

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 27869

(54) Mesure de phase et d'amplitude pour un système de diagraphie des propriétés diélectriques.

(51) Classification internationale (Int. Cl.³). G 01 V 3/30; E 21 B 47/00, 49/00.

(22) Date de dépôt..... 31 décembre 1980.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 26 du 2-7-1982.

(71) Déposant : Société dite : SOCIETE DE PROSPECTION ELECTRIQUE SCHLUMBERGER, société anonyme, résidant en France.

(72) Invention de : Yvon Sylvestre Marcel Thoraval.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Henry Garrana, service brevets Schlumberger,
42, rue Saint-Dominique, 75340 Paris Cedex 07.

A

MESURE DE PHASE ET D'AMPLITUDE
POUR UN SYSTEME DE DIAGRAPHIE DES PROPRIETES DIELECTRIQUES

La présente invention concerne des systèmes et procédés de diagraphie, et elle concerne plus particulièrement des systèmes et procédés de diagraphie des propriétés diélectriques.

Dans l'art antérieur, par exemple le brevet américain No. 4 185 238, on a décrit un système de diagraphie comportant un outil, comprenant un émetteur et des récepteurs, qui fournit une mesure des propriétés diélectriques de formations terrestres entourant un sondage. Dans ce système, de l'énergie électromagnétique est produite en un premier endroit du sondage et l'atténuation relative de l'énergie électromagnétique est détectée en un second endroit du sondage. La détection se fait en utilisant un premier agencement différentiel de deux récepteurs. La phase relative de l'énergie électromagnétique est détectée en un troisième endroit du sondage par un second agencement différentiel de deux récepteurs, et des moyens sont prévus pour déterminer la constante diélectrique et/ou la conductivité des formations en fonction de l'atténuation relative et de la phase relative détectées.

Par suite des fortes variations de température pendant la diagraphie, on doit s'attendre à une dérive considérable avec le type de dispositifs de mesure de phase et d'amplitude existant actuellement. Les solutions proposées pour résoudre ce problème, comme décrit par exemple dans le brevet américain No. 4 100 483, suggèrent de placer les circuits de mesure

de phase en surface, loin des effets des températures régnant dans le sondage, plutôt que de les placer dans l'outil descendu dans le sondage. De cette manière les effets des variations de températures sont prétendument réduits aux dépens d'une complexité plus importante de la transmission des données. Cependant, une telle solution ne semble pas efficace pour résoudre les problèmes engendrés par les variations de température rencontrées dans un sondage étant donné que le support de transmission lui-même, c'est-à-dire un câble, est soumis à des variations de température très semblables. En outre, étant donné que le volume d'informations transmises à la surface est plus important, la réduction des effets adverses de ces variations de température devient plus difficile. Ainsi, la nécessité de traiter les signaux fournis par les récepteurs pour en extraire les informations utiles concernant les différences de phase et d'amplitude de façon efficace et utile, impose qu'un tel traitement se fasse dans le sondage, dans l'outil de diagraphie.

La présente invention représente un perfectionnement vis-à-vis des dispositifs mentionnés ci-dessus étant donné que le signal de sortie obtenu est moins fortement influencé par la température dans le sondage. Par conséquent, on obtient une meilleure résolution des mesures en utilisant la présente invention.

Suivant la présente invention, dans un dispositif et un procédé pour déterminer des caractéristiques, notamment la constante diélectrique et/ou la conductivité de formations terrestres entourant un sondage, l'effet des variations de températures dans un sondage sur une mesure de la phase et de l'amplitude relatives d'une énergie électromagnétique se propageant dans les formations est réduit de façon appréciable en utilisant des voies distinctes pour les mesures respectives de phase et d'amplitude. Ce principe permet d'obtenir la précision importante exigée pour de telles mesures en dépit des effets défavorables de la température, étant donné que les exigences d'obtention de mesures très précises pour la phase et l'amplitude peuvent être satisfaites de façon indépendante. En outre, la grande précision souhaitée pour les mesures de phase et d'amplitude

relatives, par exemple entre les sorties de récepteurs différents, est assurée en utilisant un seul circuit de mesure de phase et un seul circuit de mesure d'amplitude. En multiplexant dans le temps les signaux de sortie des récepteurs et en traitant toutes les mesures de phase par l'intermédiaire d'un circuit de mesure de phase, les effets défavorables des variations de températures sur les composants de ce circuit seront les mêmes pour toutes les mesures de phase et par conséquent la mesure de phase relative souhaitée ne sera pas affectée par ces effets défavorables des variations de température attribuables aux composants individuels. On remarquera naturellement que lorsque les composants utilisés diffèrent d'un circuit de mesure de phase à l'autre dans le cas où on utilise plus d'un circuit de mesure de phase, les effets défavorables des variations de température existent toujours dans la mesure de phase relative entre les signaux de sortie des différents circuits. De façon similaire, l'utilisation d'un seul circuit de mesure d'amplitude et le multiplexage dans le temps des signaux de sortie des récepteurs, les effets défavorables des variations de température sur les composants de ce circuit seront les mêmes pour toutes les mesures d'amplitude et par conséquent la mesure d'amplitude relative souhaitée ne sera pas affectée par les effets désavantageux des variations de température attribuables aux composants individuels.

25 Suivant une autre caractéristique de l'invention, les circuits de mesure de phase et d'amplitude, bien qu'indépendants l'un de l'autre, utilisent le même agencement de contre-réaction qui assure une stabilité de gain automatique pour les deux circuits sur une large gamme de variations de température.

30 Dans ce but, un signal de sortie du circuit de mesure d'amplitude est utilisé à la fois pour les circuits de mesure de phase et d'amplitude pour compenser les variations de gain dues aux effets de la température dans les deux circuits. Bien que le circuit de mesure de phase ne fasse pas réellement partie d'un

35 agencement de commande de gain par contre-réaction en boucle fermée, ses variations de gain sont néanmoins compensées de façon adéquate de manière à obtenir un fonctionnement correct

de ce circuit pour obtenir la mesure de phase très précise souhaitée. En outre, la boucle de commande de gain par contre-réaction est séparée de la partie de détection d'amplitude du circuit de mesure d'amplitude, ceci permet d'obtenir le temps de
5 réponse faible nécessaire pour la commande de gain alors que le signal de sortie de la partie de détection d'amplitude possède une forme qui présente une très bonne linéarité et qui est utile pour la conversion analogique-numérique.

Suivant une autre caractéristique de l'invention, la
10 nécessité d'une référence très précise dictée par l'existence d'un régime de cadence des mesures, liée à la façon particulière dont sont relevées les mesures des récepteurs pendant le déplacement de l'outil dans un sondage, est réduite de façon efficace en utilisant une conception logique pour le circuit de
15 mesure de phase qui fournit une mesure de phase indépendante de la cadence de mesure. Dans ce but, les circuits de mesure de phase comprennent deux compteurs dont les signaux de sortie représentent respectivement le nombre de périodes de mesure pour un récepteur particulier et le déphasage entre la phase
20 mesurée et la phase de référence.

Suivant encore une autre caractéristique de l'invention, la mesure de phase est effectuée en utilisant un détecteur de passage par zéro dans lequel la contribution de la dérive à la variation de phase est maintenue au niveau d'une erreur
25 de second ordre. Pour obtenir cette précision, le processus de mesure de phase se déroule en tenant compte à la fois des flancs descendants et ascendants du signal. L'ambiguïté au voisinage du zéro est évitée suivant l'invention en effectuant la détection lorsque le signal est déphasé par rapport à la phase
30 de référence.

Un système de diagraphie des propriétés diélectriques suivant la présente invention comporte un outil de diagraphie conçu de manière à passer dans un sondage traversant une formation terrestre. L'outil de diagraphie suit un régime de cadence
35 de mesure donnée, et comprend un émetteur qui induit de l'énergie électrique dans la formation terrestre, à une radiofréquence donnée. L'outil de diagraphie comprend également quatre récepteurs espacés d'une distance prédéterminée suivant la

longueur de l'outil. Les récepteurs comportent des circuits associés qui fournissent des signaux de fréquence intermédiaire correspondant à l'énergie électrique reçue à partir de la formation terrestre. Les signaux de fréquence intermédiaire provenant de chaque récepteur sont appliqués à des circuits de mesure de phase et d'amplitude distincts. Le circuit de mesure de phase comporte un amplificateur à gain variable possédant une fréquence passante très élevée et un faible gain en boucle ouverte. Le circuit de mesure d'amplitude, d'autre part, comporte un amplificateur possédant une bonne stabilité de gain. Une boucle de contre-réaction de commande de gain est utilisée pour stabiliser l'amplitude des signaux fournis par les deux amplificateurs. Les circuits sont conçus pour fournir une mesure de phase qui est indépendante de la cadence de mesure de l'outil.

La présente invention sera mieux comprise à l'aide de la description suivante d'un mode de réalisation particulier donné à titre d'exemple et représenté aux dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 est un schéma de blocs d'un système de diagraphie suivant l'invention ; et

- la figure 2 est un schéma de blocs détaillé des circuits de mesure de phase et d'amplitude faisant partie du système de la figure 1.

En se référant à la figure 1, on a représenté un mode de réalisation représentatif d'un système suivant l'invention pour étudier des formations souterraines 1 traversées par un sondage 2. Le sondage 2 peut être rempli d'air ou, de façon plus typique, de boue de forage qui peut être soit à base d'eau soit à base d'huile. De même, le sondage peut être à ciel ouvert ou tubé avec un matériau non conducteur. Le dispositif d'étude ou de diagraphie 3 est suspendu dans le sondage 2 sur un câble armé 4 dont la longueur détermine sensiblement la profondeur relative du dispositif 3. La longueur du câble est commandée par des moyens appropriés en surface, par exemple un mécanisme à tambour et à treuil (non représenté). Le câble armé 4 est rembobiné sur le tambour pour remonter le dispositif 3 vers la surface lors de la mesure de caractéristiques de la formation. Des mesures de profondeur sont effectuées par une

roue mesureuse 5 qui tourne par suite du contact avec le câble 4. Les impulsions fournies par la rotation de la roue mesureuse 5 sont appliquées à un enregistreur pour obtenir un enregistrement des profondeurs auxquelles ont été effectuées les mesures.

5 Le dispositif de diagraphie 3 peut être une sonde qui contient un émetteur T, une première paire ou paire proche de récepteurs R1, R2, et une seconde paire ou paire éloignée de récepteurs R3, R4. L'émetteur T et les récepteurs R1, R2, R3 et R4 sont de préférence, mais pas obligatoirement, constitués par
10 des bobines. L'émetteur est situé ici dans le sondage en un premier endroit L1', la paire de récepteurs proche est située en un second endroit L2' et la paire de récepteurs éloignée est située en un troisième endroit L3'. Les second et troisième endroits sont en réalité des régions dans lesquelles se trou-
15 vent les paires de récepteurs respectives et, pour la commodité, L2' est défini comme ayant une position ou un niveau de profondeur de référence à mi-chemin entre R1 et R2, tandis que L3' est défini comme ayant une position ou un niveau de profondeur à mi-chemin entre R3 et R4. L'espacement relatif de la
20 paire de récepteurs sera traité ci-dessous, mais de préférence l'espacement Dn entre l'émetteur T et la paire de récepteurs R1, R2 est de l'ordre de la moitié de l'espacement Df entre l'émetteur T et la paire de récepteurs R3, R4.

L'émetteur T est commandé par un circuit qui comprend
25 un oscillateur 6, qui peut être du type commandé par cristal qui fournit un signal radiofréquence dans la gamme de 10 à 100 MHz, de préférence environ 25 MHz. Le signal de sortie de l'oscillateur 6 est amplifié par l'amplificateur 7 puis appliqué à l'émetteur T par l'intermédiaire d'un circuit d'équilibrage et
30 d'adaptation 8. Un oscillateur 9, qui est synchronisé avec l'oscillateur 6, fournit un signal de sortie possédant une fréquence qui diffère de la fréquence des signaux fournis par l'oscillateur 6 d'une valeur relativement faible, par exemple 10 KHz. Comme on le verra, le signal de sortie de l'oscillateur 9 est
35 mélangé avec les signaux provenant des récepteurs pour fournir un autre signal dont la phase et l'amplitude sont liées à la phase et à l'amplitude des signaux de sortie des récepteurs

mais dont la fréquence est beaucoup plus faible (10 KHz) qui simplifie les opérations de détection d'amplitude et de phase. Un autre oscillateur 10, qui est synchronisé avec l'oscillateur 6, fournit un signal de sortie de référence possédant une fréquence qui correspond à la fréquence plus faible mentionnée ci-dessus, c'est-à-dire 110 KHz.

Un circuit 11 mesure l'amplitude et la phase de l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau des récepteurs R1 - R4.

10 Pour faciliter la représentation, le circuit de l'émetteur et des récepteurs décrit a été représenté séparé du dispositif 3, bien que ce circuit soit généralement situé dans le dispositif de diagraphie. Le circuit est relié électriquement à des instruments situés en surface, comprenant un module
15 de calcul 12, par l'intermédiaire de conducteurs 13 et 14 qui se trouvent dans le câble armé 4. Un système de communication entre l'outil de diagraphie 3 et la surface peut comprendre des circuits d'interface 15 et 16 faisant partie d'un système de communication par câble. Un tel système est décrit dans la de-
20 mande de brevet français No. 77.02976 publiée le 1er septembre 1978 citée à titre de référence.

Le module de calcul 12 combine les signaux reçus et en dérive une mesure d'un signal d'atténuation relative fourni par exemple par R1, R2, et d'un signal de déphasage fourni par
25 exemple par R3, R4 pour obtenir des valeurs de la constante diélectrique et de la conductivité pour la formation à une profondeur d'étude particulière dans la formation environnante. Les valeurs calculées pour la constante diélectrique et la conductivité peuvent être appliquées à un enregistreur 17 qui re-
30 çoit également des signaux représentatifs de la profondeur provenant de la roue mesureuse 5. L'enregistreur 17 fournit un diagramme des valeurs de la constante diélectrique et de la conductivité pour les formations entourant le sondage, en fonction de la profondeur. On comprendra que le module de calcul
35 et/ou les dispositifs d'enregistrement ou de mémorisation peuvent être situés à un endroit éloigné.

La figure 1 représente également un mode de réalisation du circuit 11. Les signaux provenant des récepteurs R1 - R4 sont appliqués aux pré-amplificateurs 18 - 21. Pour simplifier le processus de détection d'amplitude, les signaux de sortie des pré-amplificateurs 18 - 21 sont respectivement appliqués à des circuits mélangeurs 22, qui reçoivent sur leur seconde entrée le signal provenant de l'oscillateur 9 dont la fréquence diffère de 10 KHz, c'est-à-dire est supérieure ou inférieure de 10 KHz, de la fréquence de l'émetteur. Le mélange des deux signaux fournit, dans chaque cas, un signal de sortie dont l'amplitude et la phase sont liées à l'amplitude et à la phase du signal détecté au niveau du récepteur respectif mais qui possède une fréquence de 10 KHz. Les signaux de sortie des mélangeurs 22 - 25 sont ensuite appliqués à des voies de détection distinctes de phase $\phi 1 - \phi 4$ et d'amplitude A1 - A4 qui seront décrites plus en détail ci-après en se référant à la figure 2. On remarquera naturellement qu'il n'est pas nécessaire de prévoir des voies distinctes pour la détection de phase et d'amplitude pour chaque récepteur. Au contraire, il est fortement souhaitable de n'avoir qu'une voie de détection et de mesure de phase pour les quatre récepteurs, les mesures distinctes étant effectuées avec multiplexage dans le temps. De cette manière, on n'a pas à se soucier des différences dues à l'existence de composants différents dans des voies différentes. De plus, étant donné que la mesure finale est une mesure relative entre les signaux de sortie de récepteurs différents, bien qu'il nécessite un degré de précision important, l'agencement de mesure multiplexé est très souhaitable. De même, il suffit de prévoir une seule voie de mesure d'amplitude couplée à des moyens pour obtenir une utilisation multiplexée de cette voie pour les signaux de sortie des différents récepteurs. De cette manière et comme ce qui a été dit pour les mesures de phase, la précision des mesures est augmentée.

La figure 2 représente un mode de réalisation des voies de mesure d'amplitude et de phase faisant partie du circuit 11 de la figure 1. Sur la figure 2, un amplificateur 23 dont le bruit est faible possède un gain commun pour les quatre

signaux multiplexés provenant du circuit mélangeur 25, le multiplexage dans le temps des signaux étant effectué de façon bien connue au moyen de circuits de multiplexage dans le temps 24 et d'une impulsion d'horloge appliquée sur une borne 26. Le signal
5 de sortie de l'amplificateur 23 est ensuite appliqué à un circuit 27 qui fonctionne comme un amplificateur programmable suivi de deux détecteurs d'amplitude. La stabilité de son gain sur une large gamme de températures permet de mesurer l'amplitude avec une précision supérieure à 0,1 dB.

10 Une chaîne d'amplificateurs 28 est réalisée à l'aide d'amplificateurs opérationnels donnant un gain programmable de 0 à 75 dB avec une excellente stabilité en température. Les cellules de gain allant de 20 dB à 10 dB peuvent être réalisés en utilisant deux amplificateurs opérationnels fournissant un
15 gain important dans un agencement en boucle ouverte et une bonne stabilité du gain dans un agencement en boucle fermée. On peut réaliser une cellule de gain de 40 dB en utilisant deux cellules de gain de 20 dB en série qui peuvent être combinées dans des agencements en boucle ouverte ou fermée pour commander
20 le gain et la stabilité, comme décrit précédemment.

Des commutateurs analogiques (non représentés) qui permettent d'obtenir les différents agencements des amplificateurs opérationnels sont munis de circuits de contre-réaction comprenant des suiveurs de tension respectifs pour éviter toute
25 diaphonie entre eux. Un premier détecteur d'amplitude comporte un filtre passe-bande 29 et un redresseur double alternance 30 de manière à fournir un signal auxiliaire qui, bien que pas très précis, est néanmoins utilisable pour la commande de gain, avec l'avantage qu'on obtient facilement le temps de réponse
30 relativement court nécessaire pour une commande précise du gain. Un second filtre passe-bande 31 applique le signal de sortie du filtre passe-bande 29 à un détecteur d'amplitude 32 qui utilise une technique de "détection synchronisée par impulsions" avec une configuration homodyne utilisant un compara-
35 teur. Cette technique fournit un signal de sortie possédant une bonne linéarité et convenant pour une détection d'amplitude précise, tout en convenant également pour une conversion analogique-numérique.

Le signal de sortie du pré-amplificateur 23 est également appliqué à un circuit 33 qui le traite pour lui donner un niveau et une forme compatible avec le fonctionnement d'un détecteur de passage par zéro. En outre, ce circuit 33 délivre un
5 signal de sortie indiquant si le signal est déphasé ou non par rapport à une phase de référence, pour améliorer encore la mesure de détection de phase, comme décrit ci-après.

En raison de l'exigence d'une bonne stabilité en phase, l'amplificateur 34 est réalisé avec des amplificateurs vidéo à grande vitesse qui sont couplés au moyen de circuits capacitifs et résistifs. Les pôles passe-bas et passe-haut des amplificateurs sont suffisamment éloignés de la fréquence intermédiaire pour maintenir la variation de phase en fonction du gain inférieure à $0,1^\circ$ pour 30 dB. Des filtres passe-bande
10 et 36 sont choisis et agencés de manière à obtenir le facteur Q maximal possible pour 10 KHz, en tenant compte de la variation possible due aux composants avec la température et le produit gain x bande passante pouvant être obtenu avec les amplificateurs opérationnels utilisés. Le signal de sortie de ces filtres passe-bande est appliqué à un détecteur de passage par
15 zéro 37, tandis qu'un signal auxiliaire, à savoir le signal de sortie du filtre passe-bande 35, est appliqué à un détecteur de mode 38. Ce signal auxiliaire, bien que pas très précis, est tout à fait satisfaisant pour la détection de mode et a l'avantage d'être fourni avec le temps de réponse exigé pour le fonctionnement du système.

En utilisant un comparateur à grande vitesse à "logique à couplage d'émetteur" en association avec un niveau de signal d'entrée élevé, la contribution à la variation de phase
20 due à la dérive peut être maintenue au niveau d'une erreur de second ordre, la mesure de phase étant traitée par rapport aux flancs descendants et ascendants du signal. Dans ce but, le détecteur de mode 38 est utilisé de manière que l'ambiguïté au voisinage de zéro soit évitée en effectuant la détection lorsque le signal est en opposition de phase ou en phase par rapport à la phase de référence. En utilisant un comparateur à faible vitesse, le signal d'entrée analogique est converti dans un circuit à transistors MOS complémentaires pour fournir un
35

niveau de signal qui est mélangé, dans un circuit OU exclusif, avec la phase de référence. Le signal de sortie de ce comparateur de phase possède un coefficient d'utilisation qui est fonction du déphasage. Ce signal de déphasage est ensuite filtré, par un filtre passe-bande de troisième ordre, fournissant un signal dont l'amplitude est proportionnelle au déphasage. Ensuite, un comparateur à hystérésis compare le niveau du signal au niveau moyen entre un "0" et un "1" logiques d'un circuit à logique MOS complémentaire donnant une fonction de transfert :

10 mode = 1 autour de π et mode = 0 autour de 0.

En revenant maintenant aux agencements de détection d'amplitude, le circuit 27 est suivi d'un circuit de commande automatique de gain 39 dans lequel l'amplitude détectée par le redresseur à double alternance actif 30 est filtrée par un filtre passe-bande et est ensuite appliquée à un détecteur à fenêtre 40 qui détecte lorsque le signal de sortie est trop élevé ou trop faible. La fenêtre est avantageusement choisie de manière que le signal soit maintenu éloigné du niveau de saturation qui est un niveau qu'on sait être peu précis. Ensuite un compteur réversible, qui fait partie du détecteur 40, augmente ou diminue le gain de l'amplificateur 28 de façon à maintenir le niveau de signal dans une gamme de 5dB. Le signal de sortie de ce compteur, qui représente le gain, est envoyé à l'interface avec deux autres signaux signifiant "trop faible" et "trop élevé" de façon à avertir les circuits de traitement situés en surface que la mesure de diagraphie se trouve hors de la gamme après la commande automatique de gain. Le compteur est agencé de manière à compter uniquement de zéro à quinze et il ne peut pas y avoir de dépassement de capacité inférieur ou supérieur, la fréquence de comptage est choisie égale à 2 KHz pour éviter des oscillations. En outre, suivant l'invention, le signal de sortie du détecteur 40 est appliqué à l'amplificateur 34 faisant partie du circuit 33, de façon à augmenter ou diminuer le gain de l'amplificateur 34 pour maintenir un niveau de signal stable convenant pour le fonctionnement du détecteur de passage par zéro. Bien que ce nouvel agencement ne représente pas un agencement de contre-réaction classique, il s'est révélé très

avantageux pour commander les deux amplificateurs 28 et 34 au moyen de l'agencement de contre-réaction séparé pour l'amplificateur de phase 34 stable.

Un circuit de mesure d'amplitude 39 comprend un convertisseur hybride analogique-numérique 41 possédant une excellente linéarité sur la gamme de températures opérationnelles et étant donné que l'outil de diagraphie permet une faible variation du gain, il suffit de corriger la dérive du signal de sortie du convertisseur, ladite dérive étant appliquée à des bascules 42, constituant un convertisseur parallèle-série, avec l'amplitude mesurée. On remarquera que la cadence des circuits d'acquisition de gain et d'amplitude n'est pas du tout synchronisée avec le régime de cadence donné de l'outil de diagraphie ni avec la cadence des circuits d'acquisition de phase, étant donné qu'elle est auto-synchronisée avec le registre d'approximation successif du convertisseur analogique-numérique. Un circuit d'indication d'état 43 applique aux bascules 42 des informations concernant la gamme de mesure de diagraphie.

En revenant maintenant aux circuits de mesure de phase, suivant le circuit 33, un circuit convertisseur phase-durée d'impulsion 44, comprenant une porte OU exclusif 45 et un circuit convertissant le signal de phase en une durée d'impulsion, a pour but de convertir la différence de phase entre le signal fourni par le détecteur de passage par zéro 37 et un signal de référence à 10 KHz en impulsions de durée variable représentant la différence de phase sur les flancs ascendants et descendants, et de fournir en outre un facteur de pré-démultiplication pour permettre d'obtenir le taux de comptage des circuits à logique MOS complémentaires. Dans ce but, la porte $\overline{\text{OU}}$ exclusif 45, dont une des bornes d'entrée reçoit le signal de référence à 10 KHz, sert à décaler la mesure de phase de π .

Le circuit convertisseur phase-durée d'impulsions est construit autour d'un détecteur 46 des flancs ascendants et d'un détecteur 47 des flancs descendants. Du fait des techniques utilisées, le circuit est synchronisé sur les flancs descendants et peut être considéré comme deux diviseurs par deux en montage croisé et, habituellement, le coefficient d'utilisation de sortie 46, 47 est égal à la différence de phase entre

le signal du détecteur de passage par zéro et le signal de référence à 10 KHz. Ces signaux de sortie sont appliqués à une porte ET 48 dont le signal de sortie est appliqué, en même temps qu'une fréquence de comptage de référence (f_c) fournie par une
5 horloge 49, à une autre porte ET 50. Cependant, lorsque le déphasage entre les signaux de sortie des détecteurs 46, 47 est supérieur à π , les deux signaux de sortie fournis par les détecteurs 46, 47 peuvent se chevaucher et par conséquent il est nécessaire d'effectuer un comptage avec une fréquence $2f_c$.
10 Etant donné que f_c est choisi initialement pour être aussi élevée que possible (par exemple 81, 92 MHz), les circuits ne sont pas capables de compter à une fréquence $2f_c$. Le déphasage à la seconde fréquence de comptage ($2f_c$) est obtenu par conséquent en appliquant les signaux de sortie des détecteurs 46, 47 aux
15 bornes d'entrée respectives d'une porte OU exclusif 51 dont le signal de sortie est appliqué, avec la fréquence de comptage de référence (f_c), aux bornes respectives d'une porte ET 52. Le signal de sortie de la porte 52 est divisé par deux dans le circuit 53 et est appliqué, de même que le signal de sortie de
20 la porte 50, à une porte OU exclusif 54. Cependant on remarquera que l'effet du circuit diviseur 53 n'est pas le même que celui obtenu en divisant par deux la fréquence de comptage du fait que le compteur est remis à zéro après chaque mesure, donnant une résolution de temps égale à $1/f_c$. La porte 54 délivre
25 alors un signal pulsé dont le nombre d'impulsions est proportionnel au déphasage entre le signal mesuré et le signal de référence à 10 KHz.

Le circuit 55 commande la cadence des circuits électroniques de mesure de phase et d'amplitude et compte les impulsions provenant du circuit détecteur de phase 44. La logique de
30 fonctionnement du circuit 55 est la suivante. Un cycle de mesure est initialisé par un signal de changement de récepteur provenant de l'interface 15. Une première bascule monostable maintient les circuits électroniques de mesure dans un état d'attente correspondant aux rebondissements des relais, une seconde
35 bascule monostable démarre et autorise l'acquisition de la commande automatique de gain, tandis qu'une troisième bascule monostable attend pendant une période de temps plus importante que

la constante de temps des filtres passe-bande. Ensuite, un cycle de mesure d'amplitude et de phase peut démarrer et un circuit logique de commande 56 délivre une impulsion toutes les dix périodes de fréquence intermédiaire, synchronisant la mesure 5 avec la phase réelle du signal. Comme décrit ci-dessus, le circuit convertisseur phase-durée d'impulsion 44 délivre un signal pulsé dont le nombre d'impulsions est proportionnel au déphasage entre le signal mesuré et la fréquence de 10 KHz, de sorte que le déphasage est en fait égal au nombre d'impulsions divisé 10 par le nombre de périodes de mesure. Par conséquent, les circuits électroniques de mesure de phase accumulent le nombre d'impulsions par l'intermédiaire d'un premier compteur 57, et le nombre de périodes de mesure, par l'intermédiaire d'un second compteur 58, fournissant un facteur d'intégration pour 15 définir complètement la mesure de phase indépendamment du régime de cadence de mesure utilisé par l'outil de diagraphie. Les signaux de sortie des compteurs 57, 58 sont appliqués à des bascules 59 constituant un convertisseur parallèle-série. Un circuit d'indication d'état 60 applique aux bascules 59 des 20 informations concernant l'état interne des circuits électroniques de commande et de l'horloge 49.

Les bascules 42, 59 sont couplées à un circuit de commande 61 comprenant un circuit 62 qui commande le fonctionnement des bascules 42, 59 et applique leurs signaux de sortie 25 respectifs aux circuits d'interface. Un circuit de bascules de commande 63 est couplé aux circuits d'interface et commande le fonctionnement des circuits multiplexeurs 24, tandis qu'un décodeur 64 de changement de récepteur signale simultanément au circuit logique de commande 56 la commutation entre récepteurs.

30 Bien que la présente invention ait été décrite à l'aide d'un mode de réalisation particulier donné à titre d'exemple, on comprendra qu'on peut y apporter différentes modifications sans sortir du cadre de l'invention.

REVENDICATIONS

1. Dispositif pour déterminer la constante diélectrique et/ou la conductivité de formations terrestres entourant un sondage, comportant en combinaison, un émetteur (T) pour envoyer une onde d'énergie électromagnétique dans le sondage, l'émetteur (T) se trouvant sur un organe de support (3) ; des premier (R_1 , R_2) et second (R_3 , R_4) récepteurs montés sur ledit organe de support (3) et situés l'un derrière l'autre par rapport à l'émetteur ; des première (27) et seconde (33) voies de traitement, chaque voie pouvant être couplée respectivement et de façon commutable à chaque récepteur respectif ; caractérisé en ce qu'il comporte des moyens comprenant un amplificateur (28), faisant partie de la première voie de traitement (27), pour fournir une mesure de l'amplitude de l'onde d'énergie électromagnétique au niveau d'un récepteur respectivement couplé ; un amplificateur (34), faisant partie de la seconde voie de traitement, pour fournir une mesure de la phase de l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau d'un récepteur respectivement couplé, ledit amplificateur (28) faisant partie de la première voie de traitement (27) étant choisi de manière à posséder une stabilité de gain élevée par rapport à la stabilité de gain de l'amplificateur (34) faisant partie de la seconde voie de traitement (33), et l'amplificateur (34) faisant partie de la seconde voie de traitement (33) étant choisi de manière à posséder une stabilité de phase élevée par rapport à la stabilité de phase de l'amplificateur (28) faisant partie de la première voie de traitement (27).

2. Dispositif suivant la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte en outre des moyens de commande de gain (30, 40), faisant partie de la première voie de traitement (27), pour fournir un signal de sortie qui est appliqué, par un agencement de contre-réaction en boucle fermée, à une entrée de l'amplificateur (28) faisant partie de la première voie de traitement (27) ; et des moyens pour appliquer le signal de sortie

desdits moyens de commande de gain (40) à une entrée de l'amplificateur (34) faisant partie de la seconde voie de traitement (33).

3. Dispositif suivant l'une des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce qu'il comporte en outre des moyens (12) pour déterminer la constante diélectrique et/ou la conductivité desdites formations en combinant l'atténuation et la phase détectées de l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau desdits récepteurs respectifs.

4. Dispositif suivant l'une des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que les moyens de mesure de phase comprennent des moyens (55) pour effectuer une mesure, pendant un certain nombre de périodes de mesure 1) du déphasage entre l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau d'un desdits récepteurs et un signal de référence et 2) du nombre de périodes de mesure pendant lesquelles ledit déphasage est mesuré.

5. Procédé pour déterminer la constante diélectrique et/ou la conductivité de formations terrestres entourant un sondage qui consiste à produire dans le sondage une onde d'énergie électromagnétique ; à recevoir l'onde d'énergie électromagnétique au moyen de récepteurs (R_1 , R_2) situés à des premier et second emplacements se trouvant l'un derrière l'autre par rapport à l'endroit d'émission dans le sondage ; à traiter les signaux par l'intermédiaire de première (27) et seconde (28) voies qui peuvent être couplées respectivement et de façon commutable à chacun des récepteurs (R_1 , R_2) respectifs ; caractérisé en ce qu'il consiste à effectuer une mesure, par l'intermédiaire de moyens comprenant un amplificateur (28) faisant partie de la première voie de traitement (27), de l'amplitude de l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau d'un récepteur respectivement couplé ; à effectuer une mesure, par l'intermédiaire de moyens comprenant un amplificateur (34) faisant partie de la seconde voie de traitement (33), de la phase de l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau d'un récepteur respectivement couplé ; à former, par l'intermédiaire

de moyens de commande de gain (30, 40) faisant partie de la première voie de traitement (27), un signal de sortie qui est appliqué, par un agencement de contre-réaction en boucle fermée, à une entrée de l'amplificateur (28) faisant partie de la première voie de traitement (27) ; et à appliquer le signal de sortie des moyens de commande de gain à une entrée de l'amplificateur (34) faisant partie de la seconde voie de traitement (33).

6. Procédé suivant la revendication 5, caractérisé en ce que ledit amplificateur (28) faisant partie de la première voie de traitement (27) est choisi de manière à posséder une stabilité de gain élevée ; et ledit amplificateur (34) faisant partie de la seconde voie de traitement (33) est choisi de manière à posséder une stabilité de phase élevée.

7. Procédé suivant l'une des revendications 5 ou 6, caractérisé en ce qu'il consiste en outre à déterminer la constante diélectrique et/ou la conductivité (12) desdites formations en combinant l'atténuation et la phase détectées de l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau desdits récepteurs respectifs.

8. Procédé suivant l'une des revendications 5 ou 6, caractérisé en ce que ladite opération de mesure de phase consiste à mesurer (55), pendant un certain nombre de périodes de mesure, 1) le déphasage entre l'onde d'énergie électromagnétique reçue au niveau d'un desdits récepteurs et un signal de référence, et 2) le nombre de périodes de mesure pendant lesquelles ledit déphasage est mesuré.

1/2

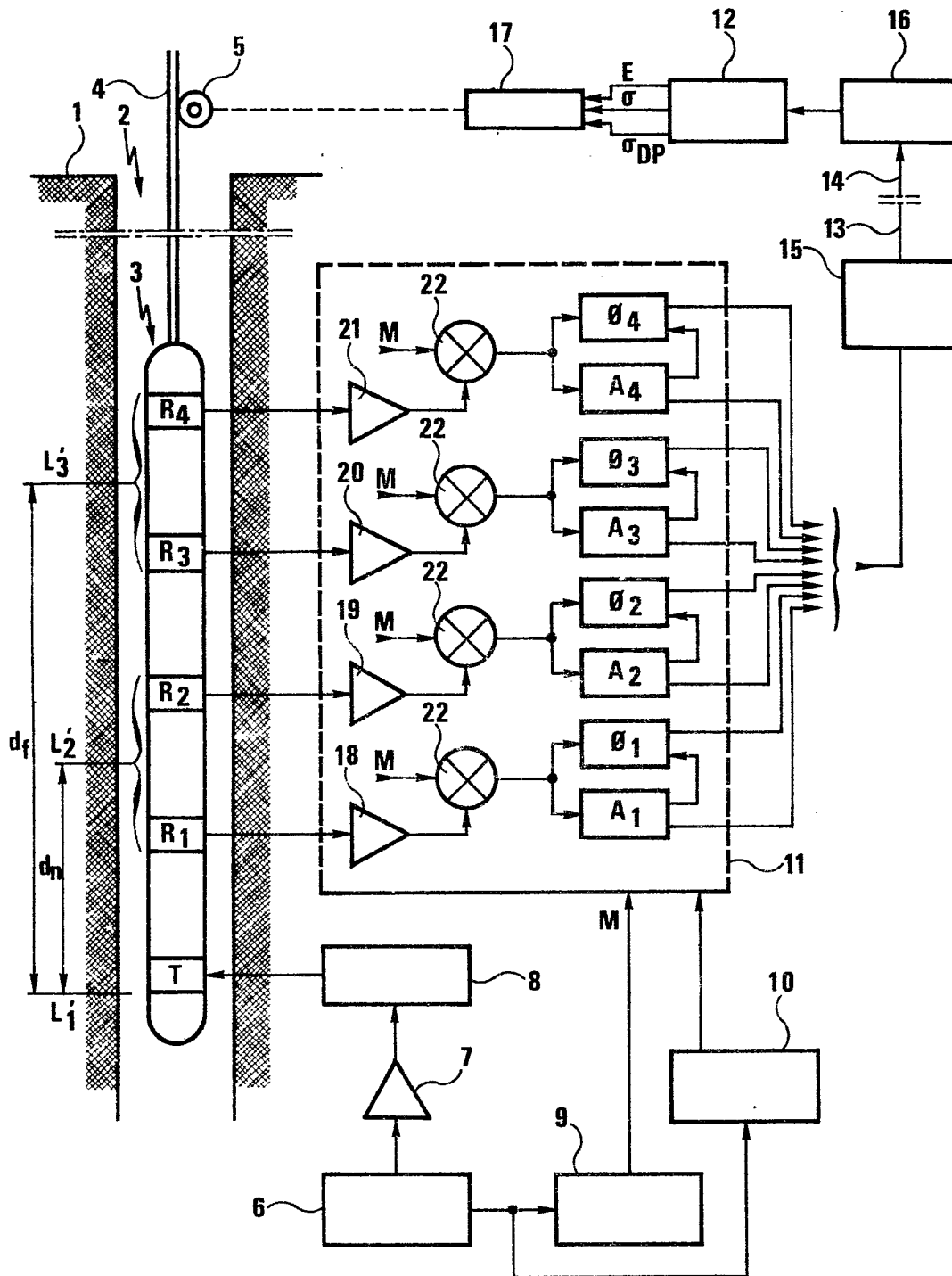


FIG.1

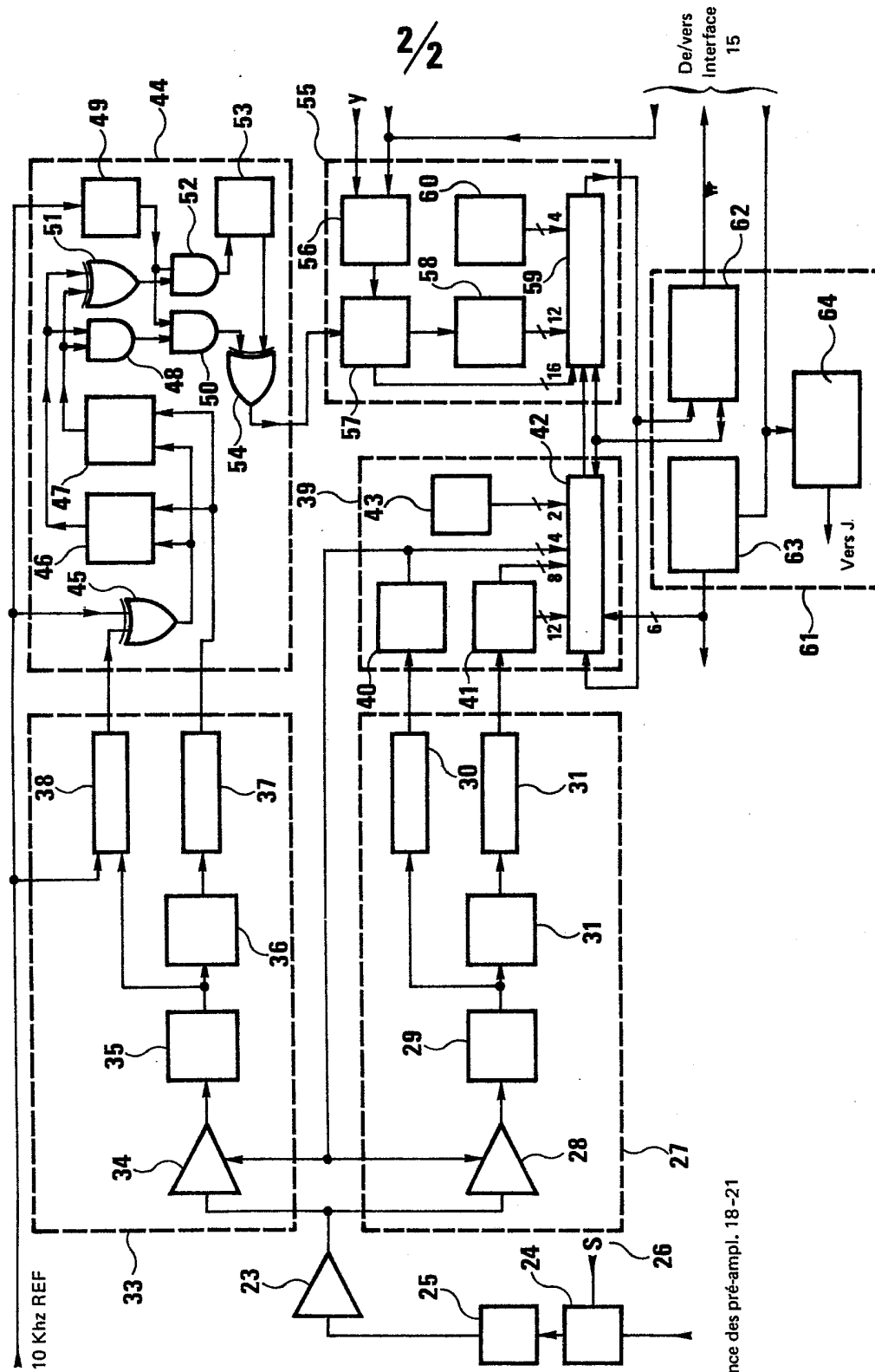


FIG. 2