

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 79 25357

(54) Dispositif de mesure spectroscopique et différentielle de l'angle de pertes et de la dispersion de diélectriques et procédé de mise en œuvre.

(51) Classification internationale (Int. Cl.³). G 01 R 27/26.

(22) Date de dépôt..... 11 octobre 1979.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 16 du 17-4-1981.

(71) Déposant : DEBEAU Jean, LE GLAUNEC Annick et BOITTIN Rémi, résidant en France.

(72) Invention de : Jean Debeau, Annick Le Glaunec et Rémi Boittin.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Brevatome,
25, rue de Ponthieu, 75008 Paris.

La présente invention a pour objet un dispositif de mesure spectroscopique et différentielle de l'angle de pertes et de la dispersion de diélectriques à faibles pertes et un procédé de mise en oeuvre. Elle trouve une application dans la caractérisation de matériaux diélectriques destinés par exemple au gainage de câbles ou de fibres optiques ou dans le contrôle de fabrication de diélectriques ou de matières plastiques.

Les mesures habituelles de diélectriques à faibles pertes s'effectuent, soit avec des ponts à transformateurs, soit avec des Q-mètres, soit encore avec des cavités hyperfréquences selon la gamme de fréquences utilisée. L'inconvénient de ces méthodes est qu'elles font appel à des tensions d'excitation sinusoïdales et que chaque mesure ne correspond qu'à une seule fréquence. Si l'on veut changer la fréquence de mesure, il est nécessaire de modifier les réglages dans le cas des ponts, de changer d'inductance avec les Q-mètres et de modifier la cavité hyperfréquence dans le dernier cas. Aussi, la mesure d'un angle de pertes dans une plage de la fréquence étendue requiert-elle beaucoup de temps et d'opérations.

Depuis quelques années se sont développées de nouvelles méthodes de mesure dans lesquelles on utilise, comme excitation, non plus des tensions sinusoïdales mais des tensions en forme d'impulsions et dans lesquelles on effectue un traitement de signal fondé sur la transformation de Fourier. De telles méthodes n'ont pu prendre leur véritable essor que grâce au développement spectaculaire de la mini-informatique qui permet un traitement de signal relativement complexe en un temps très court, la mesure pouvant alors s'effectuer en un temps quasi-réel. L'intérêt fondamental de ces méthodes est de donner en une seule mesure le spectre de grandeurs comme l'angle de pertes de diélectriques et cela dans une large bande de fréquence couvrant pratiquement 100 à 300 harmoniques.

Ces méthodes ont été développées essentiellement pour les diélectriques à fortes pertes pour lesquels les parties réelle et imaginaire de la permittivité sont du même ordre de grandeur dans la bande 0,5-10 GHz. Les techniques utilisées dérivent toutes peu ou prou de celle qui est décrite par A.M. Nicolson et G.F. Ross dans un article intitulé "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques" publié dans la revue "I.E.E.E. Transactions on instrumentation and measurement", vol. I.M. 19, n°4, novembre 1970, pages 377-382.

Par ailleurs, dans l'article de A. Le Traon, F. Le Traon, S. Le Montagner intitulé "Méthodes rapides d'étude des permittivités diélectriques en fonction de la fréquence" et publié dans les Comptes-Rendus à l'Académie des Sciences de Paris, t. 282 (22 Mars 1976) Série B, p. 271-273, il est décrit une méthode de mesure de la permittivité qui utilise, comme excitation électrique, des échelons de tension. Mais compte tenu du principe de cette méthode, celle-ci ne peut s'appliquer encore qu'aux diélectriques à très fortes pertes.

Enfin, l'article de P.J. Hyde, intitulé "Wide-frequency-range dielectric spectrometer" publié dans la revue "Proceedings of the I.E.E.E.", vol. 117, n°9, Septembre 1970, pages 1891-1901, et l'article de G. Edward Johnson, Ernest W. Anderson, Gordon L. Linle et David W. McCall intitulé "Fourier transform dielectric spectrometer" publié dans la revue "American Chemical Society (Division of Organic Coatings)" 1975, vol. 35, (I), pages 404-409, décrivent des méthodes de mesure qui présentent un caractère différentiel et qui permettent d'améliorer la sensibilité de la mesure. Ce dernier paramètre reste néanmoins limité du fait de l'utilisation d'un intégrateur. De plus, la géométrie de la cellule de mesure, la structure du générateur d'impulsions et la nature des circuits électriques associés, ne permettent pas d'effectuer des mesures à des fréquences dépassant 1 MHz.

La présente invention a pour objet un dispositif de mesure qui présente lui aussi un caractère différentiel - car c'est là une condition impérative pour mettre en évidence de faibles pertes diélectriques - mais qui présente sur les dispositifs mentionnés de nombreux avantages et notamment :

- un gain très important (de l'ordre de 10^3 à 10^4) en sensibilité sur le signal de sortie,
- une plage de fréquence plus étendue vers les hautes fréquences,
- une possibilité de tenir compte, d'une part, des défauts de symétrie du montage et, d'autre part, des défauts d'équilibrage des deux capacités et également de la forme des impulsions de mesure ; ceci n'était pas le cas par exemple dans la méthode de Hyde où l'on supposait que le montage était parfaitement symétrique et équilibré, et que les échelons de tension étaient parfaits.

Ces résultats sont obtenus selon l'invention :

- en remplaçant l'intégrateur de l'art antérieur par une résistance (ou une capacité pour les basses fréquences),
- en utilisant des impulsions relativement courtes au lieu d'échelons,
- en veillant à une meilleure adaptation des circuits électriques aux fréquences élevées (certains éléments du circuit sont inspirés des techniques hyperfréquences, et le générateur d'impulsions bipolaires se trouve à l'intérieur même de la cellule de mesure).

De façon plus précise, la présente invention a pour objet un dispositif de mesure spectroscopique et différentielle de l'angle de pertes et de la dispersion d'un diélectrique à faibles pertes, ce dispositif comprenant deux condensateurs C_1 et C_2 dont l'un est apte à recevoir un échantillon du diélectrique à mesurer, un générateur délivrant une tension variable appliquée aux condensateurs, un moyen de traitement de la tension $v_g(t)$ apparaissant aux bornes des condensateurs, ce moyen étant apte à effectuer

essentiellement une transformation de Fourier de cette tension, ce dispositif étant caractérisé en ce que le générateur de tension est un générateur bipolaire qui engendre deux impulsions de tension $v_1(t)$ et $v_2(t)$ d'amplitudes égales mais de polarités opposées, ces impulsions étant appliquées respectivement aux deux condensateurs C_1 et C_2 , lesquels ont par ailleurs un point commun où est prélevée la dite tension $v_g(t)$.

De toute façon, les caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront mieux après la description qui suit, d'exemples de réalisation donnés à titre explicatif et nullement limitatif. Cette description se réfère à des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 est un schéma de principe du dispositif de l'invention,

- la figure 2 est un schéma de principe d'un générateur d'impulsions bipolaires applicable à l'invention,

- la figure 3 est un schéma du dispositif de l'invention incluant le générateur d'impulsions bipolaires,

- la figure 4 illustre un mode particulier de réalisation du générateur d'impulsions,

- la figure 5 est une vue en coupe d'un exemple de réalisation d'une cellule de mesure ;

- la figure 6 est un schéma de principe d'un générateur avec ses lignes de liaison,

- la figure 7 est un schéma d'un circuit imprimé permettant de réaliser des connexions,

- la figure 8 est un dessin d'un circuit imprimé de type microbande (en terminologie anglosaxonne : "micro-strip") relatif aux lignes de liaison entre les deux condensateurs,

- la figure 9 est un schéma de principe d'un ensemble de mesure et de traitement.

Le dispositif représenté schématiquement sur la figure 1 comprend deux condensateurs C_1 et C_2 à écartement réglable, un générateur composé d'une source g_1 , d'impédance interne Z_1 et d'une source g_2 d'impédance interne Z_2 ;

la source g_1 délivre une tension $v_1(t)$ en forme d'impulsion brève qui est appliquée à C_1 et la source g_2 une tension $v_2(t)$ égale à $-v_1(t)$ et qui est appliquée à C_2 . Les condensateurs C_1 et C_2 ont un point commun S relié à la masse par une faible résistance R (dans le cas des hautes fréquences entre 1 et 100MHz) aux bornes de laquelle est prélevée une tension $v_s(t)$. Vers les basses fréquences (jusqu'à 1 ou 10MHz), le point commun est relié à la masse par une capacité (capacité des lignes de liaison entre les condensateurs côté sortie, et le connecteur de sortie), afin de ne pas altérer la sensibilité du montage.

Lorsqu'un diélectrique est introduit dans l'un des condensateurs, par exemple C_1 , tout se passe comme si une résistance R' était connectée aux bornes de ce condensateur, la valeur de R' étant :

$$R' = \frac{1}{C_1 \omega \tan \delta}$$

où C_1 est la capacité dudit condensateur, ω la pulsation et δ l'angle de pertes du diélectrique.

Lorsque le diélectrique est sans pertes, R' est infini et la tension de mesure $v_s(t)$ est nulle par raison de symétrie. Lorsque le diélectrique présente des pertes, R' n'est plus infini, la symétrie du montage est rompue et une tension $v_s(t)$ apparaît en S. Un traitement approprié de cette tension permet de mesurer les pertes en question comme il va être décrit maintenant.

Dans ce qui suit, on note :

$V_1(f)$ la transformée de Fourier de $v_1(t)$,
 $V_2(f)$ la transformée de Fourier de $v_2(t)$, et
 $V_s(f)$ la transformée de Fourier de $v_s(t)$.

Pour représenter ces défauts de symétrie du montage, on écrira :

$$V_2(f) = -V_1(f) [1 + \epsilon - j \alpha] \quad (1)$$

$$C_2 = C_1 (1 + \sigma) \quad (2)$$

avec ϵ , α et σ tous très inférieurs à 1. Les coefficients ϵ et α représentent, respectivement, une petite différence d'amplitude et de phase entre $v_1(t)$ et $v_2(t)$ et σ correspond à un petit déséquilibre entre les deux capacités.

Dans ces conditions, on a :

$$V_S(f) \left[\frac{1}{C_1 R \omega} + \operatorname{tg} \delta + j(2 + \sigma) \right] = V_1(f) \left[(\operatorname{tg} \delta - \alpha) - j(\varepsilon + \sigma) \right] \quad (3)$$

comme $\operatorname{tg} \delta \ll 1$ et $\sigma \ll 1$, on a :

$$\frac{V_S(f)}{V_1(f)} = \frac{\operatorname{tg} \delta - \alpha - j(\varepsilon + \sigma)}{\frac{1}{C_1 R \omega} + 2j} = \frac{R C_1 \omega [\operatorname{tg} \delta - \alpha - j(\varepsilon + \sigma)]}{1 + 2j C_1 R \omega} \quad (4)$$

En posant :

$$\operatorname{tg} \delta - \alpha = A \quad (5) \text{ et}$$

$$\varepsilon + \sigma = B \quad (6)$$

on peut écrire :

$$\frac{V_S(f)}{V_1(f)} = \frac{R C_1 \omega}{1 + 2j C_1 R \omega} [A + j B] \quad (7)$$

Cette dernière relation permet d'établir la procédure de mesure :

- 1) on introduit le diélectrique à mesurer entre les armatures du condensateur C_1 et on agit sur une commande de réglage de l'écartement entre armatures de manière à remplir au mieux le condensateur C_1 ;
- 2) on agit sur le condensateur C_2 de manière à rendre minimale l'amplitude crête à crête de la tension de sortie $v_S(t)$; alors C_2 est peu différent de C_1 .
- 3) on enregistre $v_S(t)$ et $v_1(t)$;
- 4) on calcule des transformées de Fourier $V_S(f)$ et $V_1(f)$ puis le rapport $V_S(f)/V_1(f)$; les coefficients A et B de la relation (7), que l'on désignera par A_1 et B_1 , sont alors connus ;
- 5) on enlève le diélectrique du condensateur C_1 et on minimise à nouveau la tension $v_S(t)$ mais uniquement en agissant sur C_1 ;
- 6) après enregistrement de $v_S(t)$ et $v_1(t)$ on détermine les nouveaux coefficients A et B qui prennent les valeurs A_2 et B_2 .

En supposant que les pertes diélectriques dans l'air sont négligeables par rapport à celles du diélectri-

que que l'on veut mesurer (ce qui est toujours le cas), on a d'après les relations (5) et (6) :

$$\operatorname{tg} \delta - \alpha = A_1$$

$$-\alpha = A_2$$

$$\varepsilon + \sigma_1 = B_1$$

$$\varepsilon + \sigma_2 = B_2$$

$$5 \quad \text{d'où } \operatorname{tg} \delta(f) = A_1 - A_2 \quad (8)$$

$$\text{et } \Delta \varepsilon_r(f) = \sigma_1(f) - \sigma_2(f) = B_1 - B_2 \quad (9)$$

La relation (8) donne les variations de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la fréquence et la relation (9) celles de la dispersion de la permittivité relative du diélectrique à mesurer.

On peut remarquer que :

- cette procédure de mesure permet d'éliminer les défauts de symétrie des tensions $V_1(f)$ et $V_2(f)$, à condition, bien sûr, qu'ils soient, au pire, du même ordre de grandeur que $\operatorname{tg} \delta$;
- le déséquilibre entre les deux capacités C_1 et C_2 n'affecte pas la précision de la mesure, à condition encore que ce déséquilibre soit au pire du même ordre de grandeur que $\operatorname{tg} \delta$. En fait, C_1 et C_2 doivent être aussi proches l'une de l'autre, uniquement pour mesurer $v_s(t)$ avec la meilleure précision absolue possible ; cela conduit à rendre $v_s(t)$ minimale pour que l'incertitude de mesure absolue $\Delta v_s(t)$ soit elle aussi minimale lorsque l'incertitude relative $\Delta v_s/v_s$ est constante (cas d'un oscilloscope à échantillonnage précédé, si besoin est, d'un amplificateur).

Ces considérations sur le procédé de mesure ayant été exposées, un exemple de réalisation du dispositif de l'invention va maintenant être décrit en considérant d'abord le générateur d'impulsions bipolaires puis la cellule de mesure proprement dite.

Le générateur d'impulsions est schématisé sur la figure 2. Il comprend une source de tension continue 10, un condensateur C_0 relié à ladite source par une résistance R_C et à la masse par une résistance R_2 , un interrupteur 14 relié, d'une part, à R_C et C_0 , d'autre part au potentiel de

masse par une résistance R_1 , et un circuit 16 de commande de l'état de cet interrupteur. La résistance R_c est très supérieure aux résistances R_1 et R_2 . Les deux impulsions de tension $v_1(t)$ et $v_2(t)$ sont prélevées aux bornes des résistances R_1 et R_2 .

Le fonctionnement de ce circuit est le suivant.

Lorsque l'interrupteur 14 est ouvert, le condensateur C_o se charge à travers la résistance R_c à la tension de la source 10. La fermeture de l'interrupteur provoque la décharge de C_o dans les résistances R_1 et R_2 aux bornes desquelles apparaissent donc deux tensions $v_1(t)$ et $v_2(t)$. Si $R_1 = R_2$, on a évidemment $v_1(t) = -v_2(t)$ quel que soit t .

La figure 3 illustre le montage global du dispositif, les références et notations étant les mêmes que pour les deux figures précédentes.

En supposant que $C_1 = C_2 = C$ et que le temps de commutation est négligeable devant la constante de temps τ définie par la relation (10) :

$$\tau = Z (C + 2C_o) \quad (10)$$

on a :

$$v_1(t) = v_2(t) = 0 \text{ pour } t \leq 0$$

$$v_1(t) = -v_2(t) = E \frac{C_o}{C + 2C_o} e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ pour } t > 0 \quad (11)$$

Le spectre de $v_1(t)$ est :

$$V_1(f) = E \frac{C_o}{C + 2C_o} \times \frac{\tau}{1 + j2\pi f\tau} \quad (12)$$

La relation (7), qui donne l'expression de la tension de sortie $V_s(f)$ en fonction de la tension d'entrée $V_1(f)$, peut se mettre alors sous la forme :

$$V_s(f) = V_1(f) \times K(f) \times [A + jB] \quad (13)$$

Le produit $V_1(f) \times K(f)$ caractérise la sensibilité du montage. D'après (7) le module de $K(f)$ décroît avec la fréquence. Cette décroissance peut être compensée par un choix judicieux de τ , comme l'indique l'expression (12) et le montre l'exemple suivant :

On désire mesurer les pertes d'un diélectrique entre 1 et 100 MHz avec $R = 50\Omega$ et $C_1 = C_2 = 40 \text{ pF}$; on trouve :

$$5 \quad - \text{ à 1MHz : } |K| = 12,6 \cdot 10^{-3} \text{ et } \left| \frac{\tau}{1 + j\omega\tau f} \right| = \begin{cases} 10 \cdot 10^{-9} \text{ pour } \tau = 0,01\mu\text{s} \\ 86 \cdot 10^{-9} \text{ pour } \tau = 0,1\mu\text{s} \\ 160 \cdot 10^{-9} \text{ pour } \tau = 1\mu\text{s} \end{cases}$$

$$- \text{ à 100MHz : } |K| = 0,47 \text{ et } \left| \frac{\tau}{1 + j\omega\tau f} \right| = 1,6 \cdot 10^{-9} \text{ pour } \tau > 0,01\mu\text{s}$$

10 d'où un choix raisonnable de τ à $0,1\mu\text{s}$, cette valeur ne devant pas être trop grande car la durée des tensions $v_1(t)$ et $v_s(t)$ doit être compatible avec le calcul numérique de la transformée de Fourier.

15 On remarquera qu'il est possible de rendre le coefficient K indépendant de la fréquence en prélevant le signal de sortie sur un condensateur de valeur C' et non plus sur une résistance, auquel cas :

$$K = \frac{1}{2 + j \frac{C'}{C_1}}$$

20 Mais comme les connexions ne peuvent se faire, dans ce cas, à l'aide d'une ligne 50Ω , la fréquence maximale d'utilisation du montage sera beaucoup moins élevée.

25 L'interrupteur 14 peut être constitué par un transistor fonctionnant en régime d'avalanche. Ce composant permet d'engendrer, entre collecteur et émetteur, un échelon de tension de l'ordre de 90 volts avec un temps de transition inférieur à 1 ns lorsque l'on applique à l'entrée du circuit une tension d'environ 1 volt.

30 La figure 4 représente le circuit de commande d'un tel transistor. Il comprend trois résistances 21, 22, 23, un condensateur 24 et une horloge 26 qui engendre une impulsion 28 rendant passant le transistor, autrement dit fermant l'interrupteur.

35 En ce qui concerne maintenant la cellule de mesure proprement dite, elle est représentée sur la figure 5, en coupe transversale.

Selon le mode de réalisation illustré, les condensateurs C_1 et C_2 et leur circuit d'excitation sont disposés à l'intérieur d'une enceinte métallique 30. Chaque condensateur est constitué par deux disques biseautés métalliques, respectivement 31_1 , 32_1 et 31_2 , 32_2 , par exemple en laiton. L'armature fixe 31_2 , 32_2 est isolée du fond 34 de l'enceinte par une pièce circulaire isolante 36_1 , 36_2 qui présente une rainure 38_1 , 38_2 permettant le passage d'un conducteur de liaison. L'armature mobile 32_1 , 32_2 est reliée à une butée micrométrique 40_1 , 40_2 par l'intermédiaire d'un isolant 42_1 , 42_2 . Les butées micrométriques ne sont pas identiques, l'une 40_1 , comporte un dispositif de friction et une graduation 44 ; sa sensibilité est de $1\mu\text{m}$; elle correspond au condensateur C_1 qui doit recevoir le diélectrique à mesurer ; l'autre, 40_2 , est à filetage différentiel, ce qui permet d'obtenir une sensibilité de $0,1\mu\text{m}$ sur le déplacement. Toutes deux sont accessibles de l'extérieur de l'enceinte 30.

Les composants du générateur d'impulsions sont câblés sur un circuit imprimé 46 en mylar cuivré, par exemple de $160\mu\text{m}$ d'épaisseur ($125\mu\text{m}$ de mylar + $35\mu\text{m}$ de cuivre). Le circuit 46 est placé sur le fond 34 de l'enceinte 30.

La figure 6 représente un schéma possible pour les lignes de liaison du dispositif, les références étant déjà celles qui ont été indiquées. La résistance interne R_1' et R_2' des générateurs appliquée aux condensateurs C_1 et C_2 doit avoir une faible valeur par rapport à $\frac{1}{C_1 2 \pi f}$ jusqu'à la fréquence maximale de mesure ; d'où le choix de la valeur $5,5\Omega$ retenue pour les résistances R_1' et R_2' disposées en parallèle avec l'impédance de la ligne qui, elle, est de 50Ω . La liaison entre le transistor (schématisé par l'interrupteur 14) et les capacités C_1 et C_2 se fait à l'aide de ligne type microbande ("microstrip") de 5Ω . Ce sont ces lignes, de faibles impédances caractéristiques, qui imposent le choix d'un circuit imprimé à faible épaisseur de diélectrique.

La figure 7 représente le dessin d'un circuit imprimé pouvant être utilisé pour constituer un générateur. Les résistances R_1' et R_2' et la capacité C_0 sont des composants de type "pavé" pour circuit hybride. Ils permettent
5 de réduire à leur minimum les éléments parasites. Pour une raison analogue R_1' et R_2' sont placés le plus près possible des capacités C_1 et C_2 .

La figure 8 représente le dessin d'un circuit imprimé relatif aux lignes de liaison entre les condensateurs
10 C_1 et C_2 côté sortie. Les lignes comprennent deux tronçons 51 et 52 d'impédance caractéristique 20Ω et un tronçon 54 d'impédance caractéristique 50Ω . Le choix de l'impédance caractéristique de 20Ω correspond à une valeur optimale permettant de réduire l'influence sur la mesure des lignes
15 de liaison entre C_1 et C_2 , côté sortie, et cela jusqu'à 100 MHz . Ces lignes de 20Ω , ainsi que la ligne de sortie de 50Ω , sont du type "microstrip" réalisées sur un circuit souple en kapton cuivré de $160\mu\text{m}$ d'épaisseur ($125\mu\text{m}$ de kapton + $35\mu\text{m}$ de cuivre).

20 L'ensemble du dispositif de mesure et de traitement est représenté figure 9. Il comprend une cellule de mesure 60, un oscilloscope à échantillonnage 62, tous deux commandés par une horloge 64, un miniordinateur 64 relié à une console de visualisation 66. Une horloge 64 commande,
25 d'une part, le déclenchement du générateur d'impulsions bipolaires qui se trouve à l'intérieur de la cellule 60 et, d'autre part, la synchronisation de l'oscilloscope à échantillonnage 62.

La cellule de mesure comporte trois sorties 71,
30 72 et 73 qui délivrent respectivement les tensions $v_s(t)$, $v_1(t)$ et $v_2(t)$. Chaque sortie est chargée par une impédance de 50Ω , soit à l'entrée de l'oscilloscope à échantillonnage (résistance 74), soit par une résistance coaxiale de 50Ω (résistances 75, 76, 77). Un commutateur 78 permet d'envoyer à l'oscilloscope la tension $v_s(t)$ et la tension $v_1(t)$
35 (dans le cas représenté) ou la tension $v_2(t)$ (cas non représenté).

Le miniordinateur 62 a pour rôle de calculer les transformées de Fourier de $v_s(t)$ et $v_1(t)$, soient $V_s(f)$ et $V_1(f)$, et le rapport $V_s(f)/V_1(f)$, d'où $\text{tg}\delta(f)$ et $D\epsilon_r(f)$. Compte tenu de la capacité mémoire du miniordinateur, le signal $v(t)$ peut être échantillonné par exemple en 1024 points, ce qui donne 512 points dans l'espace des fréquences ; mais comme pratiquement le rapport signal à bruit décroît avec la fréquence, le nombre de points dans l'espace des fréquences est limité à environ 100 à 200 points.

Entre la cellule et l'oscilloscope peut être intercalé un filtre passe-bas 80 (100MHz) qui a un double rôle :

- diminuer l'amplitude des signaux temporels, ce qui permet d'augmenter la résolution de la mesure ;
- rendre ces signaux plus aptes à l'échantillonnage donc au calcul de la transformée de Fourier (conformément au théorème de Shannon).

Pour mesurer $v_1(t)$ on peut intercaler un atténuateur 82 entre la sortie 72 et le commutateur 78. De même, pour mesurer $v_s(t)$ avec toute la dynamique de l'oscilloscope, on peut placer, avant le filtre 80, un amplificateur 81.

Une description plus détaillée du fonctionnement d'un ensemble oscilloscope-miniordinateur est donnée dans l'article de J. ANDREWS et W. GANS intitulé "Time domain automatic network analyser" publié dans la revue "L'onde Electrique", vol. 55, n° 10, décembre 1975, pages 569-574 et dans la communication de W. GANS, J. ANDREWS, S. RJAD, A. GONZANNET, J. DEBEAU intitulée "Application of an automated pulse measurement system to telecommunication measurement" faite au "Colloque International sur la mesure en Télécommunications", LANNION-octobre 1977.

REVENDICATIONS

1. Dispositif de mesure spectroscopique différentielle de l'angle de pertes et de la dispersion d'un diélectrique à faibles pertes, ce dispositif comprenant deux condensateurs C_1 et C_2 dont l'un est apte à recevoir
5 un échantillon du diélectrique à mesurer, un générateur délivrant une tension variable appliquée aux condensateurs, un moyen de traitement de la tension $v_s(t)$ apparaissant aux bornes des condensateurs, ce moyen étant apte à effectuer essentiellement une transformation de Fourier de cette tension,
10 caractérisé en ce que le générateur de tension est un générateur bipolaire qui engendre deux impulsions de tension $v_1(t)$ et $v_2(t)$ d'amplitudes égales mais de polarités opposées, ces impulsions étant appliquées respectivement aux deux condensateurs C_1 et C_2 , lesquels ont par ailleurs
15 un point commun où est prélevée ladite tension $v_s(t)$.

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que le générateur d'impulsions bipolaire comprend une source de tension continue, un condensateur C_0 relié à ladite source par une résistance R_c et à la masse
20 par une résistance R_2 , un interrupteur relié, d'une part à R_c et C_0 , d'autre part à la masse par une résistance R_1 , et un circuit de commande de l'état de cet interrupteur, les deux impulsions de tension $v_1(t)$ et $v_2(t)$ étant prélevées aux bornes des résistances R_1 et R_2 .

25 3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que l'interrupteur est un transistor fonctionnant en régime d'avalanche.

4. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que chaque condensateur est constitué par deux
30 disques métalliques en regard, disposés dans une enceinte métallique, l'un des disques de chaque condensateur étant fixé sur le fond de l'enceinte par l'intermédiaire d'une

pièce isolante électrique et l'autre étant mobile et relié à une butée à déplacement micrométrique réglable accessible de l'extérieur, le générateur d'impulsions étant disposé à l'intérieur de l'enceinte.

5 5. Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que les composants du générateur bipolaire sont câblés sur un circuit imprimé à faible épaisseur de diélectrique disposé sur le fond de l'enceinte.

10 6. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les liaisons électriques entre composants sont des lignes de type "micro-bande".

7. Procédé de mise en oeuvre du dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que :

- 15 a) on introduit le diélectrique à mesurer entre les armatures de l'un des condensateurs (C_1),
b) on agit sur l'écartement des armatures de l'autre condensateur (C_2) de manière à rendre minimale l'amplitude crête à crête de la tension $v_s(t)$,
20 c) on mesure la tension $v_s(t)$ et la tension $v_1(t)$ prélevée aux bornes du condensateur C_1 et on fait calculer par le circuit de traitement les transformées de Fourier $V_s(f)$ et $V_1(f)$ des tensions $v_s(t)$ et $v_1(t)$ ainsi que le rapport $V_s(f)/V_1(f)$ et les parties réelle A_1 et imaginaire B_1 de ce rapport,
25 d) on retire le diélectrique du condensateur C_1 et on agit sur l'écartement des armatures de ce même condensateur pour rendre minimale la tension $v_s(t)$,
e) on enregistre encore les tensions $v_s(t)$ et $v_1(t)$ et on
30 fait calculer au circuit de traitement la nouvelle valeur du rapport $V_s(f)/V_1(f)$ et les nouvelles valeurs A_2 et B_2 des parties réelle et imaginaire de ce nouveau rapport,
f) on fait calculer par le circuit de traitement les différences A_1-A_2 et B_1-B_2 qui correspondent respectivement à
35 la tangente de l'angle de pertes et à la dispersion de la permittivité.

1/6

FIG. 1

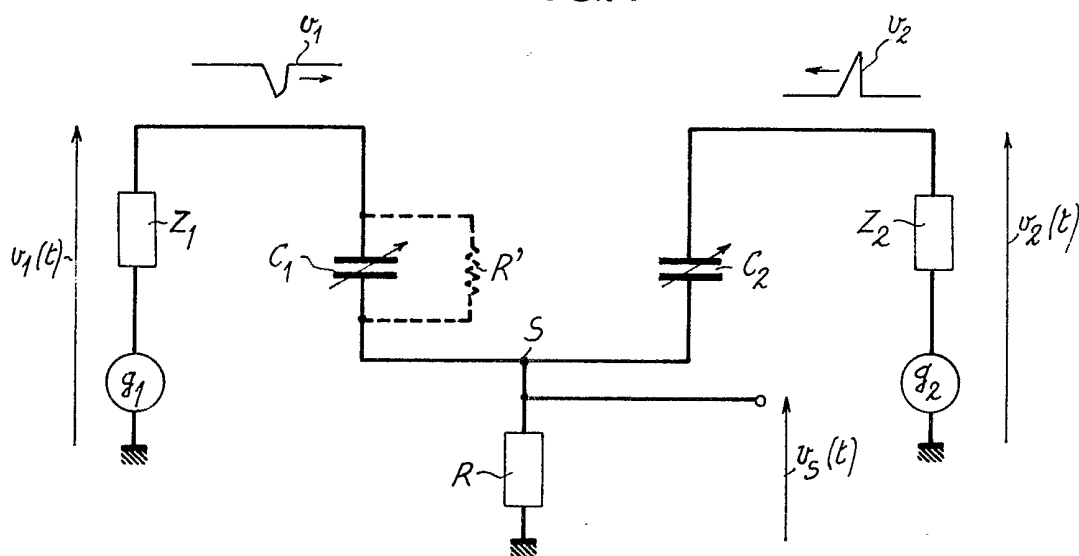
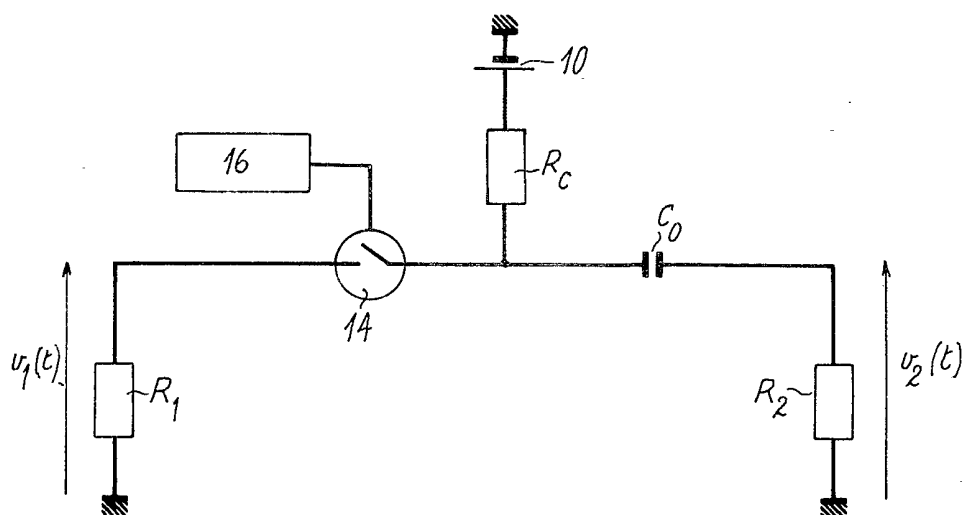


FIG. 2



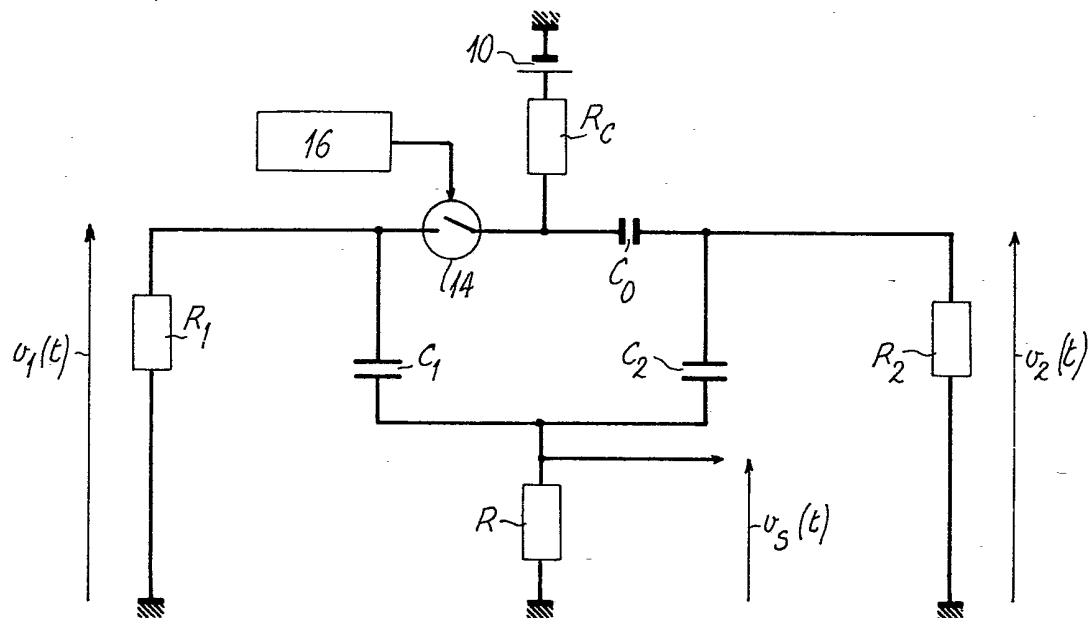
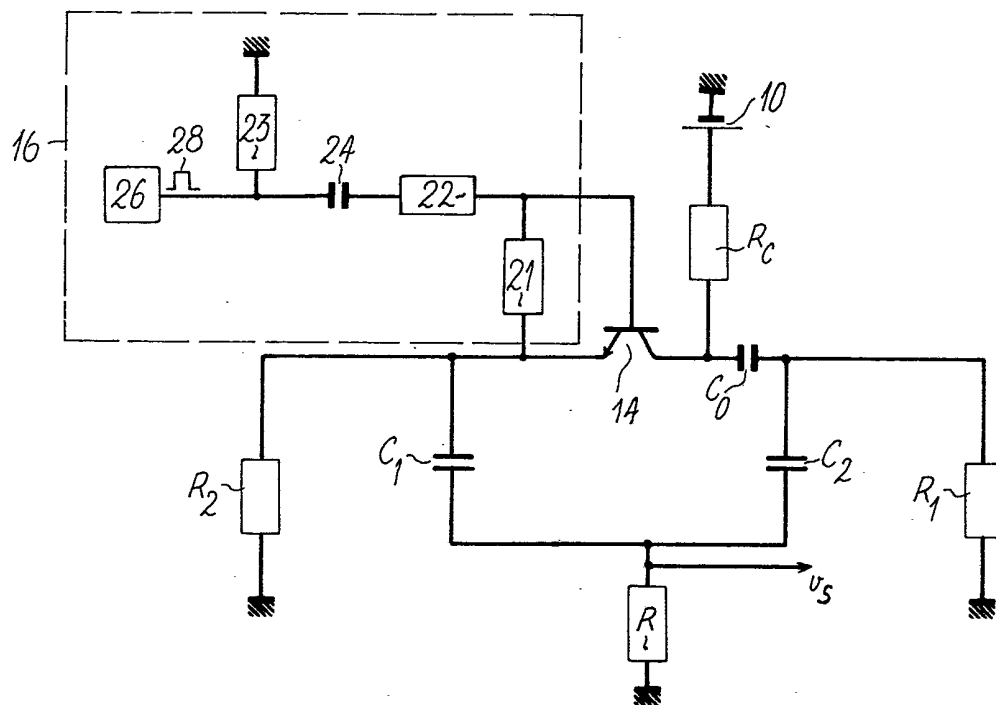
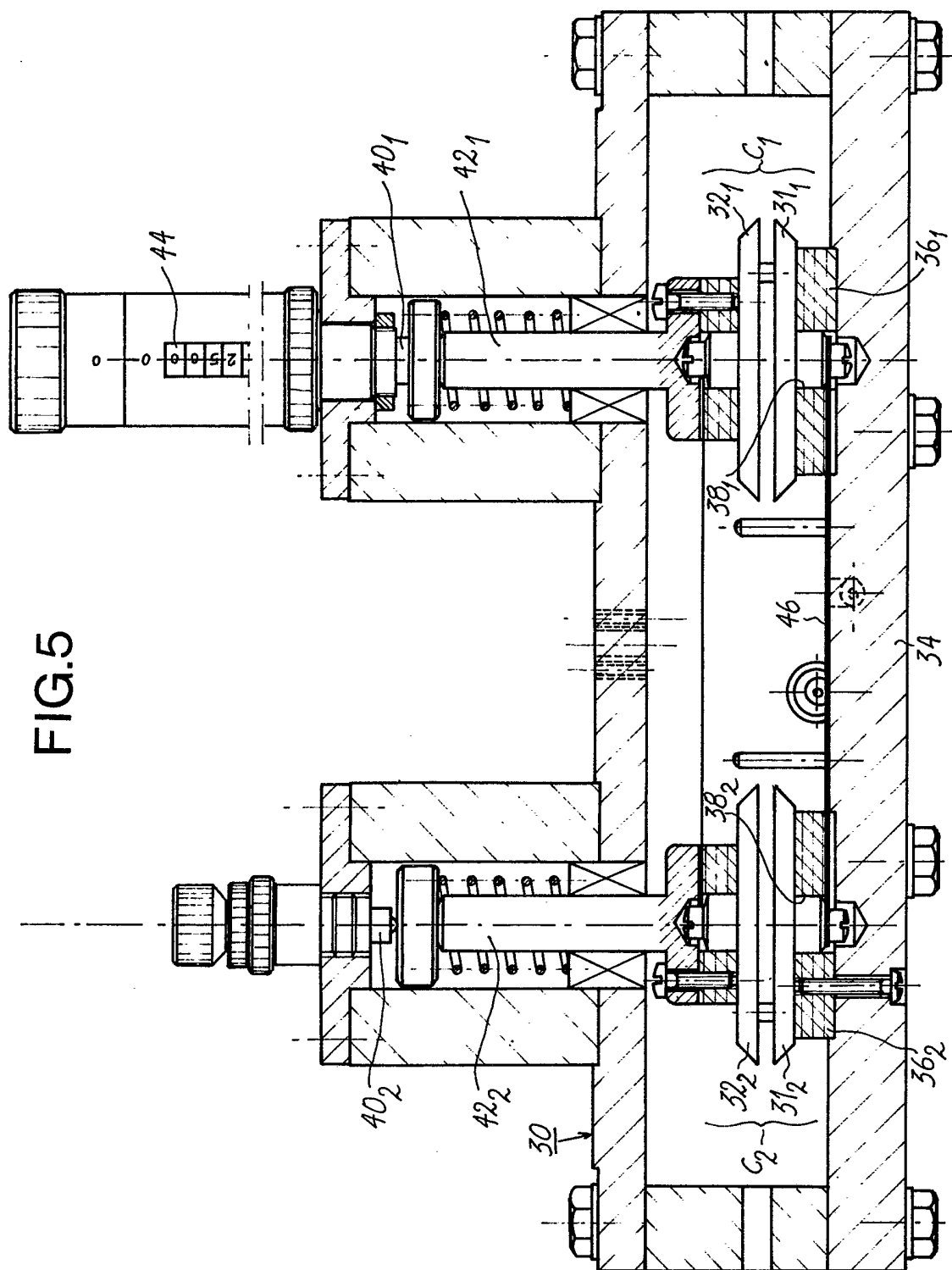
2/6
FIG.3

FIG.4





4/6

FIG. 6

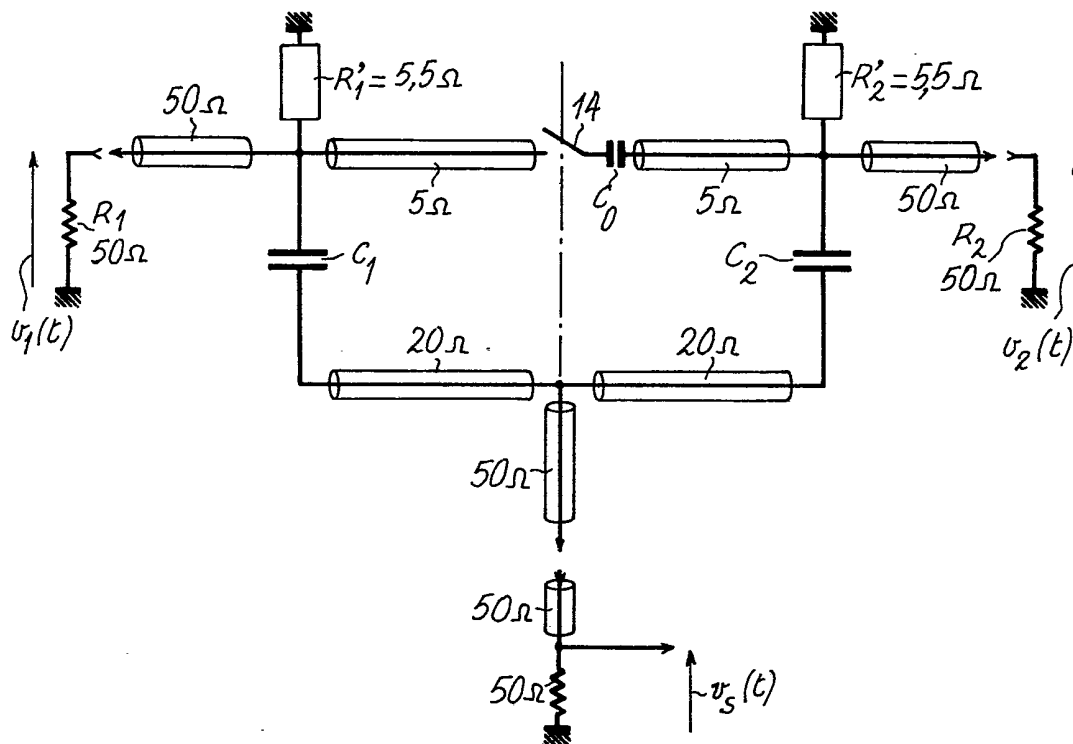
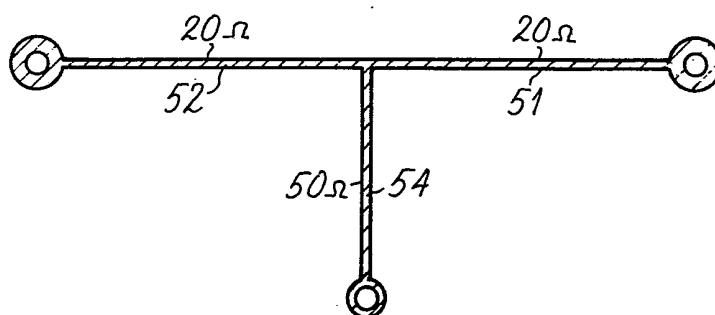
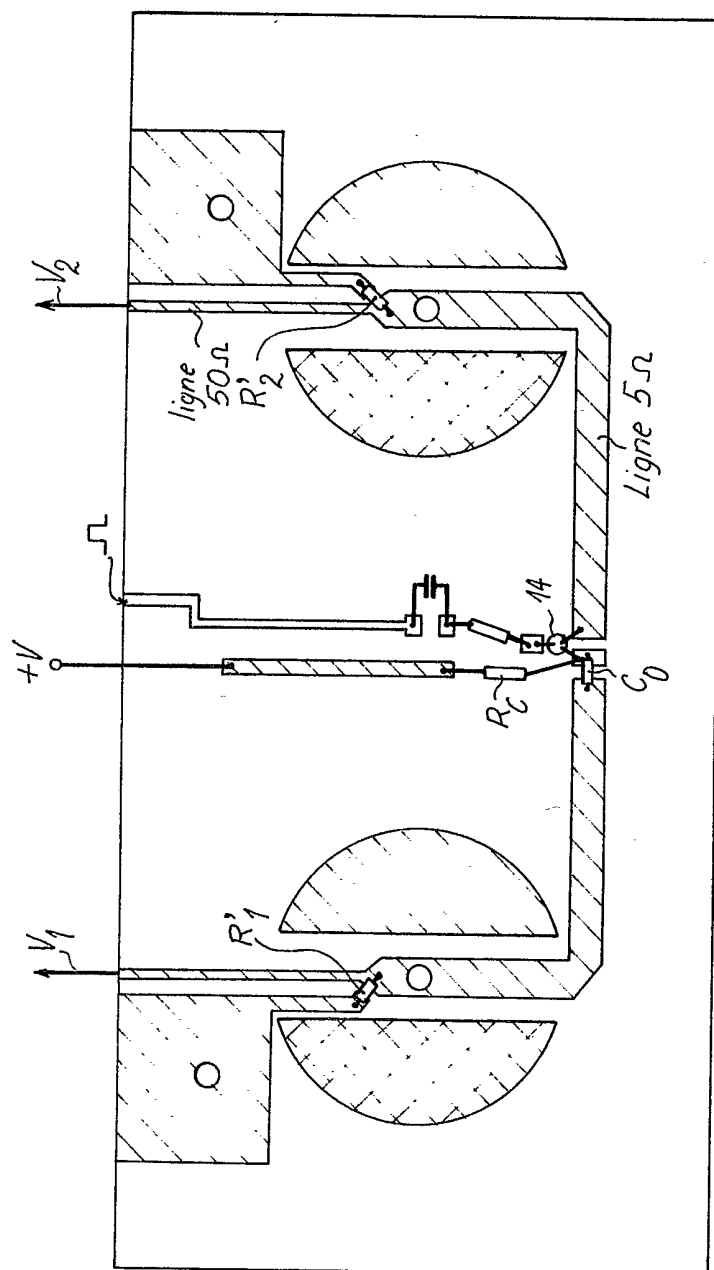


FIG. 8



5/6

FIG. 7



6/6

FIG.9

