

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication :

2 496 274

(A n'utiliser que pour les
commandes de reproduction).

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 26438

(54) Procédé de mesure de distance par radar à onde entretenue modulée en fréquence, appareil pour la mise en œuvre du procédé et application à la détermination précise du niveau de liquide dans un réservoir.

(51) Classification internationale (Int. Cl. 3). G 01 S 13/08; G 01 F 23/28.

(22) Date de dépôt 12 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° 24 du 18-6-1982.

(71) Déposant : Société anonyme dite : TELECOMMUNICATIONS RADIOPHYSIQUES ET TELE-
PHONIQUES T.R.T., société anonyme, résidant en France.

(72) Invention de : Jean Pierre Tomasi.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Jacques Pyronnet, société civile S.P.I.D.,
209, rue de l'Université, 75007 Paris.

PROCEDE DE MESURE DE DISTANCE PAR RADAR A ONDE ENTRETIENUE MODULEE EN FREQUENCE, APPAREIL POUR LA MISE EN OEUVRE DU PROCEDE ET APPLICATION A LA DETERMINATION PRECISE DU NIVEAU DE LIQUIDE DANS UN RESERVOIR.

L'invention concerne un procédé pour la détermination précise de la distance d d'un objet par rapport et à l'aide d'un radar du type FM-CW comportant un générateur VCO d'un signal hyperfréquence F de fréquence instantanée f modulé linéairement en fréquence par un modulateur GDS engendrant un signal de tension en dents de scie DDS présentant chacune une rampe de durée T pendant laquelle le signal F décrit une excursion linéaire de fréquence de valeur ΔF prédéterminée, constante, connue avec précision, une antenne émettrice-réceptrice et un mélangeur qui reçoit le signal émis, et le signal reçu F' de fréquence instantanée f' après réflexion sur l'objet dont on veut mesurer l'éloignement d , et qui délivre un signal F_b de fréquence f_b .

Selon un mode de réalisation de l'invention, la durée T de chaque dent de scie de tension (sortie de GDS) et de fréquence (sortie de VCO) est prédéterminée, constante et connue avec précision.

Selon un autre mode de réalisation, ledit radar de type FM-CW comporte une boucle d'asservissement entre la sortie dudit mélangeur et l'entrée dudit modulateur GDS pour maintenir sensiblement constante la fréquence f_b du signal F_b de sortie du mélangeur.

L'invention concerne aussi un appareil de mesure de distance pour la mise en oeuvre du procédé couvrant les modes de réalisation décrits ci-dessus.

Dans le cas où le radar comporte une boucle d'asservissement, il est par exemple tel que décrit dans le brevet français n° 1 557 670 au nom de la demanderesse.

L'invention s'applique de préférence à la mesure de distances relativement courtes. La valeur des paramètres f_1 (fréquence centrale du signal F) et ΔF du radar étant supposée fixée, on peut définir une petite plage de distances maximales, soit de d_0 à $1,1 d_0$ pour fixer 05 les idées, pour laquelle la précision obtenue sur d est sensiblement la même que celle avec laquelle il est possible de mesurer f , soit 10^{-4} par exemple. Au-delà de cette plage l'invention n'est plus applicable et la précision sur d retombe à 10^{-3} et plus ; pour des valeurs de distances inférieures à d_0 , l'erreur absolue commise sur d reste constante, 10 c'est-à-dire que l'erreur relative augmente lorsque d diminue, devenant égale par exemple à 10^{-3} pour $d = 0,1 d_0$. L'invention se révèle donc avantageuse sur une plage de distances couvrant environ un ordre de grandeur de 1 à 10 mètres, ou de 10 à 100 mètres par exemple.

Plus précisément l'invention peut s'appliquer à la mesure 15 de la hauteur d'un liquide, de l'hydrogène ou de l'oxygène liquide par exemple dans des réservoirs ayant une hauteur de quelques mètres avec une erreur absolue environ égale à 1 mm.

L'équation de base à partir de laquelle la distance peut être mesurée lorsqu'on utilise un radar FM-CW du type décrit ci-dessus 20 utilisé généralement comme radioaltimètre s'écrit :

$$\frac{f_b}{\tau} = \frac{\Delta F}{T} \quad (1)$$

formule dans laquelle τ est le temps mis par l'onde pour parcourir la distance $2d$ entre le radar et l'objet et retour au radar après réflexion sur l'objet, soit :

$$\tau = \frac{2d}{c} \quad (2)$$

c étant la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique.

Des formules (1) et (2), on déduit la valeur de d en fonction des valeurs mesurées de f_b , ΔF et T :

$$d = \frac{c f_b}{2 \Delta F} T \quad (3)$$

30 Lorsque l'appareil de mesure de distance est celui décrit dans le brevet français n° 1 557 670, les paramètres f_b et ΔF sont maintenus à des valeurs sensiblement constantes et la distance d est

proportionnelle à la durée T d'une dent de scie. La précision obtenue sur d est alors égale en première approximation à la somme des précisions obtenues sur f_b , ΔF et T , soit une erreur de l'ordre de $\frac{\Delta d}{d} = 10^{-2}$ lorsque les erreurs relatives sur f_b , ΔF et T sont de l'ordre de 10^{-3} ,

05 ce qui est déjà difficile à obtenir dans la technique connue. Il est aussi envisageable d'émettre une onde variant linéairement en fréquence sous forme de dents de scie ayant une excursion de fréquence ΔF et une durée T maintenues constantes. Dans ce dernier cas, ΔF et T deviennent des paramètres, et f_b la variable en fonction de la distance d , dans la 10 formule (3), le raisonnement fait sur la précision de d restant le même que décrit ci-dessus dans le cas où T est la variable. Il faut noter que dans les deux cas envisagés ci-dessus (T variable ou f_b variable en fonction de d) la valeur de f_b , pendant le temps T d'excursion d'une dent de scie, peut être considérée comme constante, sa variation étant de 15 plusieurs ordres de grandeur plus faible que les erreurs les plus faibles considérées dans le présent texte. Ceci résulte du fait que la vitesse relative entre objet et radar, pour les applications envisagées, est très faible en comparaison de la vitesse de répétition des dents de scie.

20 Un but de la présente invention est d'obtenir une meilleure précision sur la mesure de f_b , ΔF et T notamment par l'utilisation de périodemètres ou d'oscillateurs à quartz.

Un autre but de l'invention est d'obtenir sur d une précision qui est du même ordre que celle obtenue pour f_b , ΔF et T respectivement. Ces buts sont atteints du fait que le procédé décrit en préambule est remarquable en ce qu'il comporte les étapes suivantes pendant la durée T d'une dent de scie :

- la mesure précise de la fréquence f_o du signal F et de la phase φ_{bo} du signal F_b à un instant t_0 ;
- 30 - la détermination d'un train de N périodes (N entier) du signal F_b dont on mesure la valeur N et la durée T_1 comprise dans la durée T ;
- le calcul approché de d , noté d_1 , à partir des valeurs ΔF , T et des valeurs trouvées pour N et T_1 à l'étape précédente ;
- le calcul approché de φ , noté φ_1 , qui est le déphasage global entre 35 signaux émis et reçu à partir des valeurs de f_o et d_1 trouvées aux étapes précédentes ;

- la détermination de l'angle $2k\pi$, k étant un nombre entier, réellement contenu dans l'angle φ à partir des valeurs φ_{bo} , φ_1 trouvées aux étapes précédentes ;
 - l'identification de la valeur précise de φ , notée φ_2 à la somme :
- 05 $\varphi_{bo} + 2 k\pi$;
- le calcul de la valeur précise de d , notée d_2 , à partir des valeurs de f_0 et de φ_2 trouvées aux étapes précédentes.

Lorsque le radar utilisé est du type décrit dans le troisième paragraphe de la description, le procédé selon l'invention est remarquable en ce qu'il comporte l'étape supplémentaire qui consiste en la mesure précise de la durée T de la dent de scie considérée.

Selon l'invention, un appareil de mesure de distance faisant application du procédé indiqué plus haut est remarquable en ce qu'il comporte :

- 15 - des premiers moyens de mise en forme dudit signal F_b sous forme d'un signal carré A ayant même phase et même fréquence f_b ,
- des deuxièmes moyens pour mesurer la phase φ_{bo} du signal carré à la fréquence f_b à un instant où la fréquence f est égale à une valeur prédéterminée f_p ,
- 20 - des troisièmes moyens pour déterminer un train de signaux carrés appartenant au signal A et dont le nombre de périodes N (N entier, arbitraire) et la durée T_1 comprise dans la durée T peuvent être mesurés avec une grande précision,
- des quatrièmes moyens de calcul et d'affichage de la distance d à partir des valeurs des paramètres ΔF , φ_{bo} , f_p , N , T_1 et T mesurés pendant une (chaque) rampe de dent de scie, le calcul s'effectuant pendant la durée qui sépare deux rampes consécutives.

L'idée de base de l'invention est d'effectuer une première mesure de d notée d_1 à partir de la formule (3) avec une erreur absolue inférieure à une demi longueur d'onde du signal émis (soit une erreur relative sur d_1 au mieux égale à 10^{-3}). Ceci permet, grâce à une mesure de phase à 10 degrés près du signal F_b , et à l'utilisation d'autres formules indiquées ci-dessous dans lesquelles d_1 intervient, d'obtenir après mesure et calcul la valeur d'un angle électrique de déphasage pouvant atteindre plusieurs milliers de degrés avec une précision de l'ordre de 10^{-4} , et de calculer d à partir de la valeur de cet angle et d'une valeur particulière de la fréquence f mesurée avec une précision

de l'ordre de 10^{-5} . Cette deuxième valeur très précise de d , notée d_2 , est obtenue avec une précision d'environ 10^{-4} , la précision obtenue sur f_b , ΔF et T étant aussi d'environ 10^{-4} .

La description suivante en regard des dessins annexés, 05 le tout donné à titre d'exemple, fera bien comprendre comment l'invention peut être réalisée.

La figure 1 est un schéma synoptique simplifié de deux modes de réalisation possibles de l'invention.

La figure 2 est un schéma synoptique de l'appareil de 10 mesure de distance pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention.

La figure 3 représente des diagrammes de temps de certains signaux du schéma de la figure 2 qui explicitent la mesure de f_b et T .

Les figures 4a et 4b représentent des diagrammes de 15 temps explicitant la mesure de phase Φ_{bo} grâce à l'appareil de la figure 2.

La figure 5 est le schéma synoptique d'un radar FM-CW comportant une boucle d'asservissement pour maintenir constante la fréquence f_b ainsi qu'une boucle de phase permettant d'obtenir une valeur 20 ΔF et une valeur de fréquence centrale f_1 du signal F , constantes avec la précision d'un quartz.

La figure 6 représente en coupe longitudinale avec arrachement l'application de l'invention à un dispositif pour la mesure précise de la hauteur de liquide dans un réservoir.

25 Sur la figure 1 est représenté en 1 un oscillateur com-

mandé par tension VCO dont l'entrée est reliée à la sortie d'un générateur de tension en dents de scie 2, appelé en abrégé GDS. Le VCO engendre un signal hyperfréquence F de fréquence f , par exemple centimétrique ou décimétrique, qui est fourni à une antenne émettrice-réceptrice 3.

30 Une fraction du signal émis est transmise à un mélangeur 4 par l'intermédiaire d'un coupleur 5. Après réflexion sur un objet non représenté dont on veut mesurer la distance d par rapport à l'antenne 3, une fraction du signal émis est reçue, après un retard τ mis pour parcourir deux fois la distance d , par l'antenne 3 (signal F' de fréquence f') et partiellement transmise à une deuxième entrée du mélangeur 4 par l'intermédiaire d'un coupleur 6. Le mélangeur 4 effectue un mélange soustractif des signaux qu'il reçoit et délivre à sa sortie un signal de battement

dont la fréquence f_b est telle que : $f_b = f - f'$. Ce signal est filtré et amplifié à travers l'amplificateur-filtre 7 qui délivre le signal F_b de fréquence f_b . Les éléments 1 à 7 constituent la partie connue classique d'un radar FM-CW à modulation linéaire de fréquence. Le générateur 2 05 peut être autonome et engendrer un signal de tension en dents de scie dont l'excursion linéaire ΔV et la durée T correspondant à cette excursion sont constantes. Les dents de scie sont par exemple asymétriques, croissantes et séparées par des paliers de tension basse V_1 et haute V_2 . A ce signal correspond un signal F en sortie du VCO 1 constitué par des 10 dents de scie de fréquence croissante d'excursion ΔF constante, de durée T et séparées par des paliers de fréquence basse f_0 constante et haute f_2 constante tels que $\Delta F = f_2 - f_0$.

De préférence, le radar comporte entre la sortie du mélangeur 4 et une entrée de commande du GDS 2 une boucle d'asservissement 15 qui a pour fonction de maintenir constante la fréquence f_b en faisant varier la pente des dents de scie lorsque la distance d varie. Cette boucle signalée par un trait interrompu sur la figure 1 comporte l'amplificateur-filtre 7, un discriminateur de fréquence 8 de fréquence centrale f_{bo} constante, et un intégrateur-anamorphoseur 9. Lorsque la distance 20 d varie, la fréquence f_b est maintenue sensiblement égale à f_{bo} et la pente des dents de scie varie, ΔF restant constante, de façon telle que la durée T soit proportionnelle à la distance d en première approximation. Pour plus de détails sur la structure et le fonctionnement de ce radar, 25 on peut se reporter au brevet français déjà cité n° 1 557 670. Pour la mise en œuvre de l'invention, le radar de la figure 1 met de façon connue à disposition, par l'intermédiaire du GDS, un signal logique DE qui est égal à "1" pendant l'excursion de la dent de scie et à "0" pendant les paliers. Les signaux F_b , DDS et DE sont transmis à un organe de mesure et de calcul 10 qui peut être réalisé en logique câblée, 30 mais qui est de préférence un microprocesseur et qui reçoit aussi un signal d'horloge rapide à fréquence par exemple égale à 10 MHz, noté \emptyset .

Partant de la formule (3), l'invention se propose dans un premier stade d'obtenir les valeurs des paramètres f_b , ΔF et T avec une précision améliorée, cette précision devant être sensiblement la même pour chacun des trois paramètres. Il est connu d'obtenir la mesure de T avec une grande précision par utilisation d'un compteur numérique rapide qui reçoit l'horloge \emptyset et le signal DE comme décrit ci-dessous.

La précision sur T étant par exemple de l'ordre de 10^{-4} , l'invention se propose de mesurer ΔF et f_b avec une précision comparable. En ce qui concerne ΔF , la valeur qui serait mesurée à partir du signal DDS en appliquant la formule $\Delta F = f_2 - f_0$ étant insuffisante, il est nécessaire

05 d'adoindre au radar un dispositif de régulation du ΔF à une valeur pré-déterminée à l'aide d'oscillateurs à quartz, comme décrit ci-dessous en référence à la figure 5. ΔF est alors introduit comme une constante extérieure dans l'organe 10. La mesure précise de f_b se fait à partir du signal F_b par comptage d'un nombre entier N de sinusoïdes du signal F_b

10 formant un train à l'intérieur de la durée T , et mesure concomitante de la durée T_1 de ce train qui peut être faite avec la même précision que T . La précision obtenue est d'autant plus grande que T_1 est grand et dans la plupart des cas, il est possible de faire en sorte que T_1 soit environ égal à $0,9 T$. On obtient alors à partir de la formule (3) la va-

15 leur précise de d , notée d_1 , qui s'écrit :

$$d_1 = \frac{c N T}{2 \Delta F T_1} \quad (4)$$

avec $f_b = \frac{N}{T_1}$ (5)

L'invention se propose, en liaison avec ce qui précède, à partir d'une mesure de phase Φ_{bo} du signal F_b , d'une mesure de fréquence f_0 du signal F , ces deux mesures étant faites à un même instant t_0 choisi arbitrairement pendant la durée T et de la valeur d_1 , de déterminer la distance d , notée d_2 , avec une précision plusieurs fois plus grande que celle obtenue sur d_1 au moins sur une certaine plage de distances. Avantageusement, l'instant t_0 marque le début de la durée T , instant auquel la fréquence du signal F est égale à la fréquence $f_p = f_0$ pré-déterminée du palier bas et peut être connue avec précision, étant obtenue à partir d'oscillateurs à quartz comme décrit ci-dessous en référence à la figure 5.

Les formules et les calculs qui permettent d'obtenir d_2 sont comme suit :

30 $\Phi = 2\pi f_0 \tau = 4\pi f_0 \frac{d}{c}$ (6)

Φ étant l'angle, pouvant comporter plusieurs cycles, qui représente avec une très bonne approximation le déphasage global entre les signaux F et

F' à l'instant t_0 , en prenant comme origine le point d'intersection entre la droite d'équation $f(t) = \frac{\Delta f}{T} t$ et l'axe des temps. Ce déphasage global représente l'angle électrique parcouru par le signal F pendant le temps τ . La formule (6) donne φ en première approximation seulement, du fait de l'hypothèse simplificatrice implicite selon laquelle la fréquence f resterait constante et égale à f_0 pendant la durée τ qui précède l'instant t_0 . L'erreur ainsi introduite sur φ est cependant très faible, par exemple de l'ordre de 10^{-8} seulement si l'on choisit pour f une fréquence de l'ordre de 10 GHz et pour f_b une fréquence de l'ordre de 100 Hz, et peut être négligée. L'angle φ peut encore s'écrire :

$$\varphi = \varphi_{bo} + 2 k\pi \quad (7)$$

φ_{bo} étant la phase du signal F_b à l'instant t_0 et k un nombre entier.

En combinant les équations (6) et (7) on obtient :

$$d = \frac{c}{4\pi f_0} (\varphi_{bo} + 2 k\pi) \quad (8)$$

soit, en introduisant dans la formule (8) la valeur d_1 de d :

$$k = \frac{2 f_0 d_1}{c} - \frac{\varphi_{bo}}{2\pi} \quad (9)$$

Si les valeurs de f_0 , d_1 , φ_{bo} étaient les valeurs exactes, on obtiendrait pour k la valeur entière recherchée ; f_0 , d_1 et φ_{bo} étant des valeurs obtenues à partir de mesures, on obtient en fait d'après la formule (9) à la place de k , une valeur k' non entière, voisine de k . Le but de l'invention est que ces mesures soient assez précises pour que l'on obtienne pour k' une valeur non entière de k , telle que :

$$k - \frac{1}{2} < k' < k + \frac{1}{2} \quad (10)$$

Les contraintes à respecter pour que la condition (10)

soit remplie sont décrites plus loin.

Il devient ainsi possible de déterminer la valeur de k à partir de celle de k' , ce qui permet d'utiliser la formule (8) pour la mesure de d avec une grande précision. En effet, l'erreur absolue sur φ est alors la même que celle sur φ_{bo} , soit par exemple ± 10 degrés. Par contre, l'erreur relative sur φ est, dans l'hypothèse où $f_0 = 10$ GHz et où $d = 10$ m, en vertu de la formule (6) de l'ordre de $4 \cdot 10^{-5}$. La valeur de f_0 étant obtenue avec la précision d'un oscillateur à quartz et par

exemple de l'ordre de 10^{-5} , la précision obtenue sur d_2 est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-5}$. Il faut noter que si l'erreur absolue sur φ_{bo} était cinq fois plus faible, l'erreur relative sur d_2 serait aussi environ cinq fois plus faible, soit de l'ordre de 10^{-5} .

05 Les figures 2 et 3 illustrent un mode de réalisation de l'invention, permettant la mesure de certains paramètres et la détermination de la distance d_2 à partir des signaux DDS, Fb, DE indiqués à la figure 1 et d'un signal de seuil S d'une part et des valeurs de ΔF et f_0 introduites comme des constantes.

10 La figure 2 représente l'organe 10 de la figure 1. Sur la partie de la figure 2 située à gauche d'un trait interrompu 13 est représentée la partie de mesure de l'organe 10, et à droite de la ligne 13 la partie de calcul, avantageusement un microprocesseur.

15 La figure 3 représente des diagrammes de temps de certains signaux reçus ou engendrés par la partie de mesure de l'organe 10. Un circuit à seuil 14 (figure 2) reçoit le signal DDS qui se présente par exemple sous la forme d'une rampe de tension croissante, répétitive, limitée par deux paliers, un palier bas de valeur V_1 constante et un palier haut de valeur V_2 constante. Un signal de tension continue S légèrement inférieure à V_2 est aussi fourni au circuit 14 qui, de façon continue délivre un signal de tension logique G, égal à "1" lorsque la tension de DDS est inférieure à la tension de S et à "0" dans le cas contraire. D'autre part, le signal sinusoïdal Fb est transformé, dans un circuit de mise en forme 15 en un signal carré A ayant même fréquence et même phase. Le signal DE engendré par le GDS 2 (figure 1) est égal à "1" pendant la rampe de tension de DDS comprise entre V_1 et V_2 , et à "0" ailleurs. Une bascule bistable, en l'occurrence une bascule D 16 reçoit sur son entrée D un signal logique issu d'un circuit-porte logique ET 17 dont les deux entrées reçoivent le signal G et le signal DE. La bascule 20 16 reçoit sur son entrée d'horloge le signal A et délivre à sa sortie Q un signal B qui est à l'état logique "1" entre deux fronts montants du signal A, pendant la durée T_1 . Le temps T_1 est mesuré à l'aide d'un compteur rapide 18 qui reçoit le signal d'horloge \emptyset et sa valeur est transmise à la partie de calcul sous forme série ou parallèle. Pour le calcul 25 du nombre N, les signaux A et B sont transmis à un circuit-porte ET 19 qui délivre un train de N impulsions à l'entrée d'un compteur 20. Après mise en forme en 20 les N impulsions sont transmises sous forme série ou

parallèle à la partie de calcul.

La mesure de déphasage φ_{bo} s'effectue comme décrit ci-dessous en référence à la figure 4. Les figures 4a et 4b représentent à plus grande échelle les signaux DDS et Fb de la figure 3. L'instant choisi pour la mesure de φ_{bo} est l'instant t_0 auquel la rampe de tension a la valeur V_1 , et le signal F la valeur prédéterminée $f_p = f_0$.

Soit θ_1 le temps qui, à partir de t_0 , s'écoule jusqu'au premier passage à 0 par valeurs croissantes du signal Fb (premier front montant de A) et θ_2 le temps qui s'écoule jusqu'au deuxième front montant de A. La période de Fb est égale à $\theta_2 - \theta_1$ et le temps qui mesure le déphasage φ_{bo} à $\theta_2 - 2\theta_1$. Il s'ensuit que le déphasage φ_{bo} est égal à:

$$\varphi_{bo} = 2\pi \frac{\theta_2 - 2\theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \quad (11)$$

Pour engendrer un signal logique égal à "1" uniquement pendant la durée θ_1 , le signal B inversé par un circuit inverseur 22, le signal G et le signal DE sont transmis à un circuit-porte ET 23 dont le signal de sortie est fourni à un compteur rapide 24 qui effectue la mesure de θ_1 comme le compteur 18 celle de T_1 . La durée θ_2 est engendrée de façon semblable. Une bascule D 25 qui reçoit le signal B sur son entrée D et le signal A sur son entrée d'horloge délivre un signal dont le premier front montant coïncide avec la fin de la durée θ_2 . Ce signal est inversé par un circuit inverseur 26 et transmis, ainsi que les signaux G et DE à un circuit-porte ET 27 dont la sortie est à l'état logique "1" pendant θ_2 . Comme les durées T_1 et θ_1 , θ_2 est mesurée par un compteur rapide 28. De même, la durée T est mesurée, si besoin est, par un compteur rapide 29 semblable aux compteurs 18, 24 et 28. On peut aussi choisir comme instant de mesure de φ_{bo} et de f_0 un instant où le signal Fb passe par "0" par valeurs croissantes, l'instant de n'importe quel front montant du signal A. Dans ce cas, φ_{bo} qui est nul du fait de ce choix n'a pas besoin d'être mesuré. Par contre, la valeur de f doit être mesurée audit instant par un périodemètre à quartz.

La remise à zéro des compteurs 18, 20, 24, 28, 29 est effectuée par un signal RAZ qui peut être engendré de façon connue par le radar à n'importe quel instant compris entre les instants t_2 marquant la fin de la rampe de tension du signal DDS et t_0 marquant le début de la rampe suivante. De préférence, on choisit pour la remise à zéro l'instant

tant t_3 qui est celui du passage de la valeur maximale à la valeur minimale du signal DDS (passage de V_2 à V_1 lorsque le signal DDS comporte des paliers).

Lorsque la partie droite de la figure 2 est un micropro-

05 cesseur, les valeurs de T_1 , N , θ_2 , θ_1 et T sont transmises à des circuits d'interface (ports d'entrée-sortie) et le microprocesseur est programmé de façon connue pour exploiter ces nombres traduits en parallèle sur le bus de données selon la séquence suivante :

10 - calcul de la fréquence f_b selon la formule (5) symbolisé en 31, figure 2 ;

15 - calcul de la distance d_1 selon la formule (4) symbolisé par le bloc 32 qui reçoit en plus des données variables f_b et T les constantes c , 2 et la valeur de ΔF introduite comme une constante, ces valeurs étant contenues dans une mémoire morte (ROM). Il faut noter que dans le cas où T est fixe, sa mesure, en 29 n'est pas nécessaire et sa valeur est alors introduite directement en 32 à titre de constante.

20 - calcul de l'angle φ_{bo} selon la formule (11), symbolisé par le bloc 33 qui reçoit les variables θ_1 et θ_2 et la constante 2π ;

25 - calcul de la valeur non entière de k par la formule (9), schématisé par le bloc 34 qui reçoit les variables d_1 et φ_{bo} , les constantes $\frac{c}{2}$ et 2π et la valeur de f_o traitée comme une constante et contenue dans une ROM ;

30 - calcul de k à l'aide d'un circuit d'arrondi 35 qui identifie à k le nombre entier le plus proche de la valeur obtenue en sortie de 34 ;

35 - calcul de la distance d_2 à partir de la formule (8) symbolisé par le bloc 36 qui reçoit les variables φ_{bo} et k et les constantes $\frac{c}{2}$, 2π et f_o .

La valeur de d_2 est ensuite affichée par tout moyen connu. Les calculs indiqués ci-dessus sont de préférence assez rapides pour pouvoir être effectués pendant le temps qui sépare deux rampes consécutives du signal DDS. Il est alors possible de répéter la mesure de d_2 pour chaque rampe du signal d'émission. Ces calculs peuvent aussi être réalisés en logique câblée. Même dans ce dernier cas chacune des quatre opérations +, -, x, /, est effectuée de préférence par un circuit unique auquel différents paramètres sont présentés séquentiellement en tant qu'opérateurs de façon à obtenir le résultat souhaité décrit ci-dessus.

Ce qui précède suppose que la condition (10) est remplie. Pour cela, il faut que la mesure de d_1 soit suffisamment précise, ce qu'indique le calcul d'erreurs suivant :

À une erreur sur la mesure de T_1 correspond une erreur 05 angulaire $d\zeta$ commise sur les N sinusoides comptées, telle que :

$$\frac{dT_1}{T_1} = 2 \frac{d\zeta}{2\pi} \cdot \frac{1}{N} \quad (12)$$

le facteur 2 provenant du fait que les erreurs commises en début et en fin de T_1 sont indépendantes et peuvent se cumuler, $d\zeta$ étant l'erreur commise soit au début, soit à la fin de l'angle ζ . La formule (12) peut 10 s'écrire :

$$d\zeta = \frac{N}{T_1} dT_1 \quad (13)$$

Par ailleurs, la dérivée de d_1 par rapport à T_1 à partir de la formule (4) s'écrit, sans tenir compte du signe :

$$\frac{d d_1}{dT_1} = \frac{c N T}{2 \Delta F T_1^2} dT_1 \quad (14)$$

15 soit, en tenant compte de la formule (13) :

$$d d_1 = \frac{c T}{2\pi T_1 \Delta F} d\zeta \quad (15)$$

D'autre part, pour profiter du supplément de précision apporté par la mesure de phase - utilisation de la formule (8) - il faut que la mesure de fréquence f_0 soit suffisamment précise pour que k' - formule (9) - 20 puisse être calculé et que k puisse être déterminé en fonction de k' sans ambiguïté, c'est-à-dire que l'erreur sur d_1 soit telle que :

$$d d_1 < \frac{\lambda_0}{2} \quad (16)$$

λ_0 étant la longueur d'onde du signal hyperfréquence à la fréquence f_0 , soit encore :

$$25 \quad d d_1 < \frac{c}{2f_0} \quad (17)$$

En combinant les formules (15) et (17) :

$$d\zeta < \frac{T_1}{T} \cdot \frac{\Delta F}{f_0} \quad (18)$$

Comme décrit ci-dessus, les valeurs de T_1 et de T peuvent être très voisines l'une de l'autre. Il y a intérêt à choisir le seuil S aussi proche que possible de la valeur V_2 (voir figure 3) en s'assurant toutefois que la valeur de f_b soit assez grande pour que le signal F_b décrive au moins une sinusoïde pendant la durée t_1 à t_2 . Le rapport $\frac{T_1}{T}$ pouvant être, en première approximation considéré comme égal à l'unité, l'inégalité (18) signifie que pour remplir la condition (10) il suffit d'obtenir sur l'angle ζ (N sinusoïdes du signal F_b) une précision, exprimée en radians, inférieure à $\frac{\Delta F}{f_0}$ soit par exemple une précision de l'ordre de $\frac{\pi}{10}$ (18°) si l'on prend : $f_0 = 10 \Delta F$. Une telle précision est facile à obtenir. En effet, la mesure précise de T_1 décrite ci-dessus implique une précision sur ζ de l'ordre de quelques degrés seulement.

On notera d'autre part que la précision obtenue sur d_2 est, en dérivant la formule (8) par rapport à φ_{bo} et en négligeant l'erreur sur f_0 :

$$d d_2 = \frac{c}{4\pi f_0} d \varphi_{bo} \quad (19)$$

La formule (19) est à comparer à la formule (15). Si l'on considère en première approximation que : $d \varphi_{bo} \approx d\zeta$ et que : $\frac{T}{T_1} \approx 1$, il apparaît que les précisions comparées sur d_2 et sur d_1 sont dans le rapport :

$$\frac{d d_2}{d d_1} = \frac{\Delta F}{2 f_0} \quad (20)$$

Le rapport $\frac{\Delta F}{f_0}$ est avantageusement choisi le plus faible possible, vérification faite que la formule (18) est respectée pour toute la gamme de distances à mesurer.

Les calculs d'erreurs faits aux paragraphes précédents sont valides dans la mesure où les valeurs de f_0 et de ΔF peuvent être obtenues avec la précision d'un oscillateur à quartz, c'est-à-dire avec une erreur inférieure ou égale à celle obtenue sur les autres paramètres ou variables. On décrit ci-dessous, en référence à la figure 5 un radar qui permet, selon l'invention, d'obtenir les valeurs de f_0 et de ΔF avec une telle précision.

Sur la figure 5, sont représentés les principaux éléments du radar de la figure 1 avec boucle d'asservissement, ces éléments

ayant même fonction : le VCC 1, le GDS 2, l'antenne émettrice-réceptrice 3, le mélangeur 4, les coupleurs 5 et 6, l'amplificateur-filtre 7, le discriminateur de fréquence 8 (dit aussi discriminateur de poursuite) et l'intégrateur-anamorphoseur 9. Le GDS est constitué par un amplificateur opérationnel 53 dont la sortie 60 est reliée à son entrée inverseuse 54 par l'intermédiaire d'un condensateur 55. La commande de rampe du GDS a lieu par application d'un signal de tension continue sur l'entrée 54. D'autre part, un interrupteur 56 est monté en parallèle sur le condensateur 55 et un interrupteur 57 est monté sur le conducteur qui relie une borne de commande 58 à l'entrée inverseuse 54 par l'intermédiaire d'une résistance 80. Lorsque l'interrupteur 56 est ouvert, l'interrupteur 57 est fermé et que la tension sur l'entrée non inverseuse 59 est fixe, l'amplificateur opérationnel 53 fonctionne en intégrateur et constitue un générateur de dents de scie, le condensateur 55 se chargeant à débit constant à travers la résistance 80. Lorsque la tension sur la borne 58 est négative, on obtient ainsi un signal de tension croissant en fonction du temps à la sortie 60 de l'amplificateur 53, c'est-à-dire du GDS 2 (cas du radar de la figure 5) et pour une tension positive en entrée, un signal de tension décroissant en sortie. Le radar de la figure 5 comporte en outre selon l'invention des moyens de détection pour détecter l'instant t_2 où le signal F atteint une valeur de fréquence prédéterminée constante égale à : $f_1 + f_q$ et pour détecter l'instant t_0 où le signal F atteint une valeur de fréquence prédéterminée constante égale à : $f_1 - f_q$. Ces moyens de détection comportent en premier lieu un mélangeur de fréquence 61 qui reçoit sur une première entrée une fraction du signal de sortie F par l'intermédiaire d'un organne de couplage 62. D'autre part, un premier oscillateur à quartz 63 délivre un signal à fréquence fixe f_1 sur une deuxième entrée du mélangeur 61 dont la sortie est le siège d'un signal à fréquence $|f - f_1|$. Un comparateur de phase 64 reçoit sur une première entrée le signal à fréquence $|f - f_1|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence f_q constante délivré par un deuxième oscillateur à quartz 65.

A partir de la configuration décrite ci-dessus, la détection des instants t_0 et t_2 obtenue à partir du comparateur de phase 64 peut se faire de plusieurs façons dont l'une est décrite ci-dessous en référence à la figure 5. Sur la figure 5 est représentée une boucle de phase qui comporte, à partir de la sortie du comparateur de phase 64

un amplificateur-filtre 73, un convertisseur analogique-numérique (CAN) 74 et, à partir d'un point de branchement 75, un convertisseur numérique-analogique (CNA) 76 et un CNA 77. Les convertisseurs 74 et 76 ou 74 et 77 sont reliés entre eux par plusieurs conducteurs, ce qui est symbolisé sur le dessin par un conducteur unique coupé par une barre oblique. Il s'agit par exemple de 12 conducteurs dont un conducteur pour le bit de signe, permettant de compter des nombres compris entre - 2047 et 2048. La sortie du CNA 77 est reliée à travers une résistance 78 à l'entrée inverseuse d'un comparateur 81 qui est de préférence un amplificateur opérationnel. La deuxième entrée du comparateur 81, c'est-à-dire l'entrée non inverseuse reçoit le signal de sortie de l'amplificateur opérationnel 53 qui se confond avec celui du GDS 2 en 60. La sortie du comparateur 81 est reliée à l'entrée d'un circuit logique 82 comportant des temporisateurs et des circuits-portes logiques et qui possède quatre sorties de commande, référencées 83, ces sorties pouvant être le siège de signaux logiques sous forme de deux niveaux de tension constante représentant les états logiques "0" ou "1". Le circuit logique 82 comporte de préférence deux circuits monostables disposés en série, le premier monostable, déclenché par un front montant déterminant la durée λ du palier haut de la dent de scie et le deuxième monostable, déclenché par un front descendant à partir du premier, déterminant la durée δ du palier bas de la dent de scie de tension en sortie du GDS ou de fréquence en sortie du VCO. Une première et une deuxième sortie servent au verrouillage ou au déverrouillage des CNA 77 et 76 respectivement, une troisième et une quatrième sortie commandant l'ouverture ou la fermeture des interrupteurs 56 et 57 respectivement. Ces quatre sorties sont symbolisées par des lignes en trait interrompu 83 et sont issues de circuits-portes logiques, internes au circuit 82, le tout constituant des moyens de commutation et de verrouillage. La sortie du CNA 76 est reliée à l'entrée 59 de l'amplificateur opérationnel 53 par l'intermédiaire d'une résistance 85. Les organes 53 et 81 sont par exemple des amplificateurs opérationnels μ Al01A fabriqués par la société Fairchild. Un cycle de fonctionnement du radar selon la figure 5 est décrit ci-dessous. On peut considérer avec une très bonne approximation que la borne 58 est le siège d'une tension négative constante, ce qui, lors de la phase de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel 53 en intégrateur, résulte en une rampe de tension croissante en 60 et en un si-

gnal hyperfréquence dont la fréquence varie de façon croissante sensiblement linéaire en sortie du VCO 1. Cette phase est celle pendant laquelle les CNA 76 et 77 sont verrouillés, l'interrupteur 56 est ouvert et l'interrupteur 57 fermé sous la commande des moyens de verrouillage et de

05 commutation comme expliqué ci-dessous, le mélangeur 61 délivrant, avant l'instant t_2 , un signal de fréquence égale à : $f = f_1$. A l'instant t_2 , le signal f atteint (respectivement atteindrait) la valeur prédéterminée $f_2 = f_1 + f_q$ et le signal en sortie du mélangeur 61 la valeur f_q . A un instant très proche de t_2 le signal croissant sur l'entrée non inverseuse du comparateur 81 devient égal au signal sur l'entrée inverseuse.

Lorsque ceci se produit, le signal de tension en sortie du comparateur 81 bascule d'un niveau bas à un niveau haut, ce front montant déclenchant le circuit logique 82, en l'occurrence le premier monostable caractérisé par sa durée γ ; à partir de cet instant très proche de t_2 ,

15 l'interrupteur 57 est ouvert, sous l'action du quatrième conducteur 83, ce qui arrête la charge du condensateur 55 et fige la sortie 60 à un niveau de fréquence très proche de $f_1 + f_q$ (le CNA 76 restant verrouillé), et le CNA 77 est déverrouillé (premier conducteur 83), ce qui permet à la boucle de phase d'agir sur l'entrée inverseuse du comparateur 81 de

20 façon à réajuster cette tension, qui agit comme une tension de seuil, à une valeur qui correspond à une valeur de fréquence égale à $f_2 = f_1 + f_q$ pour le signal F . Ce fonctionnement se poursuit pendant une durée arbitraire : $\gamma = t_3 - t_2$ (voir figure 3) déterminée par une temporisation interne au circuit 82 (durée du premier monostable). L'instant t_3 marque

25 la fin de γ qui déclenche une nouvelle temporisation δ (activation du deuxième monostable) pendant laquelle le CNA 77 est verrouillé, le CNA 76 est déverrouillé, l'interrupteur 56 est fermé, le condensateur 55 est déchargé et la fréquence f devient proche de $f_1 - f_q$, l'interrupteur 57 restant ouvert. Pendant cette phase, l'amplificateur opérationnel 53

30 fonctionne en amplificateur suiveur de gain unité (contreréaction totale) et la boucle de phase maintient la valeur de f égale à : $f_0 = f_1 - f_q$. De préférence, le signal de sortie des CNA 76 et 77 est pré-réglé pour que les valeurs de fréquence f_2 , correspondant à la tension V_2 (figure 3) respectivement f_0 correspondant à la tension V_1 soient obtenues pour

35 des valeurs numériques proches de zéro en entrée des CNA 76 et 77 respectivement. Dans ce but sont branchés en série à l'extrémité de la résistance 78 située du côté du comparateur 81 une résistance 86 et un

potentiomètre 87 et à l'extrémité correspondante de la résistance 85, une résistance 88 et un potentiomètre 89. Ceci permet d'avoir un ajustement rapide de la valeur de ΔF à la valeur : $f_2 - f_0 = 2 f_q$, surtout en ce qui concerne la limitation de f à la valeur du palier supérieur à la 05 fréquence f_2 comme on le verra ci-dessous. D'autre part, cette mesure permet d'optimiser la plage de régulation des boucles de phase en la rendant la plus grande possible étant donné que la valeur zéro se situe au milieu de l'échelle de codage choisie pour les CNA 76 et 77.

Il faut noter que pendant les durées γ et δ , la fréquence 10 du signal de sortie du mélangeur 61 est restée sensiblement constante et égale à f_q . La fin de δ , en t_0 , se traduit par un front descendant en sortie du deuxième monostable, entraînant l'ouverture de l'interrupteur 56, la fermeture de l'interrupteur 57 et le verrouillage du CNA 76. On se retrouve donc avec la même configuration qui existait juste avant 15 l'instant t_2 , soit dans la phase du cycle pendant laquelle la boucle de phase est inhibée et où l'amplificateur opérationnel 53 fonctionne en tant que générateur de rampe. Pendant la durée qui s'écoule de t_0 à t_2 , la fréquence f croît linéairement de f_0 à f_2 , alors que la fréquence du signal de sortie du mélangeur 61 est d'abord égale à $f_1 - f$ puis, après 20 passage par zéro, à $f - f_1$, et le cycle recommence.

On notera que lors de ce fonctionnement la correction exercée par la boucle de phase est prise en compte à l'instant t_3 , au moment du verrouillage du CNA 77 et n'exerce son effet qu'à l'instant t_2 qui marque le début du cycle suivant. Pendant la durée γ , la fréquence 25 du signal F , proche de f_2 , est indépendante des fluctuations du signal sur l'entrée inverseuse du comparateur 81. Il s'ensuit qu'une durée pouvant atteindre plusieurs dizaines de fois celle d'un cycle ($T + \gamma + \delta$) est nécessaire pour ajuster la fréquence f à la valeur f_2 pendant le palier γ de chaque cycle, avec une précision de l'ordre de 10^{-5} à 10^{-7} . 30 dans le cas préféré où les oscillateurs 63 et 65 sont des oscillateurs à quartz. Cette durée est d'autant plus réduite que le pré-réglage du CNA 77 indiqué ci-dessus au moyen du potentiomètre 87 est précis, ce qui permet en outre de donner au CNA la meilleure sensibilité en faisant en sorte que l'échelon de tension élémentaire en sortie du CNA 77 soit le 35 plus petit possible et provoque une variation de fréquence discrète inférieure à l'erreur de fréquence des oscillateurs 63 et 65. Si la durée d'un cycle est de 10 ms, par exemple, un temps de l'ordre de la seconde

peut être nécessaire pour ajuster la fréquence f à la valeur f_2 pendant le palier γ de chaque cycle, ce qui est admissible pour la plupart des applications, mais pour un cycle de 500 ms par contre, un temps de l'ordre de la minute peut être considéré comme trop long. Il faut noter que 05 certains organes du dispositif peuvent subir des dérives en température ou des dérives dues au vieillissement, le VCO 1, notamment. Dans ce cas, malgré un pré-réglage précis du CNA 77 au moyen du potentiomètre 87, le temps d'ajustement de f à la valeur f_2 est accru et il peut s'avérer nécessaire de refaire occasionnellement le réglage.

10 Far contre, l'ajustement de f à la valeur : $f_0 = f_1 - f_q$ pendant la durée δ de chaque cycle a lieu de façon quasi instantanée pendant la durée δ même, soit en une ou quelques millisecondes environ, étant donné le rebouclage direct de la deuxième boucle de phase à travers le CNA 76, l'amplificateur opérationnel 53 et le VCO 1. Les interrupteurs 56 et 57 de la figure 5 sont de préférence des transistors à effet de champ commandés par leur grille, à partir du circuit logique 82, par l'intermédiaire des troisième et quatrième sorties 83 qui sont le siège de signaux logiques aptes à opérer la séquence de commutation adéquate pour les interrupteurs 56 et 57 et par exemple telle que décrite ci-dessus. Dans le radar de la figure 5, les signaux F_b et DDS sont prélevés comme décrit en référence à la figure 1, et le signal DE est prélevé sur la quatrième sortie 83 qui commande l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur 57. Selon le type de logique utilisé en 83, 56 et 57 il peut être nécessaire de complémenter par un inverseur le signal logique déduit de la quatrième sortie 83 pour obtenir le signal DE représenté à la figure 3. Les valeurs $\Delta F = 2 f_q$ et $f_0 = f_1 - f_q$, prédéterminées et obtenues avec précision peuvent dès lors être introduites comme des constantes dans le dispositif de calcul (partie droite de la figure 2).

30 Pour obtenir une stabilisation de ΔF à la valeur très précise requise au cours de chaque cycle, il est possible de rendre symétrique l'action de la boucle de phase pendant les paliers de durée γ et δ , moyennant une légère complication du radar de la figure 5 et une modification partielle de la séquence de commutation des interrupteurs 56 et 57. Cette variante du radar n'est pas représentée. Partant du schéma de la figure 5, elle consiste à relier le point commun aux résistances 85 et 88 à l'entrée non inverseuse 59 de l'amplificateur opérationnel 53

par l'intermédiaire du trajet source-drain d'un transistor à effet de champ dont la grille peut être commandée par le premier conducteur 83 relié à la sortie du premier monostable à l'intérieur du circuit 82. De façon symétrique, le point commun aux résistances 78 et 86 est relié à 05 l'entrée non inverseuse 59 de l'amplificateur opérationnel 53 par l'intermédiaire du trajet source-drain d'un transistor à effet de champ dont la grille est commandée par le signal complémentaire de celui sur le premier conducteur 83. Pour la commande des interrupteurs 56 et 57, la sortie de chaque monostable est reliée à une entrée d'un circuit-por-10 te OU dont la sortie commande directement l'un des interrupteurs 56, 57 et, après complémentation du signal, l'autre interrupteur. On obtient ainsi un fonctionnement identique au précédent en ce qui concerne les phases de durée δ et t_0 à t_2 , le fonctionnement pendant la durée γ devenant analogue à celui pendant la durée δ du fait que la boucle de phase 15 agit alors directement par l'intermédiaire du CNA 77 sur l'entrée 59. Dans ce cas, les états logiques des interrupteurs 56 et 57 sont complémentaires, l'interrupteur 57 étant fermé et l'interrupteur 56 ouvert pendant la rampe de la dent de scie et 57 ouvert, 56 fermé pendant les paliers séparant deux rampes consécutives. Le front descendant en sortie 20 du premier monostable (instant t_3) déclenche par exemple le calcul de d_2 dans le microprocesseur.

Il est encore possible, pour l'obtention des valeurs de ΔF et f_0 avec une grande précision de s'affranchir des paliers qui séparent les rampes de la dent de scie et de l'action de la boucle de phase 25 décrite ci-dessus, pourvu que les points (f_0, t_0) et (f_2, t_2) marquant les extrémités de la rampe pour chaque dent de scie de la courbe $F(t)$ soient déterminés de façon précise. Pour cela, de façon non représentée, les éléments 61 à 65 de la figure 5 sont conservés, les éléments 73 à 89 supprimés et la sortie du comparateur de phase 64 est reliée à un micro-30 processeur par l'intermédiaire d'un détecteur d'amplitude, d'un circuit de comparaison par rapport à un seuil de tension et de mise en forme et d'un compteur numérique qui reçoit aussi les signaux d'horloge \emptyset et de remise à zéro RAZ. Ce microprocesseur est avantageusement le même que celui qui effectue les calculs décrits avec référence à la partie droite 35 de la figure 2.

Une application de l'invention à la mesure précise de courtes distances est décrite ci-dessous en référence à la figure 6. La

référence 91 désigne un VCO à grenat d'Yttrium, appartenant à l'un des radars décrits plus haut. L'application consiste à mesurer la hauteur du niveau 92 d'un liquide 93 dans un réservoir 94 représenté avec une partie arrachée. Le liquide est par exemple de l'hydrogène liquide et la distance à mesurer est par exemple comprise entre 1,5 m et 8 m. Un guide d'ondes 95, d'une longueur supérieure à la hauteur du réservoir relie la sortie du VCO 91 au fond du réservoir, constituant un équivalent avantageux de l'antenne émettrice-réceptrice 3 (figures 1 et 5). Une lumière, non représentée, est prévue à la partie basse du guide d'ondes, pour permettre au liquide de pénétrer à l'intérieur du guide. La puissance émise par le VCO est de l'ordre de 5 mW. Un premier atténuateur de 3 dB à lame de carbone 96 est placé entre le VCO 91 et les diodes 97 qui font office de coupleurs (5, 6) à l'émission et à la réception, ceci en protection contre les réflexions parasites. Les diodes 97 ont leur cathode reliée à un mélangeur 98 d'un type connu, par exemple un mélangeur $5\lambda/4$. Le couplage des deux diodes leur donne environ 0,5 mW d'oscillation locale chacune. La puissance restante, soit 1,5 mW environ part dans le guide, après une seconde atténuation de 6 dB par un atténuateur 99 et traversée d'un radôme en matériau diélectrique symbolisé par la référence 100. La partie du guide située entre les atténuateurs 96 et 99 peut être portée à une température prédéterminée à l'aide d'une résistance de chauffage 101.

Dans la partie du guide d'ondes située à l'intérieur du réservoir, la cible est constituée soit par une fine lamelle de cuivre de 0,01 mm d'épaisseur environ maintenue à la surface libre du liquide par l'effet de la tension superficielle, soit de préférence par la surface libre même du liquide. Afin d'éviter les réflexions parasites au fond du réservoir le guide est terminé, à son extrémité inférieure, par une charge adaptatrice d'impédances, ou bien il débouche sur un réflecteur métallique oblique 102 destiné à évacuer latéralement l'énergie qui n'aurait pas été réfléchie à la surface libre du liquide.

Pour fixer les idées, le VCO 91 émet par exemple un signal F modulé linéairement entre $f_1 = 10$ GHz et $f_2 = 12$ GHz, soit : $\Delta F = f_2 - f_1 = 2$ GHz. Ces valeurs de fréquence correspondent respectivement, pour les fréquences des oscillateurs à quartz 63 et 65 (figure 2) à :

$$f_1 = 11 \text{ GHz}$$

$$f_q = 1 \text{ GHz}$$

La fréquence centrale f_{bo} du discriminateur de fréquence (8, figure 1 ou 5) est égale à 100 Hz.

La distance d à mesurer étant comprise entre 1,5 m et 8 m, la durée T de la dent de scie est comprise entre 200 ms et 1066 ms
 05 $(T = \frac{2d}{c f_b})$.

Si par ailleurs on prend :

$$d \varphi_{bo} = d\zeta = 10^6$$

$$T = 1,1 T_1$$

on trouve, en vertu de la formule (15) :

$$10 \quad d d_1 = 4,6 \text{ mm}$$

et, en vertu de la formule (19) :

$$d d_2 = 0,417 \text{ mm.}$$

REVENDICATIONS :

1. Procédé pour la détermination précise de la distance d d'un objet par rapport et à l'aide d'un radar du type FM-CW comportant un générateur VCO d'un signal hyperfréquence F de fréquence instantanée f modulé linéairement en fréquence par un modulateur DDS engendrant un signal de tension en dents de scie DDS présentant chacune une rampe de durée T pendant laquelle le signal F décrit une excursion linéaire de fréquence de valeur ΔF prédéterminée, constante, connue avec précision, une antenne émettrice-réceptrice et un mélangeur qui reçoit le signal émis, et le signal reçu F' de fréquence instantanée f' après réflexion sur l'objet dont on veut mesurer l'éloignement d , et qui délivre un signal F_b de fréquence f_b , le procédé étant caractérisé en ce qu'il comporte les étapes suivantes pendant la durée T d'une dent de scie :
 - la mesure précise de la fréquence f_0 du signal F et de la phase φ_{bo} du signal F_b à un instant t_0 ,
 - la détermination d'un train de N périodes (N entier) du signal F_b dont on mesure la valeur N et la durée T_1 comprise dans la durée T ,
 - le calcul approché de d , noté d_1 , à partir des valeurs ΔF , T et des valeurs trouvées pour N et T_1 à l'étape précédente,
 - le calcul approché de φ , noté φ_1 , qui est le déphasage global entre signaux émis et reçu à partir des valeurs de f_0 et d_1 trouvées aux étapes précédentes,
 - la détermination de l'angle $2 k\pi$, k étant un nombre entier, réellement contenu dans l'angle φ à partir des valeurs φ_{bo} , φ_1 trouvées aux étapes précédentes,
 - l'identification de la valeur précise de φ , notée φ_2 à la somme : $\varphi_{bo} + 2 k\pi$,
 - le calcul de la valeur précise de d , notée d_2 , à partir des valeurs de f_0 et de φ_2 trouvées aux étapes précédentes.
2. Procédé pour la détermination précise de distance selon la revendication 1, mettant en oeuvre un radar du type FM-CW pour lequel la durée T de chaque dent de scie est prédéterminée, constante et connue avec précision.
3. Procédé pour la détermination précise de distance selon la revendication 1 mettant en oeuvre un radar du type FM-CW comportant une boucle d'asservissement entre la sortie dudit mélangeur et l'entrée dudit modulateur pour maintenir sensiblement constante la fréquence f_b

du signal F_b de sortie dudit mélangeur, caractérisé en ce qu'il comporte l'étape supplémentaire qui consiste en la mesure précise de la durée T de la dent de scie considérée.

4. 05 Appareil de mesure de distance pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il comporte :

- des premiers moyens de mise en forme dudit signal F_b sous forme d'un signal carré A ayant même phase et même fréquence f_b ,
- des deuxièmes moyens pour mesurer la phase φ_{bo} du signal carré à fréquence f_b à un instant appartenant à la durée T où la fréquence f du signal F est égale à une valeur prédéterminée f_p ,
- des troisièmes moyens pour déterminer un train de signaux carrés appartenant au signal A et dont le nombre de périodes N (N entier, arbitraire) et la durée T_1 comprise dans la durée T peuvent être mesurés avec une grande précision,
- des quatrièmes moyens de calcul et d'affichage de la distance d à partir des valeurs des paramètres ΔF , φ_{bo} , f_p , N , T_1 et T mesurés pendant une (chaque) rampe de dent de scie, le calcul s'effectuant pendant la durée qui sépare deux rampes consécutives.

20 5. 25 Appareil de mesure de distance selon la revendication 4, caractérisé en ce qu'il comporte en outre des moyens de détection pour détecter l'instant t_2 où le signal F atteint une valeur de fréquence pré-déterminée constante égale à $f_1 + f_q$ et pour détecter l'instant t_0 où le signal F atteint une valeur de fréquence pré-déterminée constante égale à $f_1 - f_q$, lesdits moyens de détection étant constitués par un mélangeur de fréquence qui reçoit sur une première entrée par l'intermédiaire d'un organe de couplage monté à la sortie du VCO une fraction du signal F , un premier oscillateur à quartz qui délivre un signal à fréquence f_1 sur une deuxième entrée dudit mélangeur de fréquence qui délivre un signal dont la fréquence est égale à $|f - f_1|$, et un comparateur de phase qui reçoit sur une première entrée le signal à fréquence $|f - f_1|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence f_q constante délivré par un deuxième oscillateur à quartz.

6 35 Appareil de mesure de distance selon lequel chaque dent de scie est suivie par un premier palier, respectivement précédée par un deuxième palier selon la revendication 5, caractérisé en ce qu'il comporte en outre d'une part une boucle de phase comportant en cascade à

partir de la sortie dudit comparateur de phase un amplificateur-filtre, un convertisseur analogique-numérique, un point de branchement relié à un premier convertisseur numérique-analogique (CNA) suivi d'un comparateur et à un deuxième CNA suivi dudit modulateur GDS, d'autre part des moyens de commutation et de verrouillage actionnés par un circuit logique lui-même commandé par la sortie dudit comparateur et déterminant la durée γ dudit premier palier et la durée δ dudit deuxième palier.

7. Appareil de mesure de distance selon la revendication 5, caractérisé en ce que ladite boucle de phase agit à l'instant t_2 marquant le début de la durée γ dudit premier palier sur une première entrée dudit comparateur qui reçoit sur une deuxième entrée le signal de sortie dudit GDS maintenu pendant γ à la fréquence du premier palier par l'intermédiaire desdits moyens de commutation et de verrouillage, la boucle de phase agissant pendant la durée δ du deuxième palier sur une première entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel interne au GDS, dont la sortie est, pendant δ , rebouclée sur sa deuxième entrée, inverseuse.

8. Appareil de mesure de distance selon la revendication 6, caractérisé en ce que ladite boucle de phase agit pendant la durée γ du premier palier, respectivement la durée δ du deuxième palier, sur la première entrée non inverseuse dudit amplificateur opérationnel dont la sortie est, pendant γ et δ , rebouclée sur sa deuxième entrée inverseuse.

9. Appareil de mesure de distance selon la revendication 5, caractérisé en ce qu'il comporte en outre en cascade en sortie dudit comparateur de phase un détecteur d'amplitude et un circuit de mise en forme de signal produisant des impulsions lorsque les fréquences des signaux d'entrée du comparateur de phase sont égales, lesdites impulsions étant transmises à un compteur numérique relié à un microprocesseur qui détermine avec précision l'apparition des instants t_0 et t_2 et la durée T comprise entre ces deux instants.

10. Dispositif faisant application de l'appareil de mesure de distance et du procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes destiné à la mesure du niveau de la surface libre d'un liquide dans un réservoir, caractérisé en ce que la sortie dudit VCO est reliée au fond du réservoir par l'intermédiaire d'un guide d'ondes qui comporte en cascade, du VCO vers le fond du réservoir, un premier atténuateur, une diode pour le couplage à l'émission, une diode pour le couplage à

la réception ainsi qu'une résistance de chauffage disposée extérieurement, un deuxième atténuateur, la paroi diélectrique d'un radôme et, après traversée de la paroi supérieure du réservoir, la surface libre du liquide faisant office de réflecteur pour l'onde radioélectrique et, 05 à proximité du fond du réservoir, un organe ayant pour fonction d'éliminer les réflexions parasites de l'onde au fond du réservoir.

1/4

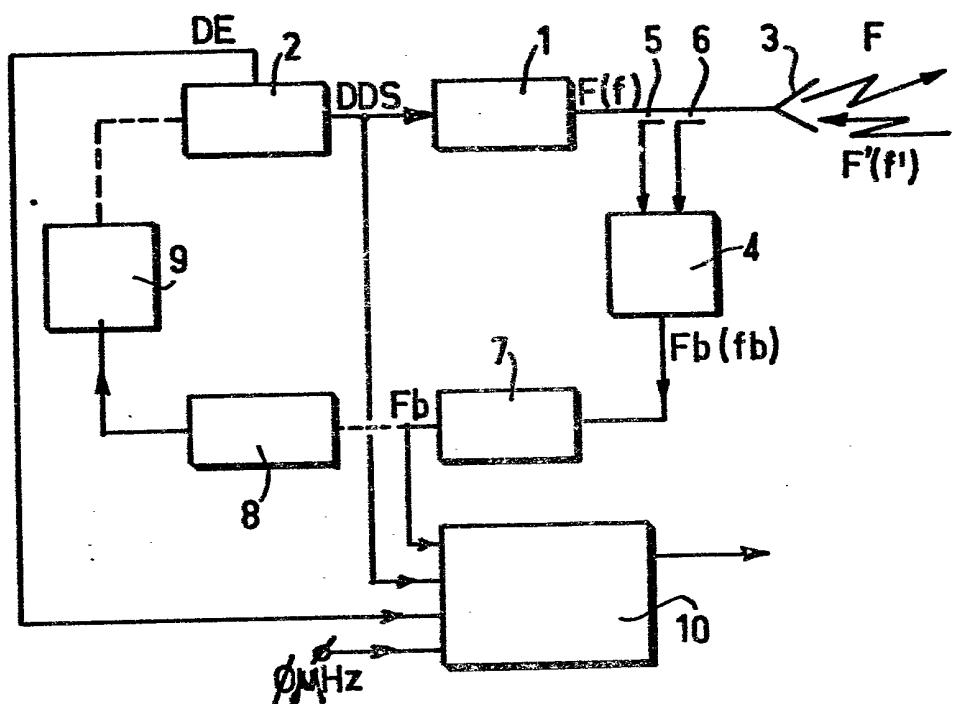


FIG.1

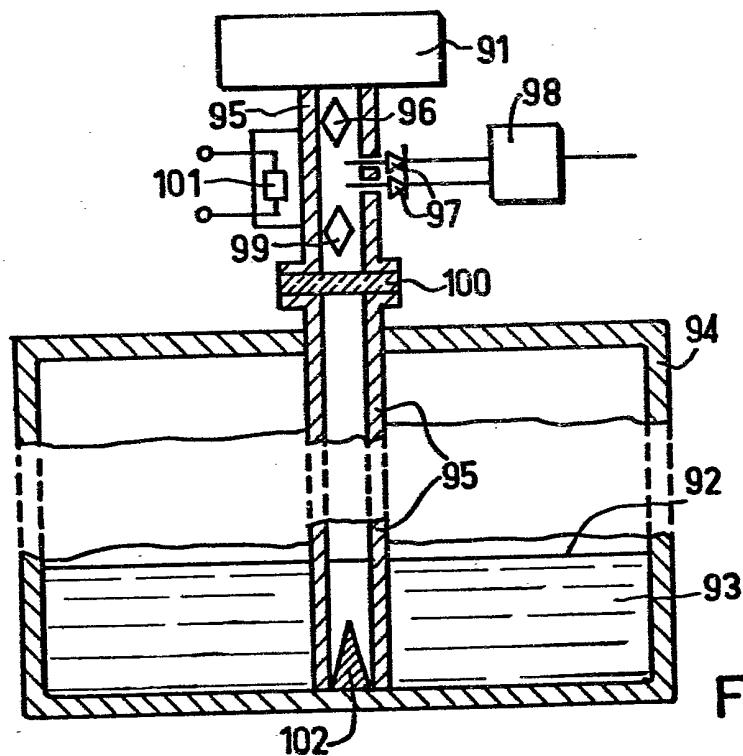


FIG.6

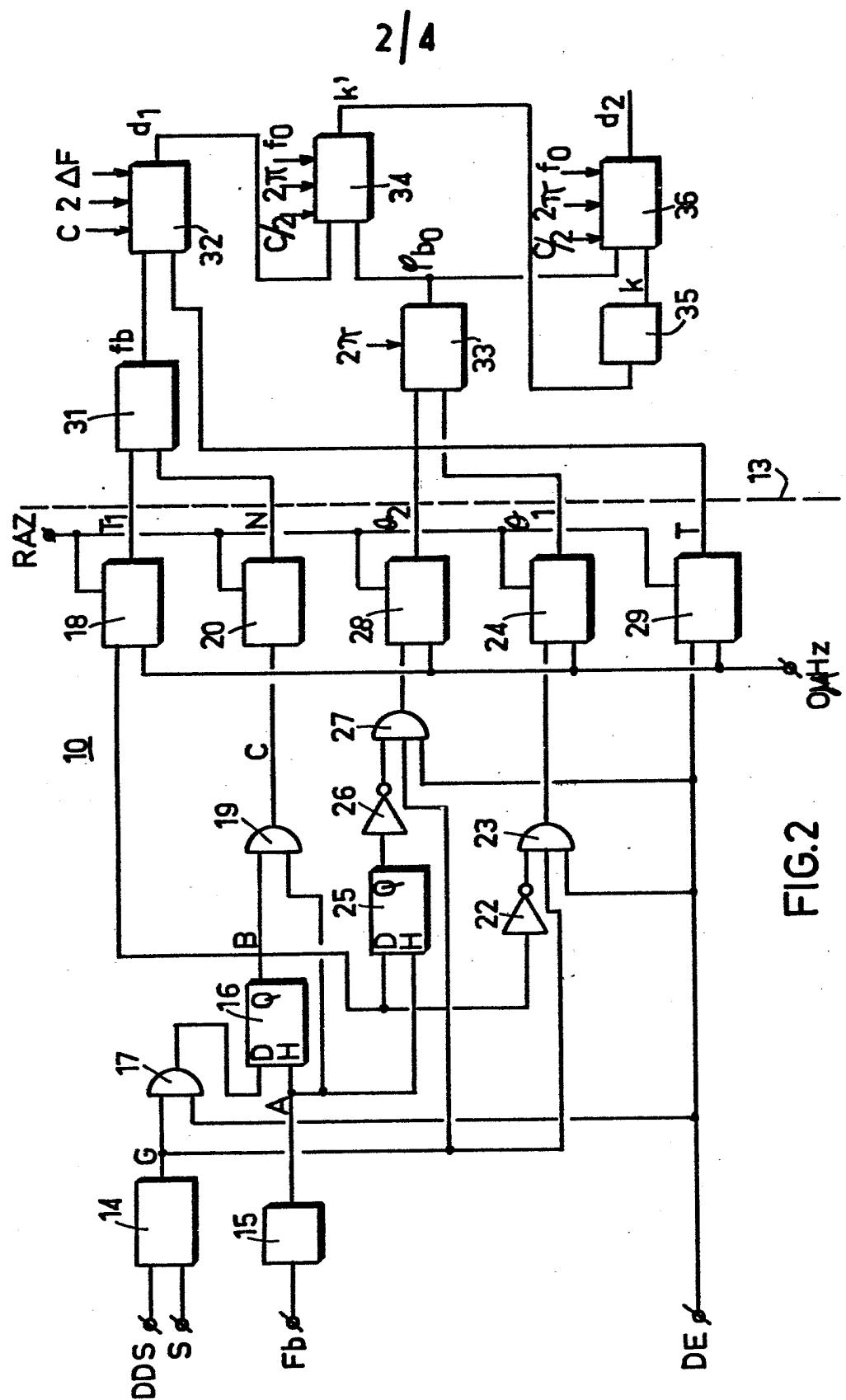
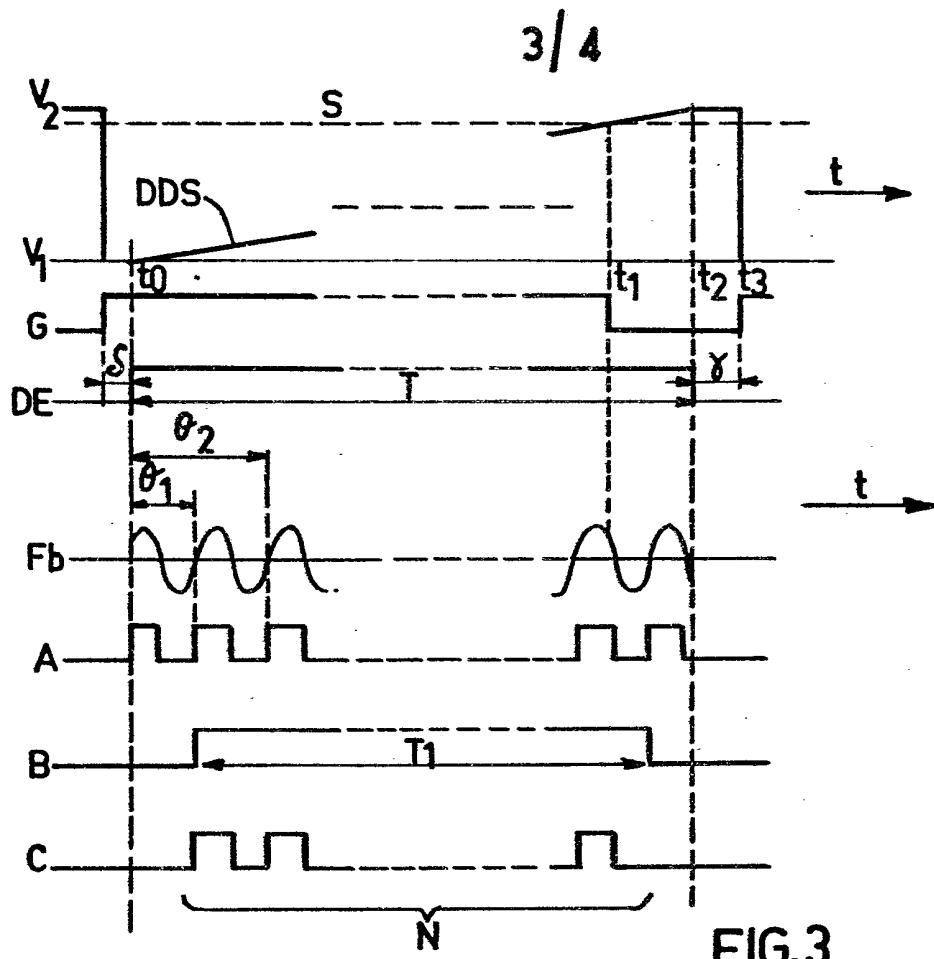
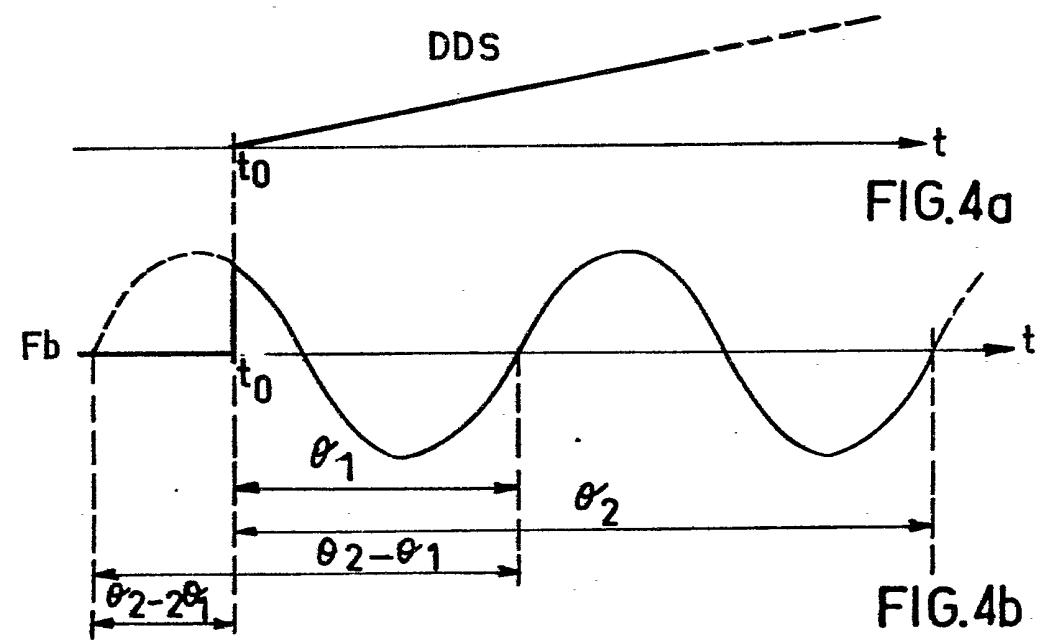


FIG.2



DDS



4/4

FIG.5

