la Réactance : l'appareil n'indique pas si la réactance mesurée est inductive (+) ou capacitive (-) ce qui est gênant si on veut effectuer une compensation.

Dans le cas d'une Antenne simple (perce-un dipôle) le raisonnement permet de savoir si la réactance (aux bornes de l'Antenne, pas au bas du coax !) est inductive (Antenne trop ^{longue} ~~longue~~) ou capacitive (Antenne trop ~~longue~~ ^{courte}).

Si l'Antenne est accessible on peut provisoirement court-circuiter en série une réactance connue et voir dans quel sens la réactance affichée varie. Cela permet de voir le signe de la réactance de l'Ant.

Une petite variation de la fréquence peut aussi aider à la détermination du signe mais attention aux erreurs possibles si on se trouve proche d'une résonance car alors X varie très vite et peut s'inverser pour un Δf faible.

14/ Rappels (Suite) le théorème de Pythagore appliqué au triangle $\vec{R}, \vec{X}, \vec{Z}$ donne : $|\vec{R}|^2 + |\vec{X}|^2 = |\vec{Z}|^2$
 ce qui permet de calculer $|\vec{Z}|$,
 le module de l'impédance : $|\vec{Z}| = \sqrt{|\vec{R}|^2 + |\vec{X}|^2}$
 obtenu facilement avec toute calculatrice.

Exemple $\text{---} \overset{R}{\text{---}} \text{---} \overset{L}{\text{---}} \text{---}$ $R = 52 \text{ ohms}, L = 2 \text{ micro-Henry}$

- Calcul de la réactance de L à $7,050 \text{ MHz}$: $X = (L) \times (2\pi \times f)$

$$X = (2 \cdot 10^{-6}) \times (2\pi \times 7,05 \cdot 10^6) = 4 \times \pi \times 7,05 = 88,6 \text{ ohms}$$

donc $(X)^2 = (X) \times (X) \neq 7850$ et $(R)^2 = (R) \times (R) = (52)^2 = 2704$

- donc $(R)^2 + (X)^2 = 2704 + 7850 = 10554 = (Z)^2$

par suite $Z = \sqrt{10554} = 102,7 \text{ ohms}$

- Calcul du déphasage φ : $\tan \varphi = \frac{|\vec{X}|}{|\vec{R}|} = \frac{88,6}{52} = 1,70$

d'où $\varphi = (\tan)^{-1}(1,70) = 59,59 \text{ degrés} \neq 60^\circ = \left(\frac{\pi}{3} \text{ radians}\right)$

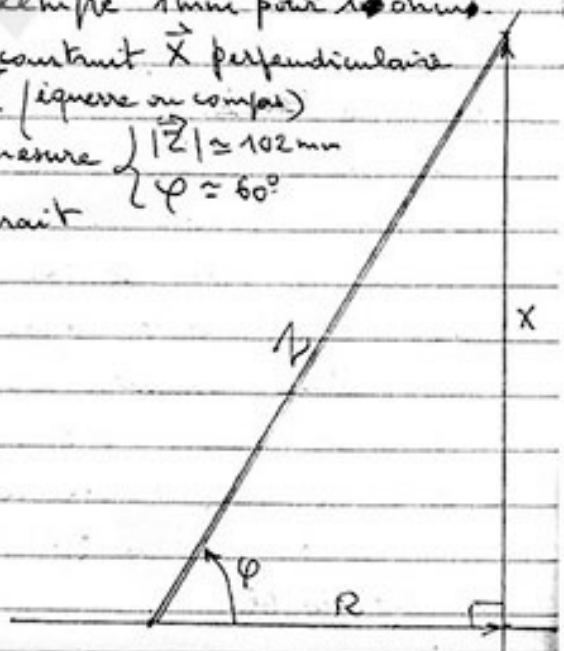
- Diagramme vectoriel correspondant : on choisit une échelle de construction, par exemple $1 \text{ mm pour } 10 \text{ ohms}$.

soit $R = 52 \Omega = 52 \text{ mm}$ - On construit $\vec{X}$ perpendiculaire

$X = 88,6 \Omega \neq 87 \text{ mm}$ à R (égale au compas)

→ on trace alors $\vec{Z}$ et on mesure $|\vec{Z}| \approx 102 \text{ mm}$

Pour plus de précision on choisirait une plus grande échelle.



- Rappels (Suite)

(15)

b) Calcul des Impédances par la méthode des nombres imaginaires.

Cette méthode facilite grandement les calculs, elle est donc d'un emploi courant. Elle n'est pas compliquée mais elle nécessite la connaissance des règles de ce calcul. Je donne ici quelques notions pour permettre à ceux qui lisent des articles sur l'adaptation d'impédance des antennes de comprendre les notations.

- Une Résistance pure est un nombre réel.
- Une Self pure (non résistive) est un nombre imaginaire pur et positif. On écrit $\vec{X}_L = +jX_L = j(L\omega)$ j est "l'opérateur imaginaire" qui permet d'écrire et d'effectuer les calculs.
- Une Capacité pure (condensateur sans pertes) est aussi un n. imaginaire pur, mais négatif $\vec{X}_C = -jX_C$

Remarque: On voit qu'on peut neutraliser l'effet d'une inductance (d'antenne par ex.) gênante en branchant en série un condensateur ayant, à la fréquence donnée*, que la self en question (cas typique d'adaptation)

* la même réactance

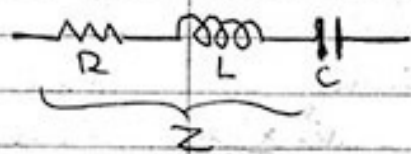
En effet: Self gênante: Impédance $= \vec{X}_L = jX_L$
Capa de correction: Impédance $= \vec{X}_C = -jX_C$

Impédance équivalente à la Self + la Capa en série:

$$Z_{eq} = \vec{Z}_L + \vec{Z}_C = jX_L + (-jX_C) = j(X_L - X_C)$$

et si on choisit $|X_C| = |X_L| \Rightarrow Z_{eq} = j(0) = 0$. la self est

16 Kappels (suite) Pour une Impédance constituée de Résistance + Self + Capa en série on aura :



$$\vec{Z} = \vec{R} + \vec{X}_L + \vec{X}_C \text{ qu'on écrit}$$

$$Z = R + jX_L - jX_C$$

$$Z = R + j(X_L - X_C) = R + jX$$

Z apparaît ainsi comme un nombre complexe que l'on peut toujours écrire sous la forme $Z = A + jB$

A est la composante réelle, jB la comp. imaginaire

Remarque Dans l'exemple ci-dessus si la réactance selfique X_L est plus grande que la réactance capacitive X_C , alors $(X_L - X_C) > 0$: la réactance résultante est positive et donc selfique.

Inversement si $X_L < X_C$ alors $(X_L - X_C) < 0$ et

Z s'écrit $Z = R - jX_{\text{équivalente}}$ donc la réactance résultante est capacitive : le circuit se comporte comme une Capa : $C = \frac{1}{X_{\text{éq}}}$

Si $X_C = X_L$ alors $Z = R + j(X_L - X_C)$ devient $X_{\text{éq}}^w$.

$Z = R + j0 = R$: la composante réactive est nulle et Z devient équivalente à une Résistance pure : $Z \equiv R$; c'est le cas important où il y a résonance : $|X_L| = |X_C| \Rightarrow L\omega = \frac{1}{C\omega}$

$$\text{soit } LC\omega^2 = 1 \Rightarrow L \cdot C \cdot (2\pi f)^2 = 1$$

$$4\pi^2(LC)f_r^2 = 1 \Rightarrow f_r = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Rappels (suites)

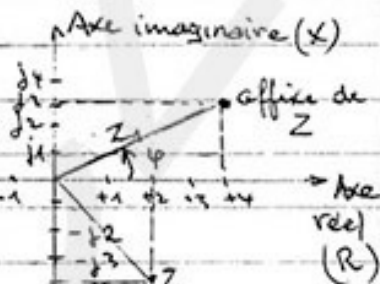
(17)

Le plan complexe - Tout ce qui vient d'être dit montre l'analogie entre les vecteurs du plan géométrique et la représentation géométrique des nombres complexes. Ceci définit le "plan complexe" qui permet de visualiser les n. complexes.

Exemples : sur la figure ci-contre on a représenté les 2 n. complexes

$$Z_1 = R_1 + jX_1 = 4 + j3$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 = 2 - j4$$



En faisant appel à la trigonométrie

on voit que $Z = \rho (\cos \varphi + j \sin \varphi)$ où ρ (rho) est la longueur de l'hypoténuse du triangle rectangle. Le théorème d'Euler permet alors d'écrire :

$$\cos \varphi + j \sin \varphi = e^{j\varphi}$$

$$Z = \rho e^{j\varphi}$$

$$Z = |Z| e^{j\varphi}$$

Cette expression permet d'effectuer très simplement tous les calculs sur les n. complexes, c'est à dire sur les impédances. $|Z|$ est le module de l'impédance φ est l'angle

Dans les ~~textes~~ américains on rencontre souvent l'écriture : $Z = \rho \angle \varphi$ qui est une façon imagée de se représenter Z sous forme du module ρ (rho) et de son angle φ (phi) - Exemple ci-dessus $Z_1 = 5 \angle 36^\circ$

On passe d'une représentation à l'autre simplement :

$$\rho = \sqrt{R^2 + X^2}$$

$$\varphi = (\tan)^{-1} (X/R)$$

et inversement

$$R = \rho \cos \varphi$$

$$X = \rho \sin \varphi$$

- Remarque : - Si $\varphi = 0^\circ$, Z_1 se place sur l'axe réel : on a une Résistance pure ($Z = R + j0$)
- ← (cf ann vers) - Si $\varphi = 90^\circ$, Z_1 se place sur l'axe imaginaire, on a une Réactance pure et $(Z = 0 \pm jX)$ $\left\{ \begin{array}{l} \varphi = +90^\circ \text{ si inductive} \\ \varphi = -90^\circ \text{ si capacitive} \end{array} \right.$
- Cette forme de présentation est particulièrement utile pour les calculs sur les lignes à l'aide de l'Abaque de Smith (voir plus loin les mesures sur les lignes)

(Suite de 2) ci-contre $\rightarrow |Z| \angle \varphi = |Z| e^{j\varphi}$

Dès que cette fonction est sélectionnée l'afficheur s'indique :

IMPEDANCE
 $Z = \text{mag } \theta = \text{phase}$ (il adopte θ (theta) à la place de φ)

puis se met à clignoter en affichant les valeurs du module ("magnitude") et de la phase mesurées

Par exemple :

28.814 MHz 3.6
 $Z = 87 \Omega \theta = 53^\circ \text{ SWR}$ ou 4.0456 MHz > 31
 $(Z > 1500 \text{ SWR})$

ce qui représente une impédance ayant une composante Résistive $R = 87 \times \cos(53^\circ) \approx 52 \text{ ohms}$ et une réactance

$X = 87 \times \sin(53^\circ) \approx 70 \text{ ohms}$ à la fréq. de 28,8 MHz

A 4,056 MHz la valeur de Z dépasse les possibilités de l'affa-
 rail qui affiche un débordement (écran de droite ci-dessus)

III Mesures d'Impédances avec affichage sous différentes formes.

119

cf. pages 18+ de la notice d'origine.

Ces mesures font appel aux notions exposées dans les "Rappels" des pages précédentes. On s'y reportera si nécessaire pour interpréter les résultats.

Pour accéder à ces fonctions l'appareil doit être placé en Mode "Avancé" (ADVANCED)

cf. notice d'origine p 17

1) Accession aux Modes Avancés.

Après mise en marche (poussoir "POWER") appuyer simultanément sur les poussoirs "GATE" et "MODE". → Au bout de quelques secondes l'appareil se place sur l'un des 3 Modes Avancés qui s'affiche sur l'afficheur LCD. Lorsqu'apparaît le message "ADVANCED 1" relâcher rapidement les 2 poussoirs. Si on maintient trop longtemps les poussoirs enfoncés l'appareil commute successivement les 3 modes avancés.

2) Affichage d'une impédance mesurée sous la forme $|Z| \angle \varphi$ (N.O p 18)

Le "Mode Avancé 1" comporte 6 sous-modes ou fonctions auxquelles on accède par pressions successives sur le poussoir "GATE".

Le mode d'affichage "Module - Phase" = $|Z| \angle \varphi$ est le 1^{er} qui est sélectionné. (suite page ci-contre)

2.11

18/11/1941

18/11/1941

18/11/1941

18/11/1941

18/11/1941

18/11/1941

18/11/1941

18/11/1941

3) Affichage d'une Impédance mesurée, sous la forme $Z = R \pm jX$ (N.O.p.19)

On retrouve la présentation du Mode Normal décrite précédemment (Ch II). Son intérêt réside dans le fait qu'elle permet de déterminer la valeur d'une réactance de compensation (self ou capa) dans la mesure où l'on est capable d'évaluer son signe (+j ou -j). La réactance de compensation ainsi déterminée sera placée en série avec la réactance à compenser et de signe opposé. (cf. Rappel pages précédentes)

On sélectionne cette fonction du Mode Avancé "1" par pression sur le bouton "GATE". L'écran LCD affiche, par exemple :

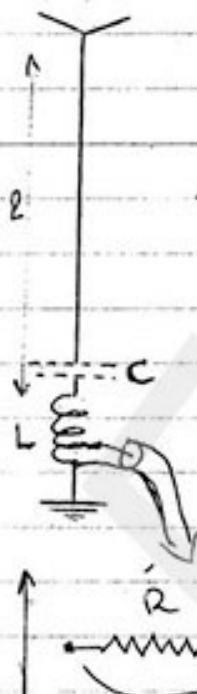
7.1598MHz 3.2
 $R_s = 50 \quad X_s = 62 \text{ SWR}$

14.095MHz > 31
 $R_s (Z > 1500) \text{ SWR}$

$Z = [50 \Omega \pm 62 \Omega]$
 $TOS = 3,2$ (réf. 50 Ω)
 à la fréquence
 de 7,15 MHz

$|Z| > 1500 \Omega$
 $TOS > 31$
 à la fréq. de 14. MHz

↳ Débordement : les paramètres sont en dehors des possibilités de l'appareil.

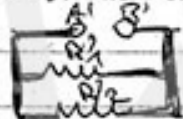
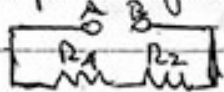


Exemple
 Antenne
 Verticale
 très courte
 $l \ll \lambda/4$

La théorie des antennes indique que, dans ce cas, l'antenne courte équivaut à une capacité C (on mesurerait une forte réactance capacitive). Pour compenser cette réactance X_c on monte, en série une inductance L telle que $|X_L| = |X_c|$.

Rappels : Equivalence Parallèle-Série

a) Avec des Résistances : Un jeu de 2 résistances montées en série peut être remplacé par un jeu de 2 résistances différentes montées en parallèle :



Pour que les jeux ①

①

②

et ② soient équivalents il faut $Z_{AB} = Z_{A'B'}$ on $R_{AB} = R_{A'B'}$ puisqu'il n'y a que des résistances. Calculons R_{AB} et $R_{A'B'}$: $R_{AB} = R_1 + R_2$, $R_{A'B'} = ?$

Pour calculer $R_{A'B'}$, il est plus facile d'opérer sur les conductances ($G = \frac{1}{R}$) car montées en parallèle elles se combinent par addition. On écrit donc $G_{A'B'} = G_1' + G_2'$ soit $G_{A'B'} = \left(\frac{1}{R_1'}\right) + \left(\frac{1}{R_2'}\right) = \frac{1}{R_{A'B'}} = \frac{1}{R_{AB}}$ (en siemens ou mho)

Si on connaît $R_{AB} (= R_1 + R_2)$ on peut donc calculer R_1' et R_2' à la seule condition que $(R_1' \text{ ou } R_2') > R_{AB}$

On a donc $\frac{1}{R_1'} = \frac{1}{R_{AB}} - \frac{1}{R_2'}$ - On se donne une valeur de R_2' donc on peut calculer R_1'

On voit que le choix de R_2' est arbitraire sous la réserve simplement de choisir $R_2' > R_{AB}$

Exemples : $R_1 = 3 \Omega$, $R_2 = 5 \Omega \rightarrow R_{AB} = 3 \Omega + 5 \Omega = 8 \Omega$

On choisit $R_2' = 11 \Omega \Rightarrow \frac{1}{R_1'} = \frac{1}{8} - \frac{1}{11} \neq 0,125 - 0,0909 \neq 0,034$ siemens

donc $R_1' = \frac{1}{0,034} \neq 29,4 \text{ ohms}$

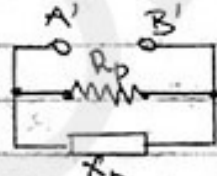
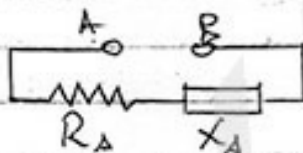
On vérifie que $R_{A'B'} = 8 \text{ ohms}$.

Si on choisit $R_2' = 23 \Omega$ on trouve $R_1' = 12,26 \Omega$ et on vérifie que $R_{A'B'} = 8 \Omega$.

4) Equivalence Parallèle $\leftrightarrow$ Série

On démontre que toute impédance sous la forme d'une Résistance R_s en série avec une réactance X_s peut être remplacé par une combinaison d'une Résistance R_p et d'une réactance X_p montée en parallèle selon le schéma ci-dessous :

$$Z_{AB} = R_s + jX_s$$



Vu de ses bornes le circuit présente la même impédance : $Z_{A'B'} = Z_{AB}$, on dit que les 2 circuits sont équivalents.

L'intérêt de cette représentation est que la montage d'une Réactance de compensation est ^{parfois} plus facile à effectuer en parallèle qu'en série (par exemple aux bornes d'une antenne dipôle).

Le même type de raisonnement que ci-contre s'applique, mais en nombres complexes, car on travaille ici avec des réactances. Ceci impose une contrainte supplémentaire (la phase) ce qui fait que le choix de R_p ou X_p est unique. On passe des éléments série aux éléments parallèle par les formules suivantes :

$$\boxed{R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}} \\ \boxed{X_p = -\frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}}$$

et inversement :

$$\boxed{R_s = R_p \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}} \\ \boxed{X_s = -X_p \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}} \rightarrow$$

- Remarques au sujet des mesures de Z

(N.O p. 11). Comme on l'a vu précédemment une impédance Z lue sur le galva peut être de 50Ω alors qu'on lit un TOS différent de 1, ce qui, à première vue, peut sembler surprenant. En fait cela s'explique facilement dans un tel cas si on se souvient que Z lue sur le galva est le module de Z qui alors est "complexe", c'est à dire comporte une partie réactive (X), soit $Z = R + jX$ et $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$.

Exemple : $Z = \frac{R}{25\Omega} + j \frac{X}{43,3\Omega} \rightarrow Z = 25 - j43,3$ (ohms)

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Module de } Z = |Z| = \sqrt{(25)^2 + (43,3)^2} = 50 \text{ ohms} \\ \text{Module du coefficient de réflexion } |\rho| = \sqrt{\frac{(R-R_0)^2 + X^2}{(R+R_0)^2 + X^2}} \end{array} \right.$$

R_0 est l'impédance caractéristique, pratiquement égale à une résistance pure de 50 ohms.

ce qui donne : $|\rho| = \sqrt{\frac{(25-50)^2 + (43,3)^2}{(25+50)^2 + (43,3)^2}} = 0,58$

ce qui permet de calculer le

TOS qui vaut $S = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} = \frac{1+0,58}{1-0,58} = 3,76$ Valeur qui serait affichée par MFJ 269 !

On retiendra qu'il est impossible d'obtenir un TOS de 1 lorsqu'une "charge" est réactive (capacitive ou inductive). Inversement, si une charge a une impédance voisine de 50Ω et est peu réactive on doit trouver un TOS proche de 1.

5) Affichage des éléments "parallèles"

25

Dans le "Mode Avancé 1" appuyer sur le bouton "GATE" 2 fois pour faire apparaître la fonction "équivalents parallèles" : R_p et X_p s'affichent sur l'écran LCD.

Exemple d'affichage :

$$\begin{array}{l} 7.1598 \text{ MHz } 3.2 \\ R_p = 126 \text{ } X_p = 102 \text{ } \Omega \end{array}$$

Si on applique la formule $R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$ et $X_p = -\frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}$ avec les valeurs série précédentes : $R_s = 50 \Omega$ et $X_s = 62 \Omega$

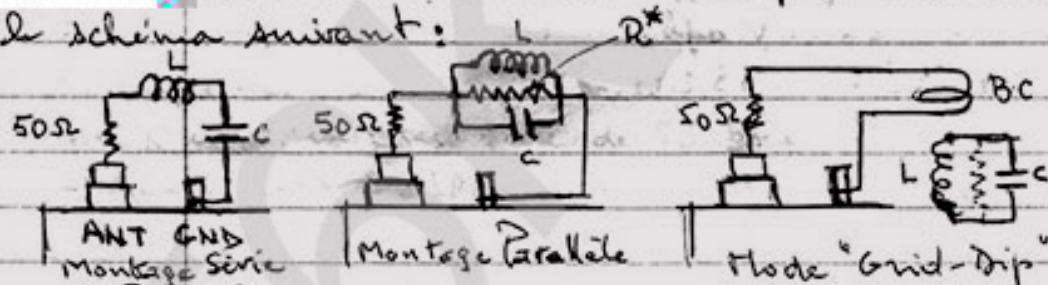
On trouve : $R_p = 126,88 \Omega$ et $X_p = 102,32 \Omega$

On voit que l'appareil met en jeu la calculatrice pour simplement afficher ces résultats (126 et 102 avec un IOS de 3,2)

Remarques du traducteur

Je recommande de se faire la main sur des
capes ou des selfs de valeur connue car il n'est affirmé
que l'on peut se faire piéger facilement par l'appareil
et trouver des valeurs fantaisistes. (Il me semble
qu'on doit utiliser la fréquence la plus basse possi-
ble pour ne pas faire d'erreurs)

- Une façon qui me paraît plus sûre est d'utiliser
l'appareil en Grid-Dip, c'est à dire de rechercher
une résonance en montant le composant à mesu-
rer dans un circuit LC série ou parallèle selon
le schéma suivant :



BC : Bobine de couplage : $1/2$ spire à 99 spires selon
la fréquence (à choisir pour avoir une résonance avec
L et C donnés).

La résonance est facilement repérée par un "dip"
sur le galva "SWR" (ou un Maxi pour le mode "parallèle")
- Connaissant L (ou C) et en lisant f_0 (la frq.
de résonance) on en déduit facilement C (ou L) par
un petit calcul ou avec un abaque.

Résonance définie par $LC\omega_0^2 = 1$ ou $L \cdot C \cdot (2\pi f_0)^2 = 1$
d'où on tire $L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C}$ ou $C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L}$

IV MESURE DE RÉACTANCES PURES

(N.O. p. 13)

1) Mesures de Capacité et de Capacitance

- a) L'appareil étant en Mode Normal appuyer sur le poussoir "MODE" par pressions successives pour faire apparaître le mode "Capacitance":
- Capacitance
in PF
- b) Connecter la capa à mesurer entre l'âme du connecteur "ANTENNA" (avec l'adaptateur N → PL259 car le connecteur N est fragile) et la borne de masse (GND) - Utiliser des fils aussi courts que possible et ne pas oublier que le connecteur a une capa résiduelle d'environ 7 pF.
- c) L'appareil affiche la valeur de C en pF et la réactance correspondante X_C à la fréquence choisie pour la mesure (et qui s'affiche également)
- (En fait l'appareil calcule X_C à partir de C et de f)
- $$X_C = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{2\pi f \times C} \quad \left\{ \begin{array}{l} f \text{ en Hertz} \\ C \text{ en Farads} \end{array} \right. \quad \text{ou} \quad X_C = \frac{10^6}{2\pi f \times C} \quad \left\{ \begin{array}{l} f \text{ en MHz} \\ C \text{ en pF} \end{array} \right.$$
- (ohms) $C\omega$

Remarques : La gamme de mesure pour X_C s'étend de 7 ohms à 1500 Ω . Au delà de ces limites l'appareil affiche un message d'erreur du type : C(X < 7) ou C(X = 0) ou C(Z > 1500).

- Une résistance $R^* = 1 \text{ k}\Omega$ permet d'éviter le débordement de X.

- Si on ne tient pas compte de 10^{-6} dans le résultat et si on prend f en MHz et C en pF on obtient L en μH
- ou on a a a et L en μH — C en pF

Remarques (suite de la page 26)

Pour les mesures par résonance il sera utile de se constituer une petite gamme de selfs et de caps. étalonnées. Par exemple : $330 \mu\text{H}$, $56 \mu\text{H}$, $5,6 \mu\text{H}$ et 10 pF , 150 pF , 1000 pF , 3300 pF .

Les valeurs peuvent être quelconques à condition d'être connues avec précision.

- Lorsque la self est importante préférer le montage Série (cf schéma p. 26)
- Lorsque la cap est importante préférer le montage Parallèle.
- Transcrire lentement le bouton "TUNE" et, si besoin, attendre que la fréquence se stabilise (sur l'afficheur).

(28)

2) Mesures d'inductance d'une self et de réactance (à fréq. donnée)

La procédure est la même que pour la mesure des condensateurs. Pour accéder à ce MODE appuyer une fois de plus sur le bouton "MODE". L'appareil affiche inductance
in ptt

En fait l'appareil mesure la réactance inductive $|X_L| = L\omega = L \times 2\pi f$ $\left\{ \begin{array}{l} L \text{ en Henrys ou } L \text{ en } \mu\text{H} \\ f \text{ en Hertz } \quad \quad \quad f \text{ en MHz} \end{array} \right.$
(ohms)

et en déduit, par calcul, la valeur de l'inductance L . ($L = \frac{X_L}{2\pi f}$)

La gamme de mesure s'étend de $\frac{2\pi f}{1 \mu\text{H}}$ à environ 120 μH . Hors de cette gamme l'afficheur envoie un message d'erreur, du type $L (X < 7)$ ou $L (Z > 1500)$ ce qui correspond à la gamme de réactances mesurables (en ohms).

Remarque : Plus la fréquence de mesure est élevée plus les éléments parasites (inductance des fils de connexion et capas parasites de la self elle-même ou par rapport au boîtier) deviennent gênants. On peut ainsi atteindre des résonances parasites au delà desquelles les selfs se comportent comme des capas et les capas comme des selfs !

V

Mesures diverses sur les câbles coaxiaux.

(31)

1) Choix d'une Impédance Caractéristique Z_0 . (NO. p.30)

Toutes les mesures effectuées en Mode Normal, notamment le TOS, se réfèrent à une Z_0 de 50 ohms. Il est possible de faire ces mesures sur des câbles de Z_0 différent à condition de configurer l'appareil en conséquence. Pour ce faire il faut accéder au MODE "ADVANCED 3" : Enfoncer simultanément les boutons "MODE" et "GATE" et les relâcher lorsqu'apparaît l'affichage ADVANCED 3 puis afficher Zcharacteristic? $Z_0 = 75$

- Une valeur autre que 75Ω peut être sélectionnée en appuyant sur le bouton "GATE" pour augmenter Z_0 ou "MODE" pour diminuer. La valeur voulue étant atteinte appuyer brièvement sur les 2 boutons GATE et MODE simultanément et les relâcher : la valeur sélectionnée est enregistrée et s'affiche sur l'écran LCD. Par contre le TOS lu sur le câble reste toujours référencé à 50Ω. Seul le TOS sur l'air est référencé à la valeur choisie.

- Une pression sur le bouton "GATE" permet de revenir à la sélection d'un Z_0 .
- Une pression sur le bouton "MODE" commute la fonction "EOAX LOSS" / Pertes d'un Câble Coax →

- Mesures de pertes en U.H.F (cf NO p.15)
La procédure est la même une fois que l'on a sélectionné le mode UHF (cf NO p.9).

2) Evaluation des pertes d'un câble ou d'un Balun en fonction de f.

(NO p12+30) Le mode Normal permet des mesures sur des dispositifs d'Impédance nominale 50Ω ; le Mode Avancé 3 pour d'autres impédances (cf p31)

En Mode Normal on accède à la fonction "COAX LOSS" (Pertes) avec le poussoir "MODE".

La fréquence de mesure s'affiche et les pertes en dB.

Le câble à tester ne doit être branché sur aucune charge (Antenne ou résistance, ou charge fictive)

Brancher le câble sur la prise ANTENNA et mettre l'appareil en marche puis commuter le mode correspondant au Z_0 du câble à tester.

L'appareil affiche les pertes en dB, pour la longueur de câble branchée, et la fréquence de test choisie.

Ex :

28.721 MHz
Coax loss = 24 dB

- Pertes des Baluns ou des Transfos HF

Ces pertes peuvent être évaluées sur ces dispositifs (attention aux impédances réluctances) de la même manière que sur les câbles - Vérifier que le dispositif testé n'est branché sur aucune résistance de charge, ce qui aurait pour effet de majorer les pertes mesurées !

- Pour les mesures sur des $Z_0 \neq 50\Omega$ rechercher la freq. qui donne le minimum de pertes sur l'afficheur.

Rappels : La propagation des ondes sur les lignes (coax, twin, etc) est ralentie par la présence des isolants - Dans le vide et dans l'air sec (où la permittivité relative est égale à 1 ($\epsilon_r = 1$)) la vitesse de propagation est la vitesse de la lumière $c \approx 300.000 \text{ km/s}$ ou $c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

Avec les isolants courants utilisés pour la fabrication des câbles HF la vitesse de propagation est ramenée à $\approx 200.000 \text{ km/s} = v$

Le coefficient de vélocité (ou facteur de vitesse) est le rapport des vitesses de propagation : " cv " = $\frac{v}{c} = \frac{200.000}{300.000} = 0,66$

La Longueur d'onde est la distance qu'une onde parcourt en un temps égal à 1 période

$T = \frac{1}{f}$ (Une onde de fréquence f a une période égale à $\frac{1}{f}$) Ex. $f = 7 \text{ MHz} \rightarrow T \approx 14,3 \cdot 10^{-9}$ ou $T \approx 0,14 \text{ ns}$ - micro-secondes.

La longueur d'onde λ (lambda) est donc égale à : $\lambda = v \times T = \frac{v}{f}$ par définition.

Pour une onde de 7 MHz on aurait donc :

$$\lambda (\text{dans l'air}) = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \times 14,3 \cdot 10^{-9} \text{ s} \approx 42,85 \text{ m}$$

$$\lambda (\text{dans le coax}) = 42,85 \times 0,66 \approx 28,3 \text{ mètres}$$

$$\lambda (\text{coax}) = \lambda (\text{air}) \times "cv" (\text{coeff de vélocité})$$

3) Sélection d'un coeff. de vélocité

Certains coas. utilisent des isolants spéciaux, comme le téflon, qui ont des coefficients de vélocité différents de 0,66. Pour les calculs de longueur sur ce câble (ligne $\gamma/4$ par exemple) il faut utiliser le bon "cv".

Ceci est possible sur le MFJ 289 en accédant à la fonction "VELOCITY FACTOR" qui se trouve dans le Mode "ADVANCED 2".

- Sélectionner le mode "ADVANCED 2" en enfonçant les 2 poussoirs "MODE" et "GATE" en même temps. Les relâcher lorsque l'écran affiche Advanced 2
- Au bout de qq. secondes la fonction "Velocity Factor" s'affiche, avec la valeur standard 0,66
- On peut modifier VF en appuyant sur les poussoirs "GATE" ou "MODE" (Gate augmente VF, Mode diminue)
- Quand la valeur voulue est atteinte (celle que donne le fabricant du câble) appuyer sur les 2 poussoirs en même temps pour l'enregistrer en mémoire.

VELOCITY FACTOR
VF = 0,66

Rappels

Localisation d'un défaut sur une ligne de transmission - le principe de la détection du défaut et de sa localisation est simple. Deux méthodes sont employées : 1) la réflectométrie fréquentielle 2) la réflect. impulsionnelle.

Cette dernière s'affaire à la technique du radar.

Elle nécessite un générateur d'impulsions et un oscilloscope. Elle peut être très précise.

C'est la méthode 1) qui est utilisée ici. Les deux méthodes sont basées sur le même principe : tout "défaut" sur une ligne d'impédance caractéristique donnée se traduit par une "rupture d'impédance" (une variation brusque d'impédance) à l'endroit du défaut. Si, par exemple, un câble coax est éraillé à un endroit, l'âme et la gaine se trouvent rapprochées et, par suite, la Z_0 diminue. Si l'âme est usée, Z_0 tend vers une valeur très élevée.

Une telle rupture brusque d'impédance provoquera, à l'endroit du défaut, une réflexion parasite de tout signal, onde ou impulsion, envoyé sur le coax. Cette réflexion entraîne une augmentation du T.O.S sur le coax. Pour effectuer la localisation du défaut par rapport au M.F.I on recherche les fréquences qui donnent une résonance sur la portion de câble comprise entre le géné. (M.F.I) et le défaut. Connaissant f on en déduit λ et la distance cherchée.

4) Localisation d'un défaut sur un coax.

- La procédure est assez compliquée, donc assez délicate à appliquer si on veut éviter les erreurs (voir le principe ci-contre). Brancher le câble sur la prise ANT. Se placer dans le Mode "ADVANCED 2" en enfessant simultanément les poussoirs "MODE" et "GATE". La première fonction qui apparaît est la sélection du coeff. de vélocité. Effectuer le choix ad-hoc et enregistrer en enfessant "MODE" et "GATE" en même temps. L'écran LCD affiche alors:
- | |
|------------------------------|
| Distance to
fault in feet |
|------------------------------|
- (Distance au défaut (en pieds))
S'il n'y a pas de défaut détectable l'appareil donnera la longueur physique* du câble branché. Celui-ci ne doit alimenter aucune charge (Antenne ou autre...). * (la longueur totale du câble)
- Choisir une gamme de fréq. en rapport avec la longueur du câble; d'autant plus basse que le câble est long. (1,8 MHz correspond à une $\lambda = 166$ m, ce qui permet de mesurer des câbles, même enroulés, de plusieurs centaines de mètres).
 - Rechercher une fréquence qui donne un minimum sur le galva "Impedance" et une valeur de X_s aussi voisine de 0 que possible.

Exemple: Câble qui a un défaut à environ 10 m de l'extrémité branché sur le HF1. On trouve un 1^{er} creux à 15,08 MHz qui s'affiche comme suit:

15,08 MHz 1 st DTF $X_s = 0$
--

→

Rappels (suite) Ondes Stationnaires sur une ligne (bifilaire ou coaxiale).

Lorsqu'une source HF (un TX par ex) envoie une tension à l'entrée d'une ligne de transmission une onde E.M (Electro-Magnétique) s'établit entre les 2 fils de la ligne. Cette onde va progresser vers la charge (l'antenne par ex.) à qui se traduit par l'apparition d'un courant HF sur chaque fil et d'une tension HF entre les 2 fils. Le rapport de cette tension V au courant I est l'équivalent d'une Impédance $Z_c = \frac{V}{I}$. Si V et I sont en phase ce rapport est l'équivalent d'une résistance: $R_c = \frac{V}{I}$

Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne; elle ne dépend que des constituants et dimensions de la ligne. Pour les lignes et coax courants, à faibles pertes, on peut considérer que Z_c est une résistance pure qu'on appelle la Résistance caractéristique R_c (par exemple 50 ohms ou 75 ohms pour les coax courants).

- Si la ligne sur laquelle on a envoyé une onde E.M est très longue, l'onde sur son trajet rencontrera toujours les mêmes conditions physiques (s'il n'y a pas d'obstacles à sa progression) donc la même R_c ; le courant et la tension ne varient pas à mesure qu'on s'éloigne du TX: on a ainsi créé sur la ligne une onde progressive.

Si le câble n'a pas de pertes la puissance injectée →

→ Localisation d'un défaut sur un coax (Suite)

- Enfoncer le bouton GATE par enregistrement des paramètres puis le relâcher. L'affichage passe à "2nd" clignotant.
- Passer alors sur la gamme de fréq. inférieure et rechercher un autre creux sur la galea "Impedance" en même temps qu'un X_S aussi proche de 0 que possible en manœuvrant le bouton "TUNE".

L'appareil affiche alors, par ex. :

41.92 MHz

DTF $X_S = 1$

- Premer alors le bouton "GATE"

ce qui affiche la distance au défaut recherché: (ou la longueur du morceau de câble) ici = 31,9 pieds soit, en mètres:

Dist. to fault

31,9 ft

$30,48 \times 31,9 = 972,3 \text{ cm}$ ou $9,723 \text{ mètres}$ - (1 pied = 30,48 cm)

- Une pression sur le bouton "MODE" donne la distance physique en pieds et la longueur électrique en degrés sachant que $360^\circ = \lambda = 1 \text{ longueur d'onde}$.

Ainsi, à la fréq. de 41.92 MHz on aurait $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300000000}{41920000} \approx 7,16 \text{ m}$ soit $\lambda \approx 61 \text{ mètres}$.

Une longueur électrique physique de 9,723 m correspond à une longueur électrique de $\frac{9,723}{7,16} = 1,358$ soit, exprimée en degrés : $360^\circ \times 1,358 = 489,1^\circ$ que l'appareil affiche :

41.92 MHz

31,9 ft 87°

10/1 < Appel > (suite 2) → dans la ligne et fournie par le TX est transportée intégralement par la ligne.

- Si la ligne a une longueur finie et se termine sur une résistance de charge pure (une antenne accordée ou une charge fictive par ex.) et que cette charge R_L est égale à R_c , la ligne ne voit pas de différence entre ces deux terminaisons et, par conséquent, toute la puissance transportée par la ligne est transférée à la charge. On dit que la ligne est "adaptée". ("matched" en anglais)

Si, au contraire $R_L \neq R_c$ (R_L diffère de R_c) on dit que la ligne est désadaptée ("mismatched"); que R_L soit $> R_c$ ou $R_L < R_c$. C'est la situation qui se rencontre si un défaut se produit sur la coax / en plus compliqué car l'impédance créée par le défaut est souvent "complexe" c'est à dire qu'elle comporte une partie réactive).

Un nouveau phénomène se produit alors à l'endroit de la rupture d'impédance : l'onde incidente réagit à l'obstacle : une fraction de la puissance transportée continue sa progression ou se dissipe dans la résistance de charge, le reste de la puissance "rebondit" sur l'obstacle et revient vers la source (le TX) : c'est la puissance réfléchie.

Cette puissance réfléchie est transportée par une onde rétrograde et sur son chemin de →

5) Mesure d'une longueur de câble inconnue.

Cette mesure utilise le même principe et la même procédure que la localisation d'un défaut décrite dans les pages précédentes. L'extrémité du câble à mesurer doit être soit "ouverte", (rien n'est connecté au bout du câble) soit en court-circuit franc c'est à dire de façon à éviter une forte désadaptation du câble ce qui rend les ondulatoires (ondes stationnaires, cf. p. suivante) plus pointues et la localisation des résonances plus précise. Remarquons que dans ces 2 cas particuliers le T.O.S. devient très grand.

La longueur mesurée est la longueur physique en pieds anglais (feet).

La longueur électrique en pieds ou en degrés (pour une fréquence donnée) peut être calculée par l'appareil dans le Mode "ADVANCED 2" (cf. N° 29 et pages précédentes). Il faut alors connaître le coefficient de vélocité du câble à tester.

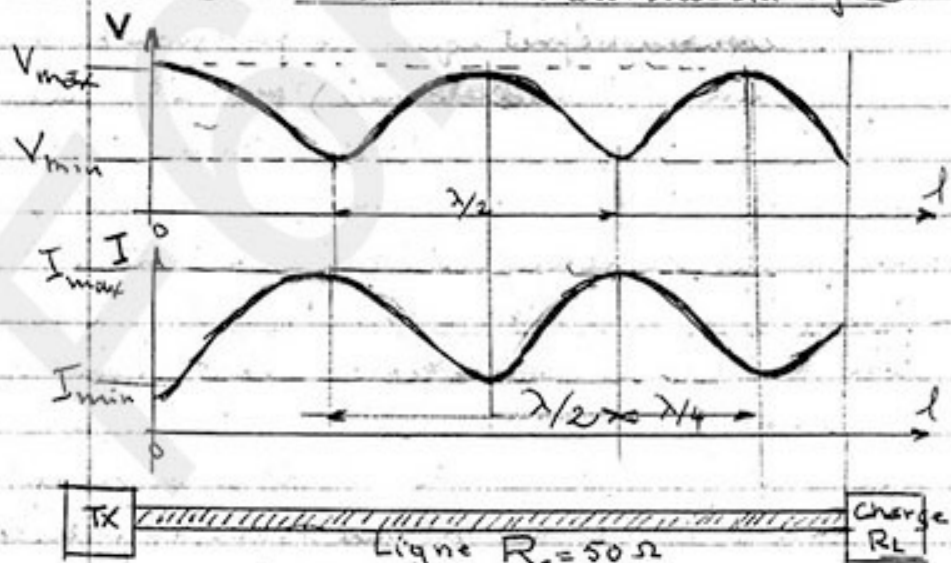
Mesures sur les lignes symétriques (fils parallèles)

Pour réaliser ces mesures correctement il faut respecter la symétrie dans le branchement. Un balun est l'idéal sinon il faut que le MFI soit obligatoirement alimenté soit sur piles, soit sur batteries (pas d'alim. secteur).

La ligne à mesurer doit être tendue au dessus du sol et éloignée de tout objet métallique.

4) Rapports (Suite 3) retour elle va interférer avec les ondes incidentes qui continuent d'être envoyées par le TX. Cette interférence de 2 ondes de même fréquence qui se propagent en sens inverse à des vitesses égales crée sur la ligne des ondes stationnaires. Comme leur nom l'indique ces ondes, une fois établies sur la ligne, ne bougent plus. Leur position ne dépend que de la longueur de la ligne et de la longueur d'onde du signal HF fourni par le TX. On peut les détecter en mesurant le courant ou la tension en différents points de la ligne.

Exemple : Ondes stationnaires sur une ligne ayant un TOS de 3. Tension et Courant sur la ligne



Remarques : Les ondulations ne sont pas des sinusoides.
 Les Max de tension correspondent à des min de courant et $P = U_{\max} \times I_{\min} = \text{cte}$ sur toute la longueur

6) Mesure du coefficient de réflexion (43)
sur une ligne désadaptée (N.O p. 20-22)

(Voir les rappels p. 46 et suivantes →)

Il faut placer l'analyseur dans le Mode
"ADVANCED 1" (Boutons GATE et MODE enfon-
cés simultanément).

- Prendre le bouton MODE pour faire
apparaître la fonction voulue →

Return loss Reflection Coeff.

- Connecter le câble à tester sur la prise ANTENNA
et régler la fréquence à la valeur souhaitée.

L'écran affiche la fréquence, l'affaiblissement
de réflexion (RL) ou "Return loss"

et le module du coeff. de
réflexion $|\Gamma|$ ainsi que
le T.O.S. (SWR).

14.159 MHz	1
RL=48dB	$\rho=0$ SWR

- Affaiblissement de réflexion (Return loss) (N.O p. 20-22)

C'est une façon d'exprimer les désadaptations à partir
du coefficient de réflexion sur une échelle de
décibels (donc logarithmique):

Exemple: $\rho=0,59 \rightarrow RL=4,5dB$

$RL = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\rho} \right)$ dB

Ce paramètre est surtout utilisé dans la
technique des micro-onde où l'on travaille avec
des sources adaptées et où l'on utilise le "théorie
d'onde" des quadripôles.

4) Rapports (suite 4) Le taux de désadaptation entre la ligne, de Résistance caractéristique R_c , et la charge de résistance R_L peut être caractérisée de plusieurs manières. 1°) Si on peut mesurer V_{max} et V_{min} (avec une ligne soit fendue ou ligne à fils parallèles de lecture) on obtient une mesure de la désadaptation : c'est le T.O.S.

$$\text{T.O.S} = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$
 : plus les ondulations sont importantes plus la ligne est désadaptée et plus le T.O.S. est élevé ! (T.O.S. > 1)

Si la ligne est bien adaptée : $V_{max} = V_{min}$, il n'y a plus d'ondulations et le T.O.S. = 1

Conséquences d'un T.O.S. élevé : Sur la figure précédente on voit que la tension au niveau du TX atteint la valeur de V_{max} - De même en certains points de la ligne - Avec des puissances de l'ordre de 50/100 watts cette tension V_{max} peut atteindre plusieurs centaines de volts (voir des TOS > 5), ce qui peut être dangereux pour le TX comme pour la ligne (claquages!) - Inversement aux points de V_{min} c'est le courant qui devient dangereux car alors $I = I_{max}$, qui peut atteindre la dizaine d'Ampères !

Si la charge est une résistance pure : R_L (pas de réactance série ou parallèle) alors on a :

$\text{T.O.S} = \frac{R_L}{R_c} \text{ si } R_L > R_c$	Ex. $R_L = 150 \Omega$: TOS = 3
$\text{T.O.S} = \frac{R_c}{R_L} \text{ si } R_L < R_c$	Ex. $R_L = 20 \Omega$: T.O.S = 2,5

(pour $R_c = 50 \Omega$) →

7) Rendement d'adaptation. (No p. 21-23) ⁽⁴⁵⁾ ("Match efficiency")

Comme la notion de "RETURN LOSS" est une façon d'exprimer le coefficient de réflexion, celle de "MATCH EFFICIENCY" se rattache à la notion de T.O.S. Elle n'est utile que dans le cadre d'une théorie de l'adaptation des sources aux charges particulières, et qui s'applique principalement aux circuits micro-ondes. On accède à cette fonction dans le mode "ADVANCED 1" en mode normal (HF) comme en mode UHF. (cf NO p 22-23)

MATCH
Efficiency

50.097 MHz 1.3
Power 98% SWR

Système bien adapté
Système mal adapté

53.34 MHz > 31
Match < 12% SWR

4) Rappels (Suite 5)

T.O.S et coefficient de réflexion

Nous avons vu que la présence d'une désadaptation sur une ligne entraînait l'apparition sur cette ligne d'une onde rétrograde transportant une puissance qu'on a appelée "puissance réfléchie". Cette puissance réfléchie se traduit par la naissance d'une tension et d'un courant qui s'opposent à la tension et au courant de l'onde incidente - Cette opposition est la cause de l'apparition des ondes stationnaires sur toute la longueur de la ligne.

On peut mesurer les tensions et courants incidents V^+ et I^+ , ainsi que les tensions et courants réfléchis avec un coupleur directif. C'est un dispositif qui est sensible au sens de circulation du courant.

(qui exploite pour ce faire des propriétés des lignes couplées). La plupart des TOS-Mètres classiques sont de ce type. Ils mesurent les rapports V^+/V^- ou I^+/I^- et sont étalonnés en puissances P^+/P^- .

Plus précisément on définit le coefficient de réflexion par le rapport $\boxed{\vec{\Gamma} = \frac{\vec{V}^-}{\vec{V}^+}}$.

Les tensions V^+ et V^- sont déphasées l'une par rapport à l'autre il faut donc les traiter comme des quantités complexes ou des vecteurs. Le coefficient de réflexion est par conséquent une quantité complexe, ou un vecteur, caractérisée par son module

$|\Gamma|$ et un angle de phase θ : $\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta} = \rho e^{j\theta}$.

8) Essais et réglage des stubs (N° p. 33) (47)

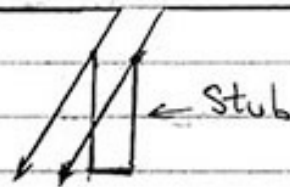
Les "stubs" sont des tronçons de ligne qui exploitent les propriétés de transformateur d'impédance des lignes, conséquences de la création d'ondes stationnaires sous l'effet des désadaptations.

(cf p. 54)

Par le choix judicieux d'un tronçon de ligne on crée à l'entrée du tronçon une impédance voulue, par exemple pour compenser une réactance gênante - le cas typique est celui d'une antenne présentant à ses bornes une réactance qui crée une désadaptation du feeder et donc entraîne un $TOS \neq 1$.

Pour compenser cette réactance on branche aux bornes de l'antenne un tronçon de ligne qui ramène une réactance de signe opposé à celle de l'antenne. Celle-ci se trouve de ce fait annulée.

Le stub est généralement constitué d'un tronçon de ligne ouvert à son extrémité ou en court-circuit.



Les mêmes principes s'appliquent aux lignes coaxiales.

Pour le réglage des longueurs des stubs on se place dans les conditions de la résonance →

Rappels (Suite 6)

- Le coefficient de réflexion caractérise à sa manière l'importance d'une désadaptation. En effet on a la relation :

$$\rho_x = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-2j\beta x}$$

(x est la distance d'un point de la ligne comptée à partir de la charge)

Z_0 : Imp. caract.
 Z_L : Imp. de la charge

On remarque que ρ , (~~comme V^+ et V^-~~) varie en chaque point de la ligne - Au niveau de la charge (résis.)

on a : $\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ d'où $\rho_x = \rho_L e^{-j\theta}$ $\theta = 2\beta x$

- Si la charge est une résistance pure (Antenne accordée à la résonance par ex.) alors : $\rho_L = \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0}$ au niveau de la charge.

On voit que plus la désadaptation est importante (R_L très différent de R_0) plus ρ est grand.

Cas particuliers

- Ligne ouverte à l'extrémité : $R_L = \infty \Rightarrow \rho = +1$
- " en court-circuit " : $R_L = 0 \Rightarrow \rho = -1$
- " bouclée sur $R = R_0$: $R_L = R_0 \Rightarrow \rho = 0$
- " chargée par une self ou capa (sans résistance) $Z_L = 0 \pm jX \Rightarrow |\rho| = 1$

On démontre que : la forme et les amplitudes des ~~ondulations~~ des ondes stationnaires dépendent du module de ρ . La position des ondulations sur la ligne ne dépendent que de l'angle de ρ .

Comme le T.O.S. est déterminé par le rapport des amplitudes $\frac{V_{max}}{V_{min}}$ uniquement, on voit

→ Ces conditions de résonance sont obtenues pour des longueurs de stubs égales à $\lambda/4$ pour les stubs ouverts et $\lambda/2$ pour des stubs en court-circuit. La procédure de mesure est identique à celle utilisée pour la mesure d'une ligne. cf p. 41.

Pour des réglages fins une méthode progressive est décrite dans la NO. p. 33.

Les deux méthodes utilisent le Mode "ADVANCED 2".

NdT. Une bonne compréhension des propriétés des lignes ouvertes et en court-circuit est nécessaire pour une bonne exploitation de ces principes.

Je recommande l'excellent article de CNRMH dans RADIO-REF de Nov 1958. Pages 750 à 762.

4) Rappels (Suite 7)

que le T.O.S dépend uniquement du module de ρ - et on démontre que :

$$\boxed{T.O.S = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|}}$$

- Comme $|\rho|$ varie entre 0 et 1, le T.O.S varie de 1 pour une ligne bien adaptée à ∞ (l'infini) pour une ligne complètement désadaptée.
- Comme le module de ρ : $|\rho|$, ne dépend pas de x , c'est-à-dire du point où l'on mesure le T.O.S, on en déduit que le T.O.S ne dépend pas du point où l'on place un T.O.S-mètre, ni de la longueur de la ligne - (supposée sans pertes)

- Le T.O.S n'étant fonction que de $|\rho|$, inversement $|\rho|$ est fonction du T.O.S seul :

$$\boxed{|\rho| = \frac{T.O.S - 1}{T.O.S + 1}}$$

- Le coefficient de réflexion intervient également dans l'expression des puissances et des impédances sur toute ligne, à fils parallèles ou coaxiale.

Si on reprend le diagramme des ondes stationnaires précédent, V et I représentent la tension et le courant présents sur la ligne à partir du Tx en allant vers la charge.

Comme en électrotechnique, le produit $(V \times I)$ représente la puissance transportée par la ligne. Mais en général $\vec{V}$ et $\vec{I}$ ne sont pas en phase. Il faut donc introduire le déphasage φ qui existe entre ces 2 quantités (vectorielles). $\rightarrow$

(51)

9) Mesure de l'impédance caractéristique d'une ligne inconnue (NO p.35)

Ces mesures sont basées sur les techniques de réflectométrie évoquées p. 36

Les lignes symétriques (fils parallèles) doivent être tendues au dessus du sol pour effectuer une mesure correcte. De plus, l'analyseur doit être obligatoirement alimenté sur piles ou batteries. (une Alim. secteur oblitérerait la symétrie.)

Procédure : Il faut avoir une idée de l'impédance caractéristique à mesurer. (calcul ou abaque)

- Placer l'analyseur en mode normal de mesure d'une impédance (cf. p. 11) et y connecter la ligne de Z_c inconnue. A l'autre extrémité connecter une résistance non inductive de valeur du même ordre que le Z_c cherché.

- Régler la fréquence dans une gamme où la ligne inconnue sera utilisée et chercher la fréquence qui donne les valeurs les plus faibles de la résistance et de la réactance affichées.

- Noter la valeur de l'impédance lue et R_1
- Chercher alors la fréquence qui donne la résistance la plus élevée en même temps que la réactance la plus faible. Noter cette résistance : R_2

- L'impédance caractéristique cherchée (en réalité la Résistance caractéristique) est $Z_c = \sqrt{R_1 \cdot R_2} \rightarrow$

2) Rappel (Suite 8)

→ Ainsi l'expression de la Puissance active transportée par la ligne s'écrit: $P = V.I.\cos\varphi$ comme en électrotechnique.

Si la ligne n'a pas de pertes cette puissance se conserve sur toute la ligne et si la ligne est bien adaptée toute la puissance envoyée par le TX est transmise à la charge (par ex. l'Antenne).

- Si la ligne n'est pas bien adaptée la situation est plus compliquée et le coefficient de réflexion intervient dans l'expression des puissances.

Sans entrer dans le détail on démontre que

$$|\rho|^2 = \frac{\text{Puissance Réfléchiée}}{\text{Puissance Incidente}} \quad \text{ou} \quad |\rho| = \sqrt{\frac{P_r}{P_s}}$$

- Si on s'intéresse maintenant, sur le diagramme des Ondes Stationnaires, au rapport $\frac{V}{I}$; comme en électrotechnique, ce rapport définit une Impédance. En chaque point x de la ligne on aura donc $\vec{Z}_x = \frac{\vec{V}_x}{\vec{I}_x}$. (on a mis des flèches pour rappeler que $\vec{Z}$, $\vec{V}$ et $\vec{I}$ ont des vecteurs, c'est à dire des quantités complexes comprenant un module et un angle).

Comme V_x et I_x varient en chaque point de la ligne leur rapport change, donc l'impédance sur la ligne varie en chaque point.

En particulier, l'impédance à l'entrée de la ligne (côté TX) diffère de l'impédance à la

Mesure de l'impédance caractéristique d'une ligne inconnue (suite)

Même branchement que précédemment (pg 52) mais on brule la ligne sur un potentiomètre de bonne qualité, non bobiné, de valeur aussi proche que possible de la valeur de Z_0 recherchée.

La méthode consiste à rechercher la valeur de la R du potentiomètre (monté en résistance variable) qui donne la meilleure adaptation de la ligne. On sait que, dans ce cas, on aura $R = Z_0$, qui est la valeur cherchée.

Pour détecter la meilleure adaptation on cherche la valeur de R (que l'on mesurera ensuite à l'ohmètre) qui donne le TOS le plus faible sur une gamme de fréquences la plus large possible. (dans la gamme de fréquences pour laquelle la ligne est prévue).

La même technique s'applique aux antennes travaillant en ondes progressives comme l'antenne Beverage.

54) Rappels (suite 3)

sortie, c'est à dire l'impédance de la charge. Inversement : l'impédance que voit le TX diffère de l'impédance de la charge : $\boxed{Z_0 \neq Z_L}$

Z_0 : à l'entrée de la ligne (où $x=0$)
 Z_L : à la sortie, c'est à dire à la charge (où $x=l$)

En d'autres termes on peut dire que la ligne agit comme un transformateur d'impédances.

Le rapport de transformation (entre Z_L et Z_0) dépend des paramètres de la ligne : son impédance caractéristique Z_0 et sa longueur l .

Ceci suggère que l'élément clef de cette transformation est le coefficient de réflexion ρ .

En effet, rappelant que le module de ρ s'écrit $|\rho| = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ et sa phase $\theta = 2\beta x = \frac{2\pi}{\lambda} x$,

on aura pour l'impédance au bas de la ligne (côté TX) :

$$\boxed{Z_0 = Z_c \left[\frac{e^{j\beta l} + \rho e^{-j\beta l}}{e^{j\beta l} + \rho e^{-j\beta l}} \right]}$$

C'est une expression compliquée où apparaît la ligne par les paramètres Z_c et l (sa longueur) et la charge par l'intermédiaire de ρ .

Explicitement Z_0 et Z_L apparaîtront en définitive sous la forme $Z_0 = R_0 + jX_0$

(ou sous la forme $Z_L = R_L + jX_L = \text{Impédance de la charge}$)
 (parallèle équivalente)
 cf p. 23 → 51

VI Mesures sur les antennes

(55)

(No p. 31-11)

Remarques. Toute mesure effectuée sur une antenne par l'intermédiaire d'une "ligne de transmission" ou feeder (coaxiale ou à fils parallèles) est transformée par la ligne. Ceci est particulièrement le cas pour les mesures d'impédance et de résonance comme rappelé ci-contre (p. 54). La seule mesure qui n'est pas affectée est celle du T.O.S (qui caractérise la ligne et non l'antenne) - (cf p. 40 à 46).

La mesure du T.O.S est indépendante de la longueur de la ligne et de la position du T.O.S-mètre sur la ligne.

La vérification de ce point constitue un test sévère pour les T.O.S-mètres, surtout si le TOS sur la ligne est élevé.

Pour interpréter des mesures effectuées au bas d'un feeder il faut savoir interpréter les effets de transformation d'impédance dus à la ligne. (cf p. 56).

Deux conséquences simples de cette transformation peuvent être retenues :

1) Aucune longueur de ligne ne peut transformer une réactance en résistance. $\rightarrow$

86) Rapports (Suite 10) : Détermination de l'impédance vue par le TX.

Connaissant l'impédance de la charge (l'Antenne) et la longueur du coax, la formule précédente donne la réponse ! Mais comme cette formule est compliquée on dispose de 2 moyens de la résoudre, moins contraignants :

- a) l'Abaque de Smith.
- b) les programmes spécifiques en informatique.

1) L'abaque de Smith est un moyen extrêmement utile car il permet de résoudre de nombreux problèmes sur les lignes de manière graphique. (je recommande les articles de F6ELT dans RADIO-REF de Décembre 1981 et Janvier 1982).

2) Il existe de nombreux programmes. Certains sont téléchargeables sur le WEB. On en trouve aussi sur des disquettes ou CD d'accompagnement de certains ouvrages, comme l'ANTENNA BOOK américain.

L'Analyseur MFJ donne l'impédance au bas de la ligne, c'est-à-dire Z_0 . Ce n'est pas l'impédance de l'Antenne !

On peut calculer cette impédance Z_L à partir de Z_0 par les moyens décrits ci-dessus.

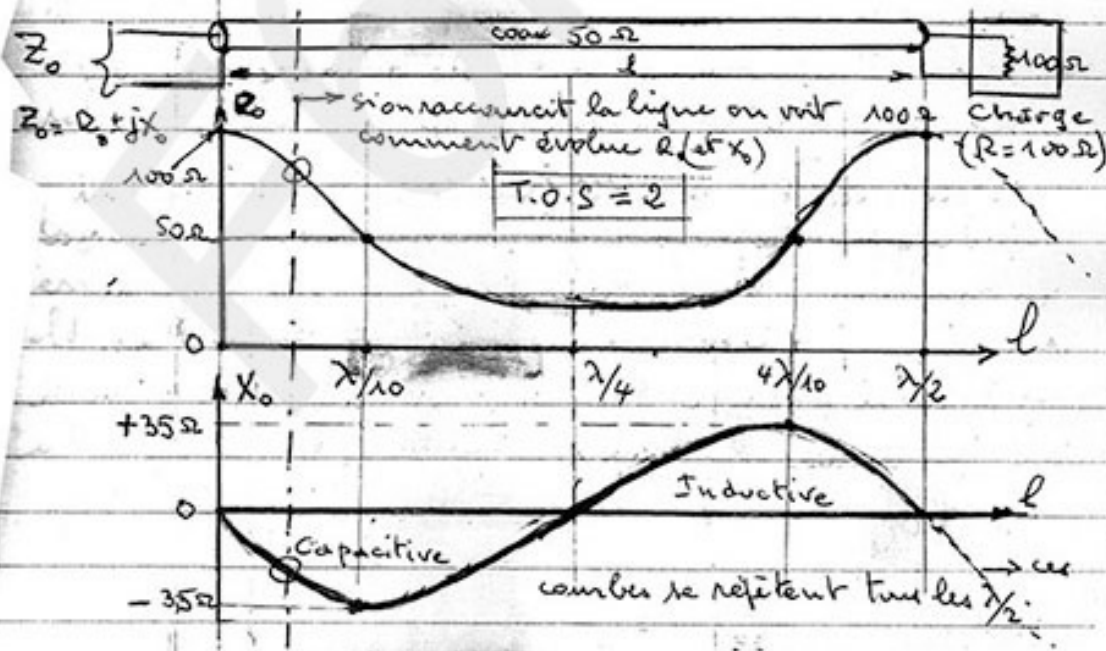
L'analyseur MFJ permet la mesure de Z_L si on a accès directement aux bornes de l'antenne
→

Mesures sur les antennes (suite) (57)

→ 2) La présence d'une composante réactive dans une charge ($Z = R + jX$), par exemple une antenne, ne peut qu'augmenter le T.O.S. Il est impossible d'obtenir un T.O.S. de 1 si la charge présente une composante inductive ou capacitive. (antenne trop longue ou trop courte, par exemple). Ceci est vrai même si le module de l'impédance vaut 50 ohms.

Inversement même si l'antenne est résonante le T.O.S. n'est pas nécessairement égal à 1. Ceci parce que la composante résistive qui subsiste n'est pas égale à 50 ohms dans un tel cas.

Exemple de transformation d'impédance par un coax 50 Ω



§8) Récapitulé (Suite 11) $\rightarrow$ Si cela n'est pas possible il reste une possibilité: faire une mesure au bas d'une ligne (coax ou bifilaire) de longueur égale à une ou plusieurs demi-ondes ($\lambda/2$). En effet, si on remplace l par sa valeur dans la formule précédente $\|K\| = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ et l par $\lambda/2$ on obtient $\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} = \pi$ ce qui donne: $\underline{Z_0 = Z_L}$: l'impédance au bas de la ligne est égale à l'impédance de charge! (quelle que soit l'impédance caractéristique de la ligne!) - Cette relation particulière est unique.

L'inconvénient est qu'elle n'est valable que pour une seule fréquence: celle pour laquelle la ligne a une longueur électrique de $\lambda/2$.

Exemple: Un coax de 28 mètres. Sa longueur électrique est de $\frac{28}{0,66} = 42,42$ m qui correspond à $\lambda/2$ d'un

$$\lambda = 84,84 \text{ m} \text{ longueur d'onde d'une fréquence}$$

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{84,84} = 3.536 \text{ kHz}$$

Si on s'écarte de cette fréquence le coax reprend son rôle de transfo d'impédance et l'impédance qu'on mesure au bas du coax n'est plus celle de l'antenne! C'est l'inconvénient de la méthode!

A chaque changement de f il faudrait retoucher la longueur du coax.

b) Mesure de l'impédance au point d'alimentation

La meilleure méthode, à condition qu'on puisse l'appliquer, consiste à faire la mesure aux bornes mêmes de l'antenne.

En VHF et au-dessus ceci est facilement réalisable, au prix de quelques précautions (influence du sol et de l'opérateur). Avec une antenne directive il suffit, pour s'affranchir de l'influence du sol, de pointer l'antenne vers le ciel.

En HF, avec les antennes unifilaires il devient difficile de s'affranchir totalement des influences citées. Si on se rapproche trop du sol la résistance de rayonnement diminue et la résistance aux bornes suit la même loi. L'idéal serait de placer l'antenne à une hauteur au moins égale à $\lambda/4$. La réactance est également modifiée, la capacité du fil par rapport au sol augmentant quand on se rapproche de celui-ci.

L'alimentation d'antennes symétriques par lignes désymétriques (coax) peut engendrer des erreurs de mesure à cause des courants de gaine, lesquels peuvent perturber l'analyseur (comme les TOS-mètres standard). Pour s'en affranchir il faut utiliser un balun ou un "filtre de gaine".

Procédure de Mesure : se reporter aux pages 16) et 21) ci-avant.

Mesure des résonances (suite de) →

→ fréquences qui donnent une résonance. C'est le même phénomène pour les antennes, par ex. une antenne F.H.F. qui résonne sur 21 MHz (Harmonique 3).

Procédure : Se placer dans le Mode "ADVANCED 1" avec les 2 boutons "MODE" + "GATE". Presser ensuite le bouton "MODE" 2 fois pour faire apparaître la fonction →

Resonance mode tune for $X=0$

Le globe "Impedance" indique la réactance. Chercher la (ou les) fréquences qui donnent $X=0$.

Par définition ces fréquences sont des fréquences de résonance ($X=0$). L'écran affiche R et le TOS.

Mesures sur les antennes (suite 3)

(64)

c) Mesures de longueur des brins (N.O.p. 25)

On peut mesurer les longueurs des antennes "Long fil" et Beheraque et les longueurs des brins de dipôles. Initialement on utilisera un transfo d'impédance pour adapter l'impédance au point de mesure à celle de l'analyseur.

Pour obtenir un résultat correct il faut choisir le point de mesure avec un morceau de ligne aussi court que possible (inférieur à $\lambda/32$ en tout état de cause) à la prise "ANTENNA" de l'analyseur.

Procédure : la même que pour les mesures de longueur des lignes (cf. p. 41 et 39)

d) Mesures des résonances (N.O. p. 20 + 11)

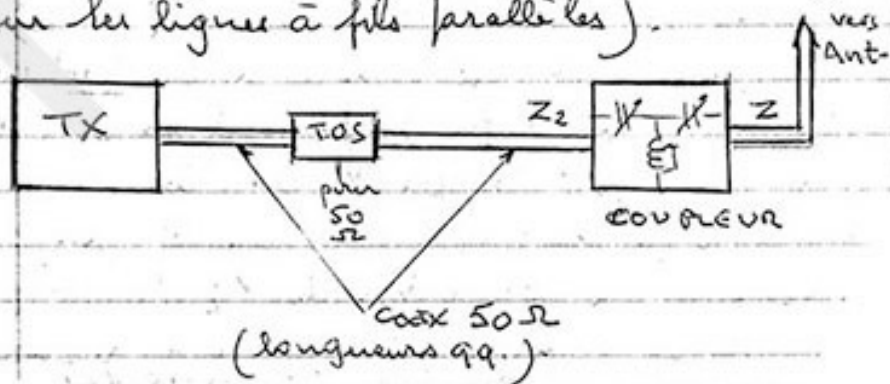
Il existe une fonction spéciale pour réaliser cette mesure dans le mode "ADVANCED 1". La méthode ne diffère pas sensiblement de la mesure des impédances - les mêmes mises en garde s'appliquent, à savoir que si on fait la mesure sur une antenne reliée à une ligne (feeder) ce qu'on va mesurer est la résonance de tout le système (antenne et ligne). Le seul cas particulier où la ligne ne perturbe pas la détection de la résonance est celui qui correspond à une longueur de ligne égale à un nombre entier de $\lambda/4$ (électriques!). - C'est ce qui explique qu'on peut trouver plusieurs

Rappels au sujet des coupleurs.

Le coupleur d'antenne a deux fonctions :

- 1) Présenter au TX une charge résistive "pure", c'est à dire ne présentant aucune réactance. Il transforme donc l'impédance Z qui apparaît au bras du feeder : $Z = R \pm jX$, en une autre valeur telle que $X = 0$, soit $Z_1 = R_1$.
- 2) Transformer la résistance R_1 en une valeur R_2 qui est la résistance de charge optimale du TX. (généralement 50 ohms).

Si ces fonctions sont bien réalisées une mesure d'impédance faite en un point quelconque situé entre le TX et le coupleur doit donner $Z_2 = 50 \pm 0$, à la fréquence voulue. Le T.O.S sur cette portion de ligne est alors de 1. Si ce n'est pas le cas c'est que la mesure (le T.O.S-mètre ou l'analyseur) est perturbée par des courants HF parasites. (par exemple des courants de gaine sur les coax ou une dissymétrie sur les lignes à fils parallèles).



(63)
N.º
p. 36
e) Réglage des coupleurs d'antenne.

ATTENTION: Effectuer ces réglages indépendamment de toute source de HF, notamment de tout TX. L'application à l'analyseur de toute puissance HF le détruirait irrémédiablement.

a) Noter les valeurs de réglage obtenues, débrancher l'analyseur et brancher le TX et un TOS mètre standard - à sa place -

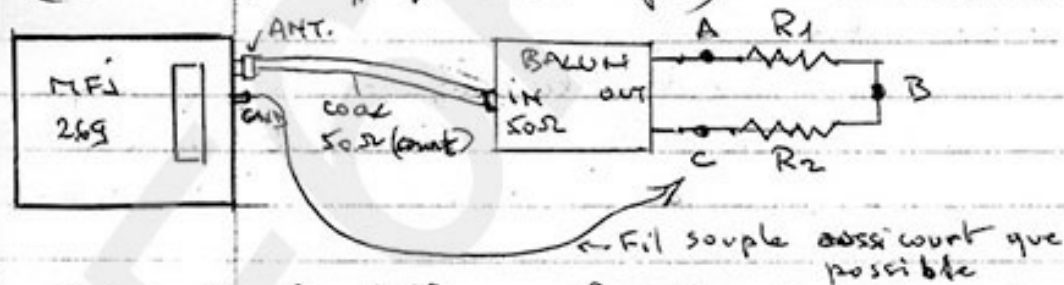
b) Procédure : - le coupleur étant connecté au feeder, brancher l'analyseur à son entrée avec une petite longueur de coax

- Régler la fréquence de l'analyseur à la valeur voulue -

- Rechercher les réglages du coupleur qui donnent un T.O.S de 1 sur l'analyseur

- Faire ce qui est indiqué en a) ci-dessus

Test de symétrie des baluns de type "tension" (le montage s'applique aux 2 types) et "courant"



- Choisir $R_1 = R_2$ telles que $R_1 + R_2 =$ impédance de charge nominale du balun. (Résistances non-inductives)
- a) Contrôler l'adaptation des impédances en vérifiant que le T.O.S. est peu différent de 1 pour les fréquences prévues.
- b) Contrôler la symétrisation en vérifiant que le T.O.S. n'est pas perturbé quand on branche le fil souple au point B. Au contraire le T.O.S. augmente lorsqu'

F) Vérification des Baluns (N.O p. 37)

- 2 types de vérifications sont prévus sur les baluns: 1) Vérification de la bande passante (ceci pour les baluns à large bande)

2) Vérification des qualités de symétrie

- On peut également envisager de contrôler le rapport de transformation en fonction de la fréquence par exemple, comme pour les transfos d'impédance à large bande (N.O p. 36)

- Une bonne connaissance des principes de fonctionnement de ces dispositifs paraît nécessaire pour bien interpréter ce genre de mesures, notamment les différences entre baluns "en tension" et baluns "en courant".

- Pour l'évaluation du rendement de ces dispositifs à large bande se reporter à la page 33) ci-avant.

→ on passe du point B aux points A ou C, mais le déséquilibre doit être le même en A comme en C. Ceci pour un balun "en tension".

↗ Au contraire un balun "en courant" ne doit donner aucune différence lorsqu'on déplace le fil boucle sur les points A, B ou C.

66/

- Mode Avancé 1 en U.H.F (M.O p.22)

L'appareil étant placé en UHF on accède aux différentes fonctions de la même manière que sur les autres gammes.

- Coefficient de réflexion et Affaibliss^t de réflexion (cf p.43) ci-dessous

Les résultats s'affichent à l'écran.

Return loss
Reflection coeff

- Match Efficiency → cf les remarques p.45)

MESURES EN GAMME U.H.F. ⁽⁶⁷⁾

415 à 470 MHz. (N.O p. 9, 15, 22)

Sélection de la gamme U.H.F.

L'analyseur doit d'abord être mis en marche avec le bouton Power. Vérifier l'état des piles sur le Bar-Graph de l'afficheur.

Attention : En position UHF l'appareil consomme jusqu'à 250 mA, ce qui fait beaucoup pour les piles ! Effectuer les mesures rapidement et couper l'alimentation dès que possible.

La gamme UHF est enclenchée par pression sur le bouton "U.H.F" et en positionnant le commutateur FREQUENCY sur "U.H.F".

La fréquence s'affiche à l'écran et peut être réglée par le bouton TUNE, dans les limites indiquées, sinon un message d'erreur s'affiche.

1) Mesures de T.O.S en U.H.F. (N.O p. 15)

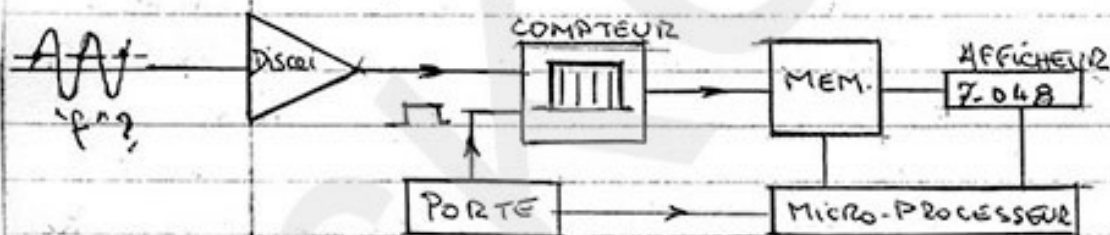
Le galvan "Impédance" n'est pas utilisé. Le TOS est affiché sur forme de bar-graph et numériquement sur l'écran L.C.D.

2) Mesures des pertes dans un coax en U.H.F. (N.O p. 15)

La fonction est appelée en pressant le bouton "MODE". L'extrémité du coax affecté à l'analyseur doit être laissée en l'air.

Rappels : Principe du fréquencesmètre.

Comme le nom anglais l'indique, un fréquencesmètre est, essentiellement, un compteur de fréquences. (frequency counter). En réalité il compte le nombre d'impulsions qui tombent dans une mémoire pendant un intervalle de temps fixe et précis qu'on appelle une "porte" (Gate). Ensuite la mémoire est lue puis affichée (ici par le micro-processeur de l'appareil).



Exemple : f d'entrée = 1 MHz = Hertz (MHz) = 1.000.000 c/s
 soit 1 million d'impulsions par seconde qui arrivent sur le compteur. Si la porte s'ouvre pendant 1 seconde le compteur laisse passer 1 million de bits dans la mémoire - le Micro-processeur est informé de la longueur du signal "Porte" : il gère la décharge de la mémoire et l'affichage en conséquence et le chiffre 1.000.000 sera affiché. (ou sous une forme plus condensée).

- Comme il n'y a aucune synchronisation entre les impulsions et les signaux "Porte" il y a even possible de 1 coup à l'ouverture et à la fermer

UTILISATION EN FRÉQUENCEMÈTRE

(69)

(N.O.P.
8415)

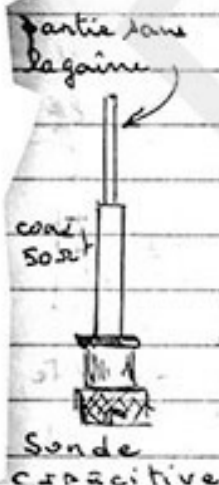
Attention - Aucune tension continue ne doit être appliquée sur la prise BNC d'entrée du fréquencesmètre. Appliquer les signaux à mesurer de préférence par couplage magnétique ou capacitif. La tension maximale appliquée ne doit pas dépasser 5 volts crête à crête; c'est à dire 1,7 volts efficaces pour une tension sinusoïdale.

Sélection de la fonction Fréquencesmètre

Cette fonction est la dernière du mode normal. On y accède par pression sur le poussoir "MODE". L'afficheur indique "Freq. Counter". L'entrée se fait sur la prise BNC "Freq. Input" (cf p. 3).

La sensibilité d'entrée dépend de la fréquence. Elle va de 10 millivolts à 1,7 MHz à 180 millivolts à 180 MHz.

Pour l'attaque il est recommandé de se fabriquer une petite sonde capacitive et une petite sonde magnétique selon les schémas ci-contre.



→ ture de la porte - Si la porte est très large par rapport à la séparation des impulsions ceci est sans conséquence. Par contre, plus la séparation des impulsions, c'est à dire la fréquence période du signal ($p = 1/f$) se rapproche de la largeur de la porte, plus l'erreur devient gênante.

D'autres facteurs aggravent cette erreur inévitable (temps de montée des signaux par ex.) -

C'est pour cette raison que l'analyseur offre la possibilité de régler la largeur de la "Porte" (GATE) -

Une autre cause d'erreurs est liée au fonctionnement du circuit d'entrée (DISCRIMINATEUR) qui transforme les signaux appliqués à l'appareil en impulsions.

Réglage de la largeur de la porte (Suite de →)

Le réglage se fait par pression sur le poussoir "GATE" - La largeur de porte est affichée à côté de la fréquence mesurée - L'afficheur n'affiche que les chiffres significatifs.

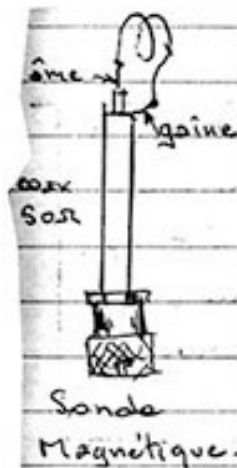
- Exemples :

14.32 MHz 0,012
Freq. Counter

↓
largeur de porte = 0,012
soit 10 millisecondes

14.3258 MHz 1A
Freq. Counter

↓
largeur de porte
= 1 seconde
Meilleure résolution!



Le nombre de spires est à déterminer selon la fréquence et l'intensité du signal à détecter. (41)

On a intérêt à éviter un couplage trop fort pour éviter les inconvénients signalés ci-contre (mauvais fonctionnement du discriminateur). On règle le couplage en rapprochant ou en éloignant la sonde de la source de signaux.

Réglage de la largeur de la porte (GATE)

Comme indiqué p. 68 et 70 la largeur du signal "PORTE" détermine la précision de la mesure.

On a évidemment intérêt à fonctionner avec une largeur de porte aussi grande que possible, mais il y a des limites. Plus la porte est large, plus on enregistre de "coups" (impulsions) et on peut ainsi atteindre la capacité maximale d'enregistrement du système. De plus, plus la porte est large plus la durée de comptage est grande. Il ne faut pas que la fréquence à mesurer varie pendant cette durée sinon le résultat est erroné.

Un choix judicieux permet d'atteindre une précision de 0,05%; soit une incertitude de 5 Hz sur 10 kHz ou ± 50 Hz sur 100 kHz; ± 500 Hz sur 1 MHz etc.

$$\begin{array}{|l} \text{Incertitude minimale} \\ \text{sur la fréq. } F \end{array} = \frac{F \times 0,05}{100} \text{ en Hz}$$

Quand on change des piles ou batteries il faut s'assurer que l'appareil n'est pas en marche, (poussoir POWER sur "OFF"). Faire attention que le poussoir ne se trouve pas enfoncé lorsqu'on retourne l'appareil.

Pendant la charge des batteries l'appareil doit être coupé ("OFF"). La charge s'effectue avec un courant de 10 à 20 mA. Compter au moins 10 heures pour charger des batteries complètement déchargées.

Pour que l'alimentation externe recharge les batteries le cavalier interne J3 doit être positionné à droite, voir le schéma ci-dessous :



(cf N° 5)

- Inversement, si on utilise des piles sèches (non rechargeables) le cavalier doit être positionné à gauche. (position "OFF")

ALIMENTATION EXTERNE

(73)

cf. p. 8/9)

NO p. 3-4-5

La tension optimale à appliquer est de 14,5V.
Le débit est de 150mA maxi en HF et VHF
et 250mA maxi en mode UHF

En mode "SLEEP" (dormant) la tension
appliquée ne doit pas dépasser 18 volts (avec
débit très faible ou nul)

La prise d'Alim. Externe est du type 2,1 mm
extérieure négative (à la masse).

L'insertion du Jack (mâle) déconnecte les
piles du circuit mais les met en charge (donc
piles rechargeables ou batterie si on utilise
une Alim. Externe). Cette connexion doit
être interrompue si on utilise des piles sèches

(non rechargeables). A cette fin il faut
déplacer un cavalier situé sur le circuit imprimé
de l'appareil (cf. NO p. 4 et 5): J3

Pour y accéder il faut démonter entièrement
le flaque arrière.

- Si la tension d'alim. tombe en dessous de 14 volts
une indication clignotante s'affiche à l'écran.
- A la mise en marche (par le bouton Power) l'écran
affiche la tension d'Alim et un "bar-graph" et l'état
de charge de la batterie.

NOTES

- 1) Article de FIAEQ dans L&R-REF n° 824 (Sept. 2009) pp. 30-32.

Utile pour les conseils d'utilisation et, surtout, les soins mécaniques à prendre en compte, en cas de problèmes.