

# BOITE DE REGLAGE D'ANTENNES

## " TOUS TERRAINS "

Pour expérimentation

Par Serge MALLET, F6AEM

### I - Généralités

Cette boîte d'adaptation, à l'origine d'un type symétrique (Cf. note 1) classique série-parallèle genre F3LG, a rapidement évolué par plusieurs astuces et autres conceptions, pour répondre à toutes mes expérimentations d'antennes, toujours alimentées par des lignes bifilaires, qu'elles soient dipôles, Lévy, boucles, quad, ZL, W8JK, HB9CV, Yagi, pyramides et même ground-plane (Cf. note 2).

Les coupleurs traditionnels en L, T, PI, Z-match et autres transmatches ne permettent pas des adaptations souples sur des impédances fortement réactives ou des charges même résistives (*mais oui, il en existe parfois, comme à ce jeu où, 100% des gagnants ont tenté leur chance*), dont le ROS dépassait 4 ou 5, sans de difficiles mise au point et de profondes modifications.

De plus l'impédance au bas de la ligne de M. X qui a décrit sa boîte, avec 3,1416 spires sur la bobine, CV réglé sur la division 007, pour la fréquence de 14 163,823 KHz, n'est jamais celle de M. Y, qui le pauvre, veut faire rayonner sa FD4 ou sa G5RV alimentée par 7,078 mètres de coaxial 52,23 Ohms, sur 10 140 KHz (*bande que le concepteur et de la boîte et de l'antenne, n'avait pas encore prévue ...!*). Les butées sont rapidement atteintes (celles des CV et celles de l'OM), car il y a toujours au moins une, sinon plusieurs bandes (au hasard... WARC) ou même portion de bande (encore au hasard...!, entre 28 et 30 MHz) qui refuse systématiquement de se laisser dompter. (Cf. note 3)

Finalement l'approche d'universalité nécessite plusieurs cellules de transformation à la suite (Cf. pour exemple l'article et les diagrammes de F6ELM, Radio-REF de juin 1983). Un vrai tableau de bord pour piloter ces petites merveilles, avec leur panoplie de selfs, CV(s) et autres commutateurs et encore heureux qu'il ait fait beau et que les feuilles de l'arbre du voisin n'aient pas poussé entre temps, sinon adieu les préréglages (qui a dit que j'exagère ?).

Je recherchais donc une solution permettant une extension simple des limites d'adaptation de ce bon coupleur F3LG, fruit de la description qui va suivre, certes pas parfaite, et pas tout à fait universelle (*elle n'existe pas encore, sinon cela se saurait...*).

Elle s'avérait à l'usage suffisante et permettait sur le terrain de brancher presque n'importe quoi à sa sortie et jusqu'à présent rien ne lui a

Par contre, il vaut mieux que le monde radioamateur et surtout professionnel ne la voit pas, tellement cette réalisation " provisoire " est restée provisoire, depuis 30 ans, avec châssis en contre-plaqué, (même pas verni), barrettes d'écartement des spires de certaines bobines en bristol perforé et j'en passe et des moins bonnes...!

Bref, (comme elle n'a pas encore eu de pépin) venons en aux choses sérieuses. Le secret, c'est l'utilisation d'un circuit oscillant autotransformateur en entrée et en sortie.

### II - Principe Général

Une boîte d'adaptation d'antenne (Antenna Tuning Unit des Anglo-saxons) doit remplir deux fonctions :

- - 1- Supprimer les réactances selfiques ou capacitives qu'elles rencontre à sa charge, ne laissant subsister de ce fait qu'une résistance pure de valeur très variable, selon l'antenne, la ligne, leurs longueurs, l'environnement ...etc. : c'est la fonction " boîte d'accord ".
  - 2- Transmettre avec le moins de perte possible, l'énergie du générateur (ou au récepteur) de résistance interne **Re** vers la résistance pure de sortie **Rs**, obtenue lors de l'accord et en assurant la transformation nécessaire de l'une vers l'autre. C'est la fonction " coupleur ".

Boîte d'accord, coupleur, sont en général dans le même boîtier et les deux fonctions en principes indissociables. C'est une affaire de vocabulaire d'appeler l'un par l'autre ou encore: boîte d'adaptation, boîte d'antenne ou ATU. Tout cela est pratiquement la même chose et ne mérite pas de dégénérer en guerre des ondes...!

Soit un circuit oscillant (C.O.) constitué d'une self d'induction (**L**), de résistance interne (**R**), en parallèle sur un condensateur (**Cv**), ensemble excité par un moyen quelconque sur une fréquence (**F<sub>0</sub>**)

L'impédance de charge sera regardée sous sa forme parallèle, ses constituants étant **Rp**, **Lp** ou **Cp**.(Cf. note 4)

3 cas se présentent selon les caractéristiques de cette charge :

- - 1- Purement résistive (voir remarque précédente à ce sujet, mais ici cela nous arrange bien pour la démonstration...!).

L'accord du C.O. sur la fréquence de résonance n'est pas modifié, mais il est d'autant plus amorti que  $R_p$  est faible (nous y reviendrons).

2- Selfique,  $L_p$  et  $R_p$ .

$L_p$  en parallèle sur  $L$  modifie l'accord du C.O. La self résultante est plus petite que  $L$ . Pour retrouver la résonance, il faut augmenter  $C_v$ . Si la butée maxi. du C.V. est atteinte, il faudra même changer  $L$  par une self plus forte.

3- Capacitive,  $C_p$  et  $R_p$ .

$C_p$  en parallèle sur  $C_v$  modifie l'accord du C.O. La capacité résultante est plus forte que  $C_v$ . Pour retrouver l'accord, il faut diminuer  $C_v$ . Si la butée mini. du CV est atteinte, il faudra même changer  $L$  par une self plus faible. (Cf. note 5).

Dans les cas 2 et 3, la charge réactive  $L_p$  ou  $C_p$  est intégrée au C.O. En nommant  $L_o$  (de résistance interne  $r$ ) et  $C_o$  les éléments self et capacité résultants

pour rétablir la résonance du C.O. et à la résonance seulement, le C.O. est alors équivalent à une résistance pure de valeur  $R_o = \frac{L_o}{r * C_o}$  (1)

la charge se ramène alors à la seule résistance  $R_p$ . C'est la fonction d'accord évoquée précédemment. Notons que  $R_o$  et  $R_p$  étant en parallèle, l'ensemble

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{L_o}{C_o * \left( r + \frac{L_o}{R_p * C_o} \right)} \quad (2)$$

est un circuit équivalent à  $R_o$  en parallèle sur  $R_p$ , de résistance équivalente  $R_{eq}$  telle que

Notons que :

- 1- La résistance  $R_p$  se trouve modifiée en une résistance  $R_{eq}$  forcément plus petite, dépendant des éléments constitutifs du C.O. parallèle, ce que ne fait pas un circuit série. Cette propriété permettra éventuellement de transformer une charge de résistance très forte en valeur mieux adaptée (et nous sommes déjà dans la fonction coupleur et sans le faire exprès...).

2- Que  $R_{eq}$  contient 2 fois le rapport  $\frac{L_o}{C_o}$ , donc dépend doublement du facteur  $Q$ .

3- En comparant les formules (1) et (2), nous voyons que tout revient à mettre en série avec  $r$  résistance interne de la bobine, une résistance  $\frac{L_o}{R_p * C_o}$ . Il est donc inutile, dans certaines limites, de soigner la qualité de la bobine (comme par exemple utiliser du fil de grosse section, du tube, parfois argenté), de toute façon, une fois en charge, le facteur de qualité sera détérioré. Le facteur  $Q$  d'un coupleur doit en général

être compris entre 3 et 15, pour avoir une bande passante suffisante  $Q_p = \frac{F_o}{Q}$ , ne pas se présenter comme un court-circuit pour le générateur (ou l'antenne), ne pas se transformer en chaufferette par circulation de courants trop intenses dans le C.O. ni créer des surtensions que les composants et isolants ne sauraient digérer. La section du fil utilisé doit donc être simplement suffisante pour passer le courant H.F., sans résistance excessive. Il n'est pas possible de demander à une boîte d'antenne d'être en plus un filtre d'harmoniques pour l'émetteur et un présélecteur pour le récepteur. Elle ne peut pas avoir ces qualités là de manière honorable car elle est déjà bien trop sollicitée pour tenir correctement son propre rôle.

Pour un circuit parallèle :  $Q = R_p \sqrt{\frac{C}{L}}$

Il est évident que si la charge, au lieu d'être branchée sur la totalité de la bobine  $L$ , constituée de  $N$  spires, est branchée sur un point intermédiaire situé à  $N_1$  spires de la masse, les valeurs d'impédances (inductances de  $L_p$ , capacités de  $C_p$  et résistances de  $R_p$ ) vue par le C.O. se trouveront modifiées dans

un rapport de transformation  $n = \frac{N^2}{N_1^2}$  (Cf. note 6)

De même, si le circuit est excité par un générateur (l'émetteur) de résistance  $R_e$ , tout ce qui a été démontré pour  $R_p$  s'applique à  $R_e$ .

Dans la fonction coupleur, le générateur de résistance interne  $R_e$  doit voir une charge de valeur égale, pour un transfert maximum d'énergie.

Donc en final, il faudra que la charge que constitue le coupleur et la ligne ait une valeur  $R_{eq}$  égale à  $R_e$ , (ou  $n$  fois proportionnelle si un système transformateur de rapport  $n$  est utilisé). Le circuit étant réciproque de manière bidirectionnelle (théorème des adaptations conjuguées), l'adaptation sera donc conservée tant dans le sens antenne vers le récepteur (si celui-ci présente bien une résistance d'entrée égale à celle de sortie de l'émetteur, ce qui en pratique n'est pas toujours vrai !)

Donc, selon le principe retenu, (Cf. fig. 2 et 3) de nombreuses combinaisons seront utilisables pour assurer le transfert correct de l'énergie de l'entrée  $R_e$ , vers la sortie  $R_s$ , et réciproquement.

Le circuit pourra être employé en élévateur (Cf. fig. 2) ou en abaisseur (Cf. fig. 3) d'impédance, dans une limite correspondant au carré du nombre de spires de la bobine permettant de maintenir l'accord du C.O.

$$\frac{L}{C}$$

En faisant varier le rapport  $\frac{L}{C}$ , donc le facteur **Q** du circuit, nous faisons varier la valeur de la charge et en changeant le rapport de transformation entrée - sortie, nous trouverons de nombreuses solutions et nous retiendrons, de préférence, celles qui restent dans la fourchette pratique des valeurs du facteur **Q** évoquées plus haut.

Ce qui est valable pour une charge asymétrique, l'est bien sûr pour une charge symétrique. Une self à point milieu constitue deux moitiés de transformateur constituant deux moitiés de transformateur couplant deux moitiés de charge **Rs** symétriques par rapport à la masse. (Cf. fig. 4 et 5).

Et rien n'empêche ce circuit symétrique de ne coupler qu'une demi-charge, donc une charge asymétrique selon fig. 6 et 7.

Ne vous l'avais-je pas dit que cette petite bête savait faire beaucoup de chose...?

### III - Réalisation pratique

#### 3.1 - Schéma (Cf. fig. 8)

Héritée, comme déjà indiqué, d'une boîte classique série-parallèle, 2 C.V. étaient en place. Une aubaine qui a été utilisée.

Le strap mobile **St1** sert à refermer le circuit depuis son ancienne forme (antenne sur **S1** et **S2**) pour le transformer en circuit parallèle, avec CV1 et CV2 en série.

Le strap **St2** permet de court-circuiter ou pas un des C.V.

Lorsque **St2** n'est pas branché, CV1 et CV2 étant en série, leur capacité équivalente est plus faible et la démultiplication meilleure. En limite, la capacité résiduelle est elle aussi divisée par 2. Si cela ne suffit pas, **St1** peut être remplacé par une capacité fixe **Cx**, de faible valeur, venant encore diminuer la valeur de condensateur.

Au contraire, **St2** en place, la valeur de capacité d'accord se trouve à son maximum. Si cela ne suffit pas, une capacité **Cy** peut très bien être branchée aux bornes du C.O. en **B1 / B2** ou de l'antenne en **A1 / A2**, augmentant ainsi la valeur de **Cv**.

L'utilisation de pinces crocodiles permet toutes les variantes possibles.

**CV1** et **CV2** sont de l'ordre de 150 pF.

**L** est constituée de plusieurs bobines interchangeables.

#### 3.2 - Construction.

Le châssis est formé de deux plaques de contre-plaqué de 10 mm d'épaisseur (rien n'empêche d'utiliser des matériaux plus modernes et plus nobles du genre Plexiglas, permettant d'échapper au style "concours Lépine" de ma propre réalisation...). Voir fig. 10 et 11.

Une plaque verticale de 250 x 140 mm sert de support pour les bornes (douilles bananes 4

mm pour les selfs, bornes mixtes douilles + serrage à vis pour les sorties antennes et les C.V.).

Dans le tiers inférieur, une plaque 140 x 90 mm est montée à l'équerre de la première et sert de support aux C.V.

Le câblage se fait par l'arrière, avec des trous de traversée au niveau des C.V.

L'ensemble peut être encastré dans une petite boîte en plastique découpée en forme de L, pour protéger câblage et C.V. Une boîte métallique est fortement déconseillée, car augmentant les capacités parasites et créant une boucle fermée, qui est une spire de couplage fortement absorbante. Le blindage ne se justifie pas, l'énergie rayonnée étant toutes proportions gardées, bien minime.

Les bobines (Cf. fig. 9) sont montées sur des barrettes de contre-plaqué 5 mm, de 200 x 30 mm, portant les fiches bananes mâles. Leur longueur permet de dépasser la largeur de la plaque de châssis, de façon à les saisir facilement.

Les bobinages eux-mêmes proviennent de surplus pour certains, sont bobinés sur mandrin PVC pour d'autres ou encore en l'air, maintenus par des écarteurs.

Réalisation simple et classique selon les techniques habituelles et matériaux disponibles.

Les bobines du tableau suivant couvrent mes besoins. (côtes en mm) :

Self	Spires	Diamètre	Longueur	Ecartement	Diam. Fil
L1	6	40	120	20	1,4

L2	6	50	45	8	1,4
L3	14	60	90	6	2
L4	34	60	90	2,5	0,8

A titre d'information et sur mon antenne genre Lévy d'environ 2 x 20m, en V inversé, sommet à 7m du toit en zinc, 20m du sol, descente en twin-lead 300 Ohms aéré d'environ 35 m, contre le mur de l'immeuble et dans le chêneau, j'utilise les bobines ci-dessus de la manière suivante (Cf. note 5 déjà citée) :

L1	10 à 30 MHz	(Une bobine à spires plus serrées serait souhaitable)
L2	6 à 28,5 MHz	(29,7 avec Cx série de 40 pF)
L3	4 à 12 MHz	
L4	Bande : 80m  Bande : 160m, avec Cy en parallèle de 550 pF. (Une bobine plus importante serait souhaitable)	

L'écartement entre spires de L4 n'étant pas suffisant pour laisser passer les pinces crocodiles, des lamelles de cuivre toutes les 2 spires, soudées symétriquement en décalé sur la bobine permettent les raccordements.

### 3.3 - Réglages

Comme mentionné précédemment et pour des questions de rendement, le facteur **Q** en charge doit être compris entre 3 et 15.

Il est donc souhaitable de choisir les combinaisons limitant le courant circulant dans le C.O. (Cf. note 7), donc les réglages utilisant le plus de self (donc le moins de capacité). Toutefois, j'emploie en général L2 (*fainéant...!*) malgré un facteur **Q** atteignant 50 pour certaines bandes, sans constater de problème.

Raccorder l'antenne et l'émetteur à la boîte, mettre en place les straps **St1** et **St2**.

Allumer le transceiver et le régler sur la fréquence de travail en CW.

Mettre en place la bobine qui devrait logiquement couvrir la fréquence à régler.

Brancher la pince crocodile coté émetteur sur une valeur moyenne de self, de même pour les sorties antenne (symétriquement par rapport au point milieu).

Tourner le CV d'accord jusqu'à passer par le maximum de bruit sur le récepteur, (ou donner le pic de résonance sur un grid-dip) moyennement couplé à la bobine.

Lorsque l'accord est dégrossi, passer en émission et contrôler le ROS. En jouant sur la position des pinces de sortie antenne, puis de l'émetteur, il sera rapide de trouver une combinaison donnant une adaptation parfaite.

Si l'accord se trouve à une valeur égale ou inférieur à la moitié du C.V., vous pouvez enlever **St2**, ce qui augmentera la précision du réglage.

Dans les cas difficiles, si vous sentez que l'accord arrive sur les butées de C.V. et à court de la bobine, utiliser l'astuce de **Cx** en série (bande 10m) ou de **Cy** en parallèle (bande 80/160m) comme indiqué plus haut.

Avec un peu d'habitude, il ne faut guère, en général, plus d'une minute pour trouver la bonne combinaison sur une antenne inconnue.

Ces réglages sont encore plus faciles avec un pont d'impédance du genre " noise bridge ", appareil par ailleurs indispensable pour qui s'intéresse aux antennes et aux lignes, qui permet de connaître avec exactitude les valeurs **Rp**, **Lp**, **Cp** constituant la charge et donne encore plus de précision aux réglages pour des valeurs de ROS inférieures à 1,2 pour lesquelles les TOS/ROS-mètres courants manquent de sensibilité et tout cela et bien d'autres choses encore, sans avoir à passer en émission. Nous arrivons alors à des pinaillage du dixième de spire (mais un ROS de 1,2 ne pose vraiment aucun problème).

Je connais quelques amis qui ont réalisé ce genre de pont et le laissent en permanence branché en réception avec un relais pour le court-circuiter lorsqu'ils passent en émissions. Finis les joyeux " tiounes "!

## IV - Retour H.F., courants de masse et symétrie.

La gaine du coaxial de liaison émetteur - coupleur ne demande qu'à se comporter comme une prolongation de l'antenne et il est très difficile d'éviter une différence de potentiel d'exister entre les extrémités, ce qui fait qu'il y aura en général des potentiels différents entre le point milieu du coupleur et le châssis de l'émetteur, (sauf mise en oeuvre de techniques particulières permettant de créer pour l'ensemble de la station, une plate-forme de référence zéro volt H.F. totalement indépendante de l'environnement).

Une première précaution pour éviter la circulation de tels courants peut consister à équiper le coaxial, coté coupleur, d'un circuit d'arrêt de gaine, en l'enroulant sur un bâton ou un tore de ferrite. Du RG 58 est bien suffisant pour nos puissances.

#### 4.1 Résonance secondaire du conducteur antenne - ligne.

Pour toutes les antennes, lorsque par malchance (*donc d'office selon la loi de Murphy*), les dimensions depuis l'extrémité de l'antenne (point de tension final) en passant par le fil de ligne, jusqu'au châssis de l'émetteur, correspondent à un nombre entier de  $\frac{1}{2}$  longueur d'onde, nous courrons vers les retours H.F. assurés, les accrochages et les brûlures sur les doigts et les lèvres, (*voire sur les orteils pour ceux qui manipulent avec leur pied, selon l'abréviation de trafic... "SWOF"... bien connue des télégraphistes...!*). Vu le nombre de bandes actuellement autorisées, il est impossible d'y échapper pour une ou plusieurs d'entre elles. Ce phénomène est totalement indépendant du R.O.S. de la charge normale, le circuit considéré formant une antenne extérieure au circuit normal, qui ne subit pas l'influence du coupleur. Il faudra en général modifier les dimensions antenne ou ligne pour y remédier.

Un deuxième cas de résonance est celui qui se produit lorsque le point milieu du coupleur est relié à la terre. Pour peu que le système antenne - ligne entre en résonance sur des multiples impairs de quart d'onde, nous avons fabriqué bien involontairement une magnifique antenne Marconi à capacité terminale, à polarisation verticale, mais dont le rayonnement, hélas, influence plus ce qui entoure la ligne que les antipodes, (mais efficace pour exciter l'onde de sol sur les bandes basses, si la descente est bien dégagée).

En plus de ces deux cas, il y a beaucoup d'autres causes d'écoulement de courants H.F. indésirables le long des circuits dits de masse et ayant pour conséquence de créer des potentiels et leur cortège de retour H.F., T.V.I. et autres interférences vers l'environnement. Ils sont en général liés à des phénomènes de dissymétrie.

#### 4.2 Dissymétries.

##### • 1- Dissymétries du coupleur :

- La construction ne peut pas être parfaite, les capacités réparties ne sont pas tout à fait égales, les points milieu des bobines pas exactement au centre. L'induction entre spires n'est pas constante du centre vers les extrémités des bobines, des couplages parasites se créent en dehors des points de connexion normaux, etc... Mais finalement ces dissymétries là restent en général très minimes, moyennant un peu de soin à la réalisation.

##### 2- Dissymétrie de l'antenne :

- Des brins de longueurs inégales (très inégales !), de diamètre différents sont les sources de dissymétrie souvent citées. Là aussi, à moins d'énormes différences, pas de panique. Par contre des isolateurs d'extrémité de qualité différentes, l'inclinaison par rapport au sol, des obstructions plus proches d'un brin que de l'autre, la proximité d'un arbre, d'un toit, d'une gouttière, d'un mat métallique, d'un hauban, d'une autre antenne, d'une ligne électrique ou téléphonique, d'une rambarde, d'un grillage, d'un massif de béton armé (on oublie qu'à l'intérieur il y a de la ferraille !) etc, etc... sont des sources importantes de déséquilibre. Le couplage différent de chaque demi-brin avec son environnement crée des impédances mutuelles différentes et entraîne de ce fait des courants différents dans chaque brin, amenant pertes et distorsions du diagramme de rayonnement, mais surtout, vu par la ligne, une charge différentes dans chaque brin de la ligne. Ces courants normalement en opposition de phase, mais d'amplitudes égales, point à point, annulent tout rayonnement de la ligne. Si leurs amplitudes ne sont plus identiques, la ligne rayonne alors de l'énergie.

##### 3- Dissymétrie de la ligne d'alimentation:

- Bien entendu, il ne s'agit pas de réaliser un ligne dont les brins seraient de longueurs différentes. Mais, lorsque le cheminement de la ligne se trouve à passer à proximité d'obstacles divers, ceux-ci peuvent être couplés plus fortement sur un des fils que sur l'autre créant ainsi une dissymétrie entre eux. Cet effet sera d'autant plus marqué que les fils seront plus écartés, l'un de l'autre. S'ils sont relativement proches, l'influence restera identique sur chaque fil et l'équilibre ne sera pas perturbé. Ne pas dépasser 5 cm d'écartement pour un fonctionnement correct, d'autant que la ligne devra circuler à proximités de divers objets, canalisations, murs etc...

##### 4- Dissymétrie dues au rayonnement de l'antenne sur sa ligne:

- Chaque fil de la ligne est parcouru normalement par des courants d'égales amplitudes, en opposition de phase, comme déjà évoqué.

Chaque demi-brin de l'antenne est parcouru normalement par des courants d'égales amplitudes et en phase. Ils rayonnent les champs électromagnétiques correspondants.

Pour une antenne droite, (Fig.12), lorsque la ligne s'éloigne symétriquement par rapport à chaque demi-brin de l'antenne, c'est à dire perpendiculairement, le couplage entre l'antenne et la ligne est nul et le courant d'antenne n'influence pas le courant de ligne.

Pour une antenne en " V ", (Fig.13), les courants (I1 et I3) parcourant chaque demi-antenne peuvent être décomposés en deux vecteurs constituants, perpendiculaires l'un à l'autre. Les vecteurs verticaux (V1 et V3) sont en opposition de phase et s'annulent mutuellement. Si la ligne se trouve dans la diagonale du " V ", les vecteurs horizontaux (H1 et H3) sont perpendiculaires à la ligne, et n'influencent pas les courants de ligne (I1 et I2).

Tout change lorsque la ligne est plus proche d'un brin d'antenne que de l'autre. (Fig.14). Il n'y a plus d'annulation totale et le courant induit

par l'antenne sur les deux fils d'alimentation (IA' et IA'') s'ajoute au courant de ligne dans un des fils (I1), mais se retranche dans l'autre (I2). Des courants différents circulent alors dans chaque fil et la ligne rayonne. Des excès de courant se forment, qui ne demandent qu'à s'écouler vers le point froid de l'installation, vers les circuits de masse et secteur, comme dans le cas de l'antenne " anormale " évoquée au début de ce chapitre.

De tous les cas de dissymétries évoqués, c'est en général ce dernier qui est le plus souvent rencontré, car il est toujours difficile de conserver la symétrie mécanique ligne - antenne sur des distances importantes. Il faut au moins une  $\frac{1}{2}$  onde d'éloignement de la ligne pour que le rayonnement de l'antenne devienne négligeable, soit 40 mètres pour une antenne incluant la bande 80 mètres, ce qui est rarement possible !

### 4.3 Compensation de la dissymétrie.

La première chose consiste évidemment à résoudre les causes de dissymétries à leurs sources.

Une certaine compensation pourra être effectuée depuis le coupleur.

Divers moyens sont proposés pour visualiser le déséquilibre des courants. Le plus simple consiste à intercaler une petite lampe à incandescence dans chaque brin de la ligne, en sortie du coupleur. Des lampes pour automobile de type " navette " 12V / 7W conviennent très bien et sont capables de supporter une puissance d'une cinquantaine de watts dans la ligne. Leur éclat identique est signe de l'équilibre du système. Les déséquilibres seront corrigés en jouant sur les points de branchements de la sortie antenne. Du côté du plus faible courant, on augmentera le nombre de spires, inversement on diminuera du côté le plus fort.

Il faut noter que le sens du déséquilibre peut s'inverser d'une bande à l'autre, car les phases des courants d'antennes et de lignes s'inversent, selon leurs longueurs respectives par rapport à la demi-longueur d'onde. Donc, ne pas se précipiter sur la pince coupante pour rétablir un équilibre mécanique.

A noter également que le rattrapage de symétrie en pied de ligne, s'il évite le rayonnement de la ligne, ne peut qu'accentuer le déséquilibre des courants dans les brins d'antenne, donc distordre encore plus le diagramme de rayonnement. Voir au coup par coup si le remède n'est pas plus nuisible que le mal... car, pour une ligne bifilaire, le rayonnement de la ligne reste de toute façon dans des valeurs très faibles par rapport à celui de l'antenne. Ce rayonnement est celui d'une antenne deux éléments type " W8JK " séparés par la distance entre les deux fils. Le calculs montre que pour une ligne 600 Ohms dont les conducteurs sont espacés de 15 cm et parcourue par un courant de 1 ampère (soit 600 Watts), sur 14 MHz, la puissance rayonnée est de 0,08 Watts (Cf. note 8).

Finalement, il est bien difficile de concevoir que les effets indésirables soient dûs au rayonnement de la ligne et non au rayonnement de l'antenne elle-même pour tout ce qui baigne dans son champ, le reste des perturbations étant à mettre au compte des courants de masse indésirables évoqués qui, s'ils ne sont pas bloqués au niveau de la station, vont s'écouler par le secteur et les prises de terre, qui sont autant d'antennes rayonnantes annexes.

Se souvenant que si certains de ces courants proviennent d'une dissymétrie du système coupleur - ligne - antenne, d'autres échappent complètement à l'action du coupleur lui-même.

Une adjonction intéressante consiste à intercaler entre le **coaxial et l'entrée coupleur**, donc dans la partie  $50\Omega$ , un système symétriseur du type "**en courant**", qui a depuis longtemps ma préférence sur les symétriseurs "balun" habituels, en tension.

Un modèle 1/1 est représenté en figures 15 et 16.

Il est constitué de 2 enroulements "2 fils en main" d'une douzaine de spires, sur un bâton de ferrite ou sur un Tore 4C6 (Violet), de perméabilité d'environ  $\mu=120$ .

Il remplace avantageusement le filtre de gaine évoqué plus haut, groupant en même temps les fonctions de symétrisation et de self de choc, il empêche les divers courants indésirables de circuler vers le transceiver.

Un modèle 4/1 pourra être réalisé selon le schéma du balun dit "F8CI", qui est aussi un symétriseur "en courant".

Noter que le balun "en courant" symétrise également un coupleur asymétrique, tel que circuit en "L", en "PI" ou en "T", et la ligne bifilaire en même temps, branchée entre le châssis et le point chaud de sortie (Fig. 17).

Attention, dans ce cas, le châssis par l'action du balun lui-même connecté entre l'entrée et le châssis, porte celui-ci à un potentiel qui est à la moitié de la tension attaquant la ligne bifilaire. Dans ce cas, il faut isoler le châssis de la masse, et ne pas mettre de prise de terre sur la boîte d'accord, le point froid de l'installation étant la masse du TRCV. Ne pas toucher ce châssis, ça brûle ! L'idéal est de réaliser le coupleur sans châssis.

Une autre application du balun en courant : il constitue un filtre très efficace pour empêcher la H.F. d'aller se promener chez les voisins par le secteur. Enrouler une rallonge électrique à deux fils, spires jointives, sur un bâton de ferrite d'une vingtaine de centimètres. Alimenter le TRCV au travers de ce filtre. Le fil de terre sera relié à la terre électrique au travers d'une self réalisée aussi sur ferrite, constituée de tout petit fil de fer sous gaine plastique (comme celui utilisé pour attacher le grillage de votre jardin). Nous obtenons ainsi une self de choc résistive, suffisante pour bloquer la HF, et en "brûler" les résiduelles. Par contre, vis à vis du 50 Hz, la sécurité électrique se trouve totalement conservée.

## 5- Pour conclure.

Ce coupleur a été présenté comme une réalisation expérimentale provisoire.

De nombreux amis lui ont donné une forme définitive, les pinces crocodiles remplacées par des contacts soudés, des commutateurs assurant le passage d'une bande à une autre pour les diverses selfs. Les réglages ont été optimisés en fonction de leur propre antenne du moment.

J'ose espérer qu'au delà de la description de ce coupleur tout à fait classique, les sujets annexes traités seront profitables à beaucoup.

Donc, bonne expérimentations, en connaissance de cause.

- - - **Serge MALLET, de F6AEM,**

Note 1: Nous verrons plus loin qu'elle peut très bien fonctionner sur une charge asymétrique.

Note 2: Même en VHF et UHF, une ligne bifilaire, ou mieux 4 fils, de 1 cm d'espacement fait merveille, avec des pertes très en dessous de celles du meilleur des coaxiaux. Prévoir la boîte de couplage spécialisée.

Note 3: Lorsque cela arrive, essayer de remplacer le balun 1/1 par un 4/1 (voir § 5), ou encore mettre une capacité ou une self en parallèle, selon le cas, à l'extérieur du coupleur, aux bornes de la ligne.

Mais lorsque l'on utilise un coaxial comme ligne et si le R.O.S. est supérieur à 2, par pitié ne pas tenter de rattraper avec le coupleur. Certes, pour rayonner ça rayonne, mais c'est le coaxial qui remplace l'antenne : bonjour T.V.I. et autres interférences...

Note 4: Une impédance est une boîte noire, présentant depuis ses bornes une tension, un courant et un déphasage entre les deux. Le contenu de la boîte peut être garni d'éléments branchés en série ou en parallèle donnant des mesures identiques. Des formules simples permettent de transformer une impédance série en sa forme parallèle et vice-versa.

Note 5: Les butées de C.V. maxi. et CV mini. sont une limite des boîtes d'accord. Une faible résiduelle demande un C.V. de faible valeur, mais qui devient alors incompatible sur des charges par exemple trop selfiques...

Sur les boîtes courantes, les commutateurs sont des commutateurs de selfs et non réellement de bandes. Il serait souhaitable d'avoir la mention de la valeur des selfs plutôt que des MHz qui ne veulent pas dire grand chose, car dépendant des réactances et résistances présentées en pied de ligne. De même, il est plus intéressant de graduer les C.V. en capacité plutôt qu'en dizaine de rien du tout. Cela permet de mesurer la valeur de C.V. pour l'accord à vide et en charge et ainsi de connaître la valeur de réactance selfique ou capacitive apportée par le système à la fréquence de résonance considérée.

Note 6: En pratique, ce rapport de transformation n'est pas tout à fait exact, le flux magnétisant n'étant pas constant du centre vers les extrémités de la bobine et il y a une forte action des paramètres tels que diamètre, longueur, pas du bobinage, isolants, le tout variable en fonction de la fréquence.

Note 7: **Dans un circuit parallèle il se crée des surintensités**, proportionnelles au facteur **Q** : si **Xo** est la réactance de **Lo** ou **Co**, à

la résonance, 
$$Q = \frac{R}{X_D}$$

**Dans un circuit série**, c'est exactement l'inverse, il se crée des **surtensions** aux bornes des éléments, proportionnelles à 
$$Q = \frac{X_D}{R}$$
.  
Il faudra dans ce cas le plus de capacité et le moins de self possible.

IL Y A DONC MOINS DE RISQUES DE CLAQUAGE DES C.V. et des isolants avec un circuit parallèle qu'avec un circuit série. A puissance égale, les C.V. d'un circuit parallèle pourront avoir un inter-lames plus réduit. Mais du fait des courants importants dus à la surintensité, les fourchettes de contacts devront être d'excellente qualité pour ne pas rapidement devenir "crachantes". Je met toujours en parallèle sur celle-ci un petit colimaçon de fil souple de bon diamètre pour les protéger.

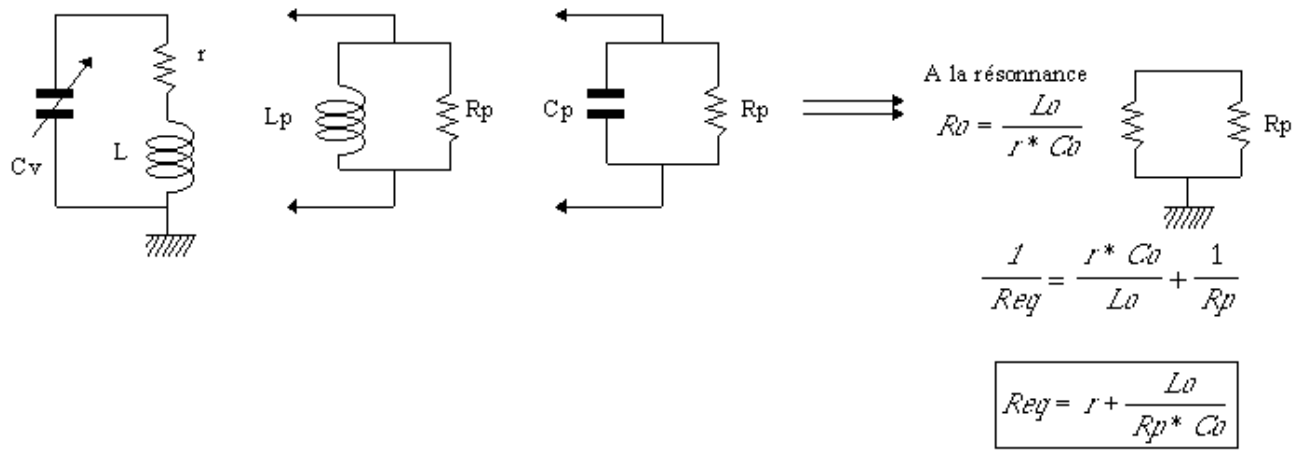
Note 8: Lorsque deux fils espacés d'une distance D (en mètres) sont parcourus par un courant I (en Ampères), de longueur d'onde  $\lambda$  (en mètres), la puissance rayonnée Pr (en Watts) est :

$$Pr = 160 * \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 * I^2$$

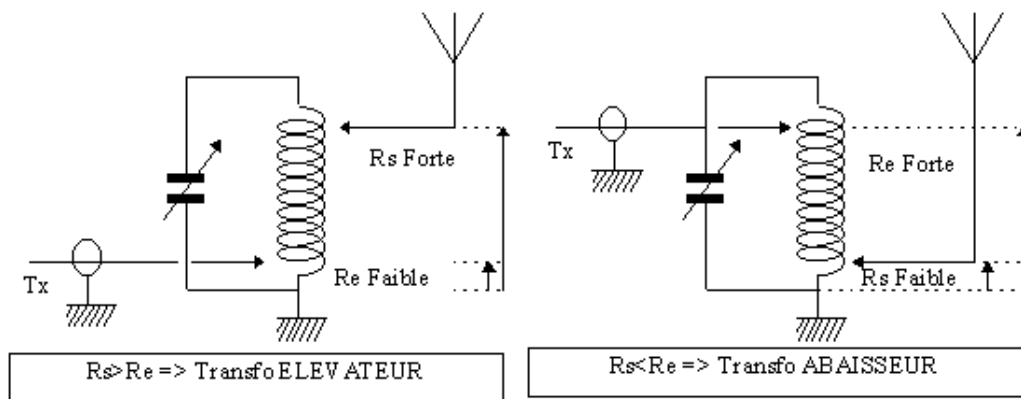
*P.S. Je tiens à remercier vivement J. Christophe Rivière, en son temps SWL à Evreux, et devenu F5... depuis, qui a entièrement retapé l'essentiel de ce texte sous WORD, et refait les schémas et dessins, à partir d'un de mes vieux "papier", suite à la défaillance de mon vieux système CPC, dans lequel les originaux étaient restés coincés il y a plusieurs années...!*

*Je dois avouer que je n'aurais pas eu le courage de refaire cette saisie, et cet article aurait été perdu sans son précieux travail.*

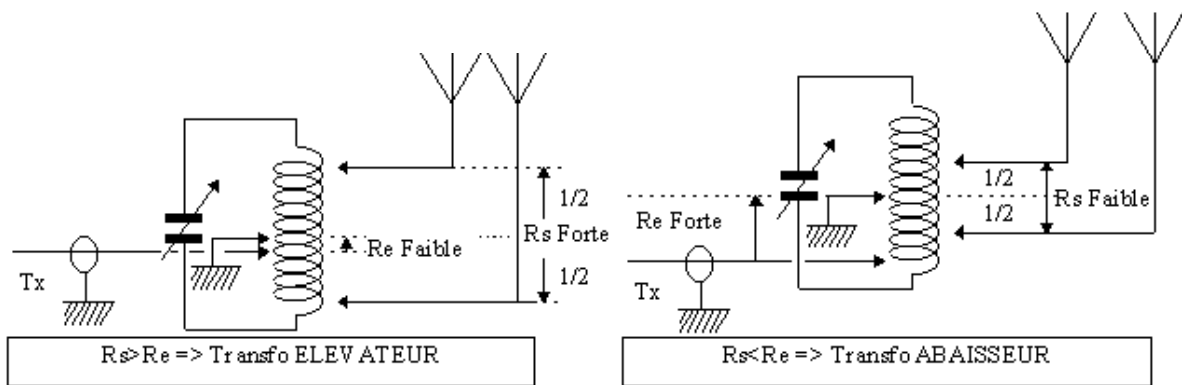
**FIGURE N°1**



**FIGURE N° 2 FIGURE N° 3**

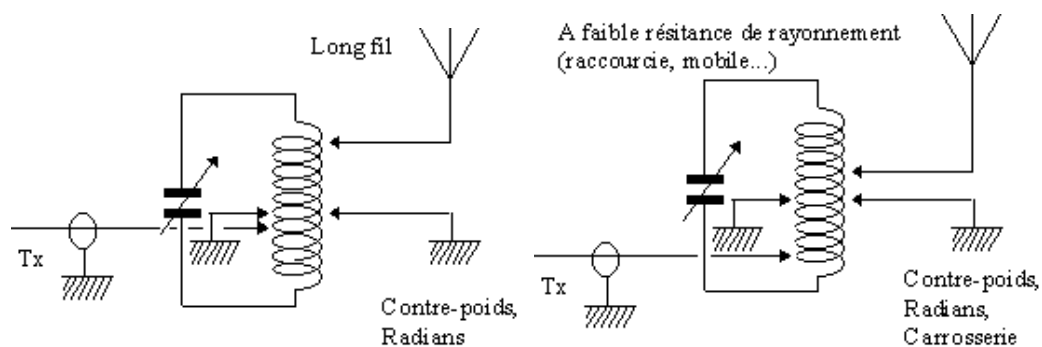


**FIGURE N° 4 FIGURE N° 5**



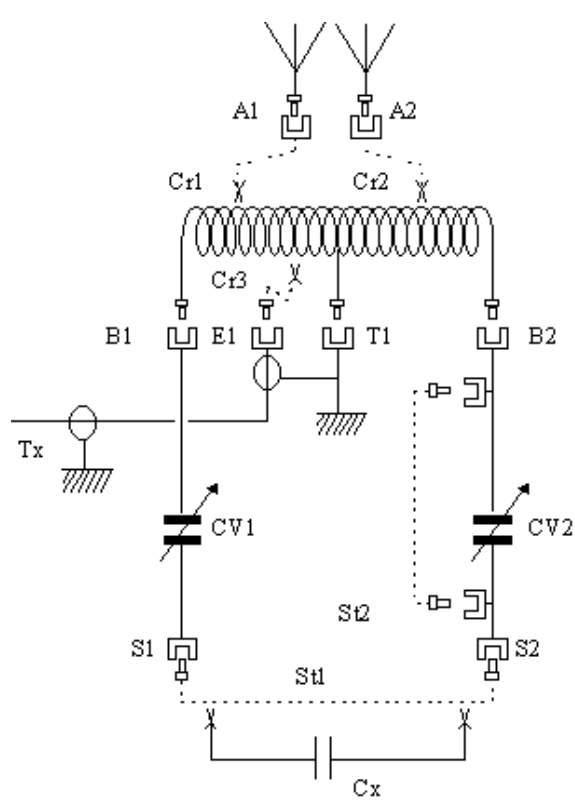
**FIGURE N° 6 FIGURE N° 7**

**ANTENNES ASYMETRIQUES**



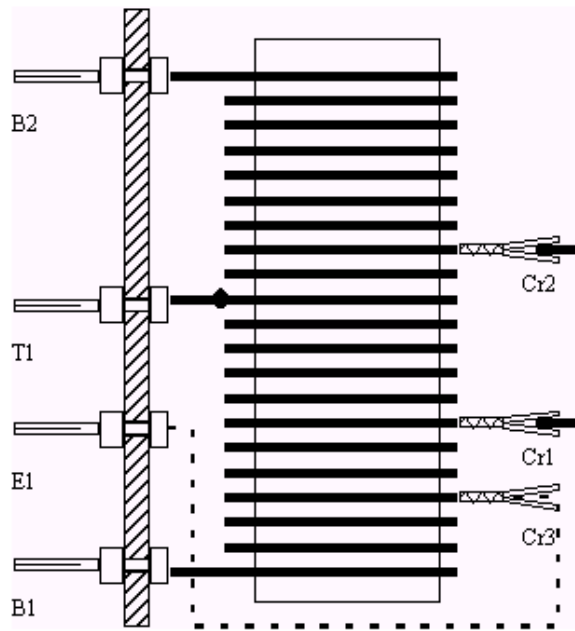
**FIGURE N°8**





- ⌘ Pince crocodile
- ♂ Fiche banane mâle
- ♀ Fiche banane femelle
- Fil souple

**FIGURE N° 9**



**FIGURE N° 10 et 11**

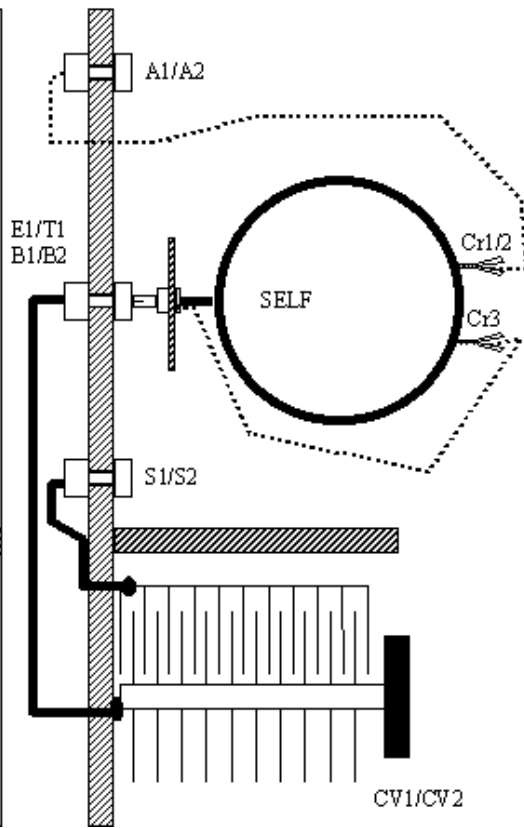
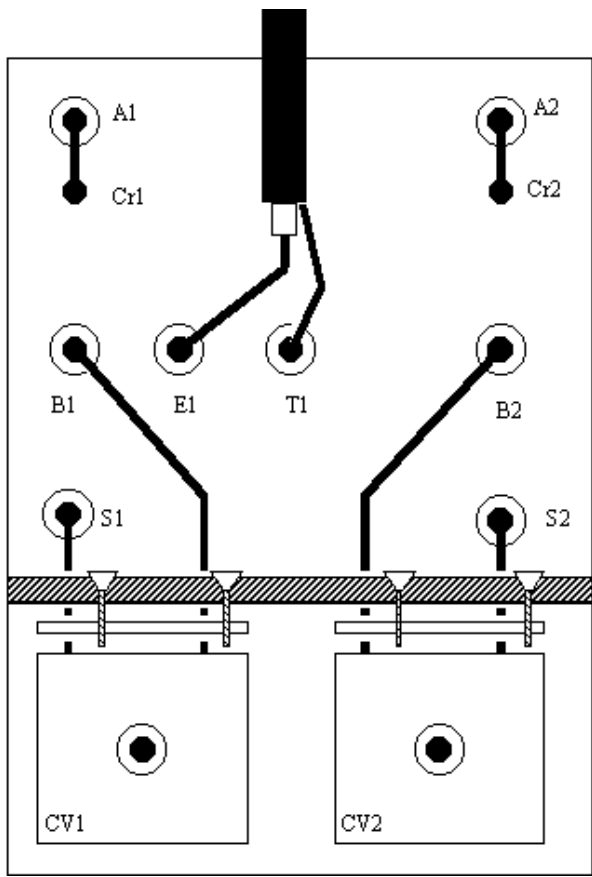


FIGURE N° 12 et 13

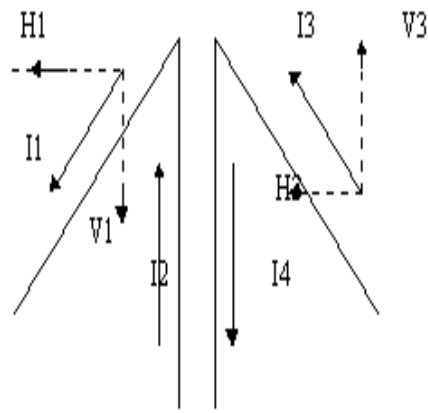
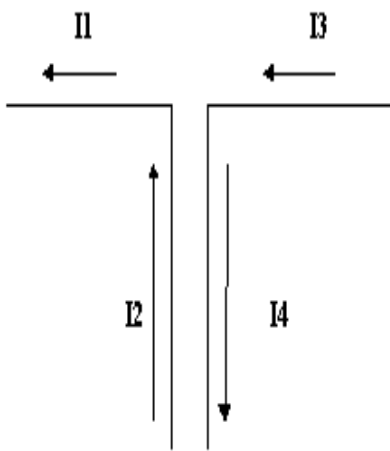


FIGURE N° 14

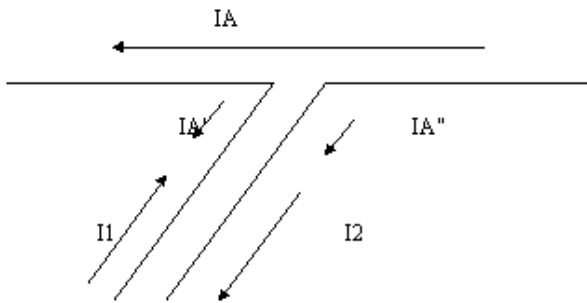


FIGURE N° 15

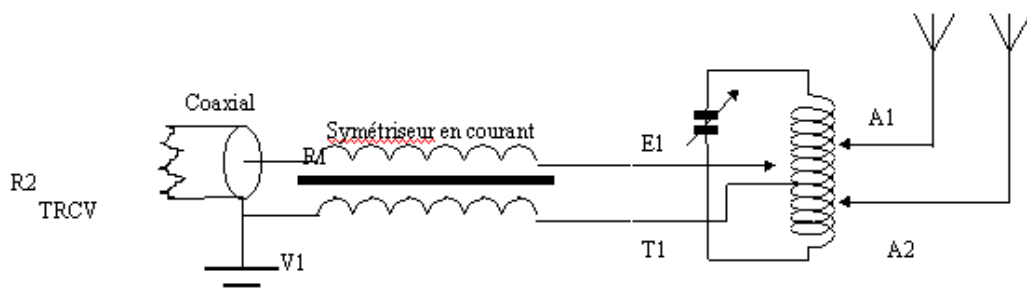


FIGURE N° 16

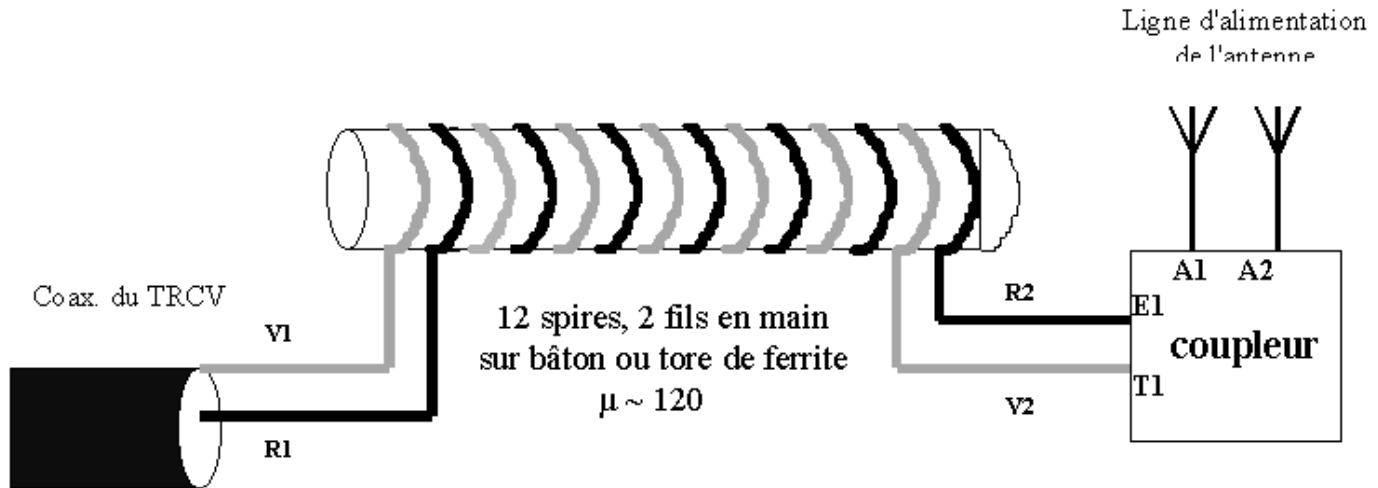


FIGURE N° 17

