



HAL
open science

Mesures de bruit et d'impédance aux bornes d'un condensateur à diélectrique ferroélectrique maintenu en équilibre en présence de champs électriques continus

M. Jannin

► **To cite this version:**

M. Jannin. Mesures de bruit et d'impédance aux bornes d'un condensateur à diélectrique ferroélectrique maintenu en équilibre en présence de champs électriques continus. *Journal de Physique*, 1971, 32 (11-12), pp.981-991. 10.1051/jphys:019710032011-12098100 . jpa-00207199

HAL Id: jpa-00207199

<https://hal.science/jpa-00207199>

Submitted on 4 Feb 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Classification
Physics Abstracts :
 05.30, 17.20, 17.29

MESURES DE BRUIT ET D'IMPÉDANCE AUX BORNES D'UN CONDENSATEUR A DIÉLECTRIQUE FERROÉLECTRIQUE MAINTENU EN ÉQUILIBRE EN PRÉSENCE DE CHAMPS ÉLECTRIQUES CONTINUS

M. JANNIN

Laboratoire de Diélectriques et Ferroélectriques (*)
 Faculté des Sciences, 6, boulevard Gabriel, 21, Dijon

(Reçu le 15 février 1971, révisé le 11 août 1971)

Résumé. — Le premier but de cette étude est de montrer par des mesures de bruit qu'aucune tension de bruit anormale n'apparaît aux bornes d'un condensateur à diélectrique ferroélectrique maintenu en équilibre lorsqu'il est soumis à des champs électriques continus de diverses valeurs.

Grâce aux résultats de mesure des densités spectrales des tensions de bruit qui apparaissent aux bornes de ce condensateur, il est possible de déterminer pour chaque fréquence, d'une part la valeur de la source de bruit qui lui est associée et d'autre part, les valeurs des deux composantes de son impédance.

Dans les mêmes conditions d'équilibre et aux mêmes fréquences, des mesures d'impédance sont effectuées aux bornes du condensateur. L'évaluation de la source de bruit qui lui est associée est alors effectuée en supposant que sa valeur est celle qui correspond au bruit thermique de la résistance qui représente, pour les conditions de mesures, la partie réelle de son impédance. La comparaison des résultats obtenus à partir des mesures de bruit et d'impédance permet d'une part de vérifier l'hypothèse formulée ci-dessus et d'autre part de prouver la validité des résultats de mesure d'impédance effectués au moyen d'un pont classique sur un diélectrique ferroélectrique dont le comportement n'est pas linéaire.

Le deuxième but de cette étude est d'essayer d'évaluer par les deux méthodes de mesure les densités spectrales de fluctuation de la polarisation du diélectrique.

Abstract. — The first purpose of this study is to show, by means of noise measurements, that no abnormal noise voltage appears between electrodes applied to a ferroelectric crystal of TGS maintained in thermodynamic equilibrium, when various values of static electric field are applied to it.

Owing to the results of measurements of spectral densities of the noise voltage which appears across the electrodes of this ferroelectric condenser, one can determine, for each frequency, on the one hand the value of its associated noise voltage generator, on the other hand the values of the two components of its impedance. With the same conditions of equilibrium and at the same frequencies, impedance measurements across the electrodes of the condenser are made.

The associated noise voltage generator is then evaluated, its supposed value corresponding to the thermal noise of the resistor equivalent to the real part of its impedance, for each measurement condition.

The comparison of the results obtained from noise measurements and from impedance measurements allows, on the one hand to confirm the above named hypothesis, on the other hand to prove the validity of impedance measurements by means of conventional impedance bridge technic on a non-linear ferroelectric dielectric.

The second purpose of this paper is to evaluate by means of the two afore mentioned measurement methods, the spectral densities of polarization fluctuations in the dielectric.

Préparation des échantillons et stabilisation de leur température. — Les différents états d'équilibre qui peuvent être atteints par un cristal ferroélectrique dépendent de nombreux paramètres. Ceux qui ont été choisis comme variables au cours de l'étude qui a été effectuée sur un monocristal de Sulfate de Glycolle sont :

— Le champ électrique continu auquel il a été soumis.

— Les températures auxquelles il a été maintenu.

Les valeurs prises par cette dernière ont été choisies dans un intervalle de ± 1 °C autour de la température de transition du cristal.

Des condensateurs ont été réalisés pour cette étude ; ils ont la forme de capacités planes dont le diélectrique est constitué par une lame très mince taillée dans un monocristal de TGS.

Cette lame a été sciée de telle façon que l'axe ferroélectrique du cristal soit orienté dans le sens de son épaisseur. Cette dernière a été réduite à 0,2 mm

(*) Equipe associée au C. N. R. S.

d'épaisseur par polissage à sec sur des papiers abrasifs. Sur chacune des surfaces planes obtenues une armature circulaire de surface S a été déposée en évaporant sous vide une couche mince d'or.

La température du diélectrique peut être évaluée par un thermocouple placé en un point quelconque de l'enceinte stabilisée en température car la puissance dissipée dans le condensateur au cours des mesures est soit nulle soit négligeable et que l'étude se fait de façon isotherme.

Le porte-échantillon qui a été réalisé a été spécialement conçu pour éviter les gradients de température dans le diélectrique. Il est constitué par un bloc de laiton qui présente une grande inertie thermique comparée à celle du morceau de cristal. Sur ce bloc est prévu un logement pour la soudure « chaude » du thermocouple de mesure de température et sur un côté se trouve usiné un cylindre de section S de façon à pouvoir coller, à la laque d'argent, le condensateur sur toute la surface de l'une de ses armatures. On obtient ainsi un bon contact thermique entre le cristal et le bloc de laiton qui sert aussi de première électrode du porte-échantillon.

Dans le montage électrique (Fig. 4) cette électrode (C) est reliée à la masse par un condensateur de découplage C_D qui présente une impédance négligeable vis-à-vis de celle du condensateur C_F pour les fréquences alternatives auxquelles sont effectuées les mesures. Pour éviter toutes contraintes mécaniques sur le diélectrique, qui est piézoélectrique dans sa phase paraélectrique, la deuxième électrode (H) du porte-échantillon est reliée à l'armature du condensateur C_F qui est restée libre par un fil d'argent très fin et très souple.

La soudure « chaude » du thermocouple (cuivre-constantan) de mesure de température est enrobée de « Silastène », afin d'être isolée électriquement du bloc de laiton, qui sert d'électrode de polarisation du condensateur. Pour réaliser un bon contact thermique entre ces deux éléments, la soudure du thermocouple est placée dans la cavité usinée spécialement dans le bloc de laiton et le vide restant est comblé à l'aide d'une poudre d'alumine tassée (Plénamix). La température du cristal doit être très bien stabilisée car au voisinage de la transition ferroélectrique les valeurs des grandeurs qui le caractérisent varient très fortement en fonction de la température.

Le four qui assure la régulation de la température du cristal est d'un modèle CICE, il a dû être amélioré pour obtenir une bonne stabilité pendant les temps d'une semaine qui sont nécessaires pour étudier le diélectrique à une valeur de sa température. Il a donc été nécessaire de stabiliser les tensions électriques d'alimentation de ce four et la température de l'eau qui assure son refroidissement. D'autre part le débit de cette eau a dû être contrôlé afin de supprimer le bruit acoustique provoqué par sa circulation dans le serpentin de refroidissement. En effet, puisque le cristal est piézoélectrique, un tel bruit aurait engendré des

tensions parasites qui se seraient superposées aux tensions de bruit propres que l'on veut étudier.

L'évaluation de la température du diélectrique est faite par l'intermédiaire d'un thermocouple dont la soudure « chaude » est en contact thermique avec le porte-échantillon. La soudure « froide » est maintenue à une température constante voisine de 0°C grâce à un appareil spécialement adapté à cette manipulation. En effet le brassage de la réserve de glace de ce dispositif de référence s'effectue sans bruit par des agitateurs mus par un moteur asynchrone qui n'engendre pas de parasites.

La tension issue du thermocouple est mise en opposition avec une tension de référence variable fournie par un standard de tension « HP 735 A » associé à une décade de résistances « RV 622 A ESI ». Les enregistrements de la tension de sortie du microvoltmètre détecteur de zéro de la méthode d'opposition ne peuvent être effectués de façon continue que pendant 36 heures. En effet après ce temps la réserve de glace de l'appareil de référence de température est presque toute fondue. Entre la 6^e et la 30^e heure de chacun des enregistrements on constate que les fluctuations de la tension enregistrée restent inférieures à $0,2 \mu\text{V}$. D'autre part des résultats identiques sont obtenus pour tous les enregistrements refaits au cours d'une semaine, mais à condition que la recharge de l'appareil de référence de température soit toujours effectuée avec de la glace faite avec la même eau. Compte tenu du pouvoir thermoélectrique du thermocouple utilisé, il est possible d'affirmer que les fluctuations de la température du cristal restent inférieures à $0,01^\circ\text{C}$ pendant toute une semaine.

Principe des mesures de bruit. — PRINCIPE. — Plaçons-nous à une fréquence donnée FC lorsque le condensateur C_F a atteint un état d'équilibre défini par la valeur de la température à laquelle il est maintenu et par la valeur du champ électrique continu auquel il est soumis.

● Il est alors possible de substituer pour une bande de fréquences de faible largeur Δf centrée autour de la fréquence FC les deux schémas équivalents suivants (Fig. 1).

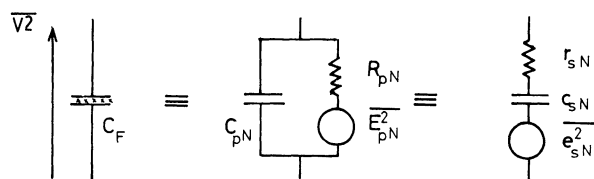


FIG. 1. — Schémas équivalents au condensateur C_F .

Les capacités C_{pN} c_{sN} sont parfaites, les résistances R_{pN} r_{sN} figurent les pertes du condensateur. *A priori*, aucune hypothèse n'est faite quant aux valeurs des

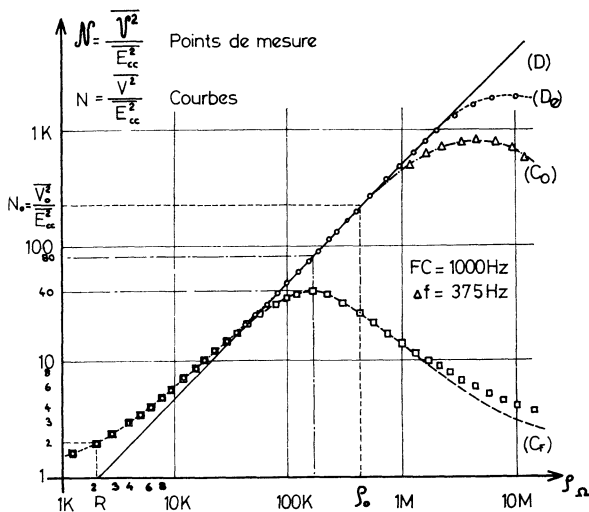
générateurs de tension de bruit $\overline{E_{pN}^2}$ $\overline{e_{sN}^2}$.

Plaçons en parallèle avec le condensateur C_F une résistance variable ρ .

Les 3 éléments de chacun des 2 schémas équivalents pourront alors être évalués si on mesure les 3 valeurs prises par la tension de bruit qui apparaît aux bornes de la capacité C_F lorsque la résistance ρ prend 3 valeurs distinctes.

● Etudions les variations de la tension de bruit mesurée aux bornes du condensateur C_F lorsque la résistance ρ prend toutes les valeurs comprises entre 0 et 11,5 MΩ.

Ces variations sont données sur le graphique A.



A. — Variation de la tension de bruit aux bornes de C_F

— La quantité qui est mesurée est la densité spectrale de tension de bruit $\overline{V^2}$ à la fréquence FC . Cette mesure n'est possible qu'après amplification sélective des faibles tensions de bruit qui apparaissent aux bornes du condensateur C_F .

— La figure 2 représente le schéma synoptique du montage réalisé.

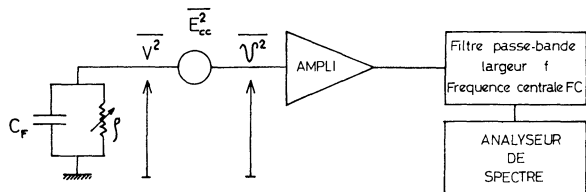


FIG. 2. — Schéma synoptique du montage réalisé.

Comme les amplificateurs ne sont pas parfaits la tension de bruit $\overline{V^2}$ qui est mesurée est égale à la somme de la tension de bruit $\overline{V^2}$ que l'on veut mesurer et de la

tension de bruit $\overline{E_{cc}^2}$, qui représente le bruit de la chaîne d'amplification à la fréquence de la mesure.

Soit :

$$\overline{V^2} = \overline{V^2} + \overline{E_{cc}^2}$$

En effet pour chaque fréquence le bruit de la chaîne amplificatrice qui a été utilisée peut être représenté par un générateur de tension de bruit $\overline{E_{cc}^2}$ placé à son entrée (voir annexe). La valeur de ce générateur dépend seulement du bruit propre du préamplificateur, car les autres étages de la chaîne d'amplification n'apportent qu'une contribution négligeable à sa valeur.

— Les grandeurs portées en ordonnée sur le graphique A ne sont pas les valeurs $\overline{V^2}$ des tensions de bruit qui sont mesurées, mais leur rapport $\overline{V^2}/\overline{E_{cc}^2}$ avec la quantité $\overline{E_{cc}^2}$.

La relation précédente s'écrit :

$$\frac{\overline{V^2}}{\overline{E_{cc}^2}} = \frac{\overline{V^2}}{\overline{E_{cc}^2}} + 1 \quad \text{où} \quad N = N + 1$$

Dans le système d'unités choisi pour chaque fréquence de mesure, la quantité $\overline{E_{cc}^2}$ qui représente pour cette fréquence le bruit des amplificateurs vaut une unité.

La courbe qui représente les variations des tensions de bruit qui apparaissent aux bornes du condensateur est donc déduite de la courbe obtenue expérimentalement en retirant à l'ordonnée de tous les points de mesure une valeur qui correspond au bruit apporté par la chaîne amplificatrice, c'est-à-dire une unité : courbe (C_F).

— L'évaluation de la tension de bruit qui apparaît aux bornes d'une résistance variable est donc possible. La courbe obtenue est une droite, puisque les tensions de bruit $\overline{V_0^2}$ qui apparaissent aux bornes d'une résistance ρ_0 sont toujours égales à $4kT\rho_0 \Delta f$. (Formule de Nyquist [1].)

Cette droite (D) que l'on appelle droite d'étalonnage est tracée pour une fréquence FC ; elle permet d'une part de mesurer la valeur du générateur

$$\overline{E_{cc}^2} = 4kT\rho_{cc} \Delta f$$

et d'autre part d'évaluer, dans le système d'unités arbitraires choisi pour cette fréquence, la quantité $4kT \Delta f = \overline{V_0^2}/\rho_0$.

EQUATION THÉORIQUE DE LA COURBE DE BRUIT $\overline{V^2} = f(\rho)$ ET CALCUL DES VALEURS DES ÉLÉMENTS DES SCHÉMAS ÉQUIVALENTS AU CONDENSATEUR C_F . — A) Cas général. — On ne fait pas d'hypothèse quant à la valeur des générateurs de tension de bruit des schémas équivalents.

● Méthode de calcul.

Il faut tenir compte de deux sortes d'éléments parasites placés en parallèle sur le condensateur C_F .

- Une capacité γ .
- Une résistance \mathcal{R} .

Comme cette dernière est très grande, on en tiendra compte dans la valeur de la résistance variable ρ .

Les schémas équivalents au circuit étudié sont alors les suivants : (Fig. 3).

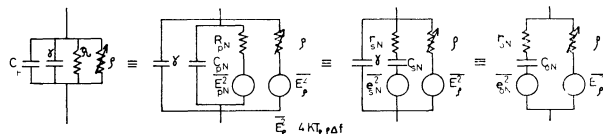


FIG. 3. — Schémas équivalents au condensateur C_F avec parasites.

Les équations des courbes $\overline{V^2} = f(\rho)$ pour la fréquence de mesure $FC = \omega/2\pi$ sont respectivement :

$$\overline{V_i^2} = \frac{\frac{\overline{E_{pN}^2}}{R_{pN}^2} + \frac{\overline{E_\rho^2}}{\rho_i^2}}{\left[\frac{1}{R_{pN}} + \frac{1}{\rho_i}\right]^2 + (C_{pN} + \gamma)^2 \omega^2}$$

$$\overline{V_i^2} = \frac{\overline{e_{sN}^2} \cdot \rho_i^2 + \overline{E_\rho^2} \cdot (r_{sN}^2 + c_{sN}^{-2} \omega^{-2})}{\rho_i^2 \left[\left(1 + \frac{\gamma}{c_{sN}}\right)^2 + r_{sN}^2 \cdot \gamma^2 \cdot \omega^2 \right] + 2 r_{sN} \cdot \rho_i + r_{sN}^2 + c_{sN}^{-2} \cdot \omega^{-2}}$$

La résolution de ces équations n'est pas possible de façon simple, il est plus facile d'associer un troisième schéma équivalent au circuit étudié.

Ce dernier est représenté sur la figure 3.

Si on pose : $D_0 = r_{0N} \cdot c_{0N} \cdot \omega$.

$$\overline{e_{sN}^2} = \overline{e_{0N}^2} \left[1 - \frac{2\gamma}{c_{0N}} + \left(\frac{\gamma}{c_{0N}}\right)^2 (1 + D_0^2) \right]^{-1} \quad \overline{E_{pN}^2} = \overline{e_{0N}^2} \cdot D_0^{-2} (1 + D_0^2)$$

$$r_{sN} = r_{0N} \left[1 - \frac{2\gamma}{c_{0N}} + \left(\frac{\gamma}{c_{0N}}\right)^2 (1 + D_0^2) \right]^{-1} \quad R_{pN} = r_{0N} \cdot D_0^{-2} (1 + D_0^2)$$

$$c_{sN} = c_{0N} \frac{1 - \frac{2\gamma}{c_{0N}} + \left(\frac{\gamma}{c_{0N}}\right)^2 (1 + D_0^2)}{1 - \frac{\gamma}{c_{0N}} (1 + D_0^2)} \quad C_{pN} = c_{0N} (1 + D_0^2)^{-1} - \gamma.$$

La relation $\overline{V^2} = f(\rho)$ s'écrit alors :

$$\overline{e_{0N}^2} \cdot \rho_i^2 - 2 \rho_i \cdot \overline{V_i^2} \cdot r_{0N} + \left[\frac{\overline{V_0^2}}{\rho_0} \rho_i - \overline{V_i^2} \right] (r_{0N}^2 + c_{0N}^{-2} \omega^{-2}) = \rho_i^2 \cdot \overline{V_i^2}.$$

Le calcul des trois inconnues $\overline{e_{0N}^2}$, r_{0N} , c_{0N} , qui figurent dans cette équation se fait par une méthode de moindres carrés à partir de 30 points de la courbe expérimentale $\overline{V^2} = f(\rho)$; ceci pour avoir une meilleure précision. Il est alors possible d'évaluer tous les éléments des deux schémas équivalents associés au condensateur grâce aux formules données ci-dessus.

Tous ces calculs sont exécutés sur ordinateur.

● Précision avec laquelle il est possible de déterminer les trois inconnues $\overline{e_{0N}^2}$, r_{0N} , c_{0N} , à partir de trois points choisis sur une courbe expérimentale.

— Influence du choix de la position des 3 points sur la courbe $\overline{V^2} = f(\rho)$. Soit une courbe théorique $\overline{V^2} = f(\rho)$ qui ayant été calculée est parfaite.

Choisissons sur celle-ci des ensembles de 3 points dans des régions différentes et effectuons la détermination des 3 inconnues pour chacun des ensembles de points après avoir entaché l'ordonnée du point ayant la plus grande abscisse d'une erreur de + 0,5 % de sa valeur.

On remarque que la détermination des trois inconnues est simultanément la meilleure si les trois points

sont répartis régulièrement dans la partie descendante de la courbe.

— Influence de la précision avec laquelle les points de la courbe expérimentale sont déterminés.

Prenons 3 points régulièrement répartis dans la partie descendante d'une courbe $\overline{V^2} = f(\rho)$ et effectuons la détermination des 3 inconnues pour obtenir des valeurs de référence.

Puis, chacune des coordonnées de chacun de ces points est entachée successivement d'une erreur de $\pm 1\%$, $\pm 2\%$, $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ de sa valeur. Pour chacun des 48 nouveaux ensembles de points ainsi définis on détermine les valeurs correspondantes des 3 inconnues.

On remarque que les valeurs des capacités et des générateurs de tension de bruit sont déterminées avec des précisions du même ordre de grandeur que les différentes erreurs qui ont été respectivement imposées aux valeurs des coordonnées des points.

Par contre les valeurs des résistances ont été trouvées aussi bien négatives que positives, elles ne sont donc pas déterminables.

Cela est dû au fait que les capacités que l'on étudie présentent des facteurs de dissipation D qui sont toujours inférieurs à 2% . Les parties réelles des impédances qui sont toujours négligeables vis-à-vis des parties imaginaires ne sont pas déterminables. Dans ces cas il ne sera pas possible de déterminer les valeurs des éléments des deux schémas équivalents au condensateur C_F puisque r_{ON} est inconnu. Cependant lorsque la résistance r_{ON} ne peut pas être déterminée, la quantité $D_0 \simeq D$ est toujours inférieure à 2% et son carré est négligeable par rapport à l'unité. Cette approximation sera d'autant plus valable que la quantité γ/c_{ON} reste toujours inférieure à $0,05$.

Il est alors possible de déterminer les valeurs des éléments suivants :

$$\overline{e_{sN}^2} \simeq \overline{e_{oN}^2} \left[1 - \frac{\gamma}{c_{oN}} \right]^{-2} \quad c_{sN} \simeq C_{pN} \simeq c_{oN} - \gamma.$$

Mais les valeurs des éléments R_{pN} , r_{sN} , $\overline{E_{pN}^2}$ resteront indéterminables.

B) *Cas particulier.* — On suppose que deux seulement des trois éléments de chacun des schémas équivalents au condensateur C_F sont indépendants.

Posons
$$D = r_{sB} c_{sB} \omega = \frac{1}{R_{pB} C_{pB} \omega}$$

$$\overline{e_{oB}^2} = \overline{e_{sB}^2} \left[1 + \frac{2\gamma}{c_{sB}} + \left(\frac{\gamma}{c_{sB}} \right)^2 (1 + D^2) \right]^{-1} \quad \overline{e_{sB}^2} = \overline{E_{pB}^2} \cdot (1 + D^{-2})^{-1}$$

$$r_{oB} = r_{sB} \left[1 + \frac{2\gamma}{c_{sB}} + \left(\frac{\gamma}{c_{sB}} \right)^2 (1 + D^2) \right]^{-1} \quad r_{sB} = R_{pB} \cdot (1 + D^{-2})^{-1}$$

$$c_{oB} = c_{sB} \frac{1 + \frac{2\gamma}{c_{sB}} + \left(\frac{\gamma}{c_{sB}} \right)^2 (1 + D^2)}{1 + \frac{\gamma}{c_{sB}} (1 + D^2)} \quad c_{sB} = C_{pB} \cdot (1 + D^{-2}) \cdot D^2.$$

Puisqu'il ne sera pratiquement jamais possible de déterminer les valeurs des résistances des schémas équivalents, essayons d'évaluer uniquement les grandeurs qui caractérisent l'impédance du condensateur.

Il faut alors formuler l'hypothèse suivante :

La valeur de chaque générateur de tension de bruit de chacun des schémas équivalents correspond à la tension de bruit thermique engendrée par la résistance qui lui est associée et qui est portée à la température T (1).

Soit :

$$\overline{e_{oN}^2} = 4 kTr_{oN} \Delta f \quad \overline{e_{sN}^2} = 4 kTr_{sN} \Delta f$$

$$\overline{E_{pN}^2} = 4 kTR_{pN} \Delta f.$$

La relation $\overline{V^2} = f(\rho)$ s'écrit alors :

$$\left[\frac{\overline{V_0^2}}{\rho_0} \cdot \frac{T}{T_\rho} \cdot \rho_i^2 - 2 \rho_i \cdot \overline{V_i^2} \right] r_{oN} + \left[\frac{\overline{V_0^2}}{\rho_0} \cdot \rho_i - \overline{V_i^2} \right] (r_{oN}^2 + c_{oN}^{-2} \omega^{-2}) = \rho_i^2 \cdot \overline{V_i^2}.$$

Son étude est faite par une méthode de moindres carrés. Il est alors toujours possible de déterminer les valeurs des deux inconnues r_{oN} et c_{oN} avec des précisions acceptables.

Ainsi si les condensateurs étudiés ne présentent pas de tensions de bruit anormales il sera toujours possible, en formulant cette hypothèse, de déterminer les éléments qui caractérisent leur impédance.

Principe des mesures d'impédance. — Les mesures d'impédance fournissent les valeurs des éléments R_{pB} et C_{pB} .

Un générateur de tension de bruit est alors associé à ces deux éléments en formulant toujours la même hypothèse.

Elle consiste à dire que la source de bruit de la capacité C_F est uniquement due au bruit thermique de la partie réelle de son impédance [1]. Sa valeur est donnée par la formule de Nyquist :

$$\overline{E_{pB}^2} = 4 kTR_{pB} \Delta f.$$

Il est alors possible de calculer tous les autres éléments des schémas équivalents à l'aide des formules suivantes :

Evaluation des densités spectrales de fluctuation de polarisation du diélectrique à partir des résultats obtenus grâce aux deux sortes de mesures effectuées aux bornes du condensateur. — Il est alors possible de calculer la valeur du générateur de courant de bruit de court-circuit $\overline{I_{cc}^2}$ du schéma équivalent en courant au condensateur C_F , soit :

$$\overline{I_{cc(N,B)}^2} = \frac{e_{s(N,B)}^2 \cdot c_{s(N,B)}^2 \cdot \omega^2}{1 + r_{s(N,B)}^2 \cdot c_{s(N,B)}^2 \cdot \omega^2} = \frac{\overline{E_{p(N,B)}^2}}{R_{p(N,B)}^2}.$$

Comme il est toujours possible de développer en série de Fourier les tensions de bruit, on peut calculer à une fréquence donnée FC la valeur quadratique moyenne $\overline{Q^2}$ de la charge fluctuante à partir de la valeur correspondante du générateur de courant $\overline{I_{cc}^2}$:

$$\overline{Q_{(N,B)}^2} = \overline{I_{cc(N,B)}^2} \cdot \omega^{-2}.$$

Les densités spectrales de fluctuation de la polarisation du diélectrique sont alors :

$$\overline{P_{(N,B)}^2} = \overline{I_{cc(N,B)}^2} \cdot (S\omega)^{-2} = \frac{\overline{e_{s(N,B)}^2 \cdot c_{s(N,B)}^2 \cdot S^{-2}}}{1 + r_{s(N,B)}^2 \cdot c_{s(N,B)}^2 \cdot \omega^2}.$$

On remarque que les valeurs de ces densités de fluctuation de polarisation peuvent toujours être déterminées même si au cours des études de bruit effectuées dans le cas général la quantité r_{sN} n'a pas pu être évaluée, dans ces cas on écrira :

$$\overline{P_N^2} \simeq \overline{e_{sN}^2 \cdot c_{sN}^2 \cdot S^{-2}}.$$

Dispositif expérimental. — Schéma : (Fig. 4).

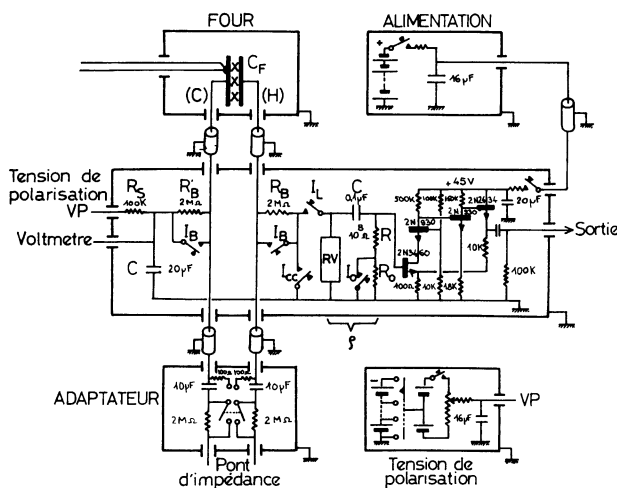


FIG. 4. — Dispositif expérimental.

Le préamplificateur de tension de bruit présente une impédance d'entrée de $10^{11} \Omega$ associée à une capacité de 2,7 pF.

Le circuit placé à l'entrée du préamplificateur comporte l'ensemble qui constitue la résistance variable ρ , le condensateur C_F et le dispositif de polarisation de son diélectrique. Le schéma de câblage

adopté est tel qu'il soit possible de brancher indifféremment le condensateur étudié sans le dépolariser soit au préamplificateur de tension de bruit soit au pont de mesure d'impédance. Dans ce dernier cas il faut utiliser un adaptateur de façon à ne pas court-circuiter le condensateur car le pont utilisé est un pont à transformateur de résistance d'entrée très faible.

Tous les circuits sont protégés par d'épais blindages.

Manipulations préliminaires. — Les droites d'éta-lonnage tracées pour les diverses fréquences de mesures ont permis de déterminer d'une part les valeurs correspondantes des générateurs de tension $\overline{E_{cc}^2}$ équivalents au bruit de court-circuit du préamplificateur et d'autre part les valeurs, en unités arbitraires respectivement choisies, de la quantité $4kT\Delta f$.

Des mesures de bruit et d'impédance ont été réalisées lorsque le porte-échantillon était vide. La courbe de bruit (C_0) obtenue est tracée sur le graphique (A) ; elle a permis de déterminer les valeurs des éléments γ et \mathcal{R} qui interviennent au cours des mesures de bruit.

De même il a été possible de déterminer, grâce aux mesures d'impédance, les valeurs des éléments parasites qui sont placés en parallèle avec le condensateur au cours de ce type de mesure.

Un essai de la méthode de mesure a alors été réalisé. Un condensateur fictif constitué par une capacité parfaite mise en parallèle avec une résistance pour figurer ses pertes a été placé sur le porte-échantillon.

Plusieurs courbes de bruit $\overline{V^2} = f(\rho)$ ont alors été tracées grâce à plusieurs séries de mesures de bruit qui ont été faites en des jours différents pour éliminer l'influence des parasites. De plus des mesures d'impédance ont été effectuées.

Tous les résultats obtenus ont été dépouillés par calcul sur ordinateur.

L'examen des différentes valeurs obtenues pour chacune des grandeurs qui caractérisent le condensateur ou son diélectrique, a permis de déterminer les précisions respectives avec lesquelles on estime pouvoir les évaluer à partir des deux méthodes de mesure. Dans le cas du dépouillement des résultats de mesure de bruit on a distingué le cas où l'on supposait que les trois inconnues de chacun des schémas équivalents étaient indépendantes ou non.

Les précisions obtenues sont données dans le tableau A.

Mesures effectuées sur condensateur à diélectrique ferroélectrique. — Des études similaires ont déjà été entreprises par de nombreux auteurs [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8].

CONDITIONS POUR LESQUELLES LES MESURES ONT ÉTÉ EFFECTUÉES. — Fréquences : FC .

Mesure de bruit 1 000 Hz, 475 Hz, 125 Hz.

Mesure d'impédance 1 000 Hz, 750 Hz, 375 Hz, 208 Hz, 125 Hz.

TABLEAU A
Précisions des différentes mesures

Grandeur	$\overline{e_0^2}$	$\overline{e_s^2}$	$\overline{E_p^2}$	r_0	r_s	R_p	c_0	c_s	C_p	$\overline{I_{cc}^2}$	$\overline{P^2}$	
Unités	$\frac{V^2}{Hz}$			Ω			pF			$\frac{A^2}{Hz}$	$\frac{(Cb/m^2)^2}{Hz}$	
Mesures d'indépendance	1 %	1 %	1 %	1 %	1 %	1 %	0,1 %	0,1 %	0,05 %	1 %	1 %	
Mesures de bruit	2 inconnues	10 %	10 %	15 %	10 %	10 %	15 %	1 %	1 %	2 %	10 %	10 %
	3 inconnues	15 %	15 %	(*)	(*)	(*)	(*)	2 %	2 %	5 %	15 %	15 %

(*) Indéterminable.

— Champs électriques continus : E .
0, 50, 100, 200, 300, 500, 750, 1 250 V/cm.

— Température : T .

10 valeurs prises dans un intervalle de ± 1 °C autour de la température de transition du cristal ferroélectrique. Pour les valeurs extrêmes T_α et T_Ω seules des mesures d'impédance ont été effectuées.

CYCLE DE MESURE. — Pour chacune des valeurs de température un cycle de mesure se déroule pendant une semaine avec un enchaînement imposé par le

temps nécessaire pour que le diélectrique atteigne les différents états d'équilibre qui correspondent aux différentes valeurs du champ électrique auquel il est successivement soumis.

On dira que le diélectrique est en équilibre si les grandeurs qui le caractérisent ne varient pas de plus de 3 % de leur valeur en trois heures. Ce temps est celui qui est nécessaire pour effectuer les trois études de bruit aux trois fréquences choisies. Le cycle de mesure qu'il faut réaliser pour étudier le diélectrique à une température donnée, en fonction du champ continu qui lui est appliqué est donné dans le tableau B.

TABLEAU B

Variation du temps nécessaire pour atteindre l'équilibre en fonction du champ continu appliqué.

Opération	Changement de température $\Delta t < 0,2$ °C champ nul	Valeur des champs continus appliqués (V/cm)								Dépolarisation
		50	100	200	300	500	750	1 250		
Temps nécessaire pour obtenir l'équilibre du diélectrique	4 jours	24 h	12 h	8 h	6 h	4 h	4 h	4 h	4 h	1 h

Il faut noter qu'avant le début des manipulations plusieurs cycles identiques à celui décrit ci-dessus ont été effectués mais sans changer la température du diélectrique. Cette dernière était alors maintenue à une valeur $T_\alpha < T_\Omega$.

Au cours des 10 cycles qui ont été effectués, 192 courbes de bruit ont été tracées.

RÉSULTATS. — Quelques courbes seulement sont présentées à titre indicatif. Leur but est de montrer les variations de certaines grandeurs en fonction des paramètres dont elles dépendent.

Toutes les courbes qui sont tracées sur ces graphiques l'ont été à l'aide des points déterminés à partir des résultats de mesure d'impédance ; ces derniers ne figurent pas sur les réseaux de courbes, ceux qui s'y trouvent sont les points obtenus à partir des résultats de mesure de bruit et qui ont été déterminés en sup-

posant que les trois inconnues de chacun des schémas équivalents sont indépendantes.

L'examen de ces courbes montre clairement la dispersion des couples de valeurs obtenues à partir des deux méthodes de mesure.

— Graphique B.

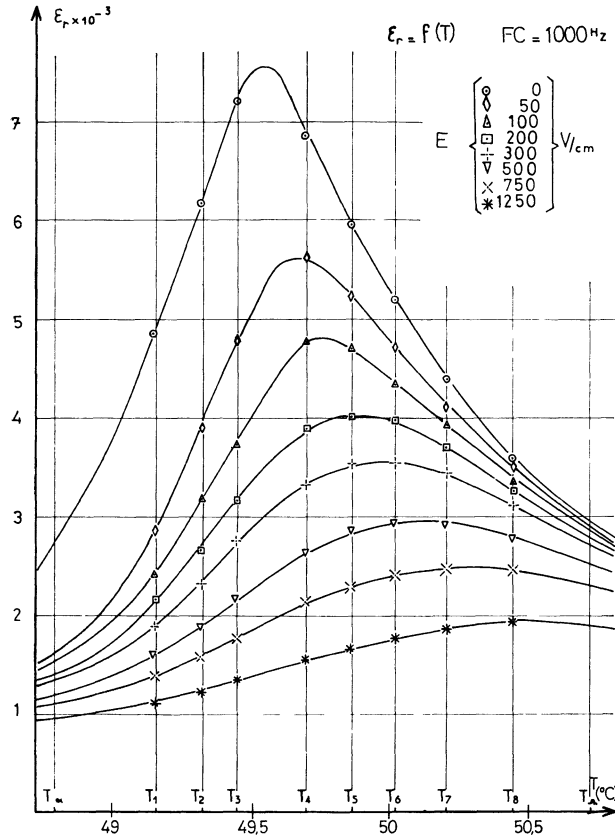
La connaissance de la capacité C_p parallèle équivalente à un condensateur permet de déterminer la valeur de la constante diélectrique relative ϵ_r du diélectrique et de ce condensateur soit :

$\epsilon_r = f(T)$ pour les 8 valeurs de champ continu E ; la fréquence de mesure est de $FC = 1\ 000$ Hz.

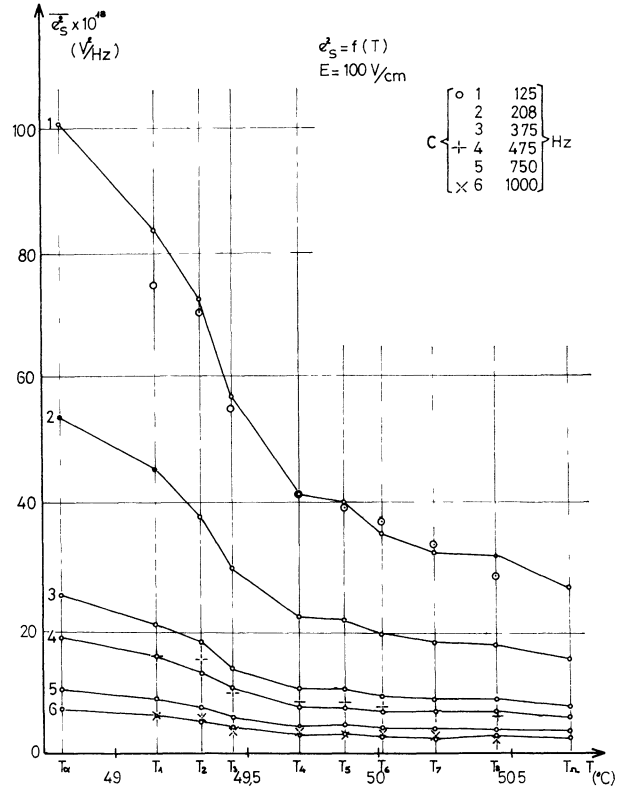
On remarque la dispersion négligeable des points de bruit par rapport aux courbes ; en effet on a :

$$C_{pN} = C_{pB}(1 \pm 0,02).$$

Sur chacun des réseaux de courbes obtenus pour



B. — Variation $\varepsilon(T)$ à partir des mesures de bruit, sous différents champs.



C. — Variation ε_s^2 avec T pour différentes fréquences.

une valeur de la fréquence de mesure on peut vérifier que :

1) La constante diélectrique évaluée à champ électrique nul suit une loi de Curie en fonction de la température.

2) Les déplacements des coordonnées ε_{rm} , T_m des maximums des courbes $\varepsilon_r = f(T)$ en fonction du champ électrique continu E se font suivant des lois établies à partir de la théorie thermodynamique de la ferroélectricité donnée par Devonshire (9).

— Graphique C.

$\varepsilon_s^2 = f(T)$ pour les diverses fréquences FC de mesure ; le champ électrique appliqué dans le diélectrique est de 100 V/cm.

Le but de ces courbes est uniquement de montrer la dispersion des résultats obtenus à partir des deux méthodes de mesure soit :

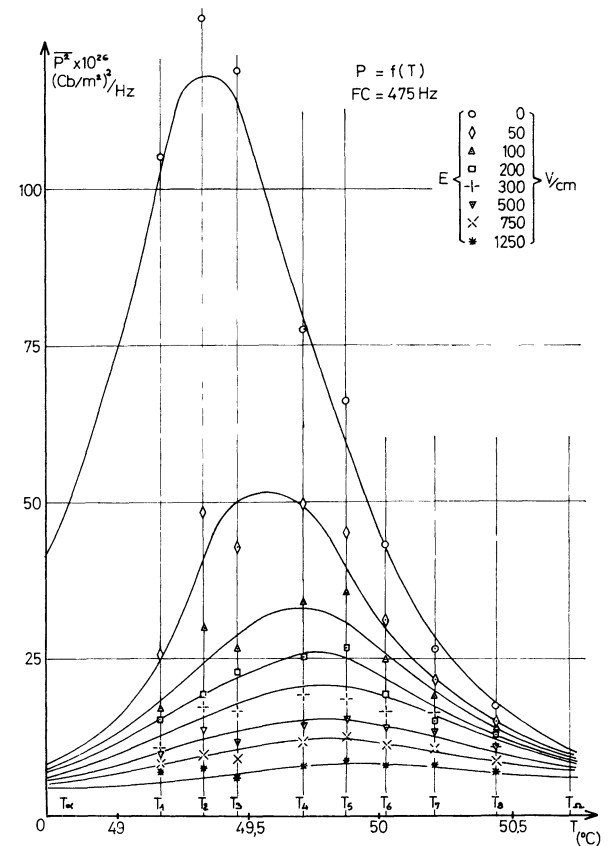
$$\overline{e_{sN}^2} = \overline{e_{sB}^2}(1 \pm 0,15).$$

— Graphique D.

$\overline{P^2} = f(T)$ pour les 8 valeurs de champ continu E ; la fréquence de mesure est $FC = 475$ Hz.

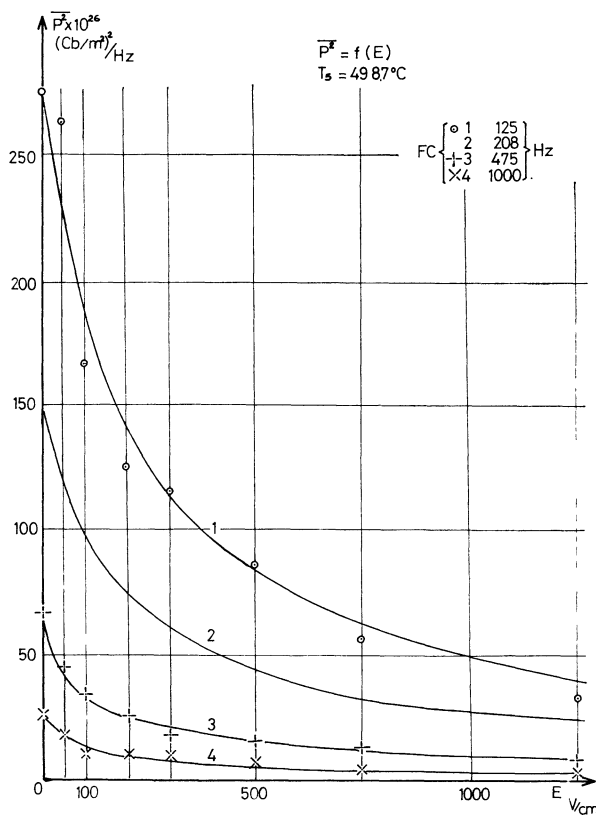
La dispersion des résultats est moyenne puisque l'on constate que :

$$\overline{P_N^2} = \overline{P_B^2}(1 \pm 0,15).$$



D. — Variation de $\overline{P^2}$ avec T pour différents champs.

— Graphique E.



E. — Variation de $\overline{P^2}$ avec E pour différentes fréquences.

$\overline{P^2} = f(E)$ pour 4 valeurs de la fréquence de mesure ; cette étude est faite à la température $T_s = 49,87^\circ\text{C}$.

On constate une décroissance des densités spectrales de fluctuation de la polarisation lorsque le champ électrique appliqué dans le diélectrique croît.

DISCUSSION DES RÉSULTATS. — Au cours de la discussion, on tiendra toujours compte des limitations inhérentes aux méthodes de détermination des différentes grandeurs à partir des résultats de mesure de bruit et d'impédance.

A) *Cas général.* — Les trois inconnues de chacun des schémas équivalents sont supposées être indépendantes.

Puisque nous venons de montrer que les deux valeurs obtenues pour chacune des évaluations de la source de bruit e_s^2 ne différaient jamais de plus de 15 %, on peut dire que :

$$\overline{e_{sN}^2} = 4 k T r_{sB} \Delta f (1 \pm 0,15).$$

Car la détermination de la valeur du générateur $\overline{e_{sB}^2}$ a été faite à partir des résultats de mesure d'impédance en écrivant qu'elle correspondait au bruit thermique de la résistance r_{sB} qui lui est associée. Nous vérifions donc que la source de bruit d'un conden-

teur à diélectrique ferroélectrique de TGS maintenu en équilibre est celle qui correspond aux fluctuations de tension qui apparaissent aux bornes de la résistance qui représente la partie réelle de son impédance.

L'hypothèse qui a été formulée est donc vérifiée expérimentalement. Il n'y a donc pas de bruit anormal au voisinage du point de transition du ferroélectrique TGS maintenu en équilibre lorsqu'il est soumis à diverses valeurs de champ électrique continu.

Puisque les deux évaluations des densités spectrales de fluctuation de la polarisation ont fourni des valeurs qui ne différaient jamais de plus de 15 %, il est aussi possible de dire que cette hypothèse est vérifiée.

Cependant il faut être très prudent quant aux valeurs obtenues. En effet au cours de leur détermination, à partir des valeurs des grandeurs qui caractérisent le condensateur, deux hypothèses ont été formulées.

— La formule qui relie les densités spectrales de fluctuation de polarisation $\overline{P^2}$ à la valeur correspondante du générateur de courant de bruit de court-circuit $\overline{I_{cc}^2}$ associé au condensateur n'est valable que pour une fréquence.

En fait les mesures de bruit ne sont pas effectuées dans des bandes de fréquences suffisamment étroites pour que l'emploi de cette formule soit justifié.

— La méthode de détermination de la valeur du générateur de courant de bruit de court-circuit associé au condensateur n'est valable que dans le cas des réseaux linéaires. Or le milieu ferroélectrique ne l'est pas et, de plus, les fluctuations de sa polarisation peuvent être très différentes si les armatures du condensateur sont reliées électriquement entre elles ou non.

Ces deux hypothèses n'ont pas pu être vérifiées car aucune évaluation des fluctuations de la polarisation n'a pu être faite à partir de calculs théoriques. En effet, les essais de détermination de ces fluctuations à partir de considérations purement thermodynamiques n'ont pas pu être menés à bien.

B) *Cas particulier.* — Deux seulement des trois inconnues de chacun des schémas équivalents sont supposées être indépendantes.

Cette étude a un sens, car nous venons de prouver la validité de l'hypothèse qui doit être formulée lorsque l'on se place dans ce cas.

Les valeurs qui sont alors déterminées sont les composantes de l'impédance du condensateur.

Les résultats sont les suivants :

$$C_{pN} = C_{pB}(1 \pm 0,02) \quad R_{pN} = R_{pB}(1 \pm 0,10).$$

Ces identités ne sont vérifiées que si les mesures d'impédance sont effectuées en appliquant au diélectrique du condensateur des champs alternatifs de mesure de faible amplitude (inférieurs à 0,5 V/cm).

D'autre part, lorsque les valeurs des éléments qui caractérisent l'impédance du condensateur ont été déterminées, à partir des études des tensions de bruit

mesurées à ses bornes, aucun champ de mesure n'a été appliqué dans le diélectrique. Les valeurs ainsi obtenues sont donc vraiment caractéristiques du matériau.

Conclusion. — Un des résultats fondamentaux de cette étude est que la tension de bruit qui apparaît aux bornes d'un condensateur, dont le diélectrique est constitué par un monocristal de TGS maintenu en équilibre et soumis à des champs continus de diverses valeurs, peut être calculée simplement à l'aide de la formule de Nyquist à partir des résultats de mesure de son impédance, à condition que cette mesure soit faite avec un champ alternatif de faible amplitude.

Le deuxième résultat de cette étude est de vérifier la validité des résultats de mesures d'impédance effec-

tuées à l'aide d'un pont aux bornes d'un condensateur à diélectrique ferroélectrique. En effet un tel condensateur n'a pas un comportement linéaire lorsqu'il est soumis à des champs électriques alternatifs d'amplitudes variables. Ce résultat n'est valable que si les mesures d'impédance sont effectuées à champ faible, dans la gamme des fréquences comprises entre 100 Hz et 1 000 Hz lorsque le diélectrique du condensateur est constitué par un monocristal de TGS en état d'équilibre.

Ces états d'équilibre correspondent à une valeur quelconque de la température du diélectrique prise dans le voisinage de sa température de transition et à une valeur quelconque du champ électrique continu auquel il est soumis à condition qu'elle soit inférieure à 1,25 kV/cm.

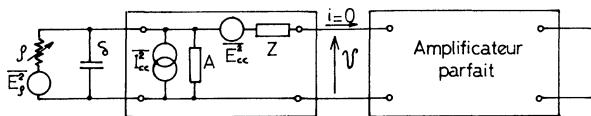
Bibliographie

- [1] NYQUIST (H.), *Phys. Rev.*, 1928, **32**, 110.
 [2] BURGESS (R. E.), *Can. J. of Phys.*, 1958, **36**, 1569-1581.
 [3] BROPHY (J. J.), WEBB (S. L.), *Phys. Rev.*, 1962, **128-2**, 584.
 [4] BITTEL (H.), HELLMISS (G.), UNRUH (H. G.), *Zeit. für Phys.*, 1965, **184**, 1-13.
 [5] Marché DRME, 64-34-147-00-48075-01. Rapport final.
 [6] Marché DRME 64-34-210-00-48075-01. Rapport final.
 [7] MICHÉRON (F.), BAUMBERGER (C.), GODEFROY (L.), Polarization Fluctuation of TGS near the Curie Point. Proceeding of the International Meeting on Ferroelectricity. Praha 1966, **1**, 185.
 [8] ISHIBASHI (Y.), SAWADA (A.), TAKAGY (Y.), *J. Phys. Soc. of Japan*, 1969, **27-3**, 705.
 [9] DEVONSHIRE (A. F.), *Phil. Mag. Sup.*, 1954, **3**, 85-130.

Annexe. — Il est possible de représenter un quadripôle amplificateur bruyant à l'aide de multiples schémas équivalents. Le schéma équivalent que nous prendrons pour étudier l'amplificateur de mesure utilisé comporte deux quadripôles montés en cascade.

Le deuxième quadripôle sera composé par un amplificateur parfait dont le gain en tension est identique au gain de l'amplificateur réel, mais il aura une impédance d'entrée infinie et il ne sera pas bruyant. Le quadripôle placé devant cet amplificateur parfait représentera le bruit de l'amplificateur réel ; il comportera un générateur de courant de bruit associé à une admittance et un générateur de tension de bruit associé à une impédance.

Nous avons donc le schéma équivalent suivant : (Fig. A. 1)



Montrons qu'il est possible de représenter le bruit de l'amplificateur réel utilisé, uniquement par un générateur de tension de bruit placé à son entrée.

Étudions la courbe d'étalonnage (D_0) expérimentale portée sur le graphique (A).

Plaçons à l'entrée de l'amplificateur une capacité δ parfaite en parallèle avec la résistance variable ρ . Cette capacité existe dans tous les montages utilisés, elle figure au moins les capacités des câbles de liaison.

Il est alors facile de montrer que la tension \mathcal{U} qui apparaît aux bornes d'entrée du quadripôle amplificateur parfait a pour expression

$$\mathcal{U} = \frac{E_\rho + \rho I_{cc}}{1 + A\rho + j\omega\rho\delta} + E_{cc}.$$

La tension de bruit sera donc

$$\begin{aligned} \overline{\mathcal{U}^2} = \overline{E_{cc}^2} + \frac{\alpha\rho}{|1 + A\rho + j\omega\rho\delta|^2} + \\ + 2 \overline{\rho I_{cc} E_{cc}} \Re \left(\frac{1}{1 + A\rho + j\omega\rho\delta} \right) \\ + \frac{\rho^2 \overline{I_{cc}^2}}{|1 + A\rho + j\omega\rho\delta|^2} \end{aligned}$$

en posant que :

$$\overline{E_\rho^2} = 4 kT\rho \Delta f = \alpha\rho.$$

1) Pour les valeurs de ρ inférieures à 1 M Ω on constate que la courbe expérimentale (D_e) a pour loi de variation l'expression suivante :

$$\overline{\mathcal{U}^2} = \overline{E_{cc}^2} + \alpha\rho. \quad (A)$$

Or pour les faibles valeurs de ρ nous savons que :

$$a) \omega\rho\delta \ll 1.$$

En effet les fréquences de mesure utilisées varient de 125 Hz à 1 kHz et δ est toujours inférieur à 50 pF.

$$b) \rho A \ll 1.$$

Puisque la mesure de l'impédance d'entrée du pré-amplificateur à la fréquence 1 000 Hz donne une capacité d'entrée de 2,5 pF et pour une fréquence très basse une résistance d'entrée supérieure à $10^{11} \Omega$.

L'expression théorique donnant les variations de la tension de bruit $\overline{V^2}$ pour les faibles valeurs de ρ devient :

$$\overline{V^2} \simeq \overline{E_{cc}^2} + (\alpha + 2 \overline{I_{cc} E_{cc}}) \rho + \rho^2 \overline{I_{cc}^2}. \quad (B)$$

La comparaison des équations expérimentale (A) et théorique (B) valables pour les faibles valeurs de ρ montre que l'on a :

$$\overline{E_{cc}^2} \gg \rho^2 \overline{I_{cc}^2} \quad \rho \in [0 - 10^6 \Omega].$$

L'influence du générateur de courant de bruit pour l'amplificateur utilisé est négligeable vis-à-vis de celle du générateur de tension de bruit. De plus même si les sources de bruit I_{cc} et E_{cc} sont totalement corrélées l'expérience montre que la tension de bruit $\overline{I_{cc} E_{cc}}$ reste négligeable par rapport à la tension de bruit thermique de la résistance variable ρ

$$\overline{E_{\rho}^2} = 4 kT \rho \Delta f.$$

2) Pour les valeurs de ρ supérieures à 1 M Ω on constate que la courbe expérimentale (D_e) passe par un maximum puis décroît.

Si ρ est très grand nous avons $\omega\rho\delta \gg 1$.

L'expression théorique donnant les variations de la tension de bruit $\overline{V^2}$ pour les fortes valeurs de ρ devient :

$$\overline{V^2} = \overline{E_{cc}^2} + 2 \overline{E_{cc} I_{cc}} \Re \left(\frac{1}{A + j\omega\delta} \right) + \frac{\overline{I_{cc}^2}}{|A + j\omega\delta|^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\alpha}{|A + j\omega\delta|^2}.$$

Pour les grandes valeurs de ρ , on doit donc constater sur le graphique (A) que la courbe $\overline{V^2} = f(\rho)$ a pour asymptote une droite de pente -1 . Ceci a été vérifié expérimentalement en mesurant les variations des densités spectrales des tensions de bruit $\overline{V^2}$, qui apparaissent dans une bande de fréquence centrée autour de 1 kHz, aux bornes d'une résistance variable ρ mise en parallèle avec une capacité δ de forte valeur ($\delta \simeq 1\,000$ pF). De plus cette étude a encore montré qu'il n'était pas possible de déceler l'influence du générateur de courant de bruit.