

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

1/69

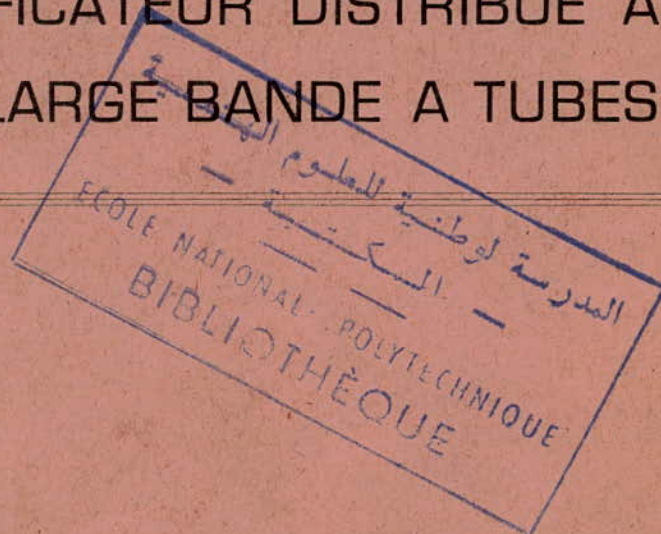
122

ELECTRONIQUE

THESE DE FIN D'ETUDES



AMPLIFICATEUR DISTRIBUE A
TRES LARGE BANDE A TUBES



REALISEE PAR

H. AARAJ

PROPOSEE PAR

B. SANSAL

PROMOTION 1969

A V A N T - P R O P O S

Mon projet consiste à étudier et réaliser un amplificateur à très large bande (à tube).

Je remercie chaleureusement Monsieur SANSAL de m'avoir proposé ce sujet, d'avoir eu la bonne volonté de me **guider**, de me corriger, la rédaction et de me vérifier les calculs, et des excellents conseils qu'il n'a cessé de me donner.

Enfin il m'est un agréable devoir de remercier tous les professeurs qui m'ont enseignés et, en particulier, J. SLOSIAR, chef de département Télécommunications pour son aide précieuse, et Monsieur HONDELAT, et Monsieur OUABDESSELAM Abdelaziz, Directeur de l'Ecole Nationale Polytechnique pour ses conseils paternels.

=====o000o=====

INTRODUCTION

Les amplificateurs à très large bande servent à amplifier sans déformation des impulsions très brèves (oscilloscope, physique nucléaire...) La largeur de bande est limitée du côté des fréquences élevées par la fréquence de coupure de la ligne à retard qui se comporte comme un filtre passe-bas.

L'idée de l'amplificateur distribué a été proposée par l'Anglais PERCIVAL en 1937 et il est utilisé dans une installation TV en Grande-Bretagne en 1948 et après l'analyse de cet amplificateur faite par Monsieur E. L. GUISTON cet amplificateur est fréquemment utilisé dans l'oscilloscope, TV, instrument nucléaire l'avantage de cet amplificateur est que, le gain de plusieurs éléments actifs (tube ou transistor) mise en parallèle est la somme des gains.

$$g = A_1 + A_2 + A_n = A.$$

Au même temps la bande passante n'est pas modifiée, seule la ligne à retard qui détermine la fréquence de coupure à condition que les éléments actifs (tube ou transistor) peut fonctionner dans la gamme de fréquence désirée. Pour notre projet nous allons voir dans le premier chapitre les amplificateurs en général et dans le second nous allons étudier en détail la ligne à retard, et nous allons aborder dans le troisième chapitre la théorie de base de l'amplificateur distribué.

CHAPITRE I

- Amplificateurs en Général
- Amplificateurs de tension
- Amplificateurs à plusieurs étages

Amplificateurs en Général

On appelle amplificateur un dispositif électronique donnant la possibilité de commander par une très petite énergie amenée à l'entrée une assez grande énergie fournie à sa sortie par une source indépendante de courant provenant de l'alimentation.

Le plus souvent pour ce but, on utilise les tubes à vide avec plusieurs grilles et les transistors.

En étudiant les tubes électroniques, nous savons que si, on applique à la grille de commande une tension suffisamment grande et négative il n'y avait pas de courant (circuit de Gc), et alors par conséquent le circuit de la grille de commande ne consommait pas de puissance. Si la tension appliquée à la grille de commande est variable on trouve que le courant anodique est aussi variable, la source alimentant le circuit d'anode fournit donc une certaine puissance. Cette puissance est déterminée entre autre aussi par la composition du circuit anodique. La puissance est donnée par le produit de courant et de la tension et sa valeur maximum est atteinte par un certain rapport de ceux-ci seulement. Si dans le circuit extérieur circule le courant, dont la valeur se rapproche de la valeur maximum, dans ce cas, la tension produite aux bornes du circuit tend vers zéro, puisque cet état est semblable à un état court-circuité. Les résultats sont analogues si dans le circuit extérieur la tension appliquée tend vers sa valeur maximum possible. Dans ce cas, il s'agit d'un état semblable à un état d'un circuit ouvert. On voit donc qu'il faut obtenir dans le circuit d'anode:

- a) Le Passage d'un grand courant
- b) La production d'une grande tension
- c) La production d'une grande puissance.

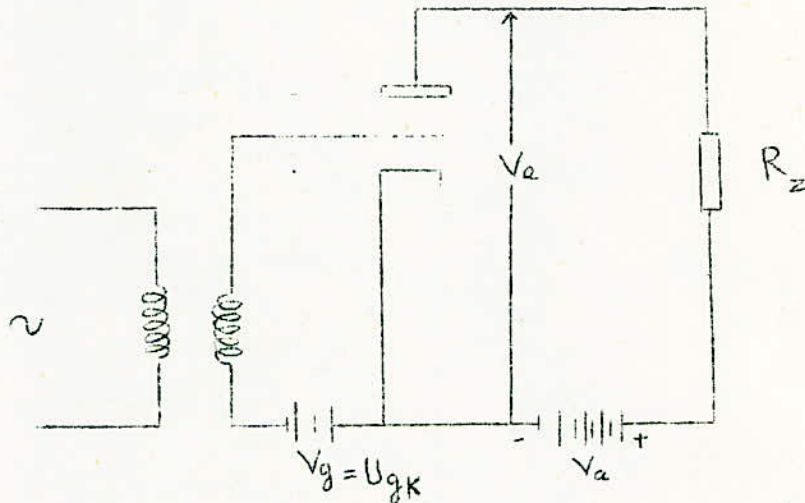
I-2- Amplificateur de tension

.../...

On définit la pente statique
d'un tube par S

$$S = \frac{\partial I_a}{\partial U_g} = \frac{\text{Variation du courant anodique}}{\text{Variation de } U_g \text{ tension de grille}}$$

Fig. I



On définit la pente dynamique d'un tube par S_d

$$S_d = \lim_{U_g \rightarrow U_0} \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \text{ mais } I_a = F(U_a, U_g)$$

$$\Delta I_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_g} \Delta U_g + \frac{\partial I_a}{\partial U_a} \Delta U_a$$

$$\Delta I_a = S \Delta U_g + \frac{I}{R_i} \Delta U_a \text{ avec } \frac{\partial I_a}{\partial U_a} = \frac{I}{R_i}$$

R_i est la résistance interne du tube

Puisque la tension V_a de la source d'anode reste inchangée on doit avoir :

$$\Delta U_a = -R_z \Delta I_a \quad R_z \text{ est la résistance de charge}$$

$$\Delta I_a = \frac{S}{1 + \frac{R_z}{R_i}} \Delta U_g$$

.../...

$$S_d = \frac{S}{I + \frac{R_z}{R_i}} \quad \text{car} \quad \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = S_d$$

Supposons qu'on considère le cas de la figure (II), c'est-à-dire lorsque la tension de polarisation continu U_{gk} on superpose la tension alternative U_g la caractéristique dynamique est considérée quasilinéaire

$$\Delta U_g = U_g = U_g \sin \omega t$$

$$\Delta I_a = S_d U_g = S_d U_g \sin \omega t = I_a \sin \omega t = i_a$$

$$i_a = S_d U_g = \frac{S}{I + \frac{R_z}{R_i}} U_g = S U_g \frac{\frac{I}{R_z}}{\frac{I}{R_i} + \frac{I}{R_z}}$$

$$i_a = \mu U_g \frac{I}{R_i + R_z} \quad \text{avec} \quad \mu = S R_i$$

$$U_a = - R_z i_a = - S_d R_z U_g$$

L'amplification de tension est par définition : le rapport de la tension variable de sortie à celle d'entrée

$$A = - \frac{U_a}{U_g} = S_d R_z = S \frac{R_z R_i}{R_z + R_i}$$

Le signe (-) est choisi afin d'avoir une valeur d'amplification positive, lorsque les tensions U_a et U_g ont des signes opposés. de cette dernière relation on voit que si $R_z \ll R_i$ on aura

$$A \doteq S R_z$$

et si $R_z = \infty$ (état ouvert) dans ce cas

$$A = S R_i = \mu$$

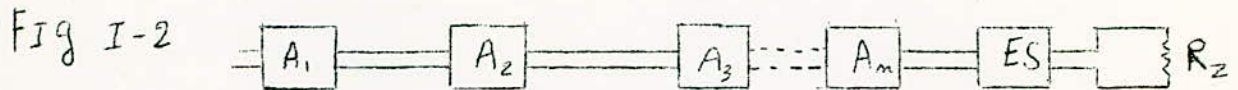
On voit que l'amplification de tension dans un montage simple du tube électronique ne sera jamais plus grande que μ

.../...

.../...

I-3- Amplificateur à plusieurs étages

Un tel amplificateur forme une amplification, dans certains cas insuffisante, donc, nous sommes obligés de monter plusieurs étages d'amplificateurs en série, on aura ainsi l'amplificateur à plusieurs étages (figure I-2)



On suppose que chaque étage sera équipé d'un tube qui est toujours excité en tension, donc par conséquent, dans un amplificateur à plusieurs étages, les étages sont des amplificateurs de tension, le dernier étage dit étage de sortie.

Il est évident qu'on ne considère là que des valeurs alternatives correspondantes de la tension d'excitation appliquée à l'entrée de l'amplificateur qu'appelle donc la tension d'entrée, la tension obtenue à la sortie de l'amplificateur est la tension de sortie. On a de même pour le courant et la puissance.

L'amplification totale d'une chaîne d'amplification à plusieurs étages sera

$$A = A_1 A_2 \dots A_k \dots A_n = \prod_{k=1}^{k=n} A_k$$

Où A_1, A_2, A_k , sont les amplifications des amplificateurs de chaque étage, successivement montés l'un après l'autre.

D'une manière générale on va s'intéresser à la façon dont chaque amplificateur de la chaîne influence celui qui le suit. On suppose que la tension d'excitation est sinusoïdale et qu'on a un état d'équilibre. Un tel cas est représenté sur la figure (I-3) les valeurs instantanées de tension ou de courant seront désignés respectivement par U_a, U_g, i_a .

.../...

La tension se trouve sur l'anode de la première lampe T_1 contient outre la tension alternative U_a , qui est proportionnelle à la tension continue. C'est la raison pour laquelle on ne peut pas réaliser galvaniquement l'anode de T_1 à la grille de l'étage suivant (T_2). On est donc obligé d'intercaler un condensateur de liaison C_0 débloquant la tension continue et laissant passer la composante alternative.

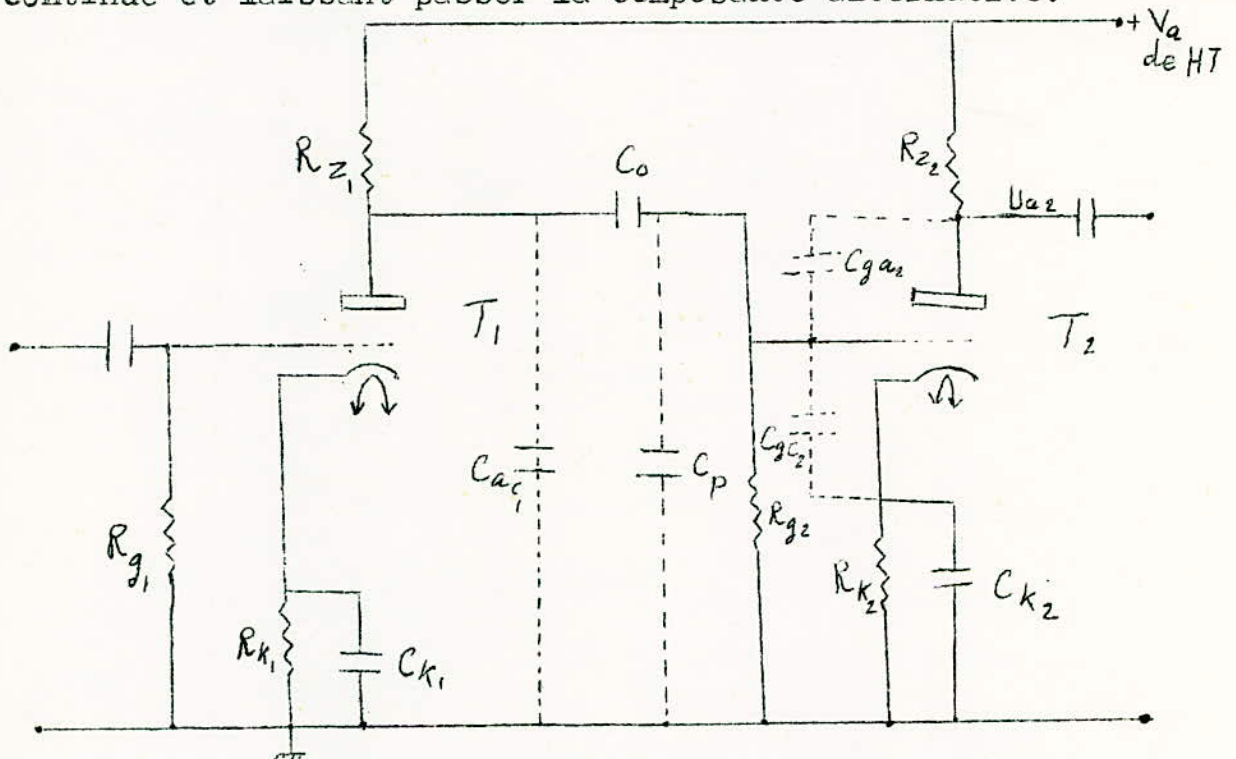


Fig 1-3

Pour amener la tension de polarisation automatique sur la grille de commande de T_2 il faut y monter la résistance R_{g2} ainsi que R_{g1} , entre la grille et la masse outre, de ces éléments inévitables dans le montage, on trouve ici encore d'autres : Ce sont les capacités parasites entre les électrodes des lampes d'une part et les connexions, les éléments de liaison entre lampes d'autre part. Enfin d'autres, c'est la capacité...

..../....

de liaison et la masse d'autre part. Tout d'abord, c'est la capacité C_{ac1} entre l'anode et la cathode de T_1 , C_p entre les connexions et le condensateur même de liaison C_0 et la masse, C_{gc2} entre la grille et la cathode et C_{ga2} entre l'anode et la grille de T_2 .

La capacité parasite entre l'anode et la grille de T_2 peut avoir une assez grande influence. Par cette capacité, il y a passage du courant :

$$I_{g2} = PC_{ga2} (U_{g2} - U_{a2})$$

Si l'amplification dans T_2 est A_2 , on peut écrire :

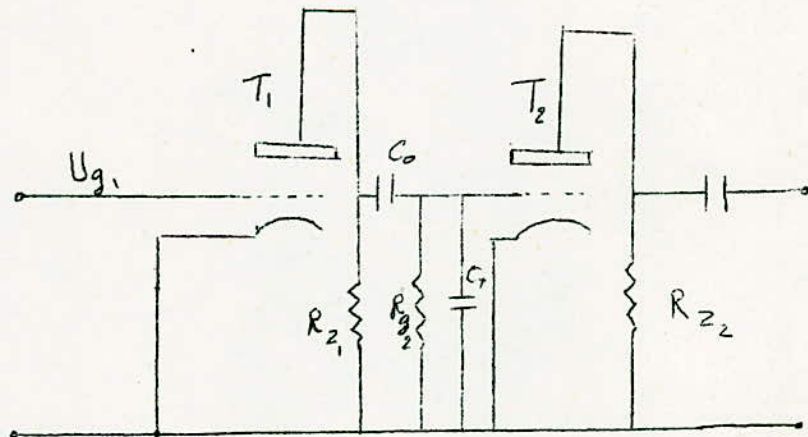
$$U_{a2} = - A_2 U_{g2}$$

$$I_{g2} = PC_{ga2} (1 + A_2) U_{g2}$$

$$\text{Posons } C'_{gc2} = C_{ga2} (1 + A_2)$$

C'_{gc2} est appelé capacité d'entrée efficace, du tube électronique.

Fig I-4



..../....

.../...

Au point de vue des valeurs alternatives notre montage se simplifie et il est représenté par la figure (I-4).

Remarque : On a supposé que la résistance interne de la source HT est très faible pour les courants alternatifs.

$$C_t = C_{acI} + C_p + C'_{gc2} + C_{gc2}$$

On peut représenter ce montage par le schéma équivalent suivant en négligeant la lampe T₂ car dans sa grille ne circule aucun courant.

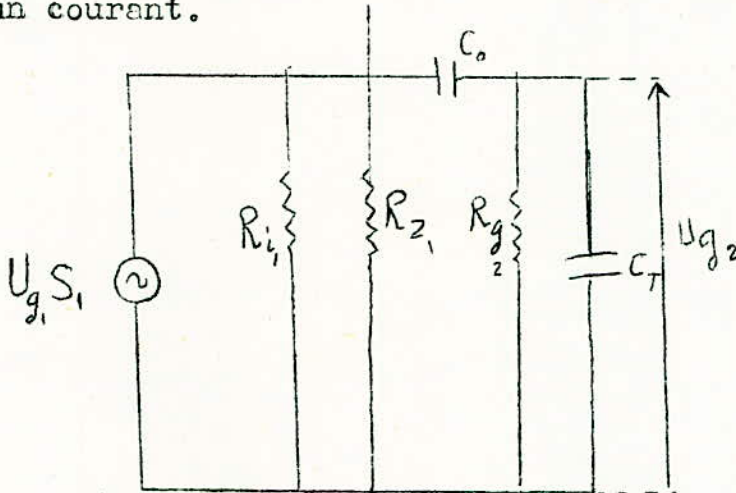


Fig I-5

On voit que la partie à gauche de C_0 peut être remplacé par une source nouvelle de courant court-circuit égal :

$I_{kt} = S_I U_{gI}$ avec la résistance interne totale R_{it} composée de deux résistances en parallèle R_{iI} et R_{zI}

$$R_{it} = \frac{R_{iI} \cdot R_{zI}}{R_{iI} + R_{zI}}$$

.../...

.../...

Si U_{ot} la tension à l'état ouvert de la nouvelle source

$$U_{ot} = - I_{kt} R_{it} = - S_I \frac{R_{iI} \cdot R_{oI}}{R_{iI} + R_{oI}} \quad U_{gI} = - A_I U_{gI} = U_{aI}$$

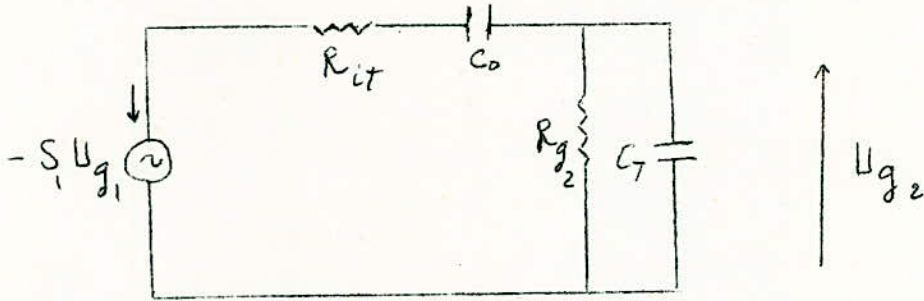


Fig. I.6

On remarque que $C_t \ll C_o$ et par conséquent C_o peut être remplacé par un court-circuit pour les hautes fréquences.

I-4- L'amplification considérée en fonction de la fréquence de la tension d'excitation dans un amplificateur à plusieurs étages :

Si on suppose que la tension d'excitation varie harmoniquement en fonction de temps. La fonction de transfert est ici identique à l'amplification de T_I .

$$\bar{A}_I = - \frac{\bar{U}_{g2}}{\bar{U}_{gI}}$$

La fréquence moyenne de l'amplificateur est :

$$\omega_m^2 = \frac{1}{R_{it} C_o R_{g2} C_t}$$

.../...

Pour cette fréquence le montage précédent sera :

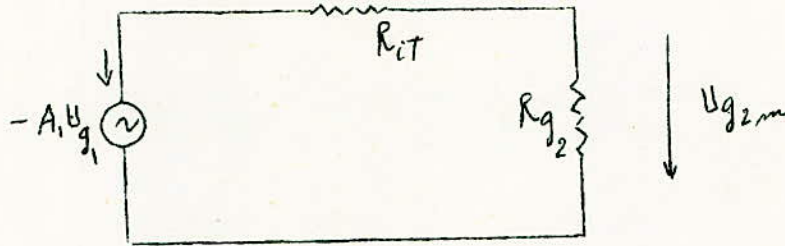


Fig. 1-7

Dans ce cas on a :

$$\bar{U}_{g2m} = \bar{U}_{ot} \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_{it}} = \bar{U}_{ot} \frac{I}{I + \frac{R_{it}}{R_{g2}}}$$

Si $R_{g2} \gg R_{it}$ on aura :

$$\begin{aligned} \bar{U}_{g2m} &= \bar{U}_{ot} = \bar{U}_{c1} = -S_{d1} R_{z1} \bar{U}_{g1} = -S_1 \frac{R_{z1}}{I + R_{z1}/R_{i1}} \bar{U}_{g1} \\ &= -\mu \bar{U}_{g1} \frac{R_{z1}}{R_{i1} + R_{z1}} \end{aligned}$$

$$\bar{A}_{1m} = -\frac{\bar{U}_{g2m}}{\bar{U}_{g1}} = S_{d1} R_{z1}$$

Pour les hautes fréquences où $\omega > \omega_m$ le schéma équivalent à notre amplificateur est représenté par la figure (I-8).

.../...

.../...

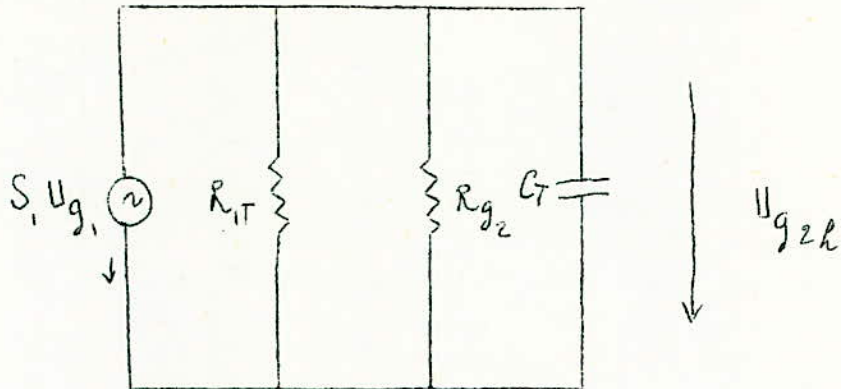


Fig 1-8

Dans ce cas on a :

$$U_{g2h} = U_{g2m} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_h^2 C_t^2 R_{g2} R_{it} / R_{g2} + R_{it}}}$$

$$= A_{lm} U_{g1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_h C_t R_{it})^2}}$$

$$A_{lh} = U_{g2h} / U_{g1} = \frac{A_{lm}}{\sqrt{1 + (\omega_h C_t R_{it})^2}}$$

et la fréquence limite supérieure sera :

$$F_{ls} = \frac{1}{2 \pi C_t R_{it}}$$

Or, déprés des résultats, ni la capacité de liaison, ni R_{g2} n'interviennent pour la fréquence limite supérieure. Cette fréquence est déterminée par la capacité parasite :

.../...

.../...

Autant les capacités parasite sont grandes, autant est petite la fréquence limite supérieure.

Si $R_{z1} < R_i$ et comme ces deux résistances sont en parallèle on néglige R_i et on aura $R_{it} = R_{z1}$.
Le schéma équivalent de l'amplificateur pour le HF est

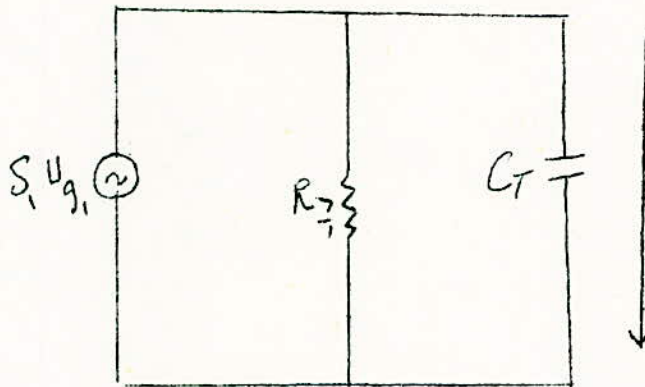


Fig 4-9

Dans ce cas la fréquence limite supérieure sera plus grande que la résistance de charge et plus petite. Ce résultat est bien exploité dans les amplificateurs où la fréquence limite supérieure doit être de l'ordre de MHz, ce sont les amplificateurs à larges bandes.

Ligne à Retard

- Généralité
- Le problème essentiel des filtres, condition de filtrage
- Ligne à retard constituée avec des cellules à K constant
- Ligne à retard constituée avec des cellules en m
- Ligne à retard constituée avec des cellules passe-tout
- Ligne à retard constituée avec des groupements de cellules en m et passe-tout
- Ligne à retard constituée avec des bobines à prise médiane
- Ligne, relations fondamentales, ligne terminée sur une impédance quelconque, ligne terminée sur son impédance caractéristique
- Différentes formes de l'utilisation de la ligne à retard dans l'amplificateur distribué.

Généralité :

Les lignes à retard sont des quadripôles utilisés pour retarder d'un temps, que l'on désire, les signaux qui leur sont appliqués pour posséder une telle propriété, les lignes à retard doivent non seulement transmettre, sans affaiblissement notable, les signaux qui leur sont appliqués, mais encore provoquer un déphasage proportionnelle à la fréquence. L'étendue de la gamme de fréquence pour laquelle ces conditions sont remplies, avec une approximation suffisante définit la qualité de la ligne à retard. La qualité nécessaire pour une utilisation donnée est fonction de l'étendue

.../...

.../...

du spectre des signaux à transmettre et de la distorsion maximum que l'on peut tolérer.

2-1 Le problème essentiel des filtres

Dans la transmission des signaux électriques on arrive parfois aux cas; où il faut soit éliminer soit laisser passer les courants ou les tensions possédant une certaine gamme de fréquences. Pour ce but, on utilise les quadripôles composés d'une façon convenable. Dans ce cas il s'agit de quadripôle dits filtres électriques.

Alors, sous le titre de filtre électrique on entendra un quadripôle (en général passif et linéaire) qui fait le transfert du signal dans une certaine région des fréquences sans (ou presque sans) affaiblissement d'une part, et tel d'autre part, que les signaux hors de cette région soient affaiblis sinon entièrement, du moins suffisamment.

D'après les positions des fréquences passantes au travers des quadripôles on distingue les filtres :

- a) filtres passe-bas
- b) filtres passe-haut
- c) filtres passe-bande
- d) filtres éliminateur-bande

Le plus couramment on emploie les cellules de type T et Π , qui par différentes combinaisons peuvent composer les filtres convenables.

.../...

.../...

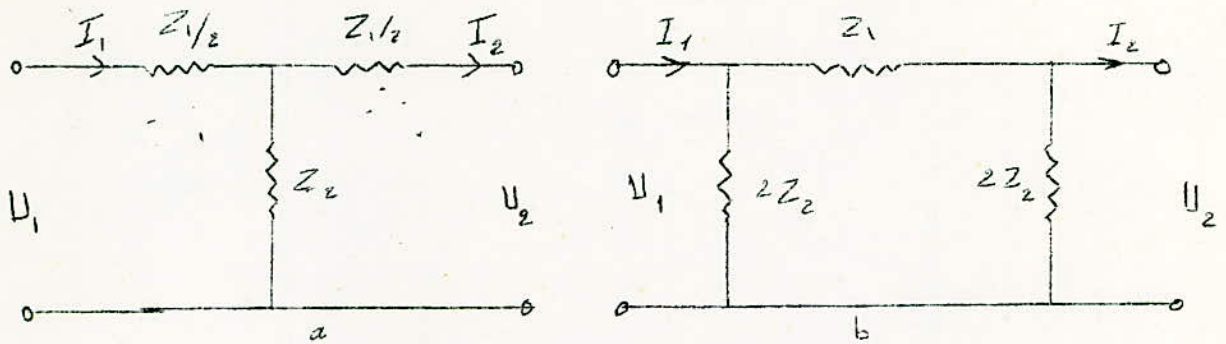


Fig 2-1

On va étudier les simples cellules T et π . Soit Z_1 l'impédance totale longitudinale d'une cellule et Z_2 l'impédance totale transversale (figure 2-1). Les matrices cascadiques de tels quadripôles pour, la cellule en T sont:

$$c_T = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} & Z_1 \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \end{bmatrix} \quad 2-1$$

et pour cellule en π :

$$[c_\pi] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} & Z_1 \\ -\frac{1}{Z_2} \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right) & 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \end{bmatrix} \quad 2-2$$

.../...

.../...

On tire de ces matrices :

$$c_{11} = c_{22} = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} = \cosh g \quad 2-3$$

Si les impédances dans les branches longitudinales et dans celles transversales sont égales, c. -à-d. si

$$Z_{1T} = Z_{1\pi} \quad \text{et} \quad Z_{2T} = Z_{2\pi}$$

dans ce cas l'exposant de transfert sur images pour les deux cellules sera aussi égal (voir 2-3).

Les impédances images peuvent s'exprimer.

Pour la cellule en T :

$$Z_{1T} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \quad 2-4$$

et pour la cellule en π :

$$Z_{1\pi} = \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}} \quad 2-5$$

On voit, d'après les relations 2-4 et 2-5 que les impédances images dépendent de la fréquence du signal, ça veut

.../...

.../...

dire que; l'adaptation parfaite d'un tel quadripôle aux circuits extérieurs sera possible simplement pour une fréquence déterminée ou au plus pour une étroite région de fréquence, mais jamais pour toute la bande passante des fréquences.

Supposons dans notre étude que, les impédances Z_1 et Z_2 ne contiennent pas des résistances, mais seulement des réactances :

$$\bar{Z}_1 = \pm jX_1 ; \quad \bar{Z}_2 = \pm jK_2,$$

où X_1, X_2 sont les valeurs absolues respectivement de la réactance totale longitudinale et de la transversale.

2

2-2 Condition de filtrage.

Si les impédances \bar{Z}_1 et \bar{Z}_2 possèdent le même signe c.-à-d. la réactance longitudinale et transversale sont du même caractère (soit inductif soit capacitif), dans ce cas, d'après 2-3 on a :

$$\begin{aligned} \cosh \frac{\bar{g}}{\bar{g}} &= \cosh(b + ja) = \\ &= \cosh bc \cos a + j \sinh b \sinh a = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2} = 1 + \frac{X_1}{2X_2} \end{aligned} \quad 2-6$$

C'est une valeur réelle positive, du reste, plus grande que 1; et par conséquent qui équilibre premier membre on doit avoir :

.../...

.../...

$$\sinh b \sin a = 0 \quad 2-7$$

Alors, on a deux possibilités, soit $\sinh b = 0$, soit $\sin a = 0$, si l'on a :

$$\sinh b = 0 \quad \text{cosh } b = 1 \quad 2-8$$

$$\text{dans ce cas } \cos Q = 1 + \frac{X_1}{2X_2} > 1 \quad 2-9$$

c'est qui est impossible - ça signifie que la relation 2-8 ne peut pas être la solution cherchée de l'équation 2-7.

L'équation 2-7 peut avoir encore un autre solution :

$$\sin a = 0 \quad 2-10$$

$$\text{et donc } \cos a = \pm 1 \quad 2-11$$

Dans ce cas, on retire de la relation 6-6 :

$$\cosh b = \pm \left(1 + \frac{X_1}{2X_2} \right) \quad 2-12$$

Mais, on sait, que $\cosh b > 1 > 0$, et par conséquent dans la relation 2-12 conviendra simplement le signe "+"; ce qui donne :

$$a = 0 \text{ ou } 2k \quad (k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots) \quad 2-13$$

L'équation 2-12 nous renseigne que, si la cellule symétrique de type T ou π possède des réactances demême caractéristiques, elle ne peut être plus qu'un filtre, purement passif, et la relation 2-13 nous indique que la transmission est égale à 1.

.../...

ère, elle ne se comporte plus comme un filtre parceque dans toute la région des fréquences $0 \leq W \leq \infty$ la transmission du signal s'effectue avec le même affaiblissement, car dans ce cas le rapport X_1 et X_2 ne dépend pas de la fréquence.

Supposons maintenant que, dans les cellules π ou en T les réactance X_1 et X_2 sont de caractères différents. Dans ce cas, les impédances \bar{Z}_1 et \bar{Z}_2 possèdent les signes opposés:

$$\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = - \frac{X_1}{X_2} < 0 \quad 2-14$$

L'équation 2-3 peut alors s'exprimer par la forme

$$\cosh b \cos a + j \sinh b \sin a = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2} = 1 - \frac{X_1}{2X_2} \quad 2-15$$

Lorsque la partie droite de cette relation est encore réelle l'équation de 2-7 reste encore valable et par conséquent aussi les solutions possibles données par les expressions 2-8 et 2-10.

Si loin, $\sinh b = 0$, la relation 2-15 nous donne :

$$\cos a = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2} \quad 2-16$$

Mais, la fonction $\cos a$ doit obeir à :

.../...

.../...

$$-1 \leq \cos a \leq 1$$

Pour que soit remplie la condition $b \neq 0$, il faut donc :

$$-1 \leq 1 + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2} \leq 1 \quad 2-17$$

Après simplification de cette inégalité on peut tirer la condition de détermination de la bande passante sans l'affaiblissement :

$$-1 \leq \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} \leq 0 \quad 2-18$$

L'impédance d'image dans cette région de la fréquence est donnée par 2-4 pour la cellule en Γ et par celle de 2-5 pour la cellule en Π . Mais, maintenant les impédances sont des différents caractères C.-à-d. $\bar{Z}_1 = \pm jX_1$, $\bar{Z}_2 = \pm jX_2$ et leur produit $\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 = X_1 X_2$ a une valeur réelle et positive. En tenant compte de ce fait et de 2-18, on voit, que les impédances images des cellules considérées dans cette région des fréquences ont des valeurs réelles. Mais leur valeur varie en fonction de la fréquence du côté de la bande passante des fréquences où

$$\frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} = -1, Z_{it} = 0 \text{ et } Z_{i\Pi} = \infty \text{ et de l'autre}$$

côté, où $\frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} = 0$, on a $Z_{it} = Z_{i\Pi} = \sqrt{X_1 X_2}$.

.../...

.../...

Etudions encore le cas, dans lequel $\sin a = 0$. A l'aide de 2-14 et 2-15 on voit que cela entraîne $\cos a = -1$, car $\cosh b \geq 1$. Ça signifie, qu'ici on doit avoir :

$$a = (2k + 1) \pi \quad (k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots) \quad 2-19$$

Dans cette région de la fréquence en accord avec 2-15 et 2-19 on a :

$$\cosh b = - (1 + \bar{Z}_1 / 2\bar{Z}_2) = X_1 / 2X_2 - 1 > 1 \quad 2-20$$

Après simplification de cette relation on tire la condition des fréquences, pour lesquelles le signal en passant par le quadripôle doit être affaibli :

$$\bar{Z}_1 / 4\bar{Z}_2 < -1 \quad 2-21$$

On voit alors que pour ces fréquences l'impédance image des quadripôles considérés a une valeur imaginaire, comme il résulte de 2-4 et 2-5.

2-2 Ligne à retard constituée avec des cellules à K constant.

Si on réalise une cellule en Π dans laquelle les branches série sont constituées par des inductances $L_0/2$ et la branche parallèle par une capacité C_0 on aura :

$$Z_1 = jL_0 \omega$$

$$Z_2 = 1/jC_0 \omega$$

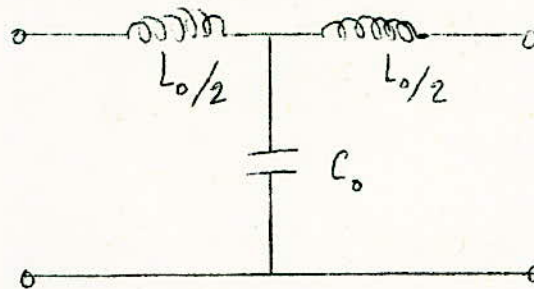
.../...

.../...

$Z_1 Z_2 = L_0 / C_0$ indépendant de la fréquence

Cette cellule désignée sous le nom de cellule à K constant.

Fig 2-2



2-2-1 Zone de filtrage et impédance itérative

Pour déterminer la zone de filtrage, nous calculons $\frac{Z_1}{4Z_2}$

$$\frac{Z_1}{4Z_2} = - \frac{L_0 C_0 \omega^2}{4}$$

on a :

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0$$

$\frac{Z_1}{4Z_2} = 0$ de cette relation on tire : $F_1 = 0$

$\frac{Z_1}{4Z_2} = -1$ de cette relation on tire : $F_2 = \frac{1}{\pi \sqrt{L_0 C_0}}$

.../...

.../...

F_2 est appelée la fréquence de coupure = F_c , la largeur de bande est égale à $F_2 - F_1 = F_c - 0 = F_c$

Nous avons donc un filtre passe-bas transmettant sans affaiblissement toute la fréquence comprise entre 0 et F_c l'impédance caractéristique est :

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2 (1 + Z_1/4Z_2)} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0} (1 - (F/F_c)^2)} = Z_0 \sqrt{1 - (F/F_c)^2}$$

2-2-2 Temps de Transmission :

La constante de phase est définie par les relations

$$\sin B/2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{L_0 C_0}} = \sqrt{\frac{L_0 C_0 w^2}{4}} = w/w_c = F/F_c = x$$

$$\cos B/2 = \sqrt{1 - \sin^2 B/2} = \sqrt{1 - x^2}$$

Le déphasage est donc $B = 2 \arcsin F/F_c$

Le déphasage est = 0 à l'origine, proportionnel à la fréquence et le temps de propagation reste constant.

Dans cette région, la valeur du temps de propagation de phase est :

$$\tau_0 = B/w$$

2-2-3 Calcul des éléments :

.../...

.../...

Les conditions d'utilisation d'une ligne à retard fixent la valeur de la fréquence de coupure et l'amplitude désirée celle de l'impédance, le temps de parcours d'une section et, par conséquent le nombre de section nécessaire pour obtenir le retard désiré, peuvent être calculés lorsque l'on connaît la fréquence de coupure.

On a en effet :

$$T_c = 1/F_c = \pi \sqrt{L_o C_o}$$

$$L_o = Z_o / \pi F_c \quad \text{avec} \quad Z_o = \sqrt{L_o / C_o}$$

$$C_o = 1 / \pi Z_o F_c$$

une ligne à retard peut être constituée par une suite de cellules en T ainsi qu'il est indiqué figure 2-2.

Toutes les formules indiquées ci-dessus sont valables le plus ~~vaut~~^{souhait} en préfère cependant donner la même valeur à toutes les inductances et l'on constitue la ligne avec des cellules en π .

On obtient alors la structure de la figure 2-3 qui diffère de la précédente par son impédance caractéristique. Laquelle à pour valeur :

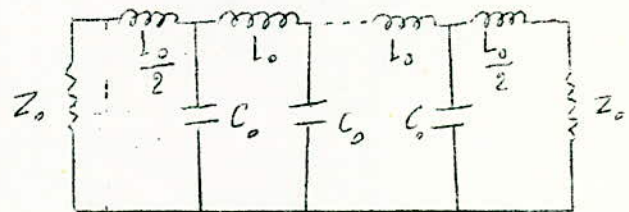


Fig 2-3

.../...

.../...

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - (F/F_c)^2}}$$

Lorsque le spectre de fréquence des signaux appliqués à l'entrée d'une ligne est plus large que la bande passante de celle-ci, la ligne présente une impédance tendant vers l'infini pour $F = \infty$

lorsqu'elle est constituée par des cellules en T. Elle tend, au contraire, vers zéro dans les mêmes conditions lorsqu'elle est constituée par des cellules en π .

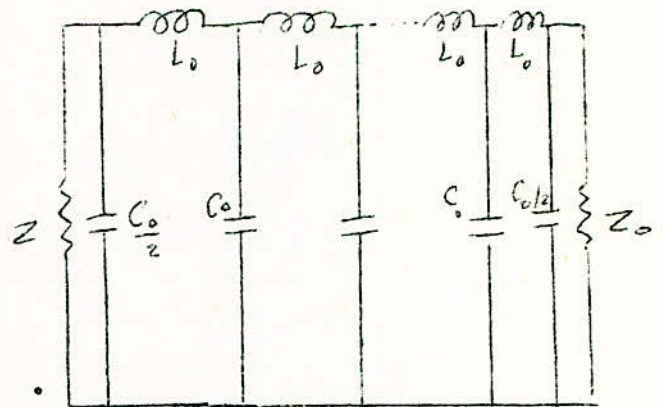


Fig 2-4

Afin d'éviter les surtensions à l'entrée de la ligne on préfère donc utiliser le second montage lorsque l'énergie contenue dans les signaux comprend une partie notable dans les fréquences situées au-dessus de la fréquence de coupure.

.../...

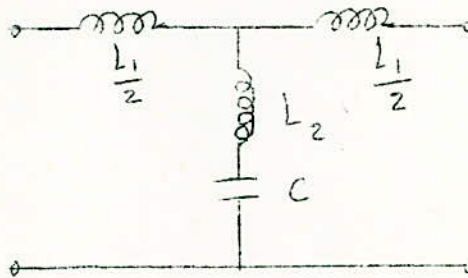
.../...

2.3 - Ligne à retard constituée avec des cellules en m :

Proposons-nous de réaliser, à partir de la cellule étudiée précédemment, une cellule dérivée en m. Celle-ci est représentée par la figure 2.5. Les valeurs de ses divers éléments sont :

$$L_1 = mL_0, \quad L_2 = \frac{1 - m^2}{4m} L_0 = \frac{L_0 - L_1^2}{4L_1}, \quad C = m c_0$$

Fig 2-5



2.3.1. Zone de filtrage et impédance caractéristique

La zone de filtrage et l'impédance itérative sont les mêmes que celles de la cellule originale.

$$F_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_0 C_0}}$$

Mais : $c_0 = \frac{c}{m} = \frac{cL_0}{L_1}$ et $L_0^2 = L_1 (L_1 + 4L_2)$ par consé-

quent :

$$F_c = \frac{1}{\pi \sqrt{(L_1 + 4L_2)}} C_0$$

L'impédance itérative est toujours :

$$Z = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \sqrt{1 - \left(\frac{F}{F_c}\right)^2} = \sqrt{\frac{L_1}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{F}{F_c}\right)^2}$$

.../...

.../...

2.3.2 - Temps de transmission :

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{4m^2 Z_1/Z_2}{(1 - m^2)Z_1/Z_2 + 4} \quad \text{avec} \quad Z_1/Z_2 = -L_0 c_0 \frac{w^2}{w_c^2} = -4 \left(\frac{w}{w_c}\right)^2$$

$$= 4 x^2$$

La constante de phase d'une cellule dérivée est donc définie par :

$$\sin \frac{B_m}{2} = \frac{mx}{\sqrt{(m^2-1)x^2 + 1}}$$

Le déphasage est donc :

$$B_m = 2 \arcsin \frac{mx}{\sqrt{(m^2-1)x^2 + 1}}$$

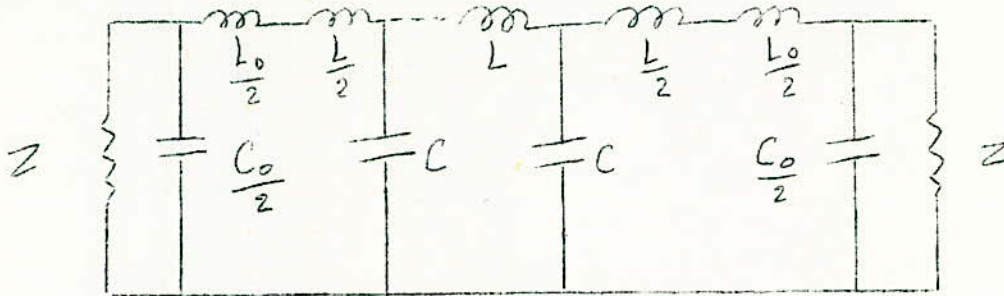
Le temps de propagation est : $\tau_0 = \frac{B_m}{w}$

Pour connaître la façon dont varie le temps de propagation en fonction de la fréquence, nous pouvons calculer les valeurs de $\tau_0 w$ en fonction de x pour différentes valeurs de m , on s'aperçoit qu'il existe une valeur optimum de m pour laquelle le temps de propagation varie peu dans une gamme de fréquence étendue. Cette valeur optimum de m est égale à 1,275.

.../...

.../...

Remarque : On peut réaliser un tel schéma de la forme :



$$L = \left(\frac{m^2+1}{2m}\right) L_0, \quad C = mc_0, \quad Z = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{F}{F_c}\right)^2}}$$

2.4 - Ligne à retard constituée avec des cellules passe-tout

Reprenons le schéma d'une cellule en m et déterminons les valeurs des éléments entrant dans la constitution de la cellule en treillis équivalente.

Une cellule en treillis est constituée par un quadripôle symétrique et équilibré comportant quatre impédances. C'est en fait un montage en pont, l'entrée s'effectuant sur une diagonale du pont et le sortie étant prise sur l'autre diagonale.

Le schéma est donné par la figure 2.6, les valeurs des éléments de la cellule en m étant :

$$L_1 = m L_0, \quad L_2 = \frac{1 - m^2}{4m} L_0, \quad C = mc_0$$

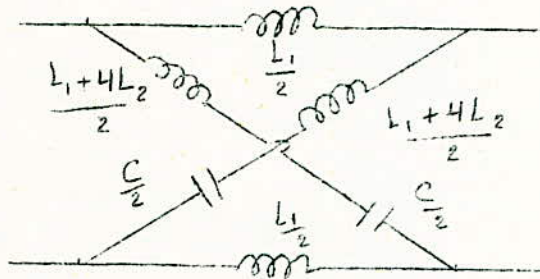
.../...

.../...

Les inductances disposées dans les diagonales de la cellule en treillis ont une valeur :

$$L_3 = \frac{L_1 + 4L_2}{2} = \frac{L_0}{2m}$$

Fig 2-7



On remarquera que l'impédance de l'inductance $L_1/2$ de la cellule en treillis est inverse de celle de la capacité $c/2$ par rapport à $Z_0 = \sqrt{L_0/c_0}$. Pour transformer la cellule en une cellule passe-tout il suffit de disposer en parallèle sur les inductances $L_1/2$ des capacités dont l'impédance soit inverse, par rapport à Z_0 de celle présentée par l'inductance L_3 . Appelons $2c_1$ une telle capacité, nous aurons :

$$\frac{1}{2 c_1 w} = \frac{L_0}{c_0} \cdot \frac{2m}{L_0 w} = \frac{2m}{c_0 w}$$

Pratiquement on utilise la cellule en treillis à laquelle on préfère la cellule en T shuntée équivalente.

$$L_1 = L_0, \quad C = mc_0, \quad L_2 = \frac{1-m^2}{4m} L_0, \quad C_1 = \frac{C_0}{4m}$$

.../...

.../....

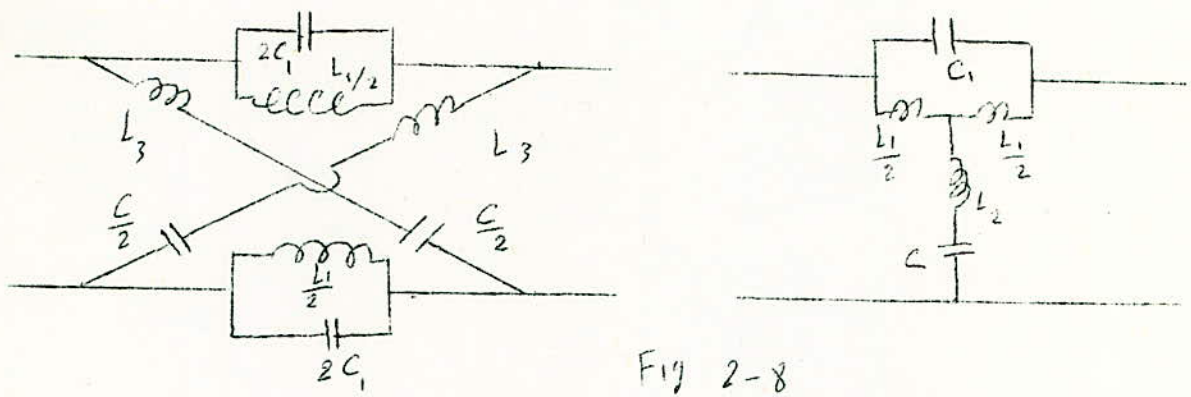


Fig 2-8

2.4.1 - Impédance caractéristique et emps de transmission :

On utilise la cellule en treillis soit Z_A l'impédance du circuit antirésonnant on a :

$$\dot{Z}_A = \frac{\frac{j m}{2} L_0 \omega \frac{2m}{j c_0 \omega}}{j \left(\frac{m}{2} L_0 \omega - \frac{2m}{c_0 \omega} \right)} = \frac{\frac{m}{2} L_0 \omega}{j \left(\frac{L_0 c_0 \omega^2 - 1}{4} \right)}$$

Appelons ω_c la pulsation à la fréquence de coupure de la cellule à K constant dont dérive notre cellule en treillis, nous aurons :

$$\frac{L_0 C_0}{4} = \frac{1}{\omega_c^2}$$

La relation de Z_A s'écrit : $Z_A = \frac{\frac{m}{2} L_0 \omega}{j \left[\left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 - 1 \right]}$

Appelons Z_B l'impédance du circuit résonnant :

.../....

.../...

$$Z_B = j \left[\frac{L_0 w}{2 m} - \frac{2 m}{C_0 w} \right] = j \frac{2}{m C_0 w} \left[\left(\frac{w}{w_c} \right)^2 - 1 \right]$$

L'impédance caractéristique de la cellule est :

$$Z = \sqrt{Z_A Z_B} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = Z_0$$

On remarquera que l'impédance caractéristique est indépendante de la fréquence. ça nous permet d'avoir une adaptation beaucoup plus convenable au circuit d'utilisation.

$$\frac{Z_A}{Z_B} = \frac{\frac{m}{2} L_0 w}{\frac{2}{m C_0 w} j^2 \left[\left(\frac{w}{w_c} \right)^2 - 1 \right]^2} = \frac{m^2 \left(\frac{w}{w_c} \right)^2}{j^2 \left[\left(\frac{w}{w_c} \right)^2 - 1 \right]^2}$$

$$\operatorname{tg} \frac{\beta}{2} = - j \sqrt{\frac{Z_A}{Z_B}} = \frac{m \left(\frac{w}{w_c} \right)}{1 - \left(\frac{w}{w_c} \right)^2}$$

Le déphasage apporté par la cellule passe-tout, est donc

$$\beta_p = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{m \frac{w}{w_c}}{1 - \left(\frac{w}{w_c} \right)^2}$$

le temps de transmission $\tau = \frac{\beta_p}{w}$.

.../...

.../...

2.5 - Ligne à retard constituée avec des groupements de cellules en m et passe-tout.

Le temps de transmission d'une cellule passe-tout varie, en fonction de la fréquence, d'une telle façon qu'il tend à compenser les variations du temps de transmission d'une cellule en m.

Au sujet de l'adaptation on remarquera que lorsqu'une cellule passe-tout est suivie d'une cellule en m. Elle n'est pas correctement adaptée que pour les fréquences basses.

Le déphasage est donné par :

$$B_{p+m} = \arcsin \frac{mx}{\sqrt{(m^2-1)x^2+1}} + \arctg \frac{mx}{1-x^2}$$

$$\text{avec : } x = \frac{F}{F_c}, \quad \tau = \frac{B_{p+m}}{w}.$$

2.5.1 - Calcul des éléments

$$Z = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{L_1}{C}}, \quad C = \frac{m}{\pi Z F_c}, \quad C_1 = \frac{C_0}{4m} = \frac{C}{4m^2}$$

$$L_1 = mL_0, \quad L_2 = \frac{1-m^2}{4m} L_0, \quad L = \frac{m^2+1}{2m} L_0$$

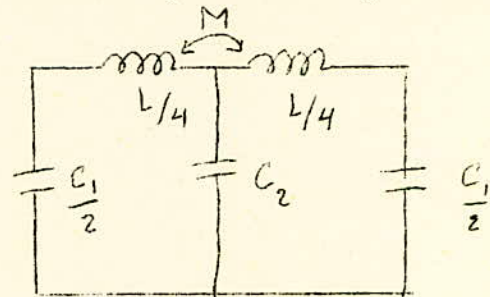
.../...

.../...

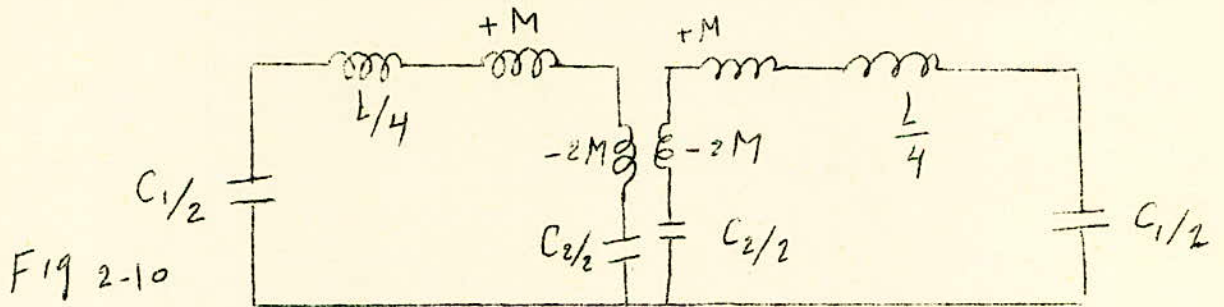
2.6 - Ligne à retard constituée avec des bobines à prise médiane.

Cette nouvelle structure est représentée par la figure 2.8.

Fig 2-9



Pour calculer l'impédance caractéristique il est commode de décomposer notre cellule en deux demi cellules et de calculer l'impédance image de chacune d'elles fig.2.9.



L'impédance en circuit ouvert d'une demi cellule est

$$Z_o = \frac{j \left(\frac{L}{4} - M \right) \omega + \frac{2}{jC_2 \omega}}{1 - \frac{C_1 \omega^2}{2} \left(\frac{L}{4} - M \right) + \frac{C_1}{C_2}}$$

.../...

.../...

L'impédance de la demi cellule en court-circuit est :

$$Z_{cc} = \frac{\frac{2}{j c_1 \omega} j \omega \left(\frac{L}{4} + M \right)}{j \omega \left(M + \frac{L}{4} \right) + 2/j c_1 \omega} = \frac{j \omega (M + L/4)}{1 - \frac{c_1 \omega^2}{2} (M + L/4)}$$

L'impédance caractéristique est : $Z = \sqrt{Z_0 Z_{cc}}$

$$Z^2 = \frac{2 (M + L/4) - C_2 \omega^2 (L^2/16 - M^2)}{C_1 + C_2 \frac{L}{4} C_1 C_2 \omega^2 - \frac{C_1^2 \omega^2}{2} (M + L/4) + C_2 \frac{C_1^2 \omega^4}{4} \left(\frac{L^2}{16} - M^2 \right)}$$

Si le couplage = 1, on a $M = \frac{L}{4}$ dans ce cas

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C_1 + C_2}} \cdot 1/(1-x^2)^{1/2}$$

ceux-ci en posant : $L c \omega^2 = 4$, et $\frac{\omega}{\omega_c} = x$

$$\text{On a : } L = \frac{L_0}{4}, \quad C_0 = C_1 + C_2$$

.../...

.../...

2.7- Ligne, Relations fondamentales, Lignes terminées sur une impédance quelconque, lignes terminées sur son impédance caractéristique.

Relations fondamentales.

Dans les transmissions des signaux électriques on rencontre souvent les circuits dont les paramètres électriques sont réparties le long de celui-ci, On ne peut plus localiser sur certain endroit la résistance, l'inductance ou la capacité. Un exemple typique est celui des lignes électriques on a deux cas:

- a) Si tous les paramètres électriques de cette ligne sont uniformément répartis, il s'agit d'une ligne homogène;
- b) inversement, si quelques paramètres ne sont pas uniformément répartis, on a la ligne non homogène.

Par la suite, on va étudier les lignes homogènes. Dans ce cas, nous aurons avantage définir les valeurs caractéristiques pour l'unité de longueur de la ligne (pour 1m, pour 100m ou pour 1km par exemple). S'ils s'agit donc d'une ligne à deux files placés parallèlement au sol, les valeurs caractéristiques définies par l'unité de longueur relatives à l'ensemble des 2files

Les constantes fondamentales uniformément répartis le long de la ligne sont : la résistance R et l'inductance L dans le sens longitudinal et la conductance G (ou la résistance de fuite) et la capacité C dans le sens transversal de la ligne. Si l'on veut calculer les constantes électriques pour une lignes de longueur l , il faut multiplier les constantes données par l'unité de longueur par cette longueur l .

.../...

Les relations entre le courant passant par la ligne et la tension, qui va se répartir sur la ligne, sont données par les équations fondamentales d'une ligne homogène :

$$\frac{dU}{dy} = I (R + pL) = IZ \quad (2.7.1)$$

$$\frac{dI}{dy} = U (G + pC) = UY \quad (2.7.2)$$

Lorsqu'on a : $dy = - dx$.

Posons $\gamma = ZY = \sqrt{(R + pL)(G + pC)}$ (2.7.3)

$$Z_e = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + pL}{G + pC}} \quad (2.7.4)$$

On voit qu'au commencement de la ligne pour $x = 0$ on a U_0 et I_0 (les conditions limites pour déterminer des constantes générales dans la solution des équations différentielles (2.7.1) et (2.7.2), donc on trouve par là les relations valables entre (U_0, I_0) distance y de l'extrémité de la ligne : *et de (U, I) correspondant à une*

$$\begin{aligned} U &= \frac{U_k + I_k Z_e}{2} e^{\gamma y} + \frac{U_k - I_k Z_e}{2} e^{-\gamma y} \\ I &= \frac{U_k + I_k Z_e}{2 Z_e} e^{\gamma y} - \frac{U_k - I_k Z_e}{2 Z_e} e^{-\gamma y} \end{aligned} \quad (2.7.5)$$

.../...

.../...

Dans ces équations les membres possèdent les termes $e^{\gamma y}$ représentent l'onde incidente respectivement de la tension et du courant et les termes avec $e^{-\gamma y}$ l'onde réfléchie de la tension et du courant. Alors :

$$U = U_i + U_r, \quad I = I_i + I_r \quad (2.7.6)$$

où

$$U_i = \frac{U_k + I_k Z_e}{2} e^{\gamma y}, \quad I_i = \frac{U_k + I_k Z_e}{2 Z_e} e^{\gamma y} = \frac{U_i}{Z_e} \quad (2.7.7)$$

et encore :

$$U_r = \frac{U_k - I_k Z_e}{2} e^{-\gamma y} \quad (2.7.8)$$

$$I_r = \frac{U_k - I_k Z_e}{2 Z_e} e^{-\gamma y} = - \frac{U_r}{Z_e}$$

En utilisant les fonctions hyperboliques nous pouvons transcrire les équations 2.7.5 sous la forme :

$$\begin{aligned} U &= U_k \cosh \gamma y + I_k Z_e \sinh \gamma y \\ I &= \frac{U_k}{Z_e} \sinh \gamma y + I_k \cosh \gamma y \end{aligned} \quad (2.7.9)$$

D'où la relation entre la tension U_0 et le courant I_0 à l'entrée et entre la tension U_k et le courant I_k à la fin de la ligne :

.../...

.../...

$$\begin{aligned}U_o &= U_k \cosh \gamma l + I_k Z_e \sinh \gamma l \\I_o &= \frac{U_k}{Z_e} \sinh \gamma l + I_k \cosh \gamma l\end{aligned}\tag{7.10}$$

a) $Z_o = Z_c$, c'est ce qui correspond à l'impédance image du quadripôle. Dans le cas d'une ligne c'est une impédance caractéristique. Cette impédance ne dépend pas de la longueur de la ligne et elle donne à chaque point de la ligne le rapport entre la tension et le courant d'une onde incidente ou réfléchie, comme cela résulte de (2.7.7) et (2.7.8).

b) $\gamma l = g$, ce qui donne la constante de transfert de toute la ligne de longueur l . Il s'en suit : $\gamma = g/l$. C'est une constante de propagation valable pour l'unité de longueur de la ligne (sa dimension se déduit de la relation (2.7.3)).

En cas général, dans l'état d'équilibre, la variation du signal appliqué sur la ligne en fonction du temps est harmonique, la constante de propagation est une grandeur complexe. On peut donc l'exprimer par : $\gamma = \beta + j\alpha$ (7-11)

ou β affaiblissement et α - le déphasage.

Mais la phase détermine aussi la vitesse de propagation d'une onde. Quand la tension et le courant varient harmoniquement en fonction du temps sur la ligne avec une période T et pour vitesse de propagation v ; αx donne le retard de la phase d'onde sur la ligne au point x (à partir du commencement de la ligne) par rapport à l'onde à l'entrée de la ligne.

.../...

Mais pour la pulsation w à un tel retard correspond le temps $T = (\alpha x)/w$; alors pour que l'onde puisse dans ce temps franchir la distance x , elle doit se propager à la vitesse $v=x/t$.

Il en résulte :

$$v = \frac{w}{\alpha} = \frac{2\pi f}{\alpha} \quad (2.7.12)$$

Une telle onde de propagation franchit dans une période la distance,

$$\lambda = vT = \frac{w}{\alpha} T = \frac{2\pi f}{\alpha} = \frac{2\pi}{\alpha} \quad (2.7.13)$$

Cette distance correspond à la longueur d'onde.

De l'équation 2.7.13 on tire pour le déphasage

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.7.14)$$

Quand la ligne est telle que $R = G = 0$, dans ce cas

$$\bar{Z}_e = \sqrt{\frac{L}{C}} = R_e - \text{Valeur réelle} \quad (2.7.15)$$

$$\bar{Y} = jw \sqrt{LC}; \quad \beta = 0; \quad \alpha = w \sqrt{LC} \quad (2.7.16)$$

Dans ce cas, il ne se produit pas affaiblissement ($\beta = 0$) sur la ligne d'où le nom la ligne sans pertes. D'une telle ligne se rapprochent les lignes fonctionnant à une fréquence élevée les valeurs wL et wC sont très grandes et par conséquent R et G par rapport aux premières sont négligeables.

.../...

.../...

Si $R \ll \omega L$ et $G \ll \omega C$, on peut écrire avec une précision suffisante (dans l'état d'équilibre) :

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1-j\frac{R}{\omega L}}{j-j\frac{G}{\omega C}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{(1-j\frac{R}{\omega L})(1+j\frac{G}{\omega C})} = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \quad (2.7.18)$$
$$\left[1 - j\frac{2}{2\omega} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right) \right]$$

et

$$\bar{Y} = j\omega \sqrt{LC} \sqrt{(1-j\frac{R}{\omega L})(1-j\frac{G}{\omega C})} = j\omega \sqrt{LC} \left[1 - j\left(\frac{R}{2L} + \frac{G}{2C}\right) \right] =$$
$$= \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} + j\omega \sqrt{LC} = \beta + j\alpha$$

d'où : $\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.7.19)$

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} \quad (2.7.20)$$

Un tel cas correspond aux lignes aériennes et aux câbles non pupinisés dans la région des fréquences supérieures à 30 kHz. Si la condition suivante est satisfaite :

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C} \quad (2.7.21)$$

.../...

.../...

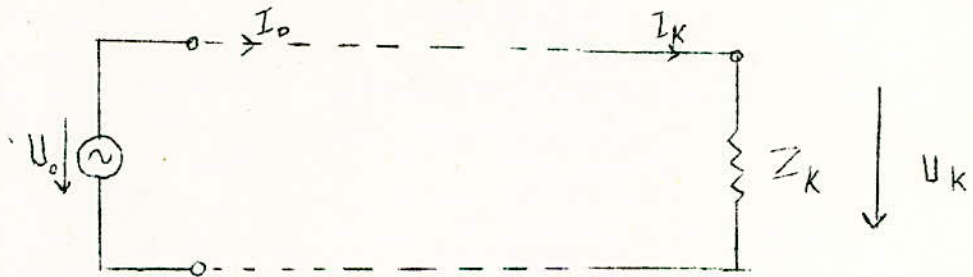
Dans ce cas, l'impédance caractéristique est purement réelle :

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = R_c$$

(comme cela résulte de la relation 2.7.17).

- Ligne terminée par une réactance quelconque.

Si la ligne est terminée par une impédance de charge Z_k quelconque, dans ce cas, on trouve :



$$Z_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{U_{ki} + U_{kr}}{I_{ki} + I_{kr}} = Z_c \frac{1 + \frac{U_{kr}}{U_{ki}}}{1 + \frac{I_{kr}}{I_{ki}}} \quad (2.7.22)$$

Dans cette équation les valeurs expriment les tensions et les courants incidents et réfléchies à la fin de la ligne (voir 2.7.7 et 2.7.8).

.../...

.../...

Désignons plus loin le rapport :

$$r = \frac{U_r}{U_i} = - \frac{I_r}{I_i} \quad (2.7.23)$$

Le rapport exprime la relation entre l'onde incidente et celle réfléchie, alors il est appelé le coefficient de réflexion. Dans ce cas, on a :

$$Z_k = Z_c \frac{1+r}{1-r} \quad (2.7.24)$$

où, en exprimant r de cette équation :

$$r = \frac{Z_k - Z_c}{Z_k + Z_c} = \frac{1 - \frac{Z_c}{Z_k}}{1 + \frac{Z_c}{Z_k}} \quad (2.7.25)$$

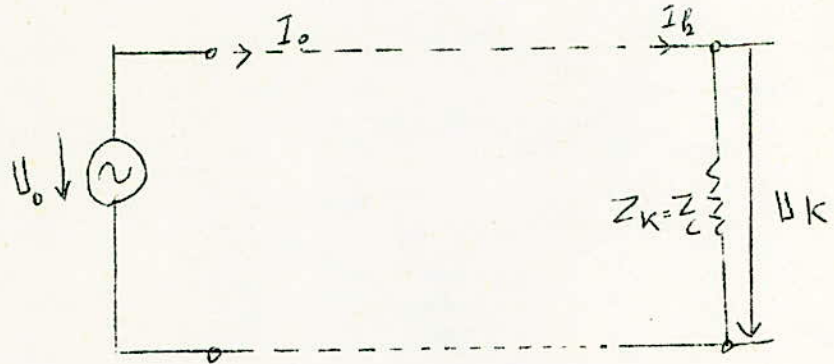
L'équation 2.7.25 montre que le coefficient de réflexion est déterminé directement par l'impédance caractéristique Z_c de la ligne et par son impédance de charge Z_k .

7.3- La ligne terminée par son impédance caractéristique.

Ce cas est représenté sur la figure suivante où $Z_k = Z_c$

.../...

.../...



et par conséquent le coefficient de réflexion de la ligne d'après 2.7.25 est $r = 0$.

Donc, il en résulte que toute l'énergie amenée à la fin de la ligne est retransmise à l'impédance de charge. On dit que la ligne est adaptée à la charge.

$$U_k = I_k Z_c \quad (2.7.26)$$

et les équations 2.7.10 vont avoir la forme :

$$\begin{aligned} U_0 &= U_k (\cosh \gamma l + \sinh \gamma l) = U_k e^{\gamma l} \\ I_0 &= I_k (\sinh \gamma l + \cosh \gamma l) = I_k e^{\gamma l} \end{aligned} \quad (2.7.27)$$

L'impédance d'entrée d'une telle ligne sera :

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0} = \frac{U_k}{I_k} = Z_c \quad (2.7.28)$$

.../...

.../...

Si l'on suppose maintenant que le signal est harmonique en fonction du temps, on peut écrire pour un état d'équilibre :

$$\begin{aligned}\bar{U}_k &= \bar{U}_0 e^{-\gamma l} = \bar{U}_0 e^{-(\beta + j\alpha)l} \\ \bar{I}_k &= \bar{I}_0 e^{-\gamma l} = \bar{I}_0 e^{-(\beta + j\alpha)l}\end{aligned}\tag{2.7.29}$$

En même temps les relations 2.7.9 prennent la forme :

$$\begin{aligned}\bar{U} &= \bar{U}_k e^{\gamma y} = \bar{U}_k e^{(\beta + j\alpha)y} \\ \bar{I} &= \bar{I}_k e^{\gamma y} = \bar{I}_k e^{(\beta + j\alpha)y}\end{aligned}\tag{2.7.30}$$

Pour $\bar{Z}_k = \bar{Z}_c$, il résulte des équations ci-dessus que l'onde incidente existe seule sur la ligne.

Si la pulsation de la tension ou du courant est encore w , dans ce cas, les valeurs instantanées de la tension et du courant sur n'importe quel point de la ligne sont donnés (sous forme complexe) par :

$$\begin{aligned}\bar{U} &= U_k e^{(j\omega t + \gamma y)} = U_k e^{[\beta y + j(\omega t + \alpha y)]} \\ \bar{I} &= I_k e^{(j\omega t + \gamma y)} = I_k e^{[\beta y + j(\omega t + \alpha y)]}\end{aligned}\tag{2.7.31}$$

et les valeurs réelles de la tension et de courant :

.../...

.../...

$$\begin{aligned}u &= U_k e^{\beta y} \cos (wt + \alpha y) \\i &= I_k e^{\beta y} \cos (wt + \alpha y)\end{aligned}\tag{2.7.32}$$

La tension et le courant varient aussi harmoniquement en temps tant le long de la ligne. Une telle onde est dite onde progressive.

Les équations 2.7.32, nous montrent que les amplitudes de la tension et de courant décroissent exponentiellement à mesure qu'on se dirige vers la fin de la ligne (ou croissent dans le sens inverse), si la ligne est avec pertes ($\beta \neq 0$), c'est-à-dire lorsqu'il s'y produit une onde amortie.

Utilisation des cellules en m dans les amplificateurs distribués.

Le signal appliqué à la grille de chaque tube amplificateur est celui disponible aux bornes de la capacité C d'une cellule, le courant d'entrée de la cellule étant I_e et celui de sortie I_s on a, en négligeant les pertes provoquées par la cellule,

$$I_s = I_e e^{-jBm}$$

La tension e_g appliquée à la grille de la lampe est :

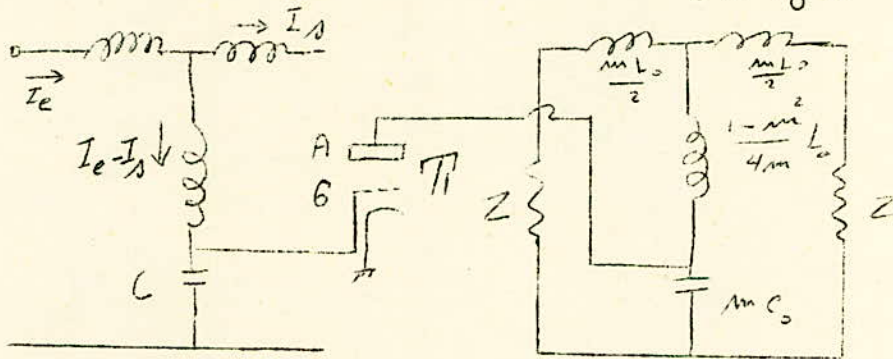
$$e_g = \frac{I_e - I_s}{j\omega C} = \frac{1 - e^{-jBm}}{j\omega C} I_e$$

.../...

.../...

La ligne étant terminée sur son impédance caractéristique Z présente à l'entrée de la cellule une impédance équivalente on désigne par e la tension à l'entrée de cellule, on a :

$$I_e = \frac{e}{Z} \quad , \quad \text{et} \quad e_g = \frac{e}{Z} \frac{1 - e^{-jBm}}{j m C_0 w}$$



On a vu en étudiant la ligne à retard pour la cellule en m , on a,

$$Z = Z_0 \sqrt{1 - x^2} \quad \text{et} \quad x = \frac{F}{F_c}$$

donc on peut écrire :

$$e_g = \frac{e}{\sqrt{1 - x^2}} \times \frac{1 - e^{-jBm}}{j 2 m x} = \frac{-2 \operatorname{tg}^2 \frac{Bm}{2} + j 2 \operatorname{tg} \frac{Bm}{2}}{1 - \operatorname{tg}^2 \frac{Bm}{2} + j 2 \operatorname{tg} \frac{Bm}{2}}$$

$$\begin{aligned} \text{mais : } 1 - e^{-jBm} &= 1 - \frac{1}{\cos bm + j \sin Bm} = \frac{j 2 \operatorname{tg} \frac{Bm}{2}}{1 + j \operatorname{tg} \frac{Bm}{2}} \\ &= \frac{j 2 \operatorname{tg} \frac{Bm}{2}}{1 + j \operatorname{tg} \frac{Bm}{2}} \end{aligned}$$

.../...

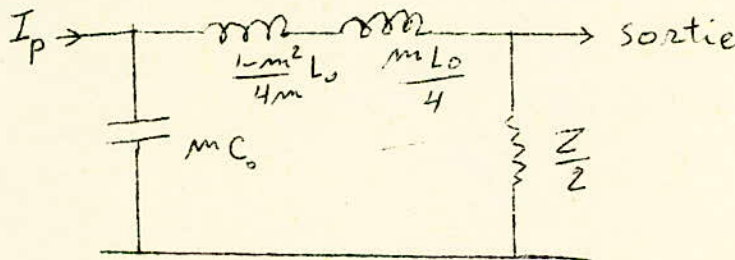
.../...

et on a;
$$\operatorname{tg} \frac{Bm}{2} = \frac{mx}{\sqrt{1-x^2}}$$

On a donc, en définitive en valeurs réelles :

$$\frac{eg}{e} = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}} \frac{1}{\sqrt{1+(m-1)x^2}}$$

La cellule constituant l'impédance de charge de la lampe étant terminée à chaque extrémité sur son impédance caractéristique, le circuit de charge est équivalent à celui présenté par la figure suivante :



$$I_z = I_p \frac{\frac{1}{j\omega C_0 \omega}}{\frac{1}{j\omega C_0 \omega} + \frac{Z}{2} + j\frac{\omega L_0}{4}} = \frac{I_p}{1 + j\omega C_0 \omega \frac{Z}{2} - \omega^2 \frac{L_0 C_0}{4}}$$

On a vu :
$$\frac{L_0 C_0}{4} = \frac{1}{\omega_c^2}, \quad x = \frac{\omega}{\omega_c}, \quad Z = Z_0 \sqrt{1-x^2}$$

.../...

.../...

$$F \sqrt{Z_0 m c_0} = m x$$

La tension à la sortie est :

$$E = \frac{Z}{2} I_z = \frac{I_p Z_0}{2} \times \frac{\sqrt{1-x^2}}{(1-x^2) + j m x \sqrt{1-x^2}}$$

$$I_p = S e g = \frac{S e}{\sqrt{1-x^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1+(m^2-1)x^2}}$$

Le gain de l'étage est $\frac{E}{e} = \frac{Z_0 S}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1-x^2} [1+(m^2-1)x^2]}$

En étudiant les lignes à retard nous avons considéré qu'une structure était d'autant plus intéressante qu'elle procurait un retard plus important, pour une fréquence de coupure et une impédance identique, ici le retard n'a qu'une importance secondaire et une structure est supérieure à une autre lorsqu'elle permet, pour un gain identique c'est-à-dire pour une impédance caractéristiques, de transmettre une bande de fréquence plus grande, si nous remplaçons des cellules à K constantes, possédant des capacités C et des inductances, L, par des cellules en m ayant des capacités identiques, il faudra, pour obtenir une même impédance, que les inductances soient également semblables. La fréquence de coupure de ces cellules en m sera la même que celle de cellule à K constant ayant des capacités $C_0 = \frac{C}{m}$ et $L_0 = \frac{L}{m}$, c'est-à-dire que cette

.../...

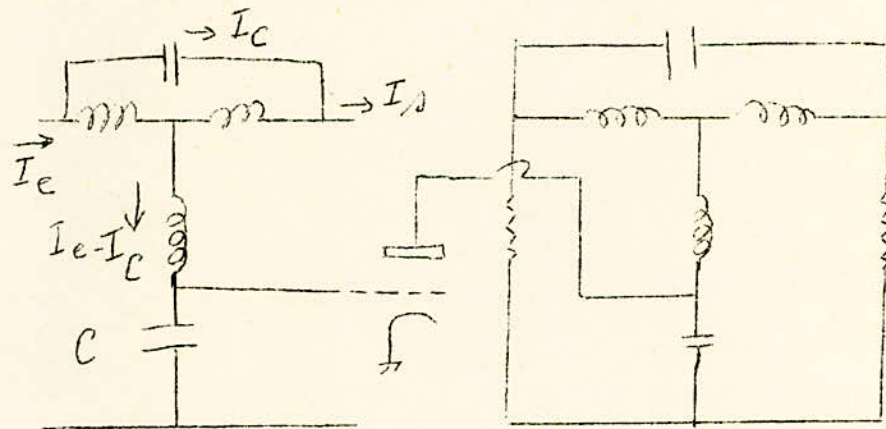
.../...

fréquence de coupure sera m fois plus élevée que celle à K constant de référence.

Utilisation des cellules passe-tout dans les amplificateurs distribués.

Le calcul de l'amplification obtenue à l'aide de cellule passe-tout se conduit de la même manière que dans le cas où l'on utilise des cellules en m. Le courant traversant la capacité est :

$$(I_e - I_c) - (I_s - I_c) = I_e - I_s$$



La tension appliquée à la grille est :

$$e_g = \frac{I_e - I_s}{j\omega C} = \frac{e_o}{Z_o} \frac{1 - e^{-jBp}}{j\omega C_o} = e_o \frac{1 - e^{-jBp}}{j2m x}$$

.../...

.../...

Z_0 est l'impédance caractéristique de la cellule passe-tout pour la cellule passe-tout, on a :

$$\operatorname{tg} \frac{B_p}{2} = \frac{mx}{1-x^2}, \quad 1-e^{-jB_p} = \frac{j 2 \operatorname{tg} \frac{B_p}{2}}{1 + j \operatorname{tg} \frac{B_p}{2}} = \frac{j 2 m x}{(1-x^2)+jmx}$$

Ce qui donne en valeur réelle :

$$\frac{eg}{e_0} = \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + m^2 x^2}}$$

Le circuit équivalent à l'impédance de la plaque est le même que dans le cas de la cellule en m avec $Z = Z_0 \sqrt{1-x^2}$ donc la tension à l'extrémité de la ligne est :

$$E = \frac{I_p Z_0}{2} \times \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + m^2 x^2}}$$

$$I_p = S eg = \frac{S eg}{\sqrt{(1-x^2)^2 + m^2 x^2}}$$

Le gain en valeur réelle est :

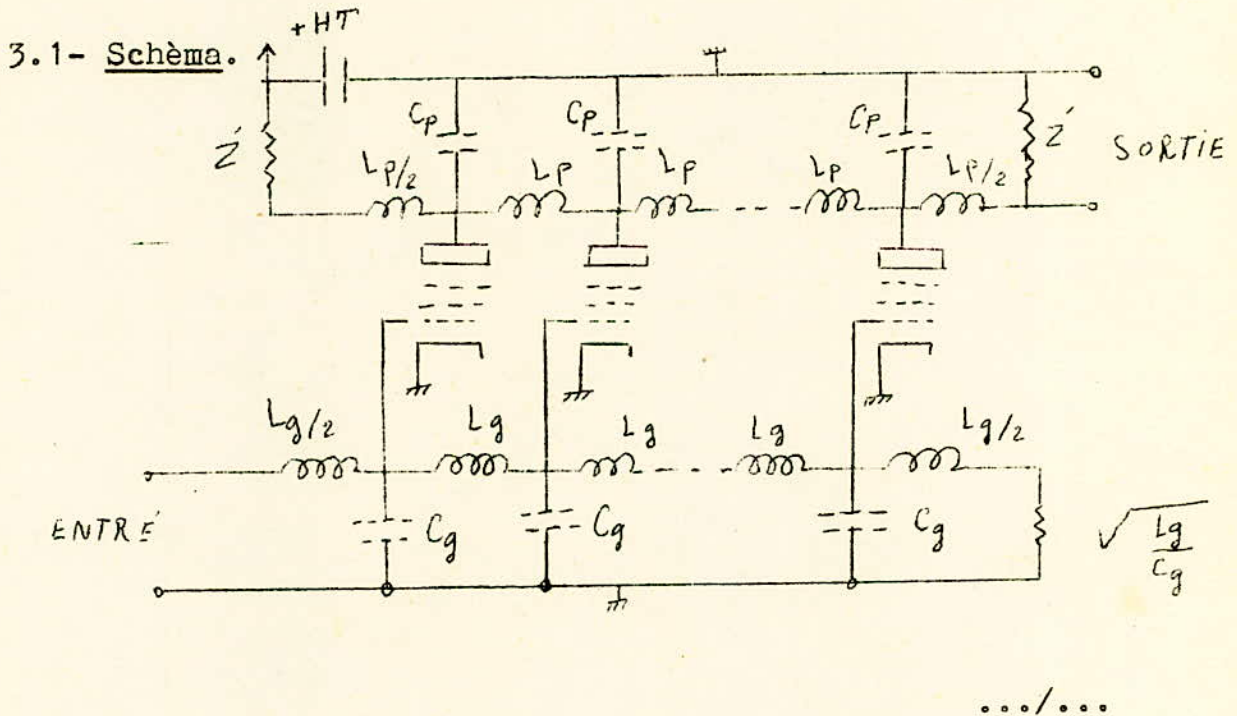
$$\frac{E}{e_0} = \frac{S Z_0}{2} \times \frac{1}{\left[(1-x^2)^2 + m^2 x^2 \right]}$$

.../...

C H A P I T R E III

AMPLIFICATEUR DISTRIBUE

- Schéma
- Fonctionnement
- Remarque
- Amplificateur distribué en cascade
- Comparaison entre l'amplificateur distribué et l'amplificateur normal au point de vue gain et bande passante
- Pratique, Schéma, à réaliser, Calcul des éléments, remarque sur la pratique, courbe A = (F).



.../...

3.2- Fonctionnement :

Les capacités parasites des tubes et des connexions sont utilisées pour constituer avec des petites self-inductances des éléments de ligne à retard placés entre les grilles et les plaques des étages successifs qu'il soit sur la ligne des grilles ou sur la ligne des anodes, chaque élément introduit le même retard ζ , soit un signal U_n appliqué à l'entrée ce signal se propage dans la ligne de grille $\{L_g, C_g\}$ et il va alimenter tous les tubes puis absorbé par la charge $\sqrt{\frac{L_g}{C_g}}$ terminale, cette charge terminale est égale à l'impédance caractéristique de la ligne de grille c'est-à-dire la ligne de grille est adaptée et par conséquent il n'y a pas de réflexion.

Considérons la pentode de rang P : le signal U_n parvient à sa grille avec un retard $P\zeta$, le courant anodique i_p débité par chaque pentode se divise en deux parties égales, l'une va vers la gauche où la ligne est terminée par une impédance Z' égale à son impédance caractéristique, en sorte qu'il n'y a pas de réflexion, l'autre moitié $\frac{i_p}{2}$ se dirige vers la droite et parvient à la sortie après un retard $(n - P)\zeta$ parce qu'elle franchit $n - p$ cellules.

Le retard total entre U_n et le courant arrivant sur la charge est donc : $P\zeta + (n - P)\zeta = n\zeta$ donc indépendant de P , c'est-à-dire du chemin suivi par le signal à amplifier entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Chaque tube crée dans Z'

.../...

.../...

(Z' est l'impédance terminale = à l'impédance caractéristique de la ligne de plaque).

un courant $\frac{i_p}{2}$, $\frac{i_p}{2} = \frac{IS}{2} U_m$.

Le courant total étant $n \frac{i_p}{2}$ donne aux bornes de Z' une d.d.p.

$$U_s = \frac{1}{2} U_m S n Z'$$

Le gain de tous les étages réunis est :

$$A = \frac{U_s}{U_n} = \frac{1}{2} S n Z' \quad (1)$$

S étant la pente de tube, Z' impédance de charge = l'impédance caractéristique de ligne de l'anode, n nombre des tubes.

La fréquence limite supérieure d'un amplificateur est considéré déterminé par la fréquence de coupure de la ligne à retard.

Les fréquences de coupure pour les deux lignes [ligne de grille et ligne de plaque] sont identique puisque le retard par section et le même pour les deux.

3.3- Remarque.

Le gain d'un amplificateur distribué est déterminé par la somme des gains de chaque étage donc ce gain augmente si on augmente le nombre des étages, d'autre part la fréquence limite supérieure d'un amplificateur n'est pas diminuée avec le nombre

~~4/7/1947~~ ...

.../...

des étages additionnels car la fréquence de coupure de la ligne à retard n'est pas fonction du nombre des étages.

3.4- Amplificateur en cascade.

Pour mettre deux étages en cascade on coupe la sortie de I c'est-à-dire la ligne de plaque à l'entrée de la deuxième en général les deux lignes [lignes de grille et ligne de plaque] On des impédances caractéristiques différentes, donc on aura une impédance transformée doit être interposée entre les deux lignes la transformation d'impédance qu'adopte l'impédance Z (de la ligne de grille) à l'impédance Z' (de la ligne de plaque) va produire simultanément une transformation de tension dans le rapport $(\frac{Z}{Z'})^{1/2}$ par conséquence de l'équation (1) on tire :

$$A = \frac{1}{2} n S Z' \sqrt{\frac{Z}{Z'}} = \frac{1}{2} n S \sqrt{Z Z'} \quad (2)$$

Si on a M étage, le gain sera $G : G = A^m$ de cette relation on tire $A = (G)^{\frac{1}{m}}$, l'équation (2) nous donne :

$$n = \frac{2 A}{S \sqrt{Z Z'}}$$

Le nombre des tubes utilisés dans le m étage sont N :

$$N = n \cdot m = \frac{2m A}{S \sqrt{Z Z'}} = \frac{2 m G^{\frac{1}{m}}}{S \sqrt{Z Z'}}$$

.../...

.../...

Le nombre minimal des tubes pour un gain fixe et une impédance de ligne fixe est donnée par :

$$\frac{dN}{dm} = 0, \quad \text{donc} \quad m = \log G,$$

On a $G = A^m = e^m$ de cette relation on tire $A = e = 2,718$

Calcul de la bande passante.

$$\text{on a : } Z = \sqrt{\frac{L_g}{C_g}}, \quad Z' = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$$

On a vu que le retard pour les deux lignes [ligne de grilles et ligne de plaque] est identique donc on peut écrire :

$$L_p C_p = C_g L_g$$

$$\text{La fréquence de coupure est : } F_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_g C_g}}$$

Si $A = e = 2,718$ la fréquence de coupure sera dans ce cas

$$F_c = \frac{n S}{2 \pi e \sqrt{C_p C_g}} \quad \text{est la bande passante d'un seul étage.}$$

n : nombre de tubes dans un étage

Si on a un étage en cascade la bande passante sera divisée par \sqrt{m} donc

.../...

.../...

$$F_{(m),c} = \frac{n}{\sqrt{m}} \frac{S}{2 \pi e} \times \frac{1}{\sqrt{C_p C_g}}$$

3.5- Comparaison entre l'amplificateur normal et l'amplificateur distribué au point de vue de la bande passante.

On a vu dans le chapitre I que pour un seul étage le gain est : $A = S Z_p$, Z_p est l'impédance de charge.

Si on a n étage le gain sera : $A = (S Z_p)^n$

On a vu aussi dans le chapitre I que la fréquence limite supérieure pour n étage est :

$$F_{es} = \frac{1}{2 \pi Z_p Z_{s\sqrt{n}}}$$

C_s était la somme des capacités d'entrée et de sortie de chaque étage. On définit le facteur de mérite par le produit du gain par la bande passante et il est donné par la relation $F = \frac{S}{2 \pi C_s}$

A l'aide de deux dernières équations on tire :

$$F = F_{e,s} A^{\frac{1}{n}} \sqrt{m}$$

Exemple numérique :

.../...

.../...

Pour les tubes 6AK5 tel que :

$$S = 5,1 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$C_s = 6,8 \text{ PF.}$$

$$F = 120 \cdot 10^6 / \text{s}$$

La fréquence limite ^{supérieure} sera maximum pour une valeur donnée du gain si $n = 2 \log A$, pour $A = e^2$ on aura $n = 4$.

Dans ce cas $F_{ls} = 36,4 \text{ MHz}$ [pour un amplificateur normale]

Et si on calcul la fréquence limite supérieure dans les mêmes conditions que précédent on trouve sachant que :

$$C_g = 4 \text{ PF}$$

$$C_p = 2,8 \text{ PF}$$

pour le tube 6AK5 [$F_{ls} = 126 \text{ MHz}$]

Pour un ampli. distribué en cascade

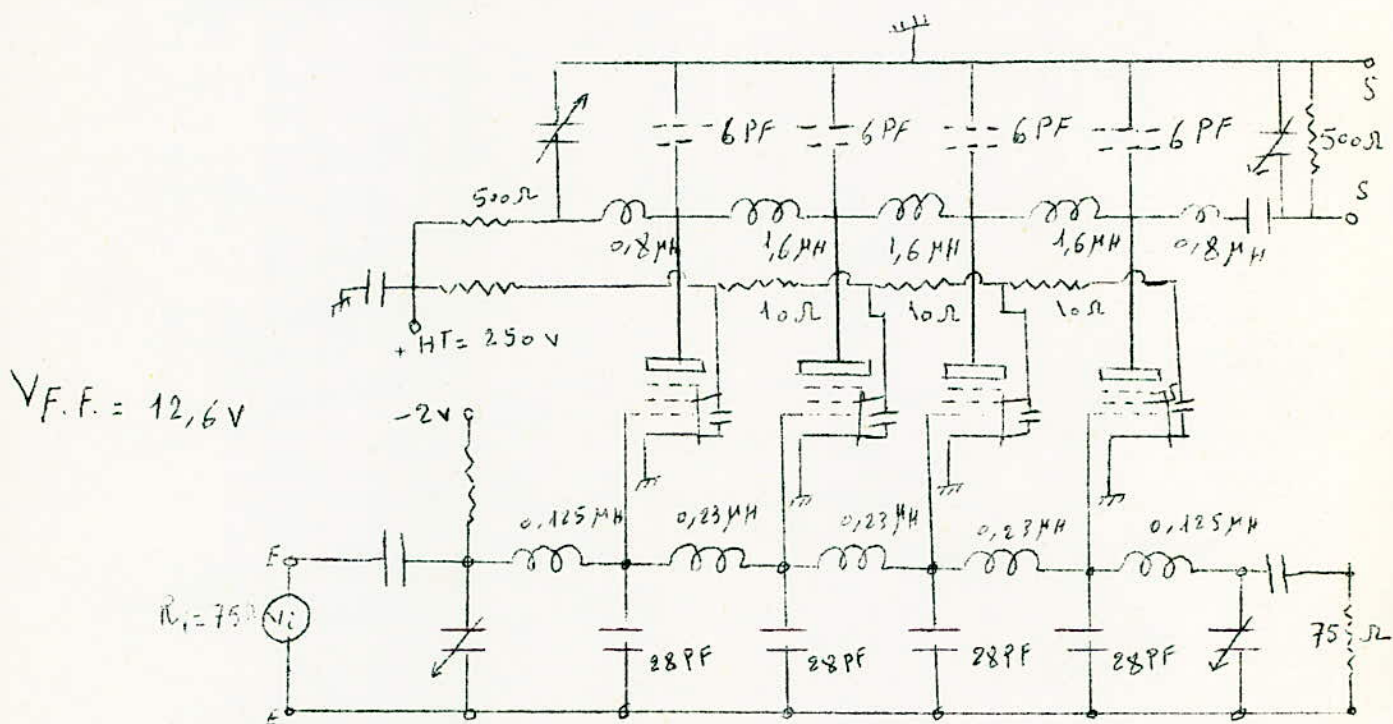
On voit que la bande passante dans le cas de l'amplificateur distribué en cascade est 4 fois plus grande que dans le cas normal dans les mêmes conditions de l'utilisation.

[Faint handwritten notes and calculations at the bottom of the page]

.../...

3.6- Pratique, schéma à réaliser, Calcul des éléments, Remarque sur la pratique, courbe $A = \psi(F)$.

Schéma à réaliser :



Calcul des éléments :

Les lignes sont terminées par ses impédances caractéristiques qui servent à adapter les lignes. On choisit l'impédance caractéristique de la ligne de grille de l'ordre de 75 Ω , Cette ^{faible} impédance est choisie pour diminuer l'effet de charge due au temps de transit. On choisit la fréquence de coupure de la ligne 100 MHz.

.../...

.../...

La fréquence de coupure est la même pour les 2 lignes

$$\text{On a : } C_g = \frac{1}{\pi Z_g f_c} = \frac{1}{3,14 \times 75 \times 100 \cdot 10^6} = 4 \text{ IPF}$$

Et comme les tubes qu'on utilise ont des capacités-parasites d'entrée égales à 13 PF donc nous ajoutons une capacité égale à $41 - 13 = 28$ PF relié à la grille de chaque tube.

$$L_g = \frac{Z_g}{\pi f_c} = \frac{75}{3,14 \cdot 10^8} = 0,23 \mu\text{H}$$

On fait des selfs à l'aide d'un Q-mètre qui sert à mesurer les selfs.

Pour calculer les éléments de la ligne de plaque on suit la même méthode :

$$C_p = \frac{1}{\pi Z_p f_c} = 6 \text{ PF}$$

Et comme les tubes qu'on utilise ont des capacités-parasites de sortie égales à 5,5 PF donc on n'ajoute pas des capacités dans la ligne de plaque.

$$L_p = \frac{Z_p}{\pi f_c} = 1,6 \mu\text{H}$$

Calcul de l'amplification :

$$A = \frac{1}{2} n S Z_p = \frac{1}{2} \times 4 \times 25 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 25$$

Calcul de la fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_p C_p}} = 100 \text{ MHz}$$

.../...

.../...

Remarque : l'Impédance caractéristique de la ligne de plaque est choisie de l'ordre de 500 .

On voit que le retard sur la ligne de plaque est égale à celui de la ligne de grille car on a : $C_p L_p = C_g L_g$.

On a vu dans la théorie de l'amplificateur distribué que la bande de fréquence de l'amplificateur est limité par la fréquence de coupure de la ligne à retard. En réalité, si on augmente la fréquence, l'impédance vue en regardant la grille du tube précédent présente une composante résistive, l'impédance d'entrée du tube sera la somme de deux composantes dont l'une est capacitive et l'autre résistive, la composante résistive est due à la présence de l'impédance produite par la mise à la masse de la cathode, à cause de cette composante il faut que la connexion de la cathode à la masse se fait la plus courte et directe possible, mais en tous cas il va présenter un certain résiduelle conductance à la grille.

La deuxième source de la charge inductive est l'effet du temps de transit d'un électron à travers le tube. Pour un signal sinusoïdal, la charge due au temps de transit augmente quand la période du phénomène est petite par rapport au temps de transit. Toutes ces composantes inductives est proportionnelle au carré de la fréquence. On note aussi que la charge ramenée à la grille par l'effet du temps de transit est déjà importante et le niveau de signal dans la ligne de grille tombe pour la fréquence peu inférieure à la fréquence limite

.../...

.../...

supérieure, cette effet est contre par l'impédance de la ligne de plaque, qu'elle augmente quand la fréquence approche de la fréquence de coupure, on peut dire que le gain reste uniforme pour une fréquence très proche de la fréquence de coupure ou même égale.

On voit en traçant la courbe $A = \psi (F)$
Amplification en fonction de la fréquence
que la fréquence limite supérieure est > 30 MHz
et la fréquence limite inférieure est $= 50$ Hz
donc la fréquence de coupure obtenue en pratique est plus grande de 30 MHz.

Les tubes utilisés sont EL 183 ils possèdent :

$$S = 25 \text{ m A/V}$$

=====o00o=====

Essai Pratique :

Matériel utilisé

- Générateur HF 931 H, sonde 669 B
- Générateur BF 62
- Alimentation
- Voltmètre Electronique 306 A métrix

essai :

On branche l'alimentation et on fixe $V_g = -2 \text{ V}$, $V_{ht} = 250 \text{ V}$
 $V_{ff} = 12 \text{ V}$.

On branche la sortie atténuée du générateur HF à l'entrée de l'amplificateur, le voltmètre sera branché à la sortie de l'amplificateur.

Pour chaque valeur de F (gamme 50 KHz jusqu'à 30 MHz) on mesure :
la tension à la sortie en maintenant la tension à l'entrée de l'amplificateur constante toujours. On remplace le générateur HF par le générateur BF et on refait la mesure pour la gamme de fréquence 300 Hz jusqu'à 50 KHz.

On trace la courbe $A = \psi (F)$.

on remarque que $A =$ le gain de l'amplificateur :

$$A \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$$

$V_2 =$ la tension à la sortie de l'amplificateur

$V_1 =$ la tension à l'entrée de l'amplificateur.

Remarque :

- on n'a pas pu prendre de mesure pour $F < 30 \text{ MHz}$ car la fréquence de coupure du voltmètre utilisé est égal à 30 MHz.

(donc on ne peut pas relever les valeurs pour $F > 30$ MHz)

de plus dans notre laboratoire il n'existe pas un voltmètre qui a de la fréquence de coupure plus grand de 30 MHz, à partir de la courbe obtenue on voit que la fréquence limite inférieur = 550 Hz, la fréquence limite supérieur > 30 MHz. Donc la fréquence de coupure est plus grande de 30 MHz.

A (dB)	28,2	29,2	29,8	31	32	32,7	32,6	32,6	32,8	32,8
F (Hz)	300	400	550	10^3	$3 \cdot 10^3$	10^4	$2 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^4$	$4 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$

A (dB)	32,8	32,6	32,4	32,4	32,3	32,3	32,2	32,2	32,3	
F (Hz)	10^5	$15 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	$5 \cdot 10^5$	10^6	$2 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	

A (dB)	32,4	32,5	32,6	32,65	32,7	32,75	32,75	32,65	32,4	32,4
F (Hz)	$4 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$6 \cdot 10^6$	$7 \cdot 10^6$	$8 \cdot 10^6$	$9 \cdot 10^6$	10^7	$15 \cdot 10^6$	$16 \cdot 10^6$	$17 \cdot 10^6$

A (dB)	32,4	32,1	32,1	32,1	32,15	32,15	32,4	32,35		
F (Hz)	$18 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^7$	$21 \cdot 10^6$	$22 \cdot 10^6$	$23 \cdot 10^6$	$25 \cdot 10^6$	$28 \cdot 10^6$	$30 \cdot 10^6$		

B I B L I O G R A P H I E

- Pulse-Digitale and Switching Waveformes
- Théorie des Circuits T. III. T. 1 (J. SLOSIAR)
- Les lignes à retard (GASTON Potier Paris 1953)
- Les filtres Electroniques 3° Edition (Pierre DAVID)
- Electronique T. 1 (ROBERT Guillien)

=====o000o=====