

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

⑫

N° 80 26439

⑭ Dispositif pour engendrer un signal radio modulé en fréquence variant d'un écart de fréquence constant et appareil de mesure de distance comportant un tel dispositif.

⑮ Classification internationale (Int. Cl.³). G 01 S 13/32; H 03 C 3/00.

⑯ Date de dépôt..... 12 décembre 1980.

⑰ ⑱ ⑲ Priorité revendiquée :

⑳ Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 24 du 18-6-1982.

㉑ Déposant : Société anonyme dite : TELECOMMUNICATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET TELEPHONIQUES T.R.T., résidant en France.

㉒ Invention de : Jean Pierre Tomasi.

㉓ Titulaire : *Idem* ㉑

㉔ Mandataire : Jacques Pyronnet, société civile SPID,
209, rue de l'Université, 75007 Paris.

DISPOSITIF POUR ENGENDRER UN SIGNAL RADIO MODULE EN FREQUENCE VARIANT D'UN ECART DE FREQUENCE CONSTANT ET APPAREIL DE MESURE DE DISTANCE COMPORTANT UN TEL DISPOSITIF.

L'invention concerne un dispositif pour engendrer un signal radio F modulé en fréquence variant d'un écart de fréquence global ΔF constant autour d'une fréquence F_0 , ledit dispositif comportant un oscillateur à commande par tension VCO dont la commande est reliée à un
05 générateur de dents de scie GDS, chaque dent de scie étant suivie par un premier palier, respectivement précédée par un deuxième palier.

Un tel dispositif peut être utilisé dans un radar à onde entretenue modulée en fréquence, dit radar FM-CW et notamment dans un radioaltimètre ou un appareil de mesure de distance. Dans ce dernier cas,
10 ledit dispositif est relié à une voie émission qui émet un signal radio sous forme de rampes de fréquence par exemple croissantes d'amplitude ΔF , l'appareil de mesure de distance comportant en outre un mélangeur pour produire un signal de battement, les entrées de ce mélangeur étant reliées respectivement à une voie de réception du signal radio réfléchi
15 par l'objet dont on veut mesurer la distance et à un organe de couplage monté à la sortie du dispositif, et, pour maintenir constante la fréquence de battement, un asservissement agissant sur une entrée dudit GDS de façon à modifier la pente des dents de scie. La distance à mesurer est alors en relation linéaire avec la durée de la rampe de fréquence.
20 Pour plus de détails sur ce type de radioaltimètre ou d'appareil de mesure de distance, on peut se reporter au brevet français n° 1 557 670 au nom de la demanderesse.

Un problème qui se pose avec ce genre de dispositif et plus généralement avec ce genre d'appareil de mesure de distance est
25 d'obtenir une bonne stabilité des paramètres F_0 et ΔF . Bien que dans les

appareils de mesure de distance définis ci-dessus une légère instabilité de F_0 et ΔF n'influe pas directement sur la validité des mesures, on impose, en particulier pour respecter les bandes de fréquences allouées des critères de plus en plus sévères en ce qui concerne la stabilité de ces
05 paramètres : par exemple la fréquence F_0 doit être stabilisée à mieux que 2×10^{-3} et l'écart de fréquence ΔF à 3×10^{-2} . Ces précisions sont requises pour des applications radioaltimétriques dans le domaine de l'aviation.

Il est connu du brevet français n° 2 425 764 au nom de la
10 demanderesse d'obtenir les paramètres F_0 et ΔF avec une précision meilleure que 2×10^{-3} et 3×10^{-2} respectivement, F_0 étant dans ce cas la fréquence la plus basse du signal F et ΔF l'écart de fréquence maximum possible compté positivement à partir de cette fréquence F_0 . Dans ce brevet français le dispositif est remarquable en ce qu'il comporte un
15 organe de comparaison de la fréquence F , des moyens de connexion pour connecter d'une part pendant les paliers qui précèdent et suivent chaque rampe de fréquence, la sortie de l'organe de comparaison à un circuit d'asservissement de la fréquence F_0 dont la sortie est reliée à la commande du VCO et pour connecter d'autre part, pendant l'apparition des
20 dents de scie, la sortie de l'organe de comparaison à l'entrée d'un détecteur d'un point de la courbe de réponse de l'organe de comparaison correspondant au ΔF souhaité, la sortie de ce détecteur de point étant connectée à la commande de fin de dents de scie du GDS.

On connaît aussi du brevet français déposé sous le numéro
25 d'enregistrement national 79 18 258 au nom de la demanderesse un dispositif du type défini en préambule permettant d'obtenir une précision de l'ordre de 2×10^{-3} pour F_0 et 5×10^{-3} pour ΔF . Dans ce brevet la précision est améliorée par le déclenchement à intervalles réguliers d'une phase de calibration qui effectue le calibration des fréquences ΔF et F_0 par
30 rapport à deux cavités résonnantes aux fréquences fixes F_1 et F_2 couplées à la sortie émission de la source, et en contrôlant la précision de la boucle d'asservissement du fait de mesurer la fréquence d'un signal de battement de calibration f_{bc} , les différentes séquences de la phase de calibration étant commandées par un microprocesseur.

35 Cependant, dans certaines applications radioaltimétriques ou lorsque l'appareil est utilisé pour mesurer de courtes distances telle par exemple la hauteur d'un niveau de liquide dans un réservoir, cette

hauteur pouvant varier de plusieurs mètres, la précision requise sur la mesure de distance peut être très grande et les paramètres F_0 et ΔF doivent alors être obtenus avec une précision encore plus grande, c'est-à-dire inférieure à 2×10^{-4} pour F_0 et à 5×10^{-4} pour ΔF .

05 Un but de la présente invention est d'obtenir les grandes précisions définies ci-dessus pour les paramètres F_0 et ΔF .

Un autre but de l'invention est de pouvoir choisir les paramètres F_0 et ΔF indépendamment l'un de l'autre et de pouvoir régler leur précision indépendamment l'une de l'autre.

10 Ces buts sont atteints, selon la présente invention, grâce au fait que le dispositif défini en préambule comporte en outre des moyens de détection pour détecter l'instant t_2 où le signal F atteint une valeur de fréquence prédéterminée constante égale à $F_0 + F_q$ et pour
15 détecter l'instant t_1 où le signal F atteint une valeur de fréquence prédéterminée constante égale à $F_0 - F'_q$, 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
20 sortie du dispositif une fraction du signal F , un premier oscillateur qui délivre un signal à fréquence F_0 sur une deuxième entrée dudit mélangeur de fréquence qui délivre un signal dont la fréquence est égale à $|F - F_0|$, un premier comparateur de phase qui reçoit sur une première
25 entrée le signal à fréquence $|F - F_0|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence F_q constante délivré par un deuxième oscillateur, et un deuxième comparateur de phase qui reçoit sur une première entrée le signal à fréquence $|F - F_0|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence F'_q constante délivré par un troisième oscillateur. Lesdits premier, deuxième et troisième oscillateurs sont de préférence des oscillateurs à quartz. Il est cependant possible que la fréquence F_0 issue du
30 premier oscillateur ne soit constante qu'en première approximation ou même variable, alors que les deuxième et troisième oscillateurs sont des oscillateurs à quartz conférant à F_q et F'_q une précision de l'ordre de 10^{-5} à 10^{-7} . Dans ce dernier cas, bien que la précision sur F_0 soit faible, celle sur ΔF demeure de l'ordre de 10^{-5} . Le cas inverse d'une grande précision sur F_0 associée à une précision médiocre sur ΔF peut aussi
35 être envisagé.

L'idée de base de l'invention est d'utiliser un premier oscillateur pour régler la valeur de la fréquence F_0 et d'utiliser au

moins un deuxième oscillateur pour régler la valeur de ΔF en donnant à la courbe F une excursion en fréquence égale à la fréquence de ce deuxième oscillateur au-dessus ou en dessous de la fréquence F_0 . Il faut noter qu'un seul oscillateur à fréquence F_q suffit pour fixer la valeur de ΔF avec la précision requise, moyennant de prendre pour F_q et F'_q la même valeur, la fréquence F_0 devenant alors la fréquence centrale pour l'excursion de fréquence du signal F .

Un premier et un deuxième mode de réalisation de l'invention sont remarquables en ce que ledit dispositif pour engendrer un signal radio F modulé en fréquence comporte en outre d'une part deux boucles de phase comportant chacune en cascade entre la sortie dudit premier comparateur de phase, respectivement dudit deuxième comparateur de phase, et un comparateur, respectivement un amplificateur différentiel, un amplificateur-filtre, un convertisseur analogique-numérique, et un convertisseur numérique-analogique, d'autre part des moyens de commutation et de verrouillage actionnés par un circuit logique lui-même actionné par la sortie dudit comparateur et déterminant la durée γ du premier palier et la durée δ du deuxième palier.

Selon le premier mode de réalisation ladite première boucle de phase agit à l'instant t_2 marquant le début de la durée γ dudit premier palier sur une 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 deuxième boucle de phase agissant pendant la durée δ du deuxième palier sur une première entrée non inverseuse dudit amplificateur différentiel, interne audit GDS, dont la sortie est, pendant δ , rebouclée sur sa deuxième entrée, inverseuse.

Dans ce mode de réalisation, la deuxième boucle de phase régule de façon continue la fréquence du signal F à une valeur égale à $F_0 - F'_q$ pendant toute la durée δ du deuxième palier. Par contre, la régulation qu'opère la première boucle de phase pour conférer à la fréquence F du signal F la valeur $F_0 + F_q$ agit de façon discrète au début t_2 de la durée γ du premier palier et n'exerce son effet que lors du début du premier palier de la dent de scie suivante, c'est-à-dire avec un retard égal à la durée T d'une dent de scie limitée à ΔF , augmentée des durées δ et γ des paliers. La régulation obtenue à partir de la première boucle de phase ne s'obtient dans ce cas qu'au bout de plusieurs dents de scie.

Il est possible de rendre le fonctionnement du dispositif plus symétrique et plus rapide moyennant une légère complication des moyens de commutation et de verrouillage, ce qui conduit au deuxième mode de réalisation de l'invention remarquable en ce que dans le dispositif décrit en préambule, la première boucle de phase, respectivement la deuxième boucle de phase, agit pendant la durée γ du premier palier, respectivement la durée δ du deuxième palier, sur la première entrée non inverseuse de l'amplificateur différentiel, dont la sortie est, pendant γ et δ , rebouclée sur sa deuxième entrée inverseuse. Dans ce cas, la régulation de fréquence à la valeur $F_0 + F_q$, respectivement à la valeur $F_0 - F'_q$ s'opère symétriquement sans aucun retard pendant toute la durée γ du premier palier respectivement δ du deuxième palier.

Selon un mode de réalisation de l'invention compatible avec les précédents, les fréquences F_q et F'_q sont égales, les deux boucles de phase comportant en commun un comparateur de phase, un oscillateur à fréquence F_q , un amplificateur-filtre et un convertisseur analogique-numérique.

Il faut noter que pour les applications de l'invention aux appareils de mesure de distance, seuls sont significatifs les points de la courbe $F(t)$ qui marquent le début, à l'instant t_1 et la fin à l'instant t_2 de l'excursion de fréquence ΔF ce qui, dans les deux modes de réalisation indiqués ci-dessus correspond à la fin de la durée δ et au début de la durée γ respectivement. Selon un troisième mode de réalisation de l'invention, l'écart de fréquence ΔF est contenu à l'intérieur de l'écart de fréquence que parcourt de façon récurrente le signal F , l'existence de paliers n'étant d'ailleurs plus indispensable dans ce cas. Ce troisième mode de réalisation est remarquable en ce que le dispositif comporte en outre en cascade en sortie dudit premier, respectivement deuxième 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 des comparateurs de phase sont égales, lesdites impulsions étant transmises à un compteur numérique relié à un microprocesseur qui détermine la durée comprise entre les instants t_1 et t_2 .

Selon un mode de réalisation de l'invention compatible avec celui décrit au paragraphe précédent, les fréquences F_q et F'_q sont égales, lesdits moyens de détection comportant, en plus du premier oscillateur et du mélangeur, un comparateur de phase unique recevant un

signal à fréquence F_q constante délivrée par un deuxième oscillateur.

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

05 La figure 1 est un schéma synoptique d'un premier mode de réalisation de l'invention avec boucles de phase.

La figure 2 représente une variante du premier mode de réalisation de l'invention.

10 La figure 3 est un diagramme de temps de la fréquence de certains signaux explicitant le fonctionnement du dispositif de la figure 2.

La figure 4 représente avec plus de détails une réalisation possible pour le dispositif de la figure 2.

15 La figure 5 illustre un deuxième mode de réalisation de l'invention avec boucles de phase.

La figure 6 représente, sous forme de schéma synoptique l'application du dispositif selon l'invention à un appareil de mesure de distance.

20 La figure 7 est un schéma synoptique d'un troisième mode de réalisation de l'invention avec microprocesseur.

La figure 8 est un diagramme de temps de la fréquence de certains signaux explicitant le fonctionnement du troisième mode de réalisation de l'invention.

25 Sur les figures, les éléments portant les mêmes références ont une structure et un fonctionnement identiques.

Sur la figure 1 est représenté un oscillateur à commande par tension 1, désigné dans l'ensemble du texte par VCO. Il peut s'agir d'un VCO à transistor à bande étroite fonctionnant par exemple entre 4,2 et 4,4 GHz, pour l'application du dispositif à un radioaltimètre, notam-
30 ment. On peut aussi utiliser un VCO à grenat d'Yttrium (YIG) à bande large et fonctionnant par exemple entre 10 et 12 GHz. Dans ce dernier cas le VCO incorpore un circuit d'adaptation qui transforme la commande en tension d'entrée en commande en courant. L'entrée de commande du VCO est reliée à la sortie d'un générateur de dents de scie, GDS, délimité
35 par un rectangle en trait interrompu et référencé 2. Le GDS 2 est constitué par un amplificateur opérationnel 3 dont la sortie est reliée à son entrée inverseuse 4 par l'intermédiaire d'un condensateur 5. La com-

mande du GDS a lieu par application d'une tension extérieure sur l'entrée 4 à travers une résistance 30. D'autre part, un interrupteur 6 est monté en parallèle sur le condensateur 5 et un interrupteur 7 est monté sur le conducteur qui relie une borne de commande 8 à l'entrée inverseuse 4. Lorsque l'interrupteur 6 est ouvert, l'interrupteur 7 fermé et que la tension sur l'entrée non inverseuse 9 est fixe, l'amplificateur opérationnel 3 fonctionne en intégrateur et constitue un générateur de dents de scie, le condensateur 5 se chargeant à travers la résistance 30. Lorsque la tension sur la borne 8 est négative on obtient un signal de tension croissant en fonction du temps à la sortie 10 de l'amplificateur 3, c'est-à-dire du GDS 2, et pour une tension positive en entrée un signal de tension décroissant en sortie.

Le dispositif comporte en outre des moyens de détection pour détecter l'instant t_2 où le signal F atteint une valeur de fréquence prédéterminée constante égale à $F_0 + F_q$ et pour détecter l'instant t_1 où le signal F atteint une valeur de fréquence prédéterminée constante égale à $F_0 - F'_q$. Ces moyens de détection comportent en premier lieu un mélangeur de fréquence 11 qui reçoit sur une première entrée une fraction du signal de sortie F , par l'intermédiaire d'un organe de couplage 12. D'autre part, un premier oscillateur 13 délivre un signal à fréquence F_0 sur une deuxième entrée du mélangeur 11 dont la sortie est le siège d'un signal à fréquence $|F - F_0|$. Un premier comparateur de phase 14 reçoit sur une première entrée le signal à fréquence $|F - F_0|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence F_q constante délivré par un deuxième oscillateur 15, et un deuxième comparateur de phase 16 reçoit sur une première entrée le signal à fréquence $|F - F_0|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence F'_q constante délivré par un troisième oscillateur 17.

A partir de la configuration décrite ci-dessus, la détection des instants t_1 et t_2 obtenue à partir des comparateurs de phase 14 et 16 peut se faire de plusieurs façons, ce qui constitue autant de modes de réalisation différents de l'invention. A la figure 1 est représenté un premier mode de réalisation utilisant deux boucles de phase. Chaque boucle de phase comporte, à partir de la sortie de chaque comparateur de phase un amplificateur filtre 18, respectivement 19, un convertisseur analogique-numérique (CAN) 20, respectivement 21, et un convertisseur numérique-analogique (CNA) 22, respectivement 23. Les conver-

tisseurs 20 et 22 ou 21 et 23 sont reliés entre eux par plusieurs conducteurs, ce qui est symbolisé 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 22 est reliée à travers une résistance 24 à une entrée, par exemple l'entrée inverseuse d'un comparateur 25 qui est, de préférence un amplificateur opérationnel. La deuxième entrée du comparateur 25, par exemple l'entrée non inverseuse, reçoit le signal de sortie de l'amplificateur opérationnel 3, qui se confond avec celui du GDS 2 en 10. La sortie du comparateur 25 est reliée à l'entrée d'un circuit logique 26 qui possède quatre sorties de commande pouvant être le siège de signaux logiques sous forme de deux niveaux de tension constante représentant les états logiques 0 ou 1. Une première et une deuxième sortie servent au verrouillage ou au déverrouillage des CNA 22 et 23 respectivement, une troisième et une quatrième sortie commandent l'ouverture ou la fermeture des interrupteurs 6 et 7 respectivement. Ces quatre sorties sont symbolisées par des lignes en trait interrompu 27 et peuvent comporter des circuits-portes logiques, le tout constituant des moyens de commutation et de verrouillage. La sortie du CNA 23 est reliée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel 3 à travers une résistance 28. Les organes 3 et 25 sont par exemple des amplificateurs opérationnels μ A 101 A fabriqués par la Société Fairchild.

La figure 2 représente une variante du mode de réalisation de la figure 1, dans laquelle on a choisi de prendre égales les valeurs de F_q et F'_q , F_0 devenant alors une fréquence centrale. Ceci permet de simplifier les circuits, du fait d'avoir en commun, pour les deux boucles de phase, un oscillateur à fréquence F_q , référencé 31, un comparateur de phase 32, un amplificateur filtre 33, et un CAN 34 dont la sortie est reliée au CNA 22 et au CNA 23. Le fonctionnement des circuits représentés aux figures 1 et 2 est sensiblement le même étant donné que les deux boucles de phase fonctionnent en alternance. Un cycle de fonctionnement est expliqué ci-dessous en référence aux figures 2 et 3. Pour simplifier les explications, on se place dans l'hypothèse où la borne 8 est le siège d'une tension négative constante, ce qui, lors de la phase de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel 3 en intégrateur, résulte en une rampe de tension croissante, en 10 et en un signal hyper-

fréquence dont la fréquence varie de façon croissante sensiblement liné-
 aire en sortie du VCO 1. On a représenté sur la figure 3 les signaux de
 sortie F du VCO 1, et F' du mélangeur 11. A partir de l'instant t_3 où
 la fréquence croissante du signal F devient égale à F_0 , le mélangeur 11
 05 délivre un signal de fréquence égale à $F - F_0$ (le signal F étant iden-
 tifié par sa fréquence F). Pendant cette phase, les CNA 22 et 23 sont
 verrouillés, l'interrupteur 6 est ouvert et l'interrupteur 7 fermé sous
 la commande des moyens de verrouillage et de commutation, comme expliqué
 ci-dessous. A l'instant t_2 , F atteint la valeur prédéterminée $F_2 =$
 10 $F_0 + F_q$, et F' la valeur F_q . A un instant très proche de t_2 le signal
 croissant sur l'entrée non inverseuse du comparateur 25 devient égal au
 signal sur l'entrée inverseuse. Lorsque ceci se produit, le signal de
 tension en sortie du comparateur 25 bascule d'un niveau bas à un niveau
 haut, ce front montant déclenchant le circuit logique 26 : à partir de
 15 cet instant très proche de t_2 , l'interrupteur 7 est ouvert, ce qui arrê-
 te la charge du condensateur 5 et fige la sortie 10 à un niveau de fré-
 quence très proche de $F_0 + F_q$, et le CNA 22 est déverrouillé, ce qui
 permet à la première boucle de phase d'agir sur l'entrée inverseuse du
 comparateur 25, de façon à réajuster cette tension, qui agit comme une
 20 tension de seuil, à une valeur qui se rapproche de la valeur correspon-
 dant à une fréquence égale à $F_2 = F_0 + F_q$ pour le signal F. Ce fonction-
 nement se poursuit pendant une durée γ déterminée par une temporisation
 interne au circuit 26, pendant laquelle le circuit logique 26 ne tient
 pas compte de la sortie du comparateur 25. L'instant t_4 marque la fin de
 25 γ qui déclenche une nouvelle temporisation δ pendant laquelle le CNA 22
 est verrouillé, le CNA 23 est déverrouillé, l'interrupteur 6 est fermé,
 le condensateur 5 est déchargé et la fréquence F devient proche de
 $F_0 - F_q$. Pendant cette phase, l'amplificateur opérationnel 3 fonctionne
 30 avec un gain unité (contreréaction totale) et la deuxième boucle de pha-
 se maintient la valeur de F égale à la valeur $F_1 = F_0 - F_q$ (dans le cas
 de la figure 1, il s'agirait de la valeur $F = F_0 - F'_q$). De préférence,
 le signal de sortie des CNA 22 et 23 est pré-réglé pour que les valeurs
 de fréquence F_2 , respectivement F_1 du signal F soient obtenues pour des
 35 valeurs numériques proches de zéro en entrée des CNA 22 et 23 respecti-
 vement. Dans ce but sont branchés en série à l'extrémité de la résistan-
 ce 24 située du côté du comparateur 25 une résistance 135 et un poten-
 tiomètre 136, et à l'extrémité de la résistance 28, une résistance 137

et un potentiomètre 138. Ceci permet d'avoir un ajustement rapide de la valeur de ΔF , surtout en ce qui concerne la limitation de F à la valeur du palier supérieur à la 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 0 se situe au milieu de l'échelle de codage choisie pour les CNA 22 et 23.

Il faut noter que pendant les durées γ et δ , la fréquence F' , figure 3, est restée sensiblement constante et égale à F_q . La fin de δ en t_1 , se traduit par le verrouillage du CNA 23, l'ouverture de l'interrupteur 6 et la fermeture de l'interrupteur 7. On se retrouve donc avec la même configuration qui existait juste avant l'instant t_2 , soit dans la phase du cycle où les deux boucles de phase sont verrouillées et où l'amplificateur opérationnel 3 fonctionne en intégrateur en tant que générateur de dents de scie. Entre les instants t_1 et t_3 , la fréquence F croît, alors que la fréquence F' égale à $|F_0 - F|$ décroît et le cycle recommence.

On notera que dans ce premier mode de réalisation la correction exercée par la première boucle de phase est prise en compte à l'instant t_4 , au moment du verrouillage du CNA 22 et n'exerce son effet qu'à l'instant t_2 qui marque le début du cycle suivant. Pendant la durée γ , la fréquence du signal F , proche de F_2 est indépendante des fluctuations du signal sur l'entrée inverseuse du premier comparateur 25. Il s'ensuit qu'une durée pouvant atteindre plusieurs dizaines de fois celle d'un cycle ($t_2 - t_1 + \gamma + \delta$) 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} dans le cas où les oscillateurs 13 et 31 sont des oscillateurs à quartz. Cette durée d'ajustement est d'autant plus réduite que le pré-réglage du CNA 22 indiqué ci-dessus au moyen du potentiomètre 136 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 22 soit le plus petit possible et provoque une variation de fréquence inférieure à l'erreur de fréquence des oscillateurs 15, 17 ou 31. 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 valeur de F à F_2 lors de chaque cycle, ce qui est admissible pour la plupart des applications. Il faut noter que 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 22 au moyen du potentiomètre 136, le temps d'ajustement de F à la valeur F_2 est accru et il peut s'avérer nécessaire de refaire occasionnellement le réglage.

05 Par contre, l'ajustement de F à la valeur F_1 pendant la durée δ de chaque cycle a lieu de façon quasi instantanée pendant la durée δ même, soit en quelques millisecondes, étant donné le rebouclage direct de la deuxième boucle de phase à travers le CNA 23, le deuxième comparateur 3 et le VCO 1.

10 La figure 4 montre un exemple de réalisation du dispositif de la figure 2 dans lequel le circuit logique, référencé 36 et les moyens de verrouillage et de commutation 37 sont précisés, et les CNA 22 et 23 sont représentés en deux parties, à savoir le CNA proprement dit 38 et son verrou 39 et le CNA 40 et son verrou 41. Le circuit logique 36 comporte deux monostables 43 et 44 branchés en série à la sortie
15 du comparateur 25. Le monostable 43, de durée γ , est déclenché sur front montant et le monostable 44, de durée δ , sur front descendant. A l'instant t_2 , un saut de tension positive en sortie de 25 déclenche le monostable 43, faisant basculer sa sortie à un niveau haut pendant la
20 durée γ (cette sortie restant à un niveau bas pendant le reste du cycle). Ce niveau haut a pour effet de déverrouiller le CNA 38 par l'intermédiaire d'un conducteur 45 qui commande le verrou 39 et, à travers un circuit-porte OU 46 interne à l'organe 37, de bloquer un transistor à effet de champ 47 à canal P faisant office d'interrupteur 7. En t_4 , un front descendant en sortie de 43 entraîne le verrouillage du CNA 38 et déclenche le monostable 44 dont la sortie passe alors au niveau haut pendant un temps δ (cette sortie restant à un niveau bas pendant le reste du cycle). Ce niveau haut provoque à la fois le déverrouillage du CNA 40 par l'intermédiaire d'un conducteur 48 et du verrou 41, le maintien du
25 transistor 47 à l'état bloqué par l'intermédiaire du circuit 46 et le déblocage d'un transistor à effet de champ 49 à canal P qui fait office d'interrupteur 6, par l'intermédiaire d'un circuit inverseur 51 interne à l'organe 37. Le déblocage du transistor 49 entraîne la décharge du condensateur 5. Toutes les fonctions décrites en référence à la figure 2
30 peuvent donc être ainsi réalisées.

A la figure 5 est représenté le schéma d'un deuxième mode de réalisation de l'invention selon lequel les deux boucles de phase

jouent un rôle symétrique. Pour expliciter ce deuxième mode de réalisation, on a choisi à titre d'exemple le même type de logique que dans le cas de la figure 4 et on s'est placé, pour simplifier l'exposé, dans le cas particulier où $F_q = F'_q$. Par rapport aux schémas des figures 1, 2 et 4, une nouvelle liaison est établie entre la sortie du CNA 22 (en aval de la résistance 24) et l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel 3, liaison comportant le trajet de courant source-drain d'un transistor à effet de champ 52 à canal P. De même, entre l'extrémité aval de la résistance 28 et l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel 3 est interposé le trajet de courant source-drain d'un transistor à effet de champ 53 à canal P. Les moyens de verrouillage et de commutation sont légèrement plus complexes que dans le cas de la figure 4. Ils consistent en premier lieu en une liaison directe entre la sortie 54 du monostable 43 et d'une part le verrou 39, d'autre part la grille du transistor 53 et une liaison entre le même conducteur 54 et la grille du transistor 52 via un circuit inverseur 55, en second lieu en une liaison directe entre la sortie 56 du monostable 44 et le verrou 41, les conducteurs 54 et 56 étant par ailleurs reliés à des entrées du circuit-porte OU 46 dont la sortie commande directement la grille du transistor 47 et, par l'intermédiaire d'un circuit inverseur 57, la grille d'un transistor à effet de champ 58 à canal P qui fait office d'interrupteur 6.

Dans ce mode de réalisation, les commandes de verrouillage et de déverrouillage des CNA 38 et 40 ont lieu aux mêmes instants que dans le premier mode de réalisation et les phases de fonctionnement du cycle δ (de t_4 à t_1) et T (de t_1 à t_2) sont aussi les mêmes comme on le verra ci-dessous. Seule change donc la phase γ (de t_2 à t_4) pendant laquelle la première boucle de phase a un fonctionnement identique à celui de la deuxième boucle de phase, pendant δ . En effet, à l'instant t_2 , l'apparition d'un niveau de tension haut en sortie de 25 et donc en sortie de 43 provoque le déverrouillage du CNA 38, le CNA 40 restant verrouillé, le déblocage du transistor 52 et le blocage du transistor 53, rend passant le transistor 58, en le débloquent, à travers les éléments 46 et 57 et bloque le transistor 47. Ceci établit la liaison en cascade entre les éléments 34, 39, 38, 24, 52, 3 fonctionnant avec un gain unité, et l et supprime la liaison qui existait antérieurement entre les éléments 40, 28 et 3. Les tensions d'entrée du comparateur 25 ainsi que les

tensions d'entrée et la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel 3 agissant comme amplificateur suiveur de gain unité sont alors égales puisque la tension de sortie du GDS 2 est envoyée sur son entrée inverseuse à travers le transistor 58. Lorsque les niveaux de tension s'in-

05 versent en sortie 54 et 56 des monostables 43 et 44, à l'instant t_4 , le CNA 38 est verrouillé, le CNA 40 déverrouillé, le transistor 52 est bloqué, le transistor 53 débloqué et le transistor 58 maintenu à l'état passant via les éléments 46 et 57, le transistor 47 étant maintenu blo-

10 qué, cette configuration se maintenant pendant δ . Ceci établit la liaison en cascade entre les éléments 34, 41, 40, 28, 53, 3 fonctionnant en "amplificateur" de gain égal à 1 et supprime la liaison qui existait antérieurement entre les éléments 38, 24 et 3. Le fonctionnement des deux boucles de phase est ainsi rendu parfaitement symétrique et l'ajustement de la fréquence F aux valeurs F_1 et F_2 est obtenu en quelques millise-

15 condes pendant la durée γ , respectivement δ de chaque cycle. On notera que pendant la phase δ , les liaisons établies entre les différents blocs de la figure 5 sont les mêmes qu'à la figure 4. Il en est de même pour la phase d'excursion du signal F comprise entre t_1 et t_2 pendant laquelle les CNA 38 et 40 sont verrouillés, les transistors 52 et 58 bloqués et

20 les transistors 47 et 53 passants. On notera aussi que dans ce mode de réalisation la commande des interrupteurs 6 (transistor 58) et 7 (transistor 47) agit de façon complémentaire, alors que ce n'est pas le cas pour le premier mode de réalisation (transistors 49 et 47).

L'excursion de fréquence du signal F entre les paliers de

25 fréquence de valeur F_1 et F_2 peut être une fonction quelconque du temps, ce qui laisse inchangé le fonctionnement décrit ci-dessus pour deux modes de réalisation de l'invention dans le cas particulier d'une excursion linéaire de fréquence. Les dispositifs décrits en référence aux figures 1, 2, 4 et 5 peuvent être adaptés à une fonction F décroissante en

30 fonction du temps due à la présence d'une tension positive sur la borne 8. Cette adaptation consiste à permuter les entrées du comparateur 25 et à inverser les pré-réglages des CNA au moyen des potentiomètres 136 et 138, la première boucle de phase servant dès lors au maintien de F à la valeur F_1 (au lieu de F_2) pendant le temps γ du premier

35 palier et la deuxième boucle de phase au maintien de F à la valeur F_2 (au lieu de F_1) pendant le temps δ du deuxième palier.

La figure 6 montre l'application de l'invention à un appareil de mesure de distance du type FM-CW. Pour cette application, on a choisi à titre d'exemple le premier mode de réalisation de l'invention. L'appareil de mesure de distance comporte un mélangeur 61 pour produire un signal de battement, les entrées de ce mélangeur étant reliées respectivement à une antenne de réception 62 du signal radio F'' réfléchi par l'objet dont on veut mesurer la distance et à un organe de couplage 63 monté à la sortie du dispositif selon l'invention, et, pour maintenir constante la fréquence de battement f_b entre les signaux F et F'' , un asservissement agissant sur la borne 8 de façon à modifier la pente de l'excursion en fréquence du signal F qui se présente en l'occurrence sous forme de rampes de fréquence croissantes. L'asservissement en question est réalisé par la succession en cascade entre le mélangeur 61 et la borne de commande 8 du GDS 2, d'un amplificateur-filtre 64, un discriminateur de fréquence 65 dont la fréquence fixe f_0 est celle à laquelle la fréquence f_b est ajustée, et un intégrateur-anamorphoseur 66.

La figure 7 représente un troisième mode de réalisation de l'invention selon lequel les points (F_1, t_1) et (F_2, t_2) , pour chaque dent de scie de la courbe $F(t)$ sont déterminés à l'aide d'un microprocesseur. Dans ce cas, chaque rampe de fréquence se prolonge en deçà de la fréquence F_1 et au-delà de la fréquence F_2 comme l'indique la figure 8 pour laquelle on a choisi à titre d'exemple simplificateur et non limitatif une rampe de fréquence croissante et des valeurs égales pour F_q et F'_q . Une telle courbe $F(t)$ peut être obtenue comme décrit dans le brevet français 1 557 670. Sur la figure 8 sont aussi représentés le signal $F'(t)$ et le signal de sortie F''' du comparateur de phase 32, ce dernier consistant en une impulsion de tension lors de chaque coïncidence de la fréquence F avec F_1 ou avec F_2 .

Sur la figure 7, le signal de sortie F''' du comparateur de phase 32 qui reçoit les fréquences F' et F_q est transmis à un détecteur d'amplitude 71. Le signal de sortie du détecteur 71 est mis en forme par un circuit de mise en forme 72 après comparaison avec une tension de seuil V . Deux impulsions calibrées sont ainsi produites aux instants t_1 et t_2 , pour chaque rampe de fréquence, et transmises à un compteur numérique 73. Le compteur 73 qui compte les impulsions issues d'un générateur d'horloge 76 entre deux impulsions est relié au moyen d'un "bus" d'entrée sortie 74 à un microprocesseur 75. Le bus 74 comprend des li-

gnes de données, d'adresse et de commande, permettant au microprocesseur
75 de déterminer avec une grande précision la durée T comprise entre les
instants t_1 et t_2 pendant laquelle le signal F a évolué de la fréquence
 F_1 à la fréquence F_2 , la connaissance précise de cette durée étant uti-
05 le, en liaison avec celle de ΔF , pour la détermination précise d'autres
grandeurs, telle par exemple la distance lorsque le dispositif selon
l'invention est utilisé dans un appareil de mesure de distance.

REVENDEICATIONS :

1. Dispositif pour engendrer un signal radio F modulé en fréquence variant d'un écart de fréquence global ΔF constant autour d'une fréquence F_0 , ledit dispositif comportant un oscillateur à commande par tension VCO dont la commande est reliée à la sortie d'un générateur de dents de scie GDS, chaque dent de scie étant suivie par un premier palier, respectivement précédée par un deuxième palier, ledit dispositif étant 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 prédéterminée constante égale à $F_0 + F_q$ et pour détecter l'instant t_1 où le signal F atteint une valeur de fréquence prédéterminée constante égale à $F_0 - F'_q$, 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 dispositif une fraction du signal F , un premier oscillateur qui délivre un signal à fréquence F_0 sur une deuxième entrée dudit mélangeur de fréquence qui délivre un signal dont la fréquence est égale à $|F - F_0|$, un premier comparateur de phase qui reçoit sur une première entrée le signal à fréquence $|F - F_0|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence F_q constante délivré par un deuxième oscillateur, et un deuxième comparateur de phase qui reçoit sur une première entrée le signal à fréquence $|F - F_0|$ et sur une deuxième entrée un signal à fréquence F'_q constante délivré par un troisième oscillateur.
2. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence selon la revendication 1 caractérisé en ce qu'il comporte en outre d'une part deux boucles de phase comportant chacune en cascade entre la sortie dudit premier comparateur de phase, respectivement dudit deuxième comparateur de phase, et un comparateur, respectivement un amplificateur différentiel monté en intégrateur, un amplificateur-filtre, un convertisseur analogique-numérique, et un convertisseur numérique-analogique, d'autre part des moyens de commutation et de verrouillage actionnés par un circuit logique lui-même actionné par la sortie dudit comparateur et déterminant la durée γ dudit premier palier et la durée δ dudit deuxième palier.
3. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence selon la revendication 2 caractérisé en ce que ladite première 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 deuxième boucle de phase agissant pendant la
05 durée δ du deuxième palier sur une première entrée, non inverseuse de l'amplificateur différentiel monté en intégrateur, interne audit GDS, dont la sortie est, pendant δ , rebouclée sur sa deuxième entrée, inverseuse.

4. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence
10 selon la revendication 2 caractérisé en ce que ladite première boucle de phase, respectivement la deuxième boucle de phase, agit pendant la durée γ du premier palier, respectivement la durée δ du deuxième palier, sur la première entrée non inverseuse de l'amplificateur différentiel monté en intégrateur, dont la sortie est, pendant γ et δ , rebouclée sur sa
15 deuxième entrée inverseuse.

5. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence selon l'une des revendications 1 à 4 caractérisé en ce que lesdits deuxième et troisième oscillateurs à fréquence F_q et F'_q sont des oscillateurs à quartz.

20 6. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence selon la revendication 5 caractérisé en ce que les fréquences F_q et F'_q sont égales, ledit dispositif comportant en commun ledit deuxième oscillateur délivrant un signal à fréquence F_q et ledit premier comparateur de phase.

25 7. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence selon la revendication 6 caractérisé en ce que lesdites boucles de phase comportent en commun ledit amplificateur-filtre et ledit convertisseur analogique-numérique.

8. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence
30 selon la revendication 7 caractérisé en ce que ledit premier oscillateur à fréquence F_0 est un oscillateur à quartz.

9. Dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence selon la revendication 1, ou l'une des combinaisons suivantes de revendications prises ensemble : 1 et 5, 1 et 6, 1 et 8, 1 et 5 et 6, 1 et 5
35 et 8, 1 et 5 et 6 et 8, 1 et 6 et 8, caractérisé en ce qu'il comporte en outre en cascade en sortie dudit premier, respectivement deuxième 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 des comparateurs de phase sont égales, lesdites impulsions étant transmises à un compteur numérique relié à un microprocesseur qui détermine la durée T comprise entre les instants t_1 et t_2 .

- 05 10. Appareil de mesure de distance comportant un dispositif pour engendrer un signal F modulé en fréquence selon l'une des revendications 1 à 9, dans lequel la sortie du dispositif est reliée à une voie émission, et comportant un mélangeur pour produire un signal de battement, les entrées de ce mélangeur étant reliées respectivement à
- 10 une voie de réception et à un organe de couplage monté à la sortie dudit dispositif, et, pour maintenir constante la fréquence de battement, un asservissement agissant sur une entrée de commande dudit GDS de façon à modifier la pente des dents de scie.

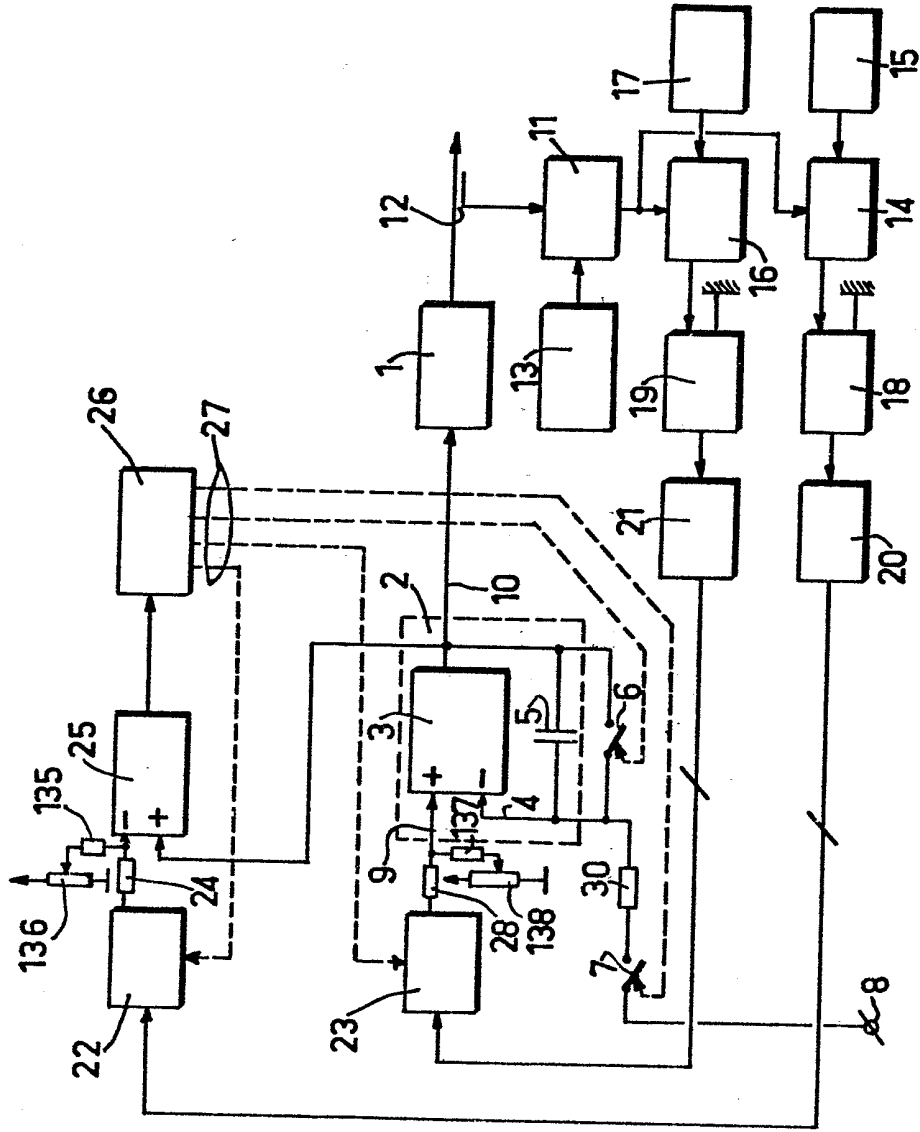


FIG. 1

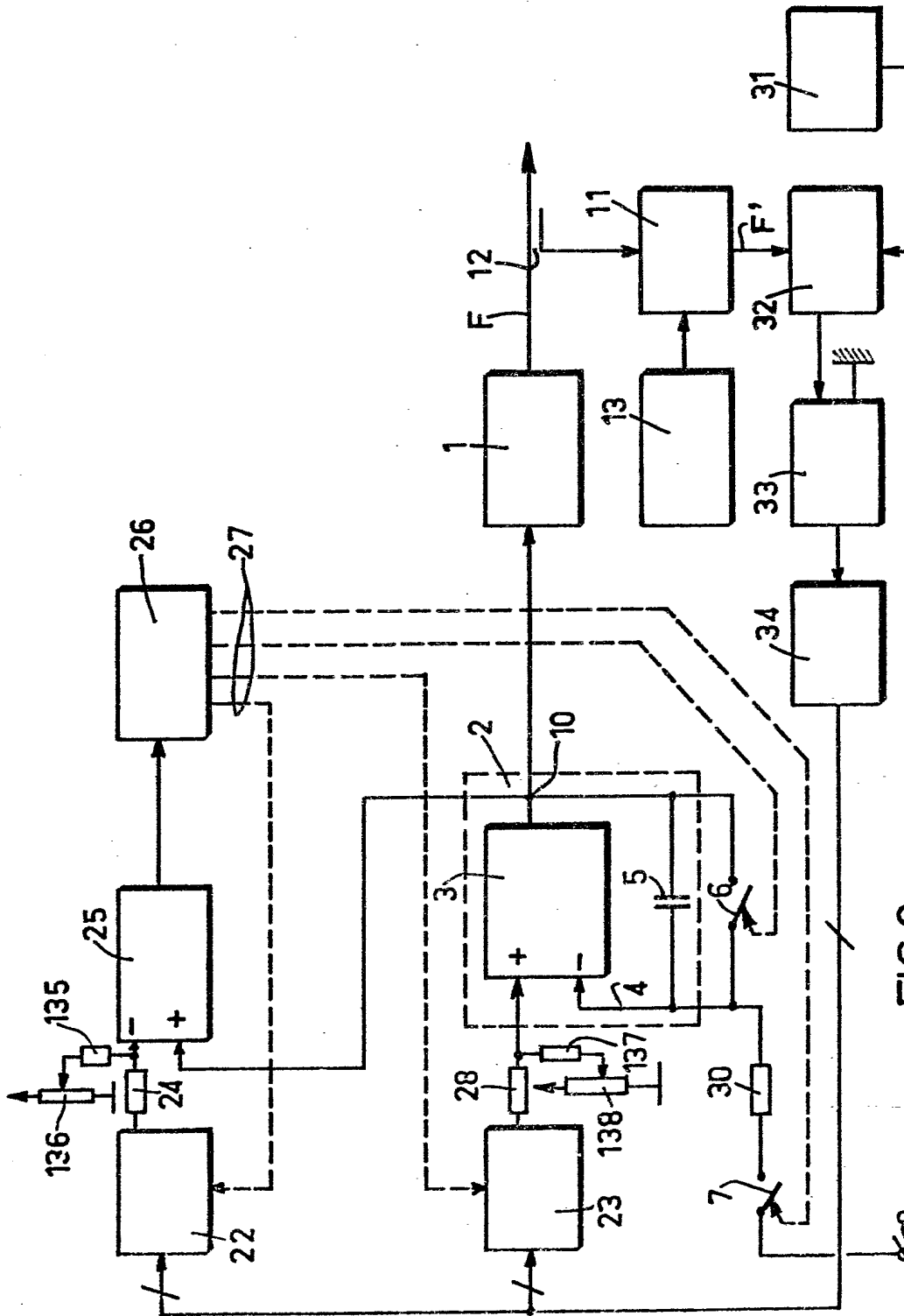


FIG.2

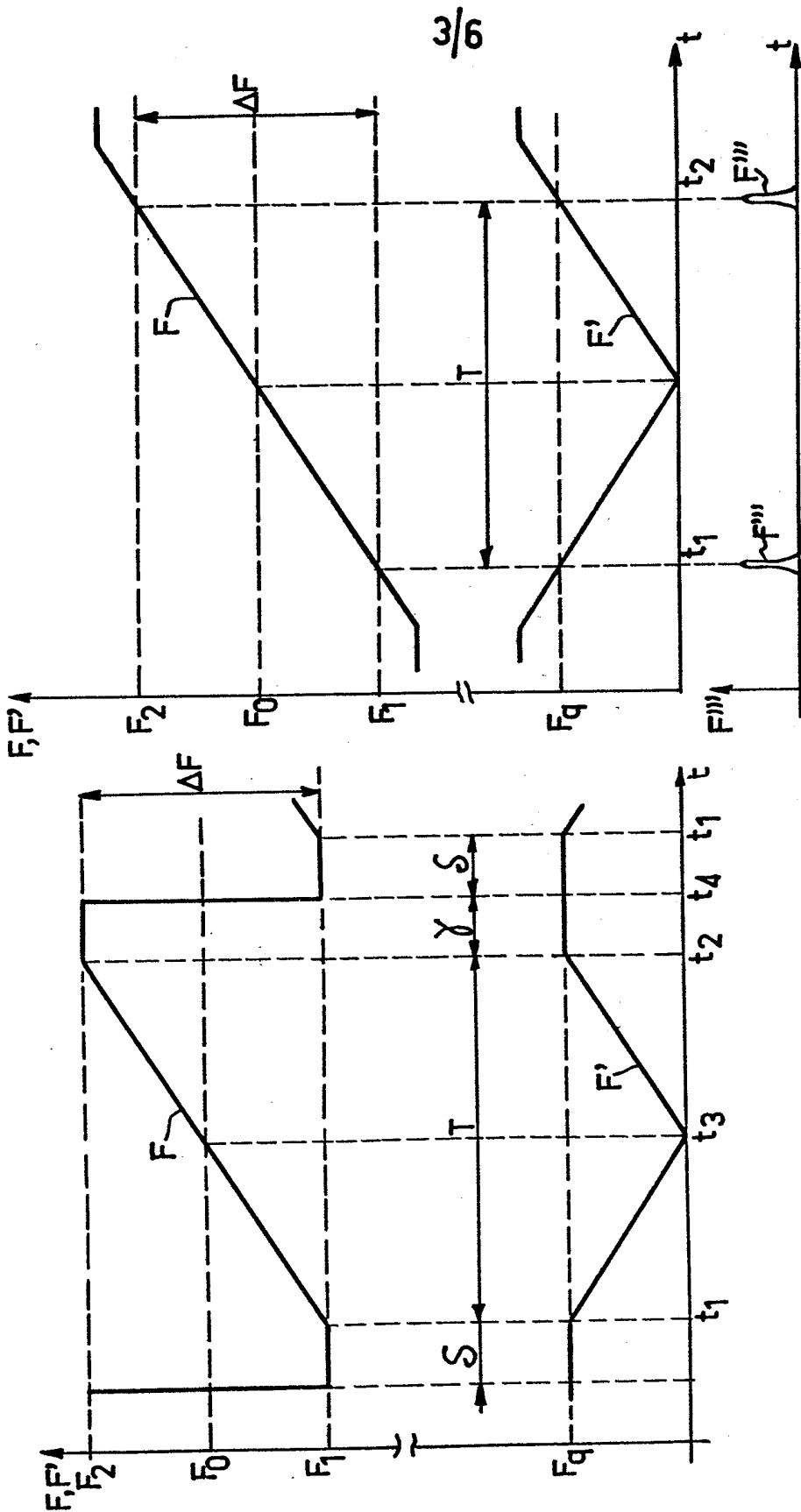


FIG.3

FIG.8

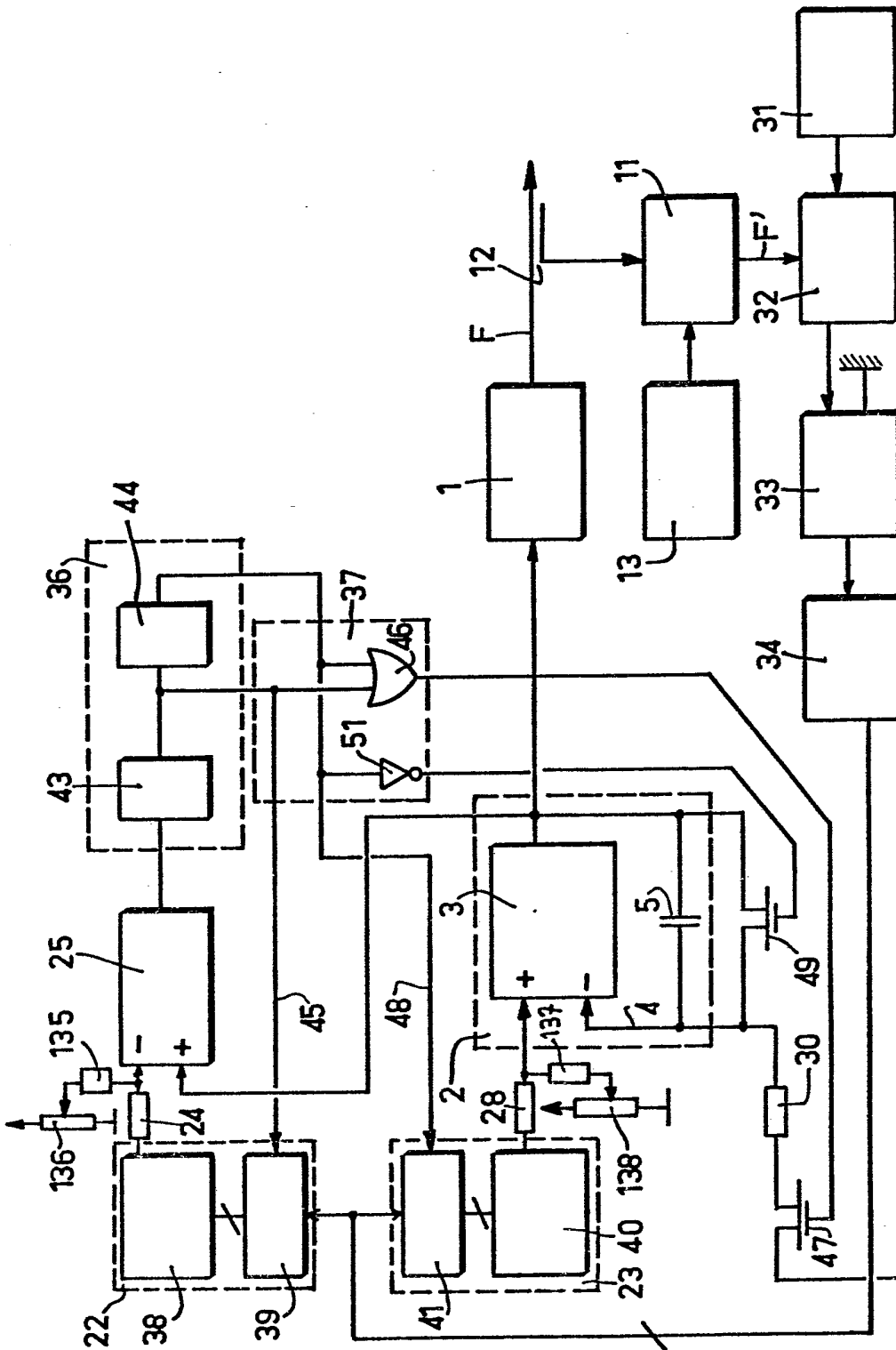


FIG. 4

6/6

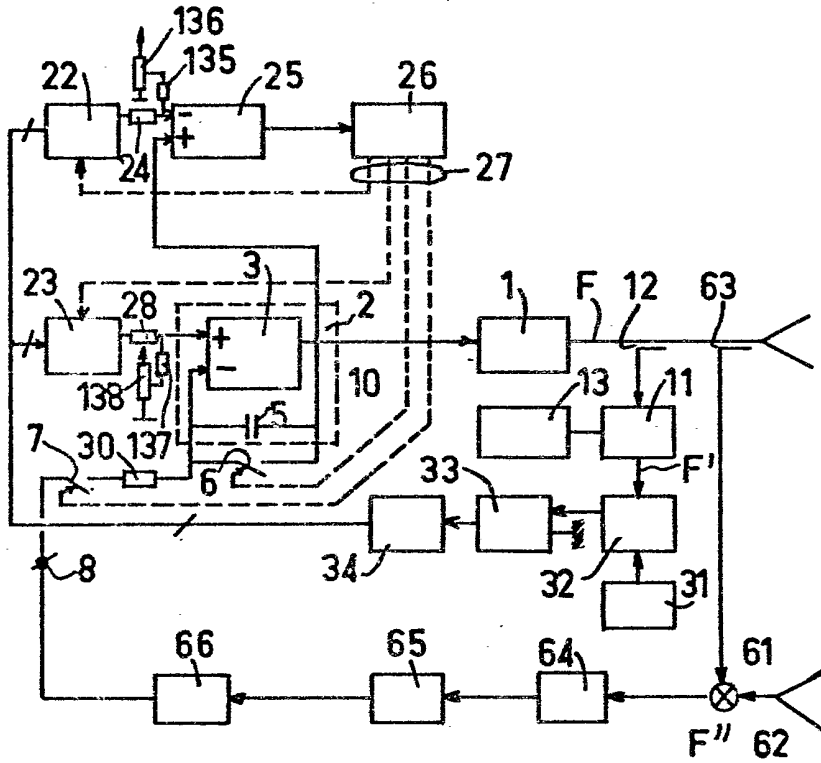


FIG. 6

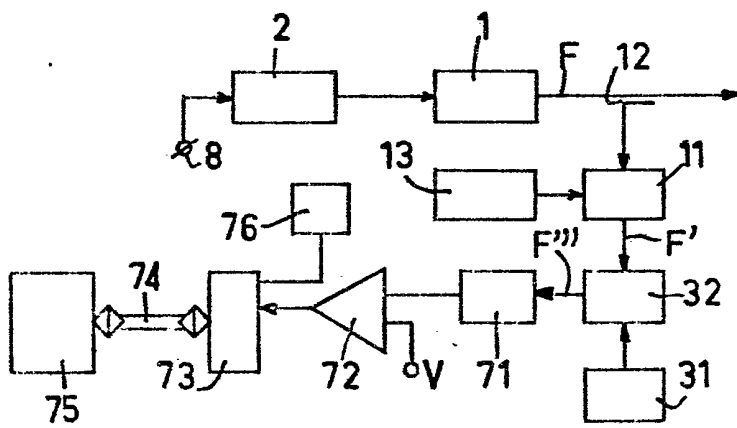


FIG. 7