

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

11 N° de publication : **2 586 872**
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)
21 N° d'enregistrement national : **85 12934**
51 Int Cl⁴ : H 03 D 7/00.

12 **DEMANDE DE BREVET D'INVENTION** A1

22 Date de dépôt : 30 août 1985.

30 Priorité :

43 Date de la mise à disposition du public de la
demande : BOPI « Brevets » n° 10 du 6 mars 1987.

60 Références à d'autres documents nationaux appa-
rentés :

71 Demandeur(s) : *SOCIETE RENNAISE D'ELECTRONIQUE
PROFESSIONNELLE S.A. — FR.*

72 Inventeur(s) : Yvon Thoraval.

73 Titulaire(s) :

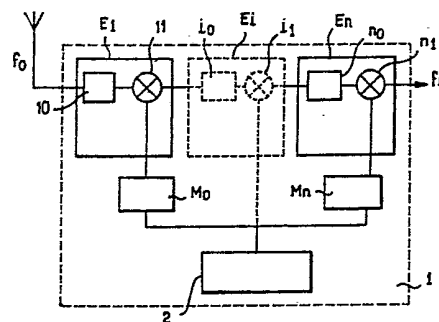
74 Mandataire(s) : Cabinet Regimbeau, Corre, Martin,
Schrimpf, Warcoin, Ahner.

54 Convertisseur hyperfréquence-radiofréquence monolithique.

57 L'invention est relative à un convertisseur hyperfréquence-
radiofréquence monolithique.

Conformément à l'invention, le convertisseur comprend en
cascade au moins deux étages de changement de fré-
quence T1, T2, Tn constitués par un filtre permettant la trans-
mission du signal à transposer à une première entrée d'un
mélangeur. La deuxième entrée du mélangeur est connectée à
un oscillateur local piézo-électrique monolithique 2 directement
ou par l'intermédiaire de circuits multiplicateurs de fréquence
notés Mo, Mi, Mn. Chacun des filtres constituant un étage de
changement de fréquence et formé par un filtre à faible pente
d'atténuation.

Application aux têtes de réception pour télécommunication
par satellite.



FR 2 586 872 - A1

L'invention est relative à un convertisseur hyperfréquence-radiofréquence monolithique.

Au cours de ces dernières années, des moyens d'études et recherches importants ont été mis en oeuvre dans le but de développer une tête de réception de télécommunication par satellite à faible coût destinée au marché grand public.

On peut citer par exemple le mémoire de P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL et J.E. SAUTEREAU pages 190-193 intitulé Composants, dispositifs et circuits actifs micro-ondes, édité par DUNOD UNIVERSITE - PARIS.

La tête de réception décrite dans le document comprend, sur un même substrat de Ga-As, un oscillateur local fonctionnant à une fréquence de l'ordre de 12 GHz, un amplificateur tampon et un mélangeur assurant la transposition à 1 GHz environ du signal en provenance de l'antenne de réception. Cependant, les circuits de polarisation, de stabilisation par résonateur diélectrique, d'amplification et de filtrage ne sont pas intégrés sur ce même substrat, ce qui bien entendu a pour conséquence une multiplication des opérations d'assemblage des composants hybrides discrets et une augmentation correspondante des coûts.

La présente invention a pour but de remédier aux inconvénients précités par la mise en oeuvre d'un convertisseur hyperfréquence-radiofréquence et donc d'une tête de réception de télécommunication par satellite entièrement monolithique.

Un autre objet de la présente invention est la mise en oeuvre d'une tête de réception monolithique de télécommunication par satellite pour laquelle un très grand degré de reproductibilité et de fiabilité des performances peut être atteint en raison de l'intégration totale des fonctions de filtrage, amplification,

mélange, génération de l'oscillateur local, polarisation des transistors.

Le convertisseur hyperfréquence-radiofréquence monolithique objet de l'invention est remarquable en ce qu'il comprend en cascade au moins deux étages de changement de fréquence constitués par un filtre permettant la transmission du signal à transposer à une première entrée d'un mélangeur, la deuxième entrée du mélangeur étant connectée à un oscillateur local piézo-électrique monolithique directement ou par l'intermédiaire de circuits multiplicateurs de fréquence, chacun des filtres constitutifs d'un étage de changement de fréquence étant constitué par un filtre à faible pente d'atténuation.

L'invention trouve application à la réalisation de têtes de réception de télécommunication par satellite notamment ainsi que dans tout circuit hyperfréquence.

Elle sera mieux comprise à la lecture de la description et à l'observation des dessins ci-après dans lesquels :

. la figure 1a représente un schéma synoptique du convertisseur hyperfréquence-radiofréquence objet de l'invention,

. la figure 1b représente un mode de réalisation particulier de convertisseur conforme au schéma général de la figure 1a,

. les figures 2a et 2b représentent un mode de réalisation avantageux d'un détail de réalisation du convertisseur hyperfréquence-radiofréquence selon l'invention.

Ainsi qu'il apparaît en figure 1a, le convertisseur hyperfréquence-radiofréquence monolithique objet de l'invention comprend en cascade au moins deux étages de changement de fréquence. Sur la figure 1a,

les étages de changement de fréquence sont notés E1, Ei, En. Les étages de changement de fréquence sont constitués par un filtre respectivement noté 10 pour le premier étage de changement de fréquence E1, io pour l'étage de changement de fréquence d'ordre Ei, et no pour l'étage de changement de fréquence d'ordre En. Chaque filtre permet la transmission du signal à transposer à une première entrée d'un mélangeur respectivement noté pour chaque étage de changement de fréquence 11, i1, n1. Par signal à transposer, on comprendra bien entendu qu'il s'agit à l'entrée du premier étage de changement de fréquence E1 du signal de fréquence fo sur l'antenne par exemple, du signal délivré par le premier étage de changement de fréquence E1 au deuxième étage de changement de fréquence E2 (en particulier Ei) et ainsi de suite les étages de changement de fréquence étant connectés en cascade. La deuxième entrée de chaque mélangeur 11, i1, n1 est connectée à un oscillateur local piézo-électrique 2 monolithique directement ou par l'intermédiaire de circuits multiplicateurs de fréquence notés sur la figure 1a Mo, Mi, Mn. Relativement à l'étage de changement de fréquence Ei, le multiplicateur Mi n'est pas représenté, la connexion étant considérée directe entre l'oscillateur local 2 et l'étage de changement de fréquence Ei ou autrement dit le facteur multiplicateur pouvant être considéré comme égal à 1.

En outre, conformément à l'invention, chacun des filtres 10, io, no constitutifs d'un étage de changement de fréquence E1, Ei, En est constitué par un filtre à faible pente d'atténuation.

Ainsi, conformément à l'invention, l'oscillateur local piézo-électrique 2 est un résonateur piézo-électrique du type quartz par exemple susceptible d'être intégré.

De tels oscillateurs ont été décrits
notamment dans l'article de M. Driscoll et S.V.
Krishnaswamy intitulé UHF FILM RESONATOR EVALUATION
AND RESONATOR-CONTROLLED OSCILLATOR AND FILTER DESIGN
5 USING COMPUTER-AIDED DESIGN TECHNIQUES et publié dans
la Revue IEEE MTT-S Digest pages 239 à 342 - 1985.

Conformément à l'invention, chacun des
filtres constitutifs d'un étage de changement de fré-
quence est constitué par un filtre à faible pente
10 d'atténuation ou tout au moins, par un filtre dont le
produit raideur de pente par fréquence de travail est
divisé dans un rapport 5 à 6 par rapport à la valeur
correspondante du filtre utilisé dans le cas de la
conversion directe. Dans le cas de ce dernier mode
15 opératoire, la raideur de pente du filtre doit être
de l'ordre de 40 dB/GHz pour un seul filtre dont la
fréquence de travail est de l'ordre de 10GHz. Cette
dernière caractéristique selon laquelle chaque filtre
présente un produit raideur de pente par fréquence de
20 travail très inférieur à celui des filtres utilisés
en conversion directe permet d'assurer l'intégration
possible de tout l'ensemble de filtrage.

Bien entendu le filtrage est de préférence
constitué par un filtre de type filtre actif, ce qui
25 permet en outre de masquer la figure de bruit des mélan-
geurs en produisant le niveau d'amplification néces-
saire.

L'ensemble des mesures précitées, par l'uti-
lisation notamment de la conversion multiple, permet
30 en levant les caractéristiques serrées du filtre
d'entrée de rendre notamment les filtres intégrables
dans l'état actuel de la technologie des circuits inté-
grés sur cristal semi-isolant d'arséniure de galium.

Un mode de réalisation du convertisseur hyperfréquence-radiofréquence objet de l'invention sera maintenant décrit dans le cas avantageux non limitatif tel que représenté en figure 1b dans lequel deux étages de changement de fréquence notés E1 et E2 sont utilisés.

Dans ce cas, le signal hyperfréquence est reçu sur l'antenne ayant une fréquence f_0 et le signal radiofréquence à obtenir une fréquence dite fréquence intermédiaire f_i , le signal délivré par l'oscillateur local 2 est délivré au premier étage de changement de fréquence E1 par l'intermédiaire de deux circuits multiplicateurs notés sur la figure 1b M1 et M2. Les circuits multiplicateurs M1 et M2 sont des circuits multiplicateurs de fréquence en cascade. Le signal délivré par l'oscillateur local 2, de fréquence f_{osc} est délivré au deuxième étage de changement de fréquence E2 par l'intermédiaire du deuxième circuit multiplicateur de fréquence noté M2. L'oscillateur local délivre un signal de fréquence f_{osc} égal à $f_{osc} = \frac{f_0 - f_i}{n_1 n_2 + n_2}$ où n_1 et n_2 représentent les facteurs de multiplication des premier et deuxième multiplicateurs de fréquence M1 et M2.

De préférence, mais de façon non limitative, et conformément à l'objet de l'invention, la fréquence f_{osc} de l'oscillateur local 2 peut être choisie voisine de la fréquence du signal radiofréquence à obtenir après conversion. Le signal hyperfréquence de fréquence f_0 ayant par exemple une fréquence de 12 GHz, le signal délivré par l'oscillateur à quartz a une fréquence de 1,5 GHz et les multiplicateurs de fréquence successifs sont des multiplicateurs de fréquence par deux.

Le premier filtre ou filtre du premier étage de changement de fréquence E1 est un filtre passe-bande dont la fréquence de coupure basse f_{cb} est voisine

de 10 GHz et dont la pente d'atténuation est de 8dB/GHZ. Le deuxième filtre ou filtre 20 assurant la liaison entre la sortie du premier étage mélangeur E1 et la première entrée du mélangeur 21 du deuxième étage

5 mélangeur E2 est un filtre passe-bande dont la fréquence de coupure basse est comprise entre 3 et 4 GHz et dont la pente d'atténuation est de 20 dB/GHZ. Les filtres utilisés conformément à la présente invention peuvent être des filtres intégrables, des filtres

10 actifs tels que décrits dans la publication IEEE MTT-S Digest pages 273 à 276 publiée en 1985 intitulée DISTRIBUTED MICROWAVE ACTIVE FILTERS WITH GaAs FETS de Christen Rauscher.

Un mode de réalisation particulièrement

15 avantageux de l'oscillateur à quartz 2 sera maintenant décrit en liaison avec la figure 2. Conformément à cette figure, l'oscillateur à quartz 2 comporte deux transistors à effet de champ 201, 202 montés en mode différence et ayant leur électrode de source

20 chargée par un générateur de courant commun 203. Les électrodes de drain de chaque transistor 201, 202 sont respectivement chargées par une résistance de charge 2010, 2020. Un premier transistor 201 comprend un circuit de réaction constitué par un quartz piézo-

25 électrique noté q connecté entre l'électrode de drain et l'électrode de grille du premier transistor 201. L'électrode de grille du second transistor 202 est connectée à la tension de référence du dispositif. En outre, l'électrode de grille du premier transistor

30 201 comprend le circuit de réaction et est reliée à l'électrode de drain du second transistor 202 par une capacité notée Cc destinée à assurer une compensation de la capacité Cp parasite parallèle du circuit de réaction. Sur la figure 2, la capacité parasite Cp

a été représentée en trait mixte.

La présence de la capacité parasite C_p de l'ordre de 5 pF en parallèle sur le circuit résonnant équivalent au quartz piézo-électrique q , le circuit résonnant équivalent a été représenté sur la figure 2 par les paramètres résistif r_q , inductif L_q et capacitif C_q , a tendance à masquer le circuit équivalent série au quartz précité, ce qui empêche l'utilisation de celui-ci en rang partiel élevé c'est-à-dire supérieur à 5.

Le circuit tel que proposé en figure 2 conformément à la présente invention, utilisant les propriétés d'un inverseur permet de neutraliser cette capacité parasite C_p de manière à ce que le circuit actif d'entretien de l'oscillation ne voie que le circuit résonnant -série, c'est-à-dire le circuit résonnant équivalent au quartz piézo-électrique q . L'ensemble du circuit tel que représenté en figure 2 devant rester intégrable, l'inverseur doit être constitué par un transistor, le transistor 202. Ainsi, le circuit représenté en figure 2 constitue en fait un circuit en mode différence de type amplificateur différentiel qui permet de réduire le bruit à modulation de fréquence engendré par la conversion du bruit de modulation d'amplitude à basse fréquence par les non-linéarités du transistor 201.

Conformément à l'invention, le circuit proposé non seulement résout le problème de la neutralisation de la capacité parasite C_p mais aussi réduit l'influence du bruit en $1/f$ et permet également de rendre intégrable la capacité de compensation de valeur élevée C_c .

Dans le but de rendre plus facilement intégrable cette dernière capacité de compensation C_c ,

les résistances de charge 2010 et 2020 des transistors montés en mode différence 201 et 202 peuvent être choisies de façon à avoir des valeurs R et R' différentes. La valeur R de la résistance 2010 du premier transistor est par exemple inférieure à la valeur R' de la résistance 2020 du deuxième transistor 202. Dans ces conditions, la capacité Cc de compensation est choisie de façon à avoir une valeur proportionnelle au rapport des résistances R et R', valeur telle que $Cc = \frac{R}{R'} \times Cp$. On comprendra ainsi que le choix de ces valeurs permet naturellement de réduire la valeur de la capacité de compensation à ajouter et bien entendu de faciliter l'intégration de celle-ci sur le substrat par réduction de ces dimensions correspondantes.

De préférence, afin d'assurer l'oscillation du montage oscillateur à quartz en mode partiel, c'est-à-dire, en mode partiel de rang 3 ou 5 suivant la fréquence fondamentale obtenue 500 MHz ou 300 MHz pour produire un signal de fréquence de l'ordre de 1500 MHz ayant une stabilité requise conformément au mode de réalisation déjà décrit, où deux étages de changement de fréquence sont utilisés, le montage oscillateur tel que représenté en figure 2 comporte en série avec le quartz piézo-électrique q un circuit résonnant-série noté 2011 dont la fréquence de résonance correspond au rang partiel désiré.

Afin d'obtenir un fonctionnement satisfaisant de l'ensemble du montage oscillateur tel que décrit à la figure 2, notamment dans le cas où le circuit résonnant - série fonctionne en rang partiel tel que décrit précédemment, il est nécessaire d'obtenir un déphasage voisin de 360° dans la boucle de contre-réaction à la fréquence de résonance série du résonateur.

Afin d'éviter l'implantation sur le substrat de nouvelles cellules de déphasage telles que par exemple des capacités supplémentaires, il est avantageux, conformément à l'invention, d'utiliser des transistors dont la longueur de grille est plus grande que 0,5 μm . Ce choix revient en fait à utiliser un transistor à faibles performances ou tout au moins un transistor dont la fréquence de transition est voisine de la fréquence d'oscillation du quartz. Cette mesure permet de manière avantageuse de ne pas utiliser de capacités de déphasage supplémentaires. Les transistors utilisés dans ce but sont constitués par des transistors à effet de champ à longueur de grille de l'ordre de 3 à 4 μm .

Afin d'améliorer la stabilité en fonction de la température de l'oscillateur local, celui-ci ainsi que représenté en figure 2b peut comporter un circuit de régulation de température comprenant à titre d'exemple un amplificateur différentiel noté 300 recevant sur sa borne négative une valeur de référence délivrée par exemple par une diode de type diode Schottky référencée R et sur sa borne positive une tension de consigne C. La tension de consigne C peut correspondre par exemple à une conduction de l'amplificateur différentiel pour une température inférieure à 70°C. La sortie de l'amplificateur différentiel est reliée à une charge dissipative notée Cd disposée au voisinage du quartz piézo-électrique q et couplée thermiquement à celui-ci en T. Ce circuit de régulation permet donc de stabiliser la température de fonctionnement de l'ensemble et donc la fréquence. Ce circuit est bien entendu totalement intégrable au substrat précité.

On a ainsi décrit un convertisseur hyperfréquence-radiofréquence particulièrement avantageux

du fait du choix des solutions adoptées pour la réalisation de ses différents éléments lesquelles permettent de rendre celui-ci totalement intégrable sur une pastille d'arséniure de galium de quelques millimètres carrés.

5

En particulier, le choix du type de résonateur conformément à l'invention, du type quartz piézo-électrique permet un accord fin de la fréquence par usinage laser du dépôt métallique en face avant du substrat.

10

REVENDEICATIONS

1. Convertisseur hyperfréquence-radiofréquence monolithique, caractérisé en ce qu'il comprend en cascade au moins deux étages de changement de fréquence (E1, Ei, En) constitués par un filtre permettant la transmission du signal à transposer à une première entrée d'un mélangeur, la deuxième entrée du mélangeur étant connectée à un oscillateur local piézo-électrique monolithique directement ou par l'intermédiaire de circuits multiplicateurs de fréquence (Mo, Mi, Mn), chacun des filtres (1o, io ,no) constitutif d'un étage de changement de fréquence étant constitué par un filtre à faible pente d'atténuation.

2. Convertisseur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend deux étages de changement de fréquence (E1, E2), en ce que le signal hyperfréquence ayant une fréquence fo et le signal radiofréquence à obtenir une fréquence, dite fréquence intermédiaire fi, le signal délivré par l'oscillateur local (2) est délivré au premier étage de changement de fréquence (E1) par l'intermédiaire de deux circuits multiplicateurs (M1, M2) de fréquence en cascade, ledit signal délivré par l'oscillateur local étant délivré au deuxième étage de changement de fréquence par l'intermédiaire du deuxième circuit multiplicateur de fréquence (M2), l'oscillateur local délivrant un signal de fréquence $f_{osc} = \frac{f_o - f_i}{+ n_1 n_2 + n_2}$ où n1 et n2 représentent les facteurs de multiplication des premier et deuxième multiplicateurs de fréquence.

3. Convertisseur selon la revendication 2, caractérisé en ce que la fréquence fosc de l'oscillateur local (2) est voisine de la fréquence du signal radiofréquence à obtenir après conversion.

4. Convertisseur selon la revendication 3, caractérisé en ce que le premier filtre ou filtre du premier étage de changement de fréquence est un filtre passe-bande dont la fréquence de coupure basse fcb est voisine de 10 GHz et dont la pente d'atténuation est de 8 dB/GHz, le deuxième filtre ou filtre liaison entre la sortie du premier étage mélangeur et la première entrée du mélangeur (21) du deuxième étage mélangeur (E2) est un filtre passe-bande dont la fréquence de coupure basse est comprise entre 3 et 4 GHz et dont la pente d'atténuation est de 20 dB/GHz.

5. Convertisseur selon la revendication 4, caractérisé en ce que le premier et le deuxième filtre sont des filtres actifs.

6. Convertisseur selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que l'oscillateur à quartz comporte deux transistors à effet de champ (201, 202) montés en mode différence ayant leur électrode de source chargée par un générateur de courant (203) commun et leur électrode de drain respectivement chargée par une résistance de charge (2010, 2020), un premier transistor (201) comprenant un circuit de réaction constitué par un quartz piézo-électrique (9) connecté entre son électrode de drain et son électrode de grille, l'électrode de grille du second transistor (202) étant connectée à la tension de référence, l'électrode de grille du premier transistor, comprenant le circuit de réaction, étant reliée à l'électrode de drain du second transistor par une capacité Cc destinée à assurer une compensation de la capacité Cp parasite parallèle du circuit de réaction.

7. Convertisseur selon la revendication 5, caractérisé en ce que les résistances de charge

(2010, 2020) des transistors montés en mode différence ont des valeurs différentes, la valeur R de la résistance (2010) du premier transistor étant inférieure à la valeur R' de la résistance du second transistor (2020), la capacité Cc de compensation ayant une valeur proportionnelle au rapport des résistances R et R' : $C_c = \frac{R}{R'} \cdot C_p$.

8. Convertisseur selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que, afin d'assurer l'oscillation du montage oscillateur à quartz en mode partiel, le montage oscillateur comporte en série avec le quartz piézo-électrique (9) un circuit résonnant-série (2011) dont la fréquence de résonance correspond au rang partiel désiré.

9. Convertisseur selon l'une des revendications 5 à 7, caractérisé en ce que, en vue de diminuer le bruit de phase de l'oscillateur, les deux transistors sont des transistors dont la fréquence de transition f_t est voisine de la fréquence de résonance du quartz, les transistors étant constitués par des transistors à effet de champ à longueur de grille de l'ordre de 3 à 4 μ x m.

10. Convertisseur selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que l'oscillateur à quartz comporte un circuit de régulation de température comprenant un amplificateur différentiel recevant sur sa borne négative une valeur de référence (R) et sur sa borne positive une tension de consigne (C), la sortie de l'amplificateur différentiel étant reliée à une charge dissipative disposée au voisinage du quartz piézo-électrique et couplée thermiquement (T) à celui-ci.

11. Tête de réception pour télécommunication par satellite, caractérisée en ce qu'elle comprend un convertisseur selon l'une des revendications 1 à 9 précédentes.

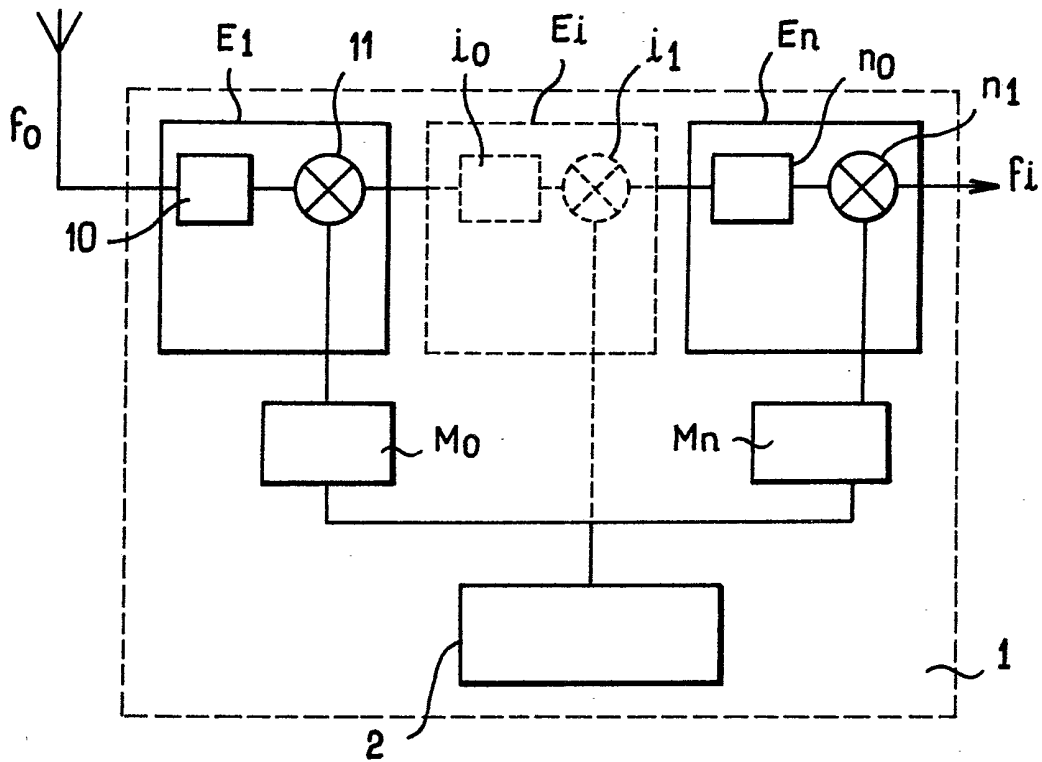


FIG. 1a

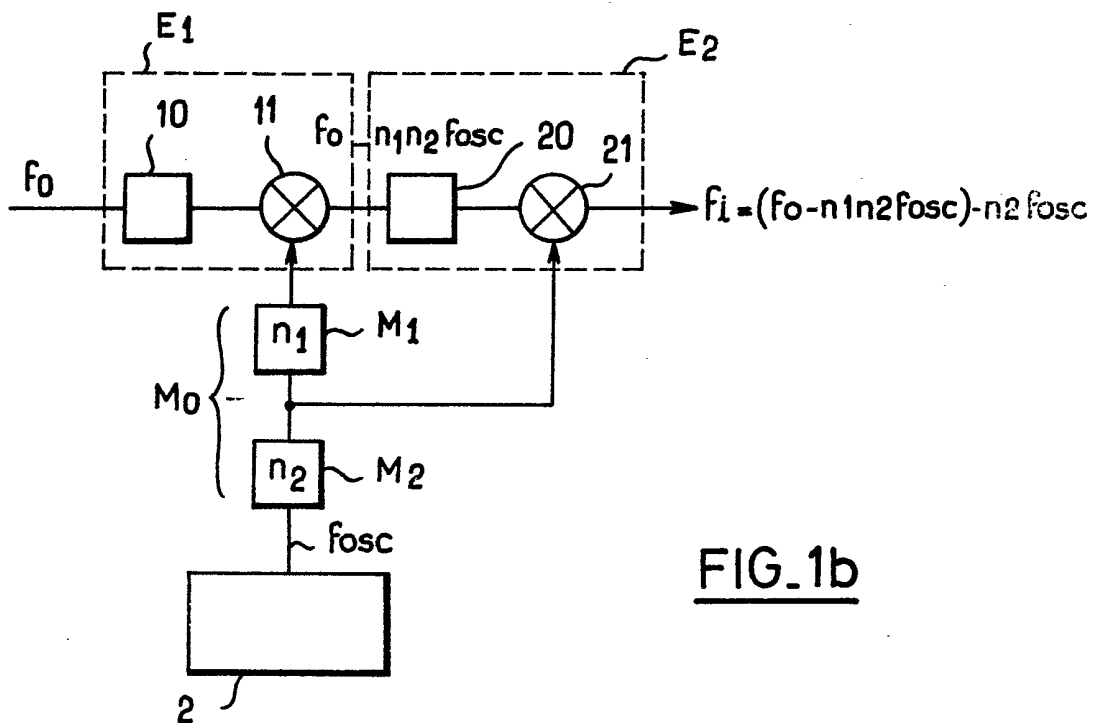


FIG. 1b

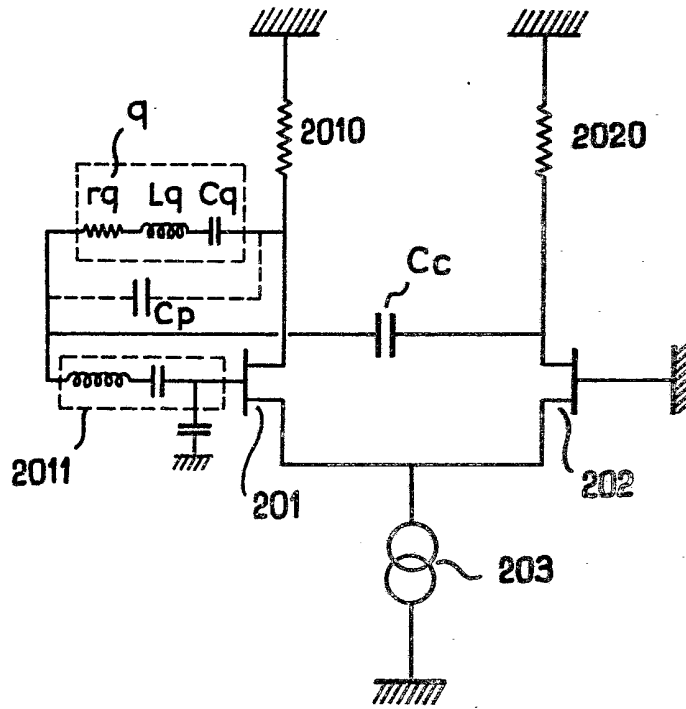


FIG. 2a

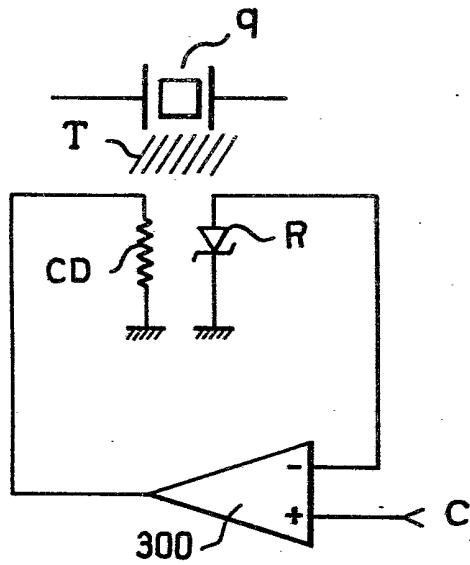


FIG. 2b