F. Les circuits HF d'entrée et de sortie :

1. Introduction :

Pour arriver au terme de cet exposé, il reste à voir comment réaliser les circuits HF (VHF pour le cas qui nous intéresse). Ils sont au nombre de deux *: **le circuit d'entrée*** (relié à la cathode) et ***le circuit de sortie*** (relié à l'anode).

Pour situer le problème, voyons le cas le plus simple ou les circuits d'entrée et de sortie sont réduits à leur plus simple expression, c'est-à-dire à rien ! **(figure 12)**.

Les ***condensateurs de blocage*** (en entrée et en sortie) assurent le passage de la HF et bloquent la tension continue (haute tension ou tension de polarisation). Leur valeur sera de l'ordre de 100pF ou plus.

Les ***selfs choc*** jouent le rôle inverse : elles laissent passer les tensions continues et bloquent la HF.

Au niveau de la cathode, la tension HF se ***superpose*** (s'ajoute) à la tension de polarisation. Cette « petite » variation de tension cathode-grille se traduira par une forte variation du flux électronique entre l'anode et la cathode. La self choc connectée entre le +H.T. et l'anode joue en quelque sorte le rôle de « résistance HF » (je simplifie pour l'instant). La variation d'intensité entre l'anode et la cathode se traduira alors par une variation de tension entre l'anode et la cathode, donc entre l'anode et la masse : la cathode est à un potentiel quasi constant à l'échelle de la haute tension. On obtient ainsi notre signal amplifié en sortie.

2. Le circuit de sortie :

A priori cet amplificateur fonctionne, mais il a deux gros défauts.

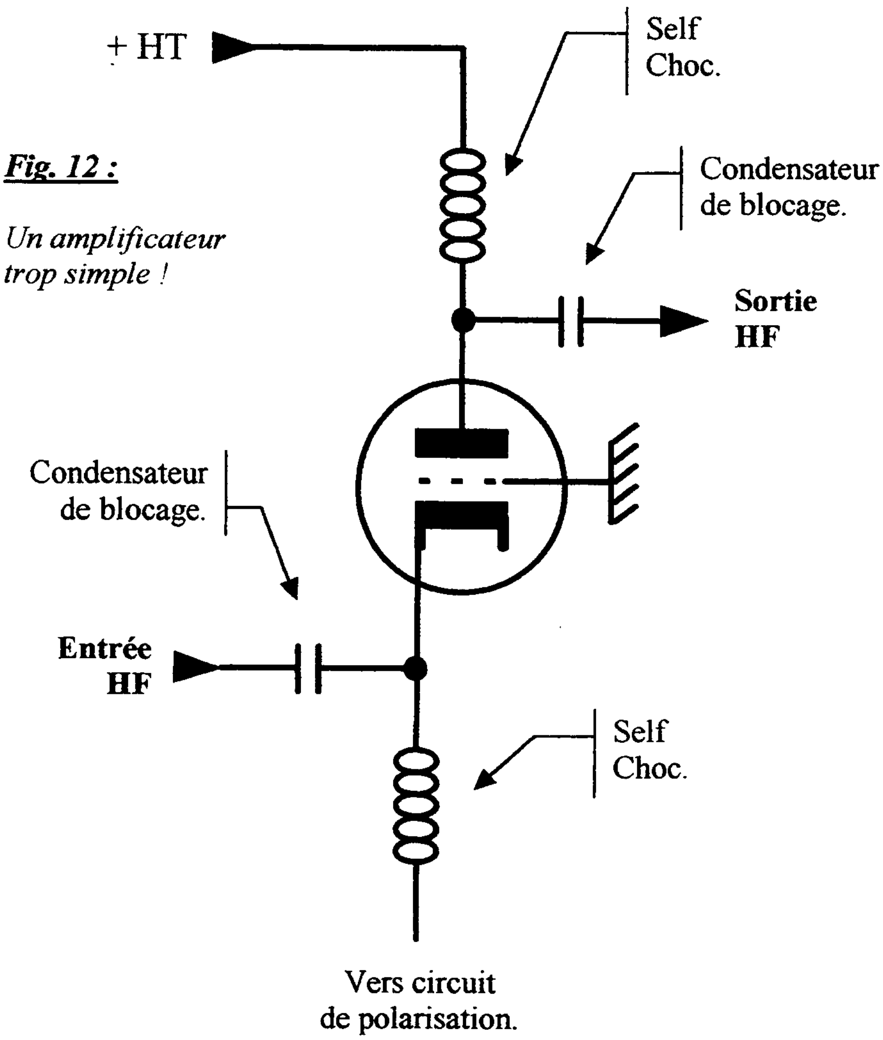

Fig. 12 :

Un amplificateur trop simple !

D'une part, les impédances d'entrée et de sortie ne seront pas égale à 50Ω (impédance de nos émetteurs et antennes), loin de là ! D'où un très mauvais transfert d'énergie (pensez au ROS !).

D'autre part, pour obtenir un bon compromis entre rendement et linéarité, le tube fonctionne en classe AB. Un petit rappel sommaire sur les classes d'amplifications ne sera peut être pas superflue :

- **Classe A** : Le tube amplifie la ***totalité*** d'une alternance. Cela implique que la tension de polarisation soit assez élevée de sorte que même pendant les alternances négatives un courant anodique instantané non négligeable existe encore (la tension de polarisation ajoutée à la tension HF au maximum négative à ce moment, doit rester supérieure à la tension de cut-off). La classe A procure une amplification complète, donc avec une déformation minimale du signal, c'est-à-dire avec une ***très bonne linéarité***. Le revers de la médaille, c'est le ***mauvais rendement***. En effet, au repos (sans excitation HF), ce qui revient à dire « en moyenne » quand l'excitation est présente, un courant anodique déjà élevé existe, le tube (l'anode) chauffe donc beaucoup. Ainsi, une bonne partie de l'énergie consommée sert à ***chauffer le tube*** et non à être convertie en HF... Le rendement (rapport entre la puissance consommée et la puissance HF en sortie) sera de l'ordre de 30% à 40%. Ce mauvais rendement implique, pour un tube donné, une limitation de la puissance de sortie. En effet, la puissance de sortie maximum d'un tube est plafonnée par la dissipation anodique maximum. Cela signifie que plus le rendement est mauvais, moins on sortira de puissance une fois la dissipation anodique maximum atteinte. A noter que la classe A procure le ***maximum de gain*** : pour une puissance de sortie donnée, c'est en classe A que l'on a besoin du ***moins*** d'excitation. La classe A est utilisée quand une excellente linéarité est requise (T.V. AM par exemple).

- **Classe C** : A l'opposé de la classe A, il y a la classe C. Dans ce cas, le tube est quasiment utilisé en « commutateur ». Il amplifie uniquement le « dessus » des alternances positives. Ainsi, un fort courant anodique apparaît uniquement sur les crêtes positives du signal d'excitation. ***La tension de polarisation est en dessous du cut-off*** de sorte qu'aucun courant anodique ne circule en l'absence d'excitation. Le tube est donc soit bloqué (pendant les alternances négatives et une partie des alternances positives), soit quasiment saturé (pendant les crêtes positives) donc n'opposant presque aucune résistance au courant. De ce fait, ***il chauffe très peu, le rendement est très bon*** (autour de 75%), mais ***l'amplificateur n'est absolument pas linéaire*** : la puissance de sortie n'est pas proportionnelle à la puissance d'entrée. En schématisant à l'extrême, si la puissance d'entrée est faible, le tube reste toujours bloqué, et donc n'amplifie pas. A partir d'un certain seuil, le tube amplifiera, et si l'on dépasse ce seuil, il restera saturé et continuera d'amplifier avec la même puissance de sortie. Il n'y a donc qu'un effet de seuil et en aucun cas une proportionnalité entre le signal d'entrée et de sortie (le tube fonctionne d'avantage en commutateur qu'en amplificateur linéaire). La classe C procure un ***gain minimum*** (pour une puissance de sortie donnée, c'est en classe C qu'il faudra le plus de puissance d'excitation). On utilise cette classe pour amplifier une onde dont l'amplitude est constante. C'est essentiellement le cas de la FM. On peut aussi l'utiliser en CW avec cependant un bémol : les transissions (découpage de la porteuse) constituant une variation d'amplitude seront mal reproduites et génératrices de signaux indésirables se traduisant pas des cliquetis plus importants autour de la fréquence.

- **Classe B :** Elle se situe entre la classe A et la classe C (!). La classe B consiste en l'amplification des ***alternances positives uniquement***. Le courant de repos est donc nul (ou très légèrement positif). En résumé, seules les alternances positives sont amplifiées linéairement, pas les alternances négatives (qui sont tronquées). Ce mode est essentiellement utilisé dans les amplificateurs ***push-pull*** ou un tube amplifie les alternances négatives, et l'autre les alternances positives.

- **Classe AB :** Elle se situe entre la classe A et la classe B. L'existence de cette classe part de la constatation qu'en classe A, la linéarité est « trop bonne » pour l'amplification d'un signal SSB (ou AM) alors que le rendement est trop faible. On baisse donc le courant de repos (i.e. la tension de polarisation) de sorte que les alternances positives et une partie des alternances négatives soient amplifiées linéairement. Seul le bas des alternances négatives sera « écorché ». Le rendement passe alors à une valeur comprise entre 50% et 65%. C'est cette classe, permettant un compromis entre rendement et linéarité, que l'on utilisera en SSB.

Oui mais... qu'en est-il de ce petit morceau d'amplitude négative « mal » amplifié ? Comment remédier à ce défaut ? On peut voir la solution de différentes manières.

La première manière consiste à considérer que ce signal distordu est la somme d'un signal ***pure*** de ***même fréquence*** auquel on ajoute d'autres signaux d'amplitudes plus petites et de fréquences différentes qui rendent compte de cette déformation (décomposition de Fourier). Ces signaux « parasites » seront essentiellement des ***harmoniques*** du signal amplifié. Pour ne conserver ***que le signal fondamental pure***, il convient d'utiliser un ***filtre*** adapté (passe-bande ou passe-bas) qui atténuera fortement les signaux indésirables. Par exemple, un filtre LC en π pourra convenir. De plus, ce filtre jouera le rôle de ***transformateur d'impédance*** pour passer de l'impédance de sortie de la triode à nos 50Ω habituels.

On peut aussi aborder la solution de manière « mécanique ». Lorsqu'une source d'énergie mécanique ***irrégulière*** est destinée à produire un mouvement de rotation ***régulier***, on fait appel à un ***volant d'inertie***, c'est-à-dire à un ***réservoir d'énergie***. Si par exemple, la source d'énergie mécanique est votre bras, il vous suffit de relancer le volant de temps à autre pour qu'il se maintienne en rotation approximativement régulière et non de l'accompagner régulièrement en le poussant. En HF, l'équivalent d'un volant d'inertie est un circuit résonnant LC. ***L'effet d'inertie de ce circuit LC se chargera de reconstituer la partie non amplifiée de l'alternance négative***. La principe de récupération de l'énergie sur ce volant permettra en outre l'adaptation d'impédance à 50Ω.

Ces deux explications ne font que décrire le même phénomène de deux manières différentes. Un circuit LC (parallèle, série, en π...) représentent tout autant un filtre ou un « volant d'inertie ».

Reprenons l'analogie avec le volant d'inertie et poussons la un peu plus avant : si le volant tourne librement, sa régularité sera très bonne. Seuls les frottements avec les parties mécaniques qui le soutiennent seront susceptible de le freiner. Si ce même volant doit entraîner un système en rotation, plus ce système sera gourmand en énergie, plus il le freinera et plus la qualité de régularité du volant sera médiocre.

Dans le cas d'un circuit LC, c'est la même chose. On distingue la ***qualité*** du circuit LC ***seul***, fonction de la qualité des composants L et C, et la qualité du circuit LC ***chargé***. Dans les deux cas, c'est le fameux ***coefficient de surtension Q*** qui rendra compte de cette qualité. Lorsque le circuit est ***seul***, on parle de ***Q non chargé*** (noté $\boldsymbol{Q_0}$, ou Q_U, U = unload = non chargé en anglais). Lorsque le circuit est ***chargé***, on parle de Q_L (L = load = chargé). En général, Q_0 est très grand car le circuit n'est perturbé (on dit aussi amorti) que par l'imperfection des éléments L et C. A l'inverse, Q_L est beaucoup plus petit que Q_0 puisque dans ce cas, le circuit est chargé (par l'antenne...). Dans la pratique, c'est surtout Q_L qui nous intéresse (on ne fait pas fonctionner un amplificateur sans charge !). Q_0 étant uniquement utile pour rendre compte de la qualité des éléments L et C du circuit.

La définition électrique du coefficient Q (Q_0 ou Q_L) est le rapport de la fréquence de résonance sur la bande passante à -3dB du circuit LC :

$$Q = \frac{f}{\Delta f}$$

Avec f = fréquence de résonance du circuit LC,
Δf = largeur de bande à -3dB du circuit.

Par exemple, pour déterminer le coefficient Q_L d'un circuit LC passe-bande chargé par une antenne 50Ω et alimenté par un émetteur, il suffit de placer en sortie (avant l'antenne) un wattmètre et de disposer d'un émetteur dont on peut faire varier la fréquence. On commence par rechercher la fréquence correspondant à un maximum de puissance sur le wattmètre. C'est la fréquence f de résonance. Ensuite, on augmente la fréquence jusqu'à ce que la puissance chute de moitié (3dB). Soit f_1 la fréquence correspondante. On procède de même en dessous de la fréquence de résonance. Soit f_2 cette fréquence. La bande passante à -3dB est $\Delta f = f_1 - f_2$. Il ne reste qu'à calculer Q_L avec la formule précédente.

Concrètement, que dit cette formule ? Plus le Q (Q_0 ou Q_L) d'un circuit est ***grand***, plus ***petite*** sera la ***bande passante***.

Q_0 n'étant que fonction de la qualité de L et C, il doit toujours être le plus grand possible. Les pertes qu'engendreraient un trop mauvais Q_0 se traduiraient par une diminution du rendement de l'amplificateur. Nous verrons par la suite quels éléments L et C choisir.

Q_L est plus critique puisqu'il est directement lié au fonctionnement de l'amplificateur (en charge). D'après ce que nous avons vu, ***si Q_L est trop petit***, l'effet de volant d'inertie ***sera trop faible*** pour remédier au défaut d'amplification en classe AB (ce qui revient à dire que le circuit LC formerait un filtre procurant une trop mauvaise réjection des fréquences indésirables). ***Si Q_L est trop grand***, la bande passante du circuit de sortie sera ***trop étroite***. Il ne faut pas oublier que le circuit de sortie est relié à l'anode. Celle-ci peut atteindre des ***températures élevées***. Les cycles d'émission et de réception aidant, l'anode sera tantôt « chaude » tantôt « froide ». Le circuit de sortie sera soumis aux mêmes variations de températures. La dilatation des éléments L et C provoquera une ***variation de la fréquence d'accord***. Si la bande passante du circuit est trop étroite, on se retrouvera rapidement hors bande passante. De plus, les réglages seront pointus et donc pénibles. ***Q_L doit être tel que la bande passante soit suffisamment grande (mais pas trop) pour qu'en tenant compte de la dérive thermique de l'amplificateur, aucune baisse de puissance sensible ne soit constatée à la sortie de l'amplificateur quel que soit son fonctionnement.***

De quoi dépend le coefficient Q_L d'un circuit résonnant ? De la charge bien sûr (puisque l'on parle de Q_L), mais celle-ci étant constante (ce n'est pas un paramètre sur lequel on peut agir) elle reste d'un intérêt limité. La formule qui permet de calculer le Q_L d'un circuit résonnant LC chargé par une résistance R_C (en parallèle) est :

$$Q_L = \frac{R_C}{X}$$

Ou X est la ***réactance selfique***, égale à la réactance capacitive lorsqu'on est ***à la résonance*** :

$$X = L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

Concrètement, en faisant varier X donc L et C, on fait varier Q_L. Si on diminue C, il faudra augmenter L pour ne pas changer la fréquence de résonance (et inversement). Pour une fréquence de résonance donnée, connaissant Q_L et R_C, on peut calculer X (première formule). A partir de X, on peut déterminer L et C (deuxième formule).

On constate que ***plus la capacité du circuit résonnant sera grande***, plus X sera petit (deuxième formule), et ***plus Q_L sera grand*** (première formule). C'est de cette manière que l'on obtiendra le Q_L souhaité.

Quels types de circuits résonnants utilise-t-on en VHF ?

Le plus simple est le circuit LC parallèle. On le met en oeuvre comme représenté sur la **figure 13**.

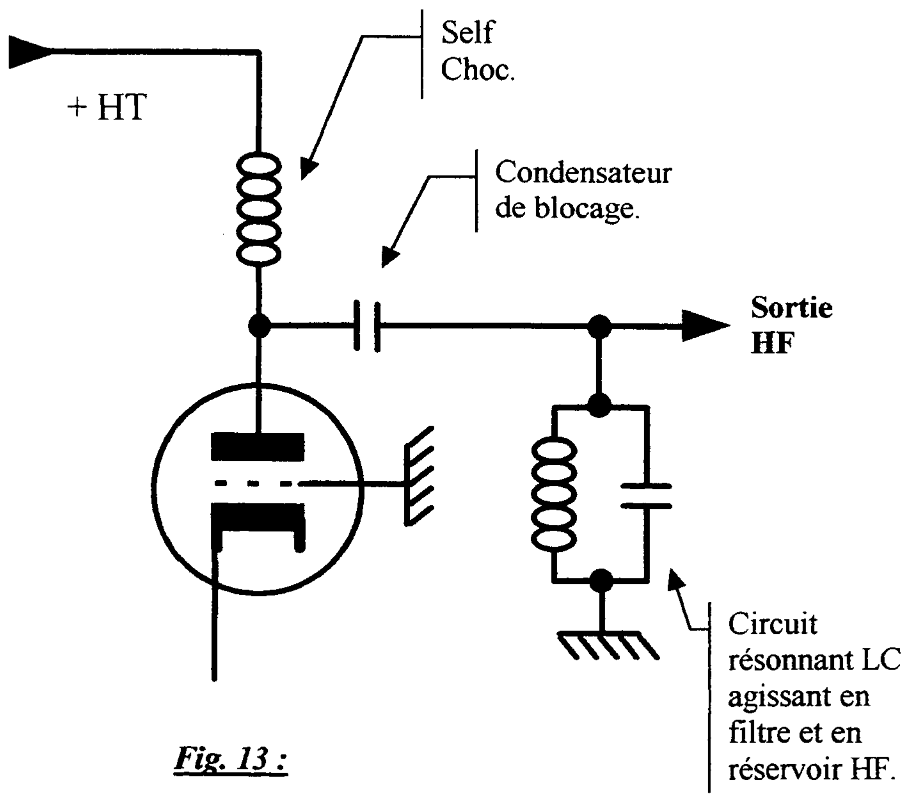

Fig. 13 :

Une partie du circuit de sortie sous forme de circuit LC.

Attention : ***la sortie HF n'est pas encore à 50Ω !*** Nous verrons le processus d'adaptation d'impédance un peu plus loin.

Un coefficient Q_L de l'ordre de 10 est un minimum. En dessous, l'effet de volant d'inertie (et de filtre) deviendrait trop faible. L'impédance de charge de ce circuit sera égale à l'impédance de charge du tube (le circuit résonnant n'effectuant aucune transformation d'impédance). Admettons que cette impédance soit de l'ordre de 3000Ω (c'est un exemple de valeur moyenne, nous y reviendrons pas la suite). On obtient d'après la première formule ci-dessus $X = R_C / Q_L = 3000\Omega / 10 = 300\Omega$. La deuxième formule nous permet de déterminer $C = 1 / (X\omega)$ où ω est la pulsation calculée à partir de la fréquence avec la formule $\omega = 2\pi f = 2x3{,}14x144.10^{6}$ Hz$= 9{,}05.10^{8}$ radian/seconde d'ou $C = 1 / (300\Omega x 9{,}05.10^{8} rd/s) = 3{,}7pF$.

A ce stade, il faut remarquer ***que l'on doit tenir compte de la capacité anode-grille C_{AG} du tube*** : en effet, ***C_{AG} est en parallèle sur le circuit LC***. La capacité réelle C sera donc de 3,7pF - C_{AG} (on retranche ce que le tube nous apporte). Or C_{AG} est habituellement de quelques pF (rarement moins de 4pF). De plus, le transformateur d'impédance qui suivra le circuit de sortie apportera lui aussi 2 à 3pF de capacité. Il faudra également tenir compte des capacités résiduelles (par exemple entre le dissipateur anodique et le blindage) estimées à quelques pF.

On dispose donc de trop de capacité. La seule solution sera d'adopter un Q_L plus élevé, donc un circuit résonnant plus sélectif. L'inconvénient est double : on risque d'aboutir à un circuit trop sélectif, mais avant cela, le circuit LC sera confronté à un problème de ***rendement***. En effet, plus le Q_L d'un circuit est élevé, plus le Q_0 de ce circuit doit être élevé, c'est-à-dire plus ce circuit doit être à ***faibles pertes*** pour conserver un rendement correct.

Le rendement η du circuit LC est donné par la formule :

$$\eta = 1 - \frac{Q_L}{Q_0}$$

Si l'on veut que η soit proche de 1 pour limiter les pertes dans le circuit LC, Q_0 doit être très grand par rapport à Q_L. Or un circuit LC classique ne permet pas d'atteindre des valeurs suffisantes de Q_0.

En pratique, les circuits LC sont parfois utilisés pour de petits amplificateurs par soucis de simplicité, mais ce choix est « limite ».

L'autre solution, plus performante, pour réaliser notre « volant d'inertie HF » consiste à utiliser ***une section de ligne de transmission***.

Une ligne de transmission peut être une ***ligne coaxial, une ligne bifilaire, un stripline*** etc... pour ne citer que celles qui nous intéressent. Pour bien comprendre leur usage, il est nécessaire de revenir sur la notion de ***ligne quart d'onde***.

D'une manière générale, une ligne quart d'onde est un ***inverseur*** d'impédance. Si Z_1 est l'impédance à l'une des extrémités de la ligne et Z_2 l'impédance à l'autre, alors plus Z_1 sera grand, plus Z_2 sera petit et inversement. La formule suivante rend compte de cette inversion et permet de la calculer :

$$Z_1 Z_2 = Z_0^2$$

Où Z_0 est l'impédance propre de la ligne.

Court-circuitons l'une des extrémités de la ligne (en reliant, dans le cas d'une ligne coaxiale, l'âme et la masse ensemble), par exemple, celle correspondant à Z_2. Cela signifie que l'on a $Z_2 = 0$. Le quart d'onde agissant en inverseur d'impédance, Z_1 sera infini.

D'une manière imagée, on peut considérer que l'impédance, nulle à une extrémité de la ligne, augmente progressivement le long de celle-ci jusqu'à devenir infinie un quart d'onde plus loin.

Connectons un générateur HF de fréquence f à l'extrémité ouverte de la ligne quart d'onde (taillée pour la fréquence f). On aura :

- A l'extrémité ***ouverte*** de la ligne (donc aux bornes du générateur) :
  $\Rightarrow$ un ***ventre*** (un ***maximum***) de ***tension***.
  $\Rightarrow$ un ***noeud*** (un ***zéro***) d'***intensité*** (I=0).

- A l'extrémité ***fermée*** de la ligne (côté court-circuit) :
  $\Rightarrow$ Un ***ventre*** d'***intensité***.
  $\Rightarrow$ Un ***noeud*** de ***tension*** (V=0).

Du côté ouvert (générateur) de la ligne, le maximum de tension correspond simplement à la tension produite par le générateur. Le noeud d'intensité signifie que l'on ne consomme rien ce qui est logique puisque l'impédance est infinie.

Supposons que le générateur ait une impédance de 50Ω. On connecte en plus au générateur et à la ligne, une charge de 50Ω (générateur, extrémité ouverte de la ligne et charge sont en parallèle par l'intermédiaire de câbles coaxiaux 50Ω). Ce montage est représenté schématiquement **figure 14**.

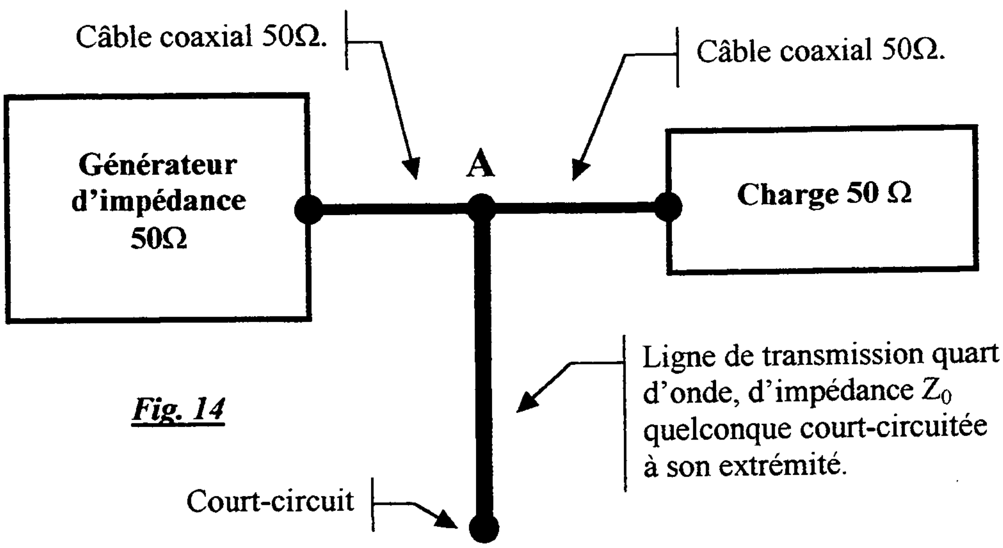

Fig. 14

Le point A correspond à l'extrémité ouverte de la ligne. L'impédance au point A étant infinie, tout se passe comme ***s'il n'y avait pas de ligne connectée en A***. Le générateur d'impédance 50Ω se retrouve donc connecté à la charge 50Ω via des câbles coaxiaux 50Ω. L'adaptation d'impédance est donc parfaite : ***le générateur transférera donc toute sa puissance dans la charge*** (pas de puissance réfléchie).

Supposons à présent que l'on diminue légèrement la fréquence f du générateur sans toucher à la ligne quart d'onde. Celle-ci ne serait ainsi plus un quart d'onde : elle deviendrait un quart d'onde ***raccourci*** pour la nouvelle fréquence du générateur. Ainsi, on n'aurait plus une impédance infinie : elle aurait une valeur finie d'autant plus petite que l'on s'éloigne de la fréquence initiale jusqu'à devenir nulle lorsque la fréquence s'approche de 0 : le quart d'onde sera alors tellement raccourci pour la nouvelle fréquence considérée (presque nulle) qu'il ne resterait quasiment que le court-circuit à l'extrémité.

Un raisonnement similaire peut être tenu si l'on augmente la fréquence du générateur au lieu de la diminuer (à condition de ne pas aller au delà d'une demi-onde).

L'impédance vue par le générateur est égale à l'impédance de la charge ***en parallèle avec l'impédance à l'extrémité ouverte de la ligne quart d'onde***. Ainsi, plus la fréquence s'éloigne de la fréquence initial (pour laquelle la ligne est un véritable quart d'onde), plus la ligne produit en A une impédance basse, plus l'impédance vue par le générateur s'éloignera des 50Ω de la charge, et ***moins le transfert de puissance du générateur vers la charge sera bon*** (puisque la désadaptation d'impédance en A réfléchira une partie de la puissance fournie par le générateur).

Nous venons donc de constater que ***la ligne quart d'onde court-circuitée à une extrémité se comporte comme un filtre centré sur la fréquence à laquelle correspond le quart d'onde***. Plus on s'éloigne de cette fréquence, plus le quart d'onde perturbe l'adaptation d'impédance et pour cause de puissance réfléchie, il en arrive moins à la charge.

Cette ligne est équivalente au filtre LC parallèle vu précédemment. Elle agit à la fois comme un ***filtre*** et comme un ***volant d'inertie HF***. Sur ce dernier point, notez que sans perturber le transfert d'énergie lorsque l'on se trouve à la fréquence correspondant au quart d'onde, elle en contient puisqu'elle est le siège d'un régime d'onde stationnaire (ventre et noeud de tension et d'intensité). C'est avec cette énergie emmagasinée qu'elle joue son rôle de volant d'inertie.

On peut donc modifier le circuit de sortie précédent de notre amplificateur. La nouvelle configuration est représentée **figure 15**. La ligne y est représentée schématiquement sous forme d'une ligne coaxiale (deux conducteurs cylindriques coaxiaux).

Un circuit de sortie sous forme de ligne quart d'onde permet, contrairement aux circuits LC classiques, de procurer de faibles pertes (un grand Q_0) et de s'accommoder de la capacité anode-grille C_{AG} sans pour autant engendrer un Q_L excessif ou du moins une trop mauvaise efficacité du circuit de sortie (η). Nous reviendrons sur ce point dans la suite.

Un remarque s'impose : bien que notre quart d'onde soit une fraction de ligne de transmission, il ne saurait être question d'utiliser un morceau de câble coaxial ou de je ne sais quelle ligne de transmission de ce type : les pertes (Q_0) seraient beaucoup trop grandes. Il conviendra de fabriquer de toute pièce la ligne quart d'onde « en costaud et en dur » (par exemple, deux tubes de cuivre de diamètres 40mm et 100mm l'un dans l'autre pour une ligne coaxiale).

La solution consistant à utiliser une section de ligne de transmission dans le circuit de sortie est la meilleure et la plus répandue. En VHF, la section de ligne la plus utilisée est le ***stripline*** : il s'agit simplement d'un conducteur plat (rectangle de cuivre, d'aluminium, de laiton...) placé entre deux plans de masse. Les deux plans de masse sont le couvercle et le fond d'une boite en métal. Cette boite ressemble par ses dimensions et sa forme à une boite à chaussures ! On utilise aussi assez souvent des lignes coaxiales : le conducteur plat est remplacé par un conducteur cylindrique (âme). En VHF, le conducteur externe restera parallépipédique et non cylindrique : c'est mécaniquement plus simple.

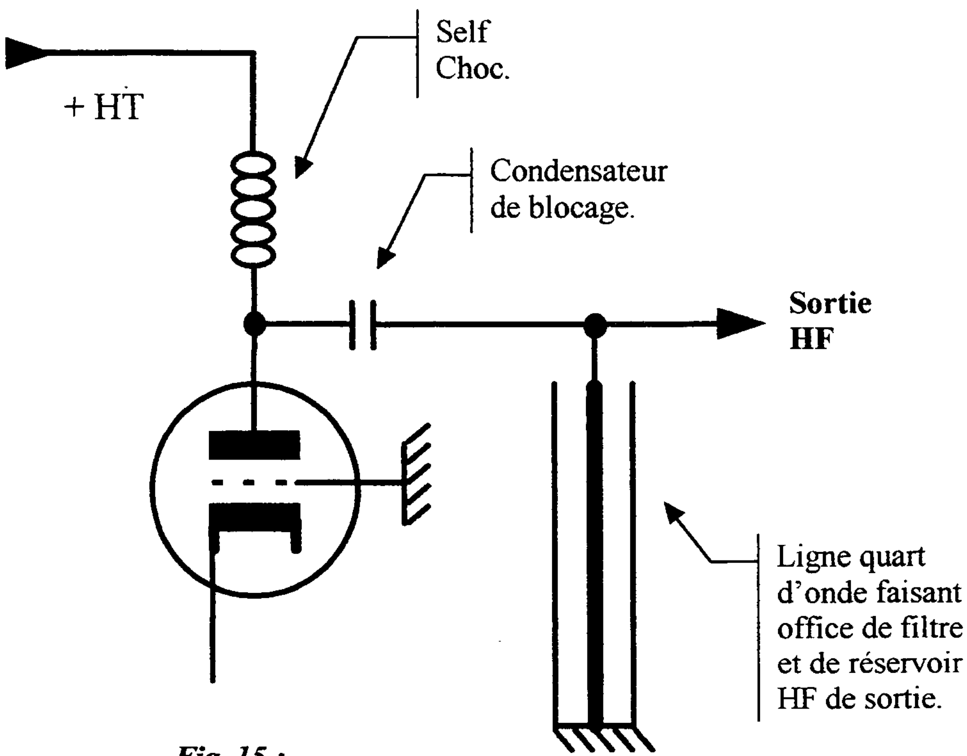

Fig. 15 :

Une partie du circuit de sortie sous forme de ligne quart d'onde.

En pratique, on appelle abusivement « ***ligne*** », le conducteur (plat ou cylindrique) à l'intérieur de la boite.

Dans le sens de la ***longueur***, cette ligne a une extrémité reliée à la masse, et l'autre à l'anode du tube via une capacité de blocage. Cette longueur mesure un quart d'onde, mais en réalité, nous verrons que ce quart d'onde est raccourci...

La ***largeur*** de la ligne et la ***distance*** la séparant du fond et du couvercle de la boite déterminent ***l'impédance caractéristique*** de notre section de ligne de transmission.

Comme nous l'avons vu, dans le cas d'un réservoir HF sous forme de circuit LC, le coefficient Q_L est d'autant plus grand que la composante capacitive du circuit LC est grande (plus il y a de capacité, moins il y a de self et plus Q_L est grand). Une ligne de transmission est également selfique et capacitive. Puisqu'une ligne peut être d'une longueur quelconque, on ramène ses composantes (L et C) à une unité de longueur : le mètre. Par exemple, on dira que tel câble coaxial aura une capacité de 80pF/m. Cela signifie que si l'on mesure la capacité présente à l'extrémité d'un mètre de ce câble (l'autre extrémité restant libre), on trouvera 80pF. Il en est de même avec la composante selfique.

Dans le cas d'un stripline (ou d'une ligne coaxiale), plus la ligne est large (ou de gros diamètre) et/ou proche des plans de masse, plus la composante capacitive augmente et la composante selfique diminue. Ce fait semble logique si l'on assimile la ligne a un condensateur.

L'impédance propre d'une ligne de transmission est fonction de ses composantes capacitive et selfique. La formule est la suivante :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Autrement dit, plus la composante capacitive de la ligne de transmission augmente et plus son impédance diminue. Donc, ***plus Z diminue et plus Q_L augmente***.

Dans la pratique, nous calculerons directement Z de sorte que Q_L soit correct, sans passer par L et C (le principe du calcul sera exposé plus loin). Connaissant Z, et en fonction de la géométrie de notre ligne (stripline, coaxial...) on trouve facilement les formules de calcul permettant de déterminer les dimensions de la ligne (quelques-unes sont données dans l'avant dernier chapitre).

Avant cela, il nous faut aborder deux problèmes : d'une part, comment tenir compte de la capacité anode-grille C_{AG} dans le cas d'un réservoir HF sous forme de ligne de transmission? D'autre part, comment récupérer l'énergie fournie par le tube et stockée dans le réservoir pour la transmettre à l'antenne ?

La capacité anode-grille C_{AG} agit comme une capacité entre l'extrémité ouverte de la ligne et la masse. ***Elle a pour effet de raccourcir la ligne***.

Avec un circuit LC classique, lorsqu'on augmente C, on diminue L. Avec une ligne, c'est un peu la même chose. On dit que la capacité C_{AG} ***absorbe*** une partie de la ligne.

En pratique, il ne faut pas oublier d'ajouter à C_{AG} :

- La capacité moyenne C_{ACC} d'un ***condensateur variable*** permettant d'***accorder*** précisément la ligne sur la fréquence de travail. D'un point de vu théorique, on devrait ajuster la ***longueur*** de la ligne, mais en pratique c'est un casse-tête mécanique. On utilise donc une ligne légèrement plus courte, compensée par une capacité variable entre le bout de ligne et la masse. Ce condensateur variable fait habituellement quelques pF. En position moyenne, sa capacité sera de l'ordre de 3 ou 4pF. Il sera constitué d'une ***armature fixe*** reliée à l'extrémité de la ligne (rectangle ou disque de cuivre, laiton, aluminium...) et d'une ***armature mobile*** reliée à la masse. Cette dernière sera soit un disque soudé au bout d'une tige filetée en laiton (diamètre 8 minimum), laquelle sera vissée dans un écrou soudé au châssis (avec rattrapage de jeu pour un bon contact électrique) soit un rectangle de laiton (épaisseur 1,5mm) fixé par un coté au châssis et poussé par un système vis-écrou muni d'un embout isolant en Téflon. Cette dernière solution est préférable pour les fortes puissances (plus de 500W) car le contact électrique est meilleur qu'avec un disque soudé sur une tige filetée.

- La capacité résiduelle C_{RES} formée par le dissipateur anodique et le châssis (entre autre). Cette capacité résiduelle peut être estimée à quelques pF (entre 3pF et 7pF).

- La capacité C_S introduite par le système de « récupération » de l'énergie (récupération et transformation en 50Ω pour alimenter l'antenne). On peut estimer cette capacité, sur 2m, à 2 ou 3pF environ. Nous y reviendrons plus loin.

La capacité totale C_{TOT} en bout de ligne est donc :

$$C_{TOT} = C_{AG} + C_{ACC} + C_{RES} + C_S$$

L'équation qui rend compte du raccourcissement d'une ligne quart d'onde par une capacité terminale C_{TOT} est :

$$X_{TOT} = Z_0 \tan l$$

Les termes de cette équation sont les suivants :

- X_{TOT} est la ***réactance*** (impédance réactive) correspondant à C_{TOT} et ce, à la fréquence de travail (144MHz). On a :

$$X_{TOT} = \frac{1}{C_{TOT}\,\omega}$$

avec $\omega = 2\pi f$
X_{TOT} s'exprime en Ω.

- Z_0 est ***l'impédance caractéristique*** de la ligne quart d'onde exprimée en Ω.

- l est la ***longueur physique de la ligne quart d'onde raccourcie*** exprimée en radian par rapport à une longueur d'onde. On passe de cette valeur à la longueur en cm, par exemple, à l'aide d'une simple règle de trois. Par exemple, si l = 0.7rd, la longueur en cm est : L = 208 x l / (2π). soit L = 208 x 0.7/6.28 = 23cm. 208cm correspond à une longueur d'onde sur 144MHz.

Pour illustrer ces quelques formules, prenons un exemple :

Supposons que l'on ait estimé C_{TOT} à 15pF et que l'on souhaite utiliser une ligne longue de 20cm. Calculons Z_0 :

- On commence par retourner la formule dans le bon sens :

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

- On calcul X_{TOT} (attention aux unités) :

$$\omega = 2 \times \pi \times 144.10^{6}\ \text{Hz} = 9.05.10^{8}\ \text{rd/s}$$

$$X_{TOT} = \frac{1}{15.10^{-12} \times 9.05.10^{8}} = 74\Omega$$

- On calcul l :

$$l = 2 \times \pi \times 20\text{cm} / 208\text{cm} = 0.6 \text{ rd}$$

- Pour finir, on calcul Z_0 :

$$Z_0 = \frac{74}{\tan(0.6)} = 107\Omega$$

Les considérations purement mathématiques, c'est bien, mais restons concret : en pratique, on peut évaluer C_{TOT}, donc X_{TOT} (somme des capacités en bout de ligne). D'après la formule ci-dessus, il nous reste encore une infinité de possibilités susceptibles de convenir en fixant Z_0 et l de manière à ce qu'ils satisfassent à l'équation. C_{TOT}, donc X_{TOT} étant fixés, si l'on opte pour une ligne « longue », Z_0 sera petit, et si l'on opte pour une ligne « courte » Z_0 sera grand.

Comment effectuer ce choix ? En s'intéressant à Q_L.

Nous avons vu comment « jongler » avec Q_L dans le cas d'un circuit LC parallèle classique. Un petit rappel ne sera peut-être pas superflu :

Le coefficient de surtension d'un circuit LC parallèle chargé par une résistance R en parallèle (**figure 16**) sera donné par la formule :

$$Q_L = \frac{R}{L\omega_0}$$

ω_0 est la pulsation à la résonance du circuit (l'indice « 0 » rappelant qu'il ne s'agit pas d'une pulsation quelconque mais de la pulsation à la ***résonance***).

La formule de Thomson $LC\omega_0{}^2 = 1$ rend compte de la résonance du circuit LC. Cette formule s'écrit aussi (égalité des impédances réactives de L et C) :

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

De ce fait, la formule donnant Q_L devient (en remplaçant $L\omega_0$) :

$$Q_L = RC\omega_0$$

Le rappel se termine ici : retenez bien cette dernière formule, nous allons nous en servir plus loin. Elle nous dit que moins on charge le circuit (plus R est grand) et plus Q_L sera élevé : c'est logique. Elle nous dit aussi que Q_L est dépendant de C (ou de L puisque L et C sont liés par la résonance).

Depuis l'anode (générateur).

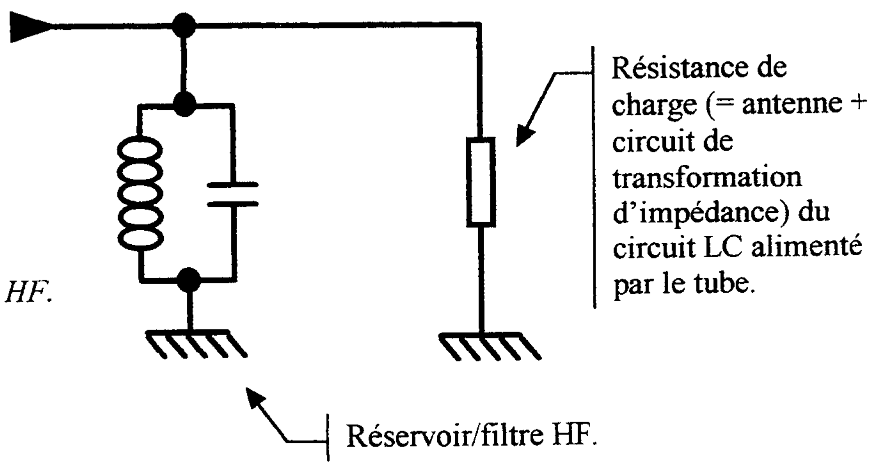

Fig. 16 :

Charge du réservoir/filtre HF.

Revenons à notre problème initial, c'est-à-dire l'étude de Q_L dans le cas d'un circuit à ligne. La clé de la solution à ce problème est de se ramener à ce que l'on connaît, c'est-à-dire à un circuit LC parallèle classique dont on sait évaluer Q_L.

Nous allons donc déterminer les valeurs L et C d'un circuit LC parallèle ***équivalent*** à notre circuit à ligne (relativement à Q_L, mais pas à Q_0).

Nous devons déterminer deux valeurs (L et C), il nous faut donc a priori deux équations. La première est déjà connue; il s'agit de :

$$LC\omega_0^2 = 1$$

Elle relie L et C. Connaissant l'un, on peut par son intermédiaire calculer l'autre. Mais ce n'est pas le plus intéressant. En fait, on va chercher à déterminer C donc Q_L.

La seconde équation demande un peu plus de travail... Ceux que les mathématiques effrayent peuvent sauter le paragraphe ci-dessous; il n'est nullement indispensable à la compréhension de la suite, mais il permettra à ceux qui le souhaitent de comprendre d'ou viennent certaines formules fondamentales.

Comment établir la seconde formule ? Le principe est le suivant (je vous laisse le soin de détailler les calculs) :

⇒ On calcul la susceptance B(ω) d'un circuit LC parallèle en fonction de ω.

Rappel : la susceptance d'un élément L ou C est l'opposé de l'inverse de sa réactance, soit respectivement $-1/(L\omega)$ et $C\omega$. L'intérêt des susceptances est qu'elles s'***ajoutent*** lorsque ces composants sont placés en ***parallèle*** (de la même façon que les réactances s'***ajoutent*** lorsqu'ils sont en ***série***). Puisque l'on traite de circuits parallèles, la susceptance simplifie les calculs.

Nous avons :

$$B(\omega) = C\omega - \frac{1}{L\omega}$$

⇒ On calcul la susceptance $B'(\omega)$ d'une ligne quart d'onde raccourcie par la capacité terminale C_{TOT}.

On a $X_{TOT} = Z_0 \tan l$

Cela signifie que si l'on retire C_{TOT}, la ligne seule présentera une réactance ***inductive*** (donc positive) égale à X_{TOT} (C_{TOT} ne fait qu'annuler cette impédance inductive).

Cette réactance est donc égale à $Z_0 \tan l$.

Si l'on fait varier ω, Z_0 ne change pas puisqu'il dépend uniquement des caractéristiques mécaniques de la ligne. En revanche, cela revient à « voir » la ligne d'une fréquence différente (un peu comme un quart d'onde sur 144MHz est un 3/4 d'onde sur 432MHz). Donc, si la longueur mécanique de la ligne est constante, ***sa longueur électrique l dépend de la fréquence*** (selon une règle de trois) :

$$l = l(\omega) = l_0 \frac{\omega}{\omega_0}$$

Finalement, la réactance de la ligne devient :

$$Z_0 \tan\left(l_0 \frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

La susceptance correspondante est l'opposée de l'inverse de cette réactance, soit :

$$-\frac{1}{Z_0} \frac{1}{\tan\left(l_0 \frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$

Aux bornes de notre ligne, on connecte C_{TOT}, dont la susceptance est $1/X_{TOT}$ soit $C\omega$.

On arrive donc à la susceptance $B'(\omega)$ de l'ensemble « ligne + capacité terminal » en parallèle égale à la susceptance de la ligne ajoutée à la susceptance de la capacité terminale, soit :

$$B'(\omega) = C\omega - \frac{1}{Z_0} \frac{1}{\tan\left(l_0 \frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$