

# Le Journal des 'OM'

## DE LA THÉORIE A LA PRATIQUE DES CIRCUITS VHF ET UHF

(Suite - Voir n° 1 296)

### III - LES ETAGES DE PUISSANCE EN VHF

**N**OUS allons examiner quelques considérations relatives à l'utilisation des circuits de sortie en VHF et en UHF. En effet, il y a lieu de tenir compte de certains facteurs importants afin d'obtenir les meilleurs résultats sur ces fréquences.

#### 1° LE COEFFICIENT DE SURTENSION A VIDE

C'est le rapport entre la réactance capacitive, ou inductive, et la résistance équivalente de perte. En général, le coefficient de surtension à vide est presque entièrement déterminé par la qualité de la bobine et dépend principalement de sa résistance ohmique pour les fréquences peu élevées, et de sa résistance en HF pour les fréquences supérieures VHF ou UHF.

Pour constituer un circuit oscillant, il existe une infinité de solutions, qui, pour une fréquence donnée, présentent une égalité de réactances. Ces réactances respectives de la bobine et du condensateur, tout en étant égales entre elles, peuvent être plus ou moins élevées. Suivant leur valeur, l'impédance du circuit en dehors de la résonance sera plus ou moins grande. A la résonance, l'impédance du circuit oscillant devient théoriquement infinie et n'est limitée que par les pertes. Elle devient également purement résistive.

Si la valeur du condensateur est augmentée, la réactance de chaque élément sera, en dehors de la résonance, plus faible. Par contre à la résonance, cette réactance sera multipliée par un coefficient de surtension plus élevé. Il est facile d'en déduire, que la variation d'impédance autour de la résonance sera beaucoup plus rapide, et que par conséquent, la sélectivité du circuit sera plus élevée.

#### 2° LE COEFFICIENT DE SURTENSION EN CHARGE

Le coefficient de surtension en charge ou en fonctionnement dépend, lui, de l'amortissement des circuits qui lui sont associés pour son utilisation.

Le coefficient de surtension  $Q_c$  d'un circuit en charge d'un étage final est souvent défini comme étant le rapport entre la résistance apparente présentée par le tube de puissance, et la résistance capacitive du circuit oscillant pour la fréquence considérée :

$$Q_c = \frac{R_a}{X_c}$$

Lors de l'utilisation d'un étage en classe C, le tube de puissance fournit au circuit oscillant de l'énergie sous forme d'impulsions. C'est au circuit oscillant et en particulier au condensateur de restituer à la charge d'utilisation la forme convenable, c'est-à-dire en sinusoïde de l'onde émise. Si cette onde n'est pas sinusoïdale, elle comprend alors un pourcentage plus ou moins élevé d'harmoniques totalement indésirables. En général, le coefficient de surtension en charge est compris entre 5 et 20.

Ces considérations sont de la plus haute importance pour bien comprendre les phénomènes qui se produisent lors de l'utilisation d'un circuit oscillant. On est ainsi guidé lors du choix des valeurs employées.

D'autre part, le rôle du circuit de sortie, comme son nom l'indique, est d'assurer l'adaptation entre le tube de puissance et l'utilisation. En effet, pour obtenir le rendement maximum, on adapte l'impédance présentée par le circuit de sortie à l'impédance apparente présentée par le tube de puissance. Le rendement est évidemment maximum lorsque la résistance interne du générateur est égale à la résistance d'utilisation. Le circuit de sortie joue alors le rôle de transformateur d'impédances.

#### QUALITES D'UN CIRCUIT DE SORTIE

Un étage de puissance doit présenter les propriétés suivantes :

- 1° Bon rendement.
- 2° Largeur de bande suffisante. En particulier, on ne doit pas avoir à retoucher les réglages dans toute la bande des fréquences d'utilisation.
- 3° Suppression des harmoniques dans toute la mesure du possible.
- 4° Dimensions mécaniques le plus réduites possible.

5° Prix de revient raisonnable. Naturellement ces exigences sont souvent contradictoires. On obtient cependant des solutions satisfaisantes en prenant en considération les points les plus importants.

#### RENDEMENT DU CIRCUIT ET QUALITE DE FONCTIONNEMENT

La valeur du rendement du circuit correspond à l'équation :

$$\eta = \frac{Q_v - Q_c}{Q_v}$$

dans laquelle, rappelons-le,  $Q_v$  est le coefficient de surtension à vide et  $Q_c$  le coefficient de surtension en charge.

Dans la pratique, cela signifie que le rapport  $Q_v/Q_c$  doit être le plus grand possible. Toutefois, étant donné que le coefficient de surtension à vide ne peut pas être augmenté indéfiniment, on voit que, au moins pour la notion de rendement maximal on recherchera une surtension en charge le plus petite possible. La limite étant fixée comme on l'a vu, par la forme du signal obtenu.

On voit également qu'il y a intérêt à utiliser un tube de puissance présentant une résistance apparente  $R_a$  la plus faible possible puisque :  $R_a = \frac{V_a}{I_a}$

C'est ce qui explique, que dans les émetteurs décimétriques, où les capacités parasites ont une importance moindre qu'en VHF, on a tendance à mettre plusieurs tubes de puissance en parallèle, pour diminuer la résistance interne du circuit et augmenter ainsi le rendement.

#### RESISTANCE DE SORTIE D'UN ETAGE FINAL

Une notion importante pour la conception d'un étage de sortie est la connaissance de la résistance de charge sur laquelle doit travailler l'amplificateur. Cette valeur est en relation directe avec les conditions de fonctionnement du tube utilisé. La résistance de sortie de tout amplificateur dépend de l'amplitude de la variation de la tension anodique en fonction du courant anodique HF pour l'oscillation fondamentale. Puisque ces valeurs font partie des données fixées pour

l'établissement des conditions de fonctionnement de l'étage de sortie elles peuvent être employées pour déterminer également la résistance de charge de cet amplificateur. On trouve :

$$Z_1 = \frac{E_{\text{moyen}}}{I_{\text{moyen}}}$$

ou encore :

$$Z_1 = \frac{V_a \text{ ali.} - V_a \text{ min.}}{I_a \text{ moyen}}$$

Si les valeurs nécessaires pour déterminer l'équation ci-dessus sont inconnues, une bonne approximation de la résistance de charge de l'amplificateur nous est donnée par la formule :

$$Z_1 = \frac{1/2 V_a \text{ ali.}}{I_a} \text{ ou } \frac{V_a \text{ ali.}}{2 I_a}$$

Cette valeur est importante pour l'établissement du système d'adaptation de l'amplificateur. Sa résistance de charge vue par l'amplificateur est plus faible que celle désirée à l'origine, la variation de tension anodique, pour une excitation donnée, ne sera pas aussi grande, et l'efficacité sera diminuée. Si l'impédance de charge, par contre, est plus élevée que celle prévue, la puissance de sortie sera alors plus faible bien que le rendement de l'étage paraisse légèrement amélioré.

#### COMPORTEMENT D'UN ETAGE DE PUISSANCE EN VHF ET EN UHF

Ainsi qu'on le verra par la suite, la capacité de sortie des tubes électroniques fixe une limite minimum au coefficient de surtension en charge. Le terme « coefficient de surtension Q » sous-entend d'ailleurs dans la suite de l'exposé : le coefficient de surtension en charge ou si l'on préfère en fonctionnement. Le circuit de toute façon, pour être utilisable doit être chargé par la résistance apparente du tube de puissance de même que par l'impédance d'utilisation.

Prenons pour exemple l'amplificateur linéaire équipé d'un tube du type 4X150A fonctionnant en classe AB avec les caractéristiques suivantes :

$$V_a = 1250 \text{ V et } I_a = 200 \text{ mA.}$$

Le faisceau des courbes caractéristiques indique une résistance apparente optimum de 3,5 kΩ. Pour un circuit oscillant LC on obtient donc :

$$Z_c = R \text{ avec } C = C_0 + C_1$$

$C_0$  = Capacité de sortie du tube.  
 $C_1$  = Capacités parasites.

Si l'on néglige les capacités parasites,  $C = C_0$ .

Et pour une impédance apparente de sortie de 3,5 kΩ, on obtient : pour 145 MHz :

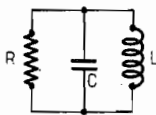


Fig. 1

$$C = 4,5 \text{ pF.}$$

$$X_c = 233 \Omega.$$

$$Q_c = \frac{Z_L}{X_c} = \frac{3500}{233} = 15.$$

Pour obtenir un rendement de 50% l'inductance du circuit de stage final devrait avoir une qualité à vide d'au moins  $Q_0 = 300$ . Ici on rencontre les limites des circuits composés de selfs et de capacités conventionnelles, car il est déjà assez difficile de construire un self de qualité à ces fréquences.

De plus il faut compter également avec les capacités parasites des éléments utilisés, qui entraînent de nouveau, une augmentation du coefficient de surtension en charge.

### LE PROBLEME DE LA LARGEUR DE BANDE

Il peut tout d'abord sembler paradoxal d'exiger pour un amplificateur de puissance, une large bande maximum, ou si l'on préfère une qualité volontairement minimum du coefficient de surtension en charge. Mais ce qui réside nous a fait entrevoir les raisons de ce choix. La résistance apparente de charge détermine principalement la largeur de bande du circuit en fonction des capacités présentes. Il devient évident, pour obtenir le maximum de puissance de sortie pour une bande passante donnée, il est nécessaire de minimiser les capacités du circuit. Comme nous l'avons vu, la capacité de sortie dépend du tube employé, de la disposition des éléments, et également du genre d'amplificateur employé. En effet, ainsi qu'on l'a vu par ailleurs, le montage  $\pi$  à la masse non neutroyné, présente la capacité de sortie la plus faible que l'on puisse concevoir. Elle est environ la moitié de celle d'un montage convention-

nel. Il faut de plus, pour un amplificateur de qualité, supprimer tous les harmoniques indésirables au niveau des étages intermédiaires, c'est-à-dire au niveau des faibles puissances, là où la perte de quelques décibels ne présente guère d'importance. Au niveau de ces étages, le rendement peut très bien n'être que de 50% ou même moins, sans inconvénient.

Dans la pratique des circuits VHF, on s'aperçoit vite que des circuits soignés peuvent facilement être établis, avec des pertes très faibles et un coefficient de surtension à vide élevé. La plupart des pertes se situent pratiquement dans les tubes et leurs connexions de raccordement. En fait, nous pouvons négliger, s'il est bien réalisé, les pertes du circuit lui-même, et nous attacher au choix d'un tube approprié et à la qualité de son montage.

Ce tube se comporte comme une résistance pure avec en parallèle une capacité C. Si nous connectons une inductance sans pertes (ayant une résistance HF très faible et ne comportant pas de capacité répartie), nous obtenons un circuit comme celui de la figure III 1, dans lequel,

$$Q_c = \omega CR = 2\pi fCR$$

et la largeur de bande est égale à :

$$\Delta f = \frac{f}{Q_c} = \frac{1}{2\pi CR}$$

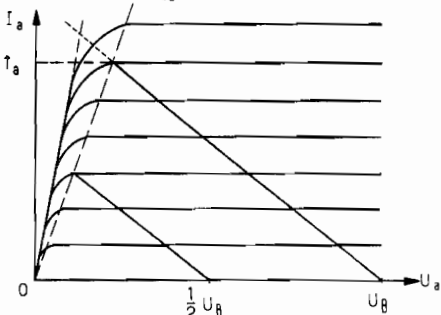


Fig. 2

et par conséquent :

$$B = \Delta f = \frac{f}{Q_c} = \frac{1}{2\pi CR}$$

si l'on considère le circuit chargé par un tube électronique. Donc on voit, que plus petite est la valeur de C, plus grande est la largeur de bande du circuit pour R/L constant.

On voit également d'après cette formule, ainsi que nous l'avons déjà souligné, tout l'intérêt qu'il y a à utiliser des tubes spécialement conçus. Ayant une haute densité électronique, ils permettent d'abaisser, autant que faire se peut, la résistance apparente de charge du circuit oscillant, diminuant ainsi pour une fréquence donnée, le coefficient de surtension en charge et améliorant également le rendement général du circuit.

C'est ainsi que sont nés les tubes spéciaux que nous avons

présentés dans le chapitre précédent dont l'un des tous premiers est le tube 2C38, suivi aussitôt par le 2C39 et la suite, le tube 4X150 étant le premier tube tétrode.

Pour revenir à l'inductance elle-même, elle possède, malgré tout, des capacités réparties, même si on utilise comme circuit oscillant, des portions de ligne de transmission. Sa capacité, surtout dans le cas de lignes, représente parfois une grande partie des capacités de l'ensemble du circuit. Par conséquent, la largeur de bande que l'on peut espérer sera toujours plus faible que celle que l'on aurait obtenue avec une inductance idéale, ce qui a déjà été dit dans le paragraphe précédent.

Tout cela a, pour résultat important, que les circuits VHF doivent, pour l'accord du circuit, avoir la capacité (composée des capacités nécessaires à l'accord et des capacités parasites inévitables) la plus faible possible.

La largeur de bande obtenue sera également précieuse pour compenser les dérives éventuelles provoquées notamment par l'élévation de température du montage pendant son fonctionnement.

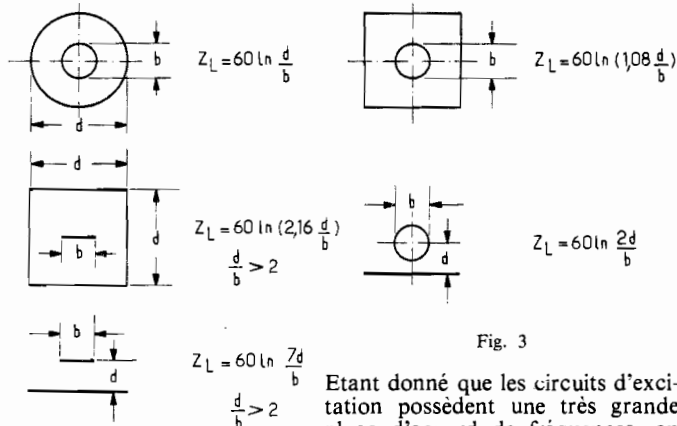


Fig. 3

Etant donné que les circuits d'excitation possèdent une très grande plage d'accord de fréquences, on doit en outre, vérifier, dans chaque cas, si une des résonances ne tombe pas sur un harmonique.

### 4. - CHOIX D'UN CIRCUIT APPROPRIÉ

Bien qu'il soit plus facile par principe d'obtenir des résistances caractéristiques de ligne plus élevées avec des circuits symétriques, nous ne nous intéressons ici qu'aux circuits asymétriques qui sont uniquement l'objet de notre étude.

Les résistances caractéristiques de ligne de plusieurs circuits type sont indiquées dans la figure III-3.

Au-dessus d'une résistance caractéristique supérieure à 120 Ω, les conducteurs intérieurs deviennent très petits comparés au conducteur extérieur et la densité de courant ainsi que les pertes deviennent excessives. Mais il est parfaitement admissible de

### 3. - SUPPRESSION DES ONDES HARMONIQUES

Si l'on se contente d'utiliser un étage de puissance uniquement pour des émissions du type A1 ou A3, on peut confier à un filtre passe-bas, le soin d'atténuer les harmoniques éventuellement produits ce qui implique de légères pertes dans le rendement anodique et exige des circuits parfaitement blindés.

travailler avec des conducteurs intérieurs d'environ 10 mm de diamètre et même moins.

Pour des raisons d'ordre pratique on choisira de préférence un circuit extérieur qui sert d'ailleurs de support mécanique et de blindage, de section carrée et non tubulaire. C'est une question de goût et de moyens.

Le condensateur d'accord sous forme de disque, le système de découplage du circuit d'alimentation seront fixés sur une tôle démontable. Le reste du circuit extérieur, de préférence en cuivre peut être soudé, éventuellement à l'étain, sans inconvénient.

### LE COUPLAGE DE SORTIE

L'utilisation d'une boucle de couplage est une méthode fréquemment employée pour accorder les impédances dans les amplificateurs de puissance.

Cette boucle de couplage peut être disposée de trois façons principales : figure III-4 A, B, C :

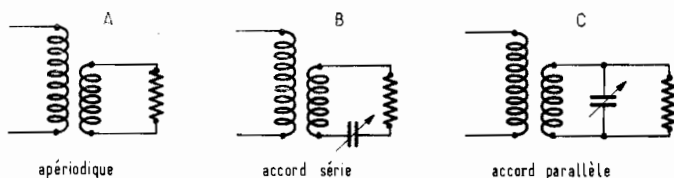


Fig. 4

Le circuit à boucle de couplage accordée, offre certains avantages pratiques sur le système apériodique. Puisque la réactance de la boucle peut être annulée, cette boucle peut être utilisée sur une gamme de fréquences plus étendue. De plus, la capacité variable en série procure un moyen facile d'ajuster le couplage sans être obligé de repositionner la boucle de couplage.

Le degré de couplage qui doit présenter la résistance de charge correcte pour le tube peut être calculé par la formule :

$$K = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}}$$

dans laquelle :

$Q_p$  = coefficient de surtension en charge du circuit primaire. Sa valeur est donnée par la formule

$$Q_c = Q_p = \frac{R}{X_c}$$

$Q_s$  = coefficient de surtension en charge du circuit secondaire. C'est évidemment le même que  $Q_c$ , pour le circuit en accord parallèle. Pour l'accord série,  $Q_s =$

$X_s$  réactance série

$R_s$  résistance série

$K$  = coefficient de couplage exprimé par un nombre inférieur à 1.

Dans les circuits pratiques de couplage HF, le coefficient de

couplage n'excède pratiquement jamais 0,65. Ce qui, pour un coefficient de surtension en charge  $Q = 10$  à 20, un coefficient de couplage compris entre 0,4 et 0,65 donne un coefficient de surtension en charge du secondaire égal à 0,12 jusqu'à 0,63.

On peut être amené dans certains cas à utiliser une valeur de capacité assez élevée. Il est possible de la diminuer en augmentant la valeur de l'inductance pour maintenir la condition de résonance. Il en résulte une augmentation du coefficient de surtension du secondaire et en conséquence une diminution correspondante du couplage nécessaire pour le fonctionnement normal.

L'usage d'un circuit secondaire accordé parallèle ou série ne dépend pas des considérations concernant l'adaptation, mais uniquement des besoins d'ordre pratique, tels que la nécessité d'assurer la liaison en courant continu, par exemple.

Le circuit de couplage apériodique, lui, sera pour le fonctionnement optimum, construit de telle sorte que sa réactance soit égale à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission ou de la charge à laquelle il est couplé, pour la fréquence d'utilisation.

L'inductance optimum de l'enroulement est donnée par la formule :

$$L = \frac{Z}{2 \pi F}$$

Le couplage de sortie non accordé doit être capable d'assurer un couplage étroit avec le circuit d'accord, et cela d'autant plus que le rapport d'ondes stationnaires sera faible. La modification du couplage, demande à nouveau une retouche du réglage du circuit primaire pour compenser le changement de la réactance de fuite entre le primaire et le secondaire.

Des détails pratiques sur le réglage de ce circuit seront donnés dans le chapitre relatif à la mise au point de l'étage final.

Voilà, croyons nous, quelques notions qu'il était bon de rappeler et qui éclaireront d'un jour nouveau — pour certains de nos lecteurs — des points qui jusque-là leurs avaient paru un peu inaccessibles.

(à suivre)

J. Mainardi (F8MK),  
R. Piat (F3XY).

# LE MESUREUR DE CHAMP VHF-UHF « C.O.M.E.T. » MC 50

**L**E mesureur de champ transistorisé a été conçu afin de satisfaire intégralement aux demandes des techniciens installateurs de récepteurs et d'antennes collectives. Il fournit les données nécessaires à une installation correcte des téléviseurs VHF et UHF et des récepteurs FM.

Ce mesureur sert fondamentalement à évaluer l'intensité du champ électromagnétique existant au lieu de l'installation et à mesurer le signal capté par l'antenne et transféré à l'entrée du récepteur.

Il permet une vérification rapide et précise des différents éléments d'installations collectives, antennes, câbles, amplificateurs, atténuateurs, boîtes de dérivation, etc.

Il peut également être utilisé comme microvoltmètre pour la mesure du signal de sortie d'un générateur, d'une mire, etc.

### PRINCIPAUX AVANTAGES

- Haute sensibilité.
- Grande précision de lecture.
- Multistandard.
- Contrôle du son par haut-parleur incorporé.
- Transistorisation complète.
- Circuit intégré.
- Autonomie par alimentation à piles incorporées.
- Poids et encombrement très réduits.
- Utilisation très simple :
- Entrée UHF-VHF unique (séparateur incorporé).
- Commutateur arrêt, contrôle pile, bandes.
- Touche atténuation.
- Bouton fréquence.
- Bouton volume son.

### PARTICULARITES

Ce mesureur doté d'un dispositif à accord continu est universel et peut être utilisé dans le monde entier, quel que soit le standard adopté. Les canaux français et CCIR sont inscrits sur le cadran gradué également en fréquences, ce qui permet le repérage de tout autre standard ou mesure sur les fréquences du mesureur.

La porteuse son et la porteuse vidéo peuvent être mesurées séparément ainsi que toute autre porteuse pure ou modulée. L'identification possible de fréquences parasites, moirage, etc., permet le calage de réjecteurs.

### CARACTERISTIQUES

- **Fréquences VHF** : tous les canaux européens et autres standards des plages de fréquences :

Bande I : 40 à 70 MHz ( $F_2, E_2, E_3, F_4, E_4$ ).

Bande II : 87 à 108 MHz (radiodiffusion FM).

Bande III : 160 à 230 MHz ( $F_5, F_6, F_7, F_8, F_9, F_{10}, F_{11}, F_{12}; E_5, E_6, E_7, E_8, E_9, E_{10}, E_{11}, E_{12}$ ).

Le tableau des fréquences permet de situer les différents canaux par rapport à l'étalonnage et la position des porteuses son et vidéo.

- **Fréquences UHF** : 470 à 860 MHz (canaux 21 à 69).

- **Précision** : fréquences  $\pm 2$  MHz ; lecture UHF  $\pm 6$  dB ; VHF  $\pm 3$  dB.

- **Gamme de mesure** : de 5  $\mu V$  à 10 mV en deux positions 1 mV (60 dB) et 10 mV (80 dB) jusqu'à 100 mV et 1 V par adjonction d'atténuateur extérieur.

- **Echelle** : directe en dB -  $\mu V$  (1  $\mu V = 0$  dB).

- **Impédance d'entrée** : 75  $\Omega$  asymétrique  $\pm 20\%$  ; 300  $\Omega$  avec un translateur (dans ce cas, il faut doubler la valeur lue).

- **Composants** : 8 transistors, 1 circuit intégré, 3 diodes.

- **Alimentation** : 2 piles 9 V, régulation avec contrôle sur position test-batterie.

- **Autonomie** : 50 heures en régime intermittent.

- **Son** : haut-parleur incorporé ; sortie BF de 200 mW.

- **Dimensions** : 240 x 140 x 90 mm.

- **Poids** : 2,850 kg.



### FONCTIONNEMENT

- **VHF** : le signal appliqué par le séparateur à un étage d'entrée est amplifié puis transmis à un étage mélangeur fournissant un signal FI qui aboutit à l'atténuateur.

- **UHF** : le signal appliqué au tuner UHF par le séparateur est converti en FI puis appliqué à l'atténuateur après sélection.

- **FI** : la sortie de l'atténuateur est reliée à l'entrée des étages FI. Après amplification le signal FI est démodulé, dirigé vers l'appareil de mesure ainsi que le pré-amplificateur puis l'amplificateur BF.

### REGLEMENTATION FRANÇAISE

Suivant le texte officiel de la loi 66-452 du 2 juillet 1966.

**Niveau de distribution** : le niveau du signal disponible à chaque sortie est défini par la valeur efficace de la tension de la porteuse image lorsqu'elle est modulée à 100 % (image blanche en modulation positive).

Dans ces conditions, ce niveau doit être au moins égal aux valeurs exprimées ci-dessous :

- de 41 à 225 MHz, 750  $\mu V$  ;
- de 470 à 606 MHz, 1000  $\mu V$  ;
- de 606 à 960 MHz, 1400  $\mu V$  ;

et ne devra, en aucun cas excéder... 15 mV.

Dans la bande de fréquence réservée à la radiodiffusion sonore (FM), le niveau disponible à chaque sortie doit être au moins égal à 500  $\mu V$  et ne devra en aucun cas excéder 15 mV.