Traitement de l'absorption et de la dispersion diélectriques dans le domaine des très basses fréquences par une méthode d'échantillonnage

G. Noyel, J. Huck, Alberte Bondeau

► To cite this version:

G. Noyel, J. Huck, Alberte Bondeau. Traitement de l'absorption et de la dispersion diélectriques dans le domaine des très basses fréquences par une méthode d'échantillonnage. *Revue de Physique Appliquée*, 1979, 14 (5), pp.653-659. 10.1051/rphysap:01979001405065300 . jpa-00244644

HAL Id: jpa-00244644

<https://hal.science/jpa-00244644>

Submitted on 1 Jan 1979

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
06.50 — 77.40

Traitement de l'absorption et de la dispersion diélectriques dans le domaine des très basses fréquences par une méthode d'échantillonnage

G. Noyel, J. Huck

Laboratoire de physique des matériaux, U.E.R. de Sciences, Université de Saint-Etienne,
23, rue du Docteur-Paul-Michelon, 42023 Cedex Saint Etienne, France

et A. Bondeau

Laboratoire des diélectriques liquides, U.E.R. de Physique, Université de Lyon I,
43, bd du 11-Novembre-1918, 69621 Villeurbanne, France

(Reçu le 25 octobre 1978, révisé le 26 décembre 1978, accepté le 26 janvier 1979)

Résumé. — L'utilisation, aux régimes de très basse fréquence ($< 10^{-1}$ Hz), d'une technique d'échantillonnage et d'un ordinateur numérique, permet de constituer un spectromètre digital adapté à l'étude des propriétés diélectriques des matériaux isolants dans cette partie du spectre. Ce dispositif, réalisé avec des appareils digitaux assez courants et polyvalents, a des performances nettement supérieures à celles de la méthode analogique classique (gains de 5 et 10 sur la précision et la sensibilité de la mesure du facteur de pertes).

Abstract. — A spectrometer using a sampling data process and a digital calculator is designed for the study of the dielectric properties of insulating materials in the very low frequency range ($f < 10^{-1}$ Hz). This device, built from conventional and versatile digital apparatus, performs better measurements than the classical analog systems (improvement ratios of five and ten are obtained, respectively, on accuracy and sensitivity for loss factor determinations).

1. Introduction. — Les informations données par le spectre hertzien de la permittivité complexe ont été largement exploitées depuis longtemps dans des domaines très variés. Elles ont permis la mesure des moments dipolaires moléculaires et contribué à l'étude de la ferroélectricité, des transitions et changements de structure, des défauts de réseau des cristaux, des altérations de structure des polymères, ou encore, des défauts de configuration des systèmes désordonnés au voisinage du zéro absolu.

Bien que les mesures expérimentales soient le plus souvent effectuées dans la bande de fréquences s'étendant des radio- aux hyperfréquences, celles faites aux très basses fréquences (T.B.F.), inférieures au hertz, présentent un double intérêt. Elles sont susceptibles, en effet, de prolonger vers de plus basses températures, les spectres obtenus à des fréquences et à des températures plus élevées, et d'autre part, leur grande sensibilité aux phénomènes de transport de charges permet de déceler et de caractériser des absorptions spécifiques d'une polarisation par charges d'espace, dont on sait qu'en général, les effets ne sont plus perceptibles aux hautes fréquences. L'examen des spectres T.B.F. de cristaux ioniques et de polymères [1], de liquides polaires [2], a ainsi permis de tester divers modèles théoriques, et notamment la dépendance du

temps de relaxation et de la longueur de Debye, ou la saturation de la permittivité statique. De même, la dispersion diélectrique T.B.F. observée dans des couches minces (SiO_2 amorphe et ZnO dopé au Cu) a pu être interprétée en tenant compte du blocage partiel des porteurs, de leur piègeage et des transitions effectuées à partir de pièges situés dans la bande interdite [3], tandis que celle mise en évidence dans des complexes de transfert de charges (pérylène-chloranil) s'explique à l'aide de la conduction électronique par sauts entre pièges localisés [4]. Ces quelques exemples soulignent l'intérêt des mesures T.B.F.

La plupart de ces travaux ont été effectués en mesurant la permittivité complexe par une méthode classique de Lissajous, qui, adaptée aux T.B.F., conduit à l'enregistrement analogique XY d'une ellipse [5]. Les ponts d'impédance classiques ne sont en effet pratiquement pas utilisables aux fréquences inférieures à 20 Hz, et le pont de Scheiber [6], les détecteurs de phase ou les vecteurs-mètres actuels sont eux-mêmes limités en général aux environs du dixième de hertz. Malgré tout son intérêt, la méthode analogique classique présente certains inconvénients pratiques (imprécision, lenteur du dépouillement), et c'est une des raisons pour lesquelles la mise au point de nouvelles méthodes de mesure T.B.F. a fait l'objet

Fig. 1. — Dispositif analogique. Générateur T.B.F. : Systron Donner 410 ou Schlumberger GBM 661 AP. Electromètre : PAR-SSR 136. Table analogique : IFELEC S 200 C.

[Analog system. VLF generator : Systron Donner 410 or Schlumberger GBM 661 AP. Electrometer : PAR-SSR 136. Plotting board : IFELEC S 200 C.]

de travaux récents. Divers montages ont été réalisés, qui diffèrent principalement par le mode d'acquisition et de traitement des données et par la forme du spectre, discret ou continu, du signal d'excitation [7-12]. Ont été ainsi utilisés : des échelons de tension [7], des signaux triangulaires [8], sinusoïdaux avec un traitement par corrélateur couplé à un calculateur numérique [9], à n composantes monochromatiques, la réponse étant dans ce cas décomposée par analyse de Fourier à n points fixes à l'aide d'un miniordinateur [10]. On peut aussi noter les possibilités qu'offrent les analyseurs bicanaux à transformée de Fourier rapide [13]. Certaines de ces méthodes sont basées sur le principe de superposition [7, 8, 10, 11] et ne peuvent donc s'appliquer qu'à des études de matériaux à comportement linéaire, dont l'admittance est indépendante de l'amplitude de la tension d'entrée. Celles qui utilisent un corrélateur, ou l'analyse de Fourier, présentent l'avantage d'éliminer le bruit de fond et les harmoniques, toutefois elles nécessitent une durée d'intégration qui, étalée sur un grand nombre de périodes, devient excessive au voisinage du millihertz.

La méthode directe de mesure de la permittivité complexe T.B.F. que nous proposons utilise et traite le maximum d'informations pendant un intervalle de temps dont on peut limiter la durée à une période seulement. On a utilisé pour cela les possibilités actuelles qu'offrent les calculateurs et l'analyse par échantillonnage. Le couplage d'un calculateur numérique et d'un voltmètre digital multicanaux permet en effet de comparer, à tout instant, l'évolution de la tension appliquée à un échantillon et du courant qui le traverse. Les informations prélevées sont traitées par le calculateur et conduisent finalement à l'enregistrement avec table traçante des spectres de dispersion et d'absorption de l'échantillon dont la réponse peut être linéaire ou non.

2. Principe de la méthode proposée. — 2.1 REMARQUES SUR LA MÉTHODE DE LISSAJOUS (Fig. 1). — On obtient, en l'absence d'harmoniques, une ellipse

dont les caractéristiques permettent de déterminer les amplitudes I_m et V_m du courant et de la tension, et leur déphasage φ . La permittivité complexe du matériau étudié se déduit de ces données, des caractéristiques géométriques de la cellule de mesure, et de l'impédance d'entrée Z_e de l'électromètre (capacité C_e en parallèle avec une résistance R_e). En particulier, le déphasage φ' du courant par rapport à la tension v' appliquée à la cellule diffère de la valeur φ directement donnée par l'ellipse :

$$\varphi' = \varphi + \text{Arctg } R_e C_e \omega.$$

L'emploi de cette méthode s'accompagne d'erreurs inhérentes aux dispositifs mécaniques réalisant l'enregistrement et au dépouillement des graphiques. D'autre part, une critique plus fondamentale peut être avancée : la détermination des valeurs expérimentales I_m , V_m et φ se faisant à partir de trois points seulement du graphique, seule une très faible partie des données enregistrées au cours d'une ou plusieurs périodes est exploitée. Une telle disproportion entre l'information disponible et celle qui est effectivement utilisée se traduit obligatoirement par une perte de précision.

2.2 UTILISATION D'UNE MÉTHODE D'ÉCHANTILLONNAGE. — A la différence du système précédent, le dispositif que nous avons utilisé (Fig. 2) traite le maximum d'informations pour déterminer les amplitudes et les déphasages.

Les signaux $i(t)$ et $v(t)$ sont prélevés par un voltmètre digital multivoies couplé à un calculateur numérique. Le rôle de ce dernier est multiple : il contrôle le pilotage du voltmètre, traite les informations transmises par ce dernier, calcule les amplitudes, le déphasage, puis la permittivité complexe et enfin pilote une table traçante pour l'enregistrement final des spectres d'absorption et de dispersion.

2.2.1 Pilotage du voltmètre. — Le calculateur est programmé pour enregistrer les mesures successives effectuées sur une même voie (cas des mesures d'amplitude) et pour explorer alternativement les voies

Fig. 2. — Spectromètre digital. Générateur T.B.F. : Systron Donner 410 ou Schlumberger GBM 661 AP. Electromètre : PAR-SSR 136. Voltmètre digital multicanaux : Hewlett-Packard 3480-3485. Calculateur et table digitale : HP 9810-HP 9862.

[Digital apparatus. VLF generator : Systron Donner 410 or Schlumberger GBM 661 AP. Electrometer : PAR-SSR 136. Multi-channel digital voltmeter : Hewlett-Packard 3480-3485. Calculator and digital plotter : HP 9810-HP 9862.]

recevant i et v (cas des mesures de déphasage). Dans les deux cas le programme est muni de tests de départ (passage par zéro de l'une ou l'autre grandeur) et de tests d'arrêt (nouveau passage par zéro ou nombre prédéterminé de mesures effectuées). On peut, de plus, utiliser les autres voies du scanner pour relever ou contrôler les valeurs de divers paramètres, en particulier la température de l'échantillon, et munir le programme d'un test n'autorisant l'exécution de mesures isothermes par exemple que lorsque la température affichée est stabilisée.

2.2.2 Détermination des amplitudes. — L'amplitude du courant (ou de la tension) est calculée par estimation de sa valeur quadratique moyenne :

$$I_m = 2 \left[\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i^2 dt \right]^{1/2}$$

l'intégration pouvant s'étendre à un nombre quelconque de demi-périodes. Pour cela, le calculateur prélève systématiquement p valeurs de i (ou v) sur une même voie pendant $T/2$. Au fur et à mesure de leur acquisition, il calcule i^2 et en effectue la sommation donnant :

$$I_m = \left[\frac{2}{p} \sum_{n=1}^p i_n^2 \right]^{1/2}.$$

Deux conditions doivent être remplies pour que cette somme représente correctement l'intégrale précédente :

a) Choix du pas d'intégration. L'intervalle de temps séparant deux prélèvements consécutifs de i est fixé par la durée d'exécution d'une boucle du programme du calculateur, boucle que l'on rend aussi brève que possible au moins pour les plus hautes fréquences. La plus faible valeur réalisée est de 40 ms.

b) Synchronisation du calcul avec l'instant où le courant s'annule. Cette condition est réalisée à l'aide d'un test sur le signe du produit de deux valeurs

consécutives du courant : le calcul ne commence que lorsque le produit prend une valeur négative. Le même test est employé pour arrêter le calcul à la fin d'une demi-période, ou du nombre k de demi-périodes choisi au départ.

2.2.3 Détermination du déphasage. — Lorsque le calcul des amplitudes par intégration est terminé, le déphasage φ est mesuré en prélevant $i(t)$ et $v(t)$ par commutation successive des 2 voies :

$$\varphi = \text{Arc cos } i/I_m - \text{Arc cos } v/V_m = \varphi_i - \varphi_v.$$

Afin de profiter d'un effet de moyenne, un nombre arbitraire de mesures de φ est affiché au départ. Le calcul de φ présente deux difficultés :

a) Correction du délai de changement de voie du scanner : le calculateur prélève en fait un couple de valeurs (i, v) séparées par un intervalle de temps τ correspondant au changement de voie. Des mesures préliminaires nous ont permis de déterminer avec précision ce décalage, et vérifier sa reproductibilité. Il a pu être réduit à 220 ms et la correction correspondante $2\pi f\tau$ sur le déphasage est prise en compte dans le programme.

b) Inversion des fonctions trigonométriques par le calculateur : celui-ci ne donne Arccosinus que dans la détermination principale, de 0 à π . De plus, l'électromètre introduit un déphasage de π sur la lecture du courant. Un examen détaillé des différents cas possibles au cours d'une période montre que :

- lorsque les phases de i et v sont comprises toutes deux soit entre 0 et π , soit entre π et 2π , le déphasage se calcule par

$$\varphi = |\pi - (\varphi_i + \varphi_v)|;$$

- lorsque les phases de i et v sont comprises, l'une entre 0 et π , l'autre entre π et 2π , cette relation n'est plus valable. Ce cas correspond aux valeurs les plus élevées des rapports i/I_m et v/V_m , donc aux déterminations les moins précises de $\varphi_i(t)$ et $\varphi_v(t)$.

Ces valeurs sont éliminées systématiquement en imposant au calculateur de rejeter tous les rapports $i(t)/I_m$ et $v(t)/V_m$ supérieurs à 0,7.

2.2.4 Calcul de la permittivité complexe de l'échantillon. — Les caractéristiques géométriques de la cellule, et les valeurs caractérisant l'impédance d'entrée de l'électromètre, sont introduites au moment de l'entrée du programme. Le calculateur les utilise pour effectuer, à partir de I_m , V_m et φ , la détermination de φ' et des caractéristiques diélectriques du matériau : ϵ' , ϵ'' et $\text{tg } \delta = \epsilon''/\epsilon'$.

2.2.5 Pilotage d'une table traçante. — Le calculateur est couplé à une table traçante numérique, sur laquelle il place les points $\epsilon'(f)$, $\epsilon''(f)$ et $\epsilon''(\epsilon')$. Les mesures sont ainsi immédiatement traduites graphiquement sous forme d'un spectre de dispersion, d'un

Fig. 3. — Organigramme du programme de détermination des amplitudes et du déphasage.

[Flowchart for amplitudes and phase difference determination.]

spectre d'absorption et d'un diagramme de Cole et Cole. La figure 3 donne l'organigramme qui résume les différentes phases permettant, à partir du prélèvement de i et v , d'aboutir au tracé du spectre.

3. Précision des mesures. — 3.1 INCERTITUDE SUR LA MESURE DE L'AMPLITUDE I_m DU COURANT. — 3.1.1 Incertitude causée par le procédé de calcul de I_m . — Pour un signal dépourvu d'harmoniques, le calcul de I_m est entaché d'une erreur systématique, dont l'expression en valeur relative est :

$$\frac{\delta I_m}{I_m} = \frac{1}{p} \sum_{n=0}^{n \leq p} \cos 2(n + \nu) \frac{\pi}{p} \quad (0 \leq \nu < 1),$$

où p est le nombre de mesures effectuées au cours d'une demi-période. ν est un nombre lié à l'intervalle de temps séparant l'instant où le courant s'annule et celui où la première mesure est prélevée. Lorsque cet intervalle de temps coïncide avec le pas d'intégration ($\nu = 0$), l'erreur relative prend sa valeur maximale $1/p$. Ce résultat impose à la méthode une limitation du côté des fréquences élevées de la gamme T.B.F., puisque les caractéristiques de notre appareillage ne permettent pas de réduire le pas d'intégration à moins de 40 ms. Ainsi, à 0,1 Hz, l'erreur relative approche 1 %, mais elle reste inférieure à 0,1 % pour les fréquences n'excédant pas 10^{-2} Hz.

3.1.2 Incertitude correspondant aux appareils de mesure. — L'incertitude absolue Δi sur la lecture du courant par l'électromètre peut aller jusqu'à 4 % du calibre pour les plus fortes impédances d'entrée (10^{11} - $10^{12} \Omega$). Les incertitudes sur une ou deux mesures de courant peuvent donc prendre, comme dans la méthode analogique, des valeurs importantes. En revanche, l'incertitude est fortement réduite par la prise en compte d'un grand nombre de mesures p , qui, avec la méthode digitale proposée peut facilement être très élevé, de l'ordre de 10^4 à 1 mHz. Un calcul simple permet en effet de montrer que :

$$\Delta I_m / I_m = (2/p)^{1/2} \Delta i / I_m.$$

On constate que la méthode d'échantillonnage fait tomber l'incertitude sur I_m à une valeur bien inférieure à ce que produirait une mesure unique de courant. Quant au voltmètre digital, il n'apporte qu'une incertitude négligeable par rapport à la précédente, si sa résolution est suffisante (100 μ V).

3.1.3 Conclusion. Valeur typique de l'incertitude sur l'amplitude du courant. — Les plus faibles valeurs de l'impédance d'entrée de l'électromètre sont utilisées aux plus hautes fréquences et inversement. Il en résulte que les deux causes d'erreur examinées ci-dessus évoluent en sens inverse sur l'ensemble de la gamme T.B.F. Prenons à titre d'exemple $f = 10^{-2}$ Hz. A cette fréquence :

- la méthode de calcul de I_m introduit une incertitude inférieure à 0,1 %,
- la gamme utilisée est couramment 10^{-10} A, valeur pour laquelle Δi est égale à 2 % du calibre. Avec le nombre de mesures effectuées de l'ordre de 1 000 (si on se limite à une demi-période) et en admettant que I_m soit du même ordre que ce calibre, on a une incertitude due à l'appareillage égale à 0,09 %.

Au total, on obtient comme valeur typique de l'incertitude relative sur l'amplitude du courant $\Delta I_m / I_m \approx 0,2$ %.

3.2 INCERTITUDE SUR LA MESURE DE L'AMPLITUDE V_m DE LA TENSION. — La tension est lue directement aux bornes du générateur par le voltmètre, avec une précision très supérieure à celle obtenue lors de la lecture de i par l'intermédiaire de l'électromètre. Si l'on détermine V_m par la méthode de l'échantillonnage, $\Delta V_m / V_m \approx 0,1$ %.

3.3 INCERTITUDE SUR LA MESURE DU DÉPHASAGE. — On obtient, à partir de la relation donnant le déphasage φ :

$$\Delta \varphi = \frac{1}{|\sin \varphi_i|} \frac{\Delta i}{I_m} + |\cotg \varphi_i| \frac{\Delta I_m}{I_m} + \frac{1}{|\sin \varphi_v|} \frac{\Delta v}{V_m} + |\cotg \varphi_v| \frac{\Delta V_m}{V_m}$$

relation en accord avec le fait évident que l'incertitude sur $\sin \varphi$ devient importante au voisinage des maxima de i et v , cela indépendamment de la précision atteinte sur les mesures de i et v elles-mêmes. Deux remarques permettent de ramener $\Delta \varphi$ à une expression beaucoup plus simple que la précédente :

- On effectue un nombre arbitraire N de mesures de φ . L'effet de moyenne correspondant rend les termes en Δi et Δv négligeables devant les autres.

- La limitation imposée aux rapports i/I_m et v/V_m donne aux deux cotangentes la valeur 1 comme limite supérieure. On a alors :

$$\Delta \varphi = \frac{\Delta I_m}{I_m} + \frac{\Delta V_m}{V_m}$$

limite supérieure de l'incertitude absolue sur φ . Une valeur typique de $\Delta \varphi$ sera donc $\Delta \varphi \approx 0,2^\circ$.

4. Précision et sensibilité comparées des méthodes digitale et analogique. — **4.1 MESURE DES IMPÉDANCES.** — L'incertitude relative sur l'impédance est voisine de 0,3 %. Ceci constitue une amélioration notable par rapport à la méthode analogique, avec laquelle la même incertitude ne peut que très difficilement être réduite à 1 %, même dans les cas les plus favorables.

La précision sur la mesure des impédances est donc améliorée d'un facteur supérieur à 3, et la même amélioration est apportée à la sensibilité du dispositif.

4.2 MESURE DES DÉPHASAGES. — L'incertitude absolue $\Delta \varphi$ est indépendante de φ dans la méthode digitale. Pour des valeurs courantes de φ , de l'ordre de 45° , on obtient une valeur typique de l'incertitude relative : $\Delta \varphi / \varphi \approx 0,4$ %.

La situation est très différente dans la méthode analogique :

$$\frac{\Delta \varphi}{\varphi} = \frac{\Delta I_m}{I_m} \left(1 + \frac{1}{\sin \varphi} \right) \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\varphi}.$$

Même en admettant $\Delta I_m / I_m = 1$ %, les plus faibles valeurs de l'incertitude relative atteignent 3 % et ne sont réalisées que pour une zone limitée de valeurs de φ (Fig. 4).

L'amélioration est encore plus nette en ce qui concerne la sensibilité puisque pour toute valeur de φ la méthode digitale détecte une variation de déphasage de l'ordre de $0,2^\circ$, alors que la méthode analogique ne détecte qu'une variation trois fois plus grande, et seulement au voisinage de son maximum de sensibilité.

4.3 MESURE DU FACTEUR DE DISSIPATION. — Il est intéressant de comparer ce que donnent les deux méthodes pour la détermination du facteur de pertes $D = \cotg \varphi$ du circuit complet (échantillon et électromètre).

Pour la méthode digitale : $\Delta D / D = \Delta \varphi / \sin \varphi \cos \varphi$ et la précision est d'autant meilleure que le déphasage est voisin de 45° . Elle est alors voisine de 0,8 %.

Pour la méthode analogique :

$$\Delta D/D = (1 + 1/\sin \varphi) \Delta I_m/I_m \cos^2 \varphi ,$$

quantité qui présente son minimum au voisinage de $\varphi = 30^\circ$ et qui ne descend pratiquement pas au-dessous de 4 % (Fig. 4).

Au maximum de sensibilité, on détectera des variations du facteur de dissipation de 0,07 par la méthode analogique et 0,008 par la méthode digitale.

Fig. 4. — Incertitude relative sur la mesure du déphasage et du facteur de pertes : (1) méthode analogique, (2) méthode digitale.

[Accuracy on phase difference and loss factor measurement : (1) analog system, (2) digital system.]

5. Exemple d'utilisation. — L'étude par les deux méthodes des propriétés diélectriques d'un même matériau polaire, l'Ethyl-2 Hexanol-1 [14], a confirmé l'avantage pratique de la méthode digitale : réduction du temps d'expérimentation d'un facteur supérieur à 2, déroulement automatisé des opérations, amélioration sensible de la précision. Les spectres et le diagramme de Cole et Cole obtenus dans la gamme T.B.F. lorsque le matériau est dans un état vitreux ($\theta_0 = -115^\circ\text{C}$) sont comparables en netteté et régularité à ceux donnés par un pont d'impédance classique entre 20 Hz et 50 kHz lorsque le matériau est liquide ($\theta_1 = -71^\circ\text{C}$), et se superposent très bien (Fig. 5) lorsqu'on les trace en grandeurs réduites :

$$\varepsilon'_n = \frac{\varepsilon' - \varepsilon'_\infty}{\varepsilon'_s - \varepsilon'_\infty}; \quad \varepsilon''_n = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'_s - \varepsilon'_\infty},$$

ε'_s permittivité statique, ε'_∞ permittivité H.F.

6. Conclusion. — Le couplage d'un ordinateur numérique de table et d'un voltmètre digital multicanaux nous a permis de réaliser un ensemble spectrométrique particulièrement bien adapté aux mesures diélectriques dans la bande de fréquences s'étendant

Fig. 5. — Spectres d'absorption et de dispersion et diagramme de Cole et Cole. Mesures effectuées avec le pont d'impédances : Général Radio 1656. * $\theta_0 = -71^\circ\text{C}$; $f_c = 1,05\text{ kHz}$, fréquence de relaxation. Mesures effectuées avec le spectromètre digital : $\circ$ $\theta_1 = -115^\circ\text{C}$; $f_c = 5,96\text{ mHz}$, fréquence de relaxation.

[Absorption and dispersion spectra and Cole and Cole diagram. Measurements carried out with impedance bridge : GR 1656. * $\theta_0 = -71^\circ\text{C}$; $f_c = 1.05\text{ kHz}$. Measurements carried out with digital spectrometer : $\circ$ $\theta_1 = -115^\circ\text{C}$; $f_c = 5.96\text{ mHz}$.]

de 5×10^{-4} à 0,1 Hz. Il convient de noter que cette plage d'utilisation n'est limitée, dans la zone des plus basses fréquences, que par les possibilités propres du générateur de signaux, tandis que sa limitation supérieure résulte du temps de calcul exigé par le programme entre deux mesures successives du signal. L'emploi d'un ordinateur un peu plus rapide suffit pour repousser cette limite à quelques hertz, zone où l'électromètre n'introduit pas encore de distorsion appréciable. L'électromètre est par ailleurs utilisé uniquement comme adaptateur d'impédances, élément indispensable à l'étude des produits très isolants, et peut donc être remplacé par un étage à haute impédance d'entrée et à bande passante suffisante.

Les performances de ce système s'avèrent notablement supérieures à celles du dispositif classique d'enregistrement analogique d'une ellipse, tant au niveau de la précision (incertitude inférieure à 1 %), que de la sensibilité ($D \approx 8 \times 10^{-3}$). La définition des spectres est réglable et permet ainsi des études fines du profil de l'absorption et de la dispersion (10 points par décade, Fig. 5). De plus, le module et la phase pouvant être extraits, chacun, par un traitement du signal limité à une demi-période seulement, il en résulte, aux fréquences les plus basses, un gain de temps appréciable qu'on ne peut obtenir à l'aide d'un traitement par analyse de Fourier.

La polyvalence des appareils formant le spectromètre digital lui procure en outre une grande souplesse d'utilisation. En fonctionnement isofréquence, par exemple, il peut enregistrer et traiter en temps réel les variations de la permittivité différentielle statique en fonction d'un ou plusieurs paramètres à variation programmée (température, tension de polarisation, pression, etc...),

Bibliographie

- [1] MICHEL, R., Thèse de Doctorat d'Etat, Lyon, 1975.
 - [2] RIVART, R., HUCK, J., 4th *International Conference on Conduction and Breakdown in Dielectric Liquids*, T. J. Gallagher (Dublin Editor), 1972.
 - [3] MEAUDRE, R., Thèse de Doctorat d'Etat, Lyon, 1978.
 - [4] CARNOCHAN, P., PETHIG, R., *J. Chem. Soc. Farad. Trans. 1* (1976) 72, 2355.
 - [5] MARTINOT, H., *C.R. Hebd. Séan. Acad. Sci.* **249** (1959) 2734.
 - [6] SCHEIBER, D. J., *J. Res. Nat. Bur. Stand.* **65C** (1961) 23.
 - [7] LE TRAON, A., LE TRAON, F., LE MONTAGNER, S., *C.R. Hebd. Séan. Acad. Sci. B.* **282** (1976) 271.
 - [8] VAN ROGGEN, A., *I.E.E.E. Trans. electr. Insulat.* **13** (1978) 57.
 - [9] TRAVIN, G., Thèse de Doctorat de Spécialité, Lyon, 1978.
 - [10] HAYAKAWA, R., NAMIKI, K., SAKURAI, T., WADA, Y., *Rep. on Prog. in Polym. Phys. in Jap.* **XIX** (1976) 317.
 - [11] HAYAKAWA, R., KANDA, H., SAKAMOTO, M., WADA, Y., *Japan J. Appl. Phys.* **14** (1975) 2039.
 - [12] FELIX, M. C., MAITROT, M., DUFOUR, J., *C.R. Hebd. Séan. Acad. Sci. B.* **285** (1977).
 - [13] SCHWARTZ, P., *Electron. Appl. Indust.* **243** (1977) 29.
 - [14] BONDEAU, A., NOYEL, G., HUCK, J., *C.R. Hebd. Séan. Acad. Sci. C.* **286** (1978) 273.
-