



CONFÉDÉRATION SUISSE  
OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

Int. Cl.<sup>3</sup>: G 01 S  
G 01 C

17/02  
3/08

**Brevet d'invention délivré pour la Suisse et le Liechtenstein**  
Traité sur les brevets, du 22 décembre 1978, entre la Suisse et le Liechtenstein



**FASCICULE DU BREVET** A5

(11)

**624 775**

(21) Numéro de la demande: 11867/77

(22) Date de dépôt: 28.09.1977

(30) Priorité(s): 08.10.1976 FR 76 30263

(24) Brevet délivré le: 14.08.1981

(45) Fascicule du brevet  
publié le: 14.08.1981

(73) Titulaire(s):  
Société d'Etudes, Recherches et Constructions  
Electroniques - SERCEL, Carquefou (FR)

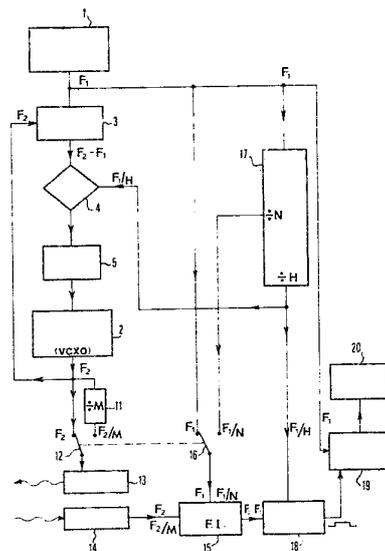
(72) Inventeur(s):  
François Marie Louis Hullein, Nantes (FR)  
Guy Normand, Nord S.Erdre (FR)

(74) Mandataire:  
Bovard & Cie., Bern

**(54) Appareil de détermination de distances.**

(57) L'appareil comprend un oscillateur pilote (1) et un oscillateur commandé (2) asservi en phase à l'oscillateur pilote (1). L'oscillateur commandé (2) fournit la fréquence de modulation pour l'émission, soit directement, soit à travers un premier compteur (11) diviseur par M. L'oscillateur pilote (1) fournit une fréquence hétérodyne, soit directement, soit après division par N au moyen d'un deuxième compteur (17). Après mélange du signal reçu démodulé avec le signal à la fréquence hétérodyne, un détecteur de phase (18) compare la phase du signal mélangé à celle d'un signal de basse fréquence de référence venant d'une division par H dans le deuxième compteur (17) de la fréquence de l'oscillateur (1). La boucle d'asservissement de phase fonctionne en permanence, qu'il s'agisse de mesure fine ou de mesure grossière.

Application aux mesures de distances sur le terrain.



## REVENDEICATIONS

1. Appareil de détermination de distances, comprenant un premier oscillateur (1) produisant un signal de fréquence  $F_1$  et un second oscillateur (2) produisant un signal de fréquence  $F_2$ , des moyens d'émission (13) pour émettre un rayonnement électromagnétique modulé par le signal de fréquence  $F_2$  du second oscillateur, des moyens (14) aptes à recevoir et démoduler ledit rayonnement après son trajet, ce qui donne un signal reçu de fréquence  $F_2$ , dont la phase est liée à la longueur de ce trajet, un premier circuit de changement de fréquence (15) pour mélanger ledit signal reçu avec le signal de fréquence  $F_1$  du premier oscillateur, et obtenir ainsi un signal de basse fréquence sensible  $F = F_1 - F_2$ , dont la phase est elle aussi liée à la longueur dudit trajet, ainsi qu'un moyen pour déterminer une information de distance à partir de la phase du signal de basse fréquence sensible, caractérisé par le fait que l'un des deux oscillateurs est à commande de fréquence, et qu'une boucle à verrouillage de phase l'asservit en phase à l'autre oscillateur.

2. Appareil de détermination de distances selon la revendication 1, caractérisé par le fait que la boucle à verrouillage de phase comprend un deuxième circuit de changement de fréquence (3), qui mélange les signaux des deux oscillateurs, un comparateur de phase (4) pour comparer la phase de la sortie du mélangeur à une référence de phase, et un moyen (5) comprenant un filtre, pour piloter l'oscillateur commandé en fréquence.

3. Appareil de détermination de distances selon la revendication 2, caractérisé par le fait que la référence de phase est obtenue par division de fréquence à partir de celui des deux oscillateurs qui n'est pas commandé en fréquence.

4. Appareil de détermination de distances selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé par le fait que le second oscillateur, qui fournit la fréquence de modulation, est asservi en phase à partir du premier, qui fournit la fréquence d'hétérodyne.

5. Appareil de détermination de distances selon la revendication 4, dans lequel le moyen déterminant l'information de distance mesure l'écart de phase entre le signal de basse fréquence sensible et un signal de basse fréquence de référence par comptage d'impulsions d'horloge, caractérisé par le fait que la fréquence d'horloge est la fréquence  $F_1$  du premier oscillateur.

6. Appareil de détermination de distances selon l'une des revendications 4 ou 5, dans lequel le moyen déterminant l'information de distance détermine l'écart de phase entre le signal de basse fréquence sensible et un signal de basse fréquence de référence, caractérisé par le fait que la basse fréquence de référence est obtenue par division de la fréquence  $F_1$  du premier oscillateur par un facteur entier  $H$ .

7. Appareil de détermination de distances selon les revendications 2 et 6, caractérisé par le fait que la référence de phase pour le comparateur de phase de la boucle à verrouillage de phase est donnée par le signal de basse fréquence de référence.

8. Appareil de détermination de distances selon l'une des revendications 6 ou 7, comprenant, pour lever l'ambiguïté, un premier commutateur (12) permettant de fournir aux moyens d'émission (13) un signal de modulation à une fréquence  $F_2/M$  obtenue par division de la fréquence  $F_2$  par un facteur entier  $M$ , et un deuxième commutateur (16) permettant de fournir au premier circuit de changement de fréquence (15) un signal, destiné à être mélangé avec le signal reçu, ayant une fréquence  $F_1/N$  obtenue par division de la fréquence  $F_1$  par un facteur entier  $N$ , caractérisé par le fait qu'il est agencé de manière que

$$M = N \frac{H \pm 1}{H \pm N}$$

ce qui permet un fonctionnement continu de la boucle à verrouillage de phase lors de l'actionnement desdits commutateurs.

9. Appareil de détermination de distances selon la revendication 8, caractérisé par le fait qu'un seul compteur diviseur fournit à partir de  $F_1$  les fréquences  $F_1/N$  et  $F_1/H$ ,  $H$  étant un multiple de  $N$ .

10. Appareil de détermination de distances selon la revendication 9, caractérisé par le fait qu'il est agencé de manière que  $H = N^2$  et  $M = N + 1$ .

11. Appareil de détermination de distances selon l'une des revendications 8 à 10, dans lequel, pour diminuer encore l'ambiguïté, le premier (120) et le deuxième (160) commutateur permettant de fournir aux moyens d'émission (13) et au premier circuit de changement de fréquence (15) respectivement, aussi un signal  $I$  de modulation à une fréquence  $F_2/M.M'$  obtenue par division de la fréquence  $F_2/M$  par un facteur entier  $M'$ , et un signal, destiné à être mélangé avec le signal reçu, ayant une fréquence  $F_1/N.N'$  obtenue par division de la fréquence  $F_1/N$  par un facteur entier  $N'$ , caractérisé par le fait qu'il est agencé de manière à ce que

$$M' = N' \frac{H \pm N}{H \pm NN'}$$

12. Appareil de détermination de distances selon la revendication 11, caractérisé par le fait qu'il est agencé de manière à ce que  $N = N'^2$  et  $M' = N' + 1$ .

La présente invention a pour objet un appareil de détermination de distances, comprenant un premier oscillateur produisant un signal de fréquence  $F_1$  et un second oscillateur produisant un signal de fréquence  $F_2$ , des moyens d'émission pour émettre un rayonnement électromagnétique modulé par le signal de fréquence  $F_2$  du second oscillateur, des moyens aptes à recevoir et démoduler ledit rayonnement après son trajet, ce qui donne un signal reçu de fréquence  $F_2$ , dont la phase est liée à la longueur de ce trajet, un premier circuit de changement de fréquence  $F_1$  du premier oscillateur, et obtenir ainsi un signal de basse fréquence sensible  $F = F_1 - F_2$ , dont la phase est elle aussi liée à la longueur dudit trajet, ainsi qu'un moyen pour déterminer une information de distance à partir de la phase du signal de basse fréquence sensible.

On connaît déjà des télémètres, c'est-à-dire des appareils de mesure de distance qui utilisent le temps de propagation aller-retour d'un signal entre deux points d'observation.

Les télémètres optiques actuels utilisent la plupart de temps un signal infra-rouge modulé en amplitude. Ce signal infra-rouge est un mince faisceau, qui peut donc se propager assez loin. La modulation en amplitude, périodique, permet d'accéder au temps de propagation du signal infra-rouge. On utilise pour cela le déphasage entre sa modulation à l'émission, et sa modulation à la réception après le trajet aller-retour. Alors que le signal de modulation est à haute fréquence, il est devenu classique d'effectuer la mesure de déphasage entre deux signaux de basse fréquence: en premier lieu, par un changement de fréquence, on mélange le signal de modulation reçu avec celui d'un oscillateur local, et on obtient ainsi une basse fréquence, que l'on qualifiera ici de sensible, puisqu'elle porte la même information de phase que le signal de modulation reçu à haute fréquence; en second lieu, à partir des oscillateurs locaux, on produit aussi une basse fréquence de référence, ayant même valeur que la basse fréquence sensible. Après cela, on détermine l'écart de phase entre la basse fréquence sensible provenant du signal reçu et la basse fréquence de référence.

Une telle mesure de phase possède comme on le sait une ambiguïté par rapport au temps de propagation. Afin de lever cette ambiguïté, il est connu de faire intervenir un autre signal de modulation possédant une fréquence plus basse que la première. On appelle souvent mesure fine la mesure effectuée sur la fréquence de modulation la plus élevée, et mesure grossière la mesure effectuée sur la fréquence la plus basse de lever d'ambiguïté.

Dans les télémètres optiques, les dispositifs engendrant et recevant le signal infra-rouge, agent essentiel de la mesure de distance, produisent sur celui-ci des déphasages difficiles à appréhender. Afin de compenser ces déphasages perturbateurs, il est classique de construire dans l'appareil de télémétrie un trajet optique interne dit de calibration. Pour chaque fréquence de modulation, on détermine d'une part le déphasage du signal reçu après avoir subi le trajet aller-retour réel, et d'autre part le déphasage du signal reçu après passage par le trajet optique de calibration. En faisant la différence de ces deux déphasages, on obtient à chaque fois une mesure de phase affranchie des déphasages perturbateurs.

Finalement, un télémètre optique comporte à l'heure actuelle au moins quatre opérations différentes: mesure fine de l'écart de phase entre la basse fréquence sensible relative au trajet optique à déterminer et la basse fréquence de référence; mesure fine de l'écart de phase entre la basse fréquence sensible relative au trajet optique de calibration et la basse fréquence de référence; et deux mesures grossières effectuées de la même manière, mais avec la fréquence de lever d'ambiguïté comme fréquence de modulation.

Qu'il s'agisse de la mesure fine ou du lever d'ambiguïté, il n'y a pas de différence essentielle entre l'acquisition de l'information de phase concernant le trajet à déterminer, et la même opération effectuée sur le trajet de calibration. Le fait qu'on effectue à chaque fois un grand nombre d'opérations pour en prendre la moyenne n'intervient pas non plus ici.

On ne traitera donc ici que d'une mesure d'écart de phase faite sur un certain trajet optique, sans répéter à chaque fois que ceci peut comporter un grand nombre de mesures d'écart de phase sur le trajet réel, dont on fait la moyenne, un grand nombre de mesures d'écart de phase sur le trajet de calibration, dont on fait la moyenne, et l'élaboration de la différence des deux moyennes, l'ensemble étant de surcroît répété pour chaque fréquence de modulation si l'on veut que la mesure finale de distance soit sans ambiguïté.

Pour lever commodément l'ambiguïté, il est éminemment souhaitable que la valeur de la basse fréquence sensible soit la même pour la mesure fine et la mesure grossière.

Dans sa demande de brevet français No 72 42 852 (publiée sous le numéro 2 209 111), la titulaire a déjà proposé un télémètre optique satisfaisant cette condition. Ce télémètre antérieur comporte trois oscillateurs. Un oscillateur indépendant est utilisé pour produire la fréquence de modulation. Un autre oscillateur indépendant est utilisé pour produire la fréquence d'horloge, servant notamment au comptage utilisé dans les mesures d'écart de phase. Enfin, un troisième oscillateur, commandé en fréquence à partir du second, définit la fréquence intermédiaire. Des compteurs-diviseurs commutables permettent la sélection entre les fréquences de modulation et fréquences intermédiaires associées à la mesure fine d'une part, et à la mesure grossière d'autre part.

Dans ce brevet antérieur, l'asservissement reliant l'oscillateur à fréquence d'horloge et l'oscillateur à fréquence intermédiaire est une boucle d'asservissement en fréquence. Et le fonctionnement de cette boucle est interrompu à chaque changement du type de mesure, par exemple lorsqu'on passe d'une mesure de calibration à une mesure de trajet réel, ou de la mesure fine au lever d'ambiguïté.

Le but de la présente invention, qui a pour objet un appareil ne comportant que deux oscillateurs, est de réaliser cet appareil de façon qu'il admette plusieurs fréquences de lever d'ambiguïté sans addition d'oscillateurs. Pour cela, on applique l'idée de lier l'un des oscillateurs à l'autre par une boucle d'asservissement à verrouillage de phase, dont le fonctionnement soit indépendant du fait qu'il s'agit d'une mesure fine ou du lever d'ambiguïté.

Ainsi, l'appareil de détermination de distance selon l'invention, du genre défini plus haut, est caractérisé par le fait que l'un des deux oscillateurs est à commande de fréquence, et qu'une boucle à verrouillage de phase l'asservit en phase à l'autre oscillateur.

Selon une forme d'exécution, la boucle à verrouillage de phase comprend un autre circuit de changement de fréquence, qui mélange les signaux de deux oscillateurs, un comparateur de phase, pour comparer la phase de la sortie du mélangeur à une référence de phase, et un moyen comprenant un filtre pour piloter l'oscillateur commandé en fréquence. La référence de phase est obtenue par division de fréquence à partir de l'oscillateur qui n'est pas commandé en fréquence.

De façon très préférentielle, c'est le second oscillateur, fournissant la fréquence de modulation, qui est asservi en phase à partir du premier, lequel fournit la fréquence d'hétérodyne. Et la basse fréquence de référence est obtenue par division de la fréquence du même premier oscillateur par un facteur entier H. Cette même basse fréquence de référence peut encore servir de référence de phase pour le comparateur de phase qui fait partie de la boucle d'asservissement.

Avantageusement, le premier oscillateur fournit également la fréquence d'horloge qui permet le comptage d'impulsions par l'intermédiaire duquel s'effectue la mesure d'écart de phase entre la basse fréquence sensible et la basse fréquence de référence.

D'autres avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui va suivre, faite en référence aux dessins annexés, donnés uniquement à titre d'exemple et sur lesquels:

la fig. 1 illustre le schéma de principe d'un appareil de détermination de distances selon l'invention, comportant une fréquence de mesure fine et une fréquence de lever d'ambiguïté, et

la fig. 2 représente le schéma de principe d'une variante de réalisation de l'appareil de la fig. 1, comportant deux fréquences de lever d'ambiguïté.

Sur la fig. 1, la référence numérique 1 désigne un oscillateur à quartz pilote, délivrant une fréquence  $F_1$ . Cet oscillateur 1 possède par exemple une stabilité relative de  $\pm 5 \cdot 10^{-6}$  ce qui correspond à une erreur consentie de  $\pm 5$  mm à 1 km.

La référence numérique 2 désigne un oscillateur à quartz commandé en tension (VCXO), délivrant une fréquence  $F_2$ .

L'oscillateur 2 est commandé à partir de l'oscillateur 1 par une boucle à verrouillage de phase que l'on va maintenant décrire. Un mélangeur 3 produit un signal dont la fréquence est la différence  $F_2 - F_1$ , et ce signal est appliqué à l'une des deux entrées d'un comparateur de phase 4. L'autre entrée du comparateur de phase 4 reçoit une fréquence de valeur  $F_1/H$ , obtenue par division à partir de la fréquence  $F_1$ , par des moyens que l'on décrira ci-après. Pour des raisons que l'on définira également ci-après, la fréquence  $F_2 - F_1$  est égale à la fréquence  $F_1/H$ . La sortie du comparateur de phase est donc un signal analogique variant lentement, qui traverse un filtre de boucle 5, avant d'être appliqué à l'entrée de commande en tension de l'oscillateur 2. Cela achève la boucle de verrouillage de phase reliant l'oscillateur 2 à l'oscillateur 1.

Cette boucle assure que l'oscillateur 2 reste en permanence lié en fréquence et en phase à l'oscillateur 1.

La sortie de l'oscillateur 2 est appliquée à un compteur 11, diviseur par M. Un contact 12 permet d'appliquer à des circuits d'émission 13 soit la fréquence F<sub>2</sub> directement, soit la fréquence F<sub>2</sub>/M fournie par la sortie du compteur-diviseur 11. Ainsi, le circuit d'émission 13 va produire un signal infra-rouge qui est modulé soit par la fréquence F<sub>2</sub> pour la mesure fine, soit par la fréquence F<sub>2</sub>/M le lever d'ambiguïté.

En conséquence, le circuit de réception 14 va recevoir et démoduler ce signal infra-rouge. Après démodulation, on obtient soit la fréquence F<sub>2</sub> dans le cas de la mesure fine, soit la fréquence F<sub>2</sub>/M dans le cas du lever d'ambiguïté. Dans l'un ou l'autre cas, le signal de sortie du circuit de réception 14 est appliqué à un circuit mélangeur en fréquence intermédiaire 15. Ce circuit 15 mélange le signal reçu à un signal local obtenu par un contact 16. Le contact 16 est mécaniquement couplé au contact 12. De la sorte, lorsque la fréquence reçue est F<sub>2</sub>, la fréquence appliquée par le contact 16 au circuit de mélange 15 est F<sub>1</sub>. Par contre, lorsque la fréquence reçue est F<sub>2</sub>/M, la fréquence appliquée par le contact 16 au mélangeur 15 est F<sub>1</sub>/N. A cet effet, la fréquence F<sub>1</sub>/N est produite par une sortie intermédiaire d'un compteur-diviseur de fréquence 17 dont l'entrée reçoit la fréquence F<sub>1</sub>. La sortie finale du compteur-diviseur 17 fournit une fréquence F<sub>1</sub>/H utilisée par ailleurs.

Comme on le verra ci-après, qu'il s'agisse de la fréquence de mesure fine ou de la fréquence de lever d'ambiguïté, la sortie du mélangeur 15 est toujours une fréquence de valeur égale à F<sub>2</sub>-F<sub>1</sub>, et égale à F<sub>1</sub>/H. La sortie du mélangeur 15 constitue le signal de basse fréquence sensible mentionné plus haut, qui est appliqué à un détecteur de phase 18. Le détecteur de phase reçoit comme signal de référence de phase le signal de fréquence F<sub>1</sub>/H qui vient d'être mentionné. Et la sortie du détecteur de phase 18 est un signal rectangulaire dont la durée est liée à l'écart de phase entre le signal sensible et la référence de phase. Ce signal rectangulaire est appliqué à un compteur de mesure d'écart de phase 19, auquel est appliquée comme fréquence d'horloge la fréquence F<sub>1</sub> de l'oscillateur 1.

Enfin, la sortie du compteur 19 est appliquée à un circuit de traitement et d'affichage 20. C'est seulement au niveau de ce circuit qu'intervient le fait que l'on utilise comme modulation la fréquence de mesure fine ou la fréquence de lever d'ambiguïté, ainsi que le fait que le signal infra-rouge s'est propagé sur le trajet optique de calibration, ou sur le trajet optique réel correspondant à la distance à mesurer.

De manière connue, le circuit de traitement et d'affichage 20 est informé du fait que la mesure en cours est une mesure fine ou une mesure grossière de lever d'ambiguïté, par l'état des contacts couplés 12 et 16. Il est également informé du fait que cette mesure est relative au trajet réel ou au trajet de calibration, par des moyens non représentés, liés par exemple à la position de la dérivation optique qui fait agir le trajet de calibration sur le circuit de réception 14. A partir de ces informations, et des mesures successives qu'il reçoit du compteur 19, le circuit de traitement et d'affichage 20 est apte à calculer la distance recherchée, de manière connue en elle-même.

De plus, la titulaire a observé que l'on pouvait obtenir un fonctionnement satisfaisant de cette structure de télémètre quelles que soient les valeurs de fréquence F<sub>1</sub> et F<sub>2</sub>, sous réserve que soient réalisées certaines conditions entre les nombres entiers diviseurs M, N et H.

Les travaux effectués par la titulaire ont montré que devaient être égales en valeur absolue la différence F<sub>1</sub>-F<sub>2</sub>, la différence F<sub>2</sub>/M-F<sub>1</sub>/N, et la basse fréquence de référence F<sub>1</sub>/H.

Il est alors apparu que les facteurs M, N et H devaient obéir à la relation suivante:

$$(1) \quad M = N \frac{H \pm 1}{H \pm N}$$

Dans cette relation, le signe  $\pm$  du numérateur est indépendant du signe  $\pm$  du dénominateur.

Un télémètre construit de la manière qui vient d'être précédemment décrite, avec des valeurs des diviseurs M, N et H satisfaisant cette relation, admet en effet des valeurs quelconques des fréquences F<sub>1</sub> et F<sub>2</sub>.

Cette relation exprime M en fonction de N et H. Elle peut évidemment s'écrire différemment, en exprimant par exemple H en fonction de M et N:

$$(2) \quad H = N \cdot \frac{\pm M \pm 1}{M - N}$$

La titulaire a observé que, comme H est toujours positif, cette même relation peut s'écrire:

$$(3) \quad H = \frac{N(M \pm 1)}{|M - N|}$$

où le symbole  $|M - N|$  désigne la valeur absolue de M-N.

Enfin, on peut aussi transformer la relation (1) en exprimant N en fonction de M et H:

$$(4) \quad N = \frac{HM}{H \pm M \pm 1}$$

Poursuivant ses travaux, la titulaire a tenu compte également de considérations expérimentales: il est apparu souhaitable d'une part que les nombres entiers M et N soient voisins, et d'autre part qu'ils ne soient pas trop grands pour éviter des valeurs excessives des fréquences de modulation F<sub>1</sub> et F<sub>2</sub>.

Ces considérations ont été appliquées à l'équation (3) ci-dessus. Et il est donc apparu souhaitable que la valeur absolue  $|M - N|$  soit égale à 1, soit M = N ± 1.

Partant de M = N ± 1, quatre applications préférentielles sont alors apparues:

- |    |                    |                |
|----|--------------------|----------------|
| a) | H = N <sup>2</sup> | avec M = N + 1 |
| b) | H = N <sup>2</sup> | avec M = N - 1 |
| c) | H = N(N + 2)       | avec M = N + 1 |
| d) | H = N(N - 2)       | avec M = N - 1 |

Les cas H = N<sup>2</sup> sont plus avantageux, car un même compteur donne alors H et N sans câblage supplémentaire.

Les cas M = N + 1 sont également plus avantageux, car ils sont plus simples à câbler dans un compteur diviseur par N que les cas M = N - 1.

En conséquence, l'application la plus avantageuse correspond au cas (a), et c'est celle que l'on considérera dans la suite. Bien entendu, des situations différentes peuvent rendre plus avantageux l'un ou l'autre des autres cas. Il se peut aussi qu'on préfère alors prendre  $|M - N|$  égale à un nombre entier un peu plus grand que 1.

Le mode de réalisation actuellement préféré de l'appareil selon l'invention correspond donc au cas (a).

Jusqu'à présent, on a considéré seulement les relations à satisfaire entre les fréquences obtenues après mélange, soit F<sub>1</sub>-F<sub>2</sub> en mesure fine, et F<sub>1</sub>/N-F<sub>2</sub>/M en mesure grossière, et la basse fréquence de référence F<sub>1</sub>/H. Il convient de s'intéresser également aux relations de phase.

Sur la fig. 1, la différence entre les phases instantanées des

signaux d'entrée du comparateur de phase 4 est une constante  $\varnothing_0$  propre à la boucle de phase; la phase de  $F_1-F_2$  s'écrit  $\varphi_1-\varphi_2$  et la phase de  $F_1/H$  s'écrit  $\varphi_1/H$ ; on a donc:

$$(5) \quad \varphi_1 - \varphi_2 - \varnothing_0 = \frac{\varphi_1}{H}$$

En mesure fine, on retrouve à la sortie du mélangeur 15 un signal de fréquence  $F_1-F_2$ . Il porte le déphasage subi par le signal infra-rouge,  $\varnothing_{fi}$  sur le trajet réel ou  $\varnothing_{fc}$  sur le trajet de calibration, plus le déphasage introduit dans les voies d'émission et de réception  $\varnothing_{fi}$ .

On a donc:

$\varphi_1 - \varphi_2 - \varnothing_0 - \varnothing_{fi} - \varnothing_{fc}$  pour le trajet réel; et

$\varphi_1 - \varphi_2 - \varnothing_0 - \varnothing_{fc} - \varnothing_{fi}$  pour le trajet de calibration. Comme on fait la différence de ces deux mesures, on obtient finalement:

$$\varnothing_{fi} - \varnothing_{fc}$$

et il est aisé d'en déduire  $\varnothing_{fi}$  puisque la longueur connue du trajet de calibration donne une valeur connue de  $\varnothing_{fc}$ .

En mesure grossière, on retrouve à la sortie du mélangeur 15 un signal de fréquence  $F_1/N-F_2/M$ , et de phase  $\varphi_1/N-\varphi_2/M-\varnothing_1$ . La constante  $\varnothing_1$  dépend de la constante  $\varnothing_0$  ainsi que de l'état initial des compteurs-diviseurs 11 et 17. Comme précédemment, cette constante disparaît lorsqu'on fait la différence de la mesure grossière effectuée sur le trajet réel, et de celle du trajet de calibration.

Il est à noter qu'on peut également faire disparaître les constantes  $\varnothing_0$  et  $\varnothing_1$  sans faire intervenir le trajet de calibration, par une remise à zéro convenable des compteurs-diviseurs 11 et 17.

On va maintenant décrire, en référence à la fig. 2, un autre mode de réalisation de l'appareil selon l'invention, avec deux fréquences de lever d'ambiguïté. Les éléments communs aux fig. 1 et 2 portent les mêmes références et ne seront pas décrits à nouveau.

Au compteur-diviseur 11, fournissant à partir de  $F_2$  la fréquence  $F_2/M$ , s'ajoute maintenant en série un compteur-diviseur 110 qui fournit une fréquence  $F_2/M.M'$ . Le contact 120 peut choisir l'une des trois fréquences  $F_2$ ,  $F_2/M$  et  $F_2/M.M'$ .

Le compteur-diviseur 17 de la fig. 1 est devenu un compteur-diviseur 170, à deux sorties intermédiaires fournissant des diviseurs  $N$  et  $N.N'$  et une sortie finale pour le diviseur  $H$ . Le contact 160 peut choisir, de façon synchrone avec le contact 120, l'une des fréquences  $F_1$ ,  $F_1/N$  et  $F_1/N.N'$  dans l'ordre.

La fréquence  $F_2/M.M'$  sert de modulation pour le second lever d'ambiguïté.  $F_1/N.N'$  est la fréquence hétérodyne correspondante.

Pour la fig. 1, on a vu que  $F_1/H$  devait être égale à la valeur absolue de  $F_1-F_2$ , et à la valeur absolue de  $F_2/M-F_1/N$ .

Maintenant  $F_1/H$  doit aussi être égale à la valeur absolue de  $F_2/M.M'-F_1/N.N'$ .

La titulaire a ainsi trouvé une relation supplémentaire:

$$(6) \quad M' = N' \frac{H \pm N}{H \pm N.N'}$$

Pour les mêmes raisons que précédemment, il est apparu hautement préférable d'utiliser les solutions suivantes:

$$H = N^2, N = N'^2, M = N + 1 \text{ et } M' = N' + 1.$$

Là aussi, les relations de phase s'établissent du fait de la boucle d'asservissement de phase. Et les constantes de phase s'éliminent soit par le jeu du trajet de calibration, soit par une remise à zéro convenable des compteurs-diviseurs 11, 110 et 170.

On donnera maintenant deux exemples particuliers d'application:

Exemple 1	(Figure 1)
$F_1 = 4\ 871\ 444\ \text{Hz}$	$F_2 = 4\ 870\ 255$
$N = 64$	$M = 65 \quad H = 4096$

Dans cet exemple, le lever d'ambiguïté est complet jusqu'à 2 km.

Exemple 2	(Figure 2)
$F_1 = 8\ 768\ 599,75$	$F_2 = 8\ 766\ 459$
$N = 64$	$M = 65 \quad H = 4096$
$N' = 8$	$M' = 9$

Dans cet exemple, le lever d'ambiguïté est complet jusqu'à 10 km, avec un lever d'ambiguïté intermédiaire sur 1111,11 m.

On notera que, dans les valeurs ci-dessus, ce sont les nombres entiers  $M$  et  $M'$  qui définissent les rapports entre les longueurs d'onde de mesure grossière et la longueur d'onde de mesure fine. Ces nombres entiers n'étant pas ici des multiples de 10, le moyen de traitement et d'affichage 20 comprend avantageusement un calculateur performant, muni d'un microprocesseur.

Par contre, il reste avantageux que les compteurs 17 et 170 donnant  $H$ ,  $N$ , et  $N'$  le cas échéant, soient du type binaire ou décimal-codé-binaire.

FIG. 1

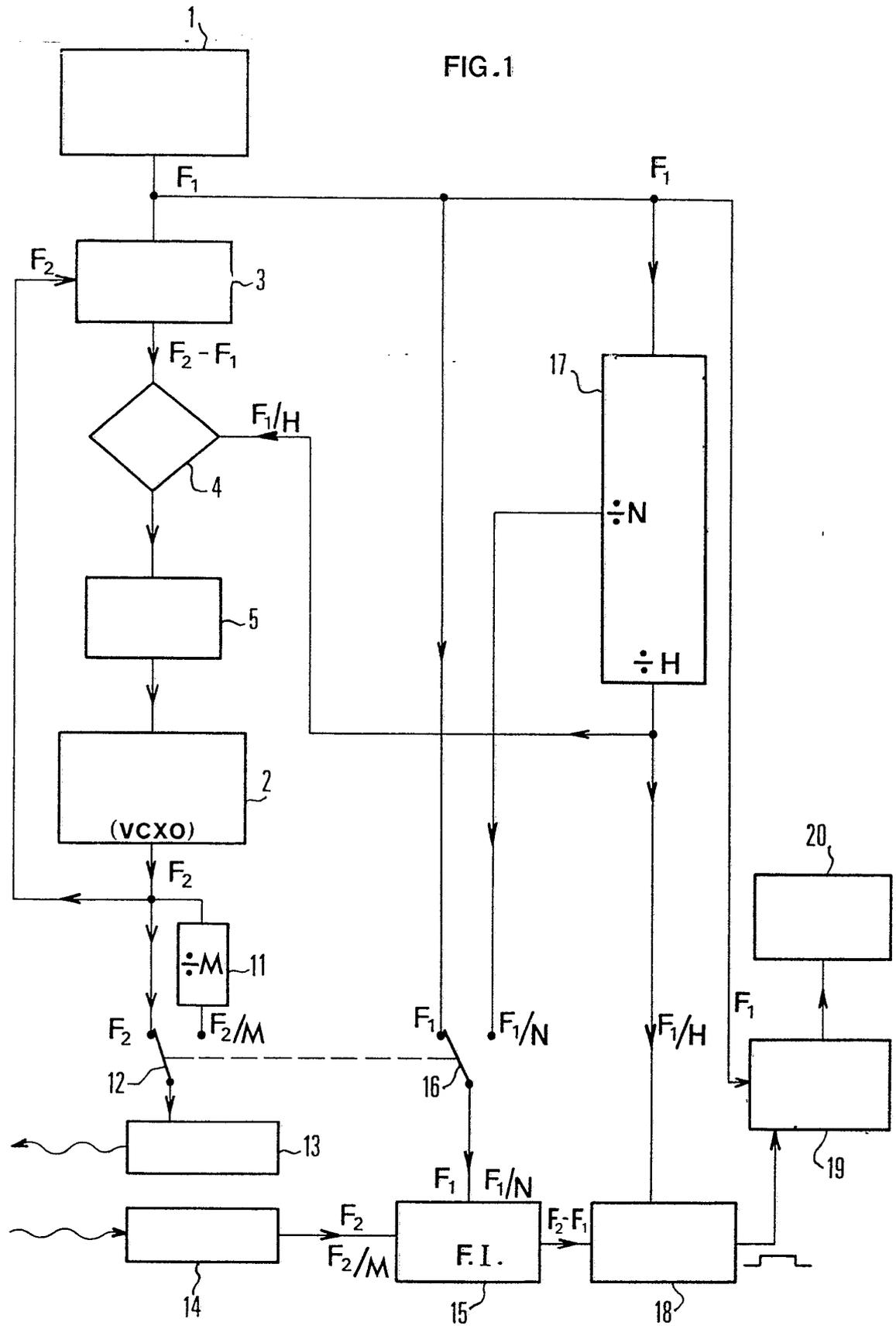


FIG. 2

