

Adaptation 50Ω, Circuit en L (F6BKD)

Préambule : Dans ce nouveau chapitre, nous allons encore voir un système d'adaptation d'impédance série – parallèle quasi universel pour les antennes verticales, voire long fil. Est-il besoin de rappeler que le dispositif (circuit en L => coupleur en L) prend place au pied de l'antenne ?

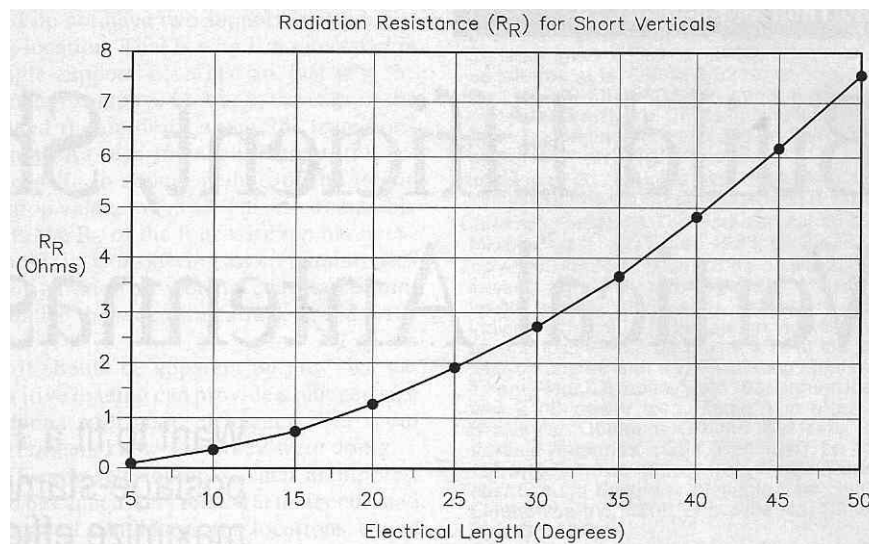
Ce coupleur devra :

- 1- Annuler la réactance (capacitive (capacitance) dans notre cas) de l'antenne présente à **fo** désirée.
- 2- Adapter **Zo** de l'antenne à **fo** à **Zcoax**.

Bien qu'il fasse appel aux mathématiques, il n'est question que d'application de formules. Il y a plusieurs méthodes de calcul, nous n'en appliquerons qu'une et nous verrons aussi une application partiellement graphique et nous finirons par une version informatisée où là aussi, il y a abondance.

Rappel,

Donc maintenant nous tenons pour acquis qu'une antenne présentant une impédance **Z = R+j0** purement ohmique est plutôt rare et encore plus quand la valeur **R** est de 50 Ω.



Généralement, sur les bandes basses, dans la plupart des cas, si l'on se réfère au $\frac{1}{4} \lambda$ (90°), l'antenne verticale installée sera trop courte. De par ses dimensions physiques, elle aura donc une **Rrad** inférieure à 36 Ω avec une capacitance (**-jX**) laquelle, pour être ramenée à la résonance doit être compensée par une inductance (**+jX**) de même valeur, mais de signe opposé. Ceci la ramenant à **Z = R+j0**, donc purement résistive.

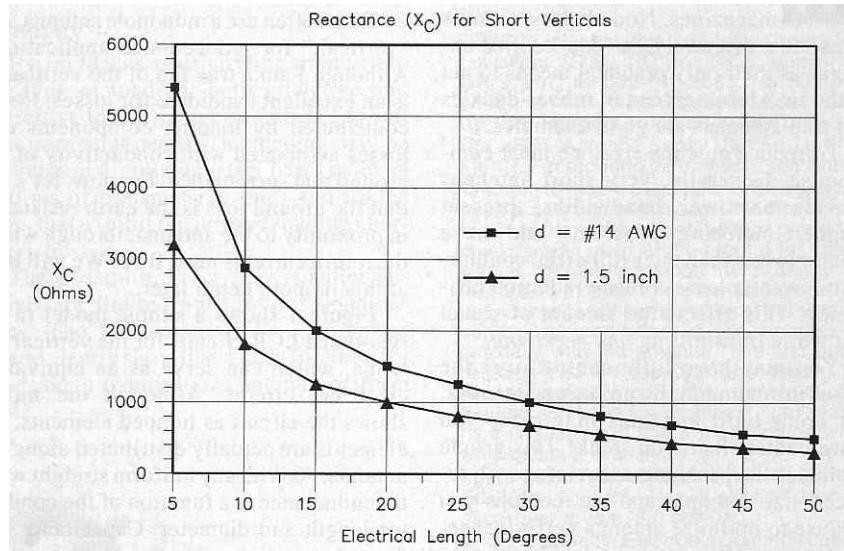
Diagramme : QST

Vous aurez observé qu'il ne s'agit pas d'une progression linéaire et que par projection, les 40° (90°-50°) manquants sont d'un apport conséquent pour le rendement global.

Le diagramme ci contre donne une idée de la valeur de la capacitance (**Xc**) de notre antenne trop courte qu'il y aura lieu de compenser par une inductance (**XL**) de façon à obtenir la résonance. Ensuite pour nos chers transceivers, il faudra adapter cette impédance de résonance, **Z = R+j0** à 50 Ω. S'il n'y a pas besoin de compensation, on peut dire que ce sera une antenne peu performante (pertes trop élevées) et qu'il y a de la place pour faire une

Diagramme : QST

amélioration du rendement.



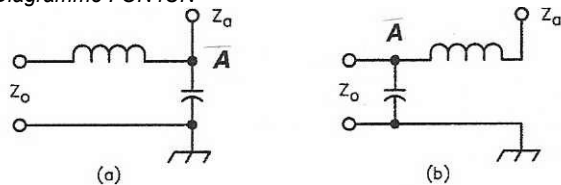
Petite précision, $Z = R + j0$ est un nombre complexe représentant la fréquence de travail (et une seule) avec une partie réelle (R) et une partie imaginaire ($+j0$) dont le signe $+$ n'indique pas une addition mais une inductance (réactance inductive). Le signe $-$ indiquant l'inverse, soit une capacitance (réactance capacitive). R et j n'ont pas du tout les mêmes effets électriques et en aucun cas ne peuvent être additionnés arithmétiquement ou algébriquement mais conjugués.

Lorsqu'il s'agit d'antennes verticales et surtout lorsqu'elles sont raccourcies, le plan de sol devient d'une importance capitale pour le rendement de l'installation. On ne peut pas se contenter de favoriser un angle de rayonnement bas (en principe) si l'on fait fi du rendement. Une des singularités de l'antenne verticale est que les résistances de pertes (R_{pert}) sont directement en circuit dans le dispositif, elles sont difficilement mesurables et dans la majorité des programmes de modélisation, difficile à simuler car la plupart des cas les résultats sont optimistes. Aussi, pour l'OM moyen qui n'a peu ou pas de dispositif de mesure, on s'en tiendra aux appréciations et connaissances acquises avec les publications.

Introduction,

Dans le cas d'une antenne trop courte tout va donc se jouer entre l'antenne $Z = R - jX$ et le circuit d'adaptation L constitué d'éléments passifs soit dans la plupart des cas, une self et un condensateur (pourrait-être être aussi composé de 2 selfs) dont la valeur sera :

Diagramme : ON4UN

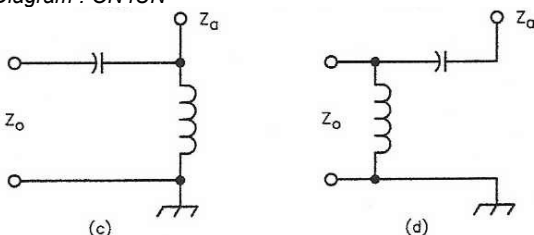


$Z' = R' + jX'$ avec comme particularité
 $R = R'$ et $X = -X' = 0$
 Donc $Z = Z'$
 On dit qu'ils sont conjugués
 $Z = R - jX = Z' = R' + jX'$

Parties réelles (R) de valeurs égales mais les parties réactives (jX) de valeurs égales mais de signes opposés.

Dans le cas d'une antenne trop longue $Z = R + jX$ et le circuit d'adaptation L constitué d'éléments passifs (une self et un condensateur) dont la valeur sera :

Diagramme : ON4UN



$Z' = R' - jX'$ avec comme particularité
 $R = R'$ et $-X = X' = 0$
 Donc $Z = Z'$
 On dit qu'ils sont conjugués
 $Z = R + jX = Z' = R' - jX'$

Parties réelles (R) de valeurs égales mais les parties réactives (jX) de valeurs égales mais de signes opposés.

De façon exhaustive, il existe 8 configurations possible de nos deux éléments passif, selon Caron, publié par l'ARRL «Antenna Impedance Matching ». Livre indigeste au demeurant et bourré d'erreurs...

Remarque : On ne le répètera jamais assez, il se peut que nous ayons notre antenne avec la partie ohmique qui égale déjà la résistance de sortie du Tx (cas d'un mauvais plan de sol, ($R_{ant} + R_{pert}$) et dès lors seule la partie complexe jX sera à annuler avec juste l'aide d'une réactance de signe opposé mise en série dans le circuit. Ex : boîte d'accord simplifiée de Titanex

Autrement dit, le circuit en L :

- 1- Annule la capacitance (X_c) de l'antenne trop courte, ou l'inductance (X_L) de l'antenne trop longue de façon à la faire résonner sur f_0 désirée
- 2- Adapte Z_{ant} (soit Z_0) de la f_0 désirée à l'impédance de la ligne coaxiale (soit Z_i), en général 50Ω .

A noter que le rendement global de l'antenne verticale raccourcie mais adapté sur f_0 sera celui d'une antenne verticale avec self à la base, soit le rendement le plus faible...

Les circuits et équations

Le circuit en L, que l'on pourrait qualifier de merveilleux aura deux configurations possible selon que l'impédance de l'antenne (la charge) sera inférieure ou supérieure à l'impédance du Tx (le générateur).

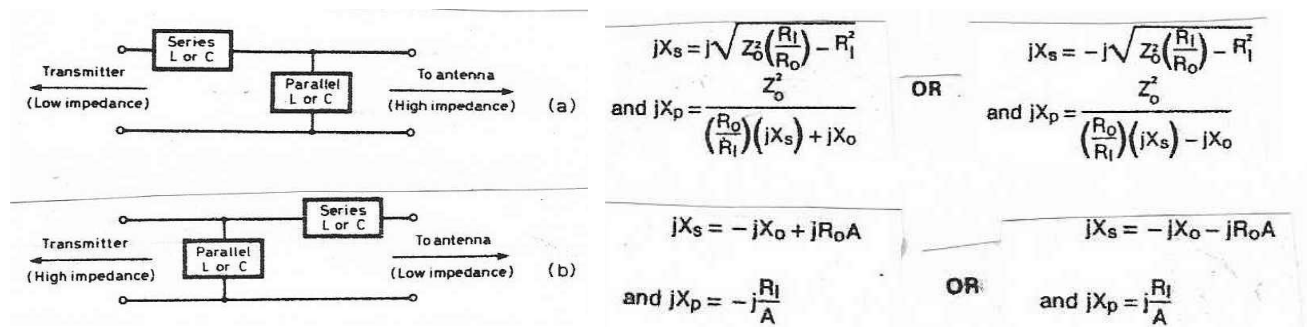


Diagram : G3HGM

Par adéquation avec les formules, nous trouvons les termes,

- R_i : Résistance d'entrée du circuit (input), soit encore R_{coax} et de préférence aussi R_{tx}
- R_o : Résistance de sortie du circuit (output), soit encore $R_{ant} + R_{pert}$
- X_s : Réactance série
- X_p : Réactance parallèle
- X_o : Réactance de sortie du circuit
- A : Facteur intermédiaire, utilisé pour la simplification des calculs

On notera aussi que l'on peut passer indifféremment d'une configuration parallèle – série (on peut jongler avec la valeurs des composants en stock) mais que l'élément parallèle est toujours du côté haute impédance, donc attention à l'isolation.

Les formules en adéquation avec la configuration des circuits sont différentes, mais le but final est identique, résonance & adaptation

$$X_L = 2\pi f L \quad L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad C = \frac{1}{2\pi f X_C}$$

Comme nous avons à faire à des circuits L & C, nous aurons aussi besoin des formules de Thomson et peut-être de ses transformations. Nous distinguerons simplement s'il s'agit de série (s) ou parallèle (p).

Les calculs,

Supposons que par mesure (ex :Mfj, RF1, VNA, Sjt etc), par calcul (ex :vert.short antenna) ou simulation (ex :Eznec, Mmna*) ou par graphique, vous ayez trouvé Z_{ant} de $R = 20\Omega$ et $X = -60$ pour une fréquence f_0 de

3'675 KHz, nous écrivons donc $R_o = 20-j60\Omega$

La valeur de la partie ohmique étant inférieure à celle du R_{coax} ou R_{tx} (soit R_i dans la formule), nous devons donc appliquer le circuit L en configuration (b) avec les équations correspondantes.

D'abord, pour la simplification des calculs, le facteur **A** :

$$A = \sqrt{\frac{R_{coax} - R_{ant}}{R_{ant}}} = \Rightarrow \sqrt{\frac{50 - 20}{20}} = 1,225$$

Nous pouvons calculer la composante série,

$$jX_s = -jX_o + R_o \times A \Rightarrow -j60 + jR(20 \times 1,225) = 84,5$$

$$X_s = 84,5$$

Puisque nous sommes avec une valeur positive, la réactance série est donc inductive et nous allons trouver sa valeur avec la formule de Thomson

$$L_s = 84,5 / 2 \times 3,14 \times 3,675 = 3,66 \mu\text{H}$$

$$\mathbf{L_s = 3,66 \mu\text{H}}$$

La composante parallèle,

$$jX_p = -jR_i/A \Rightarrow -j50 / 1,225 = -j40,816$$

$$jX_p = -40,816$$

Puisque nous sommes avec une valeur négative, la réactance parallèle est donc capacitive et nous allons trouver sa valeur avec la formule de Thomson

$$C_p = 10^{-6} / 2 \times 3,14 \times 3,675 \times 40,816 \Rightarrow 10^{-6} / 23,079 \times 40,816$$

$$\Rightarrow 10^{-6} / 941,99246 = 1,062 \text{ pf}$$

$$\mathbf{C_p = 1,062 \text{ pF}}$$

Arrivé à ce stade, il faudra faire l'inventaire des composants et il est peu probable que nous aurons tout à disposition. Aussi il restera à jongler avec un condensateur variable associé à des valeurs fixes et pour la self, continuer avec une petite gymnastique cérébrale pour la calculer à moins bien sûr de posséder une petite self à roulette.

$$L = (d^2 n^2) / 18d 40\ell$$

ou

d = diamètre en inches

n = nombres de tours

ℓ = longueur en inches

L = μH

La méthode graphique

On commence par tracer un cercle de l'impédances nominale dont le diamètre est entre le point d'origine (**O**) et 50 Ω puisque c'est le **Z** de notre câble coaxial. L'axe de ce vecteur **R** est horizontal. Ensuite l'axe vertical (vecteur gradué), représentant les réactances en l'occurrence soit l'inductance (**+jX** en Ω) que l'on rajoute en série et dont la valeur augmente vers le haut ; et la capacitance (**-jX** en Ω) vers le bas. les points d'origine (**O**) sont « liés ». Les vecteurs sont orientés à angle droit, soit à l'horizontale, pour la résistance (**R** en Ω) et à la verticale pour les réactances.

L'axe horizontal est souvent appelé axe des abscisse (X) et le vertical axe des ordonnées (Y).

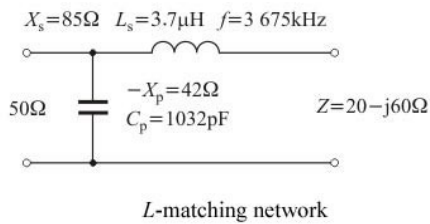
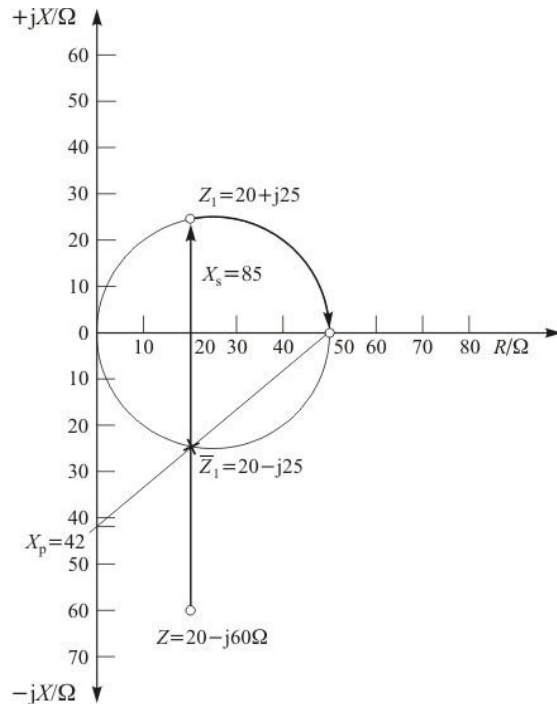
Observez l'équidistance de graduations.

Selon le sens du déplacement sur le cercle de la résistance **R** pour rejoindre le point 50 Ω, nous ajouterons en parallèle une inductance ou une capacitance.

Un peu nébuleux et soporifique ? C'est normal, la démonstration clarifiera.

Nous voilà prêts pour le report graphique des valeurs mesurées, **R_o = 20-j60Ω**.

Dessin : 9A4ZZ



Report du point d'origine $R_o = 20 - j60\Omega$ en coordonnées rectangulaires, Sur l'axe horizontal (X) reportons R , dont sa longueur (module) est 20 et sur l'axe Y, reportons $-jX$, dont sa longueur (module) est 60. Par projection rectangulaire, nous obtenons le point d'origine o soit $Z = 20 - j60\Omega$

Nous allons rajouter une inductance X_s jusqu'à l'intersection supérieure du cercle R et obtenir ainsi le point Z_1 dont par projection rectangulaire nous obtenons $Z_1 = 20 + j25\Omega$ et dans l'absolue la valeur (module) de $X_s = 85$. Observons qu'au passage nous avons également trouvé la valeur conjuguée Z_1' (prononcer Z_1 barre) = $20 - j25\Omega$. Nous sommes maintenant à même de tracer X_p . Partant du cercle de R , retrouvons le point d'origine 50Ω . De cette origine et en allant vers le bas, on trace un vecteur passant par Z_1' et à l'intersection de l'axe des réactances (j), nous obtenons la valeur -42 .

Observez bien que le signe est négatif, nous obtenons donc une capacitance, soit $jX_p = -42\Omega$

Par graphique, nous avons donc obtenu $jX_s = 85\Omega$ soit \approx de 84,5 du calcul et $-jX_p = 42\Omega$ soit \approx de 40,8 du calcul

Pas mal non ? Ensuite re Thompson pour obtenir après calcul :

$L_s = 3,7\mu H$ & $C_p = 1'032pf$

La variante « tout à la masse »

C'est celle qui a ma préférence en restant avec une adaptation totalement inductive, « inductive matching » dans la littérature anglo saxone.

Les éléments,

Ce seront donc dans un premier temps selon les circuits a, b, c & d. Ensuite, nous allons utiliser une astuce un peu moins connue, du moins quand à son application, pour remplacer les deux éléments réactifs par un seul (du moins technologique ment parlant) on prendra l'exemple des selfs qui permettent une mise à la masse de l'antenne ce qui s'avère utile en cas de charges d'électricité statique - non l'antenne n'est pas un parafoudre !-

Diagram : ON4UN

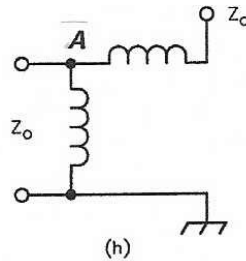
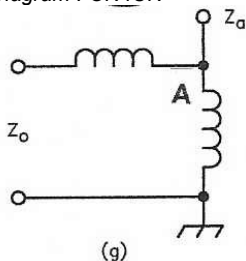
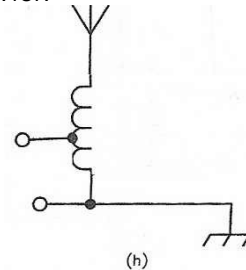


Diagram : ON4UN



Rappel : Nous sommes toujours dans le cas d'une antenne trop courte par rapport à f_o désirée.

L'astuce va consister à conserver une petite partie de réactance capacitive (donc négative) au point A, c'est à dire que l'antenne sera en résonance plus haut que f_o désirée. Autrement dit, la self de compensation sera de réactance plus faible et en fait nous allons appliquer la méthode « Beta Match » ou encore « Hairpin »

En principe les deux bobines doivent être montées à angle droit, mais on y arrive très bien avec une seule bobine avec prises ad-hoc(ex Titanex) . Simplement avec l'interaction il y a lieu de procéder à quelques ajustages.

On reprend depuis le point o soit $Z = 20-j60\Omega$. Nous allons rajouter une inductance X_s jusqu'à l'intersection inférieure du cercle R et obtenir ainsi le point Z_1 (qui reste dans la partie capacitive) dont par projection rectangulaire nous obtenons $Z_1 = 20 - j25\Omega$ et dans l'absolue la valeur (module) de $X_s = 35$.

Observons qu'au passage, par projection, nous avons également trouvé la valeur conjuguée Z_1' (prononcer Z_1 barre) = $20 + j25\Omega$.

Nous sommes maintenant à même de tracer X_p . Partant du cercle de $R 50\Omega$, du point origine 50Ω , on trace le vecteur en passant par Z_1' et a l'intersection de l'axe des réactances, nous obtenons la valeur 42.

Cette fois ci, nous obtenons une valeur positive, donc nous sommes en présence d'une inductance. Soit

$$jX_p = 42\Omega$$

Cette fois ci, nous obtenons une valeur positive, donc nous sommes en présence d'une inductance.

Par graphique, nous avons donc obtenu $jX_s = 35\Omega$ et $jX_p = 42\Omega$

Toujours l'incontournable MrThompson pour obtenir après calculs :

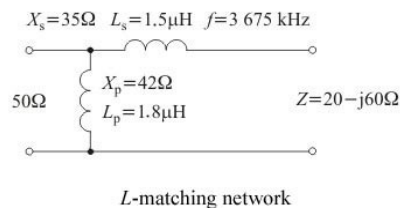
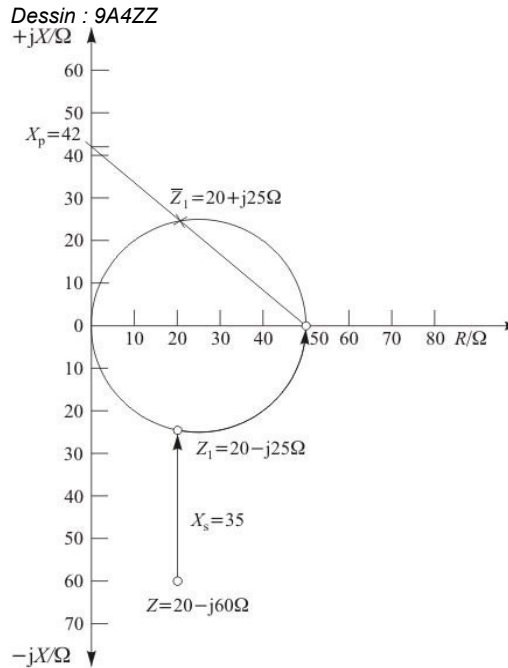
$$L_s = 1.5\mu H \text{ \& } L_p = 1.8\mu H$$

Pour réaliser les selfs, puisque nous avons décidé d'opter pour le graphique, juste pour le plaisir, mentionnons la règle à calcul façon ARRL,

"L/C/F and Single-Layer Coil Winding Calculator"

Disponible à la boutique :

<http://www.arrl.org/>

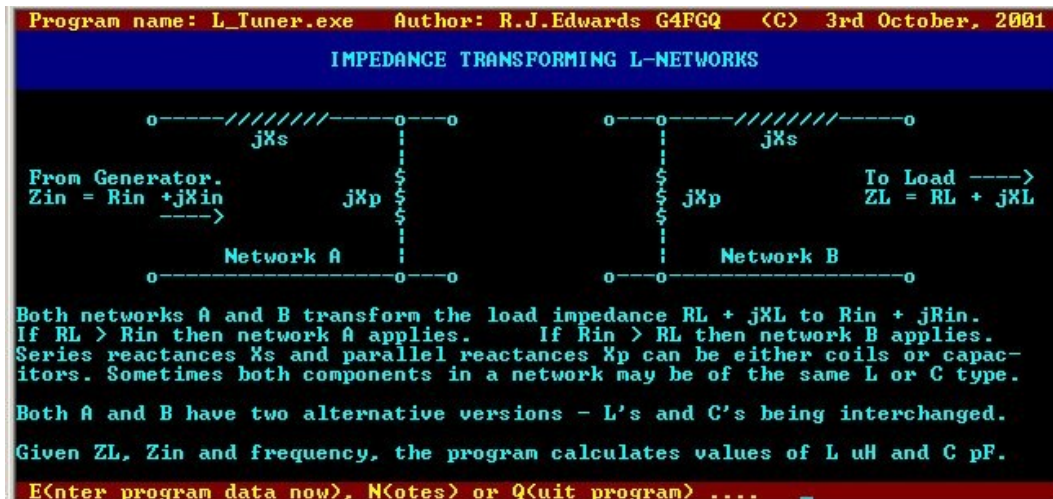


L'informatique,

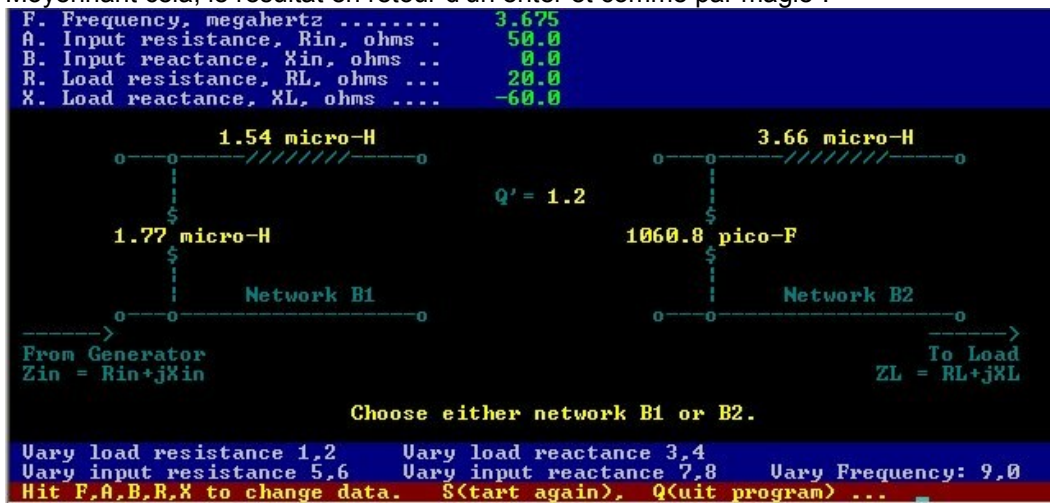
Comme elle est présente dans la moitié des stations de radioamateurs, dès les débuts il y a eu des programmes utilitaires pour effectuer ce genre de calculs. A l'origine payants et sous DOS, ensuite avec adaptation Windows et finalement beaucoup sont devenus gratuits. Certains OM 'en sont fait une spécialité et à mon avis un site sort du lot, celui de G4FGQ sur le site smeter.net et le petit utilitaire qui nous intéresse est :

<http://www.smeter.net/feeding/impedance-transforming-l-networks.php>

La page s'ouvre directement sur « Impedance Transforming L-Networks » et son bref descriptif. Charger L Tuner sur le PC, il est exécutable sans enregistrement et la fenêtre de calcul DOS apparaît :



Arrivé a ce stade, on suivra pas à pas les instructions en ayant présent à l'esprit que pour les chiffres décimaux les anlo-saxons n'utilisent pas la virgule mais le point (.) .
 Pour les valeurs négatives, il faut aussi introduire le signe (-).
 Moyennant cela, le résultat en retour d'un enter et comme par magie :



Hé Hé, le résultat est bluffant :

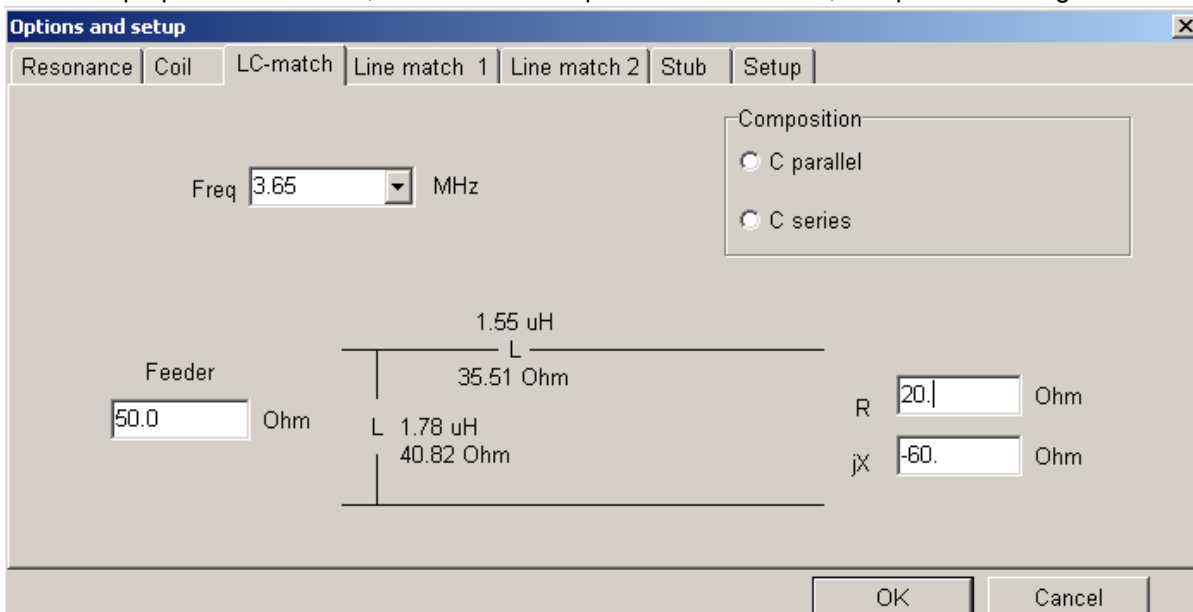
$L_s = 1.54\mu\text{H}$ &

$L_p = 1.77\mu\text{H}$

C'est tout de même beau la technique mais avouez que le graphique, ce n'est pas mal non plus !

Vous constaterez également que le site smeter contient quasiment toute les recettes de calcul que nous pouvons avoir besoin dans nos expérimentations y compris un tutorial pour le programme de simulation d'antennes MMANA.

Tiens à propos de ce dernier, si l'on rentre nos paramètres mesurés, la réponse en image



Pas mal non ?

Alors messieurs Mladin , James et Mori, je vous salue bien bas, sans vous je n'aurais pas eu autant de plaisir à concrétiser cette application.

Bonnes expérimentations à tous & 73 ---Bernard---F6BKD---

°L'autre étant qu'il n'y a pas de **G** additionnel du à la réflexion sur le sol.

*Les pertes du plan de sol **Rg** doivent -être incluses dans la modélisation, sinon le résultat sera plus ou moins juste, voire totalement faux !

^a Voir encart technique.

Bibliographie : ON4UN, QST, site de 9A4ZZ, G4FGQ et <http://home.ict.nl/~arivoors/> (4nec2)