

3/67
3

UNIVERSITE D'ALGER
ELECTRONIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES



étude et réalisation
d'un
multiplicateur de fréquence



par M^d BENOUALI
1967

Ecole Nationale Polytechnique

Section : Télécommunications

Reçu le 15/6/67
Moussini
gh

Département Télécommunications

PROJET de FIN d'ETUDES
étude et réalisation
d'un multiplicateur de fréquence

Présenté par : Mohamed BENOUALI
Pour l'obtention du diplôme d'INGENIEUR

Sujet proposé par Mr. J. SLOSIAR

ALGER - JUIN 1967

AVANT - PROPOS

La réalisation du multiplicateur a été effectuée au laboratoire de Télécommunications et restera la propriété de ce laboratoire.

Je tiens à remercier Mr. Slossiar qui m'a assisté pendant la réalisation de ce projet, pour ses conseils et son dévouement.

Je remercie aussi les employés du laboratoire pour leur amabilité et leur dévouement, ainsi que les employés au tirage qui ont contribué à la réalisation de ce fascicule.

TABLE des MATIERES

	Pages
<u>Introduction</u>	1
1. Généralités	
2. Définition de la multiplication de fréquence	
3. Principe de la multiplication de fréquence	
<u>Etude théorique de la multiplication de fréquence</u>	5
A. Génération d'harmoniques	
1. Rapels sur la classe C	
2. Application à la multiplication de fréquence	
B. Filtrage	
1. Différents modes de filtrage	
a. circuit bouchon	
b. circuits couplés	
2. Avantages des circuits couplés et accordés	
<u>Calcul et réalisation d'un multiplicateur de fréquence</u>	28
A. Avant-projet	
1. Choix des éléments	
a. Ses lampes	
b. Ses filtres	
2. Caractéristiques du multiplicateur à réaliser	
3. Calcul du multiplicateur	
B. Réalisation pratique	
1. Accord des transformateurs HF	
2. Alimentations - Découplages - Liaisons	
3. Construction	
C. Mesures	
1. Mesures préliminaires	
a. Vérification de la multiplication	
b. Vérifications des caractéristiques calculées	
2. Relevé des courbes de réponse des 3 étages	
3. Distorsion	
4. Stabilité en fréquence	
5. Mesure de la fréquence avec précision	
D. Conclusions	
1. Relatives à la réalisation pratique.	
2. Relatives aux mesures	
<u>Conclusion générale</u>	57

INTRODUCTION

1. Généralités:

La nécessité d'avoir des fréquences de plus en plus élevées, pour le fonctionnement de divers appareils électroniques, a poussé les ingénieurs à imaginer des dispositifs qui permettent, à partir de fréquences basses, d'obtenir des fréquences beaucoup plus grandes, allant jusqu'à quelques centaines de mégahertz.

Cette opération est réalisée par "le multiplicateur de fréquence", couramment utilisé dans les émetteurs d'ondes courtes et dans certains générateurs haute fréquence.

2. Définition de la multiplication de fréquence

La multiplication de fréquence consiste à engendrer un signal périodique synchrone du signal d'entrée contenant un grand nombre d'harmoniques, et à en extraire à l'aide d'un filtre passe-bande l'harmonique désiré.

Les harmoniques sont engendrés, à l'aide d'éléments non linéaires tels que :

- inductances à noyau de fer
- diodes
- amplificateurs non linéaires

Dans notre étude qui suivra nous utiliserons ce dernier mode de génération d'harmoniques.

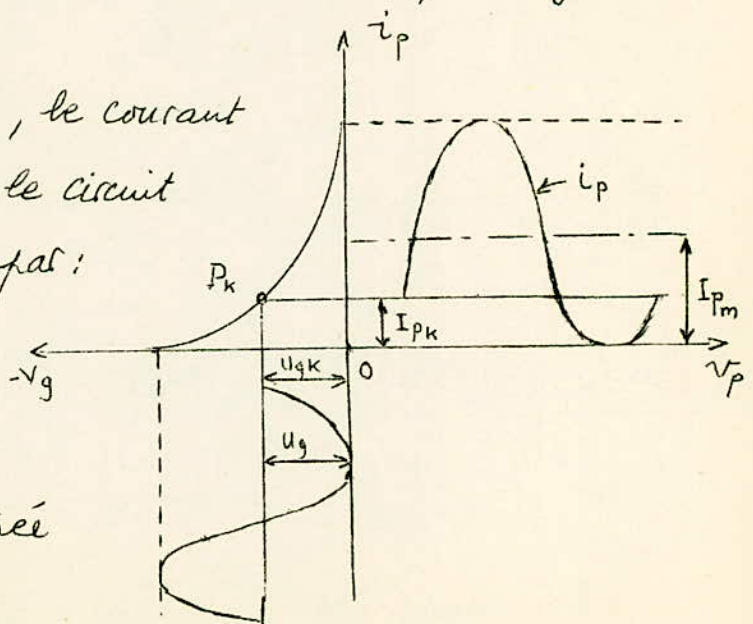
3. Principe de la multiplication de fréquence utilisant un amplificateur non-linéaire:

On dit qu'un amplificateur fonctionne en régime non linéaire, lorsque son point de fonctionnement est choisi dans la partie incurvée de sa caractéristique dynamique --

Dans le cas général, le courant total circulant dans le circuit de plaque est donné par :

$$I_{pT} = I_{pK} + a_1 u_g + a_2 u_g^2 + \dots + a_n u_g \quad (1)$$

Si la tension d'entrée est sinusoïdale :



soit $u_g = U_g \sin \omega t$

(1) s'écrit alors :

$$I_{p_t} = I_{p_k} + a_1 U_g \sin \omega t + a_2 (U_g \sin \omega t)^2 + \dots + a_n (U_g \sin \omega t)^n$$

si on considère par exemple que la caractéristique possède un degré de non-linéarité d'ordre 3 on aurait dans ce cas :

$$\begin{aligned} I_{p_t} &= I_{p_k} + a_1 U_g \sin \omega t + a_2 U_g^2 \sin^2 \omega t + a_3 U_g^3 \sin^3 \omega t \\ &= I_{p_k} + a_1 U_g \sin \omega t + \frac{a_2}{2} U_g^2 - \frac{a_2}{2} U_g^2 \cos 2\omega t - \frac{1}{4} a_3 U_g^3 \sin 3\omega t \\ &\quad + \frac{3}{4} a_3 U_g^3 \sin \omega t. \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{p_t} = \left(I_{p_k} + \frac{1}{2} a_2 U_g^2 \right) + a_1 U_g \left(1 + \frac{4}{3} \frac{a_3}{a_1} U_g^2 \right) \sin \omega t - \frac{1}{2} a_2 U_g^2 \cos 2\omega t - \frac{1}{4} a_3 U_g^3 \sin 3\omega t}$$

Nous voyons apparaître dans l'expression du courant plaque les harmoniques 2ω et 3ω .

Pour augmenter le nombre d'harmoniques, on utilise des amplificateurs fonctionnant en classe C, dont le point de fonctionnement est situé à une distance au moins égale à trois fois la valeur correspondant au recul de grille.

La multiplication de fréquence est obtenue en insérant dans le circuit de plaque un circuit oscillant accordé sur la fréquence

multiple de la fréquence du signal d'entrée, nous ne pouvons cependant pas aller au-delà du 5^e harmonique car le rendement diminue très vite.

Le plus important dans la réalisation d'un multiplicateur de fréquence, une fois le mode de génération d'harmoniques adopté est le circuit oscillant accordé sur l'harmonique désiré, nous sommes donc ramenés à un problème de filtre que nous nous proposerons de résoudre avec beaucoup de soins, nous utilisons à cet effet des transformateurs haute fréquence à primaire et secondaire accordés, qui présentent beaucoup d'avantages sur les autres moyens de filtrage.

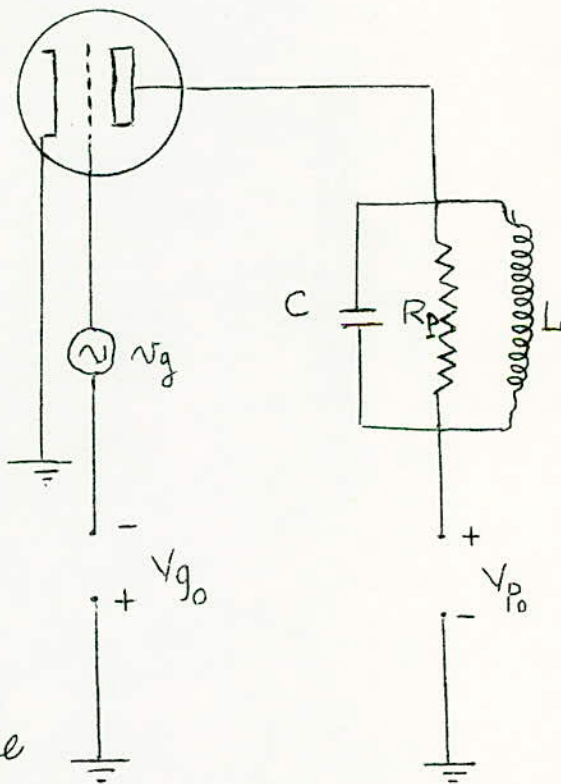
ETUDE THEORIQUE de la multiplication de fréquence

A - Génération d'harmoniques

1 - Rappels sur la classe C :

Lorsqu'un amplificateur fonctionne en classe C, sa grille est polarisée plus fortement qu'il n'est nécessaire afin d'annuler le courant de repos I_p .

Si la charge est un résonateur accordé sur la pulsation ω , la chute de tension produite par la charge n'est appréciable que pour la composante fondamentale $I_p \cos \omega t$, les tensions de grille et de plaque s'écrivent dans ce cas :



$$\begin{cases} v_g = -V_{g_0} + V_g \cos \omega t \\ v_p = +V_{p_0} - R_p I_p \cos \omega t \end{cases}$$

Dans ce cas le courant anodique est constitué par des fractions de sinusoides dont la largeur dépend de l'angle d'ouverture θ_0 que nous calculerons :

l'équation fondamentale linéaire reste valable pendant l'intervalle de temps : $(-\theta_0, +\theta_0)$ où le courant passe :

$$R_i i_p = v_p + \mu v_g + U_0$$

s'écrit :

$$R_i i_p = (V_p - R_p I_p \cos \omega t) + \mu (-V_{g_0} + V_g \cos \omega t) + U_0 \quad (1)$$

$$= V_0 + (\mu V_g - R_p I_p) \cos \omega t$$

$$\text{avec } V_0 = U_0 + V_p - \mu V_{g_0}$$

le courant i_p s'annule aux limites :

$$\omega t = \pm \theta_0, \text{ soit :}$$

$$0 = V_0 + (\mu V_g - R_p I_p) \cos \theta_0$$

$$\Rightarrow \boxed{\cos \theta_0 = \frac{-V_0}{\mu V_g - R_p I_p}}$$

l'équation (1) s'écrit alors :

$$R_i i_p = (\mu V_g - R_p I_p) (\cos \omega t - \cos \theta_0)$$

$$\Rightarrow i_p = \frac{1}{R_i} (\mu V_g - R_p I_p) (\cos \omega t - \cos \theta_0) \quad (2)$$

Développons i_p en série de Fourier :
 nous obtenons : dans l'intervalle de temps
 $(-\theta_0, +\theta_0)$:

- le courant moyen :

$$I_{p_0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} i_p d(\omega t) = \frac{1}{2\pi R_i} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} (\mu V_g - R_p I_p) (\cos \omega t - \cos \theta_0) d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi R_i} \int_0^{+\theta_0} (\mu V_g - R_p I_p) (\cos \omega t - \cos \theta_0) d(\omega t)$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{p_0} = \frac{\mu V_g - R_p I_p}{R_i} \times \frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{\pi}}$$

- la composante fondamentale :

$$I_p = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} i_p \cos \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi R_i} \int_0^{+\theta_0} (\mu V_g - R_p I_p) (\cos^2 \omega t - \cos \theta_0 \cos \omega t) d(\omega t)$$

$$= \frac{\mu V_g - R_p I_p}{R_i} \times \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{\pi}$$

$$\Rightarrow \boxed{I_p = \frac{\mu V_g}{R_p + y R_i}} \quad \text{avec} \quad y = \frac{\pi}{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}$$

- on en déduit le rapport :

$$r = \frac{I_p}{I_{p_0}} = \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}$$

- la tension alternative de plaque est :

$$\boxed{V_p = R_p I_p = \frac{\mu V_g}{1 + y \frac{R_p}{R_i}}}$$

- la puissance utile s'exprime par :

$$W_u = \frac{1}{2} V_p I_p = \frac{(\mu V_g)^2}{2 \left(\sqrt{R_p} + y \frac{R_i}{\sqrt{R_p}} \right)}$$

- la puissance absorbée étant donnée par :

$$W_{abs} = V_{p_0} I_p$$

- le rendement s'écrira :

$$\rho = \frac{W_u}{W_{abs}} = \frac{V_p I_p}{2 V_{p_0} I_p} = \frac{1}{2} \frac{V_p}{V_{p_0}} \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}$$

Nous pouvons calculer le courant maximum à partir de (2), à l'instant $t=0$ soit :

$$\begin{aligned} i_{p_M} &= \frac{\mu V_g - R_p I_p}{R_i} (1 - \cos \theta_0) \\ &= \frac{(R_p + y R_i) I_p - R_p I_p}{R_i} (1 - \cos \theta_0) \\ &= y (1 - \cos \theta_0) I_p = M I_p \end{aligned}$$

$$\text{avec } M = \frac{\pi (1 - \cos \theta_0)}{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}$$

D'après l'expression de $\cos \theta_0$, nous remarquons que V_0 est négatif pour la classe C, c'est à dire que la grille est fortement polarisée donc V_g est important ; la diminution de θ_0 entraîne l'augmentation de $\kappa = \frac{I_p}{I_{p_0}}$ jusqu'à 2, donc du gain

théorique jusqu'à 1, mais la croissance rapide de γ et M entraîne une baisse de la puissance utile et de l'amplification. Nous voyons là, la nécessité de trouver un compromis, on prend en général: θ_0 allant de 60 à 75° ; γ de 3 à 5 ; M de $2,2$ à $2,5$

Limitation de la puissance fournie par le tube:

Les calculs effectués précédemment sont tous en fonction de l'excitation de grille v_g , il faudra cependant tenir compte des performances de la lampe et des limites acceptables pour sa sécurité: -

Le rôle des tensions instantanées se voit à l'instant $t=0$ qui est particulièrement critique pour le tube:

la tension grille $v_g = -V_{g_0} + V_g \cos \omega t$ passe par un maximum:

$$v_{gM} = -V_{g_0} + V_g$$

tandis que la tension plaque: $v_p = V_{p_0} - V_p \cos \omega t$ passe par un minimum:

$$v_{p_m} = V_{p_0} - V_p$$

Nous distinguerons plusieurs cas:

a. V_{pm} doit être positive et ne doit pas être trop petite, on prend en général :

V_{pm} allant de 0,1 à 0,2 V_p .

b. Pour V_{gM} nous distinguerons : plusieurs cas :

- cas où l'on ne veut pas dépenser de l'énergie pour l'excitation de grille : il faut donc dans ce cas supprimer le débit de grille $\Rightarrow V_{gM} < 0$

- cas où l'on accepte de fournir une faible énergie d'excitation $\Rightarrow 0 < V_{gM} < V_{pm}$

- cas où l'on veut tirer du tube tout ce qu'il peut fournir pendant un temps court : on fournit une grande puissance à la grille, on est alors en régime "sur excité" $\Rightarrow V_{gM} > V_{pm}$

- On peut résumer ces trois cas en écrivant :

$$V_{gM} = \gamma V_{pm}$$

avec $\gamma \geq 0$

2 - Application à la multiplication de fréquence

Les multiplicateurs de fréquence sont essentiellement des amplificateurs haute fréquence classe C dans lesquels le circuit de plaque est accordé sur la fréquence $n f$ multiple de la fréquence d'entrée f . C'est pour cela que les calculs précédents restent valables pour le multiplicateur de fréquence à condition de remplacer la chute de tension dans le circuit de plaque : $- R_p I_p \cos \omega t$ par : $- R_p I_p \cos n \omega t$

Proposons-nous de calculer un étage multiplicateur de fréquence :

L'équation (1) est remplacée par :

$$R_i i_p = V_0 + \mu V_g \cos \omega t - R_p I_p \cos n \omega t \quad (1)'$$

valable pendant l'intervalle de temps où i_p passe -

i_p s'annule pour $\omega t = \pm \theta_0$

$$0 = R_i i_p = \mu V_g \cos \theta_0 - R_p I_p \cos 3 \theta_0$$

$$(1)' \Leftrightarrow R_i i_p = \mu V_g (\cos \omega t - \cos \theta_0) - R_p I_p (\cos n \omega t - \cos n \theta_0)$$

Le développement en série de Fourier donne : (2)

a. Le nième harmonique :

$$I_{Pn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} i_p \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi R_i} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} \left[\mu V_g (\cos \omega t - \cos \theta_0) - R_p I_{Pn} (\cos n\omega t - \cos n\theta_0) \right] \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{2}{\pi R_i} \left\{ \frac{\mu V_g}{2} \left[\frac{\sin(n+1)\theta_0}{n+1} + \frac{\sin(n-1)\theta_0}{n-1} - 2 \frac{\cos n\theta_0 \sin n\theta_0}{n} \right] \right.$$

$$\left. - \frac{R_p I_{Pn}}{2} \left[\theta_0 + \frac{\sin 2n\theta_0}{2n} - 2 \frac{\cos n\theta_0 \sin n\theta_0}{n} \right] \right\}$$

$$\Rightarrow I_{Pn} \left[R_i + R_p \frac{\theta_0 - \frac{\sin 2n\theta_0}{2n}}{\pi} \right] = \mu V_g \frac{1}{n\pi} \left[\frac{\sin(n-1)\theta_0}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta_0}{n+1} \right]$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{Pn} = \frac{\mu V_g \times Z_n}{R_p + Y_n R_i}} \quad \text{avec } Y_n = \frac{\pi}{\theta_0 - \frac{\sin 2n\theta_0}{n}}$$

et $Z_n = \frac{Y_n}{\pi n} \left[\frac{\sin(n-1)\theta_0}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta_0}{n+1} \right]$

la tension alternative de plaque s'écrit :

$$\boxed{V_{Pn} = R_p I_{Pn} = \frac{\mu V_g \times Z_n}{1 + Y_n \frac{R_i}{R_p}}}$$

le gain en tension est alors :

$$\boxed{g = \frac{V_{Pn}}{V_g} = \frac{\mu Z_n}{1 + Y_n \frac{R_i}{R_p}}}$$

b. la composante fondamentale I_p :

$$I_p = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} i_p d(\omega t) = \frac{1}{2\pi R_i} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} [\mu V_g (\cos \omega t - \cos \theta_0) - R_p I_{pn} (\cos n\omega t - \cos n\theta_0)] d(\omega t)$$
$$= \frac{1}{\pi R_i} \left[\mu V_g (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) - R_p I_{pn} \left(\frac{\sin n\theta_0}{n} - \theta_0 \cos n\theta_0 \right) \right]$$

Comme $\mu V_g = I_{pn} \frac{(R_p + Y_n R_i)}{Z_n}$ d'après l'expression de I_{p3}

$$I_p = \frac{I_{pn}}{\pi R_i} \left[\frac{R_p + Y_n R_i}{Z_n} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) - R_p \left(\frac{\sin n\theta_0}{n} - \theta_0 \cos n\theta_0 \right) \right]$$

on en déduit

$$r = \frac{I_{pn}}{I_p} = \frac{\pi}{\frac{Y_n}{Z_n} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) + \frac{R_p}{R_i} \left[\frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{Z_n} - \frac{\sin n\theta_0 - \theta_0 \cos n\theta_0}{n} \right]}$$

Le courant plaque maximum à $t=0$ est donné d'après (2)' par :

$$i_{pM} = \frac{1}{R_i} \left[\mu V_g (1 - \cos \theta_0) - R_p I_{pn} (1 - \cos n\theta_0) \right]$$

on tire alors :

$$M_n = \frac{i_{pM}}{I_{pn}} = \frac{Y_n}{Z_n} (1 - \cos \theta_0) + \frac{R_p}{R_i} \left(\frac{1 - \cos \theta_0}{Z_n} - 1 + \cos n\theta_0 \right)$$

• La limite atteinte par la tension grille est donnée par :

$$V_{gM} = \gamma V_{Pm}$$

$$\Rightarrow M_n R_i I_{Pn} = V_0 + \gamma \mu (V_{P_0} - V_{Pn}) + \mu V_{g_0} - R_p I_{Pn}$$

$$M_n R_i \frac{V_{Pn}}{R_p} = (1 + \gamma \mu) V_{P_0} - (1 + \gamma \mu) V_{Pn} + U_0$$

$$\Rightarrow V_{Pn} = V_{P_0} \frac{1}{1 + \frac{R'_i}{R_p}} \quad \text{avec:} \quad R'_i = \frac{M_n R_i}{1 + \gamma \mu}$$

• La composante utile I_{Pn} peut s'écrire sous la forme :

$$I_{Pn} = \frac{I_{Pm}}{\pi (1 - \cos \theta_0)} \left[\frac{\sin(n-1)\theta_0}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta_0}{n+1} \right]$$

en étudiant les variations de $\frac{I_{Pn}}{I_{Pm}}$ on trouve des valeurs de θ_0 qui rendent maximum ce rapport :

- par exemple: * Pour un doubleur :

$$\theta_0 = 60^\circ \Rightarrow \begin{cases} I_{P_2} = 0,275 I_{Pm} \\ I_{P_0} = 0,220 I_{Pm} \end{cases}$$

le rendement de l'ordre de 50 %

* Pour un tripleur :

$$\theta_0 = 42^\circ \Rightarrow \begin{cases} I_{p_3} = 0,185 I_{pM} \\ I_{p_0} = 0,155 I_{pM} \end{cases}$$

Dans ce cas le rendement est inférieur à 45%

Détermination de l'excitation du multi- plicateur :

Le courant anodique s'annule au cut-off donc pour : $v_g = -v_{gc}$
on peut donc écrire :

$$-v_{g_0} + v_g \cos \theta_0 = -v_{gc}$$

par exemple :

* Pour un doubleur on a :

$$-v_{g_0} + \frac{v_g}{2} = -v_{gc}$$

en général $v_g > v_{g_0}$

$$\Rightarrow \boxed{v_g > 2v_{gc}}$$

* Pour un tripleur on a :

$$-v_{g_0} + 0,744 v_g = -v_{gc}$$

$$\Rightarrow \boxed{v_g > 4v_{gc}}$$

Pour un étage normalement excité V_g est plus grand que V_0 -

Pour éviter une très forte excitation de grille, on a donc intérêt à choisir une lampe à faible recul de grille et à forte pente -

D'autre part, nous remarquons que le rendement et la puissance utile diminuent d'autant plus que l'harmonique recueilli est plus élevé - C'est pourquoi on ne fait jamais fonctionner en "multiplicateur", un étage de puissance - Cette baisse n'est pas rapide si: on augmente l'impédance de charge R_p ce qui diminue cependant le rendement externe, on augmente l'excitation de grille c'est à dire V_g ou γ , ce qui consomme de la puissance - Ces inconvénients sont supportables dans les "petits étages" -

La réduction du gain en tension rend très désirable l'augmentation du coefficient d'amplification μ , les triodes sont à ce point de vue inférieures aux pentodes qui présentent aussi une capacité grille-plaque plus faible que pour les triodes; ces avantages font préférer les pentodes aux triodes -

B. Filtrage :

Comme nous l'avons signalé, le filtrage est l'un des problèmes essentiels de la multiplication de fréquence, pour cela nous examinerons les différents modes et nous retiendrons le plus avantageux. L'élimination des fréquences indésirables est très importante, puisqu'elles produisent de la transmodulation dans les multiplicateurs suivants, phénomène néfaste, puisqu'il introduit aux très hautes fréquences des signaux parasites.

1. Différents modes de filtrage utilisés

Les filtres les plus utilisés sont :

- le circuit résonnant parallèle (ou circuit bouchon)
- les circuits couplés (transformateurs MF ou HF)

Rappelons brièvement les résultats fondamentaux se rapportant à ces filtres :

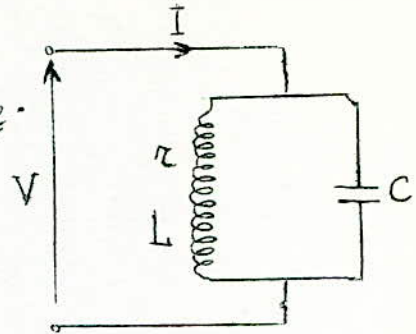
a. Circuit bouchon :

Considérons le circuit formé par une inductance L ayant une résistance r et une capacité en parallèle :

Calcul de l'impédance :

- l'inductance est sans résistance.

$$\bar{Z} = \frac{jL\omega(-\frac{j}{C\omega})}{jL\omega - \frac{j}{C\omega}} = \frac{-jL\omega}{LC\omega^2 - 1}$$



$\Rightarrow Z = \frac{L\omega}{1 - LC\omega^2}$ Nous voyons que l'impédance dans ce cas est inductive ou capacitive.

Pour une fréquence ω_0 dite de résonance on a :

$LC\omega_0^2 = 1 \Rightarrow Z = \frac{L\omega}{0} = \infty$ le courant I est nul, de là le nom de "circuit bouchon" donné à ce montage qui s'oppose au passage dans le fil extérieur d'un courant de pulsation égale à sa pulsation propre.

- l'inductance est résistive :

$$\bar{Z} = \frac{1}{r_0 + jL\omega} + \frac{1}{-\frac{j}{C\omega}} = \frac{1}{r + jL\omega} - \frac{C\omega}{j} = \frac{jr - L\omega}{-Cr\omega + j(1 - LC\omega^2)}$$

$$\Rightarrow Z = \sqrt{\frac{r^2 + L^2\omega^2}{C^2r^2\omega^2 + (1 - LC\omega^2)^2}}$$

Z est maximum pour $\omega = \omega_0$ telle que $LC\omega_0^2 = 1$

$$\Rightarrow \bar{Z} = \frac{j r - L\omega}{-C r \omega} = \frac{L}{C r} - \frac{j}{C \omega}$$

Nous remarquons pour $\omega = \omega_0$ que le circuit est équivalent à une résistance ohmique $\frac{L}{Cr}$ en parallèle sur le condensateur C, et que $\frac{L}{Cr}$ est très grande - car r est petite et $\frac{L}{C}$

est grand (Comme LC est fixe pour ω donné, on peut choisir $\frac{L}{C}$)

Comme r est faible $r^2 \ll L^2 \omega^2$

$$\Rightarrow \bar{Z} = \frac{L\omega}{Cr\omega - j(1 - L\omega^2)}$$

à la résonance: $\omega = \omega_0$

$$Z = \frac{L}{Cr} = \frac{L^2 \omega_0^2}{r} = Q^2 r \quad \left(Q = \frac{L\omega_0}{r} \right)$$

Q est le coefficient de qualité du circuit

La tension \bar{V} s'exprime par :

$$\bar{V} = \frac{\bar{I}}{Z} = \bar{I} \bar{Y} = \left[\frac{rC}{L} + j\left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \right] I$$

$$= I \sqrt{\left(\frac{rC}{L} \right)^2 + j \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)^2} e^{+j\varphi}$$

I est en avance sur la tension d'un angle φ tel que :

$$\text{tg } \varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{r}$$

Courbes univoerselles:

on pose: $y = \frac{Y}{Y_0}$; $x = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$; $\eta = Qx$

on a alors:

Nous remarquons

que la tension V

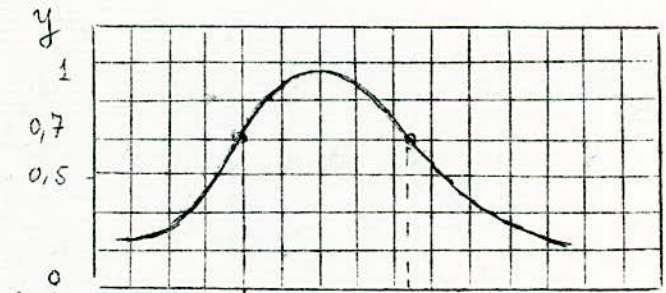
est élevée pour

certaines fréquences,

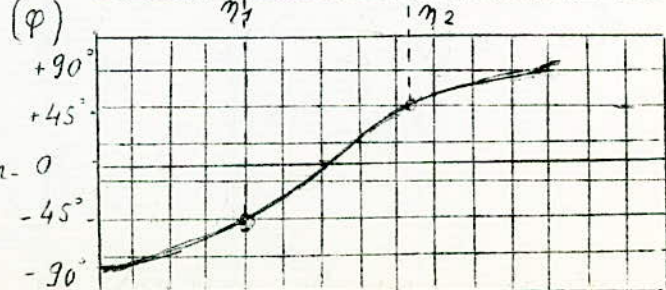
(le maximum est atteint pour la résonance)

et devient plus

faible pour d'autres



$\eta = Qx$



$\eta = Qx$

La bande passante à 3dB est limitée par η_1 et η_2
 on la définit par : $\Delta \Omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}$

La sélectivité est définie par :

$$S = \frac{V_{max}}{V_{\omega}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_{max} = I \frac{L}{C R} \\ V_{\omega} = \frac{I}{\sqrt{\frac{C R}{L} + j\left(\omega - \frac{1}{L \omega}\right)^2}} \end{cases}$$

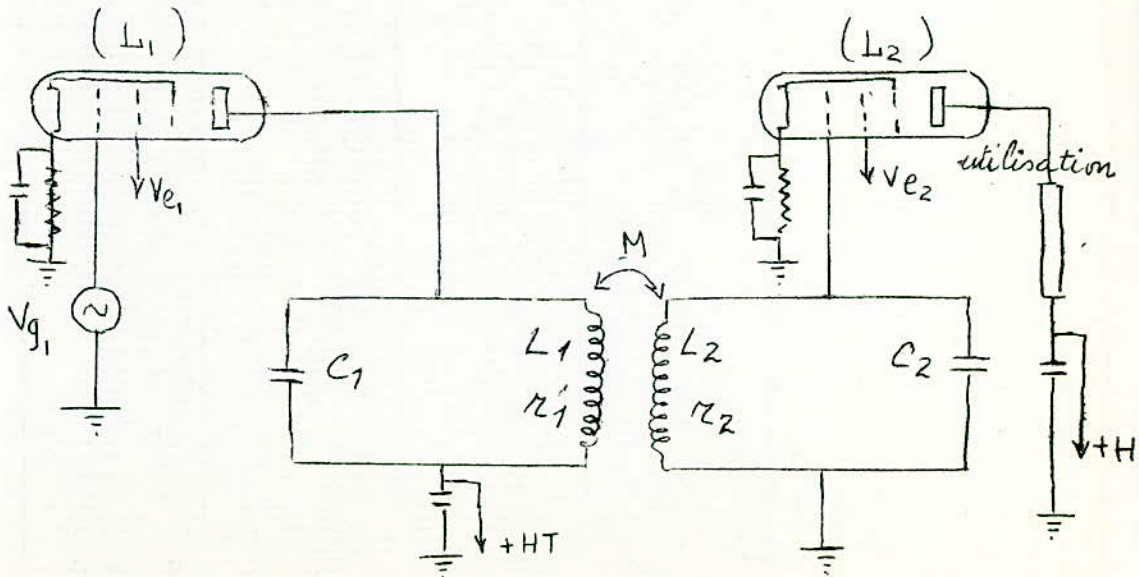
$$\Rightarrow S = \sqrt{1 + \frac{L^2}{C^2 R^2} \left(\omega - \frac{1}{L \omega}\right)^2}$$

$$= \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2} \left(L \omega - \frac{1}{C \omega}\right)^2}$$

b. Circuits couplés :

Nous étudions ici les circuits couplés et accordés que nous serons amenés à utiliser dans notre réalisation pratique, pour cela nous les situons entre 2 étages amplificateurs :-

Considérons le montage suivant :



Le circuit précédent est équivalent au suivant :
avec :

V_{g_2} : tension d'excitation
de la lampe (L_2)

$$E = \frac{-j\mu_1 V_{g_1}}{R_{i_1} C_1 \omega} = -j \frac{s_1}{C_1 \omega} V_{g_1}$$

(s_1 et R_{i_1} sont la pente et la résistance interne de (L_1))

$$r_1 = r'_1 + \frac{L_1}{R_{i_1} C_1}$$

La tension recueillie sur le secondaire s'exprime par

$$V_{g_2} = \frac{1}{jC_2 \omega} I_2$$

Les équations des 2 mailles constituant le circuit équivalent sont :

$$\begin{cases} E = Z_1 I_1 + j M \omega I_2 \\ 0 = j M \omega I_1 + Z_2 I_2 \end{cases}$$

Z s'exprime dans le cas général par :

$$Z = r + j \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right) = r + j L \omega \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = r (1 + j^2 Q^2 x)$$

avec : $Q = \frac{L \omega_0}{r}$ $2x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$

on a alors :

$$I_2 = \frac{j M \omega}{Z_1 Z_2 + M^2 \omega^2} E = \frac{j M \omega E}{r_1 r_2 (1 + j^2 Q_1 x) (1 + j^2 Q_2 x) + M^2 \omega^2}$$

V_{g_2} s'exprime alors :

$$V_{g_2} = \frac{-j \frac{M}{C_2} \frac{s_1}{C_1 \omega} V_{g_1}}{r_1 r_2 (1 + j^2 Q_1 x) (1 + j^2 Q_2 x) + M^2 \omega^2}$$

on en tire l'amplification de l'étage :

$$\bar{A} = \frac{V_{g2}}{V_{g1}} = s_1 Z_p = A e^{j\varphi}$$

avec :

$$Z_p = \frac{-j \frac{M\omega}{C_1 C_2 \omega^2}}{r_1 r_2 (1 + 2jQ_1 x)(1 + 2jQ_2 x) + M^2 \omega^2} = \frac{j \frac{M\omega}{r_1 r_2 C_1 C_2 \omega^2}}{(1 + 2jQ_1 x)(1 + 2jQ_2 x) + \frac{M^2 \omega^2}{r_1 r_2}}$$

Le coefficient de couplage est donné par :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \Rightarrow \frac{M^2 \omega^2}{r_1 r_2} = \frac{L_1 \omega_0}{r_1} \cdot \frac{L_2 \omega_0}{r_2} \cdot \frac{M^2}{L_1 L_2} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \neq k^2 Q_1 Q_2$$

de même :

$$\frac{M\omega}{r_1 r_2 - C_1 C_2 \omega^2} = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{M}{r_1 r_2 C_1 C_2 \omega_0} = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{L_1 L_2 M \omega_0^3}{r_1 r_2}$$

$$= \frac{\omega_0}{\omega} \frac{L_1^2 \omega_0^2}{r_1} \cdot \frac{L_2 \omega_0}{r_2} \cdot \frac{M}{L_1} = \frac{\omega_0}{\omega} R_1 Q_2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \neq R_1 Q_2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

$$\left(R_1 = \frac{L_1^2 \omega_0^2}{r_1} = \frac{L_1}{C_1 r_1} \right)$$

$$\Rightarrow Z_p = \frac{j R_1 Q_2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{(1 + 2jQ_1 x)(1 + 2jQ_2 x) + k^2 Q_1 Q_2} = \frac{j R_1 Q_2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{1 + 4Q_1 Q_2 (k^2 - x^2) + 2jx(Q_1 + Q_2)}$$

L'amplification s'écrit alors :

$$A = s_1 |Z_p| = s_1 \frac{R_1 Q_2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{\sqrt{[1 + 4Q_1 Q_2 (k^2 - x^2)]^2 + (Q_1 + Q_2)^2 x^2}}$$

Pour 1 valeur donnée du couplage, le gain passe par un maximum pour $x = x_M$ telle que :

$$\frac{dA}{dx} = 0$$

soit :

$$x_M = \pm \sqrt{4k^2 - 2 \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}$$

Considérons les cas suivants :

a - si $k < \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}$ x_M est imaginaire, le gain ne passe que par un maximum qui a lieu à la résonance.

b - si $k = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}$ $x_M = 0$

Comme pour le cas précédent on n'a qu'un seul maximum qui a lieu à la résonance

si $Q_1 = Q_2 \Rightarrow A = \frac{1}{2} s_1 R_1 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$,

Ce couplage est dit critique.

c - si $k > \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}$ on a alors: $x_M = \pm \sqrt{k^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}$

correspondant à un désaccord $\Delta f = \pm f_0 x_M$

$$\Rightarrow A = s_1 \frac{R_1 k Q_2 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{\sqrt{1 - \frac{(Q_1^2 + Q_2^2)^2}{4 Q_1^2 Q_2^2} + k^2 (Q_1 + Q_2)^2}}$$

si $Q_1 = Q_2$ on a comme précédemment :

$$A = \frac{1}{2} R_1 s_1 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

Cas où les 2 circuits sont identiques :

$$L_1 = L_2 = L \quad ; \quad C_1 = C_2 = C \quad ; \quad r_1 = r_2 = r$$

on a :

$$A = \frac{k R Q}{\sqrt{[1 + Q^2 (k^2 - x^2)] + 4 Q^2 x^2}} \quad \left(R = \frac{L}{C r} \right)$$

on a :

$$x_M = \pm \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}}$$

Les cas considérés précédemment deviennent :

• si $k < \frac{1}{Q}$ le gain présente un seul maximum qui a lieu pour $x=0$ soit :

$$A_0 = s_1 \frac{kRQ}{1+k^2Q^2}$$

• si $k = \frac{1}{Q}$ $x_M = 0$ on obtient un maximum maximum du gain : $(A_0)_M = \frac{1}{2} s_1 R$

• si $k > \frac{1}{Q}$ il existe 2 maxima définis par

$$x_M = \pm \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} \Rightarrow (A_0)_M = \frac{1}{2} s_1 R$$

- Nous pouvons définir la sélectivité du transformateur par :

$$s = 20 \log_{10} \frac{(A_0)_M}{A}$$

Elle représente l'affaiblissement mesuré en décibels si le niveau (0dB) est pris comme valeur maximum de l'amplification.

Dans le cas de 2 circuits identiques on a :

$$s = a = 20 \log_{10} \frac{\sqrt{[1 + Q^2(k^2 - x^2)]^2 + 4Q^2x^2}}{2kQ}$$

L'expression trouvée pour le gain était :

$$\bar{A} = A e^{j\varphi}$$

le déphasage φ se déduit facilement du calcul de A on a :

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{x(Q_1 + Q_2)}{1 + (k^2 - x^2)Q_1 Q_2}$$

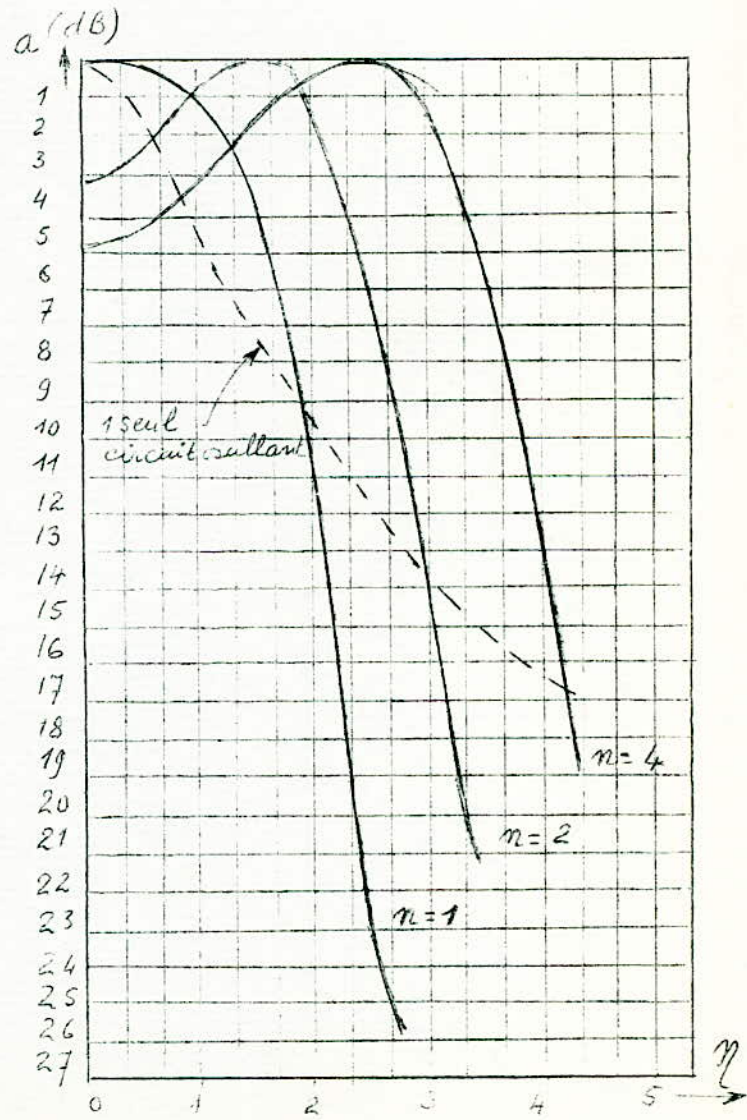
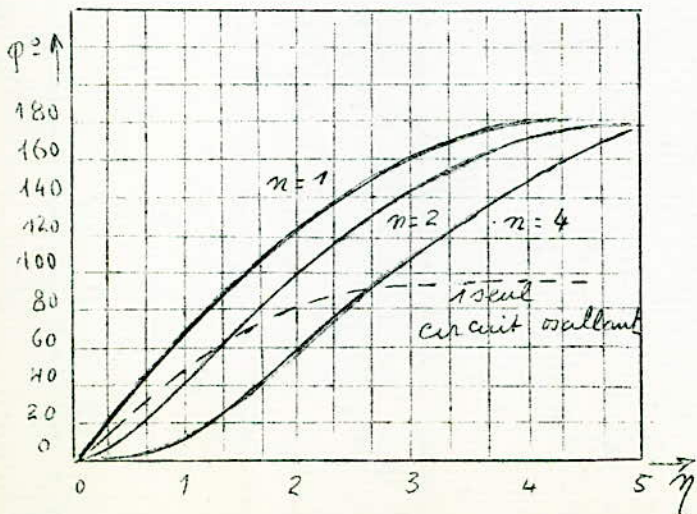
Si les circuits sont identiques on aura :

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{2 Q x}{1 + (k^2 - x^2) Q^2}$$

Courbes universelles :

en posant $\eta = 2x \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}$ et $n = \frac{Q_1 Q_2 (1 + k^2 Q_1 Q_2)}{(Q_1 + Q_2)^2}$
on obtient :

nous voyons suivant les valeurs de n donc du coefficient de couplage k apparaitre sur les courbes les maxima trouvés par le calcul.



2- Avantages des circuits couplés et accordés:

• Nous pouvons tout d'abord, en examinant les courbes précédentes, voir que la bande passante est plus grande pour les circuits couplés que pour un seul circuit oscillant, à condition toutefois que le couplage soit supérieur à 0,67, valeur pour laquelle les 2 bandes passantes sont égales. Plus la résistance des circuits est faible, plus les parois de la courbe de résonance sont verticales; on voit que pour un couplage juste supérieur au couplage critique la courbe de résonance est assez large, sa hauteur est presque constante et ses parois peu inclinées: on a un filtre de bande.

• L'accord du primaire est important: Quand le primaire n'est pas accordé (le secondaire étant accordé) la courbe de résonance est celle d'un circuit plus amorti que le secondaire, donc avec des parois assez inclinées; par contre lorsqu'on accorde le primaire, elle aurait (au couplage critique) un sommet aplati avec des parois beaucoup plus verticales, l'ensemble est donc plus sélectif.

CALCUL et REALISATION d'un multiplicateur de fréquence

Afin d'illustrer la théorie que nous avons faite sur la multiplication de fréquence, nous nous proposons de calculer un multiplicateur de fréquence à lampes (le calcul serait le même pour un multiplicateur à diodes ou à transistors) et de le réaliser pratiquement.

A. Avant - projet

1. Choix des éléments :

a. Les lampes :

Nous avons signalé les avantages qui font préférer les pentodes aux triodes. Nous choisirons donc pour notre réalisation pratique des pentodes à faible recul de grille, à fortes pente et résistance interne pour haute fréquence. Les pentodes EF 80 répondent bien à ces exigences et constituent un modèle courant.

Caractéristiques de la pentode EF80

caractéristiques types

$V_a = 170\text{v}$;	$I_a = 10\text{mA}$
$V_{g_3} = 0\text{v}$;	
$V_{g_2} = 170\text{v}$;	$I_{g_2} = 2,5\text{mA}$
$V_{g_1} = -2\text{v}$	
$R_{g_1} = 10\text{k}\Omega$	
$\mu = 7,4\text{ mA/V}$	
$R_i = 0,5\text{ M}\Omega$	
Résistance de souffle : $1\text{k}\Omega$	

caractéristiques limites

V_a (à froid) = 550 volts max
V_a (normale) = 330 " "
V_{g_2} (à froid) = 550 " "
V_{g_2} (normale) = 300
Dissipation anodique : $W_a = 2,5\text{W}$
" de la 2 ^e grille $W_{g_2} = 0,7\text{W}$
$R_{g_1} = 1\text{ M}\Omega$
Résistance filament-cathode = $20\text{k}\Omega$
V filament - cathode = 150V max

Capacités :

(A) anode : $3,3\text{ pF}$	G_2 : $5,4\text{ pF}$
(G ₁) grille 1 : $7,5\text{ pF}$	$G_1 G_2$: $2,6\text{ pF}$
A - G ₁ : $< 0,007\text{ pF}$	Filament - G ₁ $< 0,15\text{ pF}$
A - C : $< 0,012\text{ pF}$	F - C = 5 pF

b. les filtres :

Là encore notre choix sera porté logiquement vers les circuits couplés et accordés qui offrent nous l'avons vu beaucoup d'avantages sur le circuit bouchon - A cet effet nous prendrons des transformateurs moyenne fréquence de radio que nous accorderons à l'aide d'un Q-mètre aux fréquences d'utilisation.

2. Caractéristiques du multiplicateur à réaliser:

Nous nous proposons de multiplier la fréquence de 150 KHz donnée par le générateur HF (CRC) GH120 (nous utilisons ce générateur pour une raison que nous exposerons plus loin), par 24.

Nous essaierons d'utiliser le moins d'étages possible en tenant compte cependant du fait que la multiplication ne peut être poussée au-delà de 5 par étage.

Une disposition possible des étages multiplicateurs afin d'arriver au résultat est la suivante :

1^{er} étage : Tripleur

2^e étage : Quadrupleur

3^e étage : Doubleur

Nous adopterons cette disposition dans notre réalisation, nous aurons ainsi résolu le problème du filtrage au niveau du 1^{er} étage en utilisant un transformateur MF de radio accordé sur 455 KHz, il nous suffira d'agir sur le couplage afin de régler son accord sur 450 KHz: résultat de la multiplication par 3.

Afin que l'excitation du quadrupleur (c'est

Les cas considérés précédemment deviennent :

• si $k < \frac{1}{Q}$ le gain présente un seul maximum qui a lieu pour $x=0$ soit :

$$A_0 = s_1 \frac{kRQ}{1+k^2Q^2}$$

• si $k = \frac{1}{Q}$ $x_M = 0$ on obtient un maximum maximum du gain : $(A_0)_M = \frac{1}{2} s_1 R$

• si $k > \frac{1}{Q}$ il existe 2 maxima définis par

$$x_M = \pm \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} \Rightarrow (A_0)_M = \frac{1}{2} s_1 R$$

- Nous pouvons définir la sélectivité du transformateur par :

$$s = 20 \log_{10} \frac{(A_0)_M}{A}$$

Elle représente l'affaiblissement mesuré en décibels si le niveau (0dB) est pris comme valeur maximum de l'amplification.

Dans le cas de 2 circuits identiques on a :

$$s = a = 20 \log_{10} \frac{\sqrt{[1 + Q^2(k^2 - x^2)]^2 + 4Q^2x^2}}{2kQ}$$

L'expression trouvée pour le gain était :

$$\bar{A} = A e^{j\varphi}$$

le déphasage φ se déduit facilement du calcul de A on a :

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{x(Q_1 + Q_2)}{1 + (k^2 - x^2)Q_1 Q_2}$$

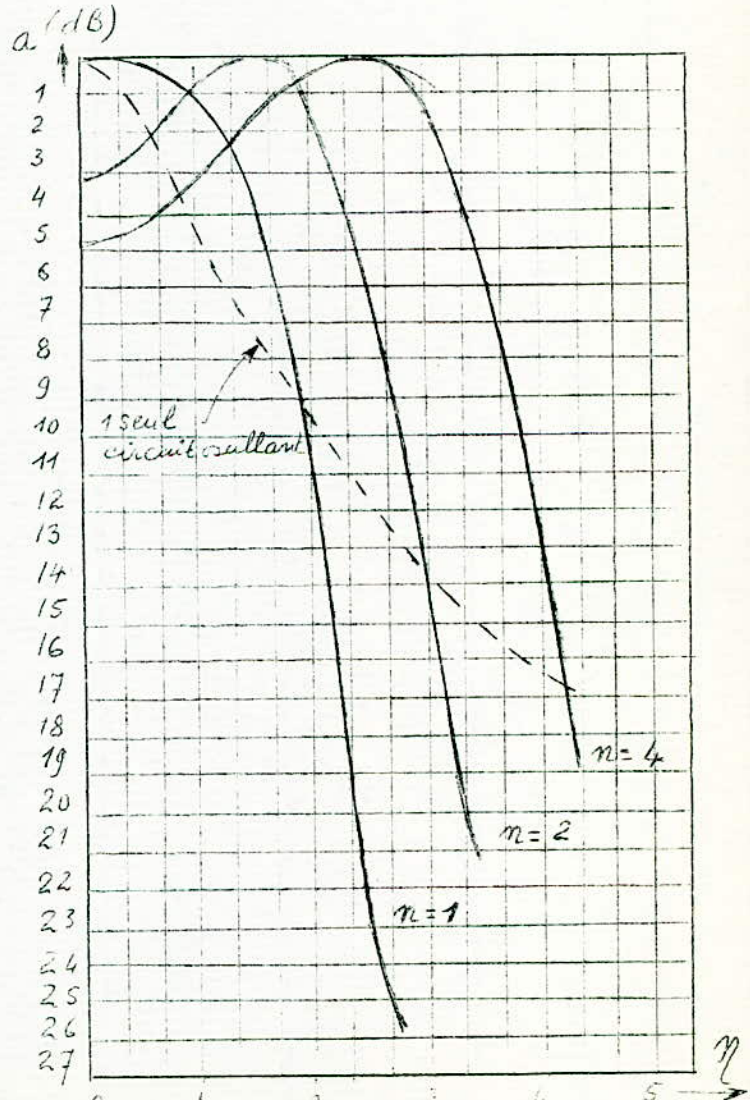
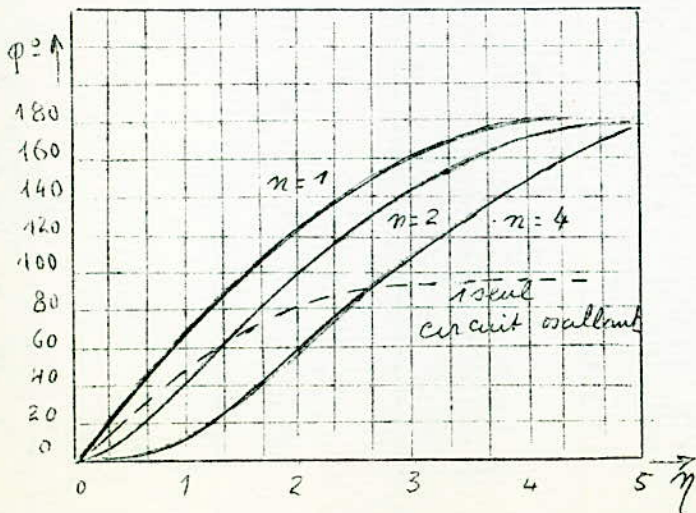
Si les circuits sont identiques on aura :

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{2 Q x}{1 + (k^2 - x^2) Q^2}$$

Courbes universelles :

en posant $\eta = 2x \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}$ et $n = \frac{Q_1 Q_2 (1 + k Q_1 Q_2)}{(Q_1 + Q_2)^2}$
on obtient :

nous voyons suivant les valeurs de n donc du coefficient de couplage k apparaitre sur les courbes les maxima trouvés par le calcul.



Avantages des circuits couplés et accordés :

• Nous pouvons tout d'abord, en examinant les courbes précédentes, voir que la bande passante est plus grande pour les circuits couplés que pour un seul circuit oscillant, à condition toutefois que le couplage soit supérieur à 0,67, valeur pour laquelle les 2 bandes passantes sont égales. Plus la résistance des circuits est faible, plus les parois de la courbe de résonance sont verticales ; on voit que pour un couplage juste supérieur au couplage critique la courbe de résonance est assez large, sa hauteur est presque constante et ses parois peu inclinées : on a un filtre de bande.

• L'accord du primaire est important :
Quand le primaire n'est pas accordé (le secondaire étant accordé) la courbe de résonance est celle d'un circuit plus amorti que le secondaire, donc avec des parois assez inclinées ; par contre lorsqu'on accorde le primaire, elle aurait (au couplage critique) un sommet aplati avec des parois beaucoup plus verticales, l'ensemble est donc plus sélectif.

- Nous devons cependant remarquer, dans ce cas, que le gain est la moitié de celui obtenu avec un circuit bouchon simple.
- Afin d'empêcher les oscillations parasites, il est nécessaire de découpler suffisamment les alimentations et prévoir des blindages pour les bobinages, il faut aussi éviter toute capacité parasite entre connexions et toute induction entre elles.

CALCUL et REALISATION d'un multiplicateur de fréquence

Afin d'illustrer la théorie que nous avons faite sur la multiplication de fréquence, nous nous proposons de calculer un multiplicateur de fréquence à lampes (le calcul serait le même pour un multiplicateur à diodes ou à transistors) et de le réaliser pratiquement.

A. Avant-projet

1. Choix des éléments :

a. Les lampes :

Nous avons signalé les avantages qui font préférer les pentodes aux triodes. Nous choisirons donc pour notre réalisation pratique des pentodes à faible recul de grille, à fortes pente et résistance interne pour haute fréquence. Les pentodes EF 80 répondent bien à ces exigences et constituent un modèle courant.

Caractéristiques de la pentode EF80

caractéristiques types

$V_a = 170\text{v}$;	$I_a = 10\text{mA}$
$V_{g_3} = 0\text{v}$;	
$V_{g_2} = 170\text{v}$;	$I_{g_2} = 2,5\text{mA}$
$V_{g_1} = -2\text{v}$	
$R_{g_1} = 10\text{k}\Omega$	
$\rho = 7,4\text{ mA/V}$	
$R_i = 0,5\text{ M}\Omega$	
Résistance de souffle : $1\text{k}\Omega$	

caractéristiques limites

V_a (à froid) = 550 volts max
V_a (normale) = 330 " "
V_{g_2} (à froid) = 550 " "
V_{g_2} (normale) = 300
Dissipation anodique : $W_a = 2,5\text{W}$
" de la 2 ^e grille $W_{g_2} = 0,7\text{W}$
$R_{g_1} = 1\text{ M}\Omega$
Resistance filament-cathode = $20\text{k}\Omega$
V filament - cathode = 150V max

Capacités :

(A) anode : $3,3\text{ pF}$	G_2 : $5,4\text{ pF}$
(G ₁) grille 1 : $7,5\text{ pF}$	$G_1 G_2$: $2,6\text{ pF}$
A - G ₁ : $< 0,007\text{ pF}$	Filament - G ₁ $< 0,15\text{ pF}$
A - C : $< 0,012\text{ pF}$	F - C = 5 pF

b. les filtres :

Là encore notre choix sera porté logiquement vers les circuits couplés et accordés qui offrent nous l'avons vu beaucoup d'avantages sur le circuit bouchon - A cet effet nous prendrons des transformateurs moyenne fréquence de radio que nous accorderons à l'aide d'un Q-mètre aux fréquences d'utilisation.

2. Caractéristiques du multiplicateur à réaliser:

Nous nous proposons de multiplier la fréquence de 150 KHz donnée par le générateur HF (CRC) GH 120 (nous utilisons ce générateur pour une raison que nous exposerons plus loin), par 24. Nous essaierons d'utiliser le moins d'étages possible en tenant compte cependant du fait que la multiplication ne peut être poussée au-delà de 5 par étage.

Une disposition possible des étages multiplicateurs afin d'arriver au résultat est la suivante :

1^{er} étage : Tripleur

2^e étage : Quadrupleur

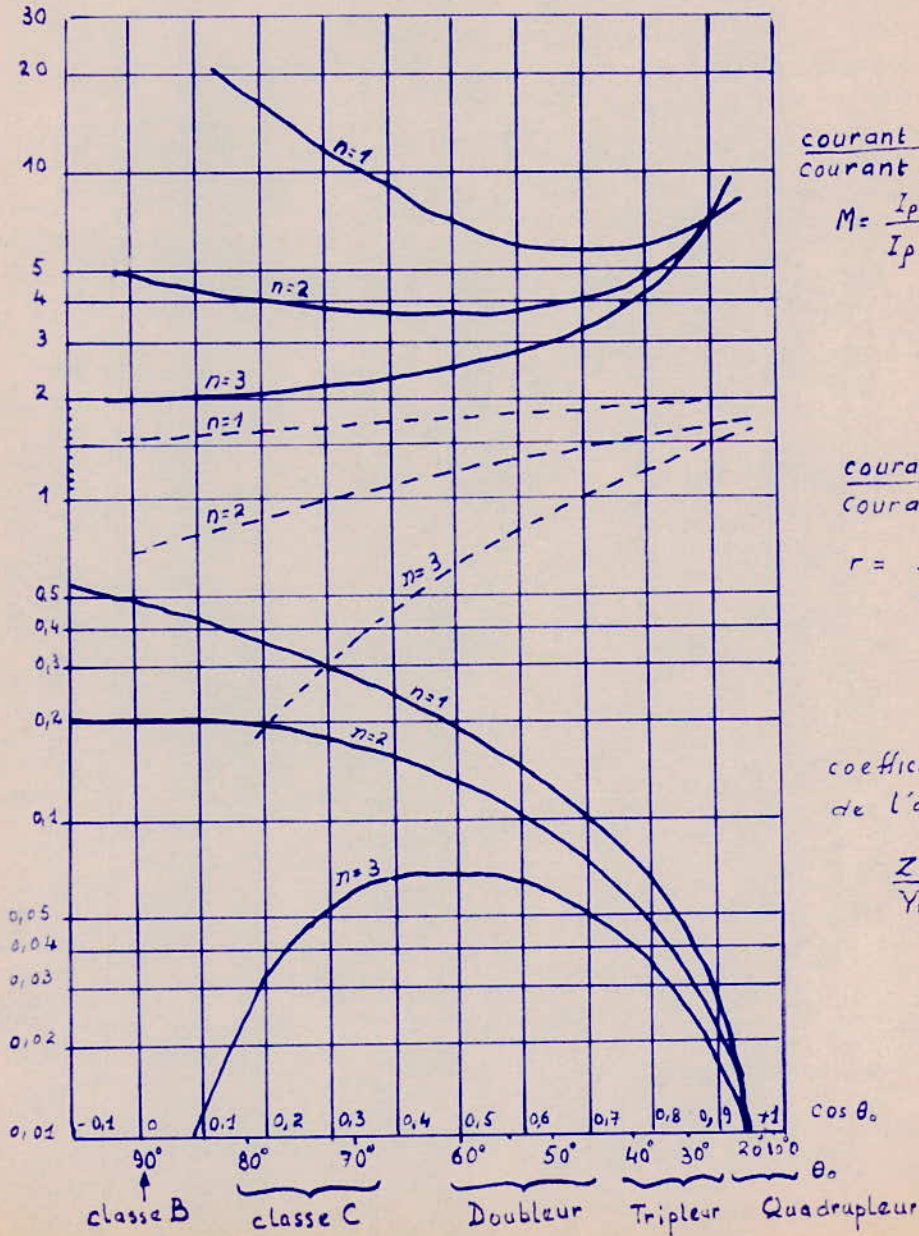
3^e étage : Doubleur

Nous adopterons cette disposition dans notre réalisation, nous aurons ainsi résolu le problème du filtrage au niveau du 1^{er} étage en utilisant un transformateur MF de radio accordé sur 455 KHz, il nous suffira d'agir sur le couplage afin de régler son accord sur 450 KHz: résultat de la multiplication par 3.

Afin que l'excitation du quadrupleur (c'est

PARAMETRES de FONCTIONNEMENT des PENTODES

- en amplificateur $n=1$
- en doubleur de fréquence $n=2$
- en tripleur de fréquence : $n=3$



$\frac{\text{courant max}}{\text{courant utile}}$

$$M = \frac{I_{pM}}{I_{pn}}$$

$\frac{\text{courant utile}}{\text{courant moyen}}$

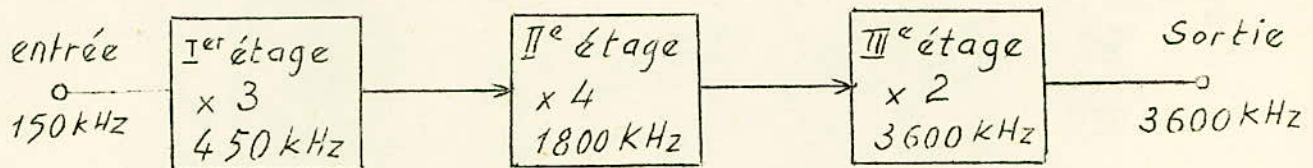
$$r = \frac{I_{pn}}{I_{p0}}$$

coefficient de réduction de l'amplification

$$\frac{Z_n}{Y_n}$$

à dire la tension recueillie sur la plaque du tripleur) soit suffisante, il nous faudra donc un générateur pouvant réaliser cette condition, c'est pour cela que nous utilisons le générateur GH120, seul générateur à notre disposition ayant cette caractéristique.

Schéma block du multiplicateur:



3. Calcul du multiplicateur

Ier étage: Tripleur

* Calcul de l'impédance de charge du tube

• Soit R_g la résistance de grille vue du circuit de plaque, on a:

$$\frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_g'} + \frac{1}{R_g''}$$

$$\Rightarrow R_g \neq 450 \text{ k}\Omega$$

avec: $R_g' \neq 500 \text{ k}\Omega$

Caractéristique du tube aux environs de la fréquence d'utilisation

$$R_g'' = 1 \text{ M}\Omega$$

Résistance d'entrée

• Impédance du secondaire (ou du primaire) à la résonance:

$$R_o = \frac{L}{C r}$$

avec $r = \frac{L \omega_o}{Q_c}$

$$R_o = \frac{Q_c}{C \omega_o}$$

Q_c : coefficient de qualité en

charge : $Q_c \# 20$

$$C = 200 \text{ pF}$$

$$F_o = 450 \text{ kHz}$$

$$R_o \# 35400 \Omega$$

• Impédance équivalente au transformateur à la résonance :

$$R = \frac{R_o}{2} = 17700 \Omega$$

⇒ Impédance de charge du tube :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_g} = \frac{1}{17,7} + \frac{1}{450}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_p = 17 \text{ k}\Omega}$$

* Caractéristique dynamique :

L'équation de la droite de charge du tube est donnée par :

$$V_p = V_{p_o} - R_p I_p$$

$$\text{or } \begin{cases} V_{p_o} = 170 \text{ v} \\ R_p = 17 \text{ k}\Omega \end{cases} \Rightarrow V_p = 170 - 17 I_p \Rightarrow \begin{cases} I_p = 0 \Rightarrow V_p = 170 \text{ v} \\ V_p = 0 \Rightarrow I_p = 10 \text{ mA} \end{cases}$$

(voir l'étude graphique)

La caractéristique dynamique coupe l'axe v_g en

$$V_{g_c} = -4,5 \text{ v (tension de cut off)}$$

Afin d'annuler le courant de repos, nous polariserons le tube bien au-delà du cut off.

* Détermination de l'excitation de grille V_g :

Pour un tripleur l'angle de passage est compris entre 35° et 45° (voir Paramètre de Fonctionnement des Pentodes.)

Nous choisissons $\theta_0 = 40^\circ$, angle correspondant au meilleur fonctionnement de l'étage tripleur.

Dans ce cas on a:

$$-V_{g_0} + 0,766 V_g = -4,5 \quad \begin{cases} V_g > 4 V_{g_c} = 18 \text{ v} \\ V_g > V_{g_0} \end{cases}$$

Si nous faisons $V_{g_0} = 24 \text{ v}$

nous déduisons:

$$V_g = \frac{19,5}{0,766} = 25,5 \text{ v}$$

* Calcul des paramètres y_3 et z_3 :

on a:

$$y_3 = \frac{\pi}{\theta_0 - \frac{\sin 6\theta_0}{6}} = \frac{\pi}{\frac{40\pi}{180} - \left(-\frac{0,866}{6}\right)} \approx 3,72$$

$$z_3 = y_3 \frac{1}{3\pi} \left[\frac{\sin 2\theta_0}{2} - \frac{\sin 4\theta_0}{4} \right] = \frac{3,72}{3\pi} \left[\frac{0,184}{2} - \frac{0,342}{4} \right] = 0,161$$

* Calcul des caractéristiques de fonctionnement:

• Composante utile du courant:

$$I_{P_3} = \frac{\mu \cdot V_g \cdot z_3}{R_p + y_3 R_i} = \frac{1 \cdot V_g \cdot z_3}{\frac{R_p}{R_i} + y_3} = \frac{7,4 \cdot 25,5 \cdot 0,161}{3,72 + \frac{17}{500}} \approx 8,1 \text{ mA}$$

$$I_{P_3} = 8,1 \text{ mA}$$

- Tension alternative de plaque:

$$V_{P_3} = R_p I_{P_3} = 17 \times 8,1 = 137,5 \text{ V}$$

$$V_{P_3} = 137,5 \text{ V}$$

- Gain en tension: $G = \frac{V_{P_3}}{V_g} = \frac{137,5}{25,5} = 5,4$

$$G = 5,4$$

- Courant plaque maximum:

$$i_{PM} = \frac{1}{R_i} \left[\mu V_g (1 - \cos \theta_0) - V_{P_3} (1 - \cos 3\theta_0) \right]$$

$$= \frac{1}{5 \cdot 10^5} \left[5 \cdot 10^5 \cdot 7,4 \cdot 10^{-3} \cdot 25,5 (1 - 0,766) - 137,5 (1 + 0,866) \right] \neq 42,5$$

$$i_{PM} = 42,5 \text{ mA}$$

- Composante fondamentale I_{P_0}

$$I_{P_0} = \frac{I_{P_3}}{\pi R_i} \left[\frac{R_p + \frac{1}{3} R_i}{\frac{1}{3}} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) - R_p \left(\frac{\sin 3\theta_0}{3} - \theta_0 \cos 3\theta_0 \right) \right]$$

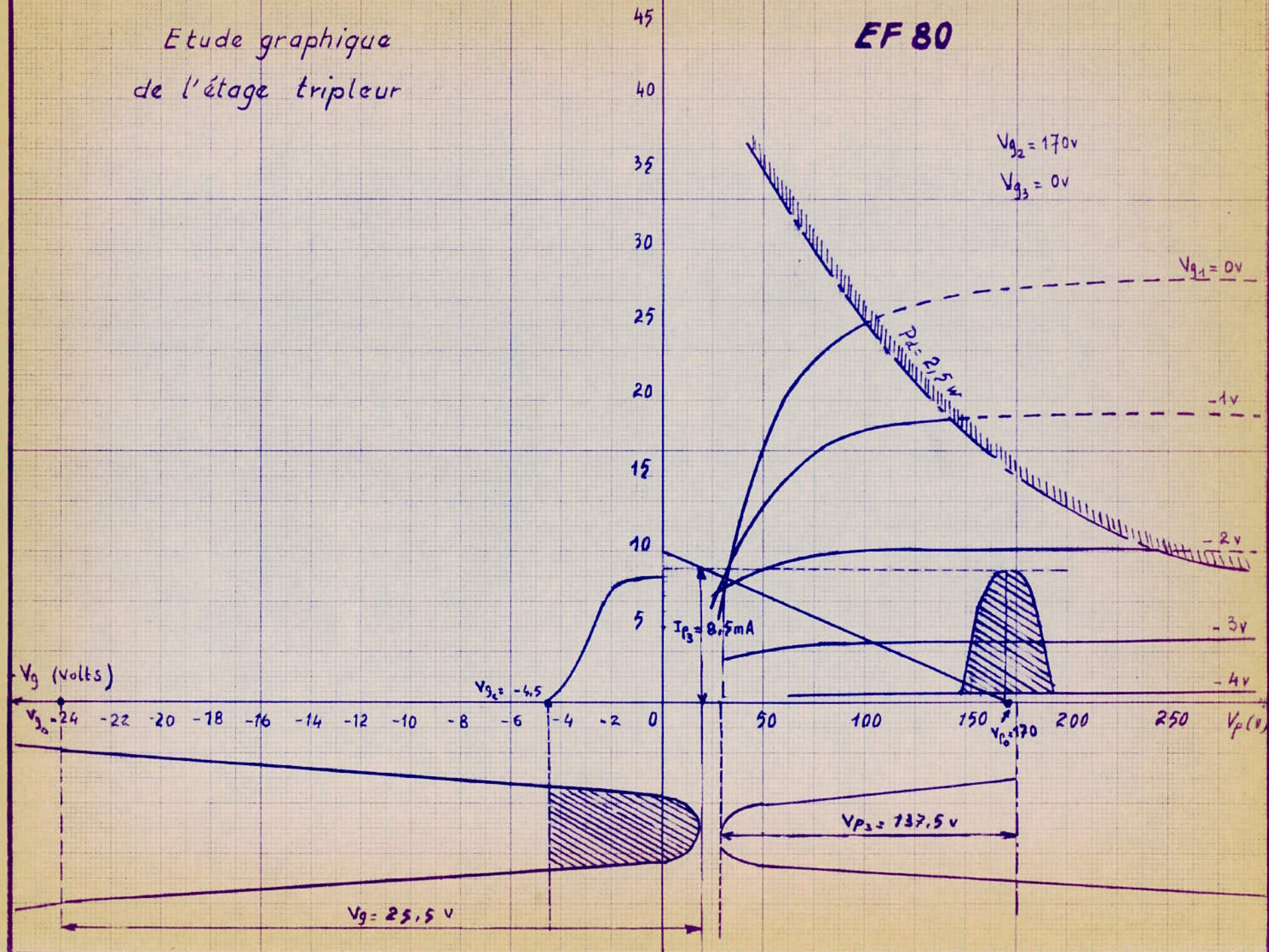
$$= \frac{8,12}{\pi \times 500} \left[\frac{17 + \frac{1}{3} \times 500}{0,161} \left(0,643 - \frac{40\pi}{180} 0,766 \right) - 17 \left(\frac{0,5}{3} - \frac{40\pi}{180} 0,866 \right) \right]$$

$$I_{P_0} = 7,65 \text{ mA}$$

- Rendement de l'étage:

Etude graphique de l'étage tripleur

EF 80



Puissance utile : $P_u = \frac{1}{2} V_p I_p = \frac{1}{2} \cdot 137,5 \cdot 8,1 \cdot 10^{-3} = 0,55$

Puissance absorbée : $P_{abs} = V_p I_p = 170 \cdot 7,65 \cdot 10^{-3} = 1,3 \text{ W}$

$$\rho = \frac{P_u}{P_a} = \frac{0,55}{1,3} = 0,426$$

$$\rho = 42,6 \%$$

II^e étage : Quadrupleur :

* Calcul de l'impédance de charge du tube :

• On a comme pour l'étage précédent $R_g = 450 \text{ k}\Omega$

• Impédance de l'un des circuits oscillants (primaire ou secondaire) à la résonance :

$$R_o = \frac{L}{Cr} \quad r = \frac{L\omega_o}{Q_c}$$

avec :

$Q_c = 32$
$C = 47 \text{ pF}$
$F_o = 1800 \text{ kHz}$

$$R_o \approx 60,8 \text{ k}\Omega$$

• Impédance équivalente au transformateur à la résonance :

$$R = \frac{R_o}{2} = 30,4 \text{ k}\Omega$$

⇒ Impédance de charge du tube :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_g} = \frac{1}{30,4} + \frac{1}{450}$$

$$\Rightarrow R_p \approx 28,5 \text{ k}\Omega$$

* Détermination de l'excitation V_g

Pour un quadripole l'angle de passage est compris entre 75° et 25° (Voir Paramètres de Fonctionnement des Pentodes); nous prendrons $\theta_0 = 20^\circ$

Nous aurons alors:

$$-V_g + 0,940 V_g = -4,5 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_g > 6V_{g_c} = 27v \\ V_g > V_g \end{cases}$$

Afin que les inégalités soient satisfaites il faut que:

$$V_g > 75v$$

si nous prenons $V_g = 80v$

nous déduisons $V_g = 80,5v$

* Calcul des paramètres y_4 et z_4

$$y_4 = \frac{\pi}{\theta_0 - \frac{\sin 8\theta_0}{8}} = \frac{\pi}{\frac{\pi \cdot 20}{180} - \frac{0,342}{8}} \approx 10,2$$

$$z_4 = y_4 \cdot \frac{1}{4\pi} \left[\frac{\sin 3\theta_0}{3} - \frac{\sin 5\theta_0}{5} \right] = \frac{10,2}{4\pi} \left[\frac{1,732}{2 \times 3} - \frac{0,9848}{5} \right] = 0,074$$

* Calcul des caractéristiques de fonctionnement

• Composante utile du courant:

$$I_{P_4} = \frac{\mu V_g z_4}{R_p + y_4 R_i} = \frac{\mu V_g z_4}{\frac{R_p}{R_i} + y_4} = \frac{7,4 \times 80,5 \times 0,0074}{10,2 + \frac{28,5}{450}} \approx 4,25 \text{ mA}$$

$$I_{P_4} = 4,25 \text{ mA}$$

- Tension alternative de plaque :

$$V_{P4} = R_p I_{P4} = 28,5 \times 4,25 \neq 121 \text{ V}$$

$$V_{P4} = 121 \text{ V}$$

- Gain en tension :

$$G = \frac{V_{P4}}{V_g} = \frac{121}{80,5} = 1,5$$

$$G = 1,5$$

- Courant plaque maximum :

$$\begin{aligned} i_{PM} &= \frac{1}{R_i} \left[\mu V_g (1 - \cos \theta_0) - R_p I_{P4} (1 - \cos 4\theta_0) \right] \\ &= \frac{1}{5 \cdot 10^5} \left[5 \cdot 10^5 \cdot 7,4 \cdot 10^{-3} \cdot 80,5 (1 - 0,94) - 28,5 \cdot 10^3 \cdot 4,25 \cdot 10^{-3} (1 - 0,174) \right] \end{aligned}$$

$$i_{PM} \neq 32,5 \text{ mA}$$

- Composante fondamentale : I_p

$$\begin{aligned} I_{P0} &= \frac{I_{P4}}{\pi R_i} \left[\frac{R_p + g_4 R_i}{g_4} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) - R_p \left(\frac{\sin 4\theta_0}{4} - \theta_0 \cos 4\theta_0 \right) \right] \\ &= \frac{3,6}{\pi \cdot 500} \left[\frac{28,5 + 10,2 \cdot 500}{0,074} \left(0,342 - \frac{20\pi}{180} \cdot 0,94 \right) - 28,5 \left(\frac{0,985}{4} - \frac{20\pi}{180} \cdot 0,174 \right) \right] \end{aligned}$$

$$I_p \neq 3,9 \text{ mA}$$

• Rendement de l'étage :

Puissance utile :

$$P_u = \frac{1}{2} V_{p4} I_{p4} = \frac{1}{2} 121 \times 4,25 \cdot 10^{-3} = 0,256$$

Puissance absorbée :

$$P_a = V_{p0} I_{p0} = 170 \times 3,9 \cdot 10^{-3} = 0,662 \text{ W}$$

$$\Rightarrow \rho = \frac{P_u}{P_a} = \frac{0,256}{0,662} = 0,385$$

$$\rho = 38,5\%$$

III^e étage : Doubleur :

* Calcul de l'impédance de charge du tube :

De même que pour les étages précédents nous avons : $R_g = 450 \text{ k}\Omega$

• Impédance du primaire (ou du secondaire) du transformateur à la résonance :

$$R_o = \frac{L}{Cr}$$

$$r = \frac{L\omega_o}{Q_c}$$

avec : $\left. \begin{array}{l} Q_c = 12 \\ C = 4,7 \text{ pF} \\ F_o = 3600 \text{ kHz} \end{array} \right\}$

$$\Rightarrow R_o \approx 12,7 \text{ k}\Omega$$

• Impédance équivalente au transformateur à la résonance :

$$R = \frac{R_o}{2} = \frac{12,7}{2} = 6,35 \text{ k}\Omega$$

• Impédance de charge du tube :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_g} = \frac{1}{6,35} + \frac{1}{450}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_p \approx 6,2 \text{ k}\Omega}$$

* Détermination de l'excitation V_g :

Pour un doubleur, l'angle de passage est compris entre 45° et 65° (Voir Paramètres de Fonctionnement des Pentodes) ; on prend $\theta_0 = 60^\circ$

on a : $-V_{g_0} + 0,5 V_g = -4,5$ avec $\begin{cases} V_g > 2 V_{g_c} = 9 \text{ V} \\ V_g > V_{g_0} \end{cases}$

Afin que les 2 inégalités soient vérifiées :

on prend $V_{g_0} = 10 \text{ V}$

on en déduit $V_g = 18,75 \text{ V}$

* Calcul des paramètres y_2 et z_2 :

$$\boxed{y_2 = \frac{\pi}{\theta_0 - \frac{\sin 4\theta_0}{4}} = \frac{\pi}{\frac{60\pi}{180} - \left(\frac{0,866}{4}\right)} = 2,46}$$

$$\boxed{z_2 = y_2 \frac{1}{2\pi} \left[\sin \theta_0 - \frac{\sin 3\theta_0}{3} \right] = \frac{2,46}{2\pi} (0,866 - 0) = 0,343}$$

• Composante utile du courant :

$$I_{P_2} = \frac{\mu V_g \cdot z_2}{R_p + y_2 R_i} = \frac{s \cdot V_g \cdot z_2}{\frac{R_p}{R_i} + y_2} = \frac{7,4 \cdot 18,75 \cdot 0,343}{\frac{6,35}{500} + 2,46} = 19,4 \text{ mA}$$

$$I_{P_2} = 19,4 \text{ mA}$$

- Tension alternative de plaque :

$$V_{P_2} = R_p I_{P_2} = 6,35 \times 19,4 = 123 \text{ V}$$

- Gain en tension

$$G = \frac{V_{P_2}}{V_g} = \frac{123}{18,75} = 6,55$$

$$G = 6,55$$

- Courant maximum plaque :

$$\begin{aligned} i_{P_M} &= \frac{1}{R_i} \left[\mu V_g (1 - \cos \theta_0) - V_{P_2} (1 - \cos 2\theta_0) \right] \\ &= \frac{1}{500 \cdot 10^3} \left[500 \cdot 10^3 \cdot 7,4 \cdot 10^3 \cdot 18,75 (1 - 0,5) - 123 (1 + 0,866) \right] = 68,7 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$i_{P_M} = 68,7 \text{ mA}$$

- Composante fondamentale I_{P_0}

$$\begin{aligned} I_{P_0} &= \frac{I_{P_2}}{\pi R_i} \left[\frac{R_p + \gamma_2 R_i}{\gamma_2} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) - R_p \left(\frac{\sin 2\theta_0}{2} - \theta_0 \cos 2\theta_0 \right) \right] \\ &= \frac{19,4}{\pi \cdot 500} \left[\frac{6,35 + 2,46 \cdot 500}{0,343} (0,866 - \frac{60\pi}{180} \cdot 0,5) - 6,35 \left(\frac{0,866}{2} + \frac{60\pi \cdot 0,866}{180} \right) \right] \end{aligned}$$

$$I_{P_0} \# 16,2 \text{ mA}$$

• Rendement de l'étage :

Puissance utile :

$$P_u = \frac{1}{2} V_{P_2} I_{P_2} = \frac{1}{2} \cdot 123 \cdot 19,4 \cdot 10^{-3} = 1,19 \text{ w}$$

Puissance absorbée :

$$P_a = V_p I_p = 170 \times 14,6 \cdot 10^{-3} = 2,5 \text{ w}$$

$$\Rightarrow \rho = \frac{P_u}{P_a} = \frac{1,19}{2,5} = 0,475$$

$\rho = 47,5\%$

B. Réalisation pratique

Les éléments ayant été choisis, et les caractéristiques de fonctionnement calculées, nous pouvons concevoir aisément le multiplicateur et le réaliser.

Comme notre projet rentre dans le cadre de la constitution du laboratoire de Télécommunications, nous allons le concevoir de telle sorte qu'il puisse faire l'objet d'une manipulation. Pour cela nous le réaliserons sous forme d'une platine où les entrées et les sorties seront explicitées à l'aide d'un schéma.

1. Accord des transformateurs HF

Nous l'avons déjà signalé, le problème du filtrage est très important c'est pour cela que nous accordons avec le maximum de soins les transformateurs destinés à isoler les harmoniques utilisés; nous utilisons à cet effet un Q-mètre.

Afin d'avoir un bon gain, il est nécessaire que nous ayons un rapport $\frac{L}{C}$ élevé de l'ordre de 10^6 .

Valeurs des éléments des transformateurs utilisés

étages éléments	I - 450 KHz	II - 1800 KHz	III - 3600 KHz
L (μ H)	610	164	41
C (pF)	200	47	4,7
Q	50	90	48

• Liaison :

Nous adoptons le mode de liaison Capacité -
- résistance de fuite. Le condensateur C_e doit avoir une forte capacité, l'impédance présentée par ce dernier est : $\frac{1}{j\omega C_e}$: elle est faible pour les hautes fréquences et grande pour les basses fréquences - Nous avons pris : $C_e = 6,8 \text{ nF}$ (seuls condensateurs existant au magasin, ayant une forte capacité et un faible encombrement).

La résistance de fuite de grille permet d'amener la polarisation négative de grille - Elle doit être élevée afin de ne pas trop amortir le circuit de plaque - Nous avons choisi $R_g = 1 \text{ M}\Omega$

• Circuit de grille

Dans le circuit de grille nous trouvons R_g ; la polarisation de grille sera décomplée par un condensateur C_g dont la capacité est donnée par :

$$\frac{1}{C_g \omega} \ll R_g \Rightarrow \frac{1}{450 \cdot 10^3 C_g} \ll 10^6$$

$$C_g \gg 22 \text{ pF}$$

Nous avons pris $C_g = 1 \text{ nF}$

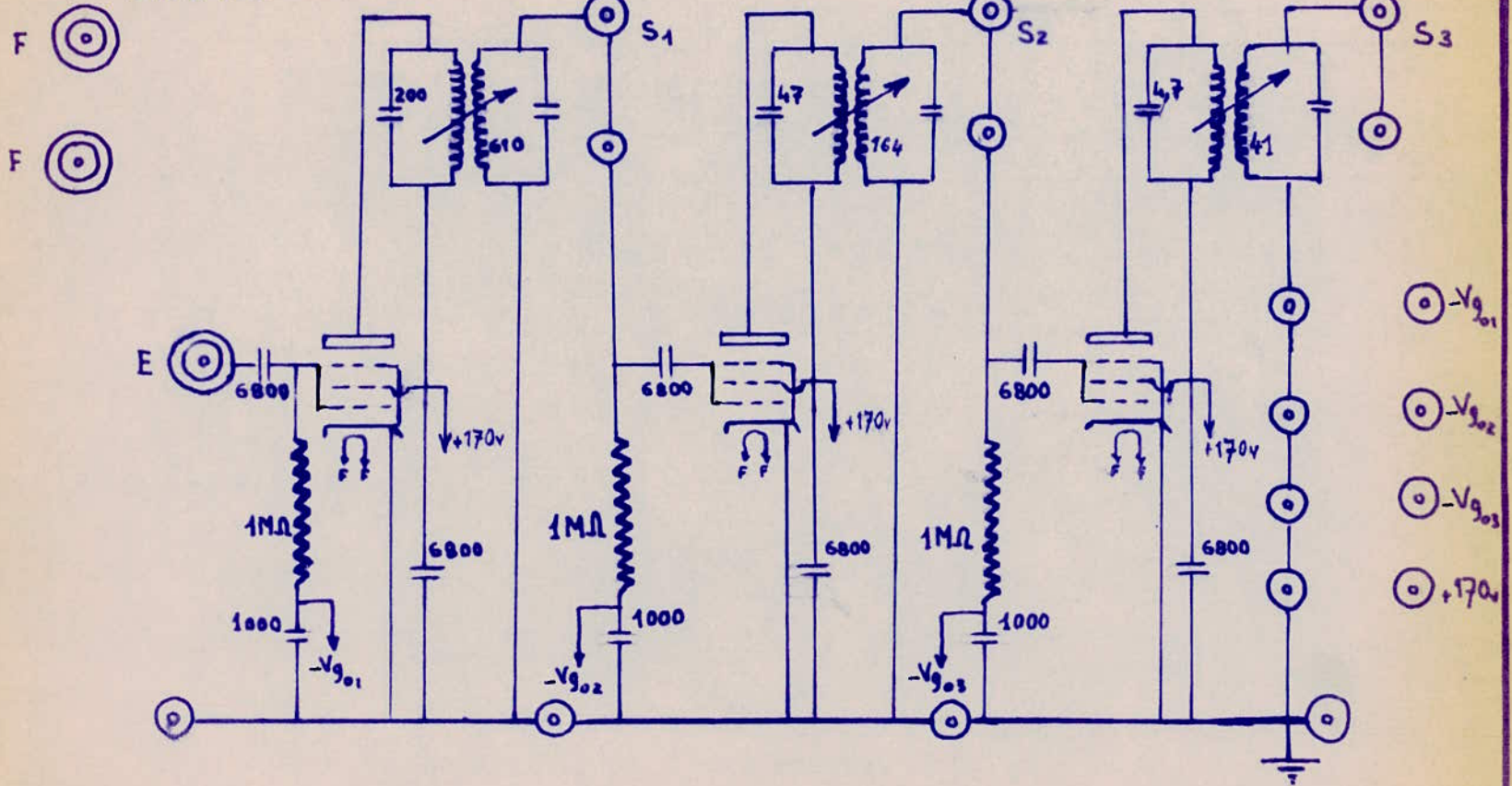
3. Construction

La maquette réalisée se présente sous la forme

Schéma de la Platine

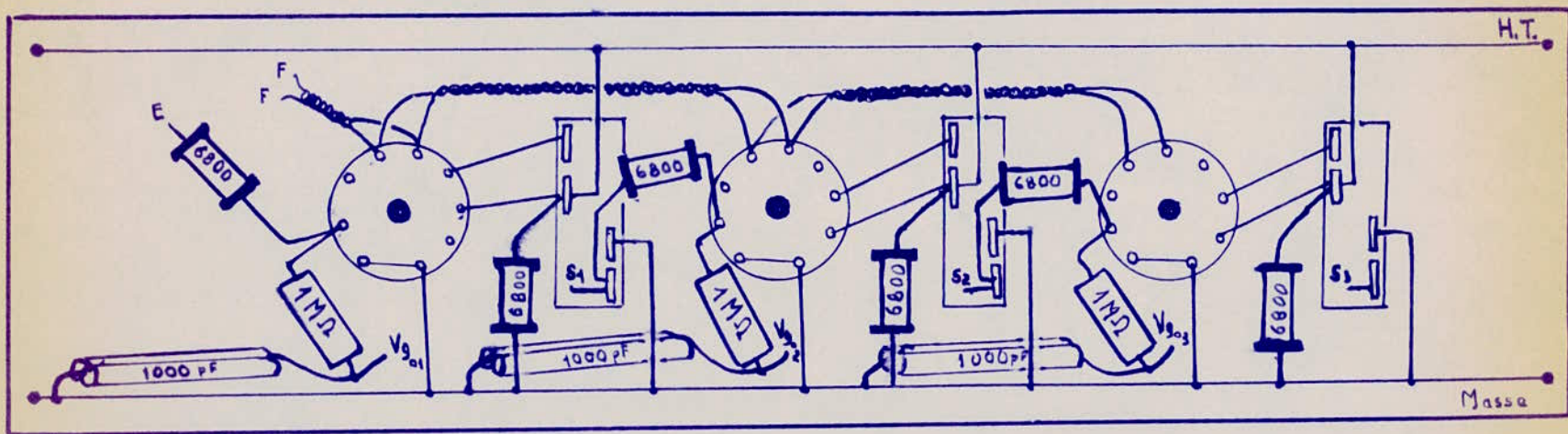
Vue de dessus

Multiplicateur de Fréquence
150/3600 kHz
3 x 4 x 2



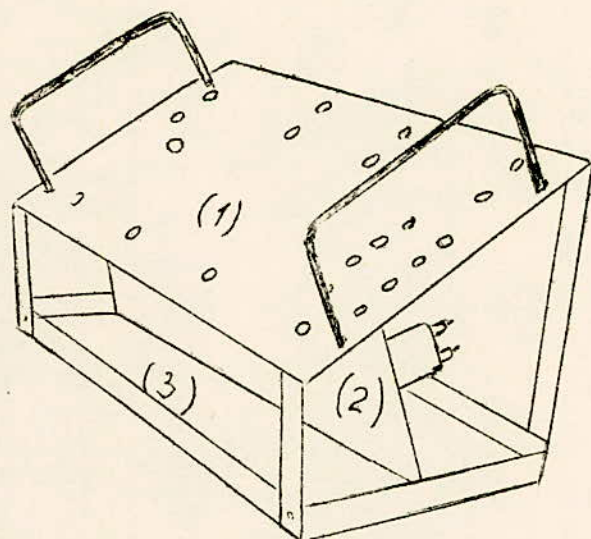
Echelle: 1

Schéma du cablage



échelle : 1

ci-dessous :



Elle se compose de 3 parties :

(1) La platine contenant les bornes reliées aux différentes entrées et sorties, sur laquelle figure le schéma du montage.

(2) La plaquette sur laquelle est réalisé le câblage, et sont placés les différents éléments : lampes et transformateurs HF

(3) Le support sur lequel reposent la platine et la plaquette de câblage comme le montre la figure ci-dessus.

C. Mesures :

Les mesures effectuées ont pour but de vérifier les caractéristiques du multiplicateur réalisé.

1. Mesures préliminaires

a. vérification de la multiplication après chaque étage :
En première approximation, pour vérifier qu'à la sortie de chaque étage nous avons bien la multiplication voulue nous utilisons la méthode des courbes de Lissajous - A cet effet nous employons un oscilloscope cathodique -

Principe de la méthode : On applique sur l'une des paires de plaques (verticales par exemple) la tension prise à la sortie de l'étage multiplicateur dont la fréquence est nf , et sur l'autre paire de plaques (horizontales) la fréquence d'entrée du multiplicateur, on obtient sur l'écran de l'oscilloscope une courbe plus ou moins complexe qui permet de connaître la fréquence nf , donc n résultat de la multiplication.

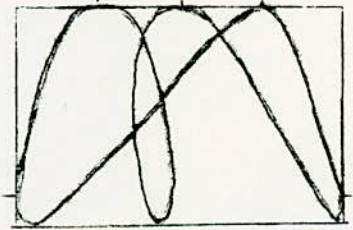
La courbe obtenue peut être inscrite dans un carré ou un rectangle, sa forme dépend du rapport $\frac{nf}{f} = n$; la courbe nous donne immédiatement f le nombre n qui est égal à :

$$n = \frac{\text{Points de tangence horizontaux}}{\text{Points de tangence verticaux}} = \frac{mf}{f}$$

I^{er} étage : oscillogramme obtenu :

nous avons $n_1 = \frac{f_3}{f} = 3$

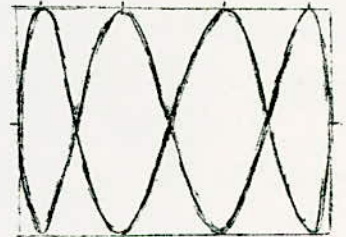
La multiplication est bien respectée dans l'étage triplets



II^e étage : oscillogramme obtenu :

nous obtenons $n_2 = \frac{f_4}{f_3} = 4$

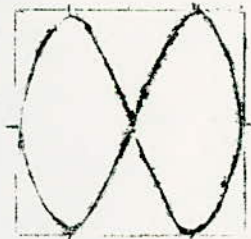
Le 2^e étage multiplie bien par 4



III^e étage : oscillogramme obtenu :

nous obtenons : $n_3 = \frac{f_2}{f_4} = 2$

Le 3^e étage multiplie bien par 2



Nous avons opéré de proche en proche pour vérifier que la multiplication est réalisée, car il est difficile d'avoir directement $n_T = 24$ en appliquant sur les plaques horizontales la sortie du multiplicateur ($24 \times 150 \text{ kHz}$) et sur les plaques verticales l'entrée (soit 150 kHz).

Nous vérifions bien : $n_T = 3 \times 4 \times 2 = 24$

b. Vérification des caractéristiques calculées :

Les résultats des mesures seront présentés sous forme de tableau dans lequel seront figurées aussi les valeurs calculées.

I^{er} étage :

Caractéristiques	Calculés	Mesurés
V_g (volts)	25,5	25,5
V_{g_0} (volts)	24	24
V_{p_3} (volts)	137,5	42
R_p (ohms)	17 000	8600
I_{p_3} (mA)	8,1	4,9
$G = \frac{V_p}{V_g}$	5,4	1,65
I_{p_0} (mA)	7,65	3,92
ρ (%)	42,6	15,5

Nous remarquons une différence notable entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées, ceci est dû d'une part aux éléments qui ne sont connus que d'une manière approximative, puis-que nous avons fait la mise au point une fois

la maquette montée, et d'autre part aux éléments parasites (capacité grille-plaque, amortissement dû à la lampe suivante....)

II^e étage :

Caractéristiques	calculées	mesurées
V_g (volts)	80,5	42
V_{g_0} (volts)	80	40
V_{p_4} (volts)	121	15
$G = \frac{V_{p_2}}{V_g}$	1,5	0,28
R_p (Ω)	28500	15.200
I_{p_4} (mA)	4,25	2,3
I_{p_0} (mA)	3,9	1,74
ρ (%)	38,5	7,05

Les remarques faites pour l'étage précédent restent valables pour celui-ci, nous remarquons en outre que pour le quadrupleur le gain en tension est faible, il faudrait faire suivre un tel étage d'un étage amplificateur, nous ne l'avons pas fait car sa tension de sortie est suffisante

pour attaquer l'étage suivant - qui est un doubleur.

III^e étage :

caractéristiques	calculées	mesurées
V_g (volts)	18,75	15
V_{g_0} (volts)	10	8,5
V_{p_2} (volts)	123	31
$G = \frac{V_{p_2}}{V_g}$	6,55	2,05
R_p (Ω)	6200	3900
I_{p_2} (mA)	19,4	7,95
I_{p_0} (mA)	16,2	4,25
ρ (%)	47,5	17

Les mêmes remarques faites pour les étages précédents sont valables pour cet étage, à noter que pour le doubleur le gain et le rendement sont meilleurs que pour les tripleur et quadrupleur.

2. Relevé des courbes de réponse des 3 étages:

A l'aide de l'oscilloscope nous réglons au maximum la tension à la sortie de chaque étage, en ajustant le couplage des transformateurs HF, puis nous relevons les courbes de réponse de chaque étage

$$\frac{V_s}{V_e} = \varphi(f)$$

I^{er} étage: Graphique I

La courbe de réponse de l'étage $\frac{V_{P3}}{V_g} = \varphi_1(f) = G$ a été relevée après avoir ajusté le couplage du primaire et du secondaire du transformateur pour obtenir un maximum maximum pour V_{P3} .

La courbe obtenue n'a qu'un seul maximum (on est bien aux environs du couplage critique), elle est assez sélective, qualité nécessaire pour le premier étage afin d'éviter la transmodulation dans les étages suivants.

La bande passante à 3dB est : $B_p = 7 \text{ KHz}$

II^e étage: Graphique II

Nous recherchons là aussi le maximum de V_{P4} avec les noyaux primaire et secondaire, avant de relever la courbe $G = \varphi_2(f)$

Nous remarquons que la courbe obtenue n'a qu'un

seul maximum, assez large, le couplage est lâche dans ce cas, elle n'est pas sélective. La bande passante à 3dB est $B_p = 19,8 \text{ KHz}$

III^e étage :

Pour cet étage, aussi nous ajustons V_p au maximum maximum avant de relever la courbe $G = \varphi_3(f)$. On obtient une courbe à un seul maximum, aplati, large, on a donc un couplage lâche, la sélectivité est faible.

La bande passante à 3dB est $B_p = 28 \text{ KHz}$

3. Distorsion

La mesure de la distorsion harmonique de chaque étage est importante dans un multiplicateur de fréquence, pour savoir si l'harmonique désiré existe.

Nous n'avons pu effectuer une mesure précise du taux d'harmoniques de chaque étage, faute de distorsiomètre allant jusqu'aux fréquences utilisées.

Nous avons toutefois vérifié l'existence des harmoniques voulus à l'oscilloscope.

4. Stabilité en fréquence :

C'est l'une des qualités essentielles que l'on exige d'un multiplicateur.

Les défauts qui affectent la stabilité d'un multiplicateur sont :

- La dérive :

Au moment de la mise en marche du multiplicateur et pendant les premiers temps de son fonctionnement, on constate une variation lente de la fréquence due en majeure partie à l'échauffement des différents éléments dont les caractéristiques influent sur la fréquence : inductances, capacités, tubes, sources...

Nous remarquons que la dérive se produit toujours dans le même sens elle atteint une valeur limite au bout d'une heure de service permanent ; elle est tellement faible qu'il nous est difficile de la mesurer avec précision.

Il est possible d'y remédier en utilisant des dispositifs correcteurs tels qu'un condensateur dont la fréquence varie avec la température de l'appareil.

- Variation de la tension d'alimentation :

Lorsque nous faisons varier la tension d'alimen-

tation, la fréquence varie mais d'une façon à peine perceptible (observation à l'oscilloscope), il est nécessaire donc pour améliorer la stabilité du multiplicateur d'avoir une tension d'alimentation fixe.

5. Mesure de la fréquence avec précision :

A cet effet nous utilisons un fréquencemètre très précis (AME type TR.TX.1C).

La méthode utilisée est celle du battement zéro : on réalise le battement entre la fréquence inconnue et celle d'un harmonique du quartz du fréquencemètre, ce battement est constaté par l'oreille à l'aide d'un écouteur, au moment où le silence est constaté (battement zéro) la fréquence inconnue est égale à celle lue sur le quadrant du fréquencemètre.

Nous étalonnons d'abord le générateur GH120T sur $f = 150 \text{ kHz}$

	I ^e étage	II ^e étage	III ^e étage
F (kHz)	450,05	1800,30	3600,9

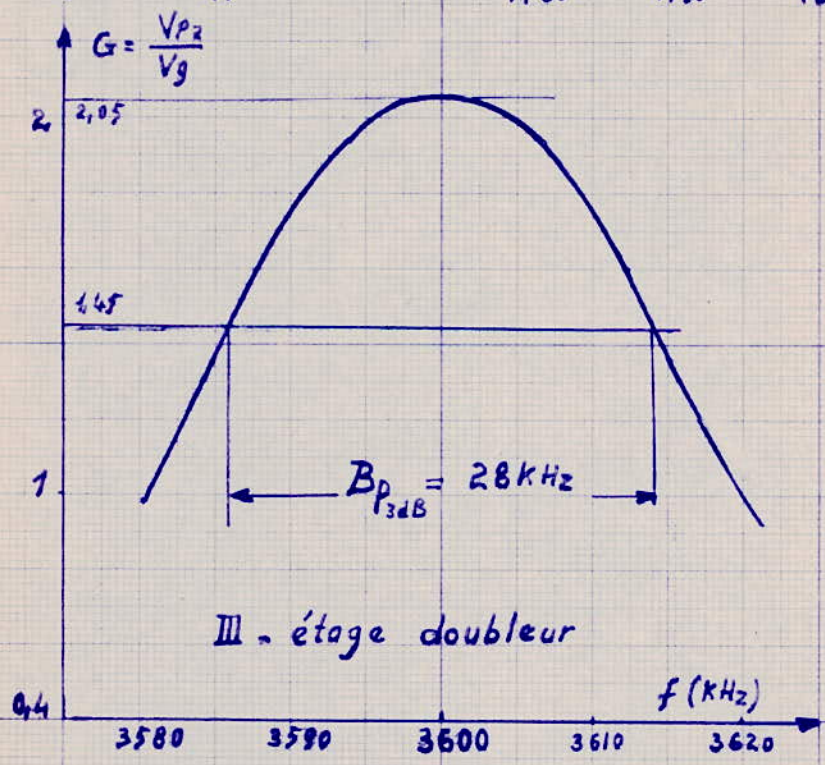
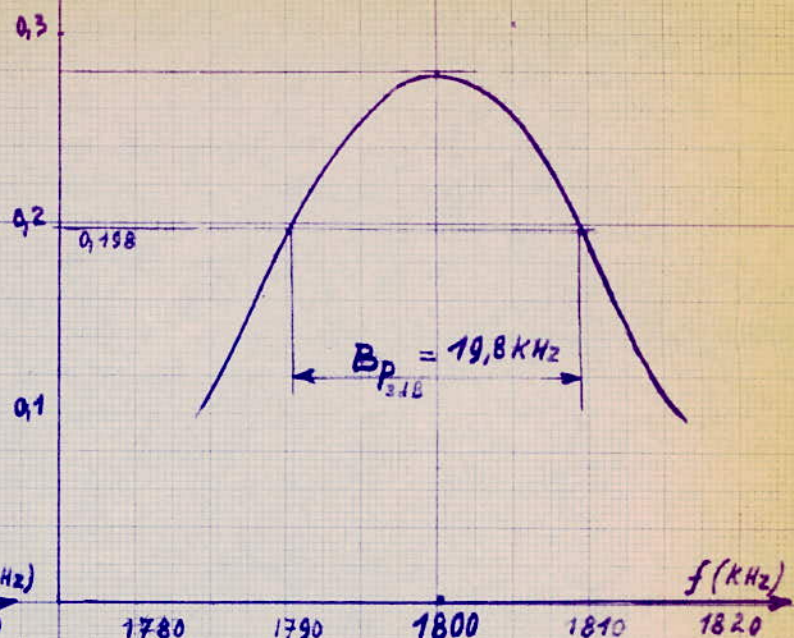
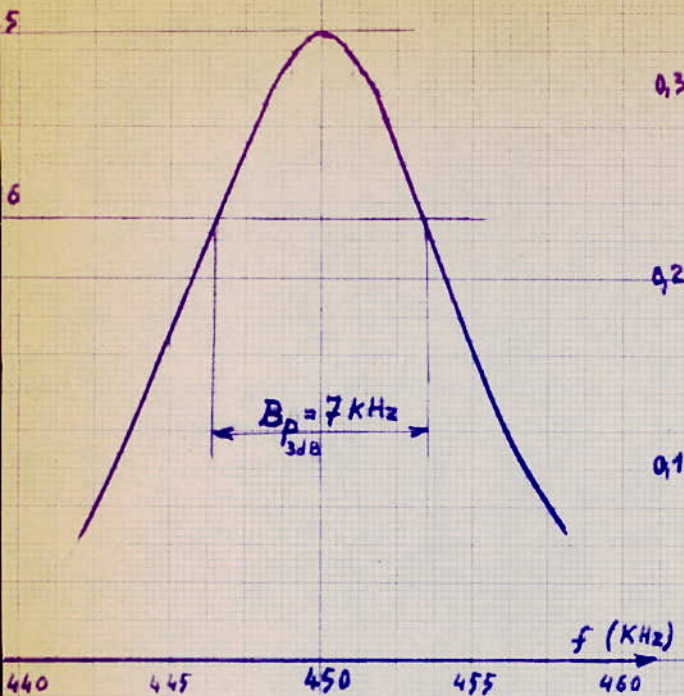
Nous voyons à travers ces mesures qu'il y a une légère modulation, que nous remarquons à l'osallo-

$$\frac{V_{P3}}{V_g}$$

I - étage tripleur

$$G = \frac{V_{P4}}{V_g}$$

II - étage quadrupleur



COURBES de REPONSE
des 3 ETAGES du MULTIPLICATEUR

scope pour le dernier étage car elle est déjà appréciable, la fréquence étant élevée.

D. Conclusions :

1. Relatives à la réalisation pratique :

La réalisation pratique de la maquette a été rendue difficile - d'une part par le manque de matériel, nous nous sommes contentés d'utiliser les éléments existant au magasin de l'école ou en ville, parfois les caractéristiques sont totalement différentes de celles que prévoyait le calcul, il nous a fallu pour cela remanier les calculs, - d'autre part le manque de pratique nous a aussi endicapé, car en effet, c'est la seule année où nous nous sommes exercés à monter et à souder.

Afin de réduire les effets parasites dus au câblage, nous avons soigné les soudures, et prévu des blindages pour les transformateurs et les lampes, il aurait fallu aussi pour obtenir de meilleurs résultats isoler chaque étage ce qui est assez difficile à réaliser.

2. Relatives aux mesures :

Nous avons fait les remarques relatives aux mesures au fûr et à mesure qu'elles ont été effectuées. Les résultats obtenus sont suffisants pour les exigences du laboratoire, bien que les valeurs obtenues pratiquement soient assez différentes de celles calculées, ces dernières n'étant qu'approximatives, n'avaient pour but que de nous donner l'ordre de grandeur.

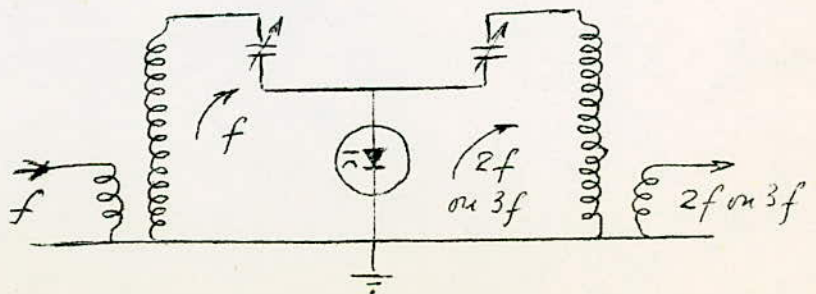
L'écart entre la théorie et la pratique est surtout dû à l'influence des éléments parasites que nous pouvons réduire en effectuant des compensations et en prévoyant des blindages efficaces, car cette influence est d'autant importante que la fréquence est élevée; il provient aussi des erreurs engendrées par les appareils de mesure (peu d'entre eux sont utilisables aux fréquences élevées: nous avons utilisé essentiellement l'oscilloscope et le fréquencemètre), et celles comises sur les lectures.

Dans un multiplicateur de fréquence, le plus important est l'exactitude et la stabilité de la fréquence de sortie, ces deux qualités sont bien respectées dans notre maquette. Pour avoir des tensions de sortie élevées, nous pouvons utiliser un amplificateur à la sortie du multiplicateur.

CONCLUSION GENERALE

L'étude et la réalisation du multiplicateur a été faite avec des tubes à vide, c'est sous cette forme que nous le rencontrons dans les appareils où il est utilisé notamment dans les émetteurs, cependant actuellement, avec les progrès réalisés par les semi-conducteurs, les multiplicateurs à diodes ou à transistors sont très utilisés dans les chaînes émettrices transistorisées.

Lorsqu'on veut obtenir des fréquences très élevées (plusieurs centaines et même quelques milliers de mégahertz) les lampes et les transistors ne permettant pas une telle montée en fréquence, on utilise des "éléments varactor", en général des diodes présentant une capacité variable avec la tension d'entrée; dans ce cas le multiplicateur se présente comme suit :



(cf: J. Fagot Emploi des tubes et des transistors)

Il aurait été très intéressant de réaliser aussi un multiplicateur à transistors, but que nous nous sommes fixés mais que nous n'avons pu atteindre faute de matériel notamment les transistors haute fréquence.

L'étude de la multiplication nous a permis de bien comprendre le fonctionnement des amplificateurs haute fréquence et les circuits de filtrage; tandis que la réalisation pratique a été très intéressante puisque jusque là nous n'avons jamais rien monté; c'est là qu'apparaît l'utilité d'un sujet théorique et pratique.

JUIN 1967

Bibliographie

- P. David et J. Eldin : Cours de Radioélectricité
- Tubes ^{générale} amplificateurs et Transistors
- G. Banneras et J. Berthelot : Cours de Radio-Technique
- Emission et Réception
- Tubes et amplificateurs
- J. Quint : Théorie et Pratique des circuits de l'électronique
- Tomes 1 et 2
- E. Fromy : Mesures en Radio-Technique
- J. Fagot : Emploi des tubes électroniques et des transistors
- J.M. Doyle : Impulsions et circuits impulsionsnels
- V. Belevitch : Théorie des circuits non-linéaires en régime alternatif

STANTON 1860

STANTON 1860

STANTON 1860

STANTON 1860

STANTON 1860

STANTON 1860

STANTON 1860

STANTON 1860

STANTON 1860