

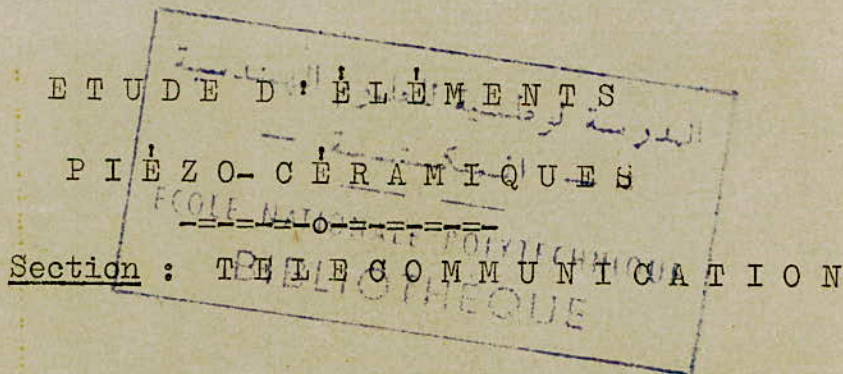
Electronique

1/66

100



Projet.



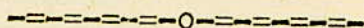
S I S S O K O Sikon

Année 1965-66

Sujet proposé par : Mr J. Slosiar



# T A B L E D E S M A T I E R E S



- I.- Introduction
- II.- L'Effet piézo-électrique
- III.- Les Céramiques
- IV.- Méthodes de Préparation des échantillons
  - Excitation de vibrations de flexion sur les lames métalliques à l'aide de Titanate de Barym
- V.- Analogie d'un élément de Quartz à un circuit électrique
  - Transducteurs et Résonateurs
- VI.- Etude des Elements
  - Mesure de Fréquence
  - Méthode de Crévasse
  - Mesure
  - Autres manières de détermination des paramètres les résonateurs piézo-électriques
  - Précision des valeurs mesurées dans la cellule de II
  - Mesure d'Affaiblissement
  - Mésures directes
  - Comparaison avec affaiblissement étalon
  - Mésure de l'impédance image
  - Tables des mesures
- VII.-Les Différents monatges
  - Montages d'oscillateur à Quartz
  - " " à Tube
  - Oscillateurs des Transistors

-Montagés effectués

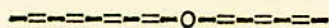
VIII.- Précisions des mesures

-Précisions pour le calcul des éléments du circuit  
équivalent à partir des valeurs mesurées

IX.- Conclusion

X.- Bibliographie

A P P A R E I L L A G E



- Pont d'impédance Mod. 626B Metrix
- Q-mètre Type M 803A N° 1269 FERIL Paris
- Fréquencemètre AME FR/H 1.279S N°132 Paris
- Alimentation stabilisée ALS 82B
- Oscilloscope GM 5662 Philips
- Pegelsender/Level Oscillateur F Nr 9/158780 ib Germany
- Pegelsender/Level Meter in Germany
- Millivolmètre Amplificateur MV 153 CRC

- RESISITANCES

-1 x 1	AOIP
-1 x 1	"
-1 x 10	"
-1 x 10	"
-1 x 100	"
-1 x 100	"
-1 x 1.000	"
-1 x 10.000	"
-1 x 100.000	"



## I N T R O D U C T I O N

-----0-----

-Les phénomènes piézo électriques étaient connus depuis la plus lointaine antiquité.

Ce n'est qu'en 1717 que Limerry présente à l'académie des Sciences un mémoire sur ce sujet. En 1817 Hanry publia dans les mémoires du Muséum d'Histoire Naturelle que le Spat<sup>h</sup> calcaire s'électrise q quand on la comprime. En 1880, les frères Curie énoncent les lois de la piézo électricité directe en s'appuyant sur les travaux de Gangam. En 1881, Lippmann appliqua les de la therodynamique d<sup>o</sup>ux phénomènes piézo électriques, découvra les lois de la piézo électricité inverse. 1885Voigt a donné une théorie générale de tous ces phénomènes. Ce n'est qu'en 1915 grâce à Langevin, que la piézo électricité trouva la première application dans les sondeurs sous-marins. Gady en 1922, réalisa un oscillateur à ondes entretenues stabilisé par le quartz. En fin But<sup>h</sup>erworth, Von Dyke et Dye montraient qu'en quartz peut être assimilé à un dipôle. A partir de ce moment, un quartz dans un circuit électrique, est considéré comme un assemblage d'impédances.

De nos jours certaines particularités des quartz sont très exploitées: il s'agit de sa stabilité en fréquence et aussi, de part son encombrement, il est très petit. La céramique étant une dérivée du quartz seul qu'elle est obtenue à partir d'un certain mélange, et non à l'état naturel; leurs propriétés sont semblables ; ils ont les mêmes caractéristiques; comme on le vera cependant, la différence viendra de la taille utilisée chez le quartz et des composantes chez la céramique. Comme emploi on les trouvera dans les isolants de TH; ils sont également employés comme filtres à pente raide; évidemment

on n'oubliera pas que la céramique étant beaucoup plus récente que le quartz, son emploi n'est pas encore arrivé dans tous les domaines comme le quartz. C'est pourquoi on rencontre beaucoup le quartz comme stabilisateur de fréquence dans les oscillateurs, dans les fréquencesmètres, comme maître oscillateur dans les émetteurs de radio-diffusions; aussi il est employé dans le service de l'heure.

Dans l'exposé qui suivra, il n'y aura donc pas une grande différence entre le quartz et la céramique.

On le verra d'ailleurs que les schémas électriques est le même.



# I - L'EFFET PIEZOELECTRIQUE :

Les moments dipolaires permanents se forment quand des atomes de différents corps contribuent à l'édification d'une molécule ; ils ont tendance à s'orienter dans la direction du champ électrique externe, mais cet effet est peu sensible dans le gaz car le couple dû au champ ne compense que faiblement l'agitation thermique. Un champ local de type mossoti ;  $E^1 = \bar{E} + \bar{P}/3\epsilon_0$ , où la polarisation s'ajoute au champ externe, provoquerait une orientation spontanée des dipôles à une température critique ; c'est ce qui prédit la loi de Curie Weiss ;

$$X = \frac{3Tc}{T-Tc}$$

X = susceptibilité -

- $E^1$  = champ local
- $E$  = champ appliqué
- $P$  = vecteur de polarisation.

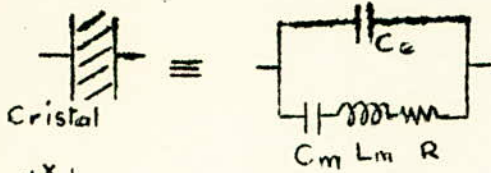
Le modèle de Debye introduit un frottement visqueux caractérisé par une constante de temps  $T = V \cdot \frac{3\eta}{KT}$  mais ne détermine pas une position des dipôles. Le spectre de relaxation des liquides est caractérisé par une distribution de temps de relaxation (fig 1) ce qui indique



bien que les dipôles ne sont indépendants entre eux et sont orientés dans des positions déterminées - On remplacera les sphères tournant lentement par des dipôles qui franchissent d'une manière statistique les barrières de potentiels chaque fois que l'énergie d'activation est suffisante.

Dans les cristaux les moments dipolaires électriques permanents sont, en général complètement immobilisés, même pour des rotations individuelles.

Ce sont des éléments de structures qui participent au réseau cristallin ; ils sont par suite fortement liés à leurs voisins. De tels dipôles ne peuvent avoir de spectres de relaxation quand ils sont soumis à un champ alternatif ; mais convenablement disposés, ils peuvent provoquer des résonances mécaniques du cristal (fig.)

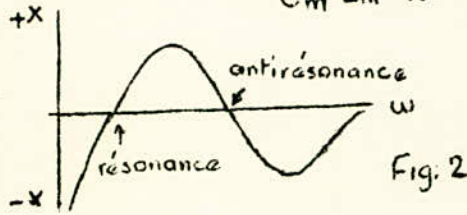


$C_e$  = Capacité électrique

$C_m$  = Régidité mécanique

$L_m$  = masse mécanique

$R$  = Amortissement mécanique



Un champ électrique polarise les matériaux en induisant des moments dipolaires. Ce déplacement des charges, à partir de leur position d'équilibre, sous forme de polarisation électronique et de polarisation atomique, modifie les dimensions du solide et provoque l'électrostriction. Inversement, une contrainte mécanique s'exerçant sur des points du solide, ne distingue pas les différentes charges elle ne peut, évidemment, induire des moments dipolaires ; l'électrostriction n'est donc pas réversible. Si une contrainte mécanique crée une tension électrique, cet effet ne peut être provoqué que par les moments dipolaires permanents fixés dans la structure sans symétrie. Cet effet de piézo électrique a été découvert en 1880 par les frères Curie sur certains cristaux dissymétriques tels que le quartz, la tourmaline et les sels de Seignette. Comprimés dans des directions déterminées, ces cristaux développent une d.d.p et inversement soumis à une tension électrique, ils se déforment. La piézo électricité est caractérisée par une correspondance réciproque de l'effet direct et de l'effet inverse, ce qui provoque le spectre de résonance électromécanique, fig. 2.

On sait que dans les matériaux isotropes, la polarisation a même direction que le champ électrique qui le produit ; la polarisation est donnée par :

$$\bar{P} = X \epsilon_0 \bar{E}, \quad ; \quad X = \text{Susceptibilité.}$$



L'effet piézoélectrique n'existe que dans les corps anisotropes et la polarisation n'est pas en général **parallèle** au champ  $\bar{E}$ . Il faut donc remplacer l'équation de la polarisation par les expressions plus générales.

$$\bar{P}_1 = X_{11} \epsilon_0 \bar{E}_1 + X_{12} \epsilon_0 \bar{E}_2 + X_{13} \epsilon_0 \bar{E}_3$$

$$\bar{P}_2 = X_{21} \epsilon_0 \bar{E}_1 + X_{22} \epsilon_0 \bar{E}_2 + X_{23} \epsilon_0 \bar{E}_3$$

$$\bar{P}_3 = X_{31} \epsilon_0 \bar{E}_1 + X_{32} \epsilon_0 \bar{E}_2 + X_{33} \epsilon_0 \bar{E}_3$$

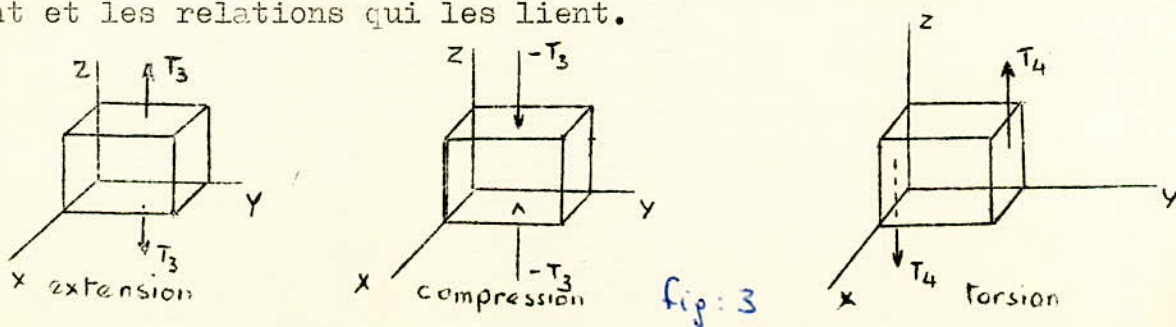
Les indices 1, 2, 3 se rapportent à 3 dimensions orthogonales  $x, y, z$ . Les équations reliant les vecteurs polarisation et champ sont encore linéaires. Mais les composantes de  $P$  (aussi  $D$ ) sont données par des relations faisant intervenir les 3 composantes du champ électrique. Les relations entre l'effort mécanique  $T$  appliqué au cristal et le déplacement  $S$  qui en résulte sont encore plus compliquées car le matériau peut répondre aux efforts de traction et de compression mais aussi aux efforts de torsions fig. 3. On peut poser alors des équations du type :

$$T_i = \sum_j C_{ij} S_j$$

Où  $i$ , et  $j$  varient de 1 à 6; les efforts des déplacements sont donc reliés par 36 coefficients. L'effet piézoélectrique implique de plus, une relation entre les paramètres électriques et mécaniques, ce qui conduit à l'équation :

$$\bar{P}_i = \sum_j d_{ij} T_j$$

Avec  $i = 1, 2, 3$  ; et  $j = 1, 2 \dots 5, 6$ . C'est-à-dire 18 coefficients de couplage électromécanique. La symétrie macroscopique du cristal détermine le nombre de coefficients existants réellement et les relations qui les lient.





Un examen macroscopique des cristaux piézo électriques est assez difficile, mais une connaissance approfondie du phénomène piézo-électrique peut s'abstenir, en considérant les cristaux comme des réseaux de moments permanents et en examinant les dispositions possibles et les réactions de ces moments.

L'effet piézo électrique n'exige pas que le cristal ait un axe polaire ; un tel axe ne peut exister que lorsque les vecteurs moments individuels de l'élément unité s'ajoutent au moment permanent au lieu de s'annuler mutuellement.

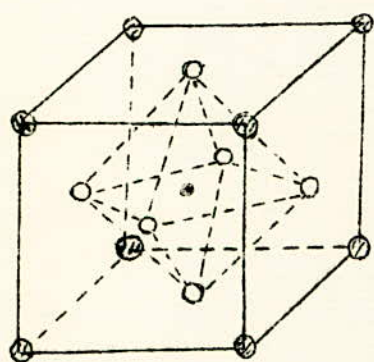
La grandeur du moment résultant dépendant, dans ce cas, de la distance de séparation des particules, les variations de température produisent des différences de potentiel entre les faces du cristal, Ces tensions sont de signes différents pour des échauffements et des refroidissements. Cet effet, caractérisant un cristal piézo électrique à axe polaire, est connu sous le nom de piézo électricité.

Les moments dipolaires électriques permanents, fortement liés à la structure du cristal, sont à l'origine de la piézo électricité. La ferro électricité due à l'alignement spontané des dipôles par interaction mutuelle, n'a été observée que récemment et peu de matériaux sont ferro électriques. Il faut évidemment des conditions très spéciales pour que des groupes polaires puissent se comporter comme des dipôles libres dans les solides. Les matériaux présentant de telles caractéristiques sont les Sels de Seignette ; le tartrate de Sodium, et de potassium tétrahydraté, reconnu ferro électrique par Walaseh en 1921. L'arseniate et le phosphate monopotassique (Bush et Sherrer en 1935), le titanate de Baryum remarqué pour ses propriétés diélectriques particulières par Wainer et Salomon (1942, 43,) et reconnue ferro - électrique en 1943.

Le domaine ferro-électrique des sels de Seignette est très étroits et celui, des phosphates et des arseniates est limité aux basses températures - Ces deux types de cristaux ont en outre une structure cristalline relativement compliquée ; ils sont piézo électriques au dessus du point de Curie ; et se sont ferro électriques que dans une seule direction.



Le titanate de baryum, par contre, cristallise dans une structure pérovskite simple fig. 4 ; il possède un centre de symétrie critique et n'est pas, par suite piézo électrique au dessus de son point de Curie (environ 120°). On l'utilise sous forme de monocristaux ou de matériaux céramiques de différentes formes ; cette substance se prête ainsi beaucoup mieux aux recherches fondamentales et aux applications que les autres ferro électriques.



- Ti
- O
- ⊙ Ba

Fig. 4.

Quand un échantillon de  $\text{BaTiO}_3$  traverse la zone de température située de part et d'autre de 120°C, certaines propriétés se modifient très rapidement. La constante diélectrique et les pertes passent respectivement par un maximum et un minimum très aigu, la pente de la courbe de dilatation varie et un cycle d'hystérésis ferro électrique apparaît (fig. 5). Une étude aux rayons X montre que la structure cubique se transforme progressivement en structure quadratique.

Si l'on trace la courbe représentant la constante diélectrique initiale en fonction de la température on découvre deux points de transition aux environs de 0°C et de -75°C (fig. 6) mais le corps reste comme l'indique la courbe d'hystérésis.

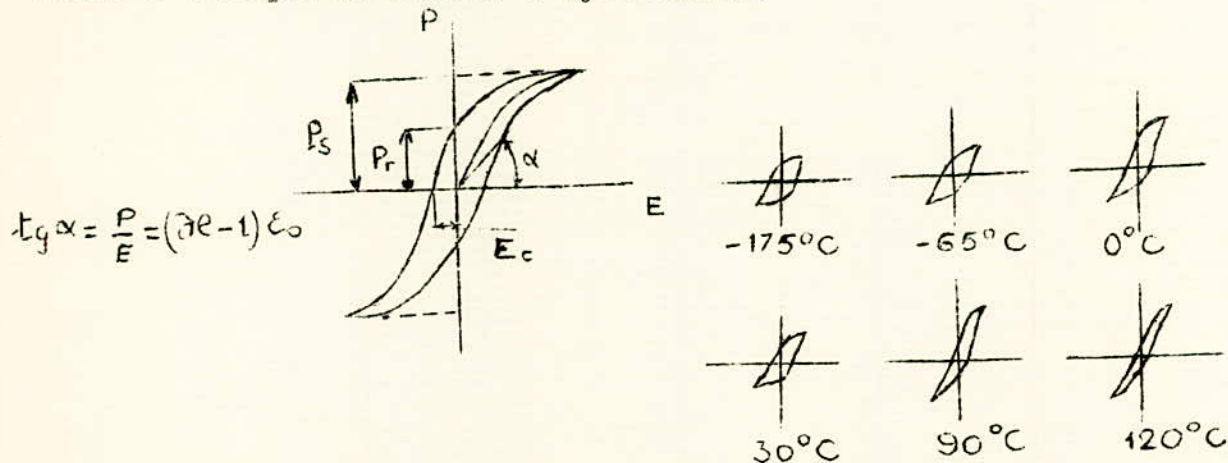
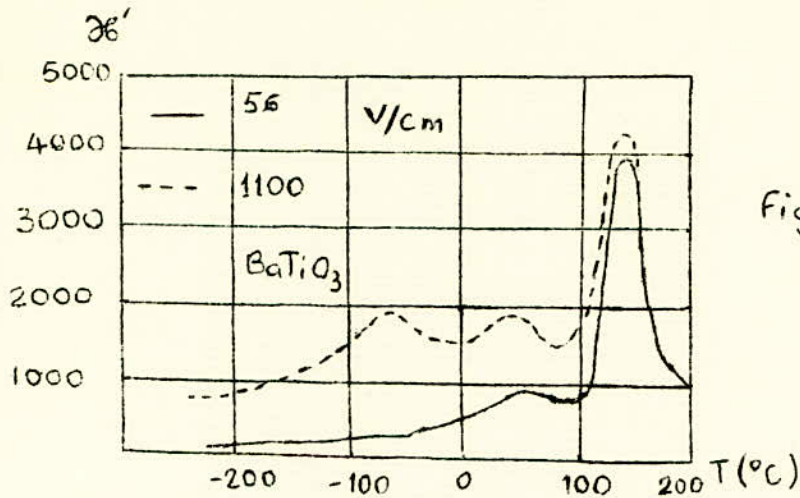


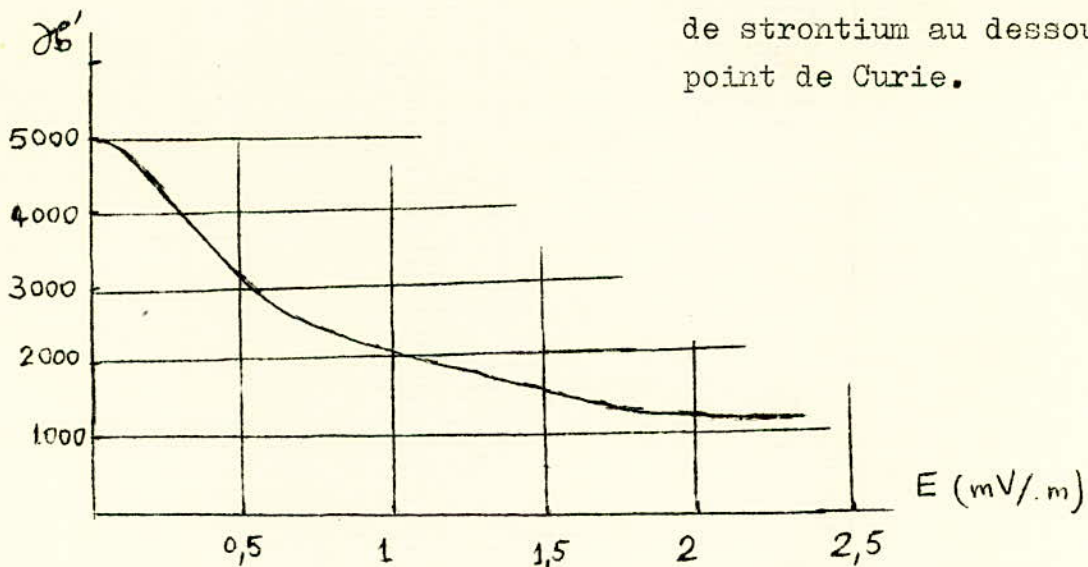
Fig: 5



La constante diélectrique dépend de l'intensité du champ (fig. 7) ; cette propriété est utilisée dans les systèmes non linéaires ; on peut, de plus, transformer ces céramiques en transductances et en résonateurs piézo électriques en les soumettant à l'action d'un champ polarisant.

La réponse piézo électrique peut d'ailleurs persister <sup>après</sup> ~~que~~ la suppression du champ grâce à la résonance de la polarisation.

Relation entre le champ et la constante diélectrique d'une céramique au BaTiO<sub>3</sub> et de strontium au dessous de point de Curie.





## LES CERAMIQUES :

Le mot céramique vient du mot grec "Keramos" qui signifie "potier" argile de potier ou "poterie", il est issu de l'ancienne racine "brûler". La définition que l'on donne généralement pour une céramique est "produit obtenu par l'action du feu sur un matériau tiré de la terre. Donc cette définition englobe également le verre, les émaux, les ciments, les isolants thermiques et électriques. Cependant l'étude ici se borne seulement sur les matériaux tirés du sol, durcis par le feu ou frittage et principalement une certaine catégorie de diélectrique à base de  $TiBaO_3$ .

En effet les céramiques sont classées en 4 groupes ; suivant la valeur de la constante diélectrique :

- a) matériaux dont la constante diélectrique est inférieure à 12
- b) " " " " " supérieure à 12
- c) matériaux ayant propriétés ferro électriques et piézo électriques.
- d) matériaux ayant propriétés magnétiques.

Les premiers sont pour la plupart employés comme isolants en basse tension ou haute tension (porcelaine électrique ; les vernis..).

Les records sont utilisés dans la fabrication des condensateurs ; ils sont à base de Rutile minérale ( $TiO_2$ ). il y a 2 classes.

Les diélectriques qui conviennent pour les circuits résonnants et toutes les applications qui demandent un Q élevé et pour lesquelles la stabilité de  $\epsilon'$  est essentielle. En modifiant le coefficient de température de  $\epsilon'$ , ces diélectriques peuvent être utilisés pour compenser certains effets de température dans les circuits électroniques. Les éléments de circuits tels que les selfs, les transformateurs, les résistances et les capacités des tubes varient en fonction de la température. Si l'on associe à ces éléments un condensateur ayant une dérive de sens opposé, le circuit est stable en fréquence pour un large domaine de température.



Pour que  $\kappa'$  ne change pas avec la température, on emploie des diélectriques sans dérive (avec coefficient de température nulle).

Pour la fabrication, de minimes impuretés diminuent la quantité de  $TiO_2$ , cette réduction s'accompagne d'une chute de la valeur de  $Q$  et de la résistance d'isolement.

2) La demande croissante des éléments miniatures a considérablement aidé au développement des condensateurs céramiques qui étaient utilisées pour compenser les effets de température.

On peut réaliser des condensateurs de 5 pf à 0,1  $\mu F$ . Ils sont très intéressants lorsque la variation de la capacité avec la température est d'une importance secondaire, dans le cas des condensateurs de couplage ou de découplage par exemple - On réalise des matériaux de fortes constantes diélectriques à la température ordinaire. La majeure partie de ces matériaux est obtenue à partir du titanate de baryum ( $BaTiO_2$ ). Le titanate de baryum, corps ferro électrique, existe sous diverses formes cristallines. Au dessus de  $120^\circ C$ , il n'est pas ferro électrique et se présente sous forme cubique. Entre  $+5$  et  $+120^\circ C$  il est ferro électrique et cristallise sous forme quadratique. Au dessous de  $5^\circ C$  il appartient au système orthorombique et près de  $-70^\circ C$  au système trigonal mais il reste toujours ferro électrique. Les propriétés ferro électriques se caractérisent par une haute perméabilité diélectrique, par un cycle d'hystérésis ferro électrique, par une polarisation de saturation, par un effet piézo électrique et par une température de Curie. Dans les isolants des condensateurs, on ne désire garder que les avantages d'une constante diélectrique élevée, les autres caractères doivent être autant que possible éliminés. En additionnant divers oxydes au titanate de baryum et en modifiant le rapport des quantités de  $BaO$  et  $TiO_2$ , on arrive à obtenir des compositions qui peuvent être utilisées dans les condensateurs céramiques. Il est possible de déplacer le point de Curie et d'atténuer ainsi les variations de  $\kappa'$  avec la température, d'où possibilité de fabriquer des céramiques donnant des caractéristiques capacité - température assez plates.



Les céramiques au titanate de baryum présentent un effet de vieillissement qui résulte de la modification de la valeur de la constante diélectrique et du facteur de puissance au cours du temps. L'effet dû au vieillissement suit la loi de la forme:

$$X' = X'_0 - m \log t ;$$

$X'$  est la constante diélectrique au temps  $t$  ;

$X'_0$  est la constante diélectrique initiale mesurée au temps arbitraire.

$m$  le taux de décroissance de  $X'$  ;

Mais "m" qui mesure la variation, s'accroît lorsque la constante diélectrique initiale augmente. Cependant ce vieillissement qui dépend de nombreuses variables telle que la composition, les cycles antérieurs de température et des méthodes de fabrication d'une manière générale est encore mal déterminé.

Certains cristaux ont mêmes propriétés diélectriques que le titanate de baryum ; on trouve par exemple les colombates de cadmium et de sodium, obtenus à partir de mélanges de carbonates de sodium, d'oxydes de cadmium et d'oxydes de columbium par des procédés classiques de fabrication des céramiques. Les condensateurs au colombate sont de très faibles dimensions ; servent à découpler les circuits à des températures de 250°C, On les trouve dans l'équipement militaire.

### 3) Condensateurs au titanate de baryum utilisés comme éléments non linéaires.

Ici on utilise les propriétés ferro électriques pour faire un amplificateur diélectrique vu que la variation de constante diélectrique en fonction du champ appliqué est non linéaire.

### 4) Céramiques à base de titanate possédant des propriétés piézo électriques et ferro - électriques.

Les matériaux diélectriques sont en général connues pour être électrostrictif, c'est-à-dire qu'une déformation mécanique proportionnelle au carré du champs appliqué modifie la forme du diélectrique.



Ce phénomène est extrêmement faible dans les diélectriques ordinaires et n'est pas réversible, c'est à dire qu'une déformation mécanique ne produit pas de polarisation. Les céramiques au titanate ont au contraire des propriétés piézo électriques caractérisées par une réponse réversible au champ électrique et aux forces mécaniques. Le titanate de baryum peut donner d'une manière permanente une forte réponse piézo électrique après avoir été soumis à un champ électrique polarisant pendant un temps très court. Le matériau qui doit être polarisé est porté à une température supérieure à celle du point de Curie puis soumis à un champ électrique pendant son redroissement. La réponse piézo électrique du titanate de baryum pré polarisé chute d'environ 80 % après une brève période mais reste ensuite pratiquement constante.

L'intensité du phénomène piézo électrique peut être exprimé par un coefficient piézo électrique de couplage. Un coefficient de couplage de 100 % signifie que toute la polarisation électrique apparait sous forme de contrainte élastique ou, inversement, que toute force mécanique extérieure peut être convertie en tensions électriques. Les titanates pré-polarisés ont des coefficients de couplage supérieurs à 50 % ce qui les rends très utiles comme transducteurs. Le quartz à un coefficient de couplage de 10 % seulement.

Les céramiques au titanate de baryum sont supérieurs aux autres matériaux piézo électriques: stabilité chimique, et aussi peuvent prendre la forme que l'on désire pour toute application particulière.

Il est possible de concentrer et de localiser l'énergie mise en jeu dans un élément de céramique sur les surfaces de travail. Ces éléments peuvent prendre la forme de cuvettes, de tubes, de lames ou de disques ; on peut les associer pour obtenir des montages particuliers.

Pour le titanate de baryum dont le coefficient de couplage est élevé, l'accord à la résonance n'est pas critique comme pour les transducteurs à quartz. Les propriétés piézo électriques se conservent jusqu'à 70°C.



Pour élever la température maximum de fonctionnement et améliorer la stabilité, il est nécessaire d'élever le point de Cure au dessus de celui du titanate de baryum. On incorpore, dans ce but une petite quantité de titanate de plomb qui a une température de Curie de 490°C.

On obtient ainsi une meilleure constante de polarisation qui pour une céramique au titanate de baryum ordinaire peut être annulée par un champ négatif de 5 000 V/cm ; Si on ajoute 4 % de titanate de plomb, la polarisation remanente est peu diminuée par un champ de 25 000 V/cm. Cette polarisation retrouve sa valeur initiale en cyclant à l'aide d'un champ de 25 000 V/cm.

Les transducteurs ultrasoniques au titanate de baryum sont utilisés dans un grand nombre d'applications techniques : émulsions des liquides soluble dans l'eau et dans l'huile ; stimulation ou destruction des bactéries, transformation des structures cristallines, mélange de poudres et des peintures, homogénéisation du lait, agglomération des fumées et des poussières. On les utilise aussi dans les microphones, les pik up, les accéléromètres pour mesure de chocs et de vibrations en hautes fréquence, et dans les jauges de contraintes.

Ici on s'intéresse plus au titanate de baryum utilisé comme transducteurs et résonateurs.

METHODES DE PREPARATION DES ECHANTILLONS

Les propriétés diélectriques et piézoélectriques des systèmes hétérogènes dépendent aussi bien des concentrations volumétriques des constitutants que du caractère de disposition mutuelle de ces derniers. Si l'on considère un système binaire,

1) au type des systèmes matriciels où l'un des constituants se présente comme receveur liant (matrice) pour les particules individuelles des autres constituants.

2) au type de mélanges où les particules de chaque constituant sont disposées soit statistiquement, soit suivant une loi déterminée, et où aucun des constituants ne forme une matrice.

Par exemple : un système composé d'un liquide renfermant des bulles d'air, d'un verre renfermant des pores remplies d'air, constituent des systèmes matriciels;

Comme mélange, on peut citer un mélange de poudre de deux diélectriques ou de 2 métaux, d'un métal et d'un diélectrique.

Les propriétés de ces systèmes sont différents : ici on traitera un mode de préparation pour chaque système, vue la multiplicités des moyens de préparations.

1) Mode de préparation des systèmes matriciels.

On peut utiliser comme milieu matriciel de la colle de carbinol non polymérisée. L'inclusion peut être représentée par du titanate de Baryum, du ~~l~~oxyde de Titane etc ...

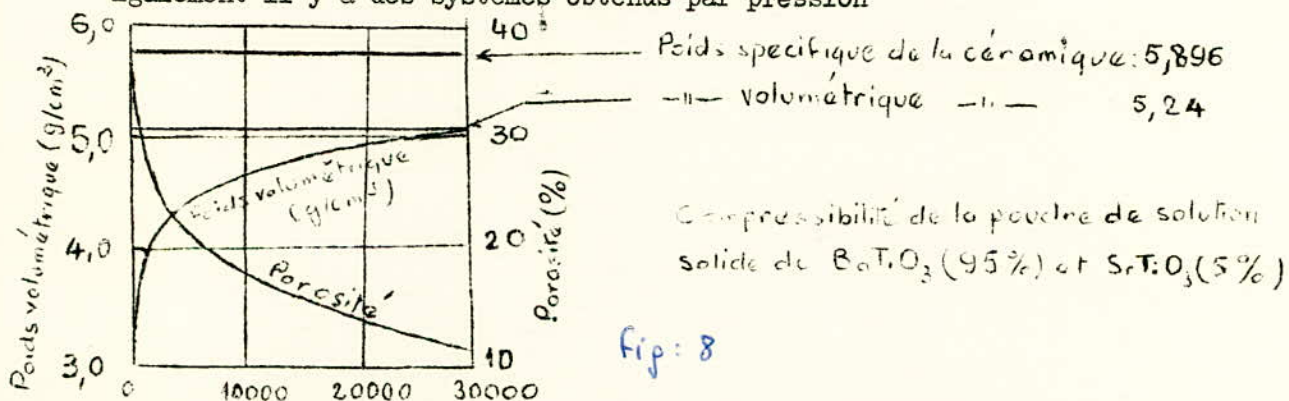
Dans une colle de carbinol liquide (sirop additionné de 30 % en poids, de Peroxyde de benzole), on verse un volume donné de l'inclusion choisie, puis on mélange intimement la poudre et la colle à vide. Au cours de l'aspiration, on observe un dégagement intense des bulles d'air qui ont été introduites dans la colle en même temps que la poudre. Après élimination de ces bulles, le système est maintenu à pression atmosphérique pendant quelques jours jusqu'à polymérisation complète de la colle. On arrive ainsi à préparer des systèmes matriciels où la colle présente la matrice, tandis que l'inclusion est constituée par la poudre et une faible quantité d'air. Le taux volumétrique de l'inclusion, à laquelle la colle sert de matrice, et la quantité d'air résiduel sont peu élevés et dépendent du degré de finesse de la poudre. La poudre de  $TiO_2$  est faite de particules dont le diamètre ne dépasse pas quelques microns.



La poudre de titanate de base préparée, par broyage dans un mortier en agate, à partir d'une céramique cuite ordinaire; on se sert de tamis ayant 10 000 trous par cm<sup>2</sup>. Avec de telles poudres, on peut obtenir des systèmes matriciels de faibles porosités et contenant jusqu'à 60 % de poudre en volume.

Après polymérisation, on découpe dans les systèmes obtenus des échantillons de forme géométrique régulière dont les dimensions sont d'environ 10 x 10 mm. Les électrodes sont appliqués sur les surfaces latérales de ces échantillons.

Egalement il y a des systèmes obtenus par pression



PREPARATION DES MELANGES DE TITANATES DE La-polystyrol - titanate de Ba-gomme-laque; bioxyde de Ti - gomme-laque.

Les poudres de titanate céramique, de polystyrol et de gomme-laque, broyées dans un mortier agate, tamisées et mélangées suivant les proportions désirées. La quantité de mélange ainsi, est versée dans le moule à presser sur lequel on place un dispositif de chauffage électrique. Le tout est disposé sur la plaque d'une presse hydraulique; après compression de la poudre jusqu'à la pression nécessaire, on branche le dispositif de chauffage. Les échantillons sont maintenus à 120-130° C pendant près de 10 mn, après, on éteint le chauffage; l'échantillon est gardés alors sous pression jusqu'à refroidissement complet du moule. De cette façon, le polystyrol et la gomme-laque sont déjà durs lorsqu'un fait cesser la pression. Toute l'opération dure de 45 à 60 mn et le refroidissement près de 30 mn.

1) La poudre de colle de carbinol, polymérisée et plus broyée, est mélangée à la poudre de titanate de Ba, puis pressée d'une façon analogue à celle qui est pratiquée par les mélanges de titanate et de polystyrol.

2) La poudre de titanate est mélangée à une petite quantité de colle de carbinol jusqu'à obtention d'une masse sèche où les particules de la poudre sont recouvertes d'une mince couche de colle polymérisée ; après quelques jours le mélange est pressé par la méthode habituelle avec ou sans chauffage simultané.

3) Le poudre de titanate de Ba est pressée aussitôt après son mélange avec la colle de carbinol non polymérisée.

Egalement il y a des mélanges de titanate de Ba - Sel de Seignette.

Tous les échantillons sont numérotés ;

La détermination des propriétés diélectriques des échantillons est d'une technologie très poussée donc on s'en tient là ; ces propriétés dépendant les composantes, de leur proportion ; cependant il faut mentionner que la température jouent sur ces propriétés.

EXCITATION DE VIBRATIONS DE FLEXION SUR DES LAMES METALLIQUES A L'AIDE DE TITANATE DE BARYUM

Une texture contenant du titanate de Ba montre parallèlement à l'effet piézoélectrique direct, un effet piézoélectrique inverse appelé aussi déformation électrique de la texture.

Les équations décrivant la déformation d'une texture de symétrie  $\infty .m$  (axes principaux) sont.

	$E_1$	$E_2$	$E_3$
$r_{11}$	0	0	$d_{31}$
$r_{22}$	0	0	$d_{31}$
$r_{33}$	0	0	$d_{33}$
$2r_{23}$	0	$d_{15}$	0
$2r_{31}$	$d_{15}$	0	0
$2r_{12}$	0	0	0



Où  $r_{ik}$  est la déformation relative ;  $d_{ik}$  les modules piézo-électriques. L'examen de ces équations conclut que :  $E_3$  produit en même temps qu'une déformation de l'échantillon le long de  $X_3$  ; une déformation équivalente de cet échantillon suivant des directions perpendiculaires entre elles ( $X_1$  et  $X_2$ ), perpendiculaires à leur tour à  $X_3$ . On part de ces conditions pour l'excitation de vibrations de flexion sur des lames métalliques ; une couche de texture solidement fixée au métal, vibrant dans la direction perpendiculaire au champ utilisé (coïncidant avec la direction de polarisation) à entraîné des vibrations de flexions de la lames métallique. Par cette méthode la force d'excitation peut être communiquée non seulement à toute la surface, mais aussi à une partie de celle-ci dans des directions différentes. (fig. 9. ) Les couches sont de la poudre de titanate de Ba mélangée à une petite quantité de colle de carbinol en solution dans l'alcool, on presse ensuite la texture en même temps que la lames métalliques ; son épaisseur de 1 - à 1,5 mm.

Une électrode en mince feuille métallique est fixée par pression sur la surface de la poudre. La polarisation de la texture se fait dans un champ de 15 - 18 KV. pendant une heure, et sur une fréquence donnée de 0 - 21 kHz.

D'après Ritz les lames vibrent sur la fréquence.

$$F = \frac{\alpha t}{a^2 4\pi\sqrt{3}} \sqrt{\frac{E}{\rho(1-\sigma)}}$$

où  $t$  = épaisseur de la lame

$a$  = son côté.

$E$  = module de Young

$\rho$  = densité

$\sigma$  = coefficient de Poisson.

$d$  = coefficient dépendant de la forme du dessin des lignes nodales.

On prend :  $\alpha_{1/1} = 14,1$  ;  $\alpha_{1/2} = 20,56$  ;  $\alpha_{2/0} = 23,91$

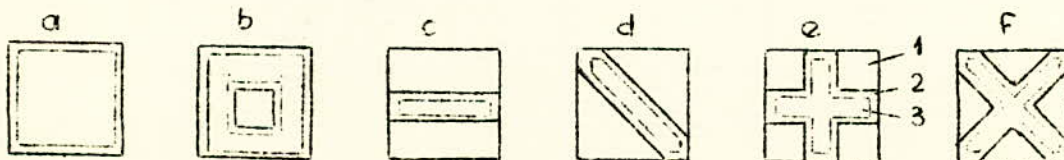


Fig: 9

CONCENTRATIONS VOLUMETRIQUES DES CONSTITUANTS (en %) AVANT ET APRES COMPRESSION. MELANGE TITANATE de Ba-POLYSTYROL.

Pression : 5 500 kg/cm<sup>2</sup>.

AVANT COMPRESSION B	APRES COMPRESSION			
	B <sub>1</sub>	TITANATE de baryum	Polysty- rol	AIR
0	0,	0	98,3	1,7
0,11	0,10	9,8	88,5	1,7
0,25	0,25	19,8	78,9	1,3
0,43	0,41	29,0	66,7	3,3
0,67	0,62	38,7	52,7	4,6
1,00	0,89	47,0	47,0	6,0
1,50	1,20	54,5	36,3	2,2
2,33	1,68	62,7	26,9	10,3
4,00	2,23	69,1	17,3	13,6
9,00	2,95	74,7	8,3	17,0

L'expérience montre que la poudre de titanate de Ba peut être solidement fixée de cette manière, dès avant le moment où le rapport entre le volume du titanate et celui du polystyrol ou de la gomme-laque (désignons le rapport par B) atteint 9 : 1; pour le bioxyde de titane . . . supérieur à 70 - 75 % et les pores arrivent à représenter dans ce cas, 15 % du volume total. Dans le tableau ci-dessus, B indique le rapport entre le volume de titanate de Ba et celui de la substance liante dans le mélange, et B<sub>1</sub> le rapport entre le volume du titanate d'une part, et celui de la substance liante et de l'air d'autre part.

Systeme titanate de Ba-colle de carbinal et bioxyde de titanate-colle de corbinal trois façons de préparations.



ANALOGIE D'UN ELEMENT DE QUARTZ A UN CIRCUIT ELECTRIQUE.

Comme on a déjà vu, que suivant la polarisation, le quartz vibre, on a la relation :

$$Q = \delta F$$

Q la charge ;  $\delta$  le module piézoélectrique ; F l'effort de pression ou d'extension.

Le quartz est de la silice pure  $\text{SiO}_2$  ; ses cristaux sont constitués par des prismes hexagonaux, Il a des axes de symétrie :

- a) un axes optiques parallèle aux arêtes
- b) 3 axes électriques passant par deux sommet opposés de l'hexagone de section droite.
- c) axes mécaniques joignant les milieux de 2 côtés opposés de la section droite.

Détermination des axes :

Propriétés optiques des cristaux en quartz :

- a) Un rayon lumineux donne naissance à deux ra ons réfractés dont l'un, le rayon ordinaire, est polarisé dans le plan contenant la direction de l'axe optique et suit les lois des milieux isotropes. et dont l'autre, le rayon extraordinaire, est polarisé dans le plan perpendiculaire.

A ces deux rayons correspondent des indices de refraction différents, les rayons sortant du cristal ne sont pas en phase. Si le rayon incident est polarisé rectilignement, la polarisation de sorte est elliptique et on ne peut plus avoir extinction par un analyseur. A  $570^\circ\text{C}$  le quartz perd ses qualité piézo électriques.

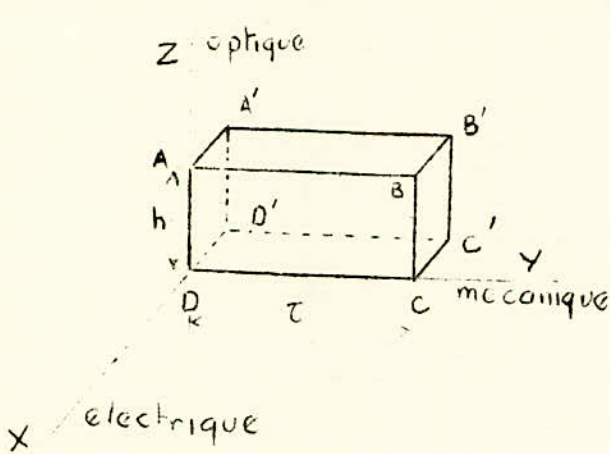
- b) Pour un rayon incident parallèle à l'axe optique, on constate une rotation du plan de polarisation. Cette rotation est de  $126^\circ$  par centimètre d'épaisseur de cristal pour le rouge et de  $512^\circ$  pour le violet ; elle se produit dans un sens ou dans l'autre suivant lévogyre.

Quand on a déterminé l'axe optique, on peut repérer les axes électriques.

En traitant à l'acide fluorhydrique. La corrosion fait apparaître, creusées dans la surface des petites pyramides triangulaires visibles seulement au microscope et dont la hauteur est dirigée suivant l'axe électrique. La précision n'est que de quelques degrés.

La méthode la plus précise pour la détermination des axes est celle qu'utilise la diffraction des rayons X sur les éléments du réseau cristallin.

Si on taille le quartz en parallélépipède rectangle, c'est la taille X ou taille de Curie.



a) oscillation longitudinale suivant e et

b) oscillations longitudinale suivant l

c) oscillation parasites.

fig: 10

Taille Y

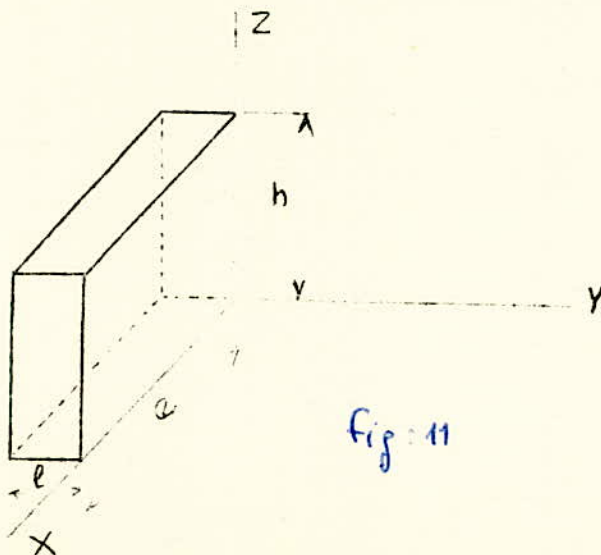


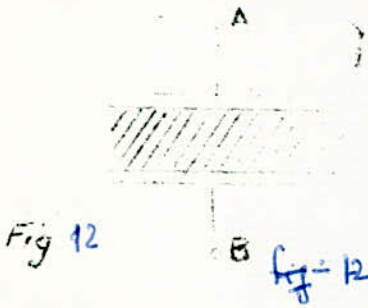
fig: 11



Aussi on peut mentionner la taille :  $Y$  (tourné) ; CT ; DT ; GT

Schéma équivalent électrique :

Considérons la taille X de Curie (unelame)



Etablissons entre A et B, une différence de potentiel alternative sinusoidal  $V_{cos \omega t}$  ; il y a un courant  $i$ , le quartz donc est équivalent à une impédance  $Z_q$ . On peut assimiler le quartz à un circuit suivant fig. 13  
Où  $C_1$  est la capacité

Autre armatures

Si on applique au quartz une force extérieure alternative  $F$  ; il se déforme et se met à vibrer ; Si l'effet piézoélectrique n'existait pas, on aurait :

$$F = m \frac{d^2 X}{dt^2} + F \frac{dx}{dt} + kx$$

Où  $X$  est le déplacement des faces  
 $m$  coefficient d'inertie qui avec vibration en demi-onde est la moitié de la masse du cristal.

$F$  coefficient de résistance dû au frottement interne.

$k$  coefficient d'élasticité.

Egalement du point de vue électrique on aurait sous l'effet de la tension  $V$

$$V = \frac{q}{C_1}$$

$C_1$  capacité entre armatures,  $q$  charge électrique entre armatures

Or l'effet piézoélectrique existant, il y a couplage entre oscillations mécaniques et électriques : on aurait

$$F = m \frac{d^2 X}{dt^2} + f \frac{d X}{dt} + k X + Aq$$

$$V = \frac{q}{C_1} + A X$$

$$\text{Si } Q = \int F_1$$

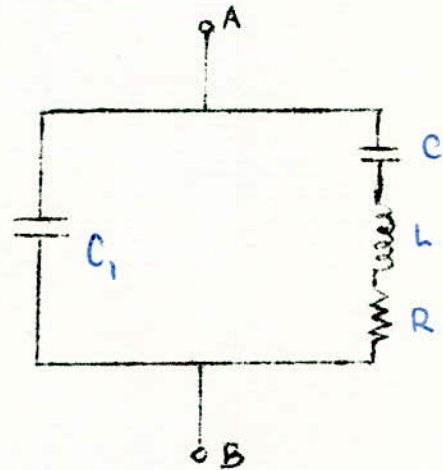


Fig 13

et pour raccourcir la lame de  $2x$  il faut appliquer une force.

$$F = -y S \frac{2X}{e}$$

$y$  module de Young dans la direction considérée.

$S$  surface de la lame

$e$  épaisseur de la lame

et si le dd.p est nulle à l'extérieure :

$$V = \frac{q}{C_1} + Ax = 0 \quad \text{ou} \quad q = -AC_1 X$$

$$\text{ou encore } q = AC_1 \frac{e}{2ys} F$$

$$\text{On a aussi } q = S F$$

$$\text{d'où } A = \frac{2ys}{eC_1} \delta$$

$$\text{mais de même } C_1 = \frac{\epsilon S}{4\pi e}$$

$$\text{donc } A = 8\pi \frac{y\delta}{\epsilon}$$

Si  $V$  sinusoïdale est nulle, si  $X$  et  $q$  comme  $V$  sinusoïdales et de même pulsation  $\omega$ , on peut écrire :

$$F = 0 = (-m\omega^2 + jf\omega + k) X + Aq$$

$$\text{et } V = \frac{q}{C_1} + AX$$

$$V = \left( \frac{1}{C} + \frac{A^2}{m\omega^2 - jf\omega - k} \right) q$$

$$i = \frac{dq}{dt} = j\omega q$$

$$V = \left[ \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{A^2}{jm\omega^3 + f\omega^2 - jk\omega} \right] i$$

l'impédance du quartz est donc.

$$Z_q = \frac{V}{I} = \frac{1}{jC_1\omega} + \frac{A^2}{jm\omega^3 + f\omega^2 - jk\omega}$$



D'autre part  $f_{ij}$  comporte 2 impédances en parallèles

$$Z_1 = \frac{1}{j C_1 \omega} \quad Z_2 = jL\omega + R + \frac{1}{j C_2 \omega}$$

Son impédance est :

$$Z_{AB} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = Z_1 - \frac{Z_1^2}{Z_1 + Z_2}$$

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

$Z_1$  et  $Z_2$  sont donc identiques si on pose

$$\frac{A^2}{m} = \frac{1}{LC_1^2} \quad \text{ou} \quad L = \frac{m}{A^2 C_1^2}$$

$$\frac{A^2}{F} = \frac{1}{RC_1^2} \quad \text{ou} \quad R = \frac{F}{A^2 C_1^2}$$

$$\frac{A^2}{k} = \frac{1}{C_1^2 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)} \quad \text{ou} \quad C_2 = \frac{A^2 C_1^2}{K - A^2 C_1}$$

On a :

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{k - A^2 C_1}{A_1^2 C_1} = \frac{k}{A^2 C_1} - 1$$

or  $A = \varepsilon \Pi \frac{Y \delta}{\varepsilon}$

$F = kx$   $k$  coefficient de la force d'élasticité  $F$

$$F = \frac{\delta y}{e} x \quad \text{ou} \quad k = \frac{Sy}{e}$$

$$C_1 = \frac{\xi S}{4\Pi e} = \text{donc } \frac{k}{A^2 C_1} = \frac{\varepsilon}{16\Pi y \delta^2}$$

Ici donc; le rapport  $\frac{C}{C_1}$  ne dépend pas des dimensions du cristal; seul il dépend de la taille ( $S; y, \epsilon$ ); Ce rapport est supérieur à 100.

Or chaque taille correspond différentes valeurs de  $R, L, C$ ; dans tous les cas le coefficient de quantité  $Q = \frac{L\omega}{R}$  est très élevé; car  $R$  est parfois très faible.

Avec un circuit équivalent pareil, le quartz présente 2 fréquences de résonance, résonance  $F_s$  correspondante à LC; en négligeant R;.

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_1}} \qquad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

mais comme  $\frac{C}{C_1} \ll 1$

$$\omega_s \neq \omega_p \qquad \text{ou } F_p \neq F_s$$

$$\text{Avec } Z_q = \frac{1}{jk\omega}$$

en posant

$$k = C_1 + \frac{C}{1 - LC\omega^2}$$

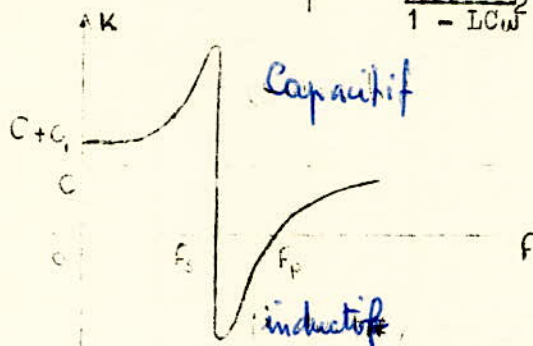


Fig:14

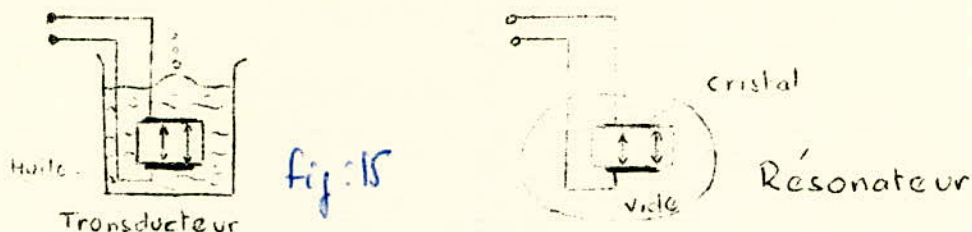
Entre les 2 fréquences de résonances  $K$  est négatif,

Cela veut dire que le circuit équivalent au quartz se comporte comme une self; dans le même intervalle les réactance, donc les phases varient très rapidement avec la fréquence.



TRANSDUCTEURS ET RESONATEURS.

Les transducteurs forment le groupe des systèmes matriciels; l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique et vice versa.



Quant aux résonateurs, ils sont basés sur le principe des systèmes de mélange; ici c'est la résonance qui est utilisée, au contraire des transductances où le transport d'énergie est le plus utilisé; chez les résonateurs, les propriétés piézo électriques servent à y introduire de l'énergie acoustique à partir d'un circuit extérieur et à les transmettre à ce circuit. Le transducteur est un système passif alors que le résonateur emmagasine le plus d'énergie possible lorsqu'il vibre. Donc un résonateur à 2 bornes électriques, son schéma équivalent est celui d'un dipôle; il est isolé au point de vue acoustique; un transducteur à une entrée et une sortie, l'une permet le transfert de l'énergie électrique au système et possède deux pôles, l'autre sert au transfert d'énergie acoustique.

En général on donne une paire de pôles fictifs au canal acoustique. La paire de pôles électriques précise les points où le courant et la différence de potentiel doivent être équilibrés entre le circuit extérieur et le milieu interne. De même la paire de pôles acoustiques représente la limite entre les milieux acoustiques internes et externes et indique que la contrainte et la vitesse doivent être équilibrées entre les 2 milieux.

Analogie entre un transducteur et un circuit électrique; les équations de couplage entre le circuit électrique et le milieu acoustique peuvent s'écrire

$$I = yV + \tau T$$

$$S = \tau V + YT$$

$V$  = différence de potentiel entre pôles d'entrée,  $I$ , le courant,  $T$ , = contrainte;

S = dérivée du déplacement par rapport au temps.

y et Y; sont les admittances

$\tau$  = paramètre de conversion.

Ce système d'équation à sa correspondance dans les quadripôles :

$$I_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2$$

$$I_2 = y_{12}v_1 + y_{22}v_2$$

$y_{12}$  et  $y_{22}$  sont les admittances vue de l'extérieur du quadripôle lorsque la sortie ou l'entrée est court-circuitée

$y_{12}$  est l'admittance de transfert en court-circuit.

On peut donc représenter un transducteur par le schéma suivant :

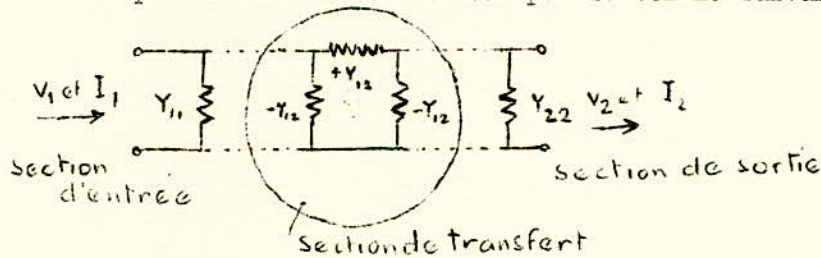


Fig 16 circuit de couplage (avec admittances).

Il faut bien considérer la section centrale qui représente le dispositif de couplage proprement dit, circuit de couplage idéal, construit uniquement à l'aide d'élément ayant pour valeur, la valeur de l'admittance de transfert affectée du signe (+) ou (-) ainsi lorsqu'une extrémité est en circuit ouvert, l'autre extrémité se comporte comme un court-circuit et réciproquement. Pour un transducteur, cette section centrale consiste en un élément ayant pour valeur + ou -  $\tau$ .

De même les transducteurs peuvent se présenter sous plusieurs formes dont les schémas équivalents électriques sont les suivant.

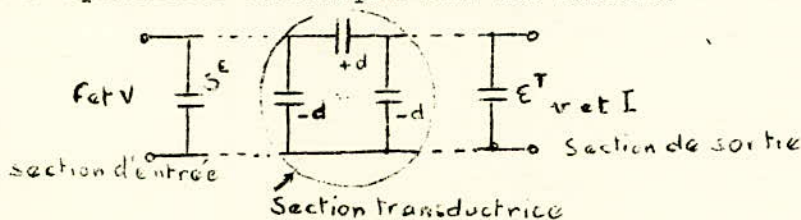


Fig: 17 Circuit équivalent transducteur (avec admittances)



Forme en T.

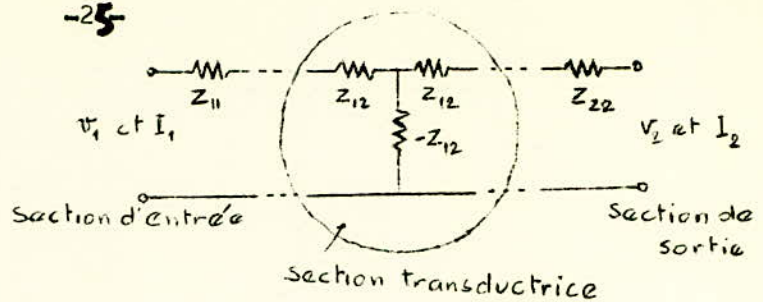


fig: 18 circuit de couplage (avec impédance).

On considère ici les impédances et les admittances comme purement réactives, cependant cette hypothèse n'est plus valable pour les corps ferro-électriques, lorsque les pertes par hystérésis apparaissent.

### RESONATEURS

Dans l'électronique la recherche de facteur de qualité élevé, a incité les chercheurs à utiliser les résonateurs; on sait qu'avec les bobines soignées peuvent avoir 200. Alors que chez les résonateurs en céramique, ou en quartz ce facteur de surtension peut avoir des milliers, et même des centaines de mille pour certains échantillons.

Aussi on emploie les résonateurs, qui avec une bonne adaptation peut fournir le maximum de rendement. Aussi les résonateurs sont ils utilisés comme contrôleurs de fréquences. Un tel dipole comme le résonateur, présente donc une extraordinaire sélectivité. Il a une impédance élevée ou faible à la résonance suivant que le couplage piézo électrique est lâche ou serré.

Un résonateur acoustique est essentiellement un dispositif à ondes stationnaires à plusieurs résonances, chacune de celles-ci correspondant à une relation entre la longueur d'onde et les dimensions du résonateur. Les résonateurs doivent remplir des conditions de stabilité en fréquence, de résistances mécaniques (dureté élevée), le plus possible ses propriétés ne doivent pas dépendre de la température. Actuellement on fait des étalons dont le coefficient de température est nul.

En général les résonateurs ont un circuit équivalent comme il a été déjà vu dans les chapitres précédents. LRC en série et le tout en parallèle avec  $C_0$ .

Les résonateurs dans une certaine combinaison peuvent servir de filtre à pente très abrupte.

Ici les échantillons sont uniquement des éléments d'essais.

ETUDE DES ELEMENTS

Ici il s'agit de l'étude de 2 éléments piézo céramiques, dont l'un est un résonateur et l'autre un transtucteur.

Les mesures consistent donc :  
mesure des paramètres de chaque échantillon.

$C_1, C_0, R_1, L$ ; les fréquences de résonance, d'antirésonance, le coefficient de quantité  $Q$ ,

Pour le transducteur, vue sa forme de quadripôle, toutes les mesures de ceux-ci lui sont applicables; c'est à dire : non seulement les paramètres, mais aussi :

- 1) l'impédance image
- 2) l'affaiblissement

Il faut également déterminer la bande passante.

Pour utiliser un échantillon dans un circuit il faut connaître son schéma équivalent électrique, et aussi les effets sur le circuit dans lequel il sera utilisé.

Cependant avant de passer à d'autres mesures, on mesurera d'abord la fréquence propre :

- a) Impédance apparente

Le schéma d'un échantillon de résonateur peut se faire comme suit :

La capacité  $C$  en parallèle avec une impédance  $Z$  qui est le circuit résonant série RLC

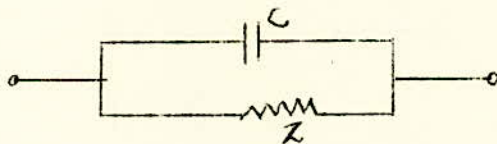


Fig - 19



$$Z = R + j \left( \omega L - \frac{1}{C_1 \omega} \right)$$

fi a : pulsation de résonance :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$$

On peut écrire sous la forme suivante.

$$Z = \frac{1}{C_1 \omega} \left[ \frac{R}{L \omega} \cdot LC_1 \omega^2 + j (LC_1 \omega^2 + j (LC_1 \omega^2 - 1)) \right]$$

En faisant apparaître Q et  $\omega_0$  de l'échantillon on aura :

$$Z = \frac{1}{C_1 \omega} \left[ \frac{1}{Q} \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \left( \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \right]$$

Aussi

$$|Z| = \frac{1}{C_1 \omega} \sqrt{\frac{\omega^4}{\omega_0^4} \frac{1}{Q^2} + \left( \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right)^2}$$

$$|Z| = \frac{1}{C_1 \omega} \sqrt{\frac{\omega^4}{\omega_0^4} \left( 1 + \frac{1}{Q^2} \right) - 2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1}$$

$$Z = \frac{1}{C_1 \omega \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}} \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left[ \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \left( 1 + \frac{1}{Q^2} \right) - 1 \right]^2}$$

Comme Q est très élevé, on peut négliger  $\frac{1}{Q^2}$

donc

$$Z = \frac{1}{C_1 \omega} \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left( \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right)^2}$$

Si f est la fréquence de travail :

$f_0$  la fréquence de résonance de l'échantillon

En supposant que la fréquence de travail se dérègle de  $\Delta f = f - f_0$ , de la fréquence de résonance, on aura

$$Z = \frac{1}{C_1 \omega} \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(2 \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}$$

On a :

$$\frac{Z}{\frac{1}{C_0 \omega}} = \frac{C}{C_1} \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(2 \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}$$

Sauf au voisinage immédiat de l'accord, l'impédance  $Z$  reste grande devant la réactance du condensateur  $C_0$  - et l'impédance apparente de l'ensemble se réduit à  $C_0$ , capacité entre électrodes.

MESURE DE FREQUENCES :

Les différentes méthodes sont :

a) méthode de l'oscillateur

On sait que les cristaux de quartz, sont le plus souvent employés comme stabilisateur de fréquence dans oscillateur. Donc pour mesurer la fréquence d'un échantillon, on l'introduit dans un oscillateur synchronisé et on mesure la fréquence d'oscillation produits. Pour cela on peut utiliser le montage suivant.

L'amorçage se faisant par le quartz ( $C_1, C_0, L$ ). Shunté par  $C_{gp}$  et le circuit LC. L'amortissement du quartz étant faible, à la résonance, la fréquence est proche de celle du quartz dans la branche  $C_1 L$ ; mais elle n'est pas égale. Ici donc il y a une erreur systématique, qui ne peut fournir qu'une valeur approchée, l'écart est de l'ordre de 1 à 2  $10^{-5}$

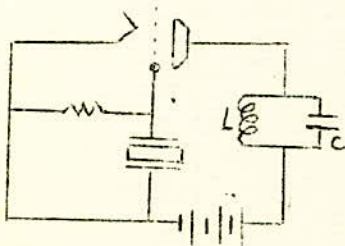
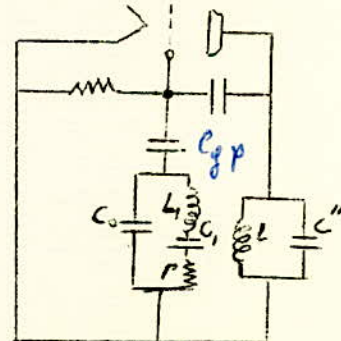


Fig: 20





METHODE DE CREVASSE

Elle permet de mesurer directement la fréquence avec la grande précision. On connecte l'échantillon aux bornes d'un circuit oscillant  $L, C$ , couplé lâchement, avec comme instrument : une source de fréquence réglable et étalonnée, un voltmètre pour indiquer la tension aux bornes du circuit.

Lorsque la fréquence de la source est loin de celle de l'échantillon, l'impédance  $Z$  de la branche  $C, LR$ , est très grande; tout se pose comme si on avait un circuit résonant avec inductance  $L$  Shuntée avec  $C_1 + C_0$ ;  $V = fCf$ ) à l'allure de la courbe classique a b c e g.

Au contraire lorsque  $f$  se rapproche de  $f_0$ ,  $Z$  diminue rapidement, quand  $f = f_0$ ,  $Z$  se réduit à une simple résistance, la tension au borne tombe; dans la courbe de résonance apparaît une crevasse cde, dont le sommet d correspond exactement à la résonance  $f = f_0$ . Il suffit donc de repérer la fréquence à correspond à cette crevasse - on a :

$$L_1 C \omega_0^2 = 1$$

Comme  $Q$  est très élevé, la crevasse est toujours très fine, donc on peut mesurer  $f_0$  avec une grande précision.

Cependant pour le relever la courbe, il est assez délicat, et le meilleur serait de prendre une source de fréquence très stable, ayant un réglage fin et progressif. Cette méthode est très employée dans fréquences radio, et surtout en BF.



Fig = 21

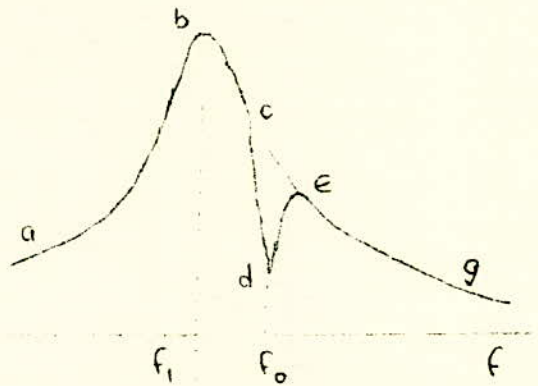


Fig 22

Dans cette méthode étant basée sur les variations de l'impédance, elle peut se faire uniquement en suivant la courbe de l'impédance en fonction de la fréquence. Là où elle est minimum, là est la résonance série, et là où elle est maximum est la fréquence d'anti résonance.

Aussi il y a une troisième méthode, celle des circuits couplés.

Cette méthode a été faite par Cady (1922), elle donne les valeurs approchées. On met l'échantillon en parallèle sur un oscillateur auto entretenue dont on peut faire varier la fréquence d'une façon continue en agissant sur un condensateur  $C$ . (fig.23). L'échantillon lui même est un circuit oscillant, l'ensemble se comporte comme un système de 2 circuits, couplés, possédant 2 fréquences de résonances, et il y a des changements de régime irréversible lorsque les fréquences sont les mêmes. Si la fréquence de l'échantillon est  $f_0$  si elle est dans la gamme couverte de l'oscillateur, on obtient les courbes de la fig.24. qui représente l'aspect bien connu des courbes de résonances irréversible de 2 circuits couplés.

Cet effet se manifeste au moment où la capacité  $C = C_0$  pour laquelle l'oscillateur seul oscillerait sur  $f_0$ .

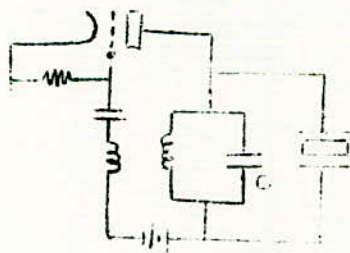


Fig: 23

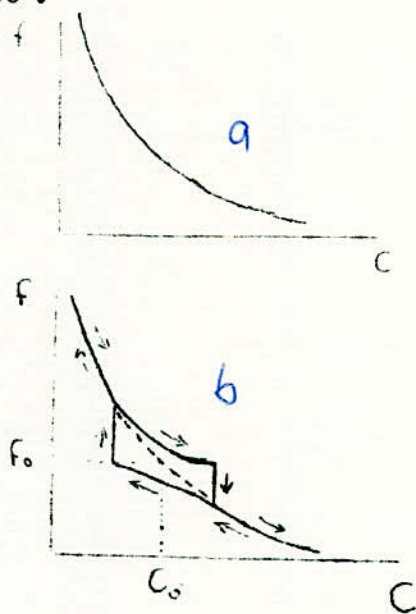


Fig: 24



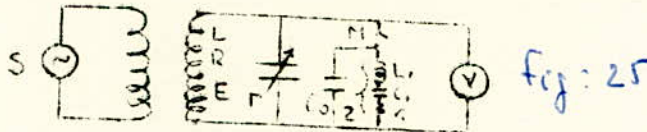
Cependant ces mesures ne suffisent pas pour déterminer les constantes, en vu de l'utilisation dans un circuit électrique.

La mesure des constantes  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $R$ ,  $L$ , se ramène à des mesures d'impédance. En général, la fréquence propre de l'échantillon se situe dans la gamme des fréquences radio.

On peut utiliser la méthode de la crevasse.

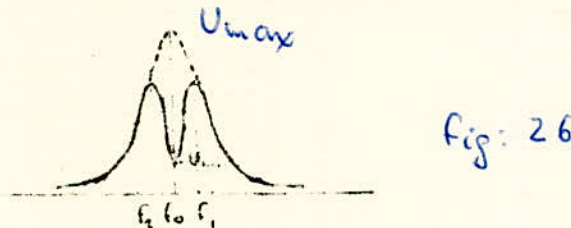
Si on a un circuit oscillant  $L \Gamma$ , couplé réglage lâchement à une source de courant de fréquence réglable et étalonnée  $S$ , qui crée dans  $L$  une force électromotrice  $E$ ; un commutateur  $M$  permet de mettre l'échantillon hors circuit ou en circuit, un voltmètre  $V$  mesure les tensions aux bornes.

En négligeant les pertes dans le condensateur  $\Gamma$ , on a la figure ( 25 )



On fixe  $\Gamma$  à une valeur, on fait varier la fréquence de la source.

Pour avoir une courbe symétrique il faut ajuster  $\Gamma_1$  à une valeur telle que la fréquence de résonance du circuit concide avec celle de l'échantillon



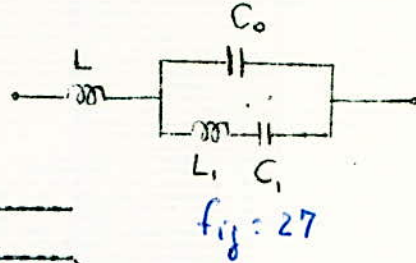
Donc la résonance des 2 circuits s'est produite sur la même fréquence  $f_0$ .

On a donc :

$$L_1 C_1 = L(\Gamma_1 + C_0) = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$f_2$  et  $f_1$  sont les fréquences de résonance du circuit bi-onde constitué par le circuit oscillant  $L(\Gamma_1 + C_0)$  Shunté par  $Z$

En négligeant les résistances, on peut trouver la valeurs en écrivant que la réactance du circuit équivalent est nulle.



$$0 = jL\omega + \frac{1}{j(\Gamma_1 + C_0)\omega + \frac{1}{j(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega})}}$$

On aura :

$$\frac{f_3 - f_2}{f_0} = \sqrt{\frac{L}{C_1}}$$

MESURE :

après réglage c'est à dire :

régler  $\Gamma$  pour  $f_1$  fréquence de résonance du circuit soit en coïncidence avec  $f_0$  de l'échantillon; cela on réglant alternativement la fréquence de la source sur les cornes, et ensuite  $\Gamma$  pour avoir  $f_0$ .

- On repère :
- $\Gamma_1$  du condensateur  $\Gamma$
  - les fréquences  $f_2$  et  $f_3$  des cornes
  - la fréquence  $f_0$
  - la tension  $U_{\text{max}}$

On déconnecte l'élément par M, la suppression de  $C_0$ , introduit un dérèglage, la fréquence devient supérieure à  $f_0$ ; pour rétablir la résonance il faut agir sur  $\Gamma$  à une valeur  $\Gamma_2$ , on prend la valeur de  $U$  maximum aux bornes du circuit à la résonance.

Calcul :

$$L(\Gamma_1 + C_0)\omega_0^2 = 1$$

$$L_1 C_1 \omega_0^2 = 1$$

$$U_{\text{max}} = QE$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{R}{L\omega_0} + \frac{L\omega_0}{R_1} ; \frac{R}{L\omega_0} \ll$$



$$\text{donc : } U_{\text{minimum}} = \frac{R_1}{L_1 \omega_0} E$$

Egalement :

$$L \Gamma_2 \omega_0^2 = 1$$

$$U_{\text{maximum}} = \frac{L \omega_0}{R} E = Q_0 E, \quad Q_0 = \frac{L \omega_0}{R}$$

$$\sqrt{\frac{L}{L_1}} = \frac{f_3 - f_2}{f_0}$$

$$L_1 = L \left( \frac{f_0}{f_3 - f_2} \right)^2 = \frac{1}{\Gamma_2 \omega_0^2} \left( \frac{f_0}{f_3 - f_2} \right)^2 = \frac{1}{4\pi^2 \Gamma_2 (f_3 - f_2)^2}$$

$$R_1 = Q_0 L \omega_0 \frac{U_{\text{minimum}}}{U_{\text{maximum}}} = \frac{Q_0}{\Gamma_2 \omega_0} \frac{U_{\text{minimum}}}{U_{\text{maximum}}}$$

$$Q = \frac{L_1 \omega_0}{R_1} = \frac{1}{Q} \left( \frac{f_0}{f_3 - f_2} \right)^2 \frac{U_{\text{maximum}}}{U_{\text{minimum}}}$$

$$C_0 = \Gamma_2 - \Gamma_1$$

$$C_1 = \Gamma_2 \frac{L}{L_1} = \Gamma_2 \frac{(f_3 - f_2)^2}{f_0}$$

$$\frac{C}{\Gamma} = \left( 1 - \frac{\Gamma_1}{\Gamma_2} \right) \left( \frac{f_0}{f_3 - f_2} \right)^2$$

Il est assez difficile de mesurer  $R_1$  par cette méthode, car quelque fois, on a des difficultés pour ce qui est de la mesure de  $U$  maximum.

Pour parer ces difficultés, on mesure  $R_1$  par la méthode de substitution c'est une méthode directe.

On prend  $f = f_0$ , on repère la tension  $U$  minimum sur le voltmètre.

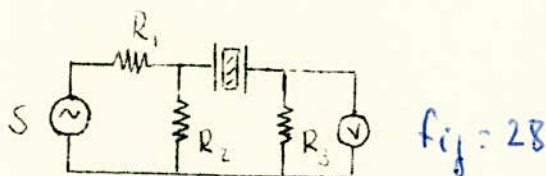
On déconnecte l'échantillon, on ajuste l'accord par  $\Gamma_2$  de  $\Gamma$ , on shunte le circuit par une résistance réglable étalonnée  $R'$ , avec le même sensibilité du voltmètre, on ajuste une valeur de la résistance pour avoir la même déviation  $U$  minimum.

$$\text{on aura : } R_1 = R'$$

Une deuxième méthode, c'est d'utiliser le montage potentiométrique comme figure. Une source  $S$  de fréquence variable  $f$  débite dans une résistance  $R_3$ , à travers l'échantillon, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un potentiomètre  $R_1, R_2$ , qui règle la tension, un voltmètre ne dévie pas ou très peu dévie, le couplage est lâche.

Si  $f = f_0$ , l'impédance se réduit à  $R_1$ ; la déviation du voltmètre est maximum. Pour faire la mesure, on règle la fréquence de la source au maximum de déviation; on remplace l'échantillon par une résistance réglable, on ajuste  $R'$  pour avoir la même déviation.

$$R_1 = R'$$



Egalement on peut faire des mesures de paramètres à l'aide du Pont de Sauty.



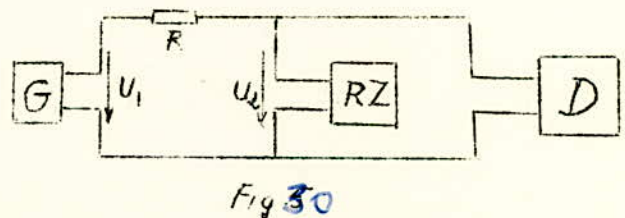
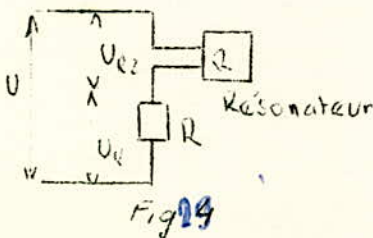
AUTRES MANIÈRES DE DÉTERMINATION DES PARAMÈTRES DES RÉSONATEURS  
PIEZOCÉRAMIQUES.

Pour la détermination du circuit électrique équivalent du résonateur  $RC$ , il n'est pas nécessaire de mesurer l'allure de l'impédance caractéristique dans une large bande. Il suffit de mesurer seulement les valeurs de l'impédance caractéristique et leur fréquence à partir desquelles on peut calculer les éléments des circuits équivalents. Le circuit équivalent du résonateur est composé de 4 éléments. Pour les déterminer on a besoin de 4 équations. Ces équations seront déterminées à partir de 4 mesures de l'impédance caractéristiques du résonateur.

- 1) Valeur de  $f_n$ , c'est la fréquence à laquelle l'impédance a la valeur minimum.
- 2) Valeur de cette impédance minimum.
- 3) Valeur  $f_m$ , fréquence à laquelle l'impédance a la valeur maximum.
- 4) Valeur de l'impédance à une fréquence inférieure à la fréquence .

De ces 4 valeurs mesurées on peut déterminer les éléments du circuit équivalent.

La valeur absolue de l'impédance peut se mesurer de plusieurs manières. Une de celles-ci est la mesure de  $RZ$  dans un circuit en série avec une résistance  $R$  (fig. 29). Aux bornes du dipôle, maintenons une tension constante  $U$ , et mesurons l'allure de la tension aux bornes du résonateur soit  $U_{RZ}$  ou bien la tension  $U_R$  aux bornes  $R$ . La mesure de la tension  $U_R$  est plus avantageuse, car la connexion de l'instrument de mesure) du voltmètre n'influe pas sur l'impédance du résonateur. La tension  $U_{RZ}$  mesurons dans le branchement de  $ka$  (fig. 30



Le circuit entre les bornes du générateur G et l'indicateur D forme une cellule en L (r). Dans la branche (longitudinale) est placée la résistance R, et dans la branche verticale, le résonateur. L'affaiblissement de cette cellule L, en supposant  $U_1$  constant, se détermine à partir de la valeur de R, de l'impédance du résonateur, et de l'impédance d'entrée de l'indicateur  $Z_V$ . Dans la bande de fréquence dans laquelle on mesure l'impédance du résonateur, supposons constantes toutes les impédances aux environs de celle du résonateur. L'affaiblissement en tension varie seulement par la variation de l'impédance du résonateur. Cela signifie que des variations de  $U_Z$ , on peut déterminer la variation de cette impédance.

En pratique les indicateurs employés ont une impédance d'entrée avec de petites capacités C ; d'où on peut écrire que  $Z_V = R_V$ . L'affaiblissement de la cellule L est donné par la relation :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z}{Z \left( \frac{R}{R_V} + 1 \right) + R}$$

Si nous remplaçons dans cette formule

$$R/R_V = \alpha \quad \text{et} \quad R/Z = \xi \quad , \quad \text{on peut écrire.}$$

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \left| \frac{1}{1 + \alpha + \xi} \right| \quad (1)$$

Comme uniquement la valeur de l'impédance du résonateur est modifiée par la fréquence, on peut dire que :

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = f(\xi) = f(R_e \xi + j I_m \xi)$$

Comme nous avons vu, mesurons Z du résonateur aux fréquences  $f_m$  et  $f_n$ , pour lesquelles l'impédance est minimum et maximum. A ces fréquences Z est réelle, donc de même  $\xi$ .



Donc dans (1), on peut négliger le trait de valeurs absolues pour le 2<sup>o</sup> membre et écrire pour  $\xi$  .

$\xi = \frac{R}{|Z|}$  . Pour de grandes atténuations pour lesquelles on ne peut négliger la partie imaginaire du nombre complexe  $\xi$  on peut écrire.

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \frac{\sqrt{(1+\alpha+R_c \xi)^2 + I_m \xi^2}}{(1+\alpha+R_c \xi)^2 + I_m \xi^2} > \frac{1}{1+\alpha + \sqrt{R_c^2 \xi^2 + I_m \xi^2}}$$

Cela signifie que, quand nous notons, notre considération même à grande atténuation par :

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \frac{1}{1+\alpha + |\xi|} = \frac{1}{\chi}$$

Sera en réalité, le rapport plus grand, et la mesure plus favorable. Il est nécessaire de prendre en considération que dans toutes les relations, le symbole  $|Z|$  est la valeur de l'impédance du résonateur aux fréquences  $f_n$  et  $f_m$  ; que nous considérons comme réelle; par la même est réelle.

Si nous représentons graphiquement on aura fig. 34 . La courbe est  $\xi$  réelle ; mesurée aux environ des fréquences  $f_n$  et  $f_m$ . La courbe est le lieu des points de (repos) travail, avec les impédances  $Z$ , et  $Z_m$  que nous prenons comme réelles, et en même temps est l'enveloppe de courbe représentant l'équation (1).

On voit que  $\alpha$  augmente, le début, des coordonnées se déplace, et nous utilisons l'allure de la courbe comme variation de l'affaiblissement en tension. Dans le circuit on prend les valeurs des éléments pour avoir la plus grande variation  $U_2$  pour une variation donnée de l'impédance du résonateur. Pour la valeur absolue de la tension de sortie en fonction de la valeur de la variation de l'impédance  $RZ$  on peut écrire la relation

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| = \frac{\xi}{1+\alpha + \xi} \frac{|\Delta Z|}{|Z|} = \frac{1}{\frac{1+\alpha}{\xi} + 1} \frac{|\Delta Z|}{|Z|}$$

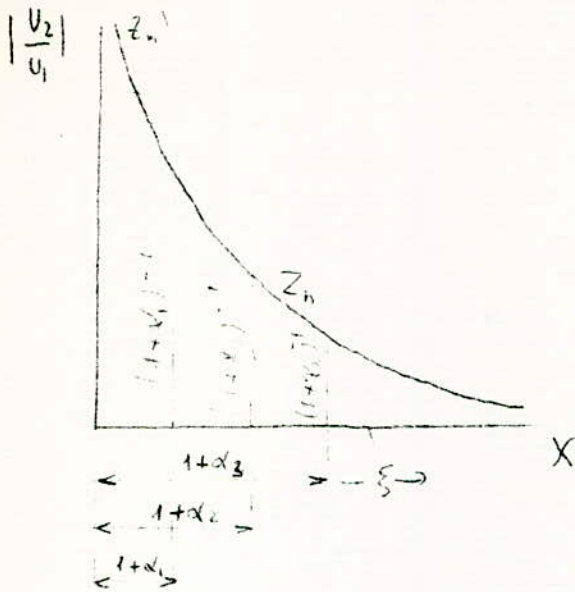


Fig 31

La plus grande variation en valeur absolue de  $(\Delta U_2)$  est obtenue pour  $\alpha = 0$  et  $\xi = R/|Z| = \infty$  cela veut dire qu'il faut prendre R très élevée. Comme l'indique la fig. 31. plus  $\xi$  est grand, plus sera petite la tension de sortie  $U_2$ . et plus seront grandes les déterminations de l'aiguille de l'indicateur D. Le meilleur choix de la résistance R, est la valeur obtenue pour une variation maximum de  $U_2$  pour tension  $U_1$  d'entrée, on aurait.

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| = \frac{\xi}{[1 + \alpha + \xi]^2} \cdot \frac{|\Delta Z|}{|Z|}$$

La variation maximum  $\Delta U_2$  est quand.  $\xi = 1 + \alpha$ , et si on remplace dans la relation ci-dessus on aurait :

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| = \frac{1}{4(1 + \alpha)} \cdot \frac{|\Delta Z|}{|Z|}$$

Pour la valeur de la résistance R, on :

$$R = \frac{|Z|}{1 - \frac{|Z|}{R_V}}$$

Si on utilise un indicateur avec une grande résistance d'entrée, on aurait :  $R \approx |Z|$

La détermination de fm dans le circuit introduit une capacité d'entrée  $C_V$  de l'indicateur, en parallèle avec  $C_0$  du circuit électrique équivalent. fig. 32

Ce circuit exige l'emploi d'une source de tension telle qu'au cours de grandes variations de la valeur de l'impédance du résonateur, la tension d'entrée de la cellule L reste constante.

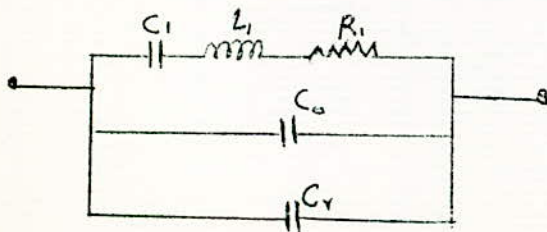


Fig. 32

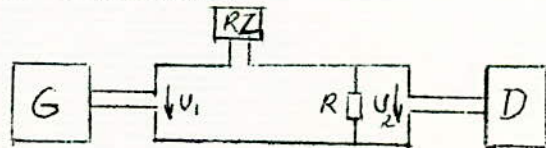


Fig 33



Cependant le plus avantageux branchement pour la mesure de l'impédance du résonateur est celle qui consiste à relever la tension aux bornes de la résistance R. La cellule L est placée entre une source de tension G et un indicateur D ; elle a dans la branche longitudinale l'échantillon et dans la branche verticale la résistance R; Fig.33. En supposant que **seulement** l'impédance résonateur dépend de la fréquence nous aurons comme rapport des valeurs absolues des tensions d'entrée et de sortie, la relation :

$$\frac{|U_2|}{|U_1|} = \frac{RR_V}{|Z|(|R+Z|R_V+RR_V)} ; \text{ si l'on pose : } \frac{R}{R_V} = \alpha \text{ et } \frac{Z}{R} = \eta$$

on aurait :

$$\frac{|U_2|}{|U_1|} = \frac{1}{\eta(1+\alpha)+1}$$

La représentation graphique est la fig.34 dans ce branchement on mesure  $f_n$  pour la déviation maximum et  $f_m$  pour la déviation minimum de l'aiguille de l'indicateur. Ici la mesure de  $f_m$  n'est pas influencée par l'impédance d'entrée  $Z_V$  de l'indicateur comme dans le précédent branchement. La cellule est alimentée par un générateur à tension de sortie constante; avec une fréquence stable, pour les mesures. Pour cela il faut un générateur avec une résistance interne très petite.

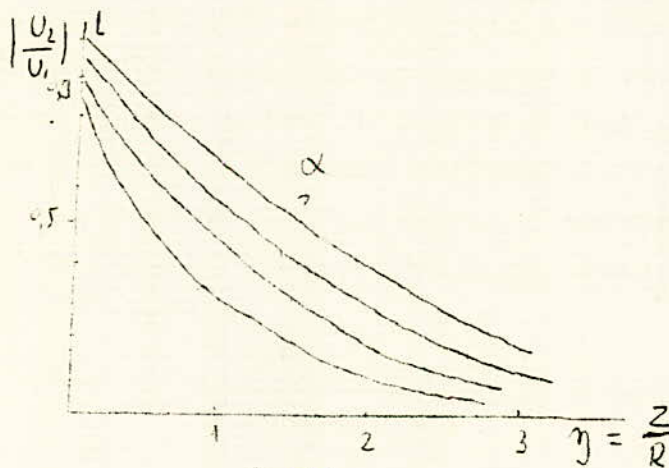


fig 34

PRECISION DES VALEURS MESUREES DANS LA CELLULE EN  $\pi$

En pratique on emploie le plus souvent la cellule en  $\pi$  ; un générateur avec une résistance interne faible. Dans la branche longitudinale, il y a la cellule en  $\pi$  , en série une résistance  $R_g \gg R$  fig 35 nous empêchons ainsi l'influence de l'impédance sur l'affaiblissement en tension de la cellule en  $\pi$  . Si l'on remplace le résonateur par son schéma électrique équivalent, on peut écrire que l'impédance est de la forme

$$\bar{Z} = \frac{\bar{z}_1 \bar{z}_2}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2}, \quad z_1 = R_1 + j(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega})$$

$$z_2 = \frac{1}{j\omega C_0}$$

$$Z = \frac{[R_1 + j(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega})] [\frac{1}{j\omega C_0}]}{R_1 + j(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}) + \frac{1}{j\omega C_0}} =$$

$$Z = \frac{\frac{R_1}{j\omega C_0} + \frac{1}{\omega C_0} (L_1 \omega - \frac{1}{\omega C_1})}{R_1 + j(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_0 \omega})} = \frac{\frac{1}{\omega C_0} [L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}] - j \frac{R_1}{\omega C_0}}{R_1 + j(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_0 \omega})}$$

$$\bar{Z} = \frac{[\frac{1}{\omega C_0} (L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}) - j \frac{R_1}{\omega C_0}] [R_1 - j(L_1 \omega - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_0})]}{R_1^2 + (L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_0 \omega})^2} =$$

$$= \frac{\frac{R_1}{\omega C_0} (L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}) - \frac{R_1}{\omega C_0} (L_1 \omega - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_0}) - j [\frac{R_1^2}{\omega C_0} + \frac{1}{\omega C_0} (L_1 \omega - \frac{1}{\omega C_1}) (L_1 \omega - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_0})]}{R_1^2 + (L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_0 \omega})^2}$$

$$\bar{Z} = \frac{R_1}{\omega^2 C_0^2 [R_1^2 + (L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_0 \omega})^2]} + j \frac{(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}) (\frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_0 \omega} - L_1 \omega) - R_1^2}{\omega C_0 [R_1^2 + (\frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_0 \omega} - \omega L_1)^2]} \quad (2)$$

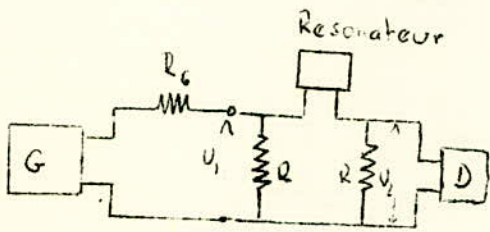


fig:35



La représentation de cette impédance dans un plan complexe est donnée par la fig. 36. La valeur minimum de l'impédance est  $Z_n$  à la fréquence  $f_n$ . et la valeur maximum  $Z_m$  à la fréquence  $f_m$ . L'impédance a un caractère ohmique aux fréquences  $f_r$  et  $f_a$ . Ce sont les fréquences de résonance série et antirésonance parallèle. Les valeurs des impédances aux fréquences  $f_a$  et  $f_p$ , qui sont les valeurs des zéros et des pôles de la fonction dipôle du schéma équivalent de l'élément si on néglige  $R_1$  sont très proches des valeurs  $Z_n$  et  $Z_m$ . On peut déterminer l'écart avec précision dans une petite gamme. Pour les fréquences on peut écrire que :

$$(f_m - f_n) > (f_p - f_s) > (f_a - f_r)$$

Pour un élément piézocéramique à haut coefficient de qualité, et petit angle de perte  $\text{tg } \delta$  ; ces différences des valeurs des fréquences sont assez petites. Pour  $f_p - f_s$  on peut écrire

$$\Delta f = (f_p - f_s) = \frac{f_m - f_n}{\sqrt{1 + \frac{4}{M^2}}}$$

d'où on tire

$$M = \frac{1}{2\pi f_s R_1 C_0} = \frac{1}{2\pi f_n (C_0 + C_1) |Z|}$$

L'erreur commise pour  $f_p - f_s$ , est plus petite que 1 %

On a :

$$\frac{M^2 (f_p - f_s)}{f_s} > 100$$

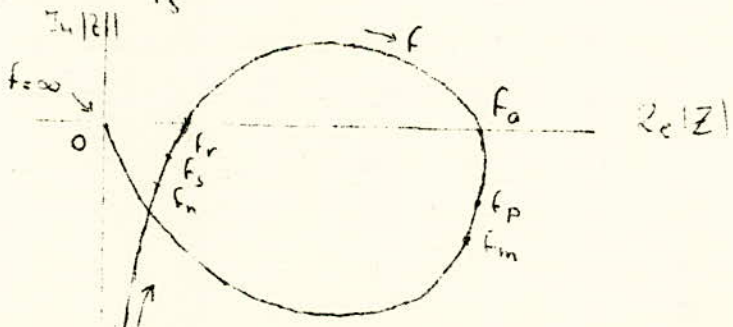


fig:36

Pour la mesure, on cherche les valeurs de l'impédance :  $Z_n$  et  $Z_m$  et les fréquences  $f_n$  et  $f_m$  ; pour le calcul des éléments du circuit électrique, on travaille avec les fréquences  $f_s$  et  $f_p$ , qui sont données par les relations.

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad \text{et} \quad f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}$$

En remplaçant ces valeurs dans l'équation de l'impédance, on trouve que pour une fréquence  $f = f_s$  on a l'impédance minimum :

$$Z_n = \frac{R_1}{\omega_s^2 C_0^2 R_1^2 + 1} - j \frac{R_1^2 \omega_s C_0}{\omega_s^2 C_0^2 R_1^2 + 1} \quad (3)$$

mais avec  $\omega_s, C_0, R_1$ , on a :  $\omega_s^2 C_0^2 R_1^2 \ll 1$

donc : 
$$Z_n = R_1 - j R_1^2 \omega_s C_0 = R_1 (1 - j R_1 \omega_s C_0) = R_1 \quad (4)$$

Aux fréquences proches de  $f_s$ , on peut remplacer la réactance série du résonateur par :

$$X = \left( \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) = L_1 \left( \frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega} \right) = L_1 (-2\Delta\omega)$$

Si on remplace X dans la formule de l'impédance on aura :

$$Z = \frac{R_1}{\omega_s^2 C_0^2 \left[ R_1^2 + \left( \frac{1}{\omega C_0} - 2\Delta\omega L_1 \right)^2 \right]} + j \frac{2\Delta\omega L_1 \left( \frac{1}{\omega_s C_0} - 2\Delta\omega L_1 \right) - R_1^2}{\omega_s C_0 \left[ R_1^2 + \left( \frac{1}{\omega C_0} - 2\Delta\omega L_1 \right)^2 \right]}$$

Pour une fréquence proche de  $f_s$  on a :

$$\frac{1}{\omega_s C_0} \gg 2\Delta\omega L_1$$

d'où : 
$$Z = \frac{R_1}{\omega_s^2 C_0^2 R_1^2 + 1} + j \frac{2\Delta\omega L_1 - R_1^2 \omega_s C_0}{\omega_s^2 C_0^2 R_1^2 + 1}$$

de même  $\omega_s^2 C_0^2 R_1^2 \ll 1$ , donc avec une certaine ~~atténuation~~ <sup>approximation</sup> donnée

$$Z = R_1 + j (2\Delta\omega L_1 - R_1^2 \omega_s C_0) \quad (5)$$

Si on fait  $f = f_p$

$$Z_m = \frac{1}{\omega_p^2 C_0^2 R_1} - j \frac{1}{\omega_p C_0}$$



mais pour le résonateur  $\omega_p^2 C_0^2 R_1 \ll \omega_p C_0$  , donc :  $Z_m = \frac{1}{\omega_p^2 C_0^2 R_1}$  (6)

Aux environs de la fréquence  $f_p$  , on a :

$$\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_0} - \omega L_1 = -2\Delta\omega L_1$$

En remplaçant dans : Z on aura :

$$Z = \frac{R_1}{\omega_p^2 C_0^2 [R_1^2 + (-2\Delta\omega L_1)^2]} + j \frac{-\frac{1}{\omega_p C_0} \cdot 2\Delta\omega L_1 - R_1^2}{\omega_p C_0 [R_1^2 + (-2\Delta\omega L_1)^2]} = \frac{-R_1 - j(2\Delta\omega L_1 + R_1^2 \omega_p C_0)}{\omega_p^2 C_0^2 [R_1^2 + (-2\Delta\omega L_1)^2]} \quad (7)$$

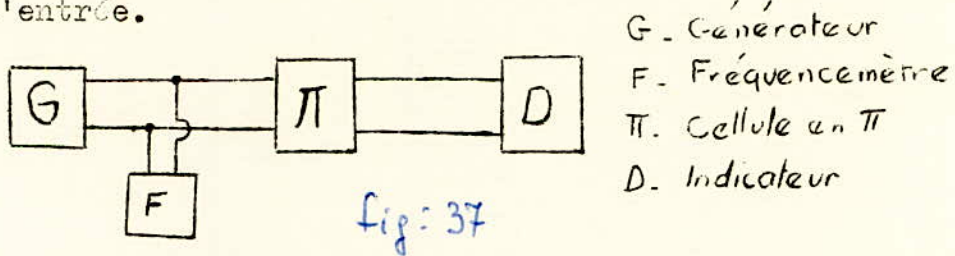
Les équations (5) et (7) décrivent les variations de l'impédance du résonateur en céramique autour des fréquences  $f_s$  et  $f_p$  et pratiquement même  $f_n$  et  $f_m$ . Calculons les variations des impédances  $Z_n$  et  $Z_m$ , en fonction d'un certain écart de fréquence  $\Delta f$ .

On aurait le tableau suivant.

$\Delta F$ [Hz]	0	$\Delta F_1$	$\Delta F_2$	$\Delta F_3$	$\Delta F_4$
$Z_n$ [ $\Omega$ ]	$Z_{n0}$	$Z_{n1}$	$Z_{n2}$	$Z_{n3}$	$Z_{n4}$
$Z_m$ [ $\Omega$ ]	$Z_{m0}$	$Z_{m1}$	$Z_{m2}$	$Z_{m3}$	$Z_{m4}$

Le montage pour la mesure de fréquences de résonances du résonateur piézocéramique est sur la fig. 37. La tension de sortie du générateur G attaque la cellule en  $\pi$  ; en parallèle entre G et  $\pi$  il y a un fréquencemètre. La tension de sortie de la cellule en  $\pi$  est mesurée par un millivolmètre D.

Si le générateur a une résistance interne négligeable. ( $R_1=0$ ) on peut lier directement les bornes de sortie à la cellule  $\pi$ . La variation de la valeur de l'impédance du résonateur aura un effet négligeable sur la variation de la tension d'entrée de la cellule. Si le générateur à une grande résistance interne on a le montage de la fig. 35, dans lequel sont négligeables les variations de la tension d'entrée.



Pour ce qui est de la lecture des variations, on ne doit pas prendre les voltmètres électroniques courant, car avec de faibles variations  $\Delta f$ , on ne peut pas faire les lectures, mêmes les lectures avec  $\Delta f \approx 1\ 000\ \text{HZ}$ , demandent une très grande attention ; les tensions sont de l'ordre de  $750\ \mu\text{V}$  cependant une tension de sortie pareille peut être influencée par des tensions parasites et par des tensions d'harmoniques supérieures de sortie du générateur. On peut avoir meilleurs résultats de deux manières ( $f_p$ ) : Soit en augmentant la tension d'entrée de la cellule  $\pi$  ; ou bien en augmentant la résistance  $R$ , dans les branches verticales - Mais quand on augmente la tension d'entrée, on doit tenir compte du décalage de la fréquence de résonance - La fig. 38, montre la variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension :

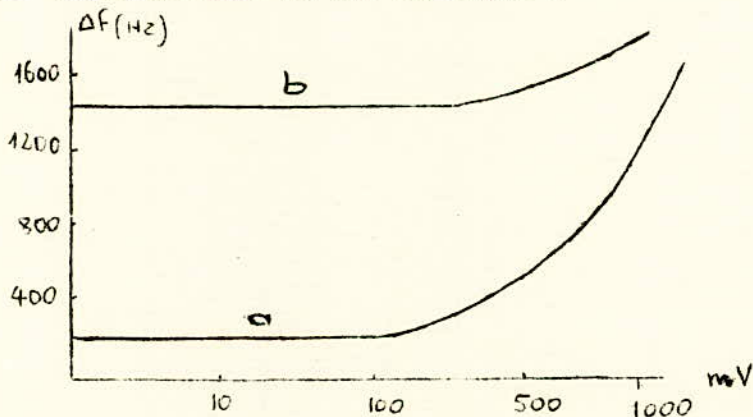


fig 38

"a" pour une tension qui croît toujours .  
 "b" mesure répétée à partir des tensions basses.



Suivant le graphe, la tension ne doit pas dépasser 500 mV si non la fréquence  $F_s$  se décale.

Donc on ne peut avoir une meilleur lecture des variations de  $U_2$  par augmentation de  $U_1$ .

Il faut alors utiliser la deuxième méthode, c'est à dire par augmentation de la résistance  $R$  dans la branche verticale. Quand on prend  $R = 1\ 000\ \Omega$ , on voit que  $U_2$  augmente de quelque mV pour  $U_1 = 1V$ .

Par cette méthode, on a une tension de sortie supérieure, qui moins influencée par des tensions parasites. La variation relative de la tension de sortie reste cependant constante.

Par cette méthode le montage est sur la fig. 39. pour un filtre à fréquence intermédiaire. Ici on peut mesurer la fréquence  $f_n$  et l'impédance minimum  $Z_n$ ; la fréquence  $f_m$  de l'impédance maximum :  $Z_m$  et la valeur de l'impédance à une fréquence de 1KHZ. qui est égale à.

$$Z = \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega(C_0 + C)}$$

G ; générateur

F : Fréquencemètre.

C : pont de capacité ; (d'impédance)

D : indicateur

$R_d$  : résistance variable.

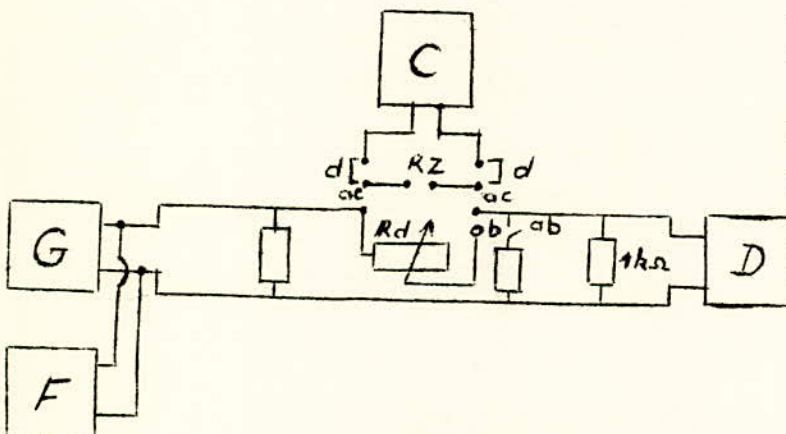


fig : 39

Pour mesurer on procède ainsi :

- a) le résonateur est branché dans la cellule en  $\pi$ , et on règle la fréquence telle que l'indicateur D montre le maximum de déviation : On lit la fréquence  $f_n$  (position "b" des interrupteurs).

b) On enlève le résonateur, on le remplace par une résistance à décades, on prend une valeur telle que l'indicateur montre la même déviation comme précédemment. (position "b" des interrupteurs).

c) On enlève la résistance à décades, relient le résonateur à la résistance R et cherchons avec G, la fréquence à laquelle l'indicateur montre la déviation minimum, et relient la valeur de cette fréquence  $f_m$  (liaisons C)

d) Débranchons le résonateur, et relient le à un pont d'impédance, mesurons sa capacité à 1KHZ (liaison d).

Avec cette méthode, et utilisant les appareils de laboratoires, on peut avoir des précisions pendant la mesure de  $f_n$  et  $f_m$  de  $\pm 100$  HZ pour la résistance  $\pm 1\Omega$ , pour la capacité  $\pm 2\text{ pF}$ .

Les erreurs des différentes mesures, n'influent pas sur la valeur des éléments du circuits équivalent.



MESURE D'AFFAIBLISSEMENT.

En général on parle d'affaiblissement dans une ligne; si on considère une section de cette ligne, on peut l'assimiler à un quadripole, on applique une certaine tension à l'entrée et on mesure la tension que le circuit restitue, ainsi on définit l'affaiblissement comme suit :

$$A = 20 \log \frac{V_1}{V_2}$$

$V_1$  tension à l'entrée

$V_2$  tension à la sortie

MESURES DIRECTES

Lorsqu'il est possible de lire directement  $V_1$  et  $V_2$  sur un voltmètre, on peut facilement déterminer l'affaiblissement.

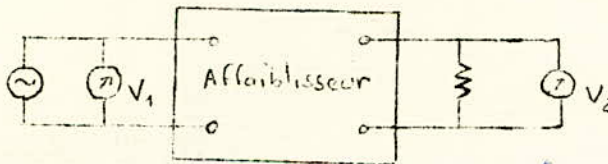


Fig: 40

COMPARAISON AVEC AFFAIBLISSEUR ETALON :

Cette méthode est basée sur le comparaison des déviations de l'indicateur, pour le cas où l'affaiblisseur inconnu est dans le circuit, et le cas où c'est l'étalon qui est en circuit.

On se sert d'un inverseur; c'est l'étalon que l'on peut varier.

R et R' résistance de charge des affaiblisseurs

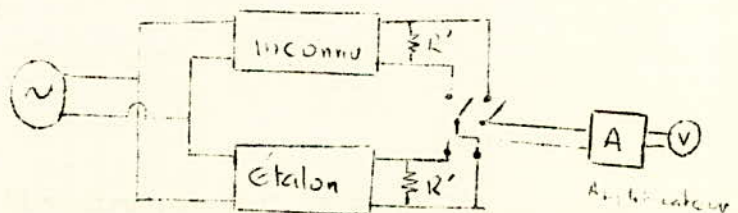
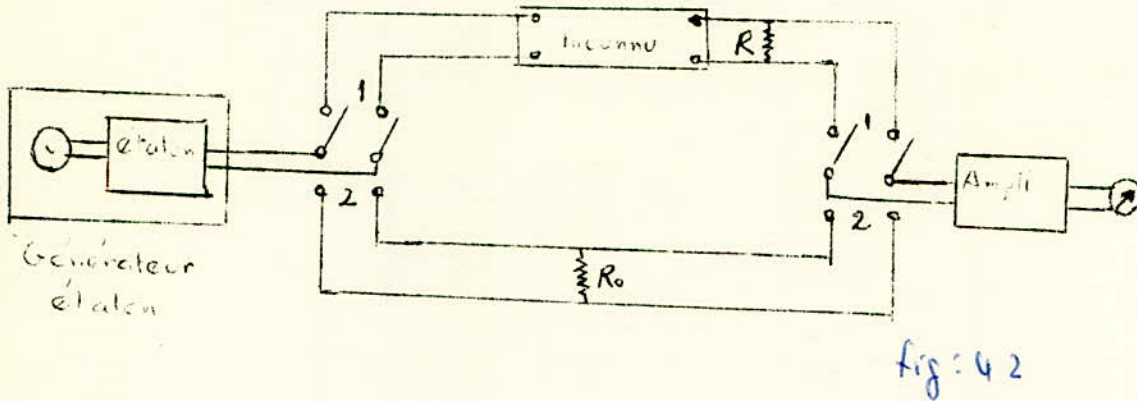


Fig: 41

On peut utiliser un générateur étalonné



Pour la mesure; les inverseurs en position 1, on ajuste la sensibilité de l'amplificateur pour ramener l'indicateur sur un repère,

On place les inverseurs sur position 2, on ajuste l'affaiblisseur étalon pour ramener l'indicateur au même repère que précédemment.

La variation de l'affaiblissement à chercher.

### MESURE DE L'IMPEDANCE IMAGE

On sait que le transducteur se présente sous forme d'un quadripole, donc il faut mesurer son impédance image;

On sait que :

$$Z_{ie} = \sqrt{Z_{1u} Z_{1or}}$$

Il faut  $Z_{ie}$  = à l'entrée

$Z_{is}$  à la sortie

$Z_{1cc}$  se mesure quand on court circuit la sortie;

Si le quadripole était symétrique, on fait seulement deux mesures,  $Z_{cc}$ , et  $Z_{or}$ ; mais comme il est dyssymétrique il faut mesurer ainsi  $Z_{1cc}$  et  $Z_{sou}$ .



METHODES EMPLOYEES

La méthode à été celle du montage en II; c'est à dire que l'on constitue avec l'échantillon une forme, en II, les résistance dans les bras verticaux étant de 20 . C'est une méthode assez rapide qui suivant la déviation de l'aiguille de l'indicateur. Tout en faisant varier la fréquence , nous donne les fréquences résonance d'antirésonance.

Générateur étalon jusqu'à 600KH3  
D. indicateur = millivoltmètre.

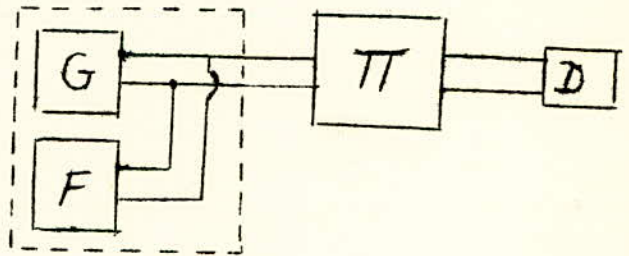


Fig: 43

Donc cette méthode détermine les paramètres du circuit électrique équivalent de l'élément .

On se sert du millivoltmètre pour observer les variations de la tension en fonction de la tension en fonction de la fréquence d'où les variations de  $Z$ .

Il n'est nécessaire de relever toute courbe de  $Z$ , seules deux valeurs nous intéressent.

Donc pour une déviation minimum de l'aiguille, relevons la fréquence et l'impédance correspondante.

Mais ici avec le générateur en fonctionnement synchronisé avec l'hypsomètre on ajuste une valeur minimum, ensuite, on remplace l'échantillon par une résistance variable, on ajuste une valeur fini à la même fréquence dans la même fréquence donne la même déviation, on a ainsi  $Z_{\text{minimum}}$ .

Ensuite on relève la fréquence où laquelle il y a déviation maximum, avec un point d'impédance on mesure la capacité entre les bornes de l'échantillon , à 1K Hz

Cette capacité est égale à

$$C_0 + C_I$$

Car c'est la capacité qui est entre les bornes A et B;

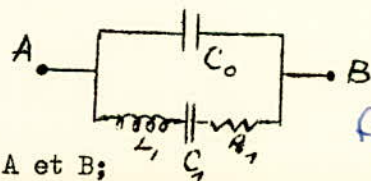


Fig 44

Avec ces valeurs on peut calculer  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $C_0$ ,  $R_1$ .

La valeur des résistances dans les branches verticales est petite et supposée négligeable par rapport à l'impédance de l'élément.

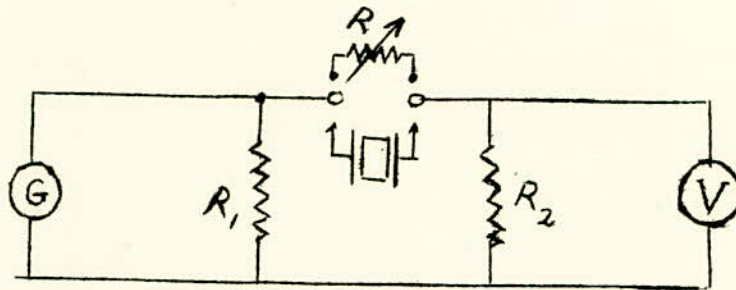


Fig 45

Il faut mesurer avec précision la valeur de

$C_0 + C_1$ , car c'est d'elle que dépend la précision des calculs.

Ici pour cette mesure on a utilisé un point d'impédance.

les fréquences  $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi}$  et  $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$ , sont les fréquences pour lesquelles la déviation du voltmètre est minimum et maximum; donc ce sont les fréquences pour lesquelles le module de l'impédance est minimum et maximum.

Comme il a été déjà traité on a si Q très élevé

$f_s$  = fréquences de résonances du circuit serie.

$f_p$  = *—* parallèle.

$$Q = \frac{2\pi f_s L_1}{R_1}$$

Il est à remarqué que lorsque l'on ~~résume~~ <sup>mesure</sup>  $c_0 + c_1$ , le point n'étant gradué qu'en 5 pF; l'erreur que l'on commet peut être de 0,5-1,0 pF de même des difficultés se sont présentées lors ~~de~~ <sup>de</sup> la lecture de  $f_n$  et  $f_m$ ;

toutes les mesures qui sont faites sont relatives, car on sait qu'avec les conditions atmosphériques, les paramètres ~~change~~ <sup>changent</sup> et comme on ne possède ~~pas~~ <sup>pas</sup> de thermostat, il y a beaucoup de difficultés pour les mesures.

On a constaté qu'au cours des mesures, même les fréquences changent, ce qui entraîne ~~de~~ <sup>de</sup> automatiquement le changement des paramètres.

Ce changement est dû

à ce que l'humidité introduit une capacité parasite

qui vient en parallèles avec  $C_0$ , donc  $(C_1 + C_0)$  varie

Aussi il faut remarquer que toute variation de la température...

...

...



Aussi il faut remarquer qu'une telle étude doit se faire dans de laboratoire spéciaux; là on peut atteindre de très grandes précisions, surtout l'écart de fréquence est l'ordre de quelques millinomièmes.

Les mesures ont été effectuées en un moment où les températures variaient de beaucoup moins de + 15°C alors que normalement une telle étude devrait ce faire à au minimum 20°C. Cependant les résultats trouvés répondent à la réalité.

Pour les résultats on les trouvera dans les tableaux suivants.

Le transducteur à la forme suivante.

Il a en plus du circuit résonnant série, 3 autres capacités.

Capacité entre E et S.

Toutes ces 3 capacités se déterminent au point à une fréquence de 1KHz

Mesures les paramètres.

Pour le résonateur on trouve

$$F_n = 470 \text{ KHz}$$

$$F_m = 492,5 \text{ KHz}$$

$$R_s = 21 \Omega$$

$$\text{d'où } K = \frac{F_m^2}{F_n^2} = 1,098$$

$$C = 256 \text{ pF}$$

$$C_0 = \frac{256}{1,098} = 233,4 \text{ pF}$$

$$C_1 = (K-1) C_0 = 22,86 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C_1} = 5,02 \text{ mH}$$

$$Q = \frac{L \omega}{R} = \frac{2 \pi f L}{R} = 705$$

Pour le transducteur

$$F_m = 472,5 \text{ KHz}$$

$$F_n = 465,44 \text{ KHz}$$

$$R_1 = 150 \Omega$$

$$G_0 = 200 \text{ pF} = C_T + C_1$$

$$C_{TK} = 950 \text{ pF}$$

$$C_{tk} = 165 \text{ pF}$$

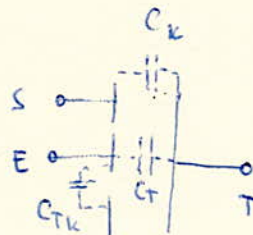
$$k = 1,015$$

$$C_T = \frac{200}{1,015} = 197 \text{ pF}$$

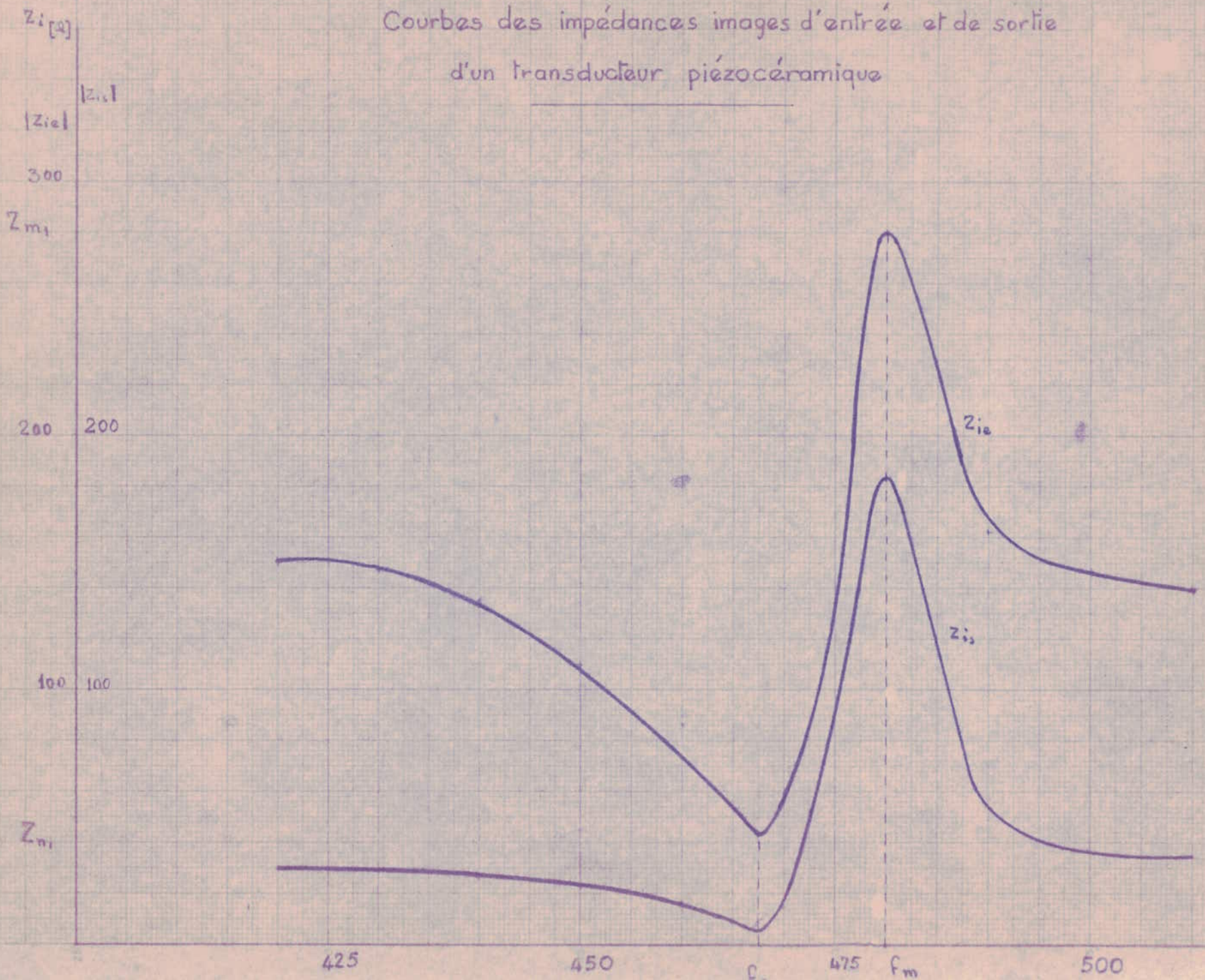
$$C_1 = (k-1) C_T = 2,8 \text{ pF}$$

$$L_1 = 41,7 \text{ mH}$$

$$Q = 800$$

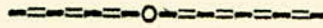


Courbes des impédances images d'entrée et de sortie  
d'un transducteur piézo-céramique





## T A B L E A U des M E S U R E S



## Mesure d'impédances:

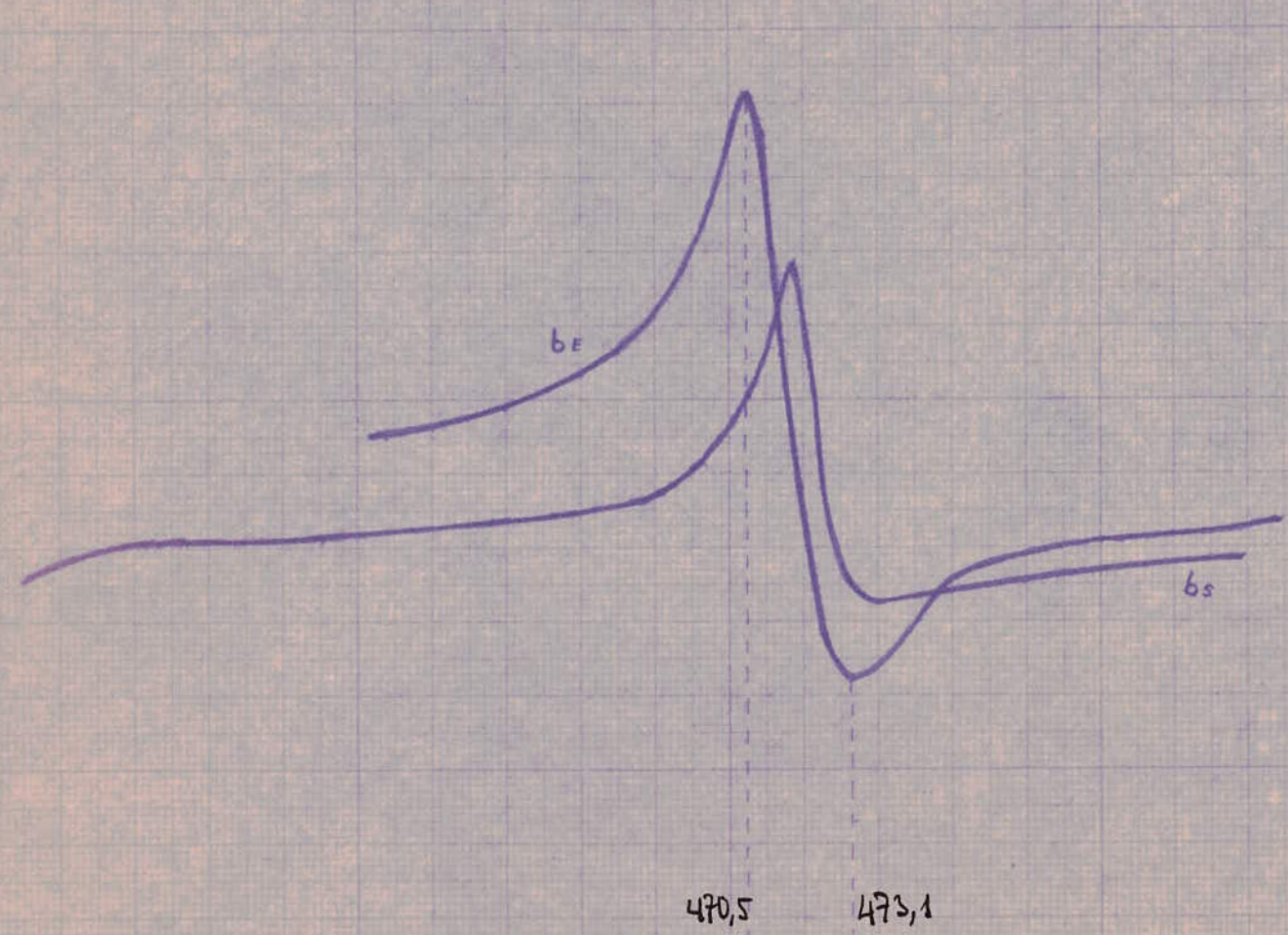
1) Entrée : Zimage

2) Sortie: Zimage

F(Khz)	Zon( )	Zcc	Zie	F(Khz)	Zou	Zcc	Zie
420	150	150	150	420	30	30	30
430	150	145	147,5	430	29	28	28,5
440	140	130	135	440	27	26	26,5
450	115	105	110	450	25	28	23,5
460	100	75	86,5	460	20	15	17,5
465,5	90	35	56,2	465	16,5	5	9,1
465,5	84	22	42,75	470	8,5	28	14,6
470	70	45	56,2	480	450	75	184
480	450	175	280,5	490	55	45	49,5
490	170	155	162,5	500	40	35	37,4
500	150	145	147,5	510	35	35	35
510	140	140	140				



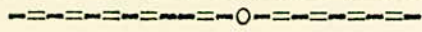
Courbe d'affaiblissement en fonction de la fréquence pour transducteur



$f$  (kHz)



MESURE D'AFFAIBLISSEMENT



Eentrée = 0

Esortie = 0

F [KHz]	b <sub>s</sub>
460	5,13
461	5,11
462	5,08
463	5,05
464	5,02
465	4,98
466	4,93
467	4,86
468	4,73
469	4,54
469,4	4,41
470	4,14
470,2	4,04
470,3	3,99
470,4	3,97
470,5	3,95
470,6	3,96
470,7	4,00
471	4,26
471,4	4,74
472	5,39
472,5	5,74
473	5,91
473,1	5,91
473,2	5,91
473,4	5,91
473,5	5,90
473,7	5,88
474	5,85
474,5	5,78
475	5,73
475,5	5,69
476	5,66
476,5	5,62
477,0	5,58

F [KHz]	b <sub>E</sub>
460	5,47
461	5,470
462	5,458
463	5,441
464	5,43
465	5,41
466	5,306
467	5,36
468	5,31
469	5,25
469,4	5,21
470	5,11
470,2	5,07
470,3	5,04
470,6	4,96
471	4,80
471,2	4,71
471,4	4,61
471,6	4,55
471,7	4,54
471,9	4,62
472	4,70
472,5	4,22
473	5,54
473,5	5,66
474	5,70
474,1	5,70
474,3	5,69
474,5	5,69
475	5,67
475,5	5,65
476	5,64
476,5	5,63
476,7	5,625
477	5,62



[2]

Courbe de  $Z=f(F)$   
pour Résonateur

10000  $\Omega$

1000

500

100

10

450

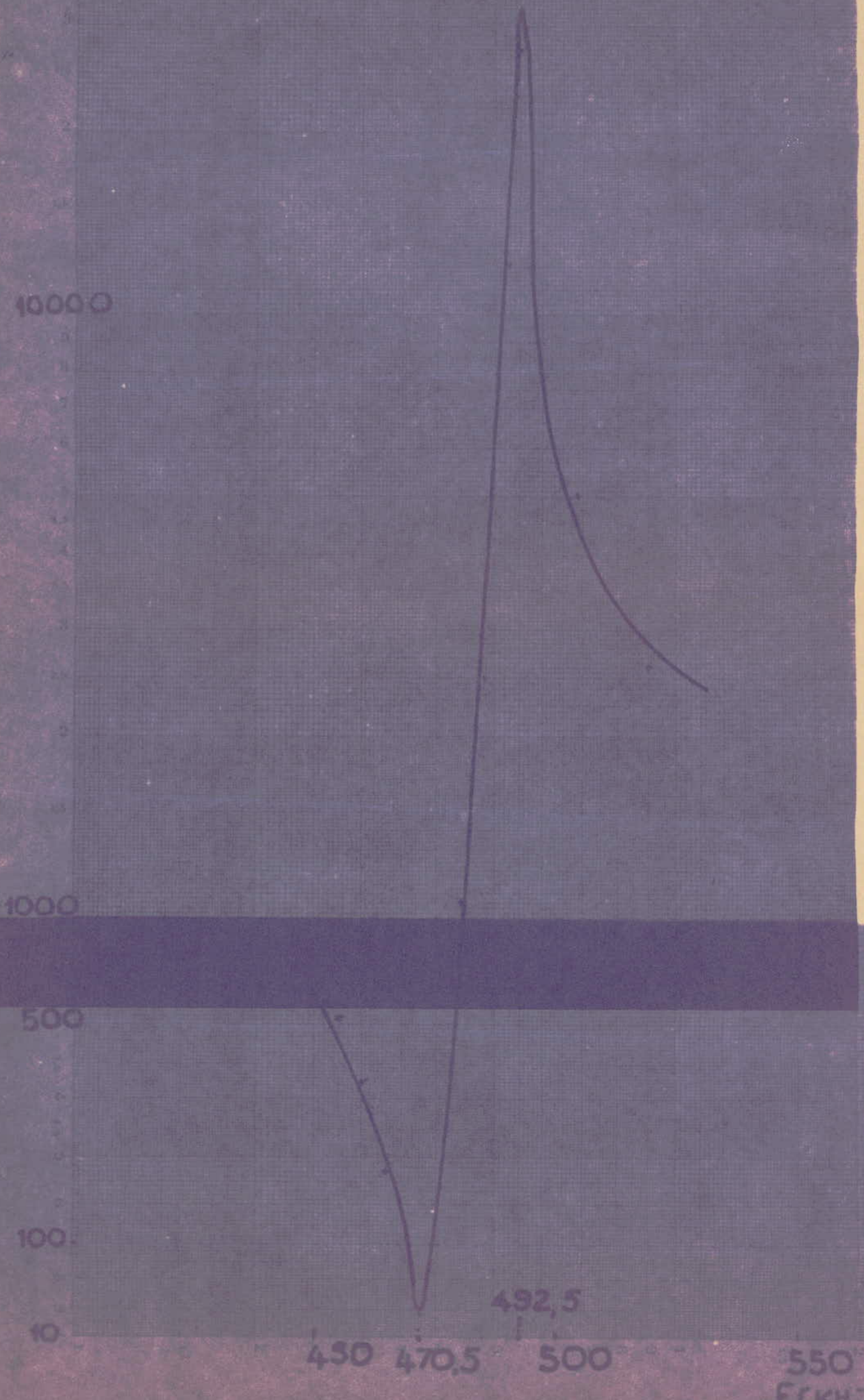
470,5

500

550

F (kHz)

492,5





MESURE DE L'IMPEDANCE DU RESONATEUR.

F	Z
450 kHz	660
455	540
460	430
465	273
470	60
470,25	49
470,5	30
471	28
471,5	25
471,25	28
472,5	44
473	99
474	169
475	264
480	1060
485	2500
490	9000
491	12000
492	22,000
492,5	32,000
495	16 000
497	9000
500	5900
510	5000
530	2400

75

[dB]

b

Mesure de l'affaiblissement d'un résonateur piézo céramique.

$B_{3dB} = 800 \text{ Hz}$

50

25

450

471,9

475

500

525

f [kHz]

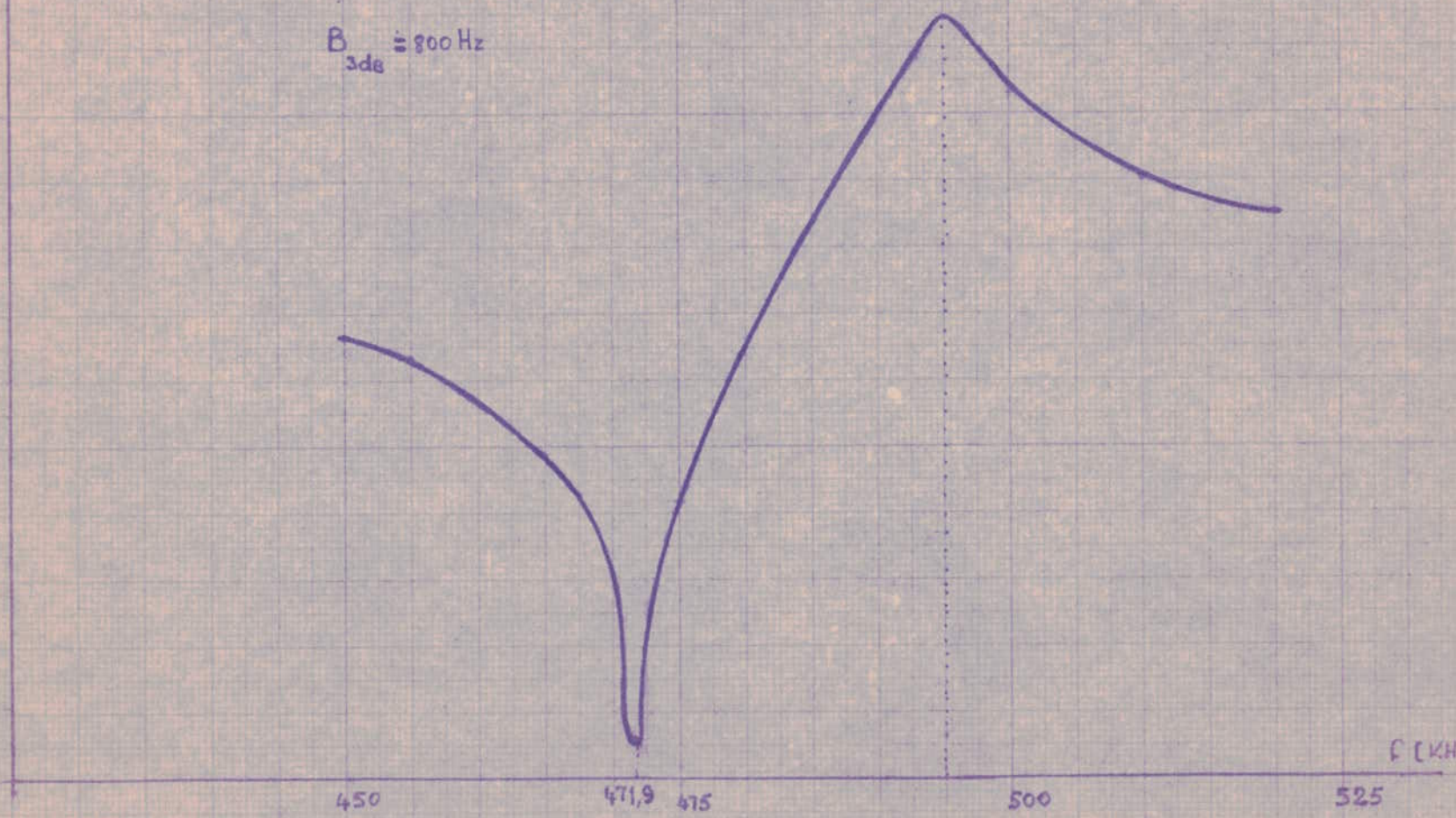




Tableau des valeurs pour la mesure de l'affaiblissement  
du résonateur piézo-céramique.

F	$V_1$	$V_2$	$\frac{V_1}{V_2}$	$20 \log. \frac{V_1}{V_2}$
450	13,6	0,3	45,4	33
455	13,80	0,35	38,8	31,75
460	13,9	0,52	26,5	28,25
465	14	0,84	16,7	24,5
467,5	14,0	1,15	12,2	21,7
470	13,3	2,25	5,9	15,4
471,9	10,1	4,00	2,53	25
472,5	11,3	3,45	3,28	13,2
473	12,5	2,7	4,65	13,4
464	13,6	1,75	7,8	18,4
475	14	1,25	11,2	21
480	14,5	0,45	41,5	32,25
485	14,6	0,15	127	42
490	14,8	0,050	296	49,5
491	14,8		370	51,2
492	14,8	0,02	330	51,2
492,5	15	0,04	370	51,2
495	15,1	0,8	750	57,2
500	15,5	0,1	378	51,5
510	15,7		194	45,4
520			157	42,8

L'échantillon comme il a été montré, de part l'allure de son impédance; se conduit comme self aux environs de la fréquence antirésonant, et comme capacité quand on s'y éloigne.

On peut se servir de cette propriété pour l'utiliser dans un oscillateur, où il travaille sur la fréquence d'antirésonance, et également servant de boucle de contre réaction.

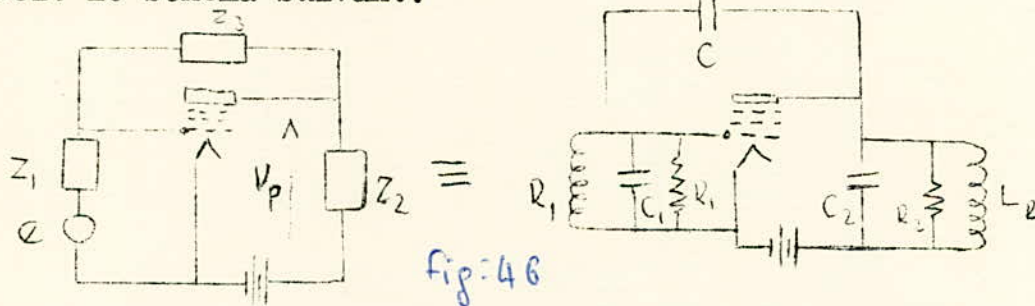
Cependant ici on ne fera pas une étude détaillée des oscillateurs, seulement on donnera les gros traits dont avons besoin pour réaliser un montage d'oscillateur, et surtout montrer la possibilité d'introduire un échantillon de céramique pour entretenir ces oscillations.

On sait que l'oscillateur n'est autre chose qu'un ampli, pour lequel on a prélever une partie de la tension de sortie, pour la ramener à l'entrée,; la tension d'entrée et de sortie doivent être en phase.

L'amplification ayant introduit un déphasage de  $\Pi$ , il faut que cet élément de boucle de réaction rattrape ce déphasage.

Essayons d'abord de démontrer que l'échantillon peut servir dans un cas pareil.

Soit le schéma suivant:



Donnons à  $Z_1, Z_2, Z_3$  les conceptions suivantes; si  $S$  est la pente de la pentode.

$$\text{On a : } \frac{1}{Z_1} = Y_1 \quad ; \quad \frac{1}{Z_2} = Y_2 \quad ; \quad \frac{1}{Z_3} = Y_3$$

1°) On cherche l'amplification de l'étage

2°) Entretien limite d'oscillation

- donnant  $S_{\text{minima}}$
- donnant valeur de  $\omega$

.../...



Si l'on suppose  $R_1$  infinie, il faut que  $Z_1$  soit inductive !

On remplace  $Z_1$  par l'élément piézocéramique dont  $R_1$  est supposée infinie,  $R_1$  représentant la résistance de polarisation de la grille;

Schéma équivalent en source de courant:

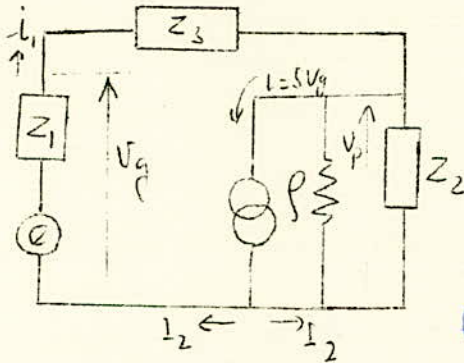


Fig : 47

$$Sv_g = i_1 + i_2 \quad (1)$$

$$v_g = e - i_1 Z_1 \quad (2)$$

$$e - i_1 (Z_1 + Z_2) + i_2 Z_2 = 0 \quad (3)$$

$$v_p = - i_2 Z_2 \quad (4)$$

On élimine  $v_g$

$$(3) \quad e = i_1 (Z_1 + Z_2) - i_2 Z_2 \quad (3')$$

$$(1) \text{ et } (2) \Rightarrow e = i_1 \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) + \frac{i_2}{S^2}$$

$$v_p = - i_2 Z_2$$

$$-e \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) = - i_1 (Z_1 + Z_3) \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) + i_2 Z_2 \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right)$$

$$e (Z_1 + Z_3) = i_1 \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) (Z_1 + Z_3) + \frac{i_2}{S^2} (Z_1 + Z_3)$$

$$v_p = - i_2 Z_2$$

$$-e \left( Z_1 + Z_3 \right) + \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) = - v_p \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) \cdot \frac{v_p}{S Z_2} (Z_1 + Z_3)$$

$$-e \left( Z_1 + Z_3 \right) + \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) = - v_p \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) - \frac{1}{Z_2 S} (Z_1 + Z_3)$$

$$\frac{v_p}{e} = - \frac{\left( Z_1 + Z_3 \right) + \left( Z_2 + \frac{1}{S} \right)}{\left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) - \frac{1}{Z_2 S} (Z_1 + Z_3)} = - \frac{Z_1 + Z_3 - \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right)}{Z_1 Z_2 S + Z_2 + Z_1 + Z_3} \cdot Z_2 S =$$

.../...

$$\frac{V_p}{e} = - \frac{SZ_1 Z_2 + SZ_2 Z_3 - SZ_1 Z_2 - Z_2}{Z_1 Z_2 S + Z_2 + Z_1 + Z_3} = - \frac{Z_2 (SZ_3 - 1)}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + SZ_1 Z_2}$$

$$G = - \frac{Z_2 (SZ_3 - 1)}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + SZ_1 Z_2}$$

Si  $S = 0$  tube éteint

$$V_p = e \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

Si  $Z_3 = \infty$  ;  $V_p = -SZ_2 e$

Pour qu'il y aie entretien il faut que même pour  $e = 0$

$i_1, i_2, i_G$  non nuls

donc on aura : les équations :

$$i_1 (Z_1 + Z_3) = -i_2 Z_2 = 0$$

$$i_1 \left( Z_1 + \frac{1}{S} \right) + \frac{i_2}{S} = 0$$

Il faut que :

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 + SZ_1 Z_2 = 0 \quad /: Z_1 Z_2$$

$$S + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{i_1}{Z_2 i_1} = 0$$

Avec les admittances :

$$S + Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} = 0$$

Si on pose:  $Y_1 = A_1 + jB_1$

$$Y_2 = A_2 + jB_2$$

$$Y_3 = A_3 + jB_3$$

.../...



L'équation ci-dessus sera en la désomposant.

$$S + A_1 + A_2 + \frac{A_2 B_1 + A_1 B_2}{CW} = 0$$

$$B_1 + B_2 + \frac{B_1 B_2 - A_1 A_2}{CW} = 0$$

Si  $R_1$  est infinie  $A_1 = 0$

donc on aura :

$$S + A_2 + \frac{A_2 B_1}{CW} = 0$$

$$B_1 + B_2 + \frac{B_1 B_2}{CW} = 0$$

De la première égalité du système on tire:

$$B_1 = - \frac{S + A_2}{A_2} CW$$

Ce qui dénote bien que  $B_1$  est nécessairement négatif  
 ( $S, A_2, C,$  et  $W$  positifs). L'impédance  $Z_1$  doit donc être inductive.  
 Si on place  $Z_1$  l'échantillon d'amortissement négligeable.

On aura :

$$- \frac{B_1}{CW} = \frac{B_1 + B_2}{B_2} = \frac{S + A_2}{A_2}$$

On a  $\frac{-B_1}{B_2} = \frac{S}{A_2} ; \frac{S}{A_2} = S R_2$

Al'entretien on limite, la pulsation  $W$  des oscillations est donc donnée par

$$B_1 = S R_2 B_2$$

Si l'on représente  $B_1$  et  $S B_1 R_2$  en fonction de  $W, B_2$  étant

$$C_2 W - \frac{1}{L_2 W}$$

.../...

Ces 2 courbes se coupent en M.

Le schema équivant de l'échantillon sans amortissement est comme suit;

Il donne :

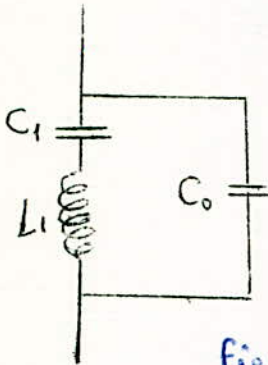


Fig:48

$$B_1 = C_0 W + C_1 W \frac{1}{1 - L_1 C_1 W^2}$$

Si \$W\_2\$ pulsation de résonance de \$L\_2 C\_2\$

\$W\_2^2 L\_2 C\_2 = 1\$, et \$W\_1\$ la pulsation de résonance de l'échantillon: \$W\_1^2 L\_1 C\_1 = 1\$, et \$W\_1\$ sa pulsation d'antirésonance:

$$(W_1^2 L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0} = 1)$$

Lorsque \$C\_2\$ croît à partir de zéro, \$W\_2\$ décroît à partir de l'infini, le point M se déplace vers le haut sur la courbe représentant \$B\_1\$

Pour que \$B\_1\$ soit négatif, M doit être au dessous de l'axe OW; le graphique montre que ceci n'est réalisable que si \$W\_2 > W\_1\$

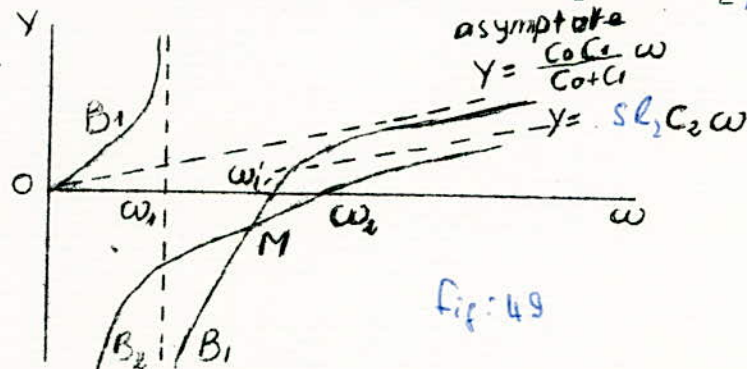


Fig:49

Donc si on emploie l'échantillon près de la fréquence antirésonance, il est capable d'entretenir des oscillations. Dans ce cas, les variations de sa réactance se compensent automatiquement les variations de fréquence accidentelles. En effet si la pulsation d'oscilla-



tion est légèrement inférieure à  $W_p$ , l'échantillon est l'équivalent d'une inductance ; si  $W$  augmente, l'inductance équivalente augmente aussi, ce qui entraîne une diminution de  $W$  ( $LCW^2 = 1$ ) ; Si  $W$  diminue l'inductance équivalente diminue, d'où augmentation de  $W$ , ce qui stabilise la fréquence.

On l'utilise également au voisinage de la pulsation de résonance série ; pour compenser la variation de l'impédance équivalente du circuit oscillateur où il est incorporé.

### LES DIFFERENTS MONTAGES

Montage anode - cathode  $W > W_p$

grille - anode  
grille - cathode }  $W < W_p$

Le montage avec l'utilisation sur fréquence série, est le montage en pont.

Dans notre cas on utilise le montage grille - anode pour tube, et pour transistor entre collecteur et base.

MONTAGES D'OSCILLATEURS A QUARTZ : (voir schéma)

MESURES SUR LES OSCILLATEURS :

Ici on peut mesurer la fréquence en fonction du temps ; et aussi tout en tenant compte des conditions extérieures. Un oscillateur en général, pour se stabiliser a besoin d'une certaine durée de fonctionnement. Aussi, il faut tenir compte, car on a vu que la température joue sur les paramètres de l'élément céramique et par là même sur la fréquence d'antirésonance, d'où également sur la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur.

Pour ce qui est de la tension de sortie, de l'oscillateur, elle est constante car la fréquence étant constante, sa variation ne peut venir que de la tension d'alimentation de la plaque.

Pour faire varier la fréquence, il faut faire varier l'impédance dans le circuit plaque; ainsi on peut mesurer les variations de la fréquence pour une tension donnée. Cette variation de l'impédance du circuit plaque constitue la charge. Ainsi on joue sur le coefficient de réaction jusqu'à une certaine limite au delà de laquelle le circuit n'oscille plus, il chute. On dit que l'oscillateur décroche, ce qui cause un danger pour le tube, car il chauffe quelque fois même à l'incondescence.



Montage d'oscillateurs à tube

Montage Colpitts

$$T = 2\pi \sqrt{LC}$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Souvent :  $C_1 = C_2$

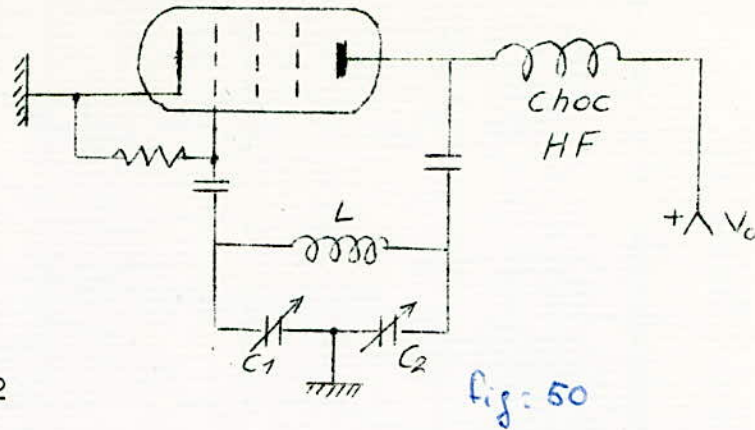


Fig: 50

Montage "TP- TG"

Les 2 circuits sont réglés exactement sur la même fréquence

On constate en employant une triode et, si la longueur d'onde n'est pas

trop grande, que les 2 circuits sont de siège d'oscillation entretenues par la lampe.

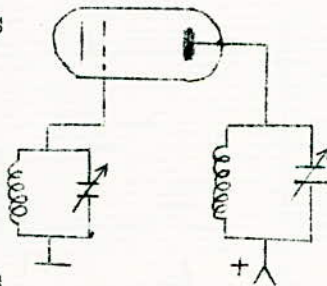


Fig: 51

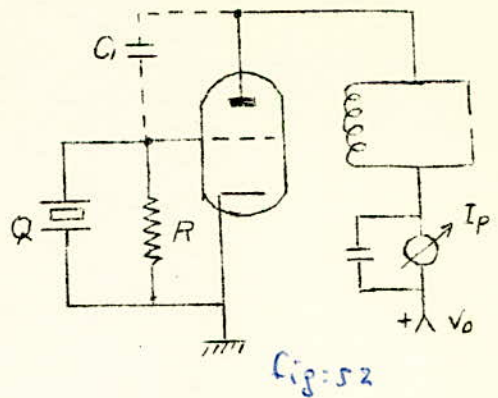
Cela est dû à la capacité interne  $C_0$  entre grille et plaque, dont l'impédance  $\frac{1}{C_0 \omega}$  diminue avec la fréquence.

Montage d'oscillateurs à quartz

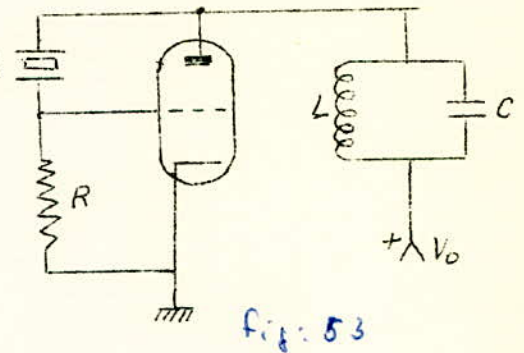
Montage classique de Pierce *Fig: 52*

Entretien des oscillations assuré par  $C_1$

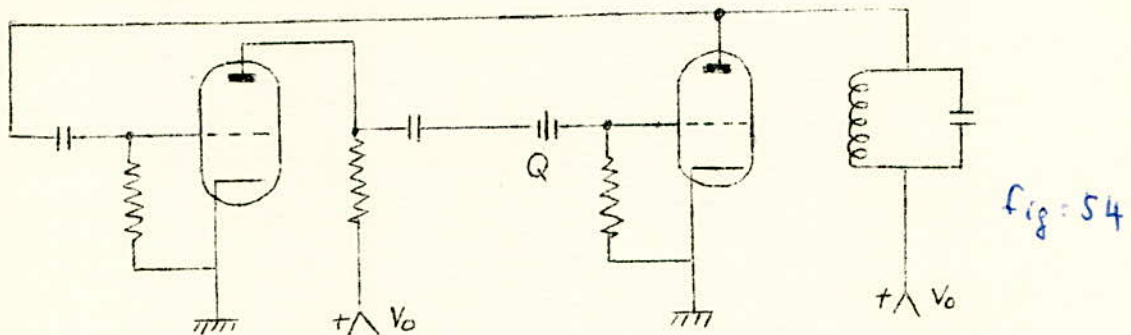
Si  $C$  croit à partir de zéro il y a accrochage brusque,  $I_p$  diminue jusqu'au décrochage et dans cette intervalle la fréquence reste constante.



Même Montage; mais ici le quartz travaille sur sa fréquence **série**



Montage perfectionné



On élimine l'influence de la lampe

La Fréquence est absolument indépendante du chauffage de la tension plaque.



OSCILLATEUR & TRANSISTORS

**Montage**

Comme pour les tubes, on peut considérer les transistors comme fonctionnant en amplificateur ou on prélève une partie de la tension à sortie pour la ramener à l'entrée.

**Montage Colpitts**

Une partie du courant alternatif est prélevée sur le circuit oscillant et est ramenée sur la base par  $C_3$

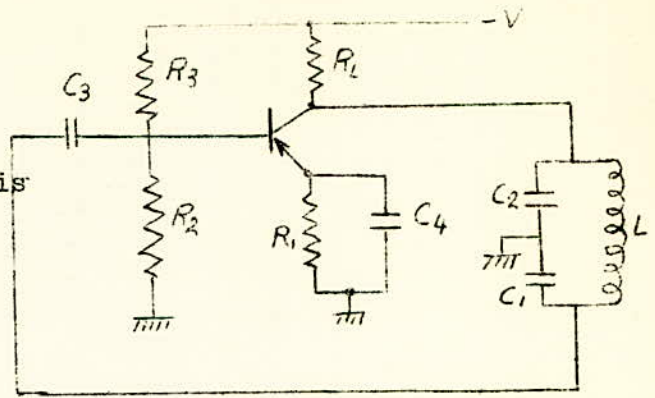


fig: 55

Montage Hartley

La fréquence d'oscillation est:

$$\omega \approx \frac{1}{C_1(L_1 + L_2 + 2M)}$$

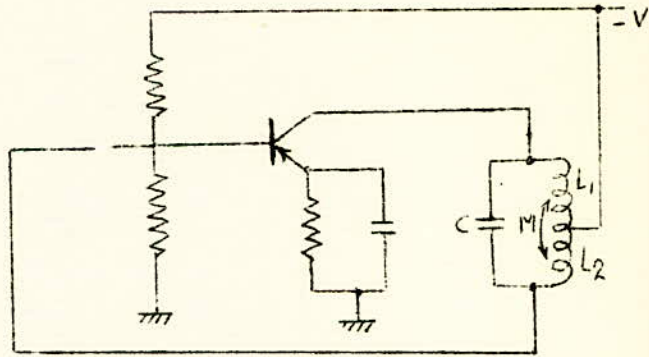


fig: 56

Montage à base et émetteur est accordés

$$\omega \approx \frac{1}{(L_1 + L_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

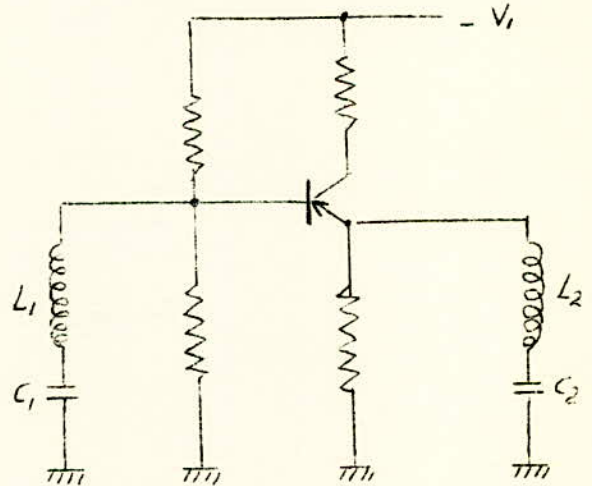
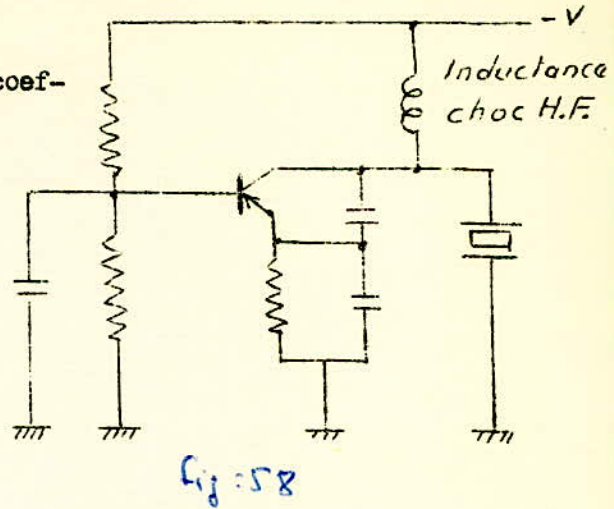


fig: 57

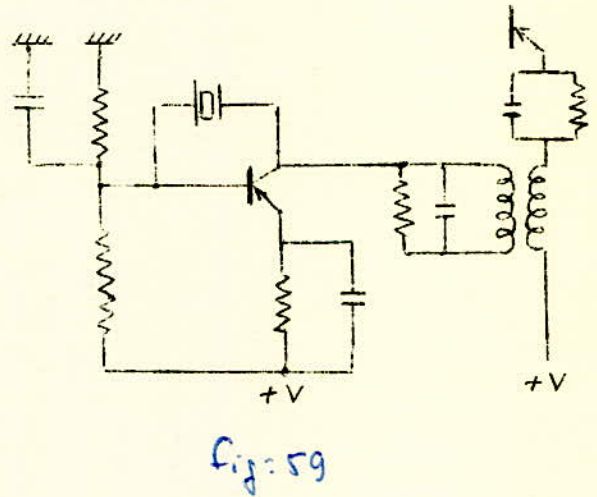
OSCILLATEURS STABILISÉS PAR QUARTZ.

Ma stabilité est améliorée grâce au coefficient de surtension élevé du quartz.  
Pour augmenter la stabilité on fait suivre le l'oscillateur d'un étage séparateur.



AUTRE PROCEDE DE MONTAGE

Ici la réaction est faite par le quartz



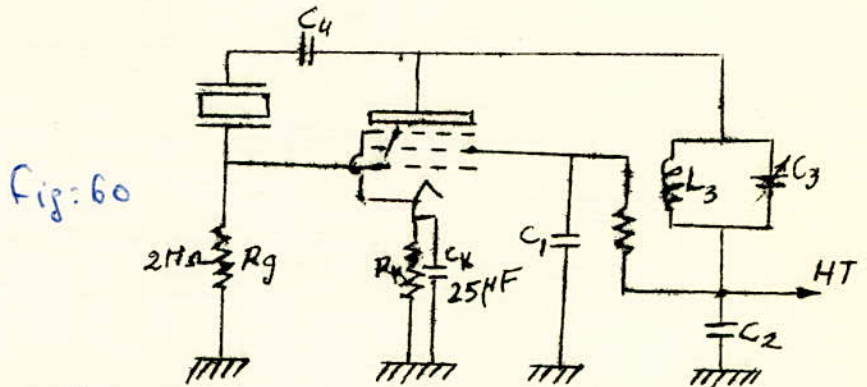


MONTAGE EFFECTUE -

Pour l'oscillateur à tube, nous avons pris le modèle : grille - anode.

Pour l'oscillateur à transistor, montage <sup>Collecteur</sup> cathode base ; émetteur commun.

1) Tube -



- $C_1, C_2$  Capacité de découplage de la haute tension.  
 $C_4$  Découple la composante continue.  
 $L_3, C_3$  Circuit oscillant accordé sur la fréquence de l'échantillon, et servant également de charge.

Le tube est un 6 AU6

Point de fonctionnement ;  $V_g = -2V$   
 $I_a = 6 \text{ mA} \cdot I_{g2} = 2,25 \text{ mA}.$   
 $V_a = 250 \text{ V} \cdot V_{g2} = 150 \text{ V}$   
 $S = 5,2 \text{ mA/V}.$

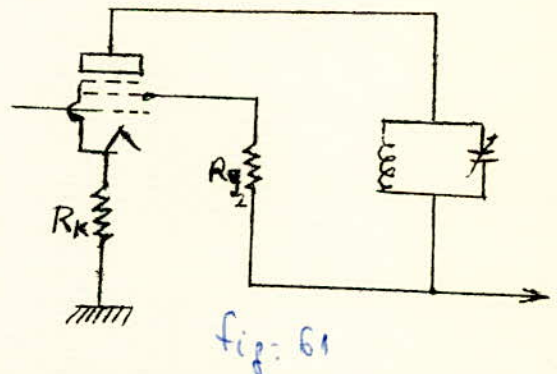
Calcul des résistances de polarisation :

$R_g$  est supposée très grande donc  $i_{g1} = 0.$

$$i_k = i_{g2} + i_p = 6 + 2,25 = 8,25 \text{ mA}.$$

$$R_k \cdot i_k = -v_g \quad R_k = \frac{2}{8,25} \cdot 10^3 = 242 \Omega$$

$$R_{g2} = \frac{V_{g2}}{I_{g2}} = \frac{150}{2,25} \cdot 10^3 = 43,5 \text{ k}\Omega$$



Le circuit oscillant dans le circuit plaque, se compose d'une bobine de 1,28 mH ; et comme la fréquence de travail est de 490 KHz, fréquence que l'on a imposée à l'échantillon céramique on prend comme l'autre élément du circuit oscillant, une capacité variable de 30 pF à 510 pF, tout en variant cette capacité, on peut voir jusqu'où il y a entretien des oscillations, car après l'oscillateurs décroche.

2°) Montage à transistor.

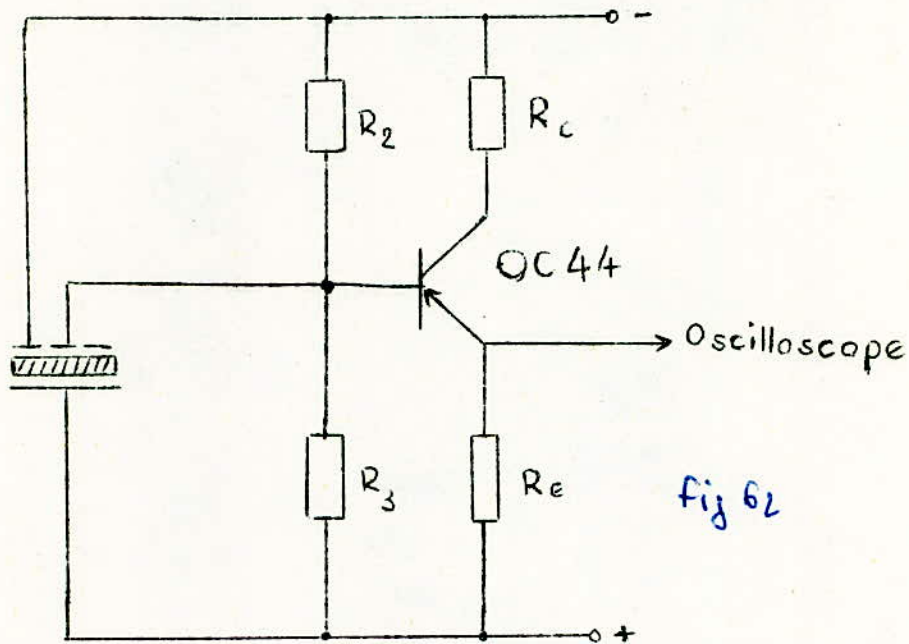
On a choisi comme transistor un OC44 ;

Point de fonctionnement  $V_c = -6 \text{ V}$

$I_c = 2 \text{ mA}$

$V_b = 116 \text{ mV}$

$I_b = 20 \mu\text{A}$



$R_c = 3,3 \text{ K}\Omega$

$R_2 = 5 \text{ K}\Omega$

$R_B = 5,5 \text{ K}\Omega$

$R_3 = 10 \text{ K}\Omega$

Le transistor oscille à 486 Khz



## PRECISIONS DES MESURES

Ici les erreurs sont dues aux multitudes variation des conditions atmosphériques aux moments des mesures. Cependant les valeurs des fréquences sont exactes, sauf à quelques Hertz près, dâ aux erreurs systématiques. Les plus grandes erreurs retrouvent certes dans la détermination de l'impédance  $Z$ ; car cette fonction ayant parfois des très valeurs, une petite variation de la fréquence dans une certaine zone, donne une variation d'impédance nulle, car les appareils n'étant si précis, et surtout n'ayant pas de sensibilité de cet ordre, ne décelent presque pas. Ce défaut se repercutera donc sur les mesures et par suite sur les courbes.

~~Les courbes repondent pour la plupart au phénomène physique, sauf la courbe de l'affaiblissement du transducteur qui n'indique qu'un seul maximum, à une fréquence sur laquelle vibre l'oscillateur.~~

.../...

Précision pour le calcul des éléments du circuit équivalent à partir des valeurs mesurées

Pour le calcul des éléments on a besoin de :  $f_n, f_m, R_1$  et  $C$

On a :  $C = C_1 + C_0$  ;  $\frac{f_m^2}{f_n^2} = k$  ;  $C_0 = \frac{C}{k}$

$C_1 = (k-1)C_0$

$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_n^2 C_1}$  ;  $Q = \frac{2\pi f_n L_1}{R_1}$

Pour la valeur de  $k$ , que nous considérons avec les erreurs de  $f_n$ , et  $f_m$ , on peut écrire :

$k \pm \Delta k = \frac{(f_m \pm \Delta f_m)^2}{(f_n \pm \Delta f_n)^2} = \frac{f_m^2}{f_n^2} \left[ 1 \pm \left( 2 \frac{\Delta f_m}{f_m} + 2 \frac{\Delta f_n}{f_n} \right) \right]$

Aussi il faut calculer  $\frac{\Delta f_m}{f_m}$  ,  $\frac{\Delta f_n}{f_n}$   $\frac{\Delta f_m}{f_m} = 1,015 \cdot 10^{-3}$  ;  $2,03 \cdot 10^{-3}$

Pour l'erreur relative, on a :  $\frac{\Delta f_n}{f_n} = 1,063 \cdot 10^{-3}$  ,  $2,125 \cdot 10^{-3}$

$\frac{\Delta k}{k} \pm \pm \left( \frac{2\Delta f_m}{f_m} + \frac{2\Delta f_n}{f_n} \right)$

Pour différentes valeurs de  $f$  , on a :

$\Delta f$ (Hz)	500	1000
$\Delta K/K$	$4,156 \cdot 10^{-3}$	$8,3 \cdot 10^{-3}$

Pour la capacité parallèle  $C_0$  ; on a

$C_0 \pm \Delta C_0 = \frac{C \pm \Delta C}{K \pm \Delta K}$

.../...



et l'erreur relative sera :

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} = \pm \left( \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta K}{K} \right)$$

En cherchant les valeurs correspondant aux différentes  $\Delta f$

$\Delta f$ (Hz)	500	1000
$\Delta C_0 / C_0$	$8,062 \cdot 10^{-3}$	$12,216 \cdot 10^{-3}$

Pour la capacité  $C_1$  en série:

$$C_1 \pm \Delta C_1 = (C_0 + \Delta C_0)(\sigma \pm \Delta \sigma) \quad \text{où } \sigma = k - 1$$

l'erreur relative devient

$$\frac{\Delta C_1}{C_1} = \pm \left( \frac{\Delta C_0}{C_0} + \frac{\Delta \sigma}{\sigma} + \frac{\Delta C_0}{C_0} \cdot \frac{\Delta \sigma}{\sigma} \right)$$

Ensuite

$\Delta f$ (Hz)	500	1000
$\Delta C_1 / C_1$	3,4218 %	11,4516 %

Pour la self  $L_1$

$$L_1 \pm \Delta L_1 = \frac{1}{4\pi^2 (f_n \pm \Delta f_n)^2 (C_1 + \Delta C_1)}$$

.../...

$$\frac{\Delta I_1}{I_1} = \pm \frac{2 \frac{\Delta F_n}{F_n} + \frac{\Delta C_1}{C_1} + 2 \frac{\Delta C_1}{C_1} \cdot \frac{\Delta F_n}{F_n}}{1 - \left[ 2 \frac{\Delta F_n}{F_n} + \frac{\Delta C_1}{C_1} + 2 \frac{\Delta C_1}{C_1} \cdot \frac{\Delta F_n}{F_n} \right]}$$

$\Delta F$ (Hz)	500	1000
$\Delta L_1 / L_1$	1,332 %	6,875 %

Le facteur de qualité Q est calculée d'après :

$$Q \pm \Delta Q = \frac{2\pi (f_n \pm \Delta f_n)(L_1 \pm \Delta L_1)}{R_1 \pm \Delta R_1}$$

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \text{pour différentes } \Delta f$$

$\Delta R_1 / R_1$	$7,142 \cdot 10^{-2}$	
$\Delta f$ (Hz)	.....	
500		
1000		

.../...



CONCLUSION :

Cette étude nous a permis de connaître les éléments d'un échantillon de céramique. Nous avons vu que leurs propriétés sont bien fonction de s conditions atmosphériques; pour ~~maier~~ à bien cette étude, il faut que le lieu aié une température constante; nos mesures ne sont que relatives, car elles sont sujettes à de brusues changements. C'est pourquoi quelques fois il y a eu des décalages de fréquences, parce que les mesures ont été effectuées le même jour. Nous avons mêmes été obligés de mettre l'élément de céramique dans une boîte pour ainsi maintenir sa température constante.

Egalement des difficultés furent rencontrées lors des mesures des variations de l'impédance, pour de faibles variations de fréquences; car quelques fois l'aiguille de l'indicateur bougeait à peine. Nous ne possédons pas d'appareils; pour ~~l'ine~~une telle variation.

Nos résultats sont donc celles que nous avons reçus dans notre Laboratoire.

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

- Cours de Radioélectricité générale - J. Deman (Dunod)
- Théorie et Pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs Quinet (Dunod)
- Cours de Radioélectricité Générale - Tubes Amplificateurs et Transistors P. Davin - J. Elvin - (Eroylles).
- Cours de Radioélectricité Générale: l'Emission R. Rigal et S. Lacharnay - (Eroylles).
- Filtres à cristaux piézoélectriques. D. Indjoudjan et P. Andrieux (Gauthier-Villars)
- Phénomènes non linéaires et paramétriques en électronique. A.A. Kharkevitch (Dunod)
- Caractéristiques Universelles des Transistors. - Types HF Editions Radio. (Paris)
- Problèmes d'électroniques . - R. Guillien . (Eroylles)
- Caractéristiques Officielles des Tubes HF. Société des Editions Radio (Paris).
- Les diélectriques et leurs applications - A R . VON HIPPEL (Dunod)
- Les mesures en Radiotechnique - E. FROMY (Dunod)
- Etude des textures piézoélectriques. AV. SHUBNIKOV  
I.S. ZHELUDEV  
P.V. KONSTANTINOVA  
I.M. SILVESTROVA  
(Dunod)
- ELEKTROTECHNICKY CASOPIS (SEPARATNY VYTACOK). KAROL CERNIK  
VYDAVATELSTVO  
SLOVENSKEJ AKADEMIE VIED  
BRATISLAVA