

UNIVERSITE D'ALGER

8/68

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

2ea

Département Télécommunications

المدرسة الوطنية للعلوم التطبيقية
المركز الوطني للعلوم الهندسية
PROJET DE FIN D'ETUDES



THÉORIE ET PRATIQUE
DU KLYSTRON
SA STABILISATION
EN FRÉQUENCE

PF68-15

Année 1967-68

Y. LARABA

UNIVERSITE D'ALGER

Ecole Nationale Polytechnique

Département

Télécommunications

Regu, le 15/6/68
S. S. S.

Projet de Fin d'Etudes

proposé par

Mr Ahmed ZERGUERRAS

THEORIE ET PRATIQUE DU KLYSTRON

Sa Stabilisation en fréquence

Elève Ingénieur : LARABA Yaâcoub

Année Scolaire : 1967 -68

- SOMMAIRE -

	Pages
<u>Introduction</u>	5 - 6
<u>Chapitre I : Klystrons à 2 ou plusieurs cavités -</u>	
<u>I - Principe</u>	7
<u>II - Théorie de Fonctionnement</u>	8
1) Fonctionnement	8
a) Modulation de la vitesse des électrons	8 à 11
b) Mise en paquets des électrons	11 à 12
c) Excitation du Circuit (2) par le passage des paquets d'électrons	12
2) Rendement	15 à 16
3) Courant de démarrage des Klystrons oscillateurs	16 à 17
<u>III - Tubes dérivés du Klystron</u>	17
1) Amplificateurs cascades	17
2) Klystrons à cible déprimée	17
3) Klystrons monocircuits	17
<u>IV - Gain et Largeur de Bande des Klystrons Amplificateurs</u>	18
1) Choix de la pervéance	18
2) Gain de Bande Passante	18
V - Elements de construction d'un Klystron	19
<u>Chapitre II : Klystron Réflex -</u>	
<u>I - Principe</u>	20
<u>II - Théorie de Fonctionnement</u>	21
1) Groupement - Relation de phase pour l'oscillation	21 - 22
2) Modes du Klystron Réflex	22
3) Rendement	23 à 25
4) Hystérésis	25 à 26
5) Effet de la charge sur le fonctionnement - Diagramme de Riecke	26

III - Tubes dérivés du Klystron Réflex

- 1) Klystron Multiréflex 26
- 2) Strophotron ; tubes à méandres 26
- 3) Triodes à grilles positives 27

IV - Alimentations pour Klystrons Réflex 27

Chapitre III - Modulation et Stabilisation en Fréquence 28

I - Modulation des Klystrons 28

- 1) Amplitude 28
- 2) Impulsions 28
- 3) Fréquence et Phase 28 - 29

II - Stabilisation en Fréquence 29

- 1) Stabilisateur à discriminateur de fréquence 30
- 2) Stabilisateur de Pound 30 à 32
- 3) " à modulation de fréquence 33
- 4) " à oscillateur étalon 33
- 5) " de l'équipement GDH 103 33 - 34
- 6) " à Diode Varactor 35 - 36
- 7) Dispositif non classique (M. Bergerat) 36 à 41

Chapitre IV - Bruit - 42

I - Nature du spectre de Bruit 42

II - Causes de Bruit 42

III - Remarques sur le bruit de modulation 43

IV - Interventions du Bruit 44

V - Facteur de Bruit 44 - 45

Chapitre V - Les Applications des Klystrons -

I - Radar et Radionavigation 46

II - Télécommunications 46

- 1) Télévision 47
- 2) Diffusion troposphérique 47 - 48
- 3) Faisceaux Hertzien 48

III - Applications en Physique nucléaire dans les accélérateurs linéaires - 48

IV - Divers -

1) Multiplicateur et changeur de fréquence	49
2) Générateurs pour mesures Hyperfréquences	49
3) Radars d'ateliers	50
4) Source de chauffage	50
5) Mesures d'humidité	50
6) Cinémomètre	50

Chapitre VI - Manipulation -

I - Tracé des Modes du Klystron 51

1) Description du banc de mesures	51
2) Montage	52
3) Modes du Klystron 2 K 25	52
4) Plages d'oscillations	53
5) Accord mécanique	53
6) Conclusion	53

II - Stabilisation en Fréquence du Klystron 53

1) Matériel utilisé	53
2) Mesures	54 - 55

Conclusions : 56 - 57

Bibliographie 58

- INTRODUCTION -

Tous les tubes classiques voient leur fonctionnement s'altérer quand on applique à une ou plusieurs de leurs électrodes des tensions alternatives de fréquences élevées. Les capacités parasites provenant des connexions des électrodes ne sont plus négligeables. De plus, le temps de transit des électrons entre deux électrodes cesse d'être négligeable devant la période du signal appliqué. Donc, lorsque le temps de transit des électrons entre grilles devient de l'ordre de la période des phénomènes à amplifier ou à créer, les tubes classiques faisant appel à un faisceau d'électrons à vitesse constante modulé en densité deviennent impropres. Aussi était-il nécessaire de chercher d'autres procédés pour moduler un faisceau d'électrons, et de construire des tubes spéciaux. De tous ces tubes spéciaux utilisés en VHF, nous étudierons plus particulièrement les Klystrons.

Les Klystrons utilisent comme principe de base :

- le temps de transit des électrons, phénomène qui limite les tubes classiques aux fréquences élevées.

- la modulation de vitesse.

Avant de commencer l'étude de ces tubes, faisons d'abord un petit historique.

C'est Clavier qui, le premier a étudié le principe de la modulation de vitesse : grouper en paquets les électrons d'un faisceau primitivement homogène en faisant subir à leurs vitesses de petites variations suivant une loi périodique à une fréquence désirée.

En 1939, Hahn, Metcalf et les frères Varian construisirent les premiers tubes oscillateurs à modulation de vitesse, après que Hahn et Webster eurent présenté une première théorie de fonctionnement de ces tubes.

Les meilleurs résultats obtenus par l'application des magnétrons comme tubes émetteurs de Radar, entraînent la mise en veilleuse de l'étude du Klystron durant la dernière guerre. Par contre, la réalisation industrielle de Klystrons réflex comme oscillateurs locaux de réception fut poussée.

Des Klystrons oscillateurs ou amplificateurs de puissance pour émetteurs de télécommunications multiplex furent mis au point en France par "la Compagnie Générale de T.S.F." et le "Matériel Téléphonique". Depuis 1950, les Klystrons sont utilisés comme tubes amplificateurs très puissants pour les émetteurs de Télévision en ondes décimétriques. Des Klystrons à

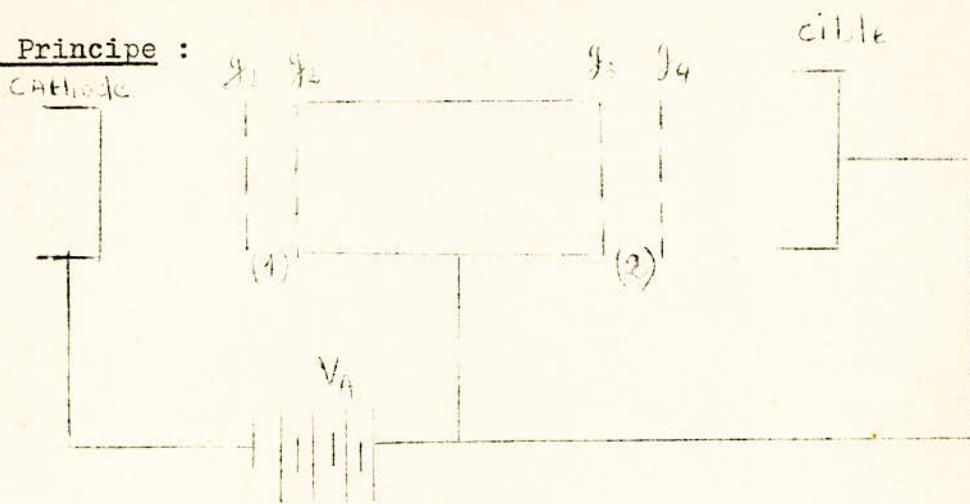
plusieurs cavités, délivrant des puissances très importantes, tout en permettant d'amplifier sur une bande étendue, ont été réalisés. Très récemment, des Klystrons à champ retardateur ont été étudiés.

Après ce bref historique, rappelons sur quoi portera notre étude. Nous étudierons dans un premier chapitre "les Klystrons à 2 ou plusieurs cavités" ; dans le chapitre II, "le Klystron Réflex" ; dans le chapitre III, nous développerons "la Stabilisation en fréquence des Klystrons et les différents montages utilisés" ; dans le chapitre IV, nous parlerons du "Bruit des tubes à modulation de vitesse" ; dans le chapitre V, nous verrons "les applications des Klystrons dans la pratique" ; dans le chapitre VI, nous ferons quelques mesures sur le Klystron. Enfin, quelques conclusions clôtureront cette étude.

- CHAPITRE I -

Klystrons à 2 ou à plusieurs cavités

I - Principe :



Lorsque le temps de transit des électrons entre cathode et grille devient de l'ordre de la période des phénomènes à amplifier ou à créer, les tubes classiques, faisant appel à un faisceau d'électrons à vitesse constante modulé en densité sont impropres.

On utilise alors des tubes à modulation de vitesse. Lorsque la tension positive V_A est appliquée entre la cathode et l'ensemble des autres électrodes, un faisceau homogène d'électrons vient traverser la première grille g_1 . Le faisceau pénètre alors dans l'espace (1) limité par les grilles g_1 et g_2 , où règne un champ haute fréquence. Pendant les demi-périodes où ce champ est négatif (c'est-à-dire dirigé en sens inverse du faisceau), les électrons (de charges négatives) seront accélérés. Pendant les demi-périodes positives, ils seront au contraire freinés. Il se produit ainsi une modulation de vitesse.

Entre les grilles g_2 et g_3 , aucun champ n'est appliqué. Les électrons, de vitesses différentes à l'entrée, se regroupent en paquets : les plus rapides rattrapant les plus lents. Après un parcours d'une distance convenable, on obtient une modulation de densité. Si les paquets d'électrons traversent alors l'espace (2) compris entre les grilles g_3 et g_4 , par un mécanisme apparenté aux phénomènes d'influence et d'induction, de l'énergie haute fréquence peut apparaître dans un circuit extérieur accordé à la fréquence considérée et placé aux bornes de l'espace (2).

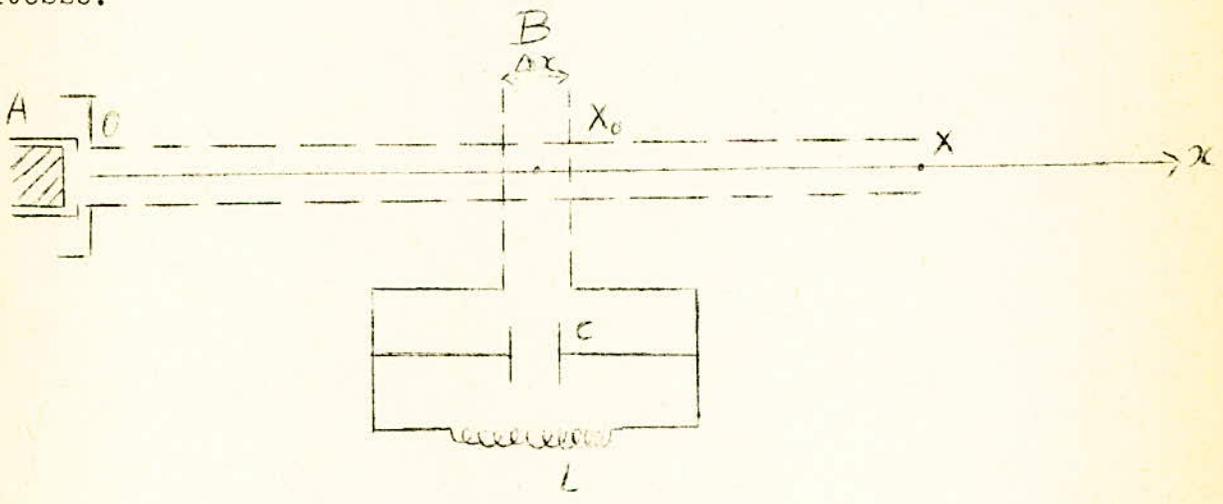
Entre les grilles g_1 et g_2 , nous avons l'espace de "modulation", entre g_2 et g_3 : l'espace de "groupement" ou de "glissement" et entre g_3 et g_4 l'espace de captation.

Si le champ qui règne dans l'espace de modulation est produit par un signal alternatif, appliqué sur un circuit disposé aux bornes de (1), nous pourrions recueillir ainsi un signal amplifié : le klystron fonctionnera en amplificateur. Si l'on couple les circuits de (1) et (2), d'une façon que l'énergie disponible dans (2) vienne entretenir le phénomène de modulation, nous aurons un klystron oscillateur. A la sortie de l'espace de captation, le faisceau est recueilli sur une cible portée en général au même potentiel continu V_A que l'ensemble des grilles et la paroi métallique de l'espace de glissement.

II - Théorie de fonctionnement du Klystron - La Modulation de Vitesse -

1) Fonctionnement :

Comme nous l'avons souligné plus haut, le signal n'est pas utilisé pour produire une modulation d'amplitude, mais une modulation de vitesse.



a) Modulation de la vitesse des électrons :

Un canon à électrons A forme un faisceau d'électrons que nous supposerons capable de se propager sans diverger pendant une longueur suffisante dans la direction ox . Ce faisceau transporte des électrons dont l'énergie est $e V_A$ (V_A est assez grand pour qu'on puisse négliger les vitesses initiales et leur dispersion). Au voisinage du point X_0 de l'axe ox , plaçons 2 grilles parallèles l'une à l'autre et normales à ox . Nous supposerons que l'espace Δx qui les sépare, est assez petit pour que le temps de transit d'un électron entre les grilles soit négligeable devant la période T du signal sinusoïdal que nous appliquerons entre ces grilles. Connectons ces grilles à un circuit résonant de période $T=2\pi\sqrt{LC}$ auquel un générateur fournit l'énergie nécessaire. Cette énergie est petite. Le signal appliqué est de la forme $V_s \sin \omega t$. Nous admettrons que la résonance du circuit est aigüe, que V_s est négligeable devant V_A donc $\frac{V_s}{V_A} \ll 1$.

En première approximation, nous pourrions écrire :

$$(1 + \frac{V_s}{V_A} \sin \omega t)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{1}{2} \frac{V_s}{V_A} \sin \omega t.$$

.../...

Les grilles B, fonctionnant dans les conditions décrites, n'arrêteront aucun électron ; leur champ fera seulement varier périodiquement en fonction du temps la vitesse des électrons qui les ont traversées.

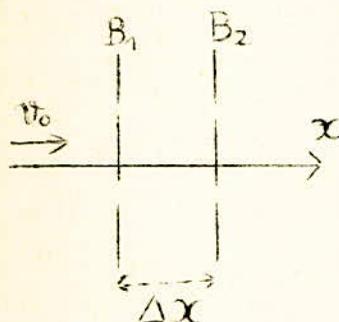
Ceux qui passent en X_0 à l'instant t , émergeront avec la vitesse :

$$v = \sqrt{-\frac{2e V_A}{m_0} \left(1 + \frac{V_s}{V_A} \sin \omega t\right)} \sqrt{\frac{1}{2}} \approx \left(-\frac{2e V_A}{m_0}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{V_s}{2V_A} \sin \omega t\right)$$

$$v \approx v_0 (1 + \beta \sin \omega t)$$

où v_0 est la vitesse d'émergence quand le signal est nul ; β est un nombre sans dimension que nous appellerons taux de modulation de vitesse réalisée.

En effet :



Les grilles B sont constituées par un système résonnant appelé rhumbatron. La distance entre les grilles est Δx . Ce rhumbatron est, comme nous l'avons souligné plus haut, traversé par un pinceau d'électrons primitivement à densité ρ_0 et à vitesse v_0 constante.

Le signal appliqué étant de la forme $V_s \sin \omega t$, entre les grilles, il apparaît un champ électrostatique que nous pouvons en première approximation considérer comme uniforme et de valeur $E = \frac{V_s}{\Delta x} \sin \omega t$.

Un électron dans ce champ est soumis à une force

$$F = -eE = -e \frac{V_s}{\Delta x} \sin \omega t.$$

La variation de l'énergie cinétique de l'électron entre les grilles s'écrit par application du théorème des forces vives :

$$\frac{1}{2} m_0 v^2 - \frac{1}{2} m_0 v_0^2 = \int_{B1}^{B2} F dx ; v \text{ étant la vitesse à la sortie de la grille B.}$$

Si on admet que la variation de vitesse est faible, on pourra écrire :

$$dE = \frac{1}{2} m_0 v^2 - \frac{1}{2} m_0 v_0^2 = \int_{B1}^{B2} F \cdot v_0 \cdot dt \quad \text{avec } dx = v_0 dt$$

$$dE = - \int_t^{t+t_0} e \frac{V_s}{\Delta x} v_0 \sin \omega t \cdot dt = + \frac{e V_s}{\Delta x} v_0 \frac{1}{\omega} (\cos \omega t)_t^{t+t_0}$$

.../...

$$dE = \frac{e V_s v_0}{\Delta x \cdot \omega} \left[\cos \omega(t + t_0) - \cos \omega t \right]$$

soit $dE = - \frac{2e V_s v_0}{\Delta x \cdot \omega} \sin \omega \frac{t_0}{2} \sin \omega \left(t + \frac{t_0}{2} \right)$ to est très voisin de $\frac{\Delta x}{v_0}$

$$dE = - \frac{2e V_s v_0}{\Delta x \cdot \omega} \sin \frac{\omega \Delta x}{2 v_0} \sin \omega \left(t + \frac{t_0}{2} \right)$$

$$dE = - e V_s \cdot \frac{\sin \frac{\omega \Delta x}{2 v_0}}{\frac{\Delta x \cdot \omega}{2 v_0}} \sin \omega \left(t + \frac{t_0}{2} \right)$$

Remarquons que $t + \frac{t_0}{2}$ est l'instant où l'électron passe au centre du rhumbatron et prenons le moment où il passe en ce point comme origine des temps nous aurons :

$$dE = - e V_s \sin \omega t \quad \left(\frac{\sin x}{x} \longrightarrow 1 \text{ qd } x \longrightarrow 0 \right)$$

Il s'ensuit que si nous posons :

$$\frac{1}{2} m_0 v_0^2 = - e V_A \implies - e = \frac{1}{2 V_A} m_0 v_0^2$$

V_A étant la tension d'accélération des électrons avant le passage dans le rhumbatron.

$$\frac{1}{2} m_0 v^2 - \frac{1}{2} m_0 v_0^2 = dE \implies \frac{1}{2} m_0 v^2 = dE + \frac{1}{2} m_0 v_0^2$$

$$\frac{1}{2} m_0 v^2 = - e V_A - e V_s \sin \omega t = - e (V_A + V_s \sin \omega t)$$

$$\frac{1}{2} m_0 v^2 = \frac{1}{2 V_A} m_0 v_0^2 (V_A + V_s \sin \omega t)$$

$$v^2 = \frac{v_0^2}{V_A} (V_A + V_s \sin \omega t) = v_0^2 + v_0^2 \frac{V_s}{V_A} \sin \omega t =$$

$$v_0^2 \left(1 + \frac{V_s}{V_A} \sin \omega t \right)$$

$$\implies v = v_0 \left(1 + \frac{V_s}{V_A} \sin \omega t \right)^{\frac{1}{2}} \simeq v_0 \left(1 + \frac{V_s}{2 V_A} \sin \omega t \right)$$

$$\boxed{v \simeq v_0 \left(1 + \beta \sin \omega t \right)} \quad \text{avec } \beta = \frac{V_s}{2 V_A}$$

Nous voyons que le passage à travers un rhumbatron entraîne une modulation quasi sinusoïdale de la vitesse des électrons.

En première approximation, l'énergie débitée par le générateur de signal est nulle : pendant une demi-période, les électrons sont accélérés et empruntent de l'énergie au champ électrique donc au générateur ; pendant l'autre demi-période, les électrons sont retardés et restituent de l'énergie au générateur.

b) Mise en paquets des électrons :

Regardons ce qui va se passer au delà des grilles le long de ox et supposons que tout ce domaine soit équipotentiel. Si nous négligeons la charge d'espace, les électrons continuent à se propager en ligne droite selon ox, mais avec des vitesses qui sont déterminées par le moment où ils ont traversé les grilles.

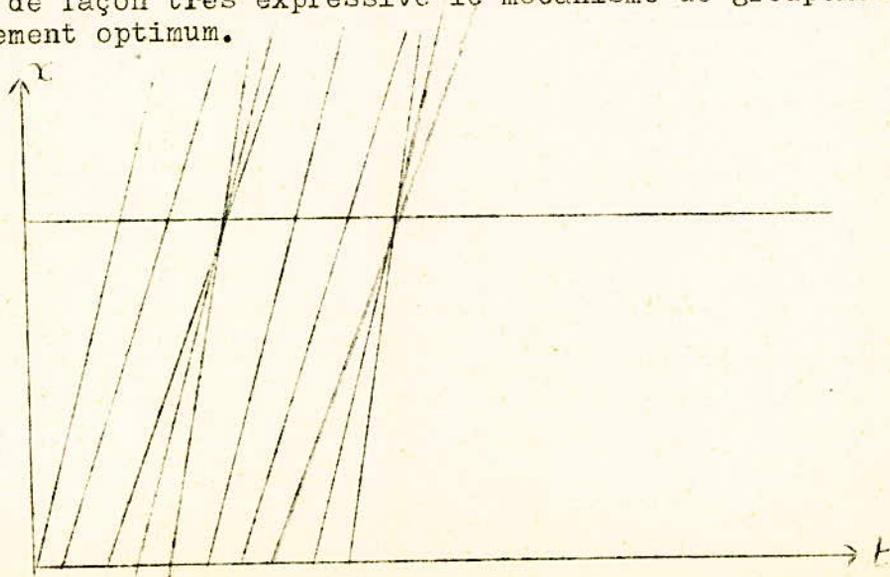
Prenons l'un d'entre eux, qui a traversé au temps t_1 . Il arrivera au point X tel que $\overline{XoX} = l$ au temps $t_2 = t_1 + \frac{l}{v}$.

Or nous avons vu que : $v = v_0 (1 + \beta \sin \omega t_1)$

$$t_2 = t_1 + \frac{l}{v_0 (1 + \beta \sin \omega t_1)} \approx t_1 + \frac{l}{v_0} (1 - \beta \sin \omega t_1)$$

$$t_2 - t_1 \approx \frac{l}{v_0} (1 - \beta \sin \omega t_1)$$

Les courbes $t(t_1)$, sont des droites dont la pente est fonction de t_1 . Elles sont représentées sur le diagramme d'Applegate qui met en évidence de façon très expressive le mécanisme de groupement et les zones de groupement optimum.



Faisons apparaître les angles de phase correspondant à t_1 et t_2 .
 Pour cela, multiplions les 2 membres par $\omega = 2\pi/T$.

$$\omega t_2 = \omega t_1 + \frac{\omega l}{V_0} - \frac{\omega l}{V_0} \beta \sin \omega t_1$$

Posons $\theta_1 = \omega t_1$; $\theta_2 = \omega t_2$; $k = \frac{\omega l \beta}{V_0}$ et $\theta_0 = \frac{\omega l}{V_0}$

$$\boxed{\theta_2 = \theta_1 + \theta_0 - k \sin \theta_1}$$

Nous voyons que θ_0 est la phase en X de l'électron qui a traversé les grilles ; k , un nombre sans dimension proportionnel à l a reçu le nom de paramètre de groupement. En effet, supposons β et ω donnés, k varie alors avec l seulement.

1) $k = 0 \implies$ la courbe $\theta_2 = f(\theta_1)$ est une droite faisant un angle de 45° avec l'horizontale ; tous les électrons qui ont franchi les grilles dans l'intervalle de temps $d\theta_1$ passeront en X au cours de $d\theta_2$ et ceci quel que soit θ_1 . Il n'y a pas de groupement.

2) Quand k n'est pas nul, il en va autrement.

Nous avons posé : $k = \frac{\omega l}{V_0} \beta = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{l}{V_0} \beta$ et k peut être $\neq 1$.

$$\theta_2 = \theta_1 + \theta_0 - k \sin \theta_1 \implies d\theta_2 = d\theta_1 - k \cos \theta_1 d\theta_1$$

$\frac{d\theta_2}{d\theta_1}$ dépend maintenant de la phase θ_1 au moment de la traversée des grilles.

- Si $k = 0,5$: $\theta_1 = 0 \implies d\theta_2 = \frac{1}{2} d\theta_1$

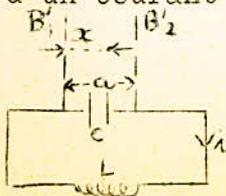
$\theta_1 = \pi \implies d\theta_2 = \frac{3}{2} d\theta_1$

Les électrons se sont groupés, parce que les plus rapides ont rattrapé les plus lents au cours du trajet de longueur l . La densité maximale d'électrons passera en $l = \bar{x} \bar{x}$ au temps $t_2 = \frac{l}{V_0}$ ($\theta_2 = \theta_0$).

Au-delà des grilles, les électrons dont la vitesse a été modulée, se groupent donc en paquets ; l'importance et la forme de ce groupement dépendant du trajet parcouru.

c) Excitation du circuit (2) par le passage des paquets d'électrons :

Le passage, dans l'espace de captation, des paquets d'électrons rythmés à la fréquence imposée par le circuit (1) va provoquer l'induction d'un courant HF dans le circuit (2).



Considérons la figure ci-contre et soit un électron qui arrive de la gauche. A un instant donné, l'électron est en P, à une distance x de la grille B'1 et à une distance $a - x$ de la grille B'2 (a distance entre les deux grilles). Il se développe alors par influence :

.../...

- Une charge $Q_1 = q \frac{x}{a}$ sur la grille B'1
- Une charge $Q_2 = q \frac{(a-x)}{a}$ sur la grille B'2

soit $v = \frac{dx}{dt}$ la vitesse de l'électron. Le courant dans la grille B'1 va

être $i_1 = \frac{dQ_1}{dt} = \frac{q}{a} \frac{dx}{dt} = \frac{q}{a} v$

et le courant dans la grille B'2 : $i_2 = \frac{dQ_2}{dt} = - \frac{qv}{a}$

Département Télécommunications

Le courant du faisceau en x contient une composante continue, égale à l'intensité I_0 débitée à l'entrée des grilles à laquelle se superpose une composante alternative très riche en harmoniques et de période fondamentale T .

Exprimons l'intensité du courant dans le plan d'abscisse $x_0 x=1$. Le principe de conservation de la charge électrique pour le groupe considéré d'électrons (au cours d'une même période fondamentale, la même quantité d'électricité doit traverser tout le plan normal au faisceau) n'est pas en défaut.

Soit I_0 l'intensité du faisceau au niveau des grilles et I l'intensité du faisceau dans le plan (x). Puisque tous les électrons partis dans l'intervalle $d\theta_1$ traversent x dans l'intervalle correspondant $d\theta_2$, nous devons avoir :

$$I_0 d\theta_1 = I d\theta_2 \implies I = I_0 \frac{d\theta_1}{d\theta_2}$$

$$\text{or } d\theta_2 = d\theta_1 - k \cos \theta_1 d\theta_1$$

$$\implies I = I_0 \frac{d\theta_1}{d\theta_1 - k \cos \theta_1 d\theta_1}$$

$$I = I_0 \frac{1}{1 - k \cos \theta_1}$$

Nous avons vu que $\theta_2 = \theta_1 + \theta_0 - k \sin \theta_1 \implies \theta_2 - \theta_0 = \theta_1 - k \sin \theta_1$
c'est-à-dire :

$$\omega(t_2 - \frac{1}{v_0}) = \theta_1 - k \sin \theta_1 = \psi$$

Le premier membre représente la phase d'une onde de période fondamentale $T = \frac{2\pi}{\omega}$ se propageant dans la direction $\vec{x_0 x}$ à la vitesse constante v_0 . Appelons la ψ . Puisque nous savons que I n'est pas sinusoïdale mais que sa période fondamentale est T , développons I en série de Fourier de paramètre ψ .

Le calcul montre que la série cherchée ne possède que les termes en cosinus.

$$\implies I = I_0 \cdot \frac{1}{1 - k \cos \theta_1} = I_0 \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\psi \right\}$$

avec $A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\cos n\psi}{1 - k \cos \theta_1} d\psi$

or $d\psi = (1 - k \cos \theta_1) d\theta_1$

.../...

On obtient finalement :
$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \cos (n \theta - nk \sin \theta) d\theta$$

Cette intégrale est transcendante ; sa solution est la fonction de Bessel d'ordre n, qu'on peut calculer par développement en série et dont il existe des tables.

Nous la symboliserons par le produit $\pi J_n (nk)$. Le développement :

$$I = I_0 \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n \psi \right) \text{ peut s'écrire :}$$

$$I = I_0 \left\{ 1 + 2 \sqrt{J_1(k)} \cos \psi + J_2(2k) \cos 2\psi + J_3(3k) \cos 3\psi + \dots \right\}$$

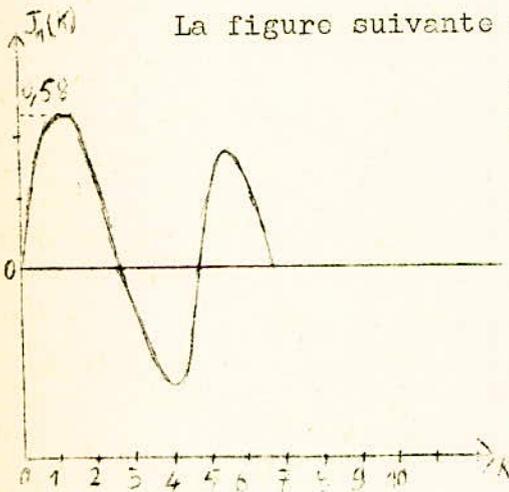
Seule la composante sinusoïdale fondamentale, la seule qui reproduise le signal nous intéresse. Cette composante vaut :

$$J_1 = 2 I_0 J_1(k) \cos \psi = 2 I_0 J_1 \left(\frac{\omega l}{v_0} \beta \right) \cos \omega \left(t_2 - \frac{l}{v_0} \right)$$

$$J_1 = 2 I_0 J_1 \left(\frac{\omega l}{v_0} \beta \right) \sin \left(\omega t_2 - \theta_0 + \frac{\pi}{2} \right)$$

L'amplitude de cette composante passe, quand k varie, par une série de maxima et de minima d'amplitude décroissante.

La figure suivante représente les variations de $J_1(k)$.



Le 1er maximum, le plus élevé, correspond à la valeur $k = 1,84$ et vaut

$$J_{1m} = 2 I_0 \cdot 0,58 \cdot \cos \left(\omega t_2 - \frac{\omega l_m}{v_0} \right)$$

avec $l_m = 1,84 \frac{v_0}{\omega \beta}$

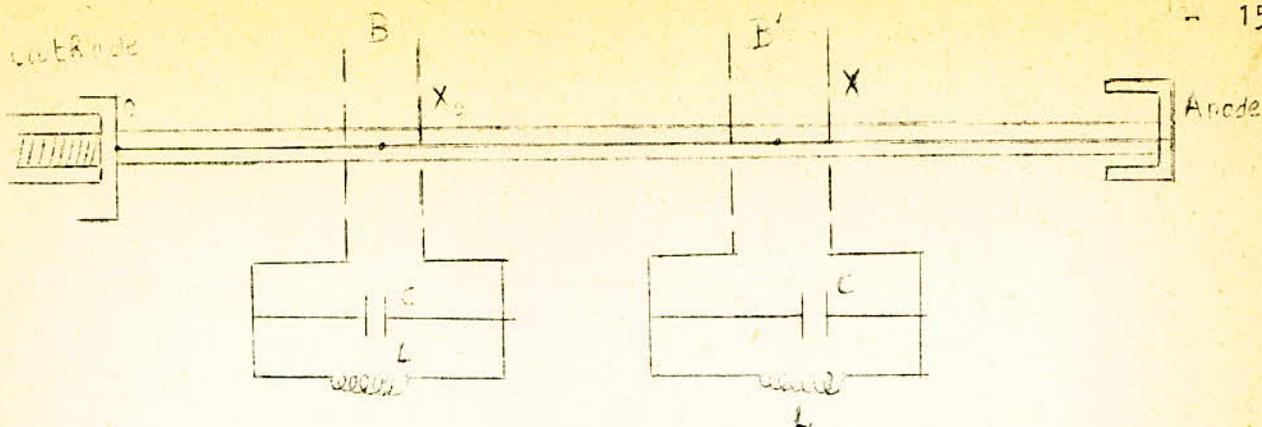
or $\beta = \frac{V_S}{2VA}$ et $v_0 = VA^{1/2} \sqrt{\frac{-2e}{m_0}}$

d'où $l_m = \frac{1,84}{\pi F} \frac{VA^{3/2}}{V_S} \sqrt{\frac{-2e}{m_0}}$

avec $F = \frac{1}{T}$ fréquence fondamentale.

Le quotient $\frac{1,84}{\pi}$ vaut 0,586.

L'ordre de grandeur de la distance optimale l_m prévu par cette relation n'est acceptable que si β ne dépasse pas la valeur 0,1. C'est à la distance l_m des grilles de modulation, que la composante de fréquence fondamentale de l'intensité atteint sa valeur crête maximale. Nous devons donc placer dans ce plan le dispositif de réception. Ce dernier sera un autre assemblage de 2 grilles parallèles entre elles et très rapprochées l'une de l'autre, disposées perpendiculairement au faisceau. Les grilles sont raccordées aux bornes d'un circuit oscillant peu amorti, accordé sur la même fréquence que le circuit modulateur. De toute cette étude, nous pouvons faire le schéma de principe d'un Klystron.



2) Rendement :

Calculons maintenant la limite supérieure de la puissance qui sera captée par ce dispositif. L'intensité I_1 a pour valeur de crête $2 I_0 J_1(k)$. Elle est sinusoïdale, la ddp maximale qui peut apparaître entre les grilles par induction ne peut dépasser V_A : si elle était plus grande, les électrons rebrousseraient chemin. Comme cette ddp est en première approximation sinusoïdale, la puissance captable maximale est :

$$P_1 = \frac{2 I_0 J_1(k)}{\sqrt{2}} \frac{V_A}{\sqrt{2}} = 0,58 V_A I_0$$

La puissance fournie au faisceau est : $P = V_A I_0$

Donc le rendement théorique maximum du tube ne peut dépasser

$$\eta_{\max} = \frac{P_1}{P} = 0,58 \quad \boxed{\eta_{\max} = 0,58 = 58 \%}$$

L'impédance shunt du circuit de captation doit être alors :

$$Z_p = \frac{V_A}{2 I_0 J_1(k)} = \frac{V_A}{2 \times 0,58 I_0} = \frac{Z_0}{1,16} \approx Z_0$$

Elle est voisine de l'impédance du faisceau. Il doit y avoir adaptation de la charge au faisceau électronique.

Dans un klystron auto-oscillateur, la nature du couplage entre cavités de sortie et d'entrée détermine le rapport des amplitudes et le déphasage des tensions alternatives de modulation et de captation.

Pour un tube donné et une tension V_A donnée, V_{S2} est, comme nous l'avons vu plus haut, fixée par la condition de rendement maximum $V_{S2} = V_A$. Le couplage sera donc tel que :

$$\frac{V_S}{V_{S2}} = \frac{V_S}{V_A} = 2\beta = \frac{1,84 \times 2}{\theta_0} = \frac{3,68}{\theta_0} \quad \text{avec } \theta_0 = \frac{\omega l}{v_0}$$

De plus, pour que la tension et le courant de captation soient en opposition de phase, il faut que le retard de phase α de la tension alternative de captation sur celle de modulation diffère d'un multiple

impair de π de celui du courant de captation sur la tension de modulation qui est $\theta_0 - \frac{\pi}{2}$

$$\Rightarrow \alpha + (2k - 1)\pi = \theta_0 - \frac{\pi}{2} \Rightarrow \boxed{\alpha + 2k\pi = \theta_0 + \frac{\pi}{2}}$$

En pratique, le rendement théorique de 58 % est loin d'être atteint dans les klystrons à 2 cavités, tubes pour lesquels le rendement ne dépasse guère 25 %.

Les causes principales de cet abaissement de rendement sont les suivantes :

α) les grilles ne sont pas parfaitement équipotentielles ; ne sont pas infiniment voisines et les temps de transit dans les espaces de modulation et de captation sont appréciables d'où une perte.

β) les électrons ne suivent pas parfaitement des trajectoires rectilignes, et une partie se perd sur les parois de l'espace de glissement.

γ) les pertes dans les cavités diminuent la puissance utilisable.

δ) les adaptations du tube aux circuits et le couplage entre cavités ne sont pas parfaits.

η) l'influence du champ dû à la charge d'espace du faisceau électronique dans l'espace de groupement : en fait, les électrons se repoussent mutuellement et ont tendance à freiner la formation de paquets d'électrons. Pour éviter les pertes dues au fait que le faisceau électronique peut diverger, on place souvent l'espace de glissement des klystrons à l'intérieur d'une bobine solénoïdale. L'influence de la charge d'espace dans l'espace de glissement est parfois contrebalancée par un canon assurant à l'émission une convergence du faisceau.

3) Courant de démarrage des klystrons oscillateurs :

Pour qu'un klystron oscillateur démarre, il faudrait que l'intensité I_0 du faisceau électronique atteigne une certaine valeur que l'on appelle courant de démarrage. En effet, posons le rapport $\frac{VS^2}{VS}$ fixé par le couplage entre les cavités égal à m ; $m = \frac{VS^2}{VS}$

L'impédance shunt de la cavité de sortie a pour module :

$$/Z_p/ = \frac{VS^2}{I_1^2} = \frac{VS^2}{2 I_0 J_1(k)} = \frac{mVA}{2 I_0} \cdot \frac{VS/VA}{J_1(k)} = \frac{mVA}{2 I_0} \frac{2\beta}{J_1(k)} = \frac{mVA}{\theta_0 I_0} \cdot \frac{\beta \theta_0}{J_1(k)}$$

$$/Z_p/ = \frac{mVA}{\theta_0 I_0} \cdot \frac{k}{J_1(k)}$$

Lorsque $k \rightarrow 0$, le rapport $\frac{J_1(k)}{k}$ est maximum et égal à $\frac{1}{2}$ (pour $k = 0$). L'oscillation ne sera donc possible que si l'intensité I_0 du faisceau électronique atteint une valeur minimale telle que :

.../...

$$/Z_p/ = \frac{2mVA}{\epsilon_0 I_0} \implies I_0 = \frac{2m \cdot VA}{\epsilon_0 \cdot /Z_p/}$$

Si on remplace la cavité de captation par un circuit équivalent R_p ; l et c en parallèle, on aura :

$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + j \left(c\omega - \frac{1}{L\omega} \right)$. A la résonance Z_p passe par un maximum R_p .

Le courant minimum

$$I_{om} = \frac{2m VA}{\epsilon_0 R_p}$$

est donc nécessaire au démarrage de l'oscillation.

On sait aussi que R_p est reliée au coefficient de surtension de la cavité de sortie par la relation $R_p = L\omega_0 Q = \frac{Q}{c\omega_0}$

Q est maximum quand la cavité n'est pas chargée c'est-à-dire quand on n'utilise aucune énergie et quand les seules pertes sont les pertes par effet Joule.

Le courant de démarrage a donc sa valeur la plus faible quand le tube fonctionne à vide et augmente avec la charge.

III - Tubes dérivés du Klystron -

1) Amplificateurs cascades :

Pour obtenir une grande amplification, on peut monter 2 klystrons à la suite l'un de l'autre, grâce à une ligne coaxiale couplant la cavité de sortie du premier à la cavité d'entrée du second. L'interaction entre le faisceau électronique et le champ Haute Fréquence est répétée plusieurs fois. Le rendement s'y trouve élevé. Le rendement théorique maximum d'un klystron à 3 cavités est de 74 % et l'on peut en pratique approcher 50 %.

Le klystron cascade ou non, ne convient pas pour amplifier des signaux très faibles car les fluctuations du courant du faisceau, donnent entre les grilles une tension de bruit qui est amplifiée en même temps que la tension du signal HF.

2) Klystrons à cible "déprimée" :

Dans ces tubes, on augmente le rendement en réduisant la tension continue dans la cible, à une fraction de la tension VA de la cavité ; seulement, on doit éviter le retour des électrons dans le champ HF de captation, la cavité de sortie se trouvant à un potentiel supérieur à celui de la cible.

3) Klystrons "Monocircuit" :

Ce sont des klystrons à une seule cavité, traversée deux fois par le faisceau électronique. Ils se comportent comme des klystrons oscillateurs. Les rendements sont bons et les puissances de sortie élevées.

IV - Gain et largeur de bande des Klystrons amplificateurs -

1) Choix de la Pervéance :

La pervéance d'un canon électronique, définie par le rapport $\frac{I}{V^{3/2}}$ (I en ampère ; V en volt), est une des caractéristiques essentielles des klystrons. Elle est entièrement déterminée par la géométrie du canon. Elle intervient aussi comme élément prépondérant dans l'obtention d'une bande passante électronique déterminée. En effet, la bande passante du klystron est fonction de la bande passante du circuit de sortie qui est égale à l'inverse du coefficient de surtension de la cavité chargée par le circuit extérieur, soit $\frac{\Delta F}{F} = \frac{1}{Q_L}$. Cette cavité de sortie peut être représentée par un circuit L, C, Z, équivalent ; L et C étant déterminées par ses dimensions géométriques, et Z étant l'impédance de charge.

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{1}{Q_L} = \frac{L\omega}{Z} \text{ avec } \omega = 2\pi f \text{ et } Q_L \text{ coefficient de la cavité chargée.}$$

On voit que pour augmenter la bande passante, on doit, d'une part augmenter $L\omega$, ce qui conduit à réduire le diamètre du tube de glissement afin de diminuer la capacité entre les becs de la cavité ; d'autre part diminuer l'impédance du faisceau V/I donc utiliser de grandes pervéances. Mais l'obtention d'une pervéance et d'une durée de vie très longue, exige l'accroissement de la surface de la cathode afin de diminuer la densité moyenne d'émission.

On voit donc que l'on est conduit, si l'on veut améliorer la bande passante, à concevoir un canon électronique ayant une grande convergence, c'est-à-dire un grand rapport entre la surface de la cathode et la section du faisceau électronique.

2) Gain de Bande Passante :

Le gain d'un klystron, pour un nombre de cavités donné, est essentiellement fonction du désaccord des cavités intermédiaires par rapport à la fréquence centrale. Ainsi, lorsque toutes les cavités sont accordées sur la même fréquence, le gain est extrêmement élevé et peut atteindre 70 dB.

En décalant les cavités intermédiaires vers les fréquences élevées, nous aurons un gain plus faible, mais une bande passante plus large. Il existe un réglage correspondant à un rendement optimal.

Avant de terminer, rappelons que le gain s'accroît rapidement avec le nombre de cavités. Faible pour le klystron à 2 cavités (10 dB), le gain devient appréciable pour les amplificateurs cascades (60 dB).

V - Eléments de construction d'un Klystron -

Le klystron le plus simple possible est formé de la manière suivante, les éléments étant alignés le long du même axe :

1) un canon à électrons : le type et le potentiel dépendent de la puissance que l'on désire transporter.

2) deux circuits résonant sur la même période, connectés respectivement aux dispositifs identiques de modulation et de captation. Ces deux dispositifs seront, comme nous l'avons vu, séparés par la distance

$$l_m = 1,84 \frac{v_0}{\omega \beta} . \text{ Déterminons l'ordre de grandeur de } l_m .$$

Prenons par exemple $V_A \approx 2\,500$ volts. Accélérés par une telle ddp, la vitesse des électrons sera très voisine du dixième de la vitesse de la lumière c .

Supposons que $\beta = 0,1 \Rightarrow l_m = 0,88 \cdot \frac{10^{10}}{F}$ de telle sorte que
si $F =$ fréquence de résonance $= 8\,800$ MHz. $\angle l_m = 10$ cm

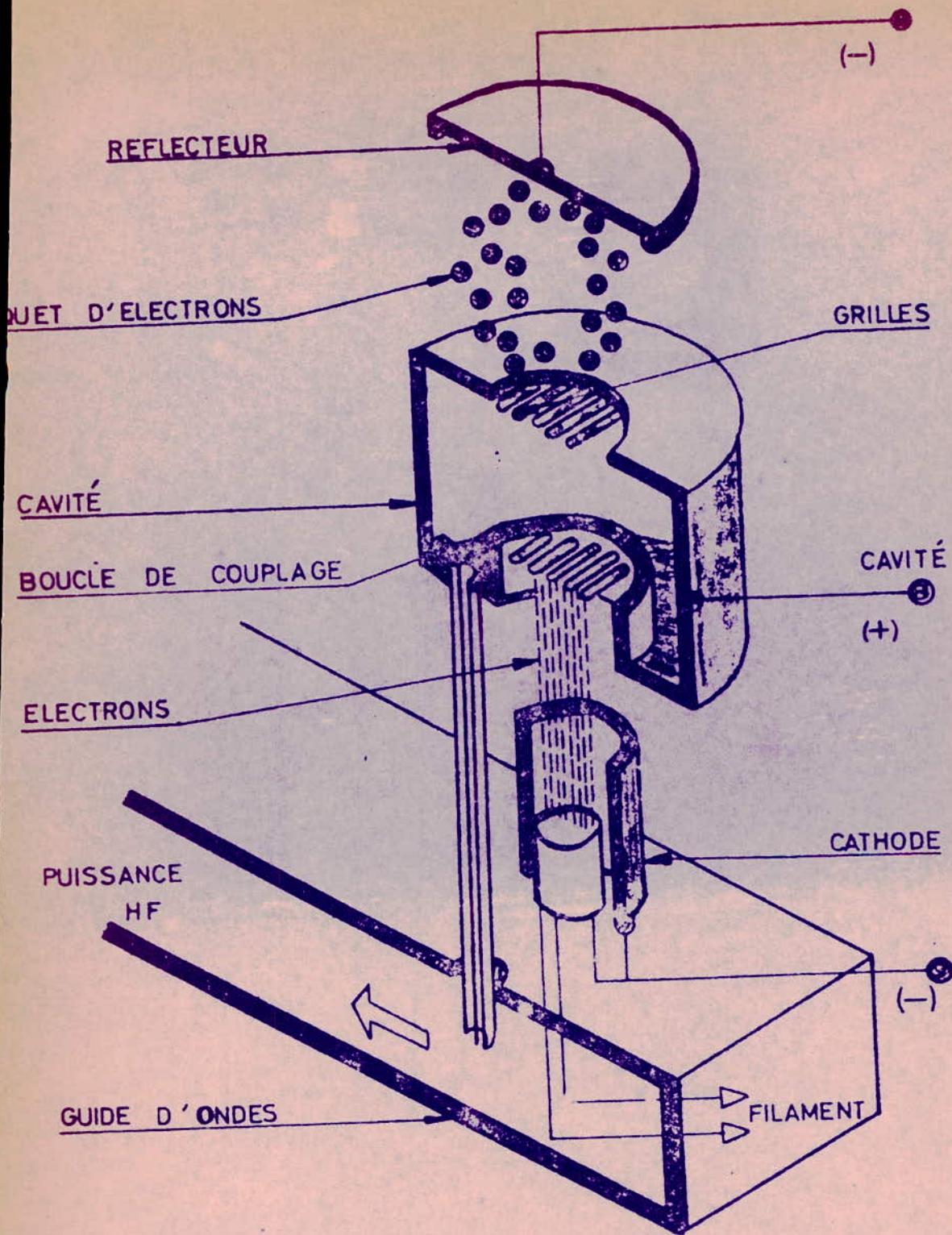
Dans cet exemple, nous pouvons dire que les klystrons sont des tubes qui ne fonctionnent qu'aux Hyperfréquences. Il est incommode de construire des klystrons destinés à fonctionner à des fréquences inférieures à 300 ou 400 MHz. Le klystron est essentiellement un tube amplificateur pour des longueurs d'ondes décimétriques.

Les circuits résonants utilisés dans cette gamme de fréquence sont des résonateurs à cavités.

Aux fréquences élevées, il est difficile de faire "a" distance entre grilles assez petite pour que le temps de transit de l'électron dans l'espace intergrilles soit négligeable devant la période fondamentale.

Entre les deux résonateurs, le domaine dans lequel les électrons doivent se propager sans subir l'influence du champ électrique (espace de glissement), est matérialisé par un tube métallique.

3) Enfin, l'anode est en forme de cylindre ou de cône creux. Quand elle doit dissiper des puissances importantes, on la munit de radiateurs et on la refroidit par un courant d'air ou par circulation d'eau.



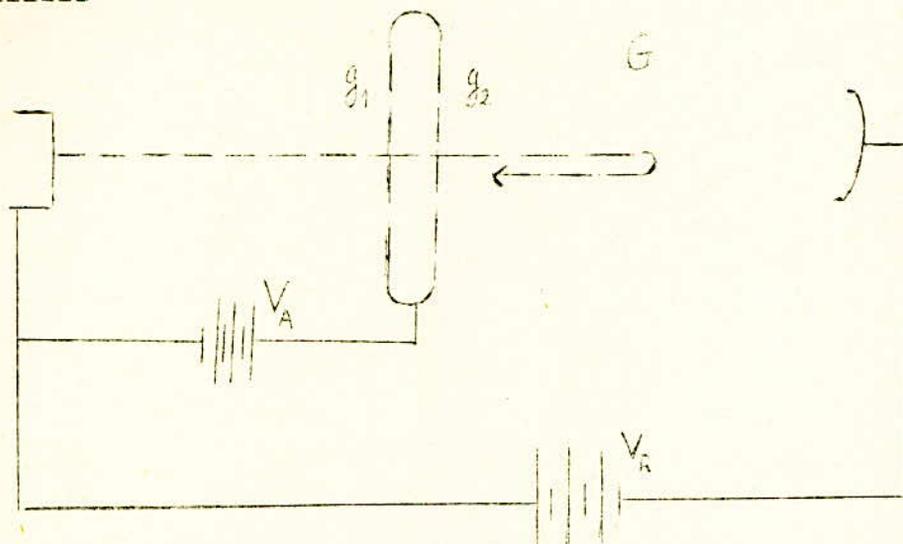
REPRÉSENTATION SCHEMATIQUE D'UN

KLYSTRON

- CHAPITRE II -

Klystron Réflex

I - Principe :



Le principe de la modulation de vitesse décrit précédemment, peut être appliqué à la mise en auto-oscillation d'une cavité unique : nous avons alors le klystron réflex.

Le klystron réflex comprend une cathode émettrice d'électrons, une seule cavité et un réflecteur.

La cavité est portée à un potentiel V_A positif par rapport à la cathode (quelques milliers de volts). Le réflecteur est porté à un potentiel V_R négatif par rapport à la cathode (quelques centaines de volts). Le faisceau électronique traverse la cavité.

Si la tension V_R est suffisamment négative, il n'y aura pas de captation d'électrons par la plaque. Les électrons soumis à un champ retardateur rebroussent chemin pour venir traverser une seconde fois l'espace résonant. Ils cèdent alors leur énergie à la cavité qui oscille sur sa fréquence propre. Les électrons sont enfin captés par les grilles.

Le mécanisme de formation des paquets d'électrons est un peu plus difficile à concevoir que pour le klystron par suite de la présence du champ continu, mais il reste cependant analogue. L'espace résonant joue à la fois le rôle d'espace de modulation et d'espace de captation. La fusion de ces deux fonctions ne permet qu'une utilisation de tube en oscillateur. Ces tubes sont construits pour des fréquences de 1 000 à 75 000 MHz.

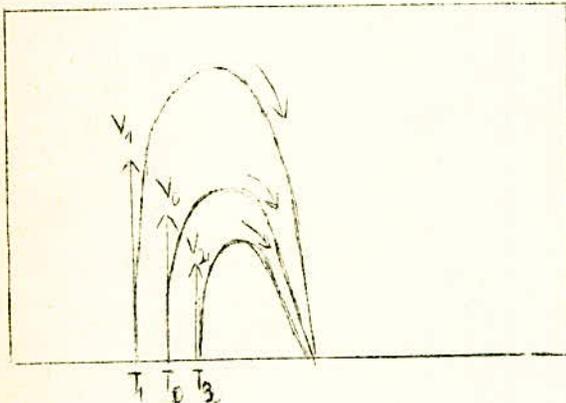
II - Théorie de fonctionnement :

Une étude analogue à celle du klystron peut être faite pour le klystron réflex, bien que le mouvement dans l'espace de groupement sous l'influence du champ retardateur créé par l'électrode négative, soit un peu plus complexe que le mouvement dans l'espace de groupement du klystron.

1) Groupement - Relation de phase pour l'oscillation :

Il y a groupement après la première traversée.

Une étude très poussée, permet de montrer que le diagramme d'Applegate est formé de paraboles.



- Trajectoires des électrons dans le champ retardateur.

Plus l'électron est rapide, plus il pénètre profondément dans l'espace de réflexion, et plus il met de temps pour revenir vers l'espace Haute Fréquence.

Les électrons plus lents pénètrent moins dans l'espace de réflexion. On conçoit donc ici que ce sont les plus lents qui rattrapent les plus rapides.

Le klystron réflex étant un oscillateur, cherchons les conditions d'oscillations.

Dans l'étude du klystron, nous avons vu qu'il y avait naissance d'une composante alternative du courant d'influence (courant entrant dans l'espace de captation).

Là aussi cette composante vaut :

$$I_1 = 2 I_0 J_1(k) \cos \psi = 2 I_0 J_1 \left(\omega \frac{l\beta}{v_0} \right) \cos \omega \left(t_2 - \frac{l}{v_0} \right)$$

$$I_1 = 2 I_0 J_1 \left(\frac{\omega l \beta}{v_0} \right) \sin \left(\omega t_2 - \theta + \frac{\pi}{2} \right)$$

avec $\beta = \frac{V_S}{2V_A}$; $\theta_0 = \frac{\omega l}{v_0}$: angle de transit et $\tau = \frac{l}{v_0}$ temps de transit dans l'espace de glissement.

L'Intégrale de Fourier nous permet d'écrire l'amplitude complexe de cette composante alternative :

$$J_1 = 2 I_0 J_1 \left(\frac{\omega l \beta}{v_0} \right) e^{-j\theta_0} = 2 I_0 J_1 (\theta_0 \beta) e^{-j\theta_0}$$

Rappelons que le temps de transit $\tau = l/v_0$ est fonction de la tension du réflecteur V_R et de la tension d'accélération V_A . En partant de l'équation fondamentale de la dynamique

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{f}{m} = \frac{qE}{m}, \text{ nous trouverons } \tau = \frac{l}{v_0} \cdot \frac{V_A}{V_A - V_R}$$

l étant la distance de la grille g_2 à la plaque.

.../...

Le rendement a pour expression :

$$\eta = -\frac{1}{2} \frac{V_s J_1^*}{V_A I_0} \quad \text{or} \quad V_s = V_A e^{-j \frac{\pi}{2}}$$

donc :

$$\eta = -\frac{1}{2} \frac{V_s e^{-j \frac{\pi}{2}} J_1^*}{V_A I_0} \quad \text{or} \quad \frac{V_s}{V_A} = 2\beta$$

$$\Rightarrow \boxed{\eta = -2\beta J_1(\theta_0\beta) \sin \theta_0}$$

Dans la pratique, $J_1(\theta_0\beta)$ et $\theta_0\beta$ sont faibles ($\theta_0\beta < 1$).
Le rendement n'est positif qu'à l'intérieur d'un certain nombre de domaines de valeurs de θ_0 entourant les points pour lesquels $\sin \theta_0 = -1$ c'est-à-dire :

$$\theta_0 = \frac{3\pi}{2} + 2k\pi = 2\pi \left(\frac{3}{4} + k\right) \quad \text{avec } k \text{ entier.}$$

A chaque valeur de k correspond une plage d'oscillation. On dit que le klystron oscille suivant le régime d'ordre $k + 3/4$, c'est-à-dire que l'énergie fournie par le faisceau sera maximum chaque fois que le temps de transit dans l'espace de réflexion sera de $(k + 3/4)$ périodes.

C'est la condition d'oscillation. Ceci ne veut pas dire que le tube oscillera toujours si cette condition relative au temps de transit est vérifiée.

Une seconde condition serait nécessaire : le courant du faisceau continu devra dépasser un certain minimum dit "courant de démarrage" qui comme pour le klystron oscillateur dépend du circuit et de la charge extérieure.

On avait trouvé dans l'étude du klystron que le courant de démarrage était

$$I_{om} = \frac{2m V_A}{\theta_0 R_p} \quad \text{avec } m = \frac{V_s^2}{V_s^1}$$

Mais pour le klystron réflex, nous avons dit que l'espace résonnant joue à la fois le rôle d'espace de captation et d'espace de modulation, donc :

$$V_s^2 = V_s^1 = V_s \Rightarrow m = 1$$

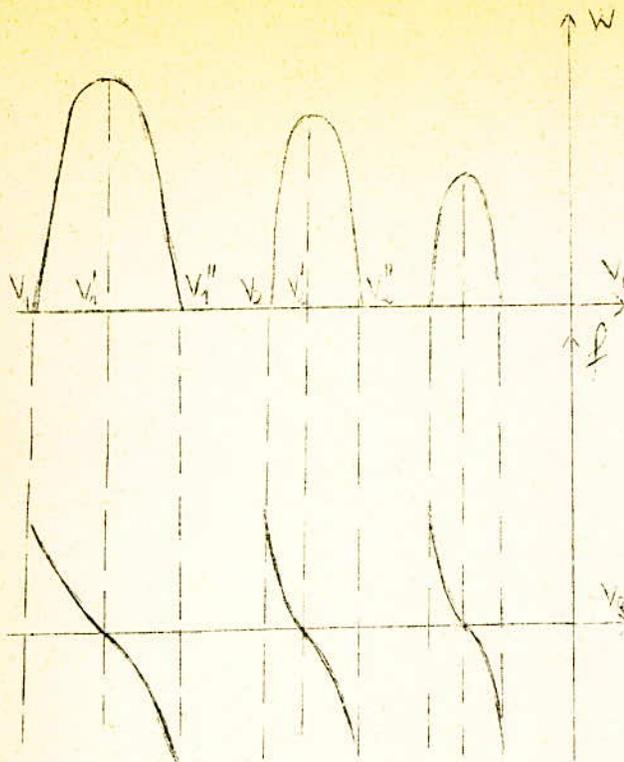
$$\Rightarrow I_{om} = \frac{2 V_A}{\theta_0 R_p}$$

donc si les deux conditions $\theta_0 = 2\pi(k + 3/4)$ et $I_{om} = \frac{2 V_A}{\theta_0 R_p}$ sont vérifiées, il y aura toujours oscillations.

Remarquons que le courant de démarrage est d'autant plus faible que θ_0 est plus élevé.

2) Modes du klystron réflex :

Nous avons vu plus haut, que le temps de transit était fonction de la tension du réflecteur V_R et de la tension d'accélération V_A . Les oscillations n'auront lieu que pour certaines valeurs de ces tensions et pas pour d'autres.

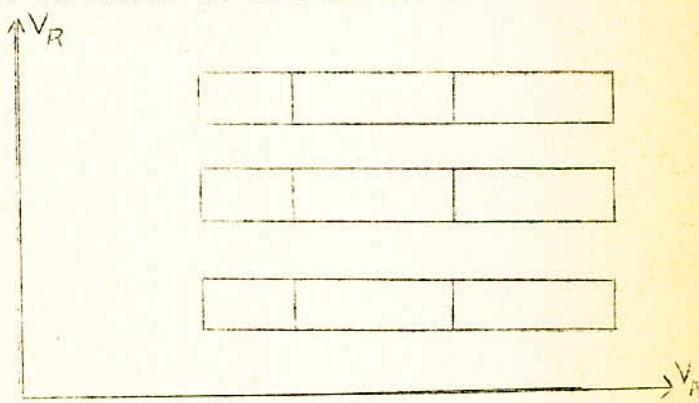


Pour toute valeur fixe de la tension d'accélération, il existe une ou plusieurs gammes de tension du réflecteur pour lesquelles le tube oscille et inversement. En outre, comme nous le verrons ultérieurement, la fréquence varie avec la tension du réflecteur.

a) Soit un klystron réflex pour lequel nous fixons la tension cavité V_A . Lorsqu'on fait croître la tension réflecteur V_R à partir de valeurs très négatives, nous obtenons à partir d'une tension V_1 une oscillation qui passe par un maximum pour une tension V_1' et disparaît pour V_1'' . Cette oscillation est obtenue pour un premier groupement d'électrons. Si V_R croît, l'oscillation reparait à V_2 pour disparaître à V_2'' . Les électrons ont ainsi le temps de se grouper une nouvelle

fois dans l'espace réflecteur - cavité. Si nous portons la puissance W de l'oscillation en fonction de V_R , nous obtenons une suite de courbes en cloche appelées modes du klystron réflex. Pour chaque mode, on peut tracer une courbe donnant l'écart entre la fréquence en un point quelconque sur le mode, et la fréquence au sommet du mode. On obtient le réseau de la figure précédente.

b) Si maintenant, on fait varier la tension cavité, on obtient des plages de tension V_R pour lesquelles le klystron oscille. Rappelons qu'il existe certaines différences entre les modes, à savoir la puissance maximum de sortie et le courant de démarrage pour une charge donnée.



3) Rendement du Klystron Réflex :

Nous savons que le rendement d'un tel klystron est donné par la relation :

$$\eta = - \frac{1}{2} \frac{\gamma_s^2 J_1}{V_A \cdot I_0} = - 2\beta \cdot J_1 (\theta_0 \beta) \cdot \sin \theta_0$$

Ici, on ne peut comme dans le klystron, jouer sur le couplage entre les cavités d'entrée et de sortie et amener chacun des 3 facteurs de la relation précédente à son maximum. On ne dispose plus que de θ_0 et de β .

$$\eta = - 2 \beta \theta_0 J_1 (\theta_0 \beta) \frac{\sin \theta}{\theta}$$

Pour avoir des maximum de η , nous devons annuler les dérivées partielles :

$$\begin{aligned} \text{a) } \frac{d\eta}{d\theta_0 \beta} &= 0 \implies - 2 / \theta_0 \beta J_1' (\theta_0 \beta) + J_1 (\theta_0 \beta) / = 0 \\ &\implies \theta_0 \beta J_1' (\theta_0 \beta) + J_1 (\theta_0 \beta) = 0 \end{aligned}$$

Les fonctions de Bessel $\implies x J_n'(x) = - n J_n(x) + x J_{n-1}(x)$

$$\text{donc : } \theta_0 \beta J_1' (\theta_0 \beta) = - J_1 (\theta_0 \beta) + \theta_0 \beta J_0 (\theta_0 \beta)$$

$$\theta_0 \beta J_0 (\theta_0 \beta) = \theta_0 \beta J_1' (\theta_0 \beta) + J_1 (\theta_0 \beta) = 0$$

$$\implies \boxed{J_0 (\theta_0 \beta) = 0}$$

$$\text{b) } \frac{d\eta}{d\theta_0} = 0$$

$$\eta = - 2 \beta J_1 (\theta_0 \beta) \sin \theta_0$$

$$\frac{d\eta}{d\theta_0} = - 2 \beta / J_1' (\theta_0 \beta) \sin \theta_0 + J_1 (\theta_0 \beta) \cos \theta_0 / = 0$$

$$\implies - 2 \beta \cos \theta_0 / J_1' (\theta_0 \beta) \operatorname{tg} \theta_0 + J_1 (\theta_0 \beta) / = 0$$

$$\operatorname{tg} \theta_0 = \frac{J_1 (\theta_0 \beta)}{J_1' (\theta_0 \beta)}$$

$$x J_n'(x) = - n J_n(x) + x J_{n-1}(x) \implies$$

$$\beta \theta_0 J_1' (\theta_0 \beta) = - J_1 (\theta_0 \beta) + \theta_0 \beta J_0 (\theta_0 \beta)$$

$$\text{or } J_0 (\theta_0 \beta) = 0 \implies J_1' (\theta_0 \beta) = - \frac{J_1 (\theta_0 \beta)}{\beta \theta_0}$$

$$\implies \operatorname{tg} \theta_0 = + \frac{J_1 (\theta_0 \beta)}{J_1' (\theta_0 \beta)} \beta \theta_0$$

$$\implies \boxed{\operatorname{tg} \theta_0 = \theta_0 \beta}$$

Les valeurs de $\theta_0 \beta$ satisfaisant la relation $J_0 (\theta_0 \beta) = 0$ sont données par des tables. Celles de θ_0 correspondantes sont définies par $\operatorname{tg} \theta_0 = \theta_0 \beta$.

Pour qu'un couple de valeurs $(\theta_0 \beta; \theta_0)$ vérifiant les deux relations précédentes soit acceptable, il faut qu'il corresponde à un maximum et non à un minimum (η positif). De plus, il faut que tous les électrons puissent traverser le champ HF aussi bien à l'aller qu'au retour sans rebroussement.

Les rendements théoriques que l'on peut atteindre sont de l'ordre de 25 % pour $\theta_0 = \frac{3\pi}{2}$ et $\beta = 0,25$.

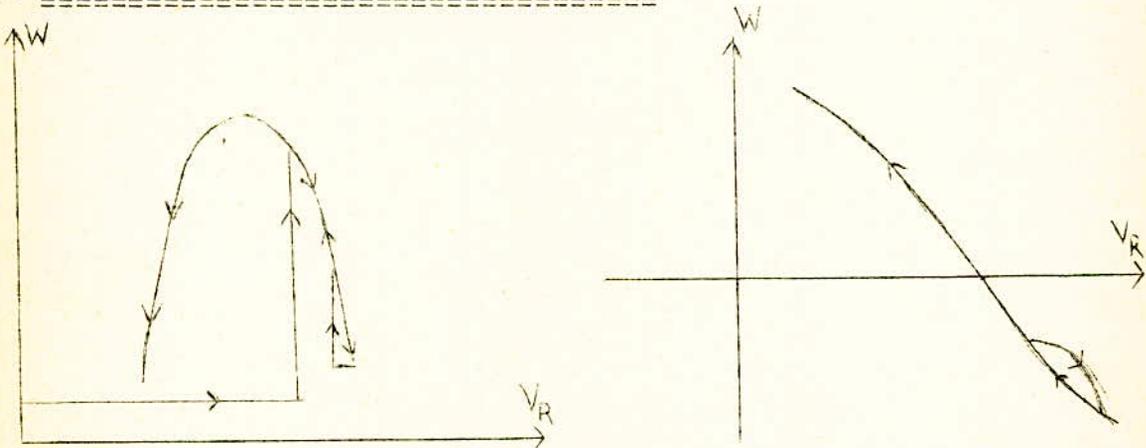
Mais le rendement réel des klystrons réflex atteint à peine 10 %, et ceci dans les meilleures conditions.

Les mêmes raisons déjà rencontrées dans le klystron à 2 cavités, sont encore la cause de la faible valeur des rendements obtenus en pratique.

Ce sont :

- la largeur de l'espace de modulation et la mauvaise focalisation du faisceau qui, ici, doit repasser deux fois à travers la même cavité.
- captation par les grilles d'un certain nombre d'électrons à chaque passage.
- trajets multiples d'électrons de part et d'autre de l'espace de modulation.
- mauvaise adaptation entre le circuit de charge et le faisceau électronique et pertes propres de la cavité. En effet, pour régler mécaniquement de l'extérieur la fréquence d'oscillation, on fait traverser l'enceinte de verre par les parois de cette cavité. De ce fait, le coefficient de surtension de la cavité se trouve diminué par la présence du verre.
- utilisation des régimes d'oscillations qui ne donnent pas le meilleur rendement, c'est-à-dire ceux dont l'ordre est le plus bas ($k = 0$ ou $k = 1$) mais des régimes d'ordres plus élevés ($k = 6$ ou 7) par exemple. La raison de ce choix réside dans le fait qu'on peut, par variation de la tension continue du réflecteur, faire varier la fréquence d'oscillation et que l'on couvre ainsi une gamme de fréquences plus étendues sur des régimes d'indices élevés. Nous verrons les causes de ce choix plus loin.

4) Hystérésis de l'accord électronique :



Une question peut être posée dans cette étude : qu'advient-il des électrons, qui après avoir effectué deux passages dans l'espace HF, recommencent d'autres trajets ?

Bien que les électrons qui effectuent 3 ou plusieurs trajets soient peu nombreux, ils sont la cause la plus courante d'anomalies. En effet, pour une valeur donnée de la tension du réflecteur, la puissance de sortie et la fréquence d'oscillation dépendent du sens dans lequel on balaie cette tension. Ce phénomène porte le nom d'Hystérésis de l'accord électronique.

Ces anomalies se trouvent éliminées dans les tubes récents en concevant l'optique électronique de ceux-ci de façon à éviter les trajets .../...

multiples. Les perturbations, sont également très influencées par la charge et par l'intensité du faisceau, mais on peut en général y remédier en agissant sur ces facteurs.

5) Effet de la charge sur le fonctionnement d'un klystron -
Diagramme de Riecke -

Le fonctionnement d'un klystron réflex, dépend de la charge qui lui est couplée. Comme nous le verrons plus loin, la variation de l'impédance de charge est l'une des causes d'instabilité des tubes auto-oscillateurs. Pour indiquer le comportement d'un oscillateur en présence de la charge, on maintient en général les tensions constantes, et on représente la variation de puissance et de fréquence en fonction de la charge au moyen du diagramme de Riecke, sur lequel sont représentées des courbes de fréquence constante (en MC/s autour de la fréquence de référence) et des courbes de puissance de sortie constante en fonction de la charge. Comme la mesure de la résistance et de la réactance de cette charge est malaisée, on les remplace par commodité sur le diagramme de Smith par le taux S d'ondes stationnaires sur la ligne (coaxial ou guide) qui alimente la charge, et par la distance d'un noeud de tension sur cette ligne à un point repère sur la sortie du tube. Cette distance est évaluée angulairement, un angle de 180° correspondant à $1/2$ longueur d'onde.

Le facteur de Pulling ou facteur d'entraînement de fréquence, représente la variation maximum de fréquence sur le cercle de TOS, $S = 1,5$. Il indique dans quelles limites doit rester adaptée la charge, pour avoir une stabilité de fréquence donnée.

Pour les klystrons réflex opérant en ondes centimétriques, P est souvent de l'ordre de quelques MHz.

III - Tubes dérivés du Klystron Réflex -

1) Klystron Multiréflex :

Ce sont des tubes qui utilisent le fait que les électrons traversent plusieurs fois le champ HF. Le rendement et la puissance de sortie s'y trouvent augmentés. Les rendements peuvent atteindre 40 % au lieu de 10 %. Malheureusement ce mécanisme d'oscillations engendre des instabilités.

2) Strophotron ; tubes à méandres :

Ce sont des oscillateurs apparentés au klystron multiréflex. Le mouvement des électrons est contrôlé non pas par un champ continu mais par l'ensemble d'un champ électrique et d'un champ magnétique croisés (strophotron) ou par un seul champ magnétique après accélération préalable (tubes à méandres).

Pour un strophotron, le rendement atteint 30 %.

3) Triodes à grille positive :

La triode peut être le siège d'oscillations de très haute fréquence lorsque la grille est portée à un potentiel positif important par rapport à la cathode et la plaque à un potentiel voisin de celui de la cathode ou négatif.

De nos jours, elles sont complètement abandonnées au profit des klystrons réflex dont la cavité est mieux adaptée aux Hyperfréquences.

IV - Alimentations par Klystrons Réflex -

Les caractéristiques générales nécessitées par les alimentations de ces oscillateurs sont évidentes. Il faut fournir deux tensions principales : la tension d'accélération et la tension du réflecteur.

Comme l'anode du klystron consiste en un circuit résonant de dimensions réglables, qui fait en général partie de l'enveloppe sous vide, il est préférable de mettre cette électrode à la masse. De plus, chaque tube nécessite une source de chauffage pour filament (6,3 V en alternatif).

Comme l'une des caractéristiques du klystron réflex est la sensibilité de la fréquence aux tensions d'accélération et du réflecteur, on devra stabiliser ces tensions à une fraction de volt près. De plus, il est commode d'inclure dans l'alimentation un système de modulation à signaux carrés de l'amplitude.

- CHAPITRE III -

Modulation et stabilisation
en fréquence des klystrons

I - Modulation des klystrons -

Une modulation d'amplitude, d'impulsions, de fréquence ou de phase peut être appliquée sur les tubes oscillateurs ou amplificateurs.

1) Modulation d'amplitude :

On peut moduler les klystrons en amplitude, en utilisant un procédé simple qui consiste à moduler l'intensité du courant du pinceau électronique par une grille de contrôle placée près de la cathode. En appliquant un signal de modulation à cette électrode, on fait varier le courant I_0 d'où une variation proportionnelle de l'amplitude du signal émis. Seulement, comme le rendement est fonction de la tension de captation, sa valeur maximale n'est atteinte que durant les crêtes de modulation.

Avant de passer à la modulation d'impulsions, notons que la modulation d'amplitude est rarement utilisée en pratique.

2) Modulation d'Impulsions :

On module les klystrons et klystrons réflex en impulsions en appliquant la tension d'accélération pendant de courts intervalles de temps correspondant à l'émission des impulsions. On peut aussi appliquer les impulsions soit sur la grille de contrôle, soit sur le réflecteur. Cette dernière solution a l'avantage de ne pas consommer de puissance. Ceci est dû au fait que la puissance de modulation sur le réflecteur qui ne capte pas d'électrons est théoriquement nulle.

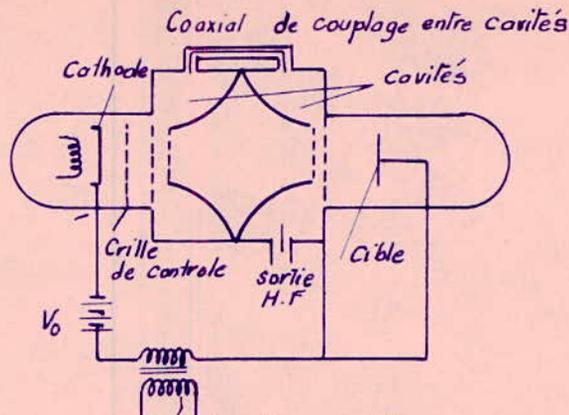
3) Modulation de fréquence ou de phase :

La modulation de fréquence est très employée en pratique. En effet, on peut moduler la fréquence du klystron réflex en faisant varier la tension d'accélération V_A ou la tension du réflecteur V_R .

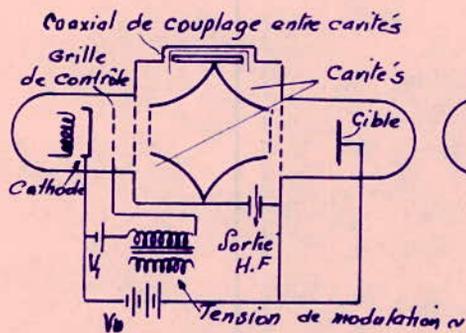
a) Dans l'étude du klystron amplificateur, nous avons vu que le temps de transit et le signal de sortie étaient donnés respectivement par les relations

$$\theta_0 = \omega \tau \quad \text{et} \quad \int_1 = 2 I_0 J_1(\theta_0 \beta) e^{-j\theta_0}$$

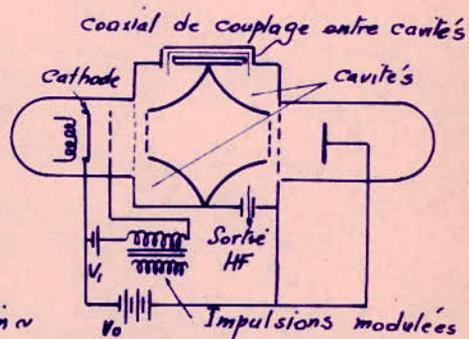
Aussi, une variation de la tension d'accélération entraîne-t-elle une variation proportionnelle du temps de transit τ donc de la phase du signal de sortie.



Tension de modulation \sim
 - Modulation des Klystrons en Fréquence -



- Modulation des Klystrons -
 en amplitude



- Modulation des Klystrons -
 en impulsions d'amplitude constante

b) Pour le klystron amplificateur, comme pour le klystron oscillateur ou le klystron réflex, une variation de la tension d'accélération ou de la tension du réflecteur, conduit à une variation de la fréquence d'oscillation.

En effet, le temps de transit des électrons est une fonction des tensions d'accélération VA et du réflecteur VR. Donc une variation de VA ou de VR entraînerait une variation du temps de transit.

Département Télécommunications

- pour un klystron réflex :

$$\frac{d\tau}{\tau} = \frac{dV_A}{V_A} - \frac{d(V_A - V_R)}{V_A - V_R} = \frac{1}{V_A - V_R} (dV_R - \frac{V_R}{V_A} dV_A)$$

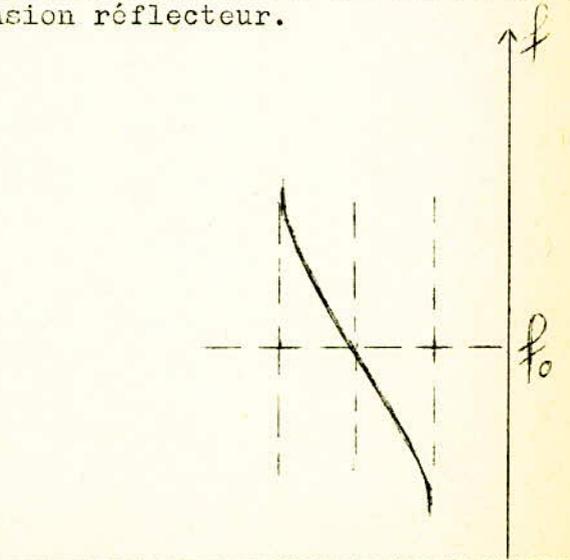
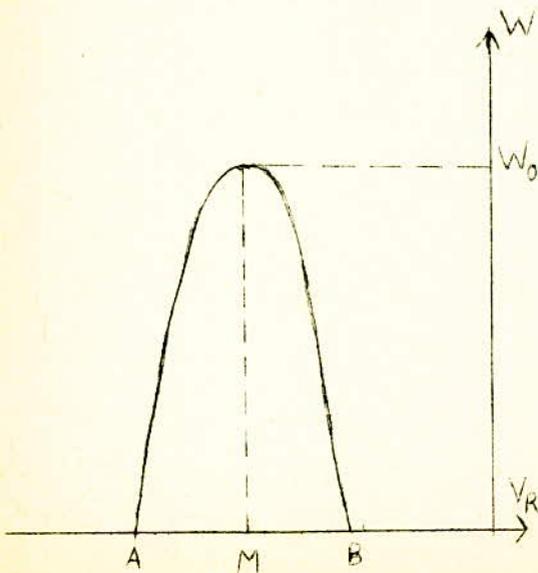
- pour un klystron à deux cavités :

$$\frac{d\tau}{\tau} = \frac{1}{2} \frac{dV_A}{V_A}$$

Si nous supposons que l'impédance de l'espace de captation et le couplage entre cavités ne sont pas modifiés quand la fréquence varie, les équations définissant le fonctionnement du tube resteraient satisfaites à condition que l'angle de transit soit lui-même constant.

II - Stabilisation en fréquence des oscillateurs klystrons et klystron réflex :

Avant d'aborder le problème de stabilisation de fréquence proprement dite, il paraît indispensable de rappeler les caractéristiques de fonctionnement d'un klystron réflex. Nous savons qu'un klystron peut fonctionner suivant un certain nombre de modes. Pour l'un de ces modes, prenons la courbe donnant l'énergie fournie par le klystron en fonction de sa tension réflecteur, et celle correspondante donnant la variation de la fréquence émise en fonction de la tension réflecteur.



Nous voyons que la courbe $f = F(VR)$ présente un point d'inflexion pour la fréquence f_0 . Au voisinage de ce point, on peut admettre qu'il y a proportionnalité entre ΔVR et Δf ; alors que l'énergie reste pratiquement constante et égale à sa valeur maximale W_0 . Pour maintenir la fréquence émise à la valeur f_0 , c'est-à-dire réaliser un dispositif de stabilisation de fréquence du klystron, il faut disposer d'un appareil donnant une tension proportionnelle à l'écart de fréquence existant entre la fréquence désirée f_0 et la fréquence émise f . Il est alors possible d'appliquer cette tension après amplification au réflecteur du klystron dans la phase convenable pour la correction. Pour réaliser une telle installation, plusieurs systèmes ont été proposés et diffèrent par leurs principes d'obtention et d'amplification de la tension d'erreur liée à l'écart de fréquence.

Pour obtenir le signal d'erreur, la plupart des montages utilisent comme élément de référence une cavité résonnante dont les propriétés varient avec la fréquence, de la même façon que celle bien connue d'un circuit oscillant classique à constantes localisées. Plus récemment, est apparu le montage à oscillateur de référence où un générateur étalon fournit une onde de grande stabilité à laquelle on essaie de synchroniser l'onde émise par le klystron.

Comme autres causes de dérives de fréquence, nous pouvons noter:
- la dilatation thermique des cavités en fonction de la température; la fréquence d'accord se modifie et en même temps la fréquence d'oscillation.
- la variation de la charge; ceci a déjà été souligné dans l'étude du klystron réflex.

Etudions les différents dispositifs utilisés pour stabiliser la fréquence des klystrons.

1) Stabilisateur à discriminateur de fréquence :

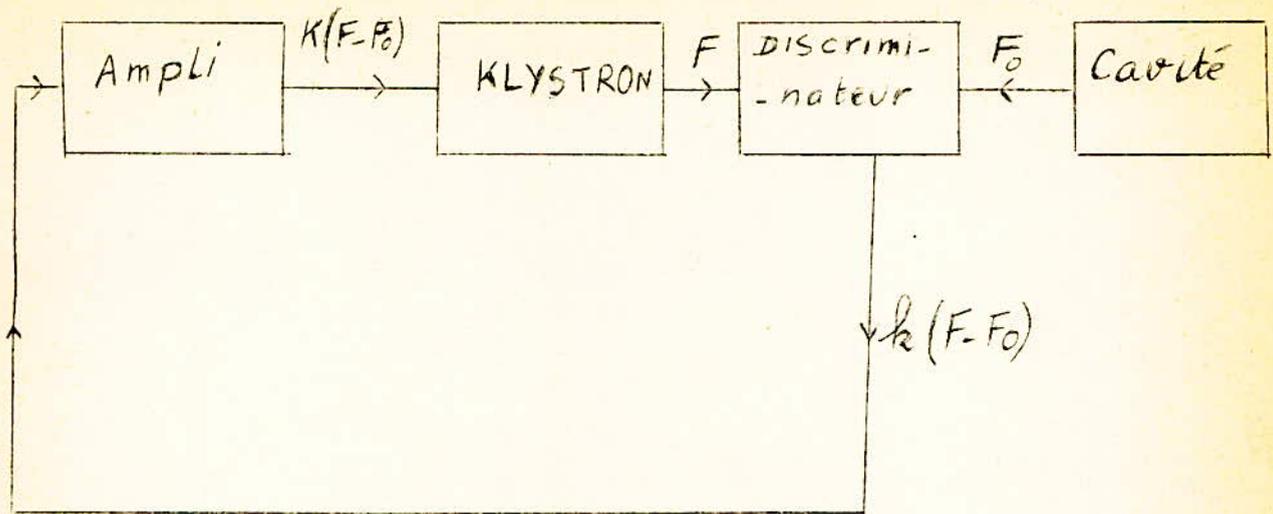
Comme dans un discriminateur MF réalisé à une fréquence de quelques Mégahertz, on effectue la somme et la différence de l'onde incidente et de l'onde provenant de la cavité de référence. Les ondes obtenues sont détectées par deux cristaux, dont la différence des tensions fournies constitue le signal d'erreur.

Ce montage présente l'inconvénient de fournir le signal de correction sous forme différentielle, et d'exiger un montage du discriminateur aussi symétrique que possible. Ces raisons auxquelles s'ajoutait à l'époque le problème, maintenant facilement résolu, de la réalisation d'amplificateur à courant continu, ont conduit à l'étude de montages, où le signal de correction apparaît aux bornes d'un unique cristal détecteur, et où l'amplification est réalisée en courant alternatif.

2) Stabilisateur de Pound :

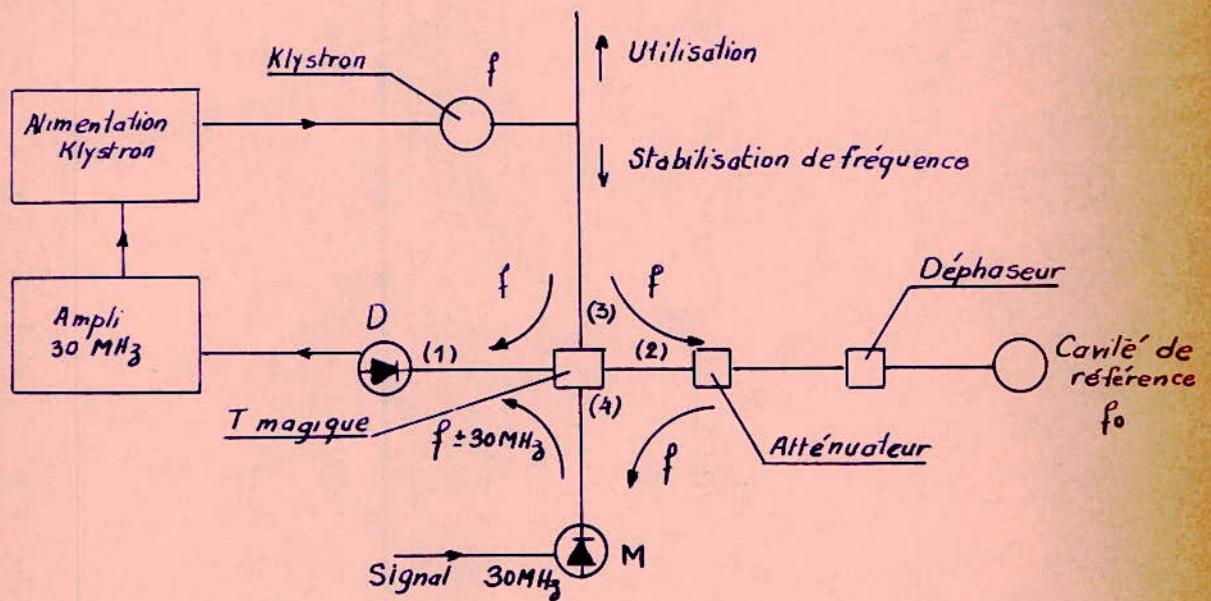
Ce stabilisateur emploie comme élément de référence une cavité résonnante utilisée par réflexion.

a) Principe : le principe de la méthode de stabilisation de Pound est le suivant :



Un discriminateur de fréquence donne une tension continue $k (F - F_0)$ proportionnelle à l'écart entre la fréquence F des oscillations et la fréquence F_0 de la cavité. La tension d'erreur est amplifiée puis injectée avec le sens convenable sur le réflecteur du klystron réflex, de manière à ce que la variation de F qu'elle produit diminue l'écart $F - F_0$. C'est donc un servomécanisme. Le discriminateur fonctionne grâce à la variation de phase au voisinage de la résonance de la cavité (le discriminateur emploie la variation de l'écart de phase entre tension primaire V_1 et **tension** secondaire V_2 d'un transformateur accordé lorsque la fréquence du signal varie autour de la fréquence de résonance).

b) Montage : Figure suivante.



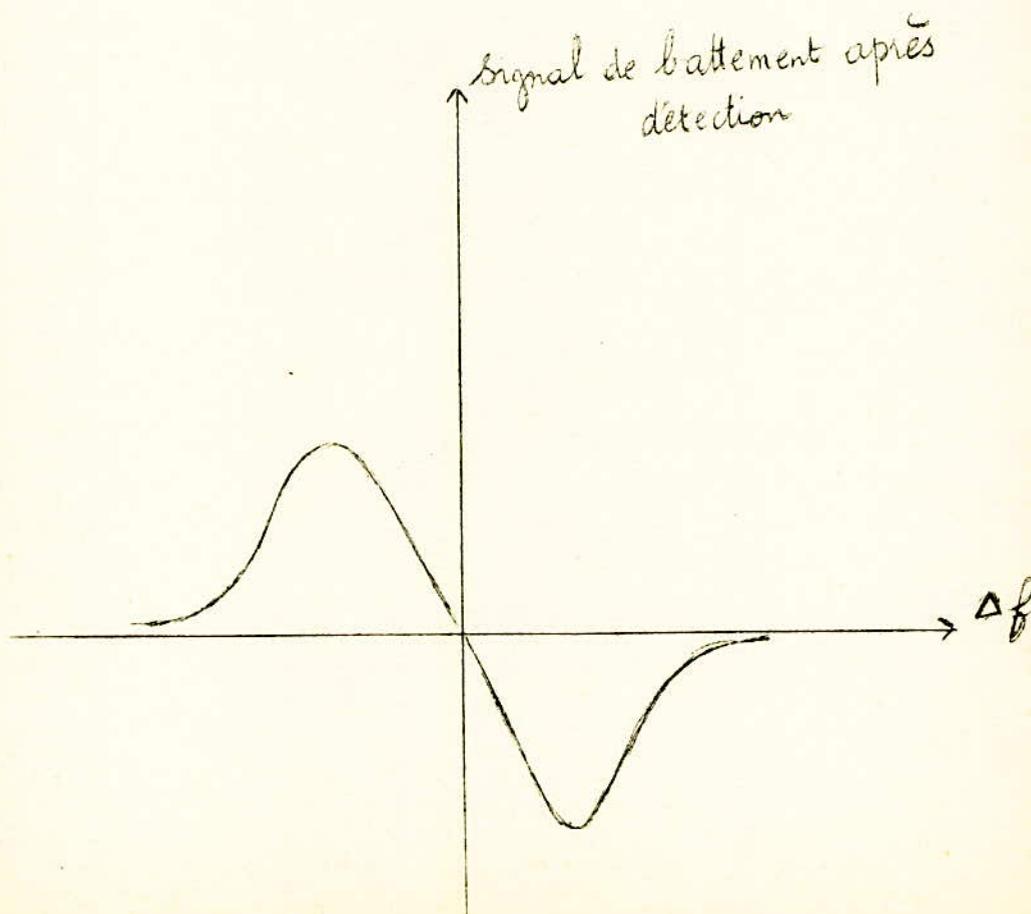
- MONTAGE DE POUND -

Le signal HF de fréquence f est fourni par le klystron dont on veut stabiliser la fréquence. Pour la stabilisation, on prélève en (3) une partie de ce signal. Ce signal se répartit également dans les bras (1) et (2). Le détecteur D est adapté. Une cavité de référence C, accordée à la fréquence f_0 , un déphaseur et un atténuateur sont montés dans le bras (2). C'est à cette valeur f_0 que l'on veut stabiliser la fréquence du klystron.

L'onde qui arrive en (2), se réfléchit sur la cavité puis se répartit dans (3) et (4). La phase de cette onde, dépend du signe de la susceptance de la cavité et change de signe à la résonance.

On module l'onde réfléchie à 30 MHz en appliquant un signal de 30 MHz sur le cristal modulateur M. Une partie de ce signal modulateur arrive en (1). Il arrive donc dans le bras (1) une onde de fréquence f et une onde de fréquence $f \pm 30$ MHz qui s'est réfléchi sur la cavité. Un signal de 30 MHz résulte du battement de ces deux ondes. En réglant convenablement le déphaseur de l'atténuateur, le signal de battement fournit après détection, une tension dont l'allure ressemble à celle d'une courbe de discrimination.

On applique cette tension, avec une polarité convenable, sur la tension réflecteur du klystron pour stabiliser sa fréquence à la valeur f_0 .



3) Stabilisateur à modulation de fréquence :

Dans ce dispositif réalisé industriellement, on crée une très légère modulation de fréquence de l'onde émise par le klystron. Cette onde excite la cavité de référence, et le cristal détecteur associé, donne un signal à la fréquence de modulation dont la phase dépend de l'écart de fréquence.

Après amplification, un détecteur de phase permet d'obtenir le signal de correction. Il subsiste cependant une légère modulation de fréquence de l'onde émise.

Un dispositif voisin mis au point par L. Bonnet (thèse de 3ème cycle - Clermont-Ferrand 1965), évitant cet inconvénient consiste, non plus à moduler en fréquence le klystron, mais à utiliser une cavité de référence, dont on fait varier la fréquence de résonance au rythme de la modulation, grâce à un quartz piézo-électrique placé au fond de la cavité. Comme précédemment, le cristal détecteur associé, donne un signal à la fréquence de modulation dont la phase dépend de l'écart de fréquence.

4) Stabilisateur à oscillateur étalon :

La fréquence du klystron est comparée à un harmonique de rang élevé d'un oscillateur étalon à très grande stabilité.

Un détecteur de phase permet alors d'obtenir le signal de stabilisation. Il est à noter que ce dispositif est réalisé industriellement.

5) Stabilisation de la fréquence du klystron employée dans l'équipement du système de faisceaux hertziens GDH 103 :

Dans un bâti de faisceau hertzien de type GDH 103, les fréquences hétérodynes nécessaires au mélangeur de réception et au mélangeur d'émission, sont obtenues à partir de l'énergie hyperfréquence fournie par un seul klystron. L'hétérodyne d'émission est à la fréquence du klystron, l'hétérodyne de réception est obtenue par transposition de la fréquence du klystron dans un mélangeur alimenté par un quartz à 213 MHz. Ainsi dans une station relais, la fréquence d'émission diffère de 213 MHz de la fréquence de réception quelle que soit la dérive du klystron. Comme la moyenne fréquence subit une dérive égale à celle du klystron, il importe que ce dernier soit stabilisé en fréquence.

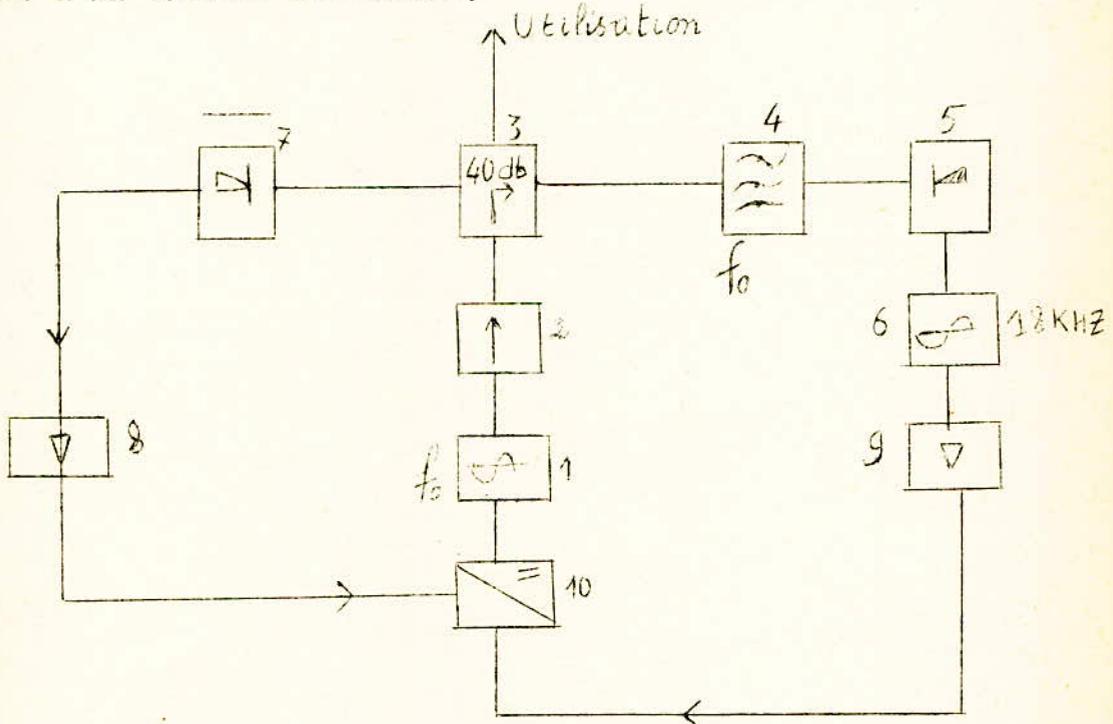
Le dispositif décrit ci-dessous permet d'obtenir une compression de 16, c'est-à-dire que si le klystron oscille à ± 8 MHz de sa fréquence nominale sans stabilisation de fréquence, ce système d'asservissement ramène sa fréquence d'oscillation à ± 500 KHZ de sa valeur nominale. On obtient d'abord une tension d'erreur alternative facile à amplifier et caractérisée par le fait que sa phase change brusquement de π , lorsque la fréquence de l'oscillateur passe par la fréquence nominale. L'ensemble est entièrement électronique ; de plus le klystron n'est pas modulé ; ceci permet d'utiliser la même stabilisation de fréquence aussi bien sur le bâti pour transmettre les signaux de TV que sur le bâti prévu pour transmettre les voies téléphoniques à courants porteurs.

Dans notre étude, nous ne parlerons que du principe de ce système de stabilisation.

Principe -

Les ondes émises par le klystron traversent un séparateur à ferrite de 10 dB d'affaiblissement puis un coupleur de 40 dB de couplage. L'énergie prélevée par le coupleur traverse une cavité passe-bande de coefficient de surtension en charge $Q = 500$ accordée sur la fréquence nominale du klystron. Le cristal modulateur sur lequel la cavité est fermée, est attaqué par le 18 KHZ provenant de l'oscillateur. L'énergie hyperfréquence réfléchiée par la cavité est donc modulée en amplitude à 18 KHZ. Cette modulation est détectée par le cristal modulateur.

Deux amplificateurs permettent de comparer sur le détecteur de phase les phases de la tension de 18 KHZ fournie par l'oscillateur de référence et celle fournie par le détecteur d'autre part. A la sortie du discriminateur de phase, on dispose d'une tension continue dont l'amplitude et le signe sont fonctions de l'écart de fréquence à corriger et qui est ajoutée à la tension réflecteur.



- Schéma de la Stabilisation de Fréquence -

- 1 - Klystron ; 2 - Séparateur à ferrite ; 3 - Coupleur directif couplage 40 dB ; 4 - Cavité passe-bande (Q en charge = 500) ; 5 - Modulateur 18 KHZ cristal silicium ; 6 - Oscillateur 18 KHZ ; 7 - Détecteur 18 KHZ cristal silicium ; 8 - Amplificateur 18 KHZ ; 9 - Amplificateur 18 KHZ ; 10 - Discriminateur de Phase.

6) Stabilisation de fréquence utilisant un modulateur à Diode Varactor :

Un autre système stabilisateur de fréquence pour klystron réflex utilisant un modulateur à diode Varactor a été mis au point par J.P. Pellissier et G. Mesnard au Laboratoire d'Electronique et de Physique du Solide de la Faculté des Sciences de Lyon. Il utilise un montage à découpeur d'un type spécial, en découpant non pas le signal continu issu du discriminateur mais l'onde HF qui est appliquée. Là aussi, pour stabiliser la fréquence F, on est amené à la comparer à une fréquence Fo. La tension issue du discriminateur de fréquence, après une amplification convenable, est appliquée au réflecteur du klystron réflex de façon à ramener F à Fo. Pour cela, J.P. Pellissier et G. Mesnard utilisent une cavité de référence à fort coefficient de surtension. Grâce à un couplage par fentes, de l'énergie est prélevée en 2 points particuliers sur le guide alimentant la cavité. L'originalité du dispositif réalisé, réside dans le fait qu'au lieu de découper le signal continu issu du discriminateur, ils découpent le signal HF appliqué au discriminateur. Pour cela, une diode Varactor type MOBR 107 a été placée en travers d'un guide dans un support approprié. Elle est alimentée à 7000 HZ par un générateur de signaux rectangulaires.

Pour faire un artifice expérimental, les polarités de détection des cristaux détecteurs 1 N 415 C sont opposées.

Pour adapter l'impédance élevée des cristaux détecteurs à l'amplificateur à transistors, un adaptateur a été nécessaire. Il est suivi d'un amplificateur classique à liaison RC de gain 3000.

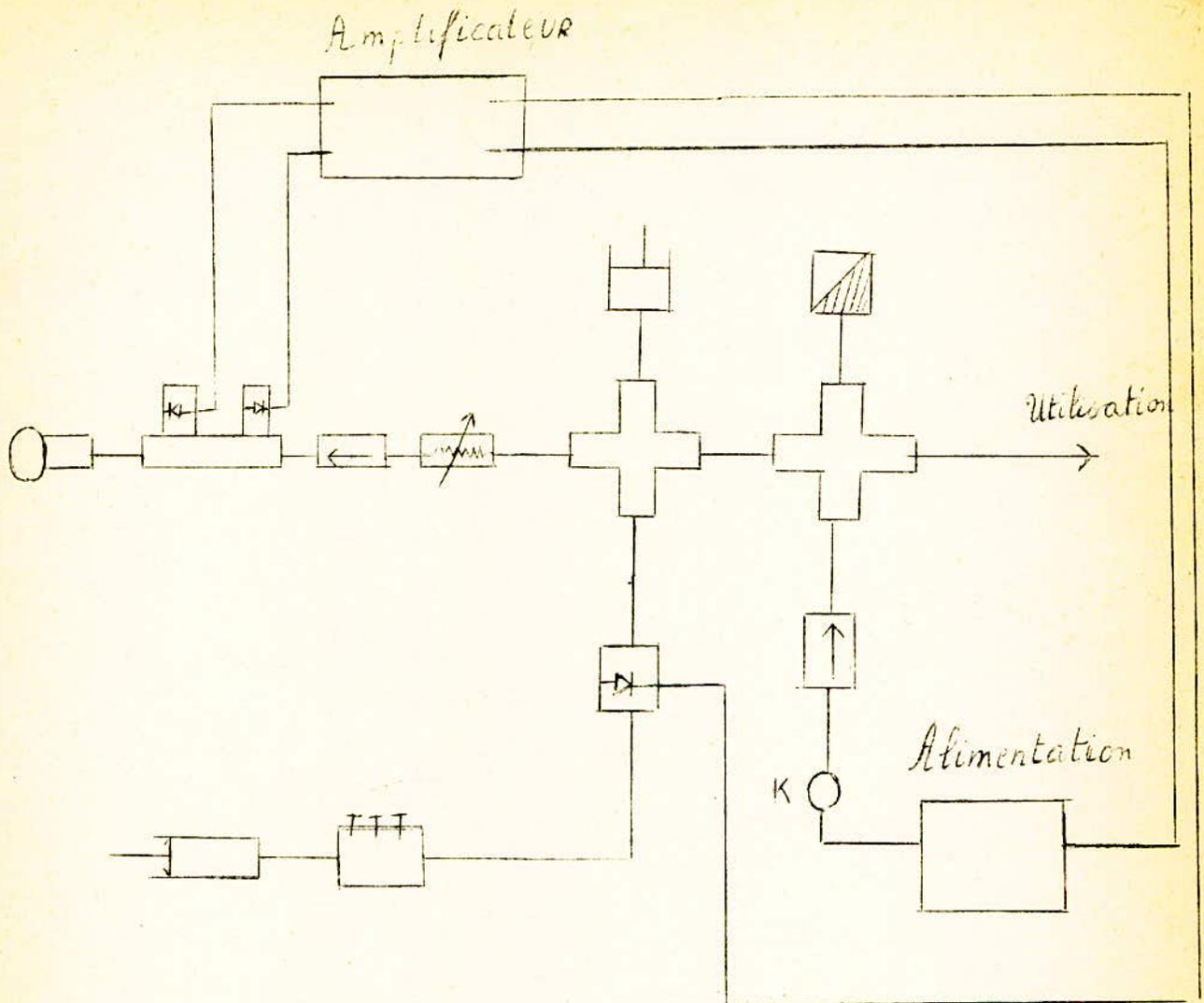
Un détecteur synchrone permet de restituer le signe de la composante continue issue du discriminateur. Ce signal, convenablement filtré, est appliqué en série avec l'alimentation du réflecteur du klystron 2K 25. Le montage donne une dérive ramenée à l'entrée d'environ $2 \mu V$ (dérive mesurée sur plusieurs heures de fonctionnement). Il a permis d'obtenir une stabilité en fréquence de l'ordre de 10 KHZ.

Utilisant des transistors, il a aussi permis de simplifier la construction d'une stabilisation de fréquence, en s'affranchissant de la construction des alimentations qu'exigent des stabilisations à tube.

Avant de terminer, rappelons que les Varactors sont des diodes dont la capacité de jonction varie de façon non linéaire en fonction de la tension alternative appliquée à leurs bornes.

.../...

Le schéma synoptique d'un tel montage est le suivant :



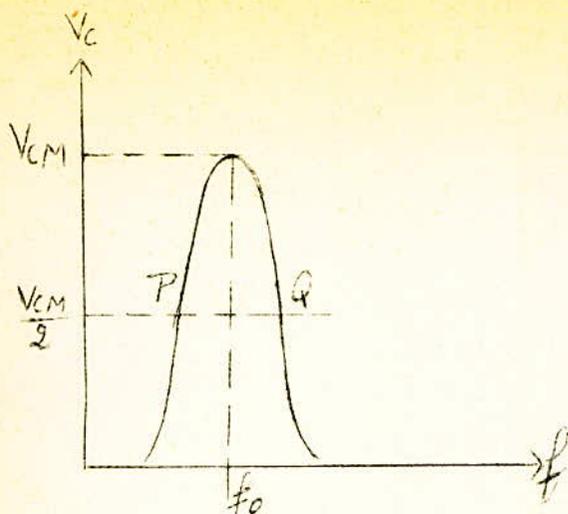
7) Dispositif non classique de Stabilisation en Fréquence :

Ces systèmes de stabilisation sont complexes et font appel à des circuits électroniques demandant une mise au point assez difficile. Un nouveau système a été mis au point en 1968 au Laboratoire de Radioélectricité de la Faculté des Sciences de Clermont-Ferrand par A. Bergerat en vue de son diplôme de D.E.S. (Article de M. Bergerat, F. Blanc, R. Fanguin, A. Forest et G. Raoult).

a) Principe :

Pour obtenir le signal de correction, ils ont utilisé comme élément de référence, la cavité d'un ondemètre, et le cristal qui lui est associé fournit un signal dépendant de la fréquence incidente.

.../...



Soit la courbe $V_c = F(f)$ représentant le signal détecté en fonction de la fréquence ; c'est une courbe de résonance classique, d'autant plus étroite que le coefficient de qualité de la cavité est grand.

Ils ont admis avec une bonne approximation que le flanc de cette courbe est rectiligne, et que pour un point de fonctionnement sensiblement au milieu, ils pouvaient écrire :

$$\Delta V_c = \pm K_c \Delta f$$

La courbe étant symétrique, le signe + correspond au point de fonctionnement P et le signe - au point Q. Ils peuvent ainsi choisir le signe de la tension d'erreur, pour que, après amplification, celle-ci soit appliquée dans la bonne phase sur le réflecteur.

Les variations de tension leur permettent de corriger les variations de fréquence ; mais le signal comporte une composante continue qu'ils ont pu éliminer en la mettant en opposition avec la tension d'une pile au mercure d'une très grande stabilité. La tension de celle-ci étant de 1,4 V. Il est nécessaire de prévoir un système potentiométrique de manière à pouvoir amener le point de fonctionnement en un endroit convenable du flanc de la cavité de résonance, et il est souhaitable pour avoir la meilleure efficacité, que la tension maximale délivrée par le cristal détecteur de la cavité soit la plus grande possible.

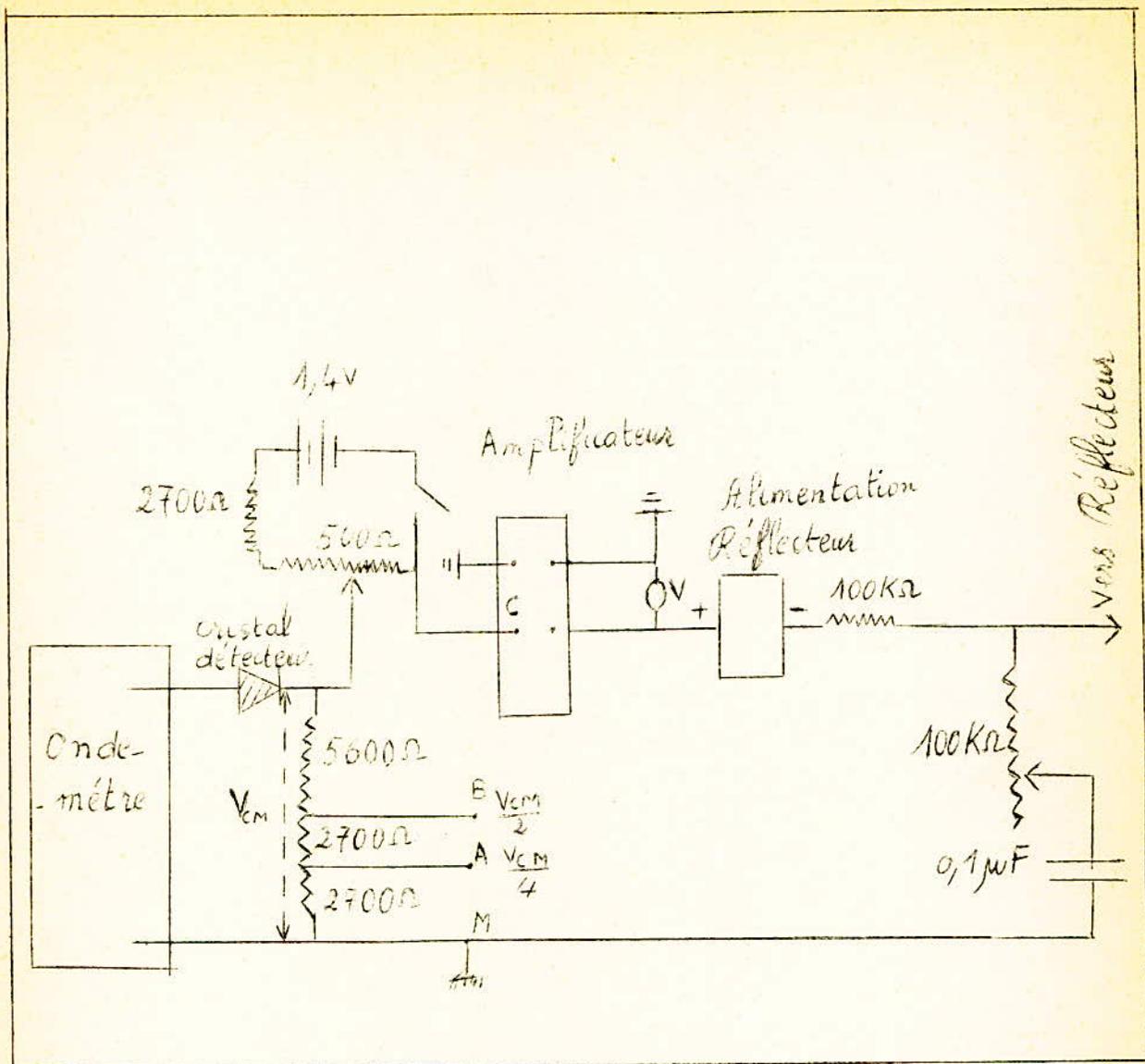
Pour réaliser l'efficacité de leur système, ils ont défini deux paramètres :

- la variation relative de la fréquence $\frac{\Delta f_0}{f_0}$ en fonction du temps.
- le taux de stabilisation $\frac{\Delta f'}{\Delta f}$; Δf et $\Delta f'$ étant respectivement les écarts de fréquence avec et sans stabilisation.

b) Réalisation :

Les expériences ont été faites avec :

- un klystron Thomson-Varian TV 58 dont la cathode est à la masse.
- un élément de référence qui est constitué par un ondemètre présentant un coefficient de qualité très élevé (9000).
- un amplificateur à Chopper Dymec, modèle DY 2460 A. La sortie de cet amplificateur est intercalée en série entre la masse et la borne positive de l'alimentation du réflecteur.



Le gain de cet amplificateur peut être réglé d'une façon continue de 0 à 11 000. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Impédance d'entrée 100 K Ω
- Résistance de sortie 50 M Ω
- Bruit de fond ramené à l'entrée : 4 μ V
- Dérive inférieure à 1 μ V par semaine
- Signal de sortie : \pm 10 V max.

La pile de référence est un élément au mercure Mallory ZM 9 de 1,4 V. Le voltmètre à zéro central branché à la sortie de l'amplificateur permet de vérifier que la tension de correction reste au voisinage de zéro. Le circuit RC inséré dans la liaison au réflecteur modifie la bande passante du stabilisateur et son réglage permet d'obtenir un fonctionnement sans oscillation parasite.

A la sortie du cristal détecteur, un pont de résistances étalonné permet d'observer les tensions $\frac{V_{CM}}{2}$ et $\frac{V_{CM}}{4}$. Un potentiomètre P aux bornes de la pile permet le réglage de la tension d'opposition à la valeur $\frac{V_{CM}}{2}$

c) Fonctionnement :

On suppose le klystron réglé pour fonctionner au sommet du mode et au voisinage de la fréquence f_0 à stabiliser. On cherche alors la résonance de la cavité de référence en mesurant la tension existant entre M et A ou M et B, selon l'importance du signal. On règle ensuite la tension d'opposition en agissant sur le potentiomètre P, de façon à observer une tension nulle entre les bornes B et C. Puis on fait croître le gain de l'amplificateur jusqu'à sa valeur maximale, et le voltmètre placé entre les bornes M et A ou M et B doit donner alors une déviation moitié de celle de l'origine. Le système se place de lui-même, sans intervention manuelle, sur le flanc de la courbe de résonance de la cavité correspondant au fonctionnement stable de l'ensemble ; mais il est à noter que la fréquence de fonctionnement diffère de la fréquence de résonance de l'onde-mètre d'une quantité $\frac{\Delta f}{2}$ si Δf est la largeur de la courbe de résonance de la cavité à mi-hauteur.

Ici, cet écart est de 1 MHz sur 10 000 MHz soit une erreur de l'ordre de 10^{-4} .

d) Résultats obtenus par Mr Bergerat :

Soit $\frac{\Delta f_0}{f_0}$ la variation relative de la fréquence en fonction du temps et $\frac{\Delta f'}{\Delta f}$ le taux de stabilisation ; Δf et $\Delta f'$ étant respectivement les écarts de fréquence avec et sans stabilisation.

Considérons le klystron et un signal d'entrée s qui provoque une variation de fréquence $\Delta f' = \lambda s$.

Si l'on boucle le système par l'intermédiaire de la cavité et de l'amplificateur, l'écart de fréquence devient égal à Δf . A la sortie de la cavité on a $\Delta V_c = K_c \Delta f$ et à la sortie de l'amplificateur on a un signal $G \Delta V_c = G K_c \Delta f$.

Ce signal étant en opposition de phase avec s , le signal résultant appliqué au klystron est $s - G K_c \Delta f$.

$$\begin{aligned} \text{donc : } \Delta f &= \lambda (s - G K_c \Delta f) \\ \Delta f &= \Delta f' - G \lambda K_c \Delta f \\ \Delta f (1 + G \lambda K_c) &= \Delta f' \implies \frac{\Delta f'}{\Delta f} = 1 + G \lambda K_c \end{aligned}$$

$$\text{si } G \text{ est grand } \frac{\Delta f'}{\Delta f} \approx G \lambda K_c$$

Pour obtenir le produit λK_c , Mr Bergerat a utilisé la méthode suivante : il augmente la tension réflecteur d'une quantité ΔV et il mesure la variation correspondante ΔV_c aux bornes de cristal ; le rapport $\Delta V_c / \Delta V$ lui donne la valeur du produit λK_c .

Cette mesure lui a donné un coefficient de 0,2200. Comme le gain de l'amplificateur vaut 11 000, le coefficient de stabilisation est

$$\frac{\Delta f'}{\Delta f} = 2\,420.$$

Les mesures de stabilité ont été faites à l'aide d'un compteur de fréquences Hewlett-Packard.

A titre d'information, indiquons quelques valeurs obtenues par Mr Bergerat :

fréquence initiale : $f_0 = 9\,561,56$ MHz (dès la mise en route et sans préchauffement du klystron).

f est lue au bout du temps $t \Rightarrow \Delta f_0 = f_0 - f$ et $\frac{\Delta f_0}{f_0}$

t	f MHz	f_0	f_0/f_0
30 mn	9 561,27	0,29	$3 \cdot 10^{-5}$
1 h	9 561,08	0,48	$5 \cdot 10^{-5}$
2 h	9 561,13	0,43	$4 \cdot 10^{-5}$
2 h 30 mn	9 561,03	0,53	$5 \cdot 10^{-5}$
3 h	9 561,95	0,61	$6 \cdot 10^{-5}$
3 h 30 mn	9 561,90	0,34	$3 \cdot 10^{-5}$

On voit d'après le tableau précédent que la stabilité reste toujours de l'ordre de $5 \cdot 10^{-5}$

Cette bonne stabilité est limitée par les variations d'origine thermique de la fréquence de résonance de la cavité qui, étant au laiton est sensible aux variations de la température ambiante.

En plaçant la cavité dans une enceinte isolante, la stabilité s'est améliorée et est voisine de 10^{-5} (dans les mêmes conditions d'utilisation).

Nous voyons que ce dispositif permet d'obtenir une bonne stabilité de fréquence, dépendant essentiellement des qualités de la cavité de référence utilisée.

D'après un article publié par Mr Bergerat, en utilisant une cavité en invar (dont le coefficient de dilatation est 10 fois plus petit que celui du laiton), la stabilité serait certainement supérieure à celle obtenue précédemment et pourrait atteindre 10^{-6} . De réglage commode et rapide, ce dispositif permet de changer facilement de fréquence.

Sa réalisation est bien plus simple que celle des dispositifs habituels et il est très facile de l'adapter à des montages variés utilisant des klystrons dont la puissance varie de 20 à 600 mW, et des amplificateurs à courant continu différents de celui utilisé dans le schéma précédent.

- CHAPITRE IV -

Le bruit des Tubes à Modulation de Vitesse

Les caractéristiques du spectre du bruit entourant le signal émis par un oscillateur hyperfréquence, sont, dans de nombreux cas, demandées aux constructeurs de l'oscillateur. Le bruit peut intervenir de différentes façons selon les services que l'on attend du système hyperfréquence à constituer.

I - Nature du Spectre de Bruit -

La puissance émise à une certaine fréquence par un oscillateur, est accompagnée d'un spectre de bruit que l'on peut décomposer en 3 éléments :

- 1) Un bruit de fond engendré dans la bande hyperfréquence et correspondant au bruit normalement créé dans un amplificateur linéaire.
- 2) Un bruit de modulation d'amplitude dû à la modulation de la porteuse par des bruits d'origine basse fréquence, du fait des propriétés non linéaires de l'oscillateur.
- 3) Un bruit de modulation de fréquence dû aux mêmes causes que ci-dessus.

II - Causes de bruits -

Les causes de bruits sont multiples. On peut citer :

- fluctuations d'émission de cathode
- fluctuations de vitesse d'électrons
- fluctuations de captation d'électrons par divers électrodes
- ions positifs créant principalement des bruits de modulation
- collisions électrons - ions
- fluctuations des tensions d'alimentations.

Toutes ces causes donnent naissance à un fait qui se superpose au signal utile et conduit parfois à de sérieuses limitations d'emploi. C'est le cas en particulier des klystrons amplificateurs de réception, pour lesquels les faibles signaux reçus risquent d'être noyés dans le bruit. Mais les procédés de réduction de bruit qui ont été récemment découverts laissent espérer une réalisation de klystrons à faible bruit. Des procédés déjà appliqués aux tubes à onde progressive pourraient être appliqués à des klystrons. Mais il semble que cela n'a pas encore été fait en pratique.

III - Remarques sur les bruits de Modulation -

Soit une porteuse $V_0 \cos \omega t$ modulée en amplitude à la pulsation Ω et avec un taux de modulation égal à "a". Le signal résultant est $V_0 (1 + a \sin \Omega t) \cos \omega t = V_0 \cos \omega t \pm \frac{V_0 a}{2} \sin (\omega \pm \Omega) t$ (1)

Soit une porteuse $V_0 \sin \omega t$ modulée en fréquence avec un indice de modulation b supposé petit (ce qui sera pratiquement toujours le cas en bruit de modulation de fréquence). Dans ce cas, on peut limiter le spectre de fréquence aux deux bandes latérales et écrire :

$$V_0 \sin (\omega t + b \sin \Omega t) \approx V_0 J_0 (b) \sin \omega t \pm V_0 J_1 (b) \sin (\omega \pm \Omega) t \approx V_0 \sin \omega t \pm \frac{V_0 b}{2} \sin (\omega \pm \Omega) t$$
 (2)

ceci en appliquant les fonctions de Bessel et en rappelant que b a été supposé petit

$$\left\{ \begin{array}{l} J_0 (0) = 1 ; J_n (b) \rightarrow 0 \quad \text{qdb} \rightarrow 0 \\ 2n J_n (b) = b J_{n+1} (b) + b J_{n-1} (b) \Rightarrow J_1 (b) \approx \frac{b}{2} \end{array} \right\}$$

1ère remarque :

On voit que, dans ces conditions, une onde modulée par un signal sinusoïdal en amplitude peut être convertie en une onde modulée en fréquence par déphasage de $\pi/2$ de la porteuse et inversement.

Il en sera évidemment de même pour un signal composite.

On peut aussi envisager la même porteuse modulée simultanément en amplitude et en fréquence :

$$V_0 (1 + a \sin \Omega t) \cdot \sin (\omega t + b \sin \Omega t)$$

En négligeant les termes du second ordre, ce signal s'écrit :

$$V_0 \sin \omega t \pm \frac{V_0 a}{2} \sin (\omega \pm \Omega) t - \frac{\pi}{2} \pm \frac{V_0 b}{2} \sin (\omega \pm \Omega) t$$

2ème remarque :

Pour chacune des deux bandes latérales, les composantes de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence sont en quadrature.

3ème remarque :

Des études très approfondies, ont montré qu'il était impossible de séparer en toute rigueur les trois composantes du spectre de bruit.

IV - Interventions du bruit -

Le bruit peut intervenir de différentes façons selon les services que l'on attend du système hyperfréquence à constituer :

1) Dans un récepteur superhétérodyne destiné à démoduler un signal modulé en amplitude. le signal de l'oscillateur local est détecté par le cristal mélangeur. Il en résulte que, si en général les bruits de modulation de fréquence ne sont pas nuisibles, les bruits de fond et de modulation d'amplitude, par contre, sont transmis en fréquence intermédiaire.

2) Dans un récepteur superhétérodyne destiné à démoduler un signal modulé en fréquence, de même que tout système utilisant la fréquence comme élément de mesure (mesure de vitesse par effet Doppler...), les bruits de modulation de fréquence interviennent comme éléments parasites au même titre que les bruits de modulation d'amplitude et les bruits de fond.

Il est à remarquer que, dans le premier cas, le bruit en fréquence intermédiaire peut être considérablement réduit par l'emploi d'un mélangeur symétrique qui donne, dans le circuit d'entrée, des composantes de bruit en opposition de phase. Néanmoins, il s'agit là d'une complication du circuit qui n'est réalisée que si c'est nécessaire, d'où l'exigence a priori de la connaissance du spectre de bruit.

Mais nous ne pourrions terminer cette étude du bruit sans rappeler une définition importante : celle du facteur de bruit.

V - Facteur de Bruit -

Le facteur de bruit F d'un tube amplificateur est égal au rapport du bruit total au bruit thermique seul, ce dernier constituant une limite inférieure du bruit pour un circuit d'entrée à la température T.

Par ailleurs, on peut caractériser le bruit d'un tube fonctionnant en oscillateur par le rapport qui existe à la sortie entre la puissance utile et la puissance quadratique moyenne de bruit dans une bande de fréquence de largeur fixée, entourant la fréquence d'utilisation.

Pour le 1er cas, la puissance thermique de bruit à l'entrée du tube, supposé adapté à son circuit d'entrée, a pour valeur dans une bande de fréquence Δf : $P_t = KT \Delta f$ (c/s)

T en degrés absolus ; K désignant la constante de Boltzmann.

$K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ joule/degré absolu \Rightarrow

$P_t = 1,38 \cdot 10^{-23} T \Delta f$ (c/s) . watt

En conclusion, nous pourrions dire que, les klystrons amplificateurs construits jusqu'à présent ayant un facteur de bruit élevé (20 à 30 dB), il n'a donc pas été question de les employer comme tubes d'entrée HF sur des récepteurs superhétérodynes, ni pour faire de l'amplification directe dans les relai des liaisons hertziennes.

Comme souligné plus haut, les procédés de réduction du bruit, récemment découverts, laissent espérer une réalisation de klystrons à faible bruit (facteur de bruit inférieur à 10 dB).

- CHAPITRE V -

Les Applications des Klystrons

Les Klystrons trouvent leurs applications dans plusieurs domaines notamment dans les radars, en radionavigation, dans les équipements de télévision, de faisceaux hertziens, dans les accélérations linéaires etc...

I - Radar et Radionavigation -

Les klystrons amplificateurs sont souvent utilisés comme tubes de l'étage final des émetteurs les plus puissants : radars de surveillance aérienne civile ou militaire, émetteurs de guidage d'engins.

Les amplificateurs cascades ont un grand avenir dans le radar à Effet Doppler. En effet, en partant d'un oscillateur à faible puissance, opérant en ondes entretenues pures, suivi d'un klystron à 2 ou plusieurs cavités modulé en impulsions, on obtient des impulsions dont la phase reste cohérente d'une impulsion à la suivante.

Les klystrons auto-oscillateurs à 2 cavités sont utilisés comme illuminateurs dans les radars Doppler.

Les klystrons réflex sont employés comme oscilateurs locaux dans les systèmes radars. Ces tubes peuvent travailler à des fréquences allant de 5 000 à 40 000 ou 50 000 MHz avec des tensions de cavité de 200 à 4 000 Volts. Les puissances sont généralement faibles : de 20 à 150 mW. Pour les autres applications, citons encore l'illuminateur à faible distance, l'illuminateur par radar Doppler.

Les klystrons réflex trouvent aussi une application dans les radars routiers. En effet le CATAR (appareil de contrôle du trafic automobile par radar) est un radar routier étudié par la S.F.I.M. Sa puissance est de 25 mW et le tube de puissance de son émetteur est un klystron 2 K 25.

Les systèmes de radionavigation aéronautique à courte et moyenne distances, opérant dans la gamme 9,6 : 12,15 KMC/s comportent à l'émission des klystrons à plusieurs cavités délivrant des puissances de crêtes de plusieurs KW ou plusieurs dizaines de KW.

II - Télécommunications -

Les klystrons sont également très utilisés en télécommunications. Les amplificateurs cascades semblent actuellement les tubes les plus puissants sur ondes décimétriques et centimétriques. On les utilise dans les étages de puissance de Télévision en ondes décimétriques, et d'émetteurs de faisceaux Hertziens à grande portée par diffusion troposphérique.

.../...

1) Télévision :

Le fonctionnement des émetteurs de télévision à grande portée dans les bandes IV et V (470 à 830 MHz) nécessite des niveaux de puissance de haute fréquence élevés (plusieurs dizaines de KW). Les klystrons offrent de larges possibilités dans ce domaine. En effet, ces tubes sont capables de fournir des puissances très importantes et leur gain élevé permet de les exciter avec un très faible niveau de puissance.

En France, deux tubes ont été réalisés pour couvrir la gamme de fréquence requise : le F 2008 allant de 470 à 640 MHz et le F 2009 de 590 à 830 MHz. Ils donnent une puissance HF de 30 KW avec un rendement dépassant 40 % dans toute la gamme de fréquence. Ces deux klystrons ont 4 cavités chacun.

2) Diffusion Troposphérique :

Dans les équipements à diffusion troposphérique, le klystron est utilisé comme amplificateur de puissance.

A titre d'information, donnons quelques exemples d'équipements utilisant des klystrons comme amplificateurs de puissance.

- Equipement de 60 voies dans la gamme des 900 MHz :

L'amplificateur de puissance est un klystron à 3 cavités KLL 3/5000 D (Philips France) alimenté sous 10 KV. Son gain est de 35 dB pour une bande de 2 MHz. Un fonctionnement type a les caractéristiques suivantes : collecteur 10 KV ; 280 mA ; cavités 10 KV ; 4 mA ; anode 2,5 KV ; chauffage 5,5 V ; 11 A ; puissance de sortie 1,2 KW. Un régime réduit type est le suivant : collecteur 6 kV ; 130 mA ; cavités 6 kV ; 3 mA ; anode, 1,7 kV ; chauffage 5,5 V ; 11 A ; puissance de sortie 200 W.

- Equipement dans la gamme des 2 500 MHz :

L'étage de puissance utilise un klystron de 10 KW, klystron à 4 cavités TH 2800/VA 800 C.

- Equipement mobile dans la gamme des 4 500 MHz :

L'oscillateur local utilise un klystron réflex de puissance de 1 W asservi en fréquence.

L'amplificateur de puissance fournit une puissance de 1 kW grâce à un klystron amplificateur, à refroidissement par air. Ce klystron est un tube VA 834 B (Varian) à 4 cavités. Il peut avoir une bande passante de 5 MHz avec un gain de 50 dB ou 8 MHz avec un gain de 43 dB.

- Equipement pour transmission transhorizon d'un signal TV :

L'émission utilise un klystron à 3 cavités KSW 3/3000 de la Société Philips de France, qui possède une bande de 18 MHz et peut débiter une puissance de 1 kW pour un signal occupant une bande de 6 MHz et de 500 W pour un signal de 100 MHz. Le klystron est excité par la triode à disque scellé EC 158 qui sort une puissance de 5 W dans la gamme des 4 000 MHz (sous une tension qui ne dépasse pas 180 V).

Le première version de cet équipement a été installée par la Société T.R.T. pour le compte de la Radiodiffusion Télévision Française pour la transmission d'images TV entre la France et l'Algérie en 1960. La liaison utilisait un klystron KSW 2/3000 avec une puissance de 500 W. Rappelons (ceci sort du cadre de notre étude), que la liaison comprenait 2 tronçons de 300 à 330 km entre Fontfrède (Pyrénées Orientales) à l'altitude de 1 000 m, Puy de Mayor (Ile de Majorque) à l'altitude de 1 400 m et La Bouzaréah (Alger) à l'altitude de 330 M.

3) Faisceaux Hertziens :

Dans les équipements de faisceaux hertziens à modulation de fréquence ou à modulation d'impulsions, les klystrons et klystrons réflex sont utilisés comme amplificateurs et oscillateurs. La distorsion harmonique étant faible, le klystron peut être employé comme modulateur, en modulation de fréquence.

Donnons quelques exemples d'équipements de faisceaux hertziens utilisant des klystrons :

- Système de faisceaux hertziens dans la bande des 7 000 MHZ type THD 825 :

Les klystrons émetteur et oscillateur local sont du même type. Le tube TH 2220 B (V.220 B) a été choisi à cause de sa très haute stabilité. La dérive de fréquence en 8 heures est inférieure à 250 KHZ.

- Système multiplex à répartition dans le temps :

Ce système travaille entre 7 000 et 8 000 MHZ où les klystrons émetteurs sont d'un emploi commode. Le klystron modulateur fournit une puissance de l'ordre du watt.

- Equipement GDH 103 :

Les sources hétérodyne émission et réception sont produites à l'aide d'un seul klystron type KR 74.

- Faisceaux hertziens à grande capacité dans la bande des 7 000 MHZ :

Le klystron est utilisé comme oscillateur local. Le signal local est engendré par un klystron réflex.

- Enfin, le klystron réflex peut être utilisé comme oscillateur local sur tous les récepteurs hyperfréquences.

III - Applications en Physique atomique dans les Accélérateurs Linéaires -

Un large champ d'applications s'est ouvert aux amplificateurs cascade de très grande puissance, opérant en impulsions en physique atomique avec les accélérateurs linéaires de particules. Des klystrons fonctionnant en impulsions, équipent tous les grands accélérateurs linéaires destinés à la recherche fondamentale dans le domaine de la physique des hautes énergies. Ils équipent aussi des accélérateurs destinés à la radiographie industrielle pour rayons X très énergétiques, ou destinés à la médecine notamment pour le traitement du cancer.

L'accélérateur d'Electrons Mark III de l'Université de Stanford utilise 21 klystrons (amplificateurs cascades) de 20 à 30 MW de crête sur 2,85 KMc/s. Celui de la Faculté des Sciences de Paris utilise 32 klystrons de 20 MW de crête. L'accélérateur du Commissariat à l'Energie Atomique - Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay (France) - est équipé de 3 klystrons CSF type F 2015 (KA 435 ; 5 MW crête). Le grand accélérateur de la Faculté des Sciences d'Orsay (France) utilise 22 klystrons CSF type 2043 (KA 436 ; 20 MW crête). L'Ecole Normale Supérieure de Paris vient de décider une extension composée de 16 sections alimentées chacune par un klystron CSF type F 2040 (KA 238 ; 25 MW crête).

Parmi d'autres réalisations, notons que le Ministère de la Recherche Scientifique et le Commissariat à l'Energie atomique a pris au début de 1965 la décision de confier à la C.S.F. la réalisation d'un grand accélérateur linéaire d'électrons composé de 30 sections alimentées par 15 klystrons. La mise en service de cet équipement est prévue pour le premier semestre de cette année.

Dans la thérapeutique médicale (traitement des tumeurs cancéreuses), on utilise des appareils alimentés en général par un seul klystron. L'accélérateur Argus 3000, destiné à l'observation des défauts des pièces métalliques épaisses, est constitué, lui, par un accélérateur comprenant une section alimentée par un klystron CSF bande S type F 2015 (KA 435 ; 5 MW crête).

IV - Applications diverses -

1) Fonctionnement en Multiplicateur et changeur de fréquence :

En accordant la seconde cavité sur une fréquence multiple de la fréquence de résonance de la première, on peut se servir des klystrons comme multiplicateurs de fréquence.

En accordant la première cavité sur la fréquence du signal incident, et la seconde sur celle d'un oscillateur local, on peut obtenir un signal moyenne fréquence de battement dans un circuit disposé entre la cathode et la cible.

En raison du bruit du klystron, comparé à celui d'un cristal mélangeur, ce procédé de changement de fréquence est peu utilisé dans les récepteurs superhétérodynes aux hyperfréquences.

2) Générateurs pour mesures Hyperfréquences :

Les klystrons réflex sont utilisés comme générateurs pour mesures hyperfréquences. En raison de la large gamme de fréquences couverte par déformation mécanique de leur cavité, ils conviennent particulièrement bien à la réalisation d'émetteurs de mesures ou comme tubes oscillateurs de générateurs étalonnés.

3) Radars d'ateliers :

L'équipement Philips, montage permettant la mesure en dynamique des vibrations, des excentricités ou des irrégularités de surface sur des objets métalliques, comporte un klystron réflex Philips 55 - 335 qui émet dans la bande des 8 cm.

4) Les Klystrons de puissance, sont utilisés comme source de chauffage diélectrique, en particulier pour la polymérisation de certaines matières plastiques, le séchage du papier, la stérilisation et la cuisson d'aliments.

5) Mesure d'humidité :

Un équipement destiné à la mesure du taux d'humidité contenu dans les engrais, poudres alimentaires ou détergents, grains, ciments, fourrage etc..., a été étudié en Grande Bretagne par "Associated Electrical Industries". Cet équipement utilise un klystron travaillant en bande X (10,68 GHz).

6) Le Cinémomètre :

C'est un dispositif mis au point pour déceler les automobilistes coupables d'excès de vitesse.

La comparaison du signal d'émission fourni par un klystron, avec un signal réfléchi par un mobile, permet de déterminer la vitesse de ce dernier.

Avant de terminer ce chapitre des applications, notons que le klystron est aussi employé dans les appareils de détection de l'eau dans les pétroles.

Ainsi, nous voyons que le domaine d'application des klystrons est très vaste ; qu'ils ne servent pas uniquement à la réalisation d'équipements de détection aéronautique, civile ou militaire, de radar ou de télécommunications.

- CHAPITRE VI -

Manipulation

Comme manipulation, nous nous proposons d'étudier :

- Les modes du Klystron
- Les plages d'oscillation
- L'accord mécanique
- La stabilisation en fréquence

Pour les trois premières, nous utiliserons le banc de mesure 3 cm type 775. Le klystron utilisé est un klystron réflex 2 K 25.

I - Tracé des Modes du Klystron - Recherche des Plages d'oscillation - Accord Mécanique -

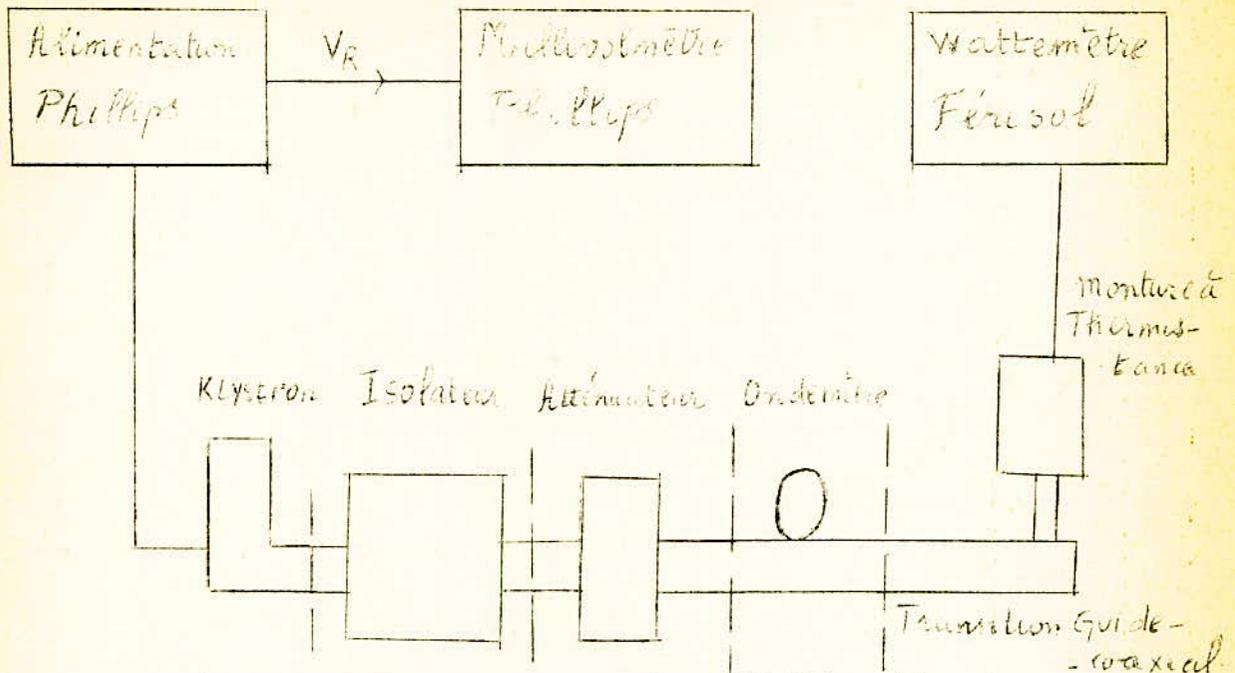
1) Description sommaire du banc de mesure -

L'ensemble du banc de mesure 3 cm type 775 comprend :

- Un montage oscillateur MK
- Un atténuateur variable AV
- Un ondemètre OR
- Un atténuateur variable étalonné A.C.
- Une ligne de mesure SM
- Un correcteur d'impédance CR
- Un coupleur directif CD
- Deux charges adaptées RF
- Une transition guide / coaxial TGC
- Deux cornets AN
- Un montage détecteur
- Un jeu d'accessoires
- Une plaque court-circuit C.C.

L'oscillateur est constitué par un klystron 2 K 25 dont la sonde de couplage plonge dans le guide à travers un passage découpé. Le bouton de commande permet l'accord de la cavité sur la fréquence désirée.

2) Montage utilisé -



On règle l'atténuateur au maximum d'atténuation.

3) Modes du Klystron 2 K 25 :

On règle la tension cavité à 250 V. On diminue l'atténuation et on règle VR de manière que le maximum du mode principal (le 1er en partant des VR négatifs) soit de 10 mWatts.

Par approximations successives, en agissant sur la commande mécanique du klystron et en se plaçant au sommet du mode principal, en réglant VR, on règle par exemple la fréquence à 9 100 MHz.

On trace point par point les différents modes entre 200 V et 0 V. On tracera aussi les courbes donnant $\Delta F = F - F_0$ (F_0 fréquence au sommet du mode) d'où les courbes $P = g_1(VR)$ et $f = g_2(VR)$ représentées sur papier millimétré.

De ces courbes, on peut déterminer l'amplitude de l'accord électronique (à 3 dB du max.)

- Pour le 1er mode : $W = \frac{W_{max}}{\sqrt{2}} \approx 7 \text{ mW}$
- Pour le 2ème mode : $W = \frac{W_{max}}{\sqrt{2}} \approx 4,4 \text{ mW}$
- Pour le 3ème mode : $W = \frac{W_{max}}{\sqrt{2}} \approx 2,1 \text{ mW}$

4) Plages d'oscillations :

Pour déterminer les plages dans lesquelles le Klystron oscille, on relève les valeurs de VR qui correspondent aux pieds des modes et à leurs sommets pour une valeur de Vc donnée. Vc varie de 200 à 300 V. (voir courbe sur papier millimétré).

5) Accord Mécanique :

On trace la courbe donnant la fréquence en fonction du nombre de tours. Pour cela, on fixe Vc à 250 Volts. On règle VR de façon à être au sommet du mode principal. On tourne le réglage mécanique de fréquence dans le sens inverse des aiguilles d'une montre si f croît. On peut faire varier VR de manière à être toujours au sommet du mode principal. On augmente f jusqu'à 9 600 MHz (limite de la courbe d'étalonnage de l'ondemètre), ceci pour repérer la position du bouton sur le cadran gradué. On tourne maintenant dans le sens des aiguilles d'une montre. On fait une mesure de fréquence tous les demi-tours, sans oublier de se mettre chaque fois sur le mode principal, en agissant sur VR.

On trace la courbe donnant la fréquence en fonction du nombre de tours.

6) Conclusion :

Comme prévu par la théorie, nous obtenons des courbes en cloche pour $P = g_1(VR)$. Le mode principal a l'amplitude la plus grande. Pour chaque mode, l'écart de fréquence $\Delta f = F - F_0$ est nul pour la valeur de VR qui donne la valeur maximale de la puissance. Bien sûr les courbes $\Delta f = g_2(VR)$ sont des courbes en S.

II - Stabilisation en fréquence d'un Klystron -

Il serait souhaitable de monter dans le laboratoire de notre école, une manipulation très intéressante, qui porte sur la stabilisation en fréquence du Klystron. Comme nous l'avons sculigné dans le chapitre III, il existe plusieurs dispositifs de stabilisation. Notre attention a été plus particulièrement attirée par la simplicité du dispositif utilisé par M. Bergerat au Laboratoire de Radioélectricité de la Faculté des Sciences de Clermont-Ferrand. Le schéma a déjà été donné au chapitre III.

1) Matériel utilisé :

- Un Klystron Thomson Varian TV 58.
- Un ondemètre présentant un coefficient de qualité très élevé. Il sera l'élément de référence.
- Un amplificateur Chopper-Dymec modèle DY 2460 A dont le gain peut être réglé d'une façon continue de 0 à 11 000. Ses caractéristiques sont les suivantes :
 - Impédance d'entrée 100 K Ω
 - Résistance de sortie 50 M Ω

- Bruit de fond ramené à l'entrée $4 \mu V$
- Dérive $< 1 \mu V$ par semaine
- Signal de sortie ± 10 Volts maximum.

La sortie de cet amplificateur sera intercalée en série entre la masse et la borne positive de l'alimentation réflecteur.

- Une pile de référence : pile au mercure Mallory ZM9 de 1,4 V.
- Un pont de résistance étalonné. Il permet d'observer les tensions $\frac{V_{CM}}{2}$ et $\frac{V_{CM}}{4}$
- Un potentiomètre P aux bornes de la pile. Il permet le réglage de la tension d'opposition à la valeur $\frac{V_{CM}}{2}$.
- Un voltmètre à zéro central. Il sera branché à la sortie de l'amplificateur et permettra de vérifier que la tension de correction reste au voisinage de zéro.
- Un circuit RC inséré dans la liaison au réflecteur modifie la bande passante du stabilisateur. Son réglage permet d'obtenir un fonctionnement sans oscillation parasite.
- Un compteur de fréquence Hewlett - Packard.

2) Mesures :

a) On règle le klystron pour fonctionner au sommet du mode et au voisinage de la fréquence f_0 que l'on veut stabiliser.

b) On cherche la résonance de la cavité de référence en mesurant la tension existant entre M et A ou M et B selon l'importance du signal.

c) On règle ensuite la tension d'opposition en agissant sur le potentiomètre P de façon à observer une tension nulle entre les bornes B et C.

d) On fait croître le gain de l'ampli jusqu'à sa valeur maximale. Le voltmètre entre les bornes M et A ou M et B doit alors donner une déviation moitié de celle de l'origine.

Nous avons défini dans le chapitre III :

- la variation relative de la fréquence $\frac{\Delta f_0}{f_0}$ en fonction du temps,
- le taux de stabilisation $\frac{\Delta f'}{\Delta f}$, Δf et $\Delta f'$ étant respectivement les écarts de fréquence avec et sans stabilisation.

Rappelons que l'on considère d'abord le Klystron et un signal d'entrée s qui provoque une variation de fréquence Δf ; ensuite on boucle le système par l'intermédiaire de la cavité et de l'amplificateur. L'écart de fréquence devient $\Delta f'$.

Nous avons : $\frac{\Delta f'}{\Delta f} = \lambda G K_c$ (voir chapitre III)

G étant le gain de l'amplificateur et est connu.

Pour déterminer le produit λK_c , on opérera de la façon suivante : on augmente par exemple la tension réflecteur d'une quantité ΔV et l'on mesure la variation correspondante V_c aux bornes de cristal.

Le rapport $\frac{\Delta V_c}{\Delta V}$ donnera la valeur du produit $K_c \lambda$.

Connaissant le gain de l'amplificateur, on déduit immédiatement le coefficient de stabilisation.

On se fixe f_0 à une valeur donnée. Au bout d'un temps t , on lira la fréquence f .

On calcule $\Delta f_0 = |f_0 - f|$ et $\frac{\Delta f_0}{f_0}$

On notera plusieurs valeurs pour des temps différents. Donc la mesure consiste à noter f , Δf_0 et $\frac{\Delta f}{f_0}$ pour différents temps t_n .

On tracera les courbes :

$$\begin{aligned} f &= g_1(t) \\ \Delta f_0 &= g_2(t) \\ \frac{\Delta f_0}{f_0} &= g_3(t) \end{aligned}$$

W en mW

5

10

15

10

9

8

7

6

5

4

3

2

1

V_R en Volts

-200

-180

-160

-140

-120

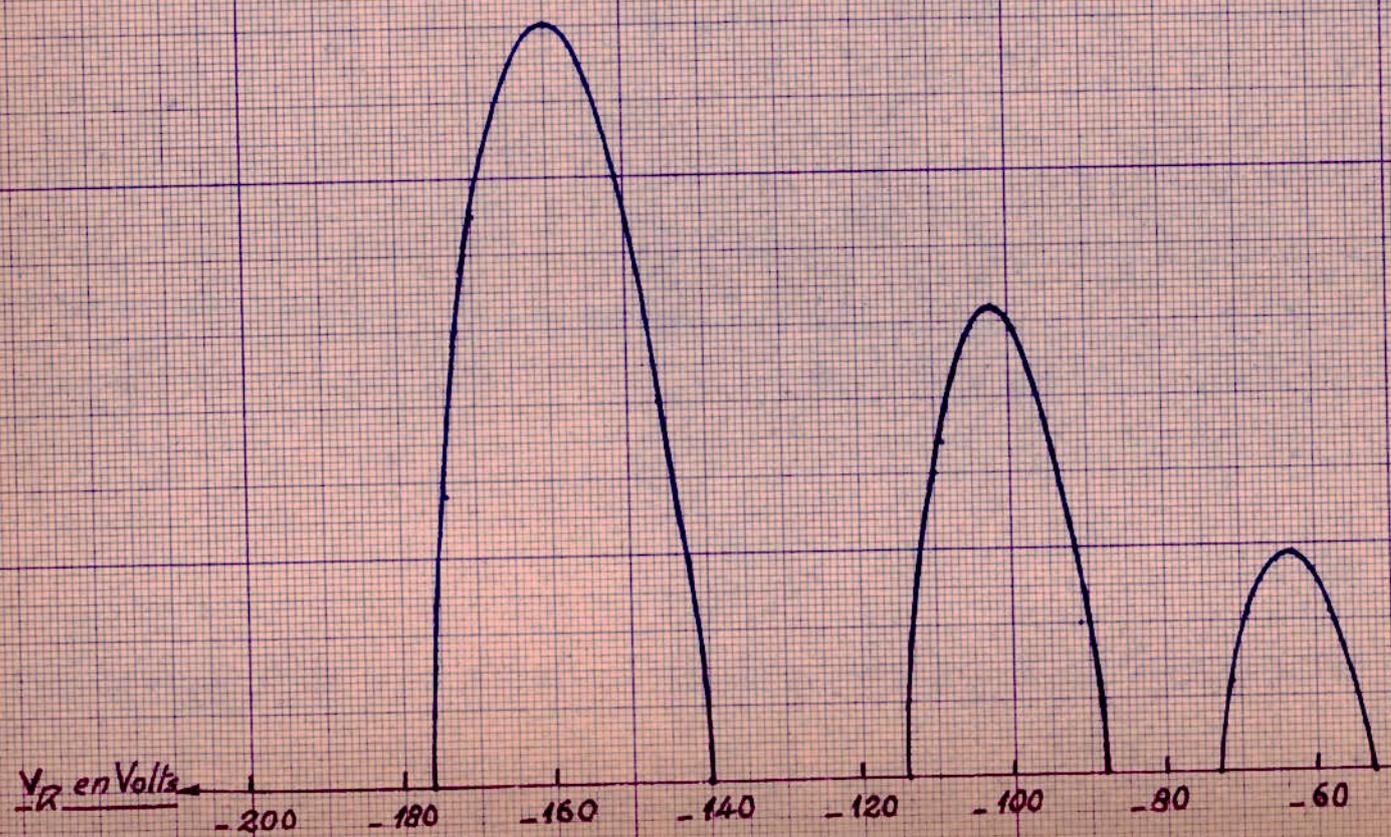
-100

-80

-60

-40

-20

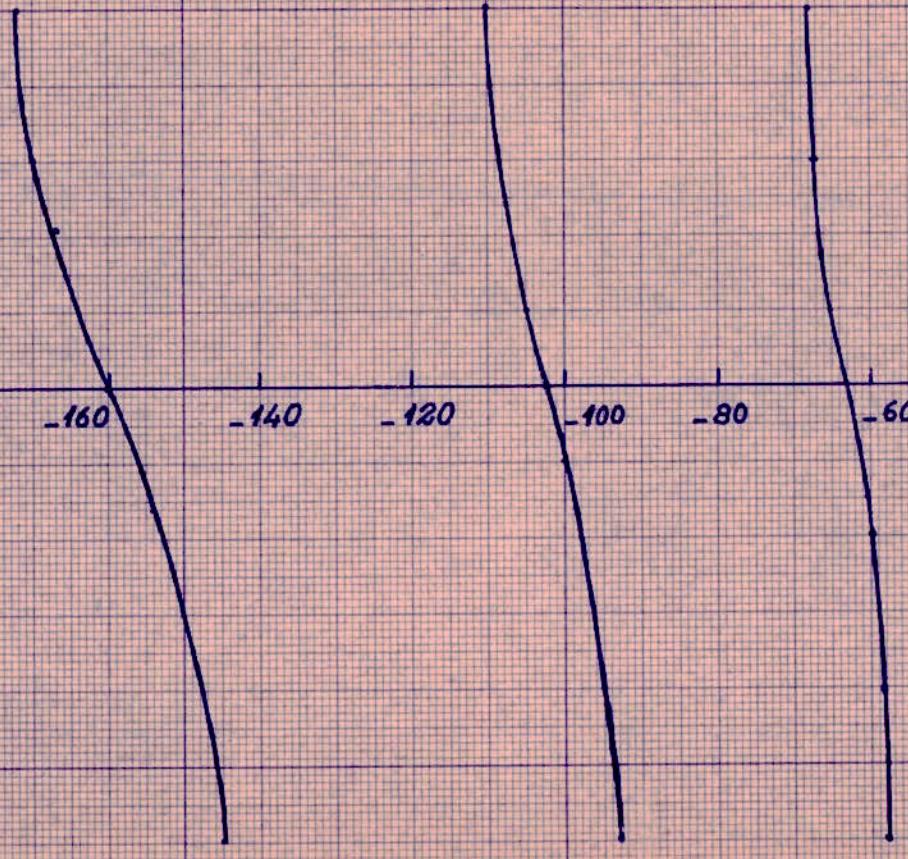


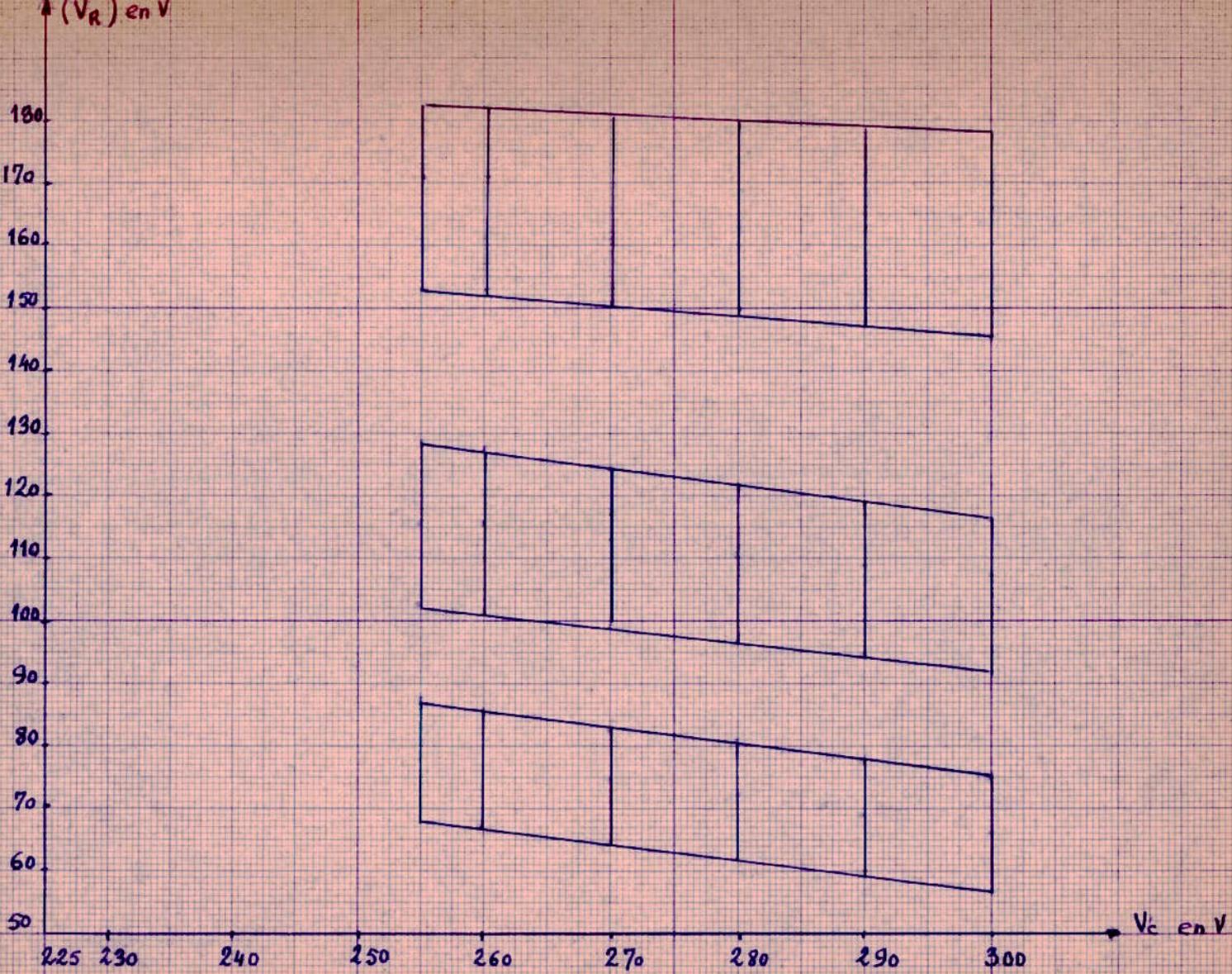
ΔF en MHz \uparrow

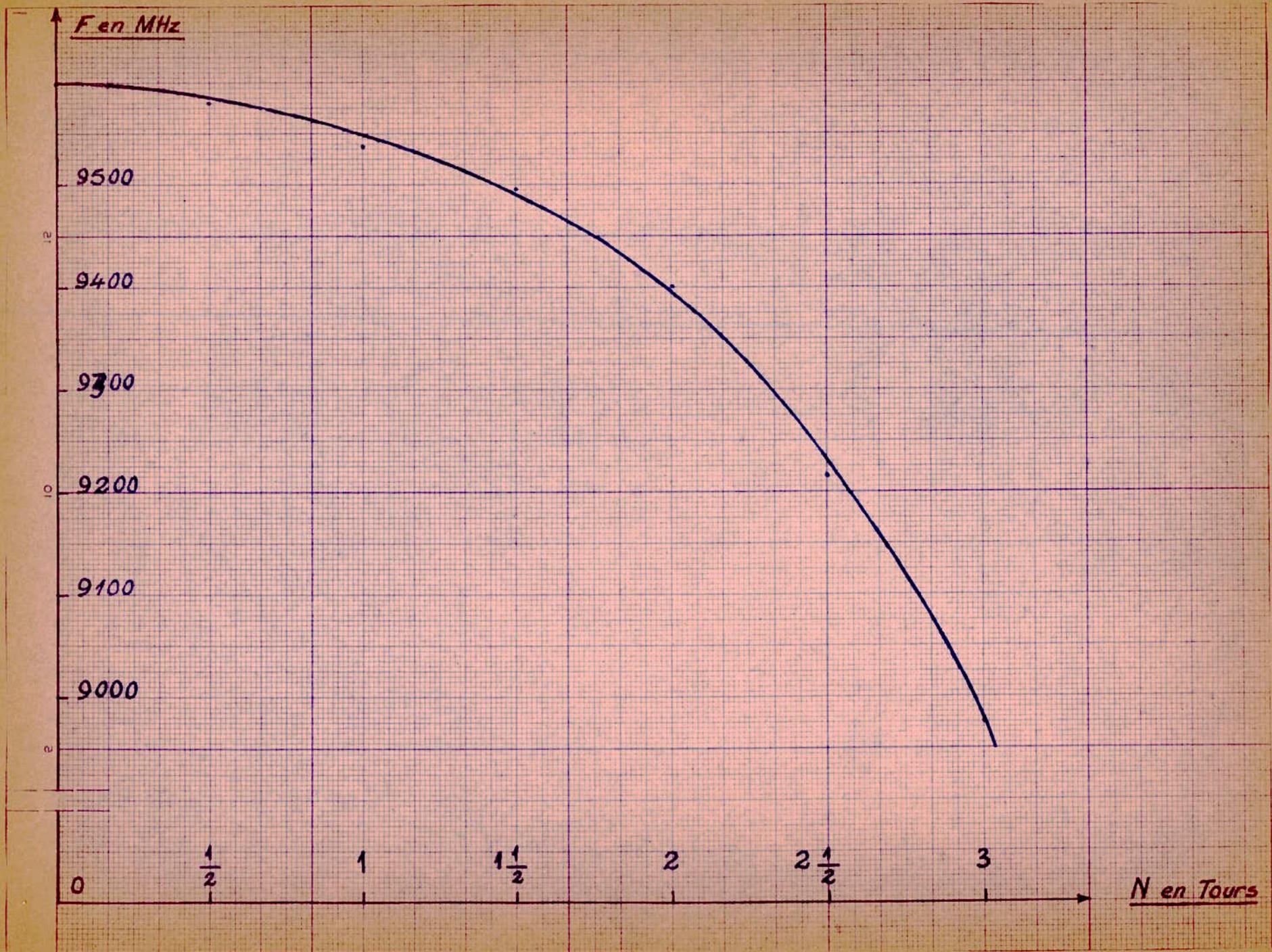
V_R en Volts \leftarrow

-180 -160 -140 -120 -100 -80 -60 -40 -20

30
25
20
15
10
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30







- CONCLUSIONS -

Après avoir parlé des différents klystrons, de leur fonctionnement, de leur stabilisation en fréquence, de leurs applications, il est nécessaire de clôturer cette étude par quelques conclusions qui porteront essentiellement sur les avantages, les inconvénients, les évolutions et les perspectives d'avenir de ces tubes.

Les Klystrons amplificateurs sont des tubes de choix si l'on cherche puissance, gain ou faible bruit. Ils rivalisent avec les meilleurs tubes dans le domaine du rendement, surtout si l'on tient compte de leur gain, donc de la puissance consommée par les étages préamplificateurs. Leur seule véritable infériorité est leur bande passante qui reste encore faible aux puissances de sortie réduites, les tubes à ondes progressives étant alors nettement supérieurs. Pour illustrer ce que nous venons de dire, citons par exemple les raisons qui ont poussé les techniciens à choisir les Klystrons comme amplificateurs de grandes puissances en Télévision. Comme souligné dans le chapitre des applications, de grandes puissances en ondes décimétriques étaient demandées pour les équipements des émetteurs de TV travaillant dans la gamme de 470 à 960 MHz. Les tubes classiques les plus puissants arrivent à peine à 50 W±10 KW, alors que les klystrons atteignent plusieurs dizaines de KW.

En plus de ces raisons, d'autres avantages militent en faveur de la solution Klystron : durée de vie, grande robustesse du tube, grand gain. De plus, la durée de vie des Klystrons (10 à 20 000 heures), ramène le coût horaire d'exploitation de ces émetteurs à des valeurs comparables à celles obtenues par les émetteurs équipés de tétrodes. Toutes ces qualités ont conduit de nombreux pays à adopter pour leurs émetteurs en ondes décimétriques la solution Klystron à partir d'une puissance de 10 KW crête.

Dans les équipements de faisceaux hertziens à diffusion troposphérique, le remplacement des tétrodes et des triodes par les klystrons est dû aux mêmes raisons que les précédentes, mais, ici, un choix rationnel doit être fait : emploi des tétrodes dans les équipements économiques à faible capacité destinés aux pays neufs en raison de leur simplicité et leur coût faible, emploi des klystrons dans les équipements à plus grande capacité, en raison des performances supérieures : un seul klystron peut remplacer plusieurs étages amplificateurs à triodes et tétrodes, le gain du klystron est supérieur à celui de la tétrode et sa bande passante peut être supérieure à celle de la tétrode.

Les klystrons à deux cavités sont peu utilisés à l'heure actuelle comme amplificateurs en raison de leur gain relativement faible par rapport aux tubes à plusieurs cavités.

Quant aux klystrons réflex, ils sont largement utilisés comme oscillateurs de faible puissance depuis la dernière guerre. La possibilité de modifier la fréquence de ces tubes par la tension réflecteur est une caractéristique fondamentale.

Le klystron réflex 2 K 25 est sans doute le klystron le plus utilisé dans les radars opérant dans la gamme 3 cm.

Dans les accélérateurs linéaires, les klystrons amplificateurs haute puissance ont permis d'atteindre des niveaux d'énergie extrêmement élevés.

Toutes ces possibilités d'emploi des klystrons, ont poussé les technologues et les fabricants à étudier des moyens pour améliorer les qualités de ces tubes.

Tout d'abord, la largeur de bande a fait l'objet de nombreux travaux. Le premier effort a consisté à augmenter le nombre de cavités et à régler correctement leur fréquence. On est arrivé à avoir des bandes qui, au niveau de quelques Mégawatts de puissance, approchent 10 %. Pour aller au delà, les technologues envisagent d'augmenter les pervéances.

Une autre caractéristique des tubes à grande puissance est leur rendement. L'un des moyens utilisé pour augmenter le rendement a déjà été souligné dans le chapitre I. Il consiste en l'emploi d'un collecteur à potentiel réduit. De plus, une meilleure optique électronique a été étudiée. Ces améliorations de rendement permettent également d'envisager le refroidissement par air.

On est aussi arrivé à réaliser des klystrons à très bas niveau de bruit.

A toutes ces performances, est venue s'ajouter l'apparition des tubes composites : les klystrons à cavités multiples où le circuit de sortie est constitué par une structure rappelant les tubes à ondes progressives. Ces tubes ont une bande passante avoisinant celles des tubes à ondes progressives ; un grand rendement, et certains avantages particuliers dans le cas de très faibles puissances, grâce en particulier à la réduction des pertes dans les circuits. Avec de tels tubes, on peut envisager l'obtention du mégawatt en bande X.

Une nouvelle performance vient d'être mise au point : la fabrication des klystrons à plasma avec lesquels des bandes larges, des puissances importantes et de faibles facteurs de bruit ont été obtenus. Des gains de 40 dB, des puissances de sortie de 3,5 KW ont été obtenus avec un klystron à plasma, la largeur de bande étant de 400 MHz à 3 000 MHz.

Mais avant de terminer, ne pourrions-nous pas nous poser une question quant à l'avenir des klystrons. Ne seront-ils pas touchés ou même remplacés dans certains domaines par les transistors comme l'ont été les triodes, pentodes, tétrodes et autres ? A ce sujet, nous signalerons qu'un nouveau transistor silicium, le TIS 71-72, le premier oscillateur à 4 GHz, disponible industriellement, possède une puissance de sortie minimale de 10 mW. Créé pour remplacer les klystrons en bandes S et C, le TIS 71-72 est un dispositif faible puissance remplissant la fonction d'oscillateur local. Ses caractéristiques puissance - fréquence le rendent utilisable entre 2 et 4 GHz avec une puissance de sortie de 65 mW et 100 mW respectivement. Outre les avantages intrinsèques des semi-conducteurs, (dimensions réduites, pas de filament), il suffit de 15 V pour polariser le TIS 71-72 alors qu'il faut de 0,5 à 3 KV pour un klystron.

Parmi les applications du TIS 71-72, figurent les radars, les équipements de télécommunications.

Je tiens à remercier à la fin de ce travail Monsieur A.ZERGUERRAS qui a bien accepté de me proposer ce sujet et qui m'a aidé à son accomplissement.

Je remercie également M.J.SLOSIAR Directeur du Département Télécommunication-Expert UNESCO qui a bien accepté de présider le Jury.

Monsieur M.LARABA dont l'aide m'a été précieuse, je le prie de croire à ma profonde reconnaissance.

- Bibliographie -

- Les Ondes Centimétriques RAOULT
- Physique et Technique des Tubes CHAMPEIX
- Technique des Mesures en Micro-ondes C.G. MONTGOMERY
- Tubes aux Hyperfréquences J. VOGÉ
- Techniques de l'Ingénieur
- Technique des Ultra Hautes Fréquences BRAINARD
- Circuits micro-ondes - Théorie et analyse R.N.GHOSE (MAC GRAW HILL)
- Microwave Engeneering HARVEY
- Theorie and Applications of Microwaves BROMWHELL et BEAM
- Tubes à modulation de vitesse R. WARNECKE et P. GUENARD
- Circuits pour Ondes Ultra-courtes E. ROUBINE
- Electronique GUILLIEM
- Interélectronique Janvier - Février 1968
- Onde Electrique Novembre 1957
- Juillet - Août 1958
- Janvier 1956
- Novembre 1964
- Electronique Industrielle Novembre 1966
- Documentation C.S.F. : particules accélérateurs
- Cours enseigné à l'E.N.P.A. Mr SLOSIAR