

⇒ On dérive  $B(\omega)$  et  $B'(\omega)$  par rapport à  $\omega$ , et on évalue cette dérivé en  $\omega_0$ . Ce n'est que du calcul différentiel... je passe le détail; ce serait inutilement long. On trouve :

$$\left| \frac{dB(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} = 2C$$

$$\left| \frac{dB'(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} = C_{TOT} \left( 1 + \frac{2l_0}{\sin(2l_0)} \right)$$

⇒ Puisque l'on cherche un circuit LC parallèle équivalent à la résonance à notre circuit en ligne, on écrit l'égalité de ces deux dérivés, soit :

$$2C = C_{TOT} \left( 1 + \frac{2l_0}{\sin(2l_0)} \right)$$

Ce petit encart mathématique pour ceux qui ont soif de tout comprendre est terminé !

Nous avons donc la possibilité de calculer  $C$ , donc  $Q_L$  en fonction des caractéristiques connues de notre ligne. Nous avons  $Q_L = RC\omega_0$ , soit  $C = Q_L / (R\omega_0)$ , d'où en remplaçant  $C$  dans la formule ci-dessus :

$$\frac{2Q_L}{R\omega_0} = C_{TOT} \left( 1 + \frac{2l_0}{\sin(2l_0)} \right)$$

Arrangeons encore un peu cette formule pour obtenir la forme qui nous intéresse :

$$\frac{2}{C_{TOT} R\omega_0} Q_L = 1 + \frac{2l_0}{\sin(2l_0)}$$

Une formule c'est bien beau, mais faut-il encore en tirer des informations pratiques !

Avant de le faire, nous allons nous intéresser à la résistance de charge  $R$ .  $R$  est la résistance avec laquelle on doit charger la sortie (l'anode) de la triode, et donc la ligne de sortie puisqu'elle n'agit qu'en tampon entre tube et charge sans effectuer de transformation d'impédance. Le calcul de  $R$  est assez simple.  $R$  peut être évaluée approximativement de la manière suivante :

Soit  $P$  la puissance HF nominale (maximum sans pousser) en sortie de l'amplificateur : c'est (à quelques pertes près dans le circuit de sortie) la puissance que fournit le tube.

En fonction de la classe d'amplification, le tube travail avec un certain rendement. Pour la classe AB (celle qui nous intéresse pour la SSB), le rendement est de l'ordre de 60%. Cela signifie que 60% de l'énergie consommée (au niveau de l'alimentation) est transformée en HF et que les 40% restant sont transformés en chaleur (dissipation anodique du tube).

Soit  $U_A$  et  $I_A$ , respectivement la tension anodique et l'intensité anodique relevées lorsque la triode produit la puissance HF nominale  $P$  (en régime de porteuse).

En tenant compte du rendement  $N = 0.6$  (60%), nous avons :

$$P = U_A \times I_A \times N$$

La charge  $R$  recevant  $P$  verra à ses bornes un signal HF dont la différence de potentiel efficace  $U$  sera un peu inférieure à  $U_A$  (sans quoi le tube serait proche de l'écrêtage). L'évaluation précise de  $U$  n'est pas triviale. Soit  $U = k \times U_A$  cette d.d.p. (avec  $k < 1$ ). En classe AB,  $k$  est de l'ordre de 0,63. On obtient :

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{(kU_A)^2}{U_A I_A N} = \frac{k^2 U_A}{I_A N}$$

En remplaçant  $k$  et  $N$  par leurs valeurs (liées à la classe d'amplification AB), on obtient:

$$R = \frac{U_A}{1,5 I_A}$$

C'est cette formule pratique que nous retiendrons. Elle met en évidence le fait important que ***R est directement liée à la haute tension d'alimentation et à l'intensité anodique consommée.***

En principe  $U_A$  est constante (l'alimentation H.T. n'est pas régulée, mais délivre une tension relativement stable), mais  ***$I_A$  dépend de la puissance de sortie.***

Il convient donc de remarquer ***que la résistance optimale de charge R dépend de la puissance de sortie.*** C'est très important !  $R$  intervient à la fois dans la définition du réservoir HF de sortie (ligne) et surtout dans la transformation d'impédance que nous verrons plus loin (destinée à ramener  $R$  à  $50\Omega$ ).

La variation de  $R$  vis à vis du circuit de sortie aura une influence sur  $Q_L$  (rappelez-vous, on a :  $Q_L = RC\omega$ ). Cette influence, bien que non négligeable, n'aura pas d'effets néfastes si le circuit de sortie est calculé correctement (la marge de manoeuvre sera assez grande). En revanche, la charge en sortie de l'amplificateur étant toujours de  $50\Omega$  et le circuit de transformation d'impédance étant ***fixe***, la variation de  $R$  induira une désadaptation d'impédance, donc un transfert d'énergie non optimal lorsqu'on s'éloignera de la valeur de  $R$  choisie pour la détermination du circuit de transformation d'impédance.

Concrètement, l'amplificateur devra être réglé pour une puissance choisie sachant qu'au dessus et en dessous de cette puissance, le rendement va chuter (transformation d'impédance non optimale).

Cela n'est en fait pas excessivement grave : on choisit comme puissance, le maximum que peut sortir l'amplificateur en fonctionnement normal (pas le maximum à faire fondre l'anode!). Ainsi, pour des puissances inférieures, le rendement baissera, mais sans conséquence puisque le tube ne tournera pas à plein régime. L'idéal étant de disposer d'une commande permettant de régler facilement la transformation d'impédance. De cette façon, en fonction de l'usage que l'on fait de son engin, on le règle préalablement de manière optimale (i.e. en fonction de la puissance de sortie souhaitée). Mais pour des raisons mécaniques, ce réglage n'est pas toujours facilement accessible...

Ce qui devait être dit au sujet de R l'est ! Revenons à nos moutons, en l'occurrence à la formule suivante :

$$\frac{2}{C_{TOT} R \omega_0} Q_L = 1 + \frac{2l_0}{\sin(2l_0)}$$

Pour interpréter cette formule, j'ai séparé trois termes :

- Le premier terme est calculable à partir des *données* que l'on a sur l'amplificateur *indépendamment* du choix de la ligne dont on cherche à déterminer les caractéristiques :
  - \* L'évaluation de  $C_{TOT}$  a été vue précédemment.
  - \*  $\omega_0$  est la pulsation à la fréquence de travail ( $2 \times \pi \times 144.10^6$  Hz).
  - \* Quant à R, on en sort !
- Le second terme est simplement  $Q_L$  : c'est la caractéristique principale du circuit de sortie.
- Le troisième terme dépend *uniquement* de la *longueur physique* de la ligne.

C'est par le dernier terme que l'on va commencer : lorsque  $l_0$  tend vers 0, c'est-à-dire, lorsque la longueur de la ligne devient presque nulle, ce terme tend vers 2. Rappelez-vous le développement limité de  $\sin(x)$ ... ou si cela ne vous dit rien, évaluez le troisième terme à la calculatrice pour de petites valeurs de  $l_0$  (0,1 ou 0,01...) pour vous en convaincre.

Intéressons-nous à la variation de  $Q_L$  en fonction de la *longueur* de la ligne. Si l'on suppose le premier terme *constant* (données),  $Q_L$  devient proportionnel au terme 3; il est donc fonction de  $l_0$ .

A ce stade, quelques exemples de calcul sont plus parlant qu'une longue discussion ! Pour ce faire, acharnez-vous sur votre calculette avec des exemples complets d'applications de la formule précédente, ou utilisez un tableur pour vérifier les constatations numériques suivantes.

*Nota : un petit utilitaire fonctionnant sous Excel 5 est disponible auprès de l'auteur contre E.T.S.A. et disquette vierge. Il permet de fixer les paramètres de fonctionnement de l'amplificateur ( $U_A$ ,  $I_A$ , fréquence,  $C_{TOT}$ ) et d'étudier les paramètres régissant le circuit de sortie ( $Q_L$ ,  $Z_0$ ) en fonction de sa longueur physique.*

On constate alors que pour des paramètres physiquement *réalistes*,  $Q_L$  est toujours *suffisamment élevé*. Si l'on s'intéresse à  $Q_L$  en fonction de  $l_0$ , on constate que pour une ligne de longueur comprise entre 0 et 45° environ,  $Q_L$  part d'une valeur généralement supérieure à 10, donc suffisante et augmente lentement jusqu'à 25% de plus que sa valeur initiale. Ensuite, il croît rapidement et atteint des valeurs inutilisables (elles donneraient un circuit de sortie trop pointu et donc sensible aux dérives thermiques d'une part et d'autre part, elles obligeraient  $Q_0$ , le coefficient de surtension non chargé, à être extrêmement élevé pour maintenir un bon rendement de la ligne, ce qui est physiquement impossible. Revoir en arrière les considérations à ce sujet dans le cas d'un circuit LC).

***La première contrainte est de ne pas dépasser une longueur de ligne de 45°. Après  $Q_L$  serait excessif.***

Revenons maintenant à la formule  $X_{TOT} = Z_0 \tan l_0$  et considérons  $Z_0$  comme une fonction de  $l_0$ . On écrit alors :

$$Z_0 = \frac{X_{TOT}}{\tan l_0}$$

$X_{TOT}$  étant supposé constant (il ne dépend pas de  $l_0$ ), on constate que  $Z_0$  diminue quand  $l_0$  augmente. Pratiquement, pour que la ligne soit physiquement réalisable,  $Z_0$  doit être compris entre 40Ω et 150Ω. En utilisant des paramètres réalistes (pour  $U_A$ ,  $I_A$ ,  $C_{TOT}$  et la fréquence), on s'aperçoit que pour des longueurs de lignes inférieures à 26°,  $Z_0$  croît très vite et atteint des valeurs très grandes ! Une impédance élevée engendrera une ligne dont le conducteur central (appelé abusivement « ligne ») sera de petite section. Sa surface sera donc petite et les pertes ( $Q_0$ ) trop importantes.

***La deuxième contrainte est de ne pas descendre en dessous d'une longueur de ligne de 26°.***

***Entre ces deux limites, la longueur de ligne donnant habituellement de bons résultats est 35°.***

Bien sûr, ces règles (contraintes sur la longueur de ligne) sont une sévère simplification des équations que nous avons étudiées. Elles se révèlent cependant suffisantes en pratique.

Je pense toutefois que c'est une bonne chose de comprendre plus en détail le problème comme nous l'avons fait. De plus, à l'aide d'un outil tel qu'un tableur, on peut affiner facilement les calculs aux cas de figures précis qui nous intéressent à l'aide des formules

précédentes. C'est aussi matière à expérimenter une fois l'amplificateur construit pour comparer les résultats pratiques aux résultats théoriques...

Résumons ce que nous avons vu et comment l'appliquer au cas pratique du calcul des paramètres d'une ligne :

1. Déterminer  $C_{TOT}$  et calculer  $X_{TOT}$ .
2. Choisir une longueur de ligne  $l_0$  entre  $26^\circ$  et  $45^\circ$ . Pour commencer, prendre  $35^\circ$ .
3. Ecrire la formule  $X_{TOT} = Z_0 \tan l_0$  à l'envers :

$$Z_0 = \frac{X_{TOT}}{\tan l_0}$$

puis calculer  $Z_0$ .

4. Si  $Z_0$  est hors limite (moins de  $40\Omega$  ou plus de  $150\Omega$ ), retoucher  $l_0$  et reprendre au point 2 jusqu'à obtenir  $l_0$  et  $Z_0$ , le plus au centre de leurs limites respectives. Ainsi, on aura un  $Q_L$  correct.

### 3. La transformation d'impédance vers la sortie :

Nous disposons, entre l'anode et la masse (ou entre l'extrémité de la ligne quart d'onde raccourcie et la masse, c'est la même chose du point de vue HF) du signal amplifié à la puissance souhaitée. Il reste un problème : l'impédance de charge (en principe celle de l'antenne) doit être égale à  $R$  (revoir la définition de  $R$  donnée précédemment), soit quelques milliers d'Ohms.

L'impédance des antennes, en VHF, étant généralement de  $50\Omega$ , nous devons opérer une **transformation d'impédance**.

Pour ce faire, il existe deux solutions couramment employées : mettre en oeuvre soit un **couplage capacitif**, soit un **couplage inductif**.

Pourquoi le mot « couplage » ? Parce que notre circuit de récupération d'énergie et de transformation d'impédance est couplé à la ligne quart d'onde raccourcie (au réservoir).

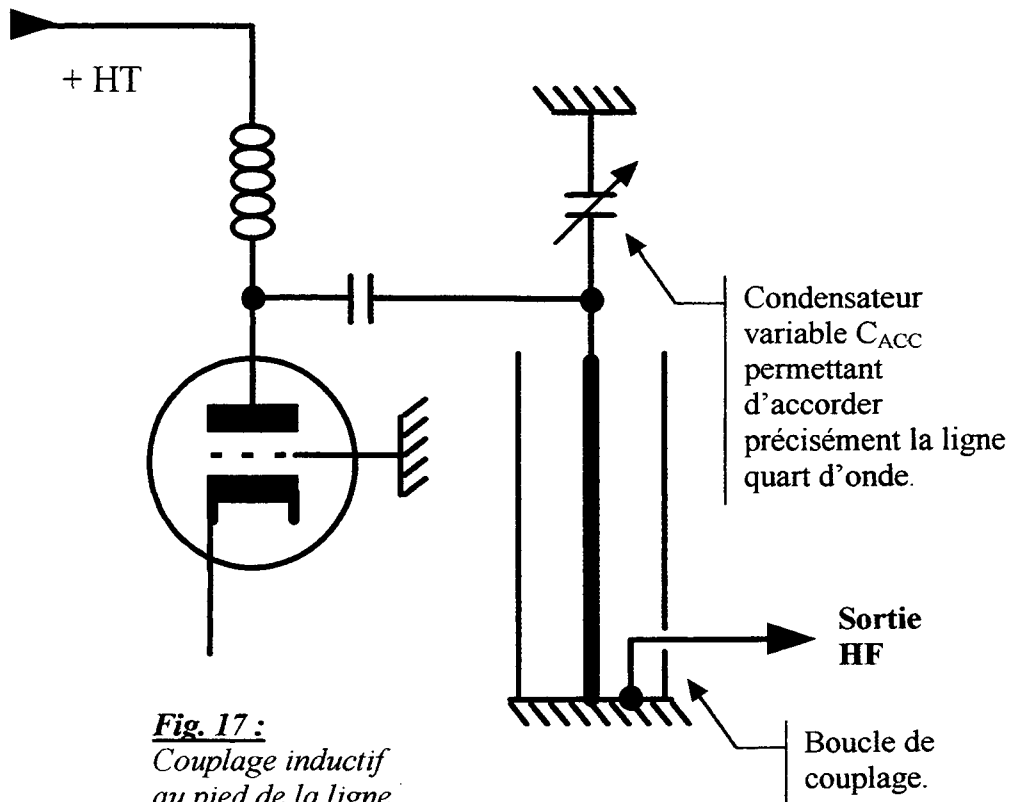
Si l'on se souvient de la répartition des courants et tensions sur une ligne quart d'onde, on a :

- Un ventre (maximum) d'intensité à l'extrémité de la ligne connectée à la masse (que l'on appelle extrémité **froide** de la ligne). Qui dit intensité, dit **champ magnétique élevé** : le champ magnétique d'une bobine (une ligne étant un peu une bobine) est proportionnel à l'intensité qui la parcourt. C'est donc le lieu idéal pour récupérer l'énergie à l'aide d'une **boucle de couplage** inductive (une simple spire).
- Un ventre de tension à l'extrémité de la ligne connectée à l'anode. En fait, ce n'est pas exactement un ventre, puisque la ligne est raccourcie par la capacité terminale  $C_{TOT}$ , **mais**

*c'est ici que la tension est la plus élevée.* De ce fait, c'est le lieu idéal pour y effectuer un couplage capacitif : un *condensateur* sera connecté entre l'extrémité anodique (chaude) de la ligne et la sortie antenne.

Ces deux types de couplage auront bien sûr comme principal objet de transformer l'impédance (R en  $50\Omega$ ).

Commençons par le couplage inductif. La **figure 17** illustre le principe d'un tel couplage.



**Fig. 17 :**  
Couplage inductif  
au pied de la ligne  
quart d'onde.

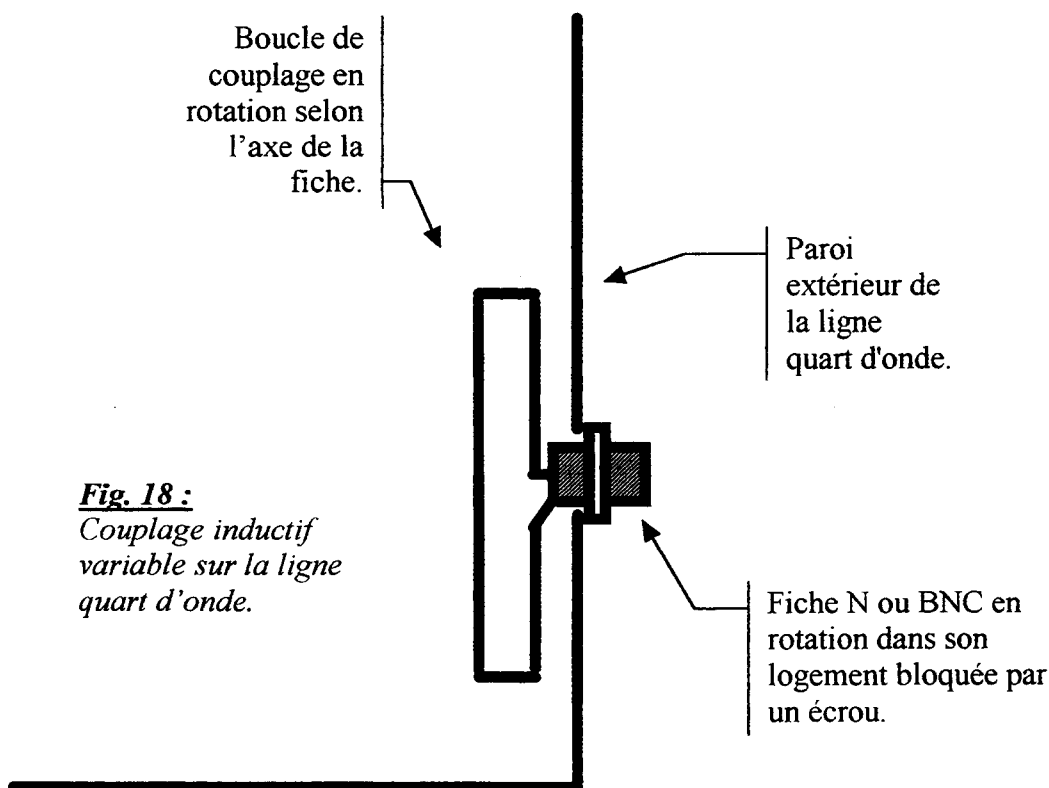
Comme on peut le voir, l'énergie est récupérée par une petite boucle (à peine une demie spire) placée au pied de la ligne. Cette boucle est habituellement constituée d'un fil de cuivre plat (ou d'une bande de cuivre) de quelques millimètres de largeur. Une extrémité est reliée à la masse tandis que l'autre est reliée à la sortie.

Tout le problème consiste à ajuster les dimensions de cette boucle pour obtenir le couplage qui procurera la transformation d'impédance adaptée. Dans certains amplificateurs, la boucle peut pivoter comme l'indique le schéma **figure 18** : cela permet de faire varier le rapport de couplage et donc l'adaptation dans une certaine mesure.

Il n'est guère possible de calculer quoi que ce soit pour dimensionner la boucle. Trop de paramètres interviennent (comme l'effet capacitif entre la boucle et la ligne...)

Il convient alors de déterminer la boucle idéale par *essais successifs*.

Dans la plupart des cas, ce système de couplage ne laisse pas de possibilités de réglage. On disposera tout au plus d'un réglage du type présenté **figure 18**. Il ne pourra être retouché pendant le fonctionnement de l'amplificateur (il serait risqué de desserrer le contre-écrou à ce moment là !).



En VHF, on peut partir des dimensions de boucle suivante :

- Hauteur de la boucle : environ 60mm.
- Distance entre le conducteur de la boucle le plus près du conducteur interne de la ligne quart d'onde et cette dernière : 5mm.
- Largeur du conducteur de la boucle : 5mm à 15mm.

Ce n'est vraiment qu'un ordre de grandeur. Il faudra jouer sur certaines des dimensions jusqu'à obtenir « la boucle qui va bien ». Cela peut prendre quelques minutes si l'on a de la chance, ou quelques jours dans le cas contraire !

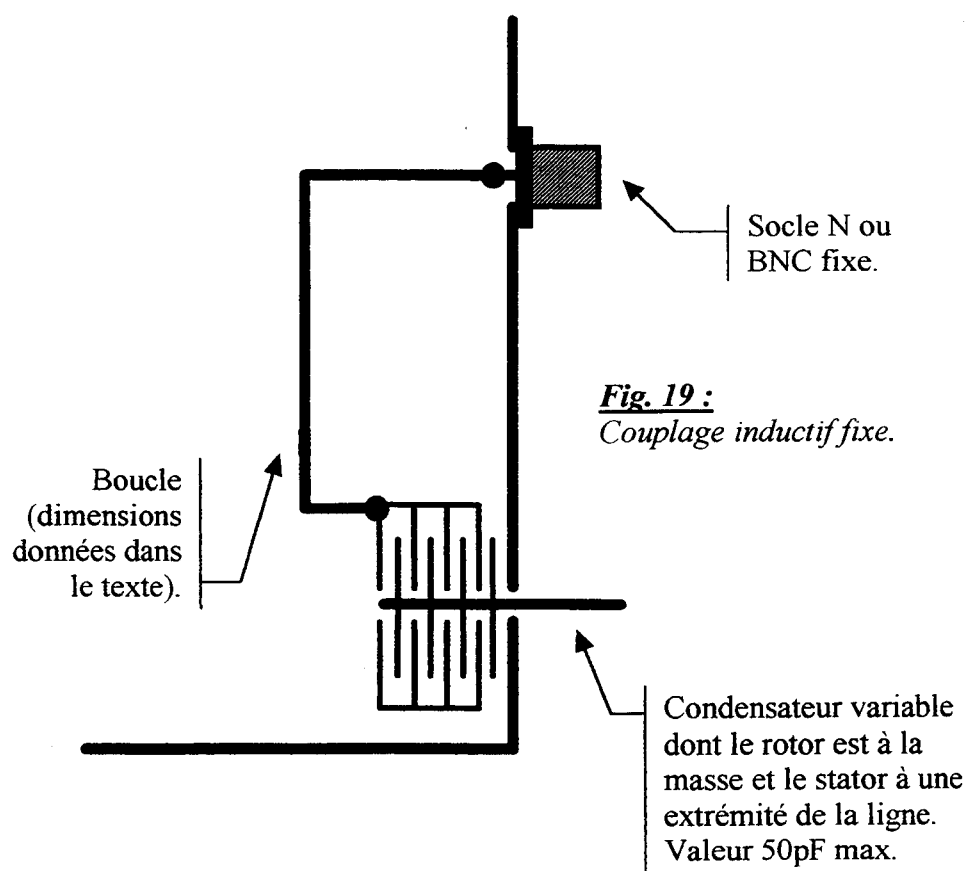
D'une manière générale, on augmente le couplage entre la boucle et la ligne en augmentant les dimensions de la boucle, en rapprochant la boucle de la ligne, ou dans le cas d'une boucle pivotante, lorsqu'on se rapproche de la position où elle est parallèle à la ligne. A partir de cela, on pourra se référer aux indications données dans le cas d'un couplage capacitif, sachant qu'augmenter (respectivement diminuer) le couplage inductif a le même effet qu'augmenter (diminuer) le couplage capacitif.

Souvent, lorsqu'on utilise un circuit de sortie composé d'un condensateur et d'une self classique, le couplage se fait de manière inductive, par une self comportant une à deux spires bobinées autour ou à côté et dans l'axe de la self du circuit LC.

On ne relie habituellement pas directement la boucle à la masse, mais *on intercale un condensateur variable permettant d'annuler la composante inductive de la boucle*. En d'autres termes, on *accorde* la boucle.

Notez bien que ce condensateur ne fait qu'accorder la boucle, et en aucun cas, il ne permet de modifier le rapport de transformation d'impédance. Ce n'est qu'un réglage d'ordre secondaire.

Le **figure 19** illustre le type de boucle (fixe) le plus souvent employé en VHF.



Le couplage inductif est simple, mais sa mise au point délicate. Personnellement, je préfère utiliser un couplage capacitif. Sa mise en oeuvre est aussi simple, et sa mise au point quasi immédiate. De plus, il peut procurer une souplesse de réglage que l'on a pas avec un couplage inductif.

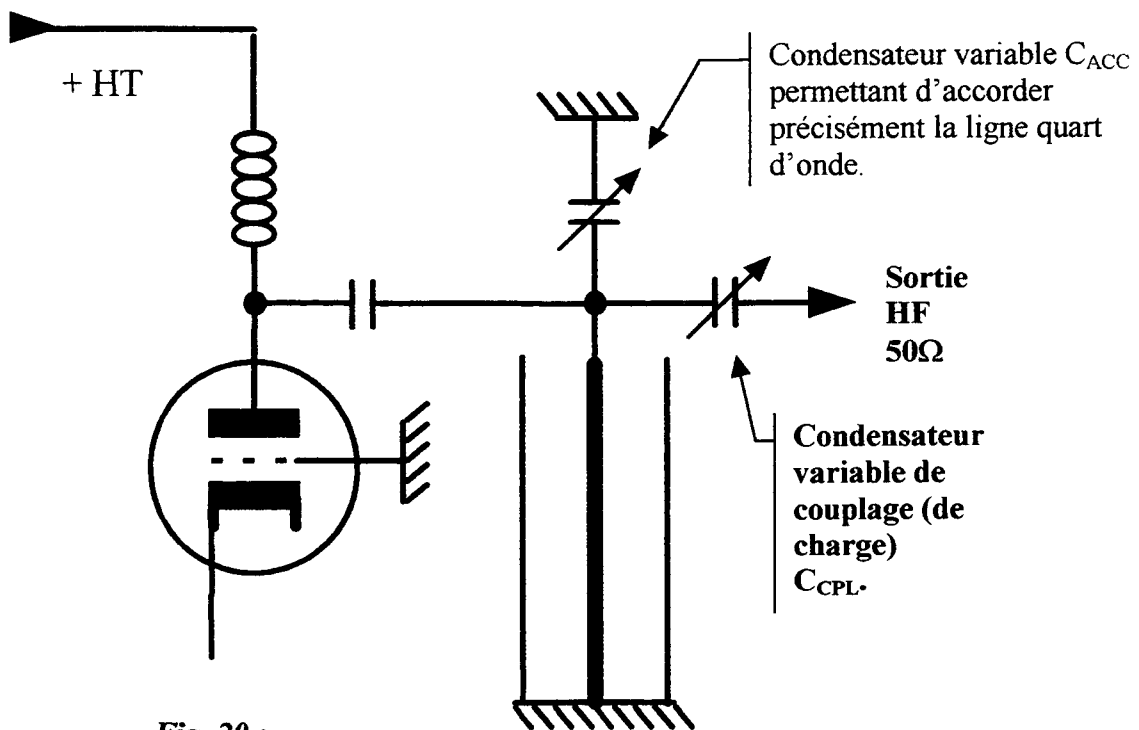
La **figure 20** illustre le principe du couplage capacitif.



Autre avantage du couplage capacitif : il est assez facile de comprendre comment il fonctionne et de calculer ses paramètres de fonctionnement. C'est ce que nous allons étudier.

L'objectif est de transformer une impédance résistive  $R$  de quelques milliers d'Ohms en une impédance résistive  $R'$  de  $50\Omega$ .

Pour cela, il faut « reculer pour mieux sauter » : au lieu de nous contenter d'une impédance purement résistive  $R$  à transformer, déréglons volontairement  $C_{ACC}$  *en diminuant légèrement* sa valeur : nous devons donc toujours charger notre circuit par une résistance  $R$ , mais *il nous faudra compenser ce défaut de capacité par une charge capacitive  $C$  en parallèle sur  $R$*  : ce que l'on enlève à  $C_{ACC}$ , on le rajoute aux bornes de  $R$ . Puisque  $C_{ACC}$  et  $R$  sont connectés au même endroit, il n'y a pas de quoi se tortre les neurones !



**Fig. 20 :**  
*Couplage capacitif.*

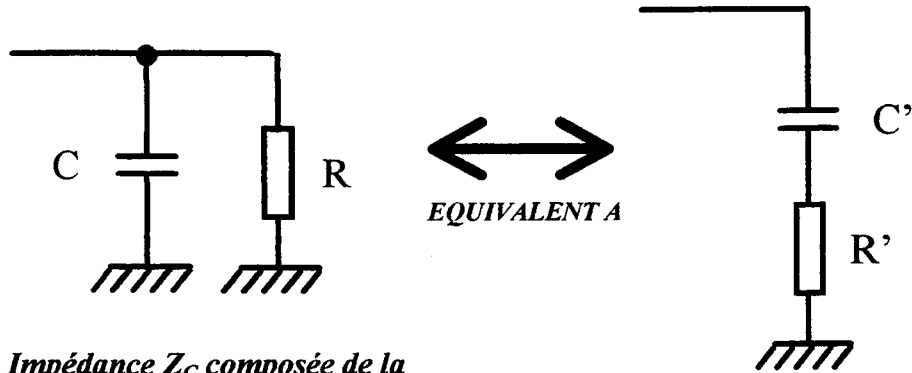
On considère à présent que  *$C$  fait parti de la charge*. La ligne et le tube se fichent pas mal du fait que  $C$  fasse partie de  $C_{ACC}$  ou soit incluse à la charge... pourvu que globalement la capacité terminale de la ligne soit la bonne !

Conclusion : on a compliqué le problème ! Au lieu de n'avoir qu'une charge résistive  $R$  à transformer en  $50\Omega$ , on a une charge résistive *et réactive* à transformer en  $50\Omega$  ! Soit  $Z_C$ , cette impédance résistive et réactive.

Par la magie du diagramme de Smith ou de quelques manipulations sur les nombres complexes, on peut facilement démontrer *qu'il existe un circuit composé d'une résistance  $R'$  et d'un condensateur  $C'$  en série équivalent à notre circuit  $R$  et  $C$  parallèle*.  $R'$  et  $C'$  étant bien sûr différents respectivement de  $R$  et  $C$  et restant à déterminer.

Nous allons donc remplacer notre charge  $R + C$  parallèle par une charge *équivalente* (donc de même impédance  $Z_C$ ) composée d'une résistance  $R'$  et d'un condensateur  $C'$  en série.

Schématiquement, cette transformation est représentée **figure 21**.



*Impédance  $Z_C$  composée de la résistance  $R$  en parallèle avec la réactance  $X$  associée à  $C$ .*

*L'impédance est toujours  $Z_C$ . Elle est composée de la résistance  $R'$  en série avec la réactance  $X'$  associée à  $C'$ .*

**Fig. 21 :**  
*Equivalence d'un réseau RC série avec un réseau RC parallèle.*

Les formules liant  $R, R', C$  et  $C'$  sont les suivantes (écrites dans le sens qui nous arrangera) :

$$\left\{ \begin{array}{l} X = \frac{R}{\sqrt{\frac{R}{R'} - 1}} \\ X' = \frac{R R'}{X} \end{array} \right.$$

avec :

$$X = \frac{1}{C \omega_0}$$

Même formule pour  $X'$  et  $C'$ .  $\omega_0$  étant la pulsation de travail ( $2 \times \pi \times 144.10^6$ ).

***Au lieu d'utiliser une charge  $R + C$  parallèle (nous n'avons pas d'antenne de quelques milliers d'Ohms), nous allons la remplacer par une charge équivalente (puisque de même impédance)  $R' + C'$  série en choisissant  $R' = 50 \Omega$***

Les données sont donc  $R =$  quelques milliers d'Ohms (à calculer comme expliqué précédemment) et  $R' = 50\Omega$ .

Avec les équations ci-dessus, nous n'aurons qu'à calculer  $C$  et  $C'$  permettant ainsi la transformation d'impédance souhaitée.

$C$  correspondra au défaut de capacité au niveau du réglage de  $C_{ACC}$  et  $C'$  correspondra à la capacité de couplage  $C_{CPL}$ .

Notons que le « défaut de réglage » de  $C_{ACC}$  est *transparent* à l'utilisateur qui n'aura qu'à régler  $C_{ACC}$  pour accorder *globalement* le système « circuit de sortie + transformateur d'impédance », en cherchant *le maximum de puissance de sortie*.

Voyons comment calculer  $C_{CPL}$ .

Les données à injecter dans les deux formules de transformation d'impédance sont :

- $R =$  résistance de charge anodique. Pour un tube 3CX800A7 délivrant sa puissance maximum (soit environ 1000W), nous avons  $U_A=2300V$  et  $I_A=700mA$ , ce qui nous donne (revoir quelques formules en arrière) :  $R = 2200\Omega$ .
- $R' =$  résistance de charge de l'amplificateur, soit  $50\Omega$ .

On peut ainsi calculer  $X$  :

$$X = \frac{2200}{\sqrt{\frac{2200}{50} - 1}} = 335\Omega$$

Puis  $X'$  :

$$X' = \frac{50 \times 2200}{335} = 328\Omega$$

$X'$  est la réactance de  $C_{CPL}$ . On en déduit donc  $C_{CPL}$  :

$$C_{CPL} = \frac{1}{X' \omega_0} = \frac{1}{328 \times 2 \times \pi \times 144.10^6} = 3.4 pF$$

Le condensateur variable  $C_{CPL}$  devra être ajusté à 3,4pF pour une adaptation d'impédance optimale lorsque l'amplificateur sortira 1kW.

Si l'on reprend le calcul pour des puissances plus petites, donc pour des valeurs de  $R$  plus grandes, on trouvera des valeurs de  $C_{CPL}$  de plus en plus petites. Ceci est important à retenir pour la mise au point de l'amplificateur. On saura ainsi dans quel sens réajuster le réglage de  $C_{CPL}$  si l'on change de puissance moyenne de travail :

- Forte puissance  $\rightarrow C_{CPL}$  grand (couplage fort).
- Petite puissance  $\rightarrow C_{CPL}$  petit (couplage faible).

En d'autres termes, 1kW étant la puissance maximum de l'amplificateur, on utilisera un condensateur variable ayant une capacité maximum de 4pF environ (c'est-à-dire à peine plus que 3,4pF).

Notez également que  $X$  et  $X'$  sont *presque égaux*. Ceci vient du fait que  $R$  est beaucoup plus grande que  $R'$ . Cette quasi égalité signifie que  $C$  et  $C_{CPL}$  sont presque identiques, donc que ce que l'on enlève à  $C_{ACC}$  (c'est-à-dire  $C$ ) est quasiment égal à  $C_{CPL}$ .

Pratiquement, si l'amplificateur est réglé ( $C_{ACC}$  et  $C_{CPL}$ ) pour une puissance donnée et que l'on modifie le réglage de  $C_{CPL}$  par exemple en l'augmentant, pour une autre puissance, il faudra diminuer le réglage de  $C_{ACC}$  d'autant (à quelque chose près).

Rappelez-vous, nous avons pris en compte la capacité  $C$  (appelée alors  $C_S$ ) lors de la détermination de la capacité terminale de la ligne. Donc en fait, il n'est pas utile de retrancher  $C$  à  $C_{ACC}$  pour déterminer la valeur moyenne de  $C_{ACC}$  puisque  $C$  était déjà « réservée » (sans quoi  $C_{ACC}$  deviendrait trop petite et laisserait sans doute trop peu de marge de réglage). Nous avons adopté pour  $C_S$  une valeur moyenne de 2.5pF. Maintenant, vous pouvez évaluer plus précisément  $C_S$  si vous le souhaitez. Dans le cas d'un couplage inductif, la boucle apporte l'équivalent de  $C_S$ . On ne peut cependant pas faire d'estimation plus précise simple par le calcul. On se contentera de  $C_S = 2.5\text{pF}$ .

La capacité  $C_{ACC}$  est souvent appelée *capacité d'accord* ou *tune* (en anglais) et la capacité  $C_{CPL}$  est souvent appelée *capacité de charge* (on adapte la charge de la triode à la charge 50Ω) ou *load* (en anglais). Nous emploierons désormais ces termes usuels.

En pratique, comment régler les capacités d'accord et de charge d'un amplificateur ? Rassurez-vous, pas besoin de faire de calculs ! Ils étaient seulement nécessaires pour donner un ordre de grandeur de ces capacités, indispensable pour leur réalisation.

Si votre amplificateur est tout frais construit, il est bon de le tester à petite puissance et d'augmenter cette puissance petit à petit en s'assurant que tout fonctionne correctement (je ne parle ici que de la mise au point du circuit de sortie... les autres éléments de l'amplificateur devant être également testés)

Nous savons qu'à petite puissance, la capacité de charge doit être petite. Il convient donc de la régler au *minimum*. La capacité de charge étant au minimum, celle d'accord devra compenser en étant assez *élevée* : il faudra la régler au maximum (ce ne sont que des réglages *très approximatifs*).

Lorsque vous passerez en émission (régime porteuse avec une puissance d'excitation suffisamment petite), le courant anodique doit monter même si votre wattmètre ne dévie pas encore. C'est la première chose à vérifier.

Ensuite, diminuez progressivement la capacité d'accord en surveillant le wattmètre. Arrivé à un certain réglage, la puissance augmentera puis atteindra un maximum avant de redescendre. Réglez la capacité d'accord à la puissance *maximum*. C'est la *seule* règle à retenir pour cette capacité : cela signifie que le circuit de sortie est accordé à la résonance, donc que la ligne raccourcie par la capacité terminale forment *exactement* un quart d'onde.

Il vous faudra alors augmenter légèrement la capacité de charge (à l'oeil) puis retoucher la capacité d'accord au maximum de puissance. Si le nouveau maximum est supérieur à l'ancien, augmentez encore la capacité de charge et refaites l'accord... et ainsi de suite. Le bon réglage de la capacité de charge sera celui correspondant au maximum de puissance. Le plus important est de retenir que chaque fois que la capacité de charge est retouchée, il faut *réaccorder* le circuit (au maximum de puissance avec la capacité d'accord).

*Notez que plus le couplage est faible, donc plus la capacité de couplage est petite et plus le courant de grille sera élevé.* Si vous utilisez un tube high  $\mu$ , avec une grille fragile, surveillez le courant de grille de manière à ne pas dépasser le maximum spécifié par le constructeur. Si ce courant est trop grand, cela signifie soit que l'amplificateur est trop poussé, soit que la charge est insuffisante. Dans le premier cas, diminuez l'excitation, et dans le deuxième augmentez la capacité de charge.

Ensuite, vous augmenterez par étape la puissance d'excitation jusqu'à ce que la puissance de sortie atteigne la valeur souhaitée. A chaque étape refaites le réglage des deux capacités comme précédemment (légère *augmentation* de la capacité de charge et réaccord).

Attention à ne pas trop pousser la dissipation anodique... en porteuse, la température monte vite ! Faites vos essais par périodes d'émissions courtes et répétées. Un thermomètre à la sortie d'air ventilée permettra de surveiller cette dissipation : ne pas dépasser une température d'air de 80° (pour être tranquille, cessez d'émettre vers les 50 ou 60°).

Il existe une combine lorsque l'on arrive à des puissances élevées : utilisez un keyer pour générer des points à vitesse élevée. Ainsi votre amplificateur ne fonctionnera qu'en moyenne la moitié du temps (donc approximativement moitié moins de chauffe) et le wattmètre se stabilisera à une position proportionnelle à la puissance de sortie (inertie de l'aiguille) ou à la puissance de sortie si vous disposez d'un wattmètre PEP.

Pour finir, lorsque l'on règle la capacité d'accord au maximum de puissance, on doit se trouver à ce que l'on appelle le « *creux de plaque* ». En d'autres termes, le maximum de puissance (en fonction du réglage d'accord) doit correspondre au minimum d'intensité anodique. Si ce n'est pas le cas, c'est qu'il y a trop de fuites HF entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur (par la grille). Avec une triode, ce phénomène ne doit pas se produire. Avec une tétrode, c'est plus délicat (grand gain oblige). On doit alors adjoindre un circuit de neutrodynage pour colmater la fuite !

En résumé :

- A chaque puissance correspond un réglage optimal de la capacité de charge.
- Le réglage de l'accord se fait simplement au maximum de puissance. On termine toujours par ce réglage.
- Surveillez le courant de grille et la dissipation anodique.

Ainsi s'achève l'étude du circuit de sortie. Nous allons étudier le dernier morceau d'un amplificateur, à savoir le circuit d'entrée.

#### 4. Le circuit d'entrée :

Le signal à amplifier doit être appliqué entre la cathode et la grille, la grille étant à la masse. A ce point (entre cathode et masse), nous devons tenir compte de *la capacité cathode-grille*  $C_{GK}$  spécifiée par le constructeur ainsi que de l'impédance résistive induite par la présence du courant cathodique lorsque le tube fonctionne.

On se trouve donc dans une situation assez analogue à celle du circuit de sortie :

- Il faut transformer l'impédance résistive de  $50\Omega$  qui est celle de l'excitateur (émetteur, transceiver...) en l'impédance résistive et réactive (capacitive) présente entre cathode et masse.
- On pourrait s'en douter, l'impédance résistive entre cathode et masse dépend du courant cathodique (égal au courant anodique au courant de grille près) de la même façon que l'impédance résistive anodique. Ainsi, l'excitateur ne sera pas chargé de manière constante sur la durée d'une période. Il est fort probable qu'il n'apprécie guère et produise un signal distordu (surtout si l'exciter est à transistor). Pour cette raison, le circuit d'entrée devra, comme le circuit de sortie, jouer un rôle de volant d'inertie de manière à ce que les variations de charge entre cathode et masse n'affectent pas l'excitateur. Pour ce faire, le coefficient de surtension du circuit d'entrée devra être égale à 2 au minimum. Il ne devra pas être trop élevé sans quoi sa bande passante serait trop faible. Il faut si possible qu'elle soit telle qu'il ne soit pas utile de retoucher le circuit d'entrée sur toute la bande utilisée. Cela permet de ne faire le réglage qu'une fois pour toutes et de ne pas le retoucher à chaque utilisation de l'amplificateur ou à chaque changement de fréquence. Dés à présent, bannissez les schémas où l'on attaque directement la cathode sans circuit d'entrée (ca existe) !

L'impédance résistive entre cathode et masse d'une triode montée en grille à la masse est généralement de l'ordre de  $40\Omega$  à  $100\Omega$  (quelque rares fois un peu plus). La capacité cathode-grille  $C_{GK}$  est plus élevée que la capacité anode-grille  $C_{AG}$  (la grille est plus proche de la cathode que de l'anode). Plus le tube est « gros », plus  $C_{GK}$  sera grande. Voici quelques exemples :

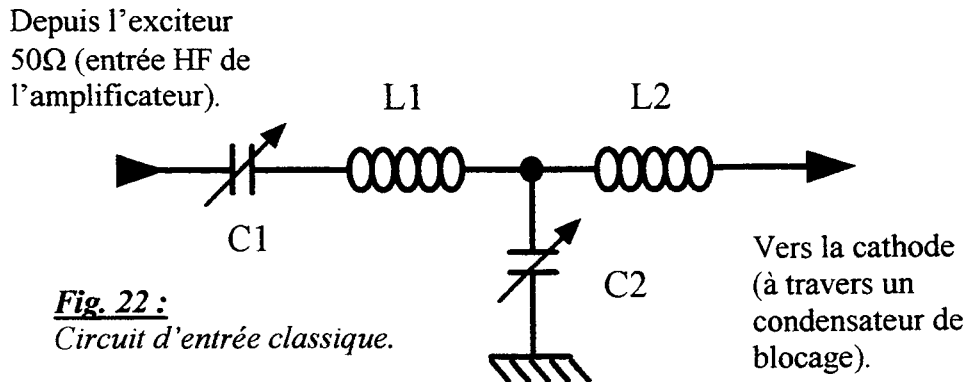
| Triode         | Dissipation anodique. (Watts) | Puissance HF de sortie. (Watts). | $C_{GK}$ (pF) |
|----------------|-------------------------------|----------------------------------|---------------|
| 2C39           | 100W                          | 100W                             | 6,5pF         |
| 8874           | 400W                          | 600W                             | 19,5pF        |
| 3CX800A7       | 800W                          | 1000W                            | 26pF          |
| 3CX1500A7/8877 | 1500W                         | 2000W                            | 42pF          |

Les pertes dans le circuit d'entrée n'ayant pas autant d'importance que celles dans le circuit de sortie (il suffira au plus d'augmenter légèrement l'excitation), on utilise des composants L et C standards.

Il serait possible d'entamer l'étude de circuits LC (en PI, en L, en T, transformateur...) permettant d'effectuer les transformations d'impédances qui nous intéressent avec le

coefficient  $Q_L$  qui va bien. Cependant, cette étude serait longue et d'un intérêt limité puisqu'en pratique, ce sont très souvent les mêmes circuits que l'on retrouve et que la mise au point se fera plus aisément de manière empirique qu'avec de longs calculs ! Ceux qui aiment s'amuser sur l'abaque de Smith ou avec leur logiciel de simulation préféré pourront étudier leur circuit d'entrée dans le détail.

Nous allons donc nous pencher sur le circuit le plus utilisé. Le schéma est donné figure 22.



**Fig. 22 :**  
*Circuit d'entrée classique.*

Les condensateurs variables C1 et C2 auront respectivement (pour la bande 2m) une capacité maximale de 15pF et 20pF (ce sont des valeurs très approximatives). L1 et L2 feront quelques spires sur un diamètre de 1cm environ (précis non ?)

Comment dégrossir le circuit ?

Câblez-le en utilisant pour L1 et L2 du fil de diamètre pas trop gros de manière à pouvoir les tartouiller facilement !

Connectez provisoirement entre la cathode et la masse une résistance de 50Ω et un voltmètre HF ou uniquement un milliwattmètre d'impédance 50Ω qui simulera approximativement la composante résistive cathode-grille.

Le tube sera inséré sur son support et non alimenté (ni chauffage, ni HT) de manière à ce que la capacité  $C_{GK}$  soit en place.

Appliquez quelques dizaines ou centaines de mW à l'entrée de l'amplificateur et ajustez votre circuit (C1, C2, L1, L2) pour obtenir un transfert d'énergie maximum (une puissance dissipée dans la résistance de 50Ω ou dans le milliwattmètre égale à la puissance injectée).

C2 et L2 jouent sur l'accord du circuit (l'un compensant l'autre) alors que C1 et L1 se comportent comme un réglage de charge moins pointu. Si l'un des condensateurs doit être réglable en facade, ce sera C2 (bien qu'en principe ce ne soit pas utile).

N'hésitez pas à « déniaper » complètement les selfs au besoin (L2 peut parfois ne nécessiter qu'une seule spire).

Un fois le circuit d'entrée dégrossit, il devra être peaufiné en faisant fonctionner l'amplificateur en conditions réelles. ***Ce circuit devra alors être réglé pour un ROS minimum entre l'exciteur et l'ampli et non au maximum de puissance de sortie de l'amplificateur.*** Ces deux modes de réglage n'aboutissent pas forcément au même résultat. Régler le circuit d'entrée au maximum de puissance de sortie revient en fait à charger l'exciteur de manière à ce qu'il fournisse le maximum de puissance et cela ne correspond pas forcément au minimum de ROS entre l'exciteur et l'amplificateur (essayez par exemple de charger « de travers » un TR751E réglé en puissance réduite : sa puissance peut alors augmenter considérablement). Ce réglage n'en est donc pas un ! Intercalez un ROS-mètre entre l'exciteur et l'amplificateur. Réglez l'excitation pour que le PA sorte sa puissance nominale (donc pour que l'on ait un courant cathodique nominal, donc une impédance résistive à l'entrée du tube nominale), ajustez alors le circuit d'entrée au minimum de ROS. Essayez d'obtenir moins de 1,5 : ce sera suffisant. Bien sûr, il est préférable de faire ce réglage en partant d'une petite puissance d'excitation (donc de sortie) et en l'augmentant petit à petit. Il faudra jouer sur les deux CV et peut-être sur les deux selfs.

Une fois les réglages satisfaisants obtenus, refaites de belles selfs identiques en fil plus rigide.

Encore une fois, j'insiste sur l'inévitable aspect expérimentale de la mise au point de ce circuit : il est quasiment impossible de tomber sur le bon circuit (même calculé) du premier coup. Il est plus simple de se lancer directement dans les essais. L'expérience montre que même en suivant avec précision la description d'un circuit d'entrée éprouvé, on tombe à côté de la plaque : il y a trop de paramètres incontrôlables (précision des selfs, capacité  $C_{GK}$ , influence du blindage à proximité des composants...). Il faut toujours finir par une mise au point pratique du circuit. D'autre part, les calculs sont difficiles en ce sens que l'impédance résistive entre cathode et masse est rarement connue avec précision. Seule une simulation avec des outils informatiques pour une plage de cette résistance pourront s'avérer intéressants.

## G. Quelques compléments pratiques :

### 1. Capacité de blocage du circuit de sortie :

Jusqu'à présent, la capacité de blocage haute tension du circuit de sortie a été placée entre l'anode et la ligne. De ce fait, la haute tension arrive (via une self choc) directement au niveau de l'anode, c'est-à-dire, ***sur un ventre de tension HF***. La haute tension étant de nature continue (par opposition au ventre de tension HF), l'endroit est assez mal adapté.

Ainsi, il est plus judicieux de placer la capacité de blocage au pied du conducteur interne de la ligne. En effet, en ce point, on a un noeud de tension, donc pas de tension HF. On peut donc y appliquer la haute tension en toute tranquillité !

En revanche, le pied de la ligne est le siège d'un ventre d'intensité HF. La capacité de blocage devra donc être de forte valeur pour limiter les pertes. On ne descendra pas en dessous de 500pF (alors qu'une capacité de blocage en amont de la ligne de moins de 100pF suffit).

L'anode sera reliée directement au conducteur interne de la ligne quart d'onde. La haute tension continue sera bloquée au pied de la ligne, au niveau de la capacité d'accord et de la capacité de couplage éventuelle. Ces dernières (de réalisations mécaniques semblables)



pourront recevoir entre leur deux armatures une feuille de Téflon de 25/100 d'épaisseur (ou un peu plus) pour éviter un contact électrique ou un risque de claquage si les armatures s'approchent trop l'une de l'autre.

Pour le condensateur de blocage (quelle que soit sa position), n'utilisez que des condensateurs H.T. de puissance (type céramique assiette) ou fabriquez-les à l'aide de Téflon.

Une troisième alternative pour la capacité de blocage, lorsqu'on utilise un stripline, est de réaliser le conducteur interne de la ligne sous forme d'une capacité en formant un sandwich au Téflon (la ligne est dédoublée avec une feuille de Téflon dans le sens de la longueur). Ainsi la capacité est répartie sur le long de la ligne, et l'alimentation H.T. peut se faire à l'extrémité froide. La capacité globale ainsi formée devra être de 200pF minimum. Le Téflon aura une épaisseur minimum de 25/100.

Ces trois configurations sont utilisées dans les diverses descriptions que l'on peut trouver.

## 2. Double ligne de sortie :

Lorsque l'on utilise de grosses triodes, donc lorsque l'on a à faire à des capacités anode-grille  $C_{AG}$  importantes, il peut être intéressant d'utiliser deux lignes quart d'onde en parallèle. Ainsi, chaque ligne « reçoit » la moitié de  $C_{AG}$ . Dans ce cas, l'impédance de la ligne sera le double de celle d'une ligne simple (ce qui aura pour effet de maintenir le même coefficient  $Q_L$ ). On obtient ainsi des lignes de largeur plus raisonnable. La longueur sera calculée avec la formule  $X=Z \tan l$ .

Cette configuration permet en outre de mieux répartir les courants HF au niveau de l'anode (par effet de symétrie, en faisant partir une ligne à gauche de l'anode et l'autre à droite).

## 3. Impédance de la ligne du circuit de sortie :

Pour finir, voici quelques formules permettant de calculer l'impédance d'une ligne de transmission en fonction de ses dimensions mécaniques :

- **Cas d'un stripline** : le conducteur interne est une bande d'épaisseur négligeable (jusqu'à quelques mm) et de largeur  $b$ . Cette bande est placée au milieu de deux plans de masse distants de  $A$ . En générale, les deux plans ne tiennent pas « tout seul » et sont simplement le fond et le couvercle d'une boîte parallépipédique. La largeur de cette boîte n'est pas critique.

Si  $A/b > 2$ , on a :

$$Z = 138 \log \left( 2,55 \frac{A}{b} \right)$$

Si  $A/b < 1$ , on a :

$$Z = \frac{150}{0.69 + 1.6 \frac{b}{A}}$$

- **Cas d'une ligne coaxiale** : le conducteur interne est cylindrique de diamètre  $d$  et le conducteur externe est une boîte carré de côté (intérieur)  $A$ . On a :

$$Z = 138 \log\left(1,08 \frac{A}{d}\right)$$

à prendre avec des pincettes !!

Ces formules ne permettent pas le calcul précis dans tous les cas de figure (par exemple, dans le cas d'un stripline dont le conducteur central est plus près d'un plan que de l'autre), mais permettent tout de même une approximation. On trouvera ce dont on a besoin dans la littérature sur les lignes de transmission (certaines formules tiennent sur plusieurs pages...)

## H. Conclusion :

Le but de ce texte était de donner les explications nécessaires à la compréhension du fonctionnement d'un amplificateur VHF à triode. A quelques détails près, elles sont également applicables aux tétrodes.

Ceux qui souhaitent entreprendre une telle réalisation pourront se reporter au nombreuses descriptions disponibles dans les ouvrages spécialisés (ARRL Handbook, Radio Handbook, Dubus...), notamment pour les points d'ordres mécaniques non évoqués ici.

Pour me contacter :

Eric Champion - 21, rue Pasteur - 71640 GIVRY  
Tel. (Fax) : 03-85-44-46-13  
Packet : F5MSL@HB9IAP.SROM.CHE.EU  
e.mail : echampio@MicroNet.fr

## Bibliographie :

*The ARRL Handbook, 1997.*  
*Radio Handbook, 23<sup>ème</sup> édition. W.I. Orr W6SAI. Editions SAMS.*  
*VHF Amplis. VHF Communications. Editions SMR.*  
*Manuels VHF-UHF. K. Weiner, DJ9HO. Editions CCSTI.*

[Next](#) | [Up](#) | [Previous](#)

[Up: w9cf Home](#)

# Notes on the characteristic impedance of coax with a square outer conductor

Kevin Schmidt, W9CF

## Abstract:

These are some notes on calculating the characteristic impedance of a coaxial line with a square cross section outer conductor and a circular inner conductor. They were written in response to comments by Zack Lau, KH6CP, in May 1995 QEX that some handbooks had a "theoretically determined" formula for the characteristic impedance of coaxial cable with a square outer conductor that did not agree with the empirically determined result  $138 \log_{10}(1.08D/a)$  where  $D$  is the side of the square, and  $a$  is the diameter of the inner conductor. These are some notes that I sent Zack in September 1996 showing that transmission line theory predicts the 1.08 factor. Apparently, some handbooks suffered from a propagation of misprints.

The TEM mode characteristic impedance of coaxial lines is given by

$$Z_0 = \sqrt{L/C}, \quad (1)$$

where  $L$  and  $C$  are the inductance and capacitance per unit length. For an air dielectric and perfect cylindrical conductors, the waves travel at the speed of light so that  $L$  and  $C$  are related by

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2)$$

which when combined with Eq. 1 shows that only the capacitance per unit length is needed to calculate the characteristic impedance,

$$Z_0 = \frac{1}{cC}. \quad (3)$$

One way to calculate the capacitance per unit length of a cylindrical structure is to realize that since there is no charge between the inner and outer conductors, the potential must be a solution of Laplace's equation

$$\nabla^2 \Phi = 0. \quad (4)$$

The capacitance can be calculated by solving Laplace's equation with the boundary condition that the potential is one volt on the outer conductor and zero volts on the inner conductor. The charge per unit length on either conductor is the capacitance per unit length.

For the coaxial case, the DC field does not change along the length of the coax. Laplace's equation therefore reduces to the two-dimensional equation,

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} = 0, \quad (5)$$

where  $x$  and  $y$  are cartesian coordinates of the cross sectional area. For a square cross section outer conductor, the potential must have the symmetry of the square. A general solution to Laplaces equation with that symmetry is,

$$\Phi = b_1 \ln(r) + \sum_{m=1} (b_{m+1} r^{4m} + a_{m+1} r^{-4m}) \cos(4m\phi), \quad (6)$$

where  $\phi = \tan^{-1}(y/x)$ , and  $r^2 = x^2 + y^2$ .

I take the case where the radius of the inner conductor is 1, and half the side length of the outer conductor is  $D$ . Enforcing the boundary condition of zero volts on the inner conductor makes  $\Phi = 0$  at  $r = 1$ , which means  $a_i = -b_i$ . The solution for  $\Phi$  is then

$$\Phi = b_1 \ln(r) + \sum_{m=1} b_{m+1} \cos(4m\phi) (r^{4m} - r^{-4m}). \quad (7)$$

I must now enforce the condition that  $\Phi = 1$  on the outer conductor. I do this by point matching. I simply take points evenly spaced in the angle  $\phi$  and require that  $\Phi$  be one on the outer conductor at these angles. This gives a set of linear equations for the coefficients  $b_i$  that can be solved. Specifically for  $N$  coefficients, I require that

$$b_1 \ln(r_i) + \sum_{m=1}^{N-1} b_{m+1} \cos(4m\phi_i) (r_i^{4m} - r_i^{-4m}) = 1, \quad (8)$$

for all  $i$  values 1 to  $N$ , and

$$\phi_i = \frac{(2i-1)\pi}{8N},$$

$$r_i = \frac{D}{\cos(\phi_i)}. \quad (9)$$

Once the  $b_i$  values are solved, I need to calculate the charge per unit length. The charge density on a conductor is the normal electric field times the dielectric constant. In our case this is  $\epsilon_0$ . The normal electric field is most easily calculated for the inner conductor. Integrating around the circular inner conductor immediately gives zero contribution for all but the  $b_1$  term. The  $b_1$  term give a charge per unit length of

$$q = 2\pi \epsilon_0 b_1, \quad (10)$$

and the characteristic impedance is

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0 c b_1} = \frac{60}{b_1}. \quad (11)$$

Before looking at the numerical results for larger  $N$ , I can solve analytically for the case of  $N = 1$ . In that case I have a purely logarithmic potential and match the potential to 1 at the point given by  $\phi = \pi/8$ . Eq. 8 becomes,

$$b_1 \ln \left( \frac{D}{\cos(\pi/8)} \right) = 1, \quad (12)$$

and evaluating

$$\frac{1}{\cos(\pi/8)} = 1.08, \quad (13)$$

the characteristic impedance is approximately

$$Z_0 = 60 \ln(1.08 D), \quad (14)$$

in agreement with the empirical value. The results for larger values of  $N$  are easily calculated on the computer. One way to write the results is as

$$Z_0 = 60 \ln(\alpha(D) D). \quad (15)$$

$Z_0$  can only depend on the ratio of  $D/a$  where  $D$  is the outer conductor halfside and  $a$  is the inner conductor radius. This ratio is the same as the outer conductor side divided by the inner conductor diameter, so that can be substituted as well. Substituting  $D/a$  for  $D$  gives the final result.

The table shows the calculated  $\alpha$  and  $Z_0$  with  $N=10$ , for  $D/a$  from 1.1 to 6.0. The value starts at 1.06 at  $D/a = 1.1$  where  $Z_0 = 9$  Ohms.  $\alpha$  becomes 1.08 for  $D/a = 1.275$  where  $Z_0 = 19$  Ohms. It remains at 1.08 thereafter.

The asymptotic value of  $\alpha$  is actually 1.0787. I have repeated the calculation with  $N=20$ , with no change in the results indicating good convergence.

The empirical value of 1.08 should work fine.

A final note for the compulsive nitpickers. The value 60 is really two times the numerical value of the speed of light times the appropriate power of ten. That is it is really  $2 \times 29.9792458$  or 59.9584916.

The calculated characteristic impedance  $Z_0$ , for a coaxial air line with a square cross section outer conductor of side  $D$  and a circular cross section inner conductor of diameter  $a$ , as a function of  $D/a$ . The value of  $\alpha$  where  $Z_0 = 60 \ln(\alpha D/a)$  is also shown.

| $\frac{D}{a}$ | $\alpha$ | $Z_0$ | $\frac{D}{a}$ | $\alpha$ | $Z_0$ | $\frac{D}{a}$ | $\alpha$ | $Z_0$ |
|---------------|----------|-------|---------------|----------|-------|---------------|----------|-------|
|               |          |       |               |          |       |               |          |       |

|         |         |          |         |         |          |         |         |          |
|---------|---------|----------|---------|---------|----------|---------|---------|----------|
| 1.10000 | 1.06422 | 9.45326  | 2.40000 | 1.07868 | 57.07262 | 3.70000 | 1.07870 | 83.04562 |
| 1.12500 | 1.06724 | 10.97142 | 2.42500 | 1.07869 | 57.69448 | 3.72500 | 1.07870 | 83.44966 |
| 1.15000 | 1.06947 | 12.41565 | 2.45000 | 1.07869 | 58.30996 | 3.75000 | 1.07870 | 83.85100 |
| 1.17500 | 1.07118 | 13.80151 | 2.47500 | 1.07869 | 58.91918 | 3.77500 | 1.07870 | 84.24968 |
| 1.20000 | 1.07250 | 15.13895 | 2.50000 | 1.07869 | 59.52227 | 3.80000 | 1.07870 | 84.64572 |
| 1.22500 | 1.07355 | 16.43478 | 2.52500 | 1.07869 | 60.11936 | 3.82500 | 1.07870 | 85.03917 |
| 1.25000 | 1.07439 | 17.69392 | 2.55000 | 1.07869 | 60.71056 | 3.85000 | 1.07870 | 85.43005 |
| 1.27500 | 1.07507 | 18.92012 | 2.57500 | 1.07869 | 61.29598 | 3.87500 | 1.07870 | 85.81840 |
| 1.30000 | 1.07563 | 20.11629 | 2.60000 | 1.07869 | 61.87575 | 3.90000 | 1.07870 | 86.20425 |
| 1.32500 | 1.07609 | 21.28477 | 2.62500 | 1.07869 | 62.44996 | 3.92500 | 1.07870 | 86.58764 |
| 1.35000 | 1.07647 | 22.42752 | 2.65000 | 1.07870 | 63.01873 | 3.95000 | 1.07870 | 86.96860 |
| 1.37500 | 1.07679 | 23.54617 | 2.67500 | 1.07870 | 63.58215 | 3.97500 | 1.07870 | 87.34715 |
| 1.40000 | 1.07705 | 24.64213 | 2.70000 | 1.07870 | 64.14033 | 4.00000 | 1.07870 | 87.72333 |
| 1.42500 | 1.07728 | 25.71661 | 2.72500 | 1.07870 | 64.69336 | 4.02500 | 1.07870 | 88.09716 |
| 1.45000 | 1.07747 | 26.77070 | 2.75000 | 1.07870 | 65.24134 | 4.05000 | 1.07870 | 88.46868 |
| 1.47500 | 1.07763 | 27.80537 | 2.77500 | 1.07870 | 65.78436 | 4.07500 | 1.07870 | 88.83791 |
| 1.50000 | 1.07777 | 28.82147 | 2.80000 | 1.07870 | 66.32250 | 4.10000 | 1.07870 | 89.20489 |
| 1.52500 | 1.07789 | 29.81980 | 2.82500 | 1.07870 | 66.85587 | 4.12500 | 1.07870 | 89.56963 |
| 1.55000 | 1.07799 | 30.80108 | 2.85000 | 1.07870 | 67.38452 | 4.15000 | 1.07870 | 89.93217 |
| 1.57500 | 1.07808 | 31.76596 | 2.87500 | 1.07870 | 67.90857 | 4.17500 | 1.07870 | 90.29253 |
| 1.60000 | 1.07815 | 32.71506 | 2.90000 | 1.07870 | 68.42807 | 4.20000 | 1.07870 | 90.65074 |
| 1.62500 | 1.07822 | 33.64894 | 2.92500 | 1.07870 | 68.94311 | 4.22500 | 1.07870 | 91.00683 |
| 1.65000 | 1.07827 | 34.56815 | 2.95000 | 1.07870 | 69.45377 | 4.25000 | 1.07870 | 91.36081 |
| 1.67500 | 1.07832 | 35.47317 | 2.97500 | 1.07870 | 69.96012 | 4.27500 | 1.07870 | 91.71272 |
| 1.70000 | 1.07837 | 36.36448 | 3.00000 | 1.07870 | 70.46222 | 4.30000 | 1.07871 | 92.06258 |
| 1.72500 | 1.07840 | 37.24250 | 3.02500 | 1.07870 | 70.96016 | 4.32500 | 1.07871 | 92.41040 |
| 1.75000 | 1.07844 | 38.10766 | 3.05000 | 1.07870 | 71.45401 | 4.35000 | 1.07871 | 92.75623 |
| 1.77500 | 1.07847 | 38.96036 | 3.07500 | 1.07870 | 71.94382 | 4.37500 | 1.07871 | 93.10007 |
| 1.80000 | 1.07849 | 39.80095 | 3.10000 | 1.07870 | 72.42966 | 4.40000 | 1.07871 | 93.44195 |
| 1.82500 | 1.07851 | 40.62980 | 3.12500 | 1.07870 | 72.91160 | 4.42500 | 1.07871 | 93.78189 |
| 1.85000 | 1.07853 | 41.44725 | 3.15000 | 1.07870 | 73.38970 | 4.45000 | 1.07871 | 94.11992 |
| 1.87500 | 1.07855 | 42.25361 | 3.17500 | 1.07870 | 73.86402 | 4.47500 | 1.07871 | 94.45606 |
| 1.90000 | 1.07857 | 43.04919 | 3.20000 | 1.07870 | 74.33462 | 4.50000 | 1.07871 | 94.79032 |
| 1.92500 | 1.07858 | 43.83428 | 3.22500 | 1.07870 | 74.80155 | 4.52500 | 1.07871 | 95.12273 |
| 1.95000 | 1.07859 | 44.60917 | 3.25000 | 1.07870 | 75.26488 | 4.55000 | 1.07871 | 95.45331 |
| 1.97500 | 1.07860 | 45.37412 | 3.27500 | 1.07870 | 75.72466 | 4.57500 | 1.07871 | 95.78208 |
| 2.00000 | 1.07861 | 46.12939 | 3.30000 | 1.07870 | 76.18094 | 4.60000 | 1.07871 | 96.10906 |

|         |         |          |         |         |          |         |         |           |
|---------|---------|----------|---------|---------|----------|---------|---------|-----------|
| 2.02500 | 1.07862 | 46.87523 | 3.32500 | 1.07870 | 76.63378 | 4.62500 | 1.07871 | 96.43426  |
| 2.05000 | 1.07863 | 47.61187 | 3.35000 | 1.07870 | 77.08322 | 4.65000 | 1.07871 | 96.75771  |
| 2.07500 | 1.07864 | 48.33954 | 3.37500 | 1.07870 | 77.52933 | 4.67500 | 1.07871 | 97.07943  |
| 2.10000 | 1.07864 | 49.05846 | 3.40000 | 1.07870 | 77.97214 | 4.70000 | 1.07871 | 97.39943  |
| 2.12500 | 1.07865 | 49.76884 | 3.42500 | 1.07870 | 78.41171 | 4.72500 | 1.07871 | 97.71773  |
| 2.15000 | 1.07865 | 50.47089 | 3.45000 | 1.07870 | 78.84807 | 4.75000 | 1.07871 | 98.03436  |
| 2.17500 | 1.07866 | 51.16479 | 3.47500 | 1.07870 | 79.28129 | 4.77500 | 1.07871 | 98.34932  |
| 2.20000 | 1.07866 | 51.85074 | 3.50000 | 1.07870 | 79.71141 | 4.80000 | 1.07871 | 98.66264  |
| 2.22500 | 1.07867 | 52.52892 | 3.52500 | 1.07870 | 80.13846 | 4.82500 | 1.07871 | 98.97433  |
| 2.25000 | 1.07867 | 53.19950 | 3.55000 | 1.07870 | 80.56249 | 4.85000 | 1.07871 | 99.28440  |
| 2.27500 | 1.07867 | 53.86266 | 3.57500 | 1.07870 | 80.98355 | 4.87500 | 1.07871 | 99.59289  |
| 2.30000 | 1.07868 | 54.51856 | 3.60000 | 1.07870 | 81.40167 | 4.90000 | 1.07871 | 99.89979  |
| 2.32500 | 1.07868 | 55.16735 | 3.62500 | 1.07870 | 81.81690 | 4.92500 | 1.07871 | 100.20514 |
| 2.35000 | 1.07868 | 55.80920 | 3.65000 | 1.07870 | 82.22927 | 4.95000 | 1.07871 | 100.50894 |
| 2.37500 | 1.07868 | 56.44424 | 3.67500 | 1.07870 | 82.63883 | 4.97500 | 1.07871 | 100.81120 |
|         |         |          |         |         |          | 5.00000 | 1.07871 | 101.11196 |

[Next](#) | [Up](#) | [Previous](#)

**Up:** [w9cf Home](#)