



(19) INSTITUTO NACIONAL
DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL
PORTUGAL

(11) *Número de Publicação:* PT 91581 B

(51) *Classificação Internacional:* (Ed. 6)

G01R019/00 A

H04N005/60 B

(12) *FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO*

(22) <i>Data de depósito:</i>	1989.08.30	(73) <i>Titular(es):</i>	SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT WITTELSBACHERPLATZ 2 D-8000 MUNIQUE 2 DE
(30) <i>Prioridade:</i>	1988.08.31 EP 88114224		
(43) <i>Data de publicação do pedido:</i>	1990.03.08	(72) <i>Inventor(es):</i>	RICHARD STEPP DE
(45) <i>Data e BPI da concessão:</i>	03/95 1995.03.15	(74) <i>Mandatário(s):</i>	JOÃO DE ARANTES E OLIVEIRA RUA DO PATROCÍNIO 94 1350 LISBOA PT

(54) *Epígrafe:* PROCESSO E CIRCUITO PARA DETERMINAR A EXISTÊNCIA OU A NÃO EXISTÊNCIA DE PELO MENOS UMA FREQUÊNCIA DE UM VALOR CONHECIDO NUM SINAL DE ENTRADA CONTITUÍDO POR VÁRIAS FREQUÊNCIAS

(57) *Resumo:*

[Fig.]

Descrição da patente de invenção de SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, alemã, industrial e comercial, com sede em Wittelsbacherplatz 2, D-8000 Munique, República Federal Alemã, (inventor: Richard Stepp, residente na Alemanha Ocidental) para "PROCESSO E CIRCUITO PARA DETERMINAR A EXISTÊNCIA OU A NÃO EXISTÊNCIA DE PELO MENOS UMA FREQUÊNCIA DE UM VALOR CONHECIDO NUM SINAL DE ENTRADA CONSTITUIDO POR VÁRIAS FREQUÊNCIAS"

Descrição

A presente invenção refere-se a um processo para a determinação da existência ou da não existência de uma frequência de valor conhecido num sinal de entrada formado por várias frequências, de acordo com o preâmbulo da reivindicação 1.

Um exemplo da necessidade de uma determinação da existência ou não existência de determinadas frequências com um valor conhecido num sinal de entrada formado por várias frequências é a descodificação da detecção do tipo de programa nos sistemas de som de televisão com duas portadoras. Pormenores deste sistema de som de televisão



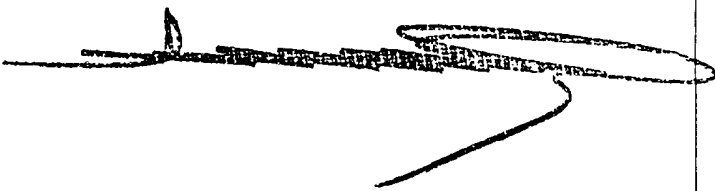
com duas portadoras estão descritos no "CCIR-Document", Report 795-1 (1978-1982), páginas 205 a 213. De acordo com este documento, a detecção do tipo de programa, no caso do sistema de som de televisão com duas portadoras faz-se por meio de uma portadora de som piloto modulada em amplitude. A frequência da portadora piloto é igual a 3,5 vezes a frequência de linhas de vídeo f_h . Para as modalidades de serviço "estéreo", e "Dois sinais de som" a portadora piloto de som é respectivamente modulada com um sinal de tom característico. As modalidades de serviço possíveis estão representadas nas figuras 1A a 1D, em cada caso sob a forma de um espectro de frequências.

A figura 1A mostra o caso da modalidade de serviço "estéreo", na qual, num portador piloto de som, cuja frequência está indicada por f_p e tem o valor igual a $3,5 \times 15625$ Hz, está aplicada, por modulação de amplitude, uma frequência característica com um valor de $15625/133$. O valor de 15625 Hz é neste caso a frequência de linhas de vídeo f_h . Na figura 1A, as bandas laterais estão designadas por f_{+s} ou f_{-s} , respectivamente.

De maneira análoga, a figura 1B representa o caso da modalidade de serviço com dois sinais de som, na qual se sobrepõe por modulação à portadora piloto de som com a frequência F_p uma frequência característica de som de $15\ 625/57$ Hz. As bandas laterais estão neste caso designadas por f_{+z} ou f_{-z} , respectivamente.

A figura 1C ilustra a modalidade de serviço "mono" no sistema de televisão com duas portadoras, no qual existe apenas a frequência piloto da portadora f_p , que não é modulada por qualquer frequência característica de som.

Finalmente, a figura 1D ilustra a modalidade de serviço "mono" usual na transmissão de televisão



até agora, na qual também não existe também a portadora de som piloto.

O grau de modulação nos casos das modalidades de serviço das figuras 1A e 1B é de 50%.

A transmissão das frequências de modulação de amplitude atrás examinadas faz-se então por um emissor de televisão da seguinte maneira: a portadora piloto de som modulada em amplitude modulada, por modulação de frequência, na banda dos MHz, uma portadora. No receptor de televisão, efectua-se primeiramente uma desmodulação de frequência e depois uma desmodulação de amplitude para obtenção das frequências características de som. A tradução da informação pode fazer-se, nas modalidades de serviço "mono", "dois sinais de som" e "estéreo", através da banda lateral superior ou inferior. São identicos os resultados da tradução das bandas laterais.

Até agora, a descodificação da detecção do tipo de programa no caso do sistema de televisão com duas portadoras fazia-se na maioria das vezes por detecção síncrona ou por detecção da envolvente da portadora piloto de som modulada, com a tradução sucessiva das frequências características de som desmoduladas.

Na transmissão da informação de televisão, devido ao efeito de modulações cruzadas, podem aparecer frequências portadoras formadas a partir das fracções de vídeo da informação de televisão, que sejam iguais à frequência piloto da portadora de som. Estas frequências portadoras podem ser tão fortes que surjam oscilações correspondentes fortes da amplitude da portadora piloto de som, e portanto frequências perturbadoras, depois da desmodulação de amplitude.

Da "Funkschau", Janeiro de 1982, Nº 2
pag. 76 a 79, é conhecido prever para um sistema de televisão



com duas portadoras um decodificador estéreo e de dois sinais de som, comutável automaticamente, no qual a informação de comutação necessária para a detecção é obtida por meio de dois circuitos PLL do mesmo tipo que são ajustados à frequência de detecção respectiva por potenciômetros.

Da patente EP-OS O 146 749 é conhecido um sistema de circuitos que trabalham segundo um outro princípio.

Nos desenhos anexos, as figuras representam:

A Figura 2, um esquema de blocos de um circuito de acordo com o estado da técnica que pode ver-se na patente EP-OS O 146 749;

A Figura 3, um esquema de blocos de uma forma de realização de um gerador de frequências previsto no sistema de circuitos segundo a figura 2; e

As Figuras 4A e 4B, respectivamente diagramas para a explicação da tradução de componentes de corrente contínua correspondentes à frequência a detectar.

No sistema de circuitos de acordo com a figura 2, um sinal de entrada no qual se pretende determinar a existência ou a não existência de uma frequência de valor conhecido, é introduzido numa entrada (20). Este sinal de entrada será designado, por uma questão de simplicidade, por

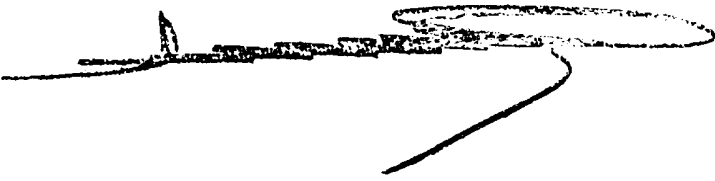
$$A \sin (\omega t - \varphi)$$

sendo: A a amplitude

ω a frequência

t o tempo e

φ a fase.



Por meio de um gerador de frequências (21), geram-se, a partir de uma frequência de referência estável, que é fornecida numa entrada (22), dois sinais de comutação com uma frequência igual à frequência a determinar e com uma diferença de fases de 90° . A frequência de referência estável é, no caso do sistema de televisão com duas portadoras, convenientemente, a frequência f_h de linhas de vídeo, disponível no sinal de vídeo.

O sinal de entrada na entrada (20) é aplicado respectivamente a uma entrada de dois misturadores lineares (25) e (26). Numa outra entrada de cada um dos misturadores (25) e (26) é introduzido, através de linhas (23) e (24), respectivamente, um dos dois sinais de comutação gerados pelo gerador de frequências (21), com a frequência igual à frequência a detectar e com um desfasamento de 90° . Nos misturadores efectua-se uma mistura multiplicativa do sinal de entrada com o sinal de comutação respectivo. Se as frequências do sinal de entrada e dos dois sinais de comutação forem iguais, então os misturadores fornecem nas suas saídas apenas ainda uma componente de tensão contínua, respectivamente (X) ou (Y), que são proporcionais à amplitude e ao ângulo de fase φ do sinal de entrada. Em especial é:

$$X \sim A \sin$$

$$Y \sim A \cos$$

É evidente que o sinal de entrada é avaliado nos dois canais com uma diferença de fase de 90° dos sinais de comando para os misturadores, visto que a fase φ do sinal de entrada pode ser qualquer, isto é mesmo nula ou de 90° (ou um múltiplo dos mesmos com um factor de 180°), de modo que a componente de tensão contínua, de acordo com as duas fórmulas atrás referidas, poderia extinguir-se no caso de uma avaliação num canal.



A seguir aos dois misturadores (25) e (26) estão ligados respectivamente filtros passa-baixo (27) ou (28) que servem para a filtragem das componentes de corrente alternada dos misturadores (25) e (26), respectivamente. Estes filtros passa-baixo (27) e (28) possuem, como frequência limite da faixa, uma frequência de alguns Hz, de preferência no máximo de 2 Hz. Os filtros passa-baixo (27) e (28) actuam, relativamente ao sinal de entrada na entrada (20) como um filtro de banda com a frequência média igual à frequência de comutação dos dois sinais de comutação nas linhas (23) e (24) e uma largura de banda igual ao dobro da frequência limite de faixa do filtro passa-baixo. Nas saídas destes filtros passa-baixo aparecem portanto apenas as componentes de tensão contínua (X) e (Y), no caso de igualdade da frequência do sinal na entrada (20) e dos sinais nas linhas (23) e (24).

Os sinais de saída dos filtros passa-baixo (27) e (28) são fornecidos aos avaliadores de amplitude (29) e (30), respectivamente, com os quais se avalia a amplitude da componente de tensão contínua (X) e (Y), respectivamente. Uma avaliação da amplitude é suficiente para a determinação da existência ou não existência de uma frequência com um valor conhecido no sinal de entrada, visto que a fase φ do sinal de entrada é arbitrário.

Esta avaliação da amplitude pode fazer-se de várias maneiras:

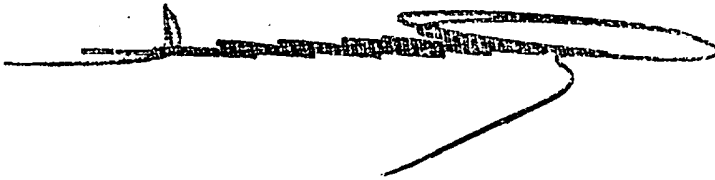
Por exemplo, os avaliadores de amplitude podem ser formados como um interruptor de limiar, conhecido em si, que determina se o valor absoluto das componentes de tensão contínua (X) e (Y) é maior ou menor que um limiar (S) dado. Este tipo de avaliação da amplitude está indicado no diagrama da figura 4, ponto (1). A componente de tensão contínua é então mais uma vez dada por uma amplitude (A) e um ângulo dela resultante, de modo que esta componente de



tensão contínua é formada por um vector (50) que pode situar-se numa circunferência (51), em função de um ângulo qualquer. Os avaliadores de amplitude constituídos como interruptores de limiar (29) e (30) segundo a figura 2, respondem respectivamente a um limiar (S), de modo que para a avaliação da componente de tensão contínua com a amplitude (A) e o ângulo resultante, resulta um quadrado (52) cujo comprimento dos lados é igual ao limiar (S) dos interruptores de limiar. Se o vector da componente de tensão contínua correspondente à amplitude (A) se situar fora do quadrado (52) definido pelo valor (S) do limiar, então a componente de tensão contínua, como indicado indicação da existência da frequência no sinal de entrada aplicado à entrada (20) segundo a figura 2, é considerada válida nas saídas (31) e (32) dos avaliadores de amplitude é emitida.

Uma outra possibilidade de avaliação das componentes de tensão contínua (X) e (Y) consiste em determinar a raiz quadrada da soma dos quadrados, por meio de elementos electrónicos convencionais, e determinar se o valor desta raiz quadrada é maior que um valor de limiar (S) pré-determinado. Este estado de coisas está representado no diagrama da fig. 4B, que corresponde ao da fig. 4A, com excepção de, devido a utilizar-se a raiz quadrada da soma dos quadrados dos valores de (X) e (Y), em vez de um quadrado de avaliação (52) da figura 4A, termos uma circunferência de avaliação (54).

A figura 3 representa uma forma de realização da geração dos sinais de comando para os misturadores (25) e (26) no gerador de frequência (21) segundo a figura 2, sob a forma de um circuito PLL (Phase-Locked-Loop-lacete com ligação forçada na fase). O oscilador VCO (Voltage controlled oscillator) comandado por tensão (40) oscila a uma frequência do sinal de comando dos misturadores (25) e (26), sendo o seu sinal de saída emitido através de uma linha (41), que corresponde a uma das linhas (23) ou



(24) da figura 4, A frequência de referência estabilizada que na figura 2 é introduzida pela entrada (22), é introduzida no circuito da figura 3 na entrada (42). Para a adaptação da frequência, está ligado, a seguir à entrada (42), um divisor de frequência (43) e, a seguir ao oscilador comandado por tensão (40), um divisor de frequência (44). Os sinais de saída destes divisores de frequência (43) e (44) são comparados entre si num andar de comparação de fases (45), sendo o sinal de saída do andar de comparação de fases (45) introduzido no oscilador comandado por tensão (40) através de um filtro passa-baixo (46), efectuando-se deste modo uma regulação da frequência.

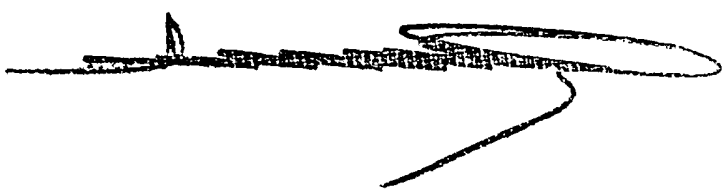
Para a geração dos dois sinais de comando, desfasados de 90° , pelas linhas (23) e (24), para os misturadores (25) e (26), o fio de saída (41) do circuito PLL na figura 3 pode ser dividido e, numa das linhas divididas, prever-se um desfasador, que introduz um desfasamento de 90° no sinal de saída. Como um tal circuito é de natureza convencional, ele não foi representado na própria figura 3.

Para o caso concreto do sistema de televisão com duas portadoras, o divisor de frequência (43) divide a frequência de reflexão horizontal f_h , no caso "estéreo" por 133 e, no caso "dois sinais de som" por 57. A frequência a detectar da banda lateral superior f_{+s} resulta portanto, no caso "estéreo".

$$f_{+s} = 7/2 f_h + f_h/133 \quad \text{ou}$$

$$f_{+s} = 933/266 f_h$$

A frequência característica do som no caso "estéreo", com $f_h/133$, situa-se nos 117 Hz. As diferenças de fase entre o sinal de saída do divisor de frequência (43) e o sinal de saída do divisor de frequência (44) conduzem a impulsos de regulação na saída do andar de comparação de fases (45). Se a frequência limite é a faixa do



filtro passa-baixo (46), que funciona como filtro de regulação, não for suficientemente pequena, ou se o seu enfraquecimento a 117 Hz não for da ordem de grandeza de 30 a 40 dB, obtem-se, devido a estes impulsos de regulação, uma modulação de frequência do VCO com as faixas laterais, que correspondem a um sinal estéreo existente, e concretamente também quando não existir qualquer frequência de som piloto. Devido a uma frequência limite da banda do filtro passa-baixo (46) correspondente às necessidades e a uma largura de banda do anel correspondentes pequena, o circuito PLL é muito inerte. O circuito PLL tem um dimensionamento muito crítico e as correntes de fugas no seu circuito de regulação devem situar-se na gama de intensidade dos nA.

Mas, mediante um circuito de elaboração de frequências apropriadamente lento, o circuito global, como se descreve na patente EP-OS-O 146 749, é muito inerte. Esta pequena largura de banda do anel permite um desvio admissível da frequência horizontal, com uma ordem de grandeza de apenas cerca de 1 Hz. Por exemplo, no caso da gravação magnética de vídeo, em consequência de oscilações do sincronismo do aparelho de gravação e do aparelho de reprodução, pode surgir um desvio da frequência horizontal maior, do modo que não é possível uma detecção sem perturbações das linhas espectrais da frequência característica dos tipos de sinais de som com tais circuitos conhecidos.

A presente invenção tem por objecto proporcionar uma possibilidade para a determinação mais rápida da existência ou não existência das frequências, em especial das frequências características do sinal de som anteriormente mencionadas, no sistema de televisão com duas portadoras, na qual as perturbações das portadoras não tenham qualquer importancia.

Este problema é resolvido com um processo do tipo mencionado inicialmente, segundo a presente invenção,



por meio das características descritas na reivindicação 1.

A reivindicação 8 descreve um circuito segundo a presente invenção para a realização do processo segundo a presente invenção.

Nas reivindicações secundárias referem-se variantes de realização do objecto da presente invenção.

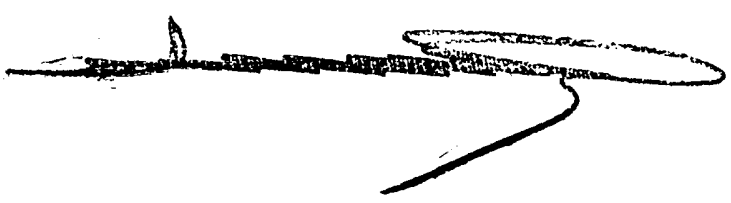
A seguir descreve-se a presente invenção, com pormenor, fazendo referência às figuras 5, 6 e 7, que representam:

A Figura 5, um esquema de blocos de um circuito possível para a realização do processo segundo a presente invenção, também para o caso especial da determinação simultânea de duas frequências diferentes, utilizando dois circuitos detectores (62) e (62') de construção idêntica.

A Figura 6, um esquema de blocos de uma forma de realização possível para a determinação de duas frequências diferentes utilizando um circuito detector (62) segundo a presente invenção, representando com mais precisão na figura 5, bem como um dispositivo comutador multiplex (63) para a comutação conjunta dos terminais de saída, (a, b, c, d ou a', b', c', d') do gerador de frequências e de saídas dos sinais (31, 32) ou (31', 32') do circuito detector; e

A Figura 7 um esquema de blocos de uma forma de realização possível do gerador de frequências, também no caso em que pode determinar-se a existência de duas frequências características que modulam o mesmo sinal de portadora.

A Figura 5 representa dois blocos (62) e (62'), cada um dos quais deve conter um circuito detector,



sendo os dois circuitos identicos. O circuito detector (62) esta representado com maior precisão, com base em blocos funcionais e blocos de comutação. O circuito contém misturadores (55), (56), (57) e (58), com características de transmissão lineares, por exemplo multiplicadores dos 4 quadrantes, estando uma entrada de cada um deles ligada ao terminal (20) de entrada dos sinais do circuito global. Este terminal (20) de entrada dos sinais está previsto para ser atacado com um sinal de entrada (U_1), destinando-se o circuito global a determinar se este sinal de entrada (U_1) contém uma frequência dum valor determinado. No caso do sistema de televisão com duas portadoras de som, este sinal (U_1) contém, por exemplo, em caso de necessidade, um sinal piloto de som com a frequência ω_p do circuito piloto de som modulado em emplitude com a frequência ω_s do circuito do sinal característico de "estéreo" ou com a frequência ω_z do circuito do sinal característico de "dois sinais de som". Em especial para o sinal característico de "estéreo", o sinal de entrada do circuito detector pode representar a seguinte forma:

$$U_1 = A(1 + m \cos(\omega_s t + \varphi)) \cos(\omega_p t + \vartheta)$$

sendo A = amplitude da frequência piloto de som

m = grau de modulação, aqui tipicamente 0,5

ω_p = frequência do circuito piloto de som

ω_s = frequência característica do sinal de "estéreo"

ϑ = fase arbitraria do piloto de som

φ = fase arbitrária do sinal característico

A outra entrada de sinal do misturador (55) está ligada com a saída (a) do sinal, a outra entrada de sinal do misturador (56) com a saída de sinal (b), a outra entrada de sinal do misturador (57) com a saída de sinal (c) e a outra entrada do misturador (58) com a saída



de sinal (d) de um gerador de frequências (61), que elabora nas saídas de sinal (a), (b), (c) e (d) os sinais de comutação (U_A), (U_B), (U_C) e (U_D) para o detector (62) e, se estiver previsto, nas outras saídas de sinal (a'), (b'), (c') e (d') os sinais de comutação (U'_A), (U'_B), (U'_C) e (U'_D) para o detector (62'). Como frequência de referência para este gerador de frequência (61) utiliza-se, no sistema de televisão com dois canais de som, de maneira conveniente, a frequência de linhas de vídeo f_n de 15 625 Hz, disponível no sinal de vídeo. Mas, em geral, pode usar-se como frequência de referência outra frequência estável, por exemplo gerada por um oscilador de quartzo.

Nos misturadores (55), (56), (57) e (58), efectua-se uma mistura multiplicativa do sinal de entrada (U_1) com os sinais de comando respectivos (U_A), (U_B), (U_C) e (U_D). Apenas para as componentes do sinal de entrada cujas frequências sejam exactamente iguais às frequências contidas no sinal de comando aparecem componentes de tensão contínua nos sinais de saída dos misturadores lineares individuais, as quais são proporcionais às amplitudes e aos ângulos de fase do respectivo sinal de entrada. Todas as outras componentes do sinal de entrada geram tensões alteradas.

A saída de sinal do misturador (55) e a do misturador (56) estão respectivamente ligadas a cada uma das entradas de sinal de um circuito adicionador (59), estando a saída de sinal do misturador (57) e a do misturador (58) respectivamente ligada a cada uma das entradas de um outro circuito adicionador (60), de modo que o sinal de saída (U_2) do misturador (55) e o sinal de saída (U_3) do misturador (56) conduzem a um sinal de saída $U_4 = U_2 + U_3$ do circuito adicionador (59), e o sinal de saída (U_5) do misturador (57) e o sinal de saída (U_6) do misturador (58) a um sinal de saída $U_7 = U_5 + U_6$ do circuito adicionador (60). Segundo a presente invenção, os sinais



de comutação (U_A), (U_B), (U_C) e (U_D) têm de ter frequências e fases escolhidas de modo tal que os sinais (U_4) e (U_7) apenas difiram por uma diferença de fase de 90° .

Os referidos circuitos adicionadores (59) e (60) podem ter uma construção qualquer, bastando, em especial no caso dos misturadores de 4 quadrantes dos usuais, ligar os dois terminais de saída e calcular o sinal de saída dos misturadores pela formação da diferença das correntes totais resultantes. A seguir às saídas de sinais dos dois adicionadores (59) e (60) estão ligados, respectivamente, filtros passa baixo (27) e (28) que, de maneira idêntica ao circuito atrás descrito da técnica anterior, devem eliminar as componentes de corrente alternada destes sinais. O sinal de saída (X) do filtro passa-baixo (27) é avaliado num primeiro avaliador de amplitudes (29) e a saída deste avaliador de amplitudes forma o terminal de saída (31) do circuito detector (62), sendo o sinal de saída (Y) do filtro passa-baixo (28) avaliado num segundo avaliador de amplitudes (30) e formando a saída deste avaliador de amplitudes (30) o terminal de saída (32) do detector (62). Os filtros passa-baixo (27) e (28), bem como os avaliadores de amplitudes (29) e (30) podem ser realizados de acordo com o tipo do processo conhecido atrás descrito.

Mediante a escolha apropriada da fase e da frequência dos sinais de comutação (U_A), (U_B), (U_C) e (U_D), pode avaliar-se a banda lateral superior ou a inferior do sinal de som piloto modulado em amplitude com a frequência característica de som apropriada. A informação da banda lateral não pretendida é compensada, pelo menos em parte, pela adição das saídas correspondentes do misturador e a informação da banda lateral desejada é amplificada, duplicada no caso da forma de sinal particularmente mais vantajosa.

Da tabela seguinte podem retirar-se as relações de frequência e fase dos vários sinais de comutação

individuais (U_A), (U_B), (U_C) e (U_D), para a realização de um processo segundo a presente invenção segundo a reivindicação 2, com utilização de um dispositivo de circuitos segundo a presente invenção, de acordo com a reivindicação 8, para o caso da frequência característica da modalidade de serviço "estéreo".

Analogamente, são indicadas as relações de frequência e de fase dos sinais de comutação (U'_A), (U'_B), (U'_C) e (U'_D) para a detecção do sinal característico da modalidade "dois sinais de som". As formas do sinal da coluna da esquerda da tabela eliminam a banda lateral inferior da portadora piloto de som modulada em amplitude com o sinal característico e conduzem à detecção da banda lateral superior. A coluna da direita indica as relações de frequência e de fase que conduzem à detecção da banda lateral inferior nos sinais de comutação.

Sinal de comutação	Deteção da banda lateral superior	Deteção da banda lateral inferior
U_A	$\cos \omega_p t \cos \omega_s t$	$\cos \omega_p t \cos \omega_s t$
U_B	$-\sin \omega_p t \sin \omega_s t$	$\sin \omega_p t \sin \omega_s t$
U_C	$\sin \omega_p t \cos \omega_s t$	$\sin \omega_p t \cos \omega_s t$
U_D	$\cos \omega_p t \sin \omega_s t$	$-\cos \omega_p t \sin \omega_s t$
U'_A	$\cos \omega_p t \cos \omega_z t$	$\cos \omega_p t \cos \omega_z t$
U'_B	$-\sin \omega_p t \sin \omega_z t$	$\sin \omega_p t \sin \omega_z t$
U'_C	$\sin \omega_p t \cos \omega_z t$	$\sin \omega_p t \cos \omega_z t$
U'_D	$\cos \omega_p t \sin \omega_z t$	$-\cos \omega_p t \sin \omega_z t$

Vai indicar-se o modo de funcionamento do circuito segundo a presente invenção, com base num sinal, tomado como exemplo, (U_1) dos misturadores (55) e (56), bem como dos sinais de saída (U_2) e (U_3) deste misturador que resultam da tabela para a detecção da banda lateral superior dos sinais de comando (U_A) e (U_B), bem como do sinal de saída (U_4) do circuito adicionador (59).

Com $x = \omega_p t$ e $y = \omega_s t$, sendo ω_p uma frequência angular de som piloto, ω_s uma frequência angular do sinal característico de "estéreo", φ uma fase arbitrária do sinal de som piloto e ψ uma fase arbitrária do sinal característico, de acordo com a tabela, no caso da banda lateral superior a detectar para o sinal de comutação (U_A):

$$U_A = \cos x \cos y = 1/2 [\cos(x-y) + \cos(x+y)]$$

e para o sinal de comutação U_B :

$$U_B = -\sin x \sin y = -1/2 [\cos(x-y) - \cos(x+y)]$$

Seja um sinal de entrada

$$U_1 = A [1 + m \cos(y + \psi) \cos(x + \varphi)]$$

ou

$$U_1 = A \left\{ \cos(x + \varphi) + M/2 [\cos(x-y) + \cos(x+y + \varphi - \psi)] \right\}$$

O sinal de saída U_4 do circuito adicionador (59) é constituído da seguinte maneira:

$$U_4 = U_A U_1 + U_B U_1$$

Para os primeiro produto desta equação temos, nas condições anteriores:



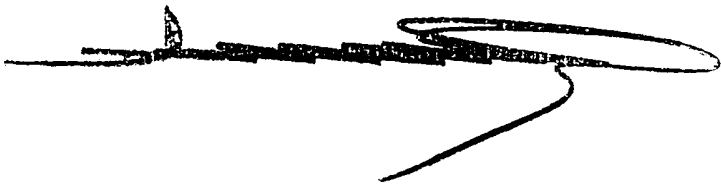
$$\begin{aligned}
 U_A U_1 = \frac{A}{4} \{ & \cos(y + \varphi) + \cos(2x - y + \varphi) + \cos(y - \varphi) + \cos(2x + y + \varphi) + \\
 & + \frac{m}{2} \cos(2y + \varphi - \psi) + \cos(2x + \varphi + \psi) + \\
 & + \underline{\cos[x + y - (x + y) - (\varphi + \psi)]} + \cos(2x + 2y + \varphi + \psi) + \\
 & + \underline{\cos[x - y - (x - y) + (\varphi - \psi)]} + \cos(2x - 2y + \varphi + \psi) + \\
 & + \cos(2y + \varphi - \psi) + \cos(2x + \varphi - \psi) \}
 \end{aligned}$$

Os dois termos sublinhados correspondem respectivamente cada um a uma componente de corrente contínua do sinal para a componente do sinal em U_1 , cuja frequência é igual à soma da frequência do sinal piloto de som e da frequência característica e à componente de corrente contínua do sinal para a componente do sinal U_1 , cuja frequência é igual à diferença da frequência do sinal piloto de som e da frequência característica. A amplitude de cada uma das componentes de corrente contínua depende neste caso das fases φ e ψ .

O produto de U_B por U_1 é

$$\begin{aligned}
 U_B U_1 = -\frac{A}{4} \{ & \cos(y + \varphi) + \cos(2x - y + \varphi) - \cos(2x + y + \varphi) - \cos(y - \varphi) + \\
 & + \frac{m}{2} [\cos(2y + \varphi + \psi) + \cos(2x + \varphi + \psi) - \\
 & - \underline{\cos[x + y - (x + y) + \varphi + \psi]} + \cos(2x + 2y + \varphi + \psi) + \\
 & + \underline{\cos[x - y - (x - y) + (\varphi - \psi)]} + \cos(2x - 2y + \varphi + \psi) - \\
 & - \cos(2y - \varphi + \psi) - \cos(2x + \varphi - \psi) \}
 \end{aligned}$$

Também nesta equação, cada um dos termos sublinhados do sinal para a componente U_1 do sinal, com a frequência igual à soma da frequência do sinal de som piloto e



da frequência característica, bem como para a componente do sinal com a frequência igual à diferença entre a frequência do sinal piloto de soma e a frequência característica.

Para o sinal de saída U_4 do circuito adicionador (59) pode ver-se que, neste caso a aplicação, as componentes de tensão contínua que são formadas da componente do sinal correspondente à soma das frequências, são somadas e as componentes de tensão contínua formadas a partir da diferença das frequências são subtraídas uma da outra. Se escolhermos na tabela os sinais de comutação para a banda lateral superior, as componentes de tensão contínua do sinal com a soma das frequências são subtraídas e as componentes de tensão contínua dos sinais com a diferença de frequência são somadas.

Os termos oscilantes que aparecem na saída do circuito adicionador (59) são amortecidos com o auxílio do filtro passa-baixo (27), ligado a seguir, de modo que, na saída deste filtro passa-alto, existe substancialmente exclusivamente um sinal de tensão contínua (X), cuja existência depende da existência da frequência a detectar no sinal de entrada (U_1) e que é proporcionar à amplitude (A) e ao grau de modulação m , dependendo além disso dos dois ângulos de fase φ e ψ .

A fim de tornar possível uma detecção segura da frequência a determinar, prepara-se, de maneira análoga, através dos misturadores (57) e (58) com sinais de comutação apropriados (U_C) e (U_D), e depois através do circuito adicionador (60) e do filtro passa-baixo (28) um sinal Y análogo ao sinal X, cuja amplitude depende de uma fase adicional às fases φ e ψ desviada de 90° . Portanto, se o sinal X na entrada do avaliador de amplitudes (29) for proporcionar à amplitude A, ao grau de modulação m e ao cosseno de uma fase resultante, o sinal Y na entrada do avaliador de amplitudes (30) é proporcionar à amplitude A, ao

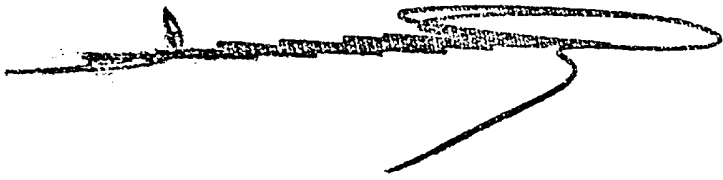


grau de modulação m e ao seno da referida fase resultante. Como os ângulos de fase φ e ψ podem tomar quaisquer valores, ambos os sinais X e Y são avaliados simultaneamente. O lugar geométrico destes sinais, num sistema de coordenadas rectangulares, é uma circunferência com centro na origem das coordenadas, cujo raio é proporcional a A e a m. O circuito detector (62) ou (62') actua, relativamente ao sinal de entrada (U_1), como um filtro de banda cuja frequência média é determinada pelas componentes de frequência escolhidas quer da banda lateral superior quer da inferior do sinal de comutação e a sua largura de faixa é igual a duas vezes a frequência limite do filtro passa-baixo (27) ou (28), sendo os sinais X ou Y proporcionais a um sinal de saída rectificado de um filtro passa-baixo.

A avaliação dos sinais X e Y pode fazer-se, de maneira conhecida, por um avaliador de amplitudes, como atrás se descreveu.

A Figura 7 representa uma forma de realização do gerador de frequências segundo o princípio de síntese de frequências PLL, para o caso em que a frequência f_p da portador piloto é um múltiplo racional da relação das relações de divisão TV 68/TV 67 de uma frequência de referência f_h introduzida no terminal (42) e a frequência de referência f_h é um múltiplo inteiro das frequências f_s e f_z . TV 67 e TV 68 são neste caso números racionais, em especial relações de divisão de divisores de frequências.

Em pormenor, o gerador de frequências representado na figura 7 é constituído por um anel de regulação de fase que parte de um detector de fase (64), passando por um filtro de regulação (65) ligado a seguir, em particular um filtro de integração, e um VCO (66), ligado a seguir ao filtro de regulação (65), cujo sinal de saída é levado ao referido detector de fase (64) a uma das suas entradas. A outra entrada deste detector de fase (64) é atacada através



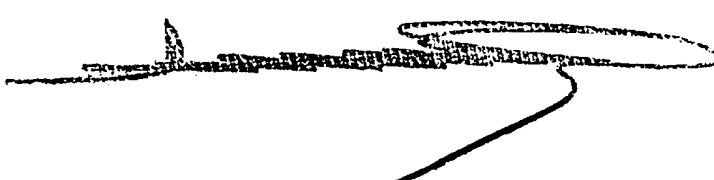
do terminal (42) com um sinal de referência, por exemplo a frequência f_h da deflexão horizontal de um receptor de televisão.

Se a relação entre a frequência de referência f_h e uma frequência de desmodulação f_s ou f_z , respectivamente, não for divisível por 4, sem resto, é lógico constituir o divisor de frequência (68) por uma ligação em série de dois divisores de frequência (77) e (78). As frequências individuais a preparar são, cada uma delas, necessárias duas vezes, com um desfasamento de 90° . Um tal desfasamento pode fazer-se de maneira relativamente simples com o auxílio de divisores de frequência com uma relação de divisão de 1:4 e com saídas convenientes.

O divisor de frequência (74b) representado na figura 7 representa um tal divisor de frequência simples, com duas saídas que fornecem o mesmo sinal desfasado.

Na saída do VCO, pode conduzir-se a frequência PLL que é maior, com um factor da relação de divisão TV 68 do divisor (68), que a frequência de referência fornecida ao terminal (42). Através de um divisor de frequência (67) com desfasador de banda larga, divide-se a frequência de saída do oscilador VCO (66), com uma relação de divisão TF 67, preparando-se nas saídas e e f deste divisor de frequência (67) um sinal, como sinal de portadora, com uma diferença de fase de 90° .

No sistema de televisão com dois canais, quando se fornece ao terminal (42) a frequência de deflexão horizontal f_h e se faz a frequência do pinto de som f_p igual a 3,5 vezes a frequência de deflexão horizontal, para a relação entre a relação de divisão TV 68 do divisor de frequência (68) e a relação de divisão TF 67 do divisor de frequência (67), resulta o valor $TV\ 68/TV\ 67 = 3,5$.



O sinal de saída do oscilador VCO pode também ser previsto como sinal de entrada para outros divisores de frequência, ou ligações em série de divisores de frequência.

O sinal de saída do divisor de frequência (68) pode também servir como base para a preparação dos restantes sinais necessários. Na figura 7 está indicado um processo que se apresenta judicioso, em especial no caso da utilização de divisores de frequência com desfasamento 1:4 no andar de saída. O divisor de frequência (68) é aqui constituído por um divisor de frequência (77), cuja relação de divisão TV 77 é maior, segundo um factor 4, que a relação de divisão de frequências TF 68 necessária constituída por um divisor de frequência (78) com uma relação de divisão TV 78 de 1:4, ligado a seguir ao divisor de frequência (77), e cujo sinal de saída é previsto para atacar a entrada atrás referida do detector de fase (64).

O sinal (i) do divisor de frequência (77) está ligado à entrada de sinal de um divisor de frequência (69). O divisor de frequência (69) possui duas saídas (g) e (h), que fornecem os mesmos sinais desfasados de 90° . Para a geração dos sinais de comutação com os quais se pretende detectar o caso "estéril" num sistema com duas portadoras de som, numa forma de realização vantajosa, o divisor de frequência (77) tem a relação de divisão TV 77 de 1:7 e o divisor de frequência (69) é constituído por um divisor de frequência (74a) 1:4, que é ligado às saídas (g) e (h), bem como um divisor de frequência (71) com uma relação de divisão TV 71 de 1:133, ligado entre os divisores de frequência (77) e (74a). Para a geração dos sinais de comutação para a detecção da modalidade de dois sinais de som, no caso do sistema de televisão com duas portadoras de som, é necessário, analogamente ao divisor de frequência (69), um divisor de frequência (70), com os terminais de saída (g') e (h'), diferindo o divisor de frequência (70) do


divisor de frequência (69) apenas pela sua relação de divisão. Quando o divisor de frequência (70) for constituído pela ligação em série de um divisor de frequência (76) e um divisor de frequência (74b) 1:4, então o divisor de frequência (76) apresenta uma relação de divisão TV 76 de 1:57.

Com o auxílio de desfasadores de banda larga (74), (74a) e (76b) dispõe-se de componentes a 0° e a 90° dos sinais gerados. Os sinais de comunicação correspondentes (U_A), (U_B), (U_C), (U_D) e, caso seja necessário, (U'_A), (U'_B), (U'_C) e (U'_D) são gerados por circuitos combinatórios OU EXCLUSIVO.

A saída de sinal (e) está ligado com uma entrada de uma porta EXOR (ou exclusivo) (72a), de porta EXOR (72c), de uma porta EXOR (72d) e de uma porta EXOR 72f. A saída do sinal (f) está ligada com uma entrada de uma porta EXNOR (Nor exclusive) (73a), de uma porta EXOR (72b), de uma porta EXNOR (73b) e de uma porta EXOR (72e). A saída de sinal (g) está respectivamente ligada à outra entrada de sinal da porta EXOR (72a) e da porta EXOR (72b). A saída de sinal (f) está respectivamente ligada à outra entrada da porta EXNOR (73a) e da porta EXOR (72c). A saída de sinal (g') está respectivamente ligada à outra entrada de sinal de porta EXOR (72d) e da porta EXOR (72e). A saída de sinal (h') está respectivamente ligada à outra entrada de sinal da porta EXNOR (73b) e da porta EXOR (72f).

A saída da porta EXOR (72a) forma o terminal de saída (a) do gerador de frequência (61), a saída da porta EXNOR (73a) o terminal de saída (b), a da porta EXOR (72b) o terminal de saída (c), a porta EXOR (72c) o terminal de saída (d), a da porta EXOR (72d) o terminal de saída (a'), a da porta EXNOR (73b) o terminal de saída (b'), a da porta EXOR (72e) o terminal de saída (c') e a saída da porta EXOR (72f) forma o terminal de saída (d')



do gerador de frequência (61).

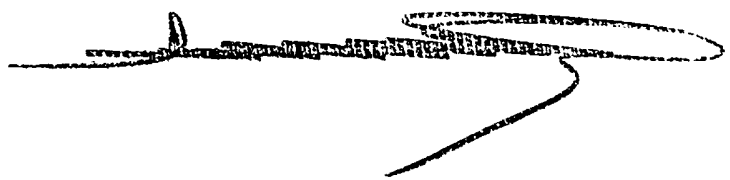
A vantagem deste gerador de frequência reside no facto de os sinais de comutação para os dois sons característicos serem gerados num anel de regulação PLL e ser utilizada a frequência de referência relativamente elevada como frequência de comparação para o detector de fase. Uma outra vantagem de uma tal forma de realização, em especial no caso dos receptores de televisão, é que o estado de bloqueio do anel PLL (64,65,66,68) pode ser usado adicionalmente como indicador da existência da frequência de linhas de vídeo e portanto como função de coincidência ou de "muting" (silenciamento).

Tal como na figura 6, pode prever-se, em vez de dois circuitos detectores em paralelo, apenas um detector, cujos terminais de entrada e de saída podem ser comutados em serviço multiplex, podendo também no gerador de frequências prever-se, em vez dos divisores de frequência (69) e (70), apenas um divisor de frequência, cuja relação de divisão é apropriadamente comutável.

REIVINDICAÇÕES

- 1ª -

Processo para a determinação da existência ou a não existência de pelo menos uma frequência de valor conhecida num sinal de entrada (U_1) constituido por várias frequências, no qual se fornece este sinal de entrada (U_1) a uma entrada de sinal de cada um de vários misturadores, no qual os sinais de entrada para as restantes entradas destes misturadores são deduzidos de uma frequência de resistência estável, no qual se sujeitam os produtos da mistura respectivos a uma filtragem respectivamente para a separação



por filtragem das componentes alternadas neles contidas e no qual, depois desta filtragem, se efectua uma avaliação da amplitude de uma componente de corrente contínua contida no produto da mistura respectivo no caso da existência da frequência de valor conhecido, caracterizado por se fornecer o sinal de entrada (U_1) a cada uma entrada de quatro misturadores (55, 56, 57, 58), por se combinarem adicivamente em cada caso os sinais de saída (U_2 , U_3 e U_5 , U_6) de dois misturadores (55, 56 e 57, 58), por se deduzirem da frequência de referencia quatro sinais de comutação (U_A , U_B , U_C , U_D) com uma frequência igual à frequência a determinar, por existir entre estes quatro sinais de comutação (U_A , U_B , U_C , U_D) uma relação de fase fixa de modo tal que, por meio de cada uma das combinações aditivas dos sinais de saída (U_2 , U_3 e U_5 , U_6) dos dois misturadores (55, 56 e 57, 58) correspondentes a ligar, se eliminam bandas laterais indesejadas eventualmente existentes, e as componentes do sinal com a frequência a determinar são amplificadas pela sobreposição dos dois sinais de saída correspondentes dos misturadores (U_2 , U_3 e U_5 , U_6) e por as componentes fundamentais dos dois sinais de saída (U_4 , U_7) preparados depois da formação da soma respectiva apresentarem entre si um ângulo de fase de 90° .

- 2ª -

Processo de acordo com a reivindicação 1 para a determinação de frequências características que modulam uma portadora piloto num sistema de som de televisão com duas portadoras, caracterizado por, como frequência de referência, se utilizar a frequência de linhas vídeo e por se gerarem a partir da frequência de linhas vídeo sinais de comutação sob a forma de sinais modulados em amplitude cuja frequência portadora é igual à frequência piloto e cuja frequência do sinal de modulação é igual à frequência a determinar.

- 23 -



- 3ª -

Processo de acordo com as reivindicações 1 ou 2, caracterizado por a separação por filtragem das componentes alternadas contidas nos produtos da mistura ser efectuada por meio de uma filtragem por um filtro passa-baixo.

- 4ª -

Processo de acordo com as reivindicações 1 e 3, caracterizado por a avaliação da amplitude se fazer de modo que se submetem os valores absolutos da componente de tensão contínua, contida no produto da mistura respectivo no caso da existência da frequência de valor conhecido, a uma determinação de valor de limiar.

- 5ª -

Processo de acordo com a reivindicação 1 a 3, caracterizado por a avaliação da amplitude se fazer de modo que se submete o valor da raiz quadrada da soma dos quadrados dos valores absolutos da componente de corrente contínua contida no produto da mistura respectiva no caso da existência da frequência de valor conhecido, a uma determinação de valor de limiar.

- 6ª -

Processo de acordo com qualquer das reivindicações 1 a 5, caracterizado por a determinação de várias frequências de valor conhecido se fazer em canais em paralelo nos quais os sinais de comutação respectivos tem a frequência de uma das frequências a determinar.

- 24 -



- 7ª -

Processo de acordo com qualquer das reivindicações 1 a 5, caracterizado por a determinação de várias frequências de valor conhecido se efectuar em serviço multiplex por comutação dos sinais de comutação para a frequência a determinar respectiva.

- 8ª -

Circuito para a realização do processo de acordo com qualquer das reivindicações 1 a 7, caracterizado por compreender um gerador de frequência (61) comandado na entrada por uma frequência de referência estável para a geração dos sinais de comutação, um misturador (55,56,57, 58) respectivamente acoplados a uma saída do gerador de frequência (61) para um sinal de comutação, cada um com uma entrada para o sinal de entrada (U_1), no qual a existência ou a não existência de pelo menos uma frequência de valor conhecido deve ser determinada, e com uma entrada respectiva para um sinal de comutação específico (U_A , U_B , U_C e U_D), dois circuitos adicionadores (59,60) cada um com duas entradas e com uma saída, estando a saída de dois misturadores (55,56;57,58) respectivamente interligada com uma entrada de um circuito de adição (59,60), um filtro (27,28) respectivamente acoplado à saída de cada um dos circuitos de adição (59,60) para a separação por filtragem de componentes alternadas nos sinais da saída dos misturadores e um andar de avaliação das amplitudes respectivo (29,30) acoplado respectivamente à entrada de um filtro (27,28) respectivo.

- 9ª -

Circuito de acordo com a reivindicação 8, caracterizado por o gerador de frequências (61) ser

- 25 -

formado como circuito PLL (64,65,66,68).

- 10ª -

Processo de acordo com qualquer das reivindicações 8 ou 9, caracterizado por, no caso de um circuito para a frequência de valor conhecido, o circuito PLL do gerador de frequência apresentar quatro saídas (e,f,g,h; g',h'), conduzindo cada duas destas saídas de sinais (e,f; g,h) sinais da mesma frequência com fases diferentes, por estas saídas de sinais (e,f,g,h; g' h') serem ligadas a entradas de sinais de portas lógicas (72a, 73a, 72b, 72c; 72d,...) e as saídas de sinais destas portas lógicas (72a,...) formarem os terminais de saída (a,b,c,d; a',...) do gerador de frequências (61).

A requerente reivindica a prioridade do pedido de patente europeia apresentado em 31 de Agosto de 1988, sob o nº 88114224.4.

Lisboa, 30 de Agosto de 1989
O AGENTE OFICIAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL

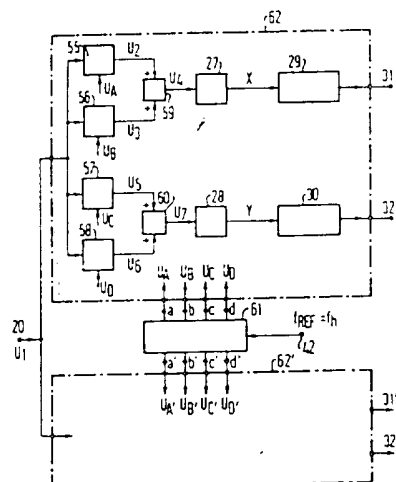


RESUMO

"PROCESSO E CIRCUITO PARA DETERMINAR A EXISTENCIA OU A NÃO EXISTÊNCIA DE PELO MENOS UMA FREQUÊNCIA DE UM VALOR CONHECIDO NUM SINAL DE ENTRADA CONSTITUIDO POR VÁRIAS FREQUÊNCIAS"

A invenção refere-se a um processo e a um circuito para determinar a existência ou a não existência de frequências conhecidas num sinal de entrada composto por várias frequências, gerando-se por este meio de um gerador de frequências (61) comandado por uma frequência de referência quatro sinais de comutação com frequências dependentes da frequência a determinar e uma diferença de fase de 90° e misturando cada um dos sinais de comutação com o sinal de entrada, respectivamente, num misturador (55, 56, 57, 58), combinando os produtos da mistura respectivos de dois misturadores (55, 56; 57, 58) aditivamente e filtrando por meio de um filtro respectivo (27, 28), para separação por filtragem e avaliando-se, relativamente à sua amplitude, uma componente de corrente contínua contida no respectivo produto da mistura no caso da existência da frequência conhecida.

FIG 5



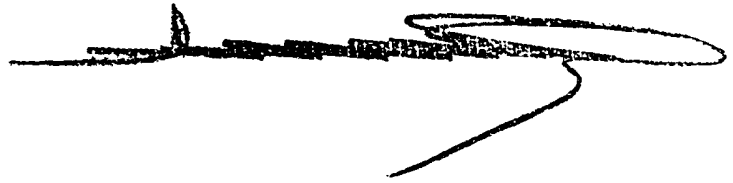


FIG 1A

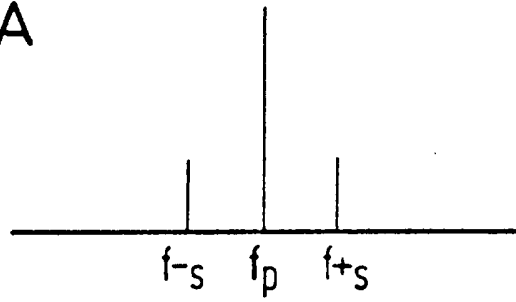


FIG 1B

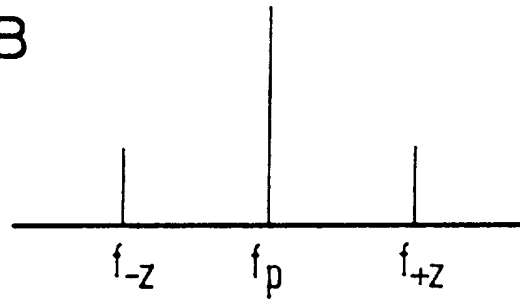


FIG 1C

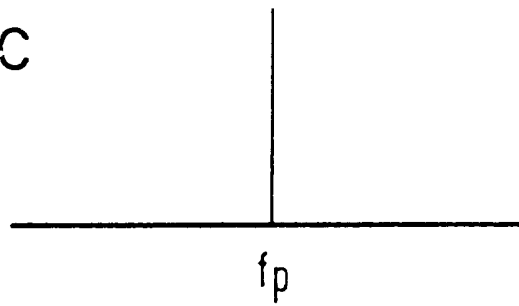


FIG 1D



FIG 2

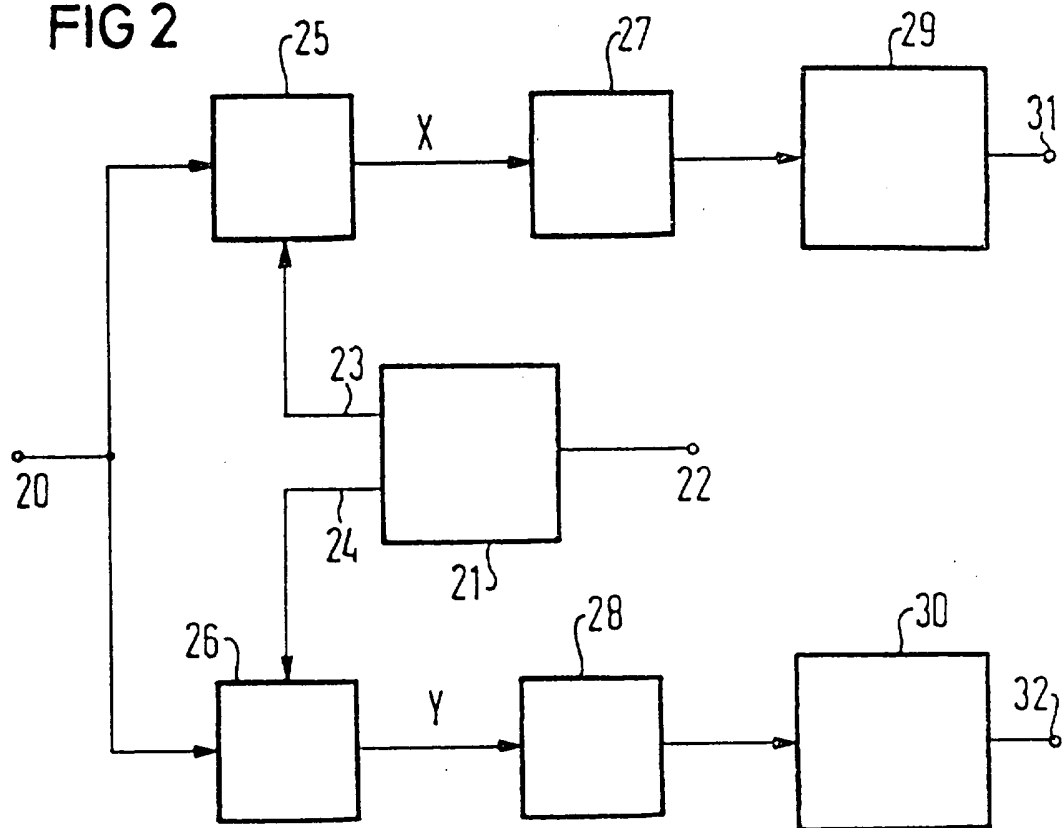


FIG 3

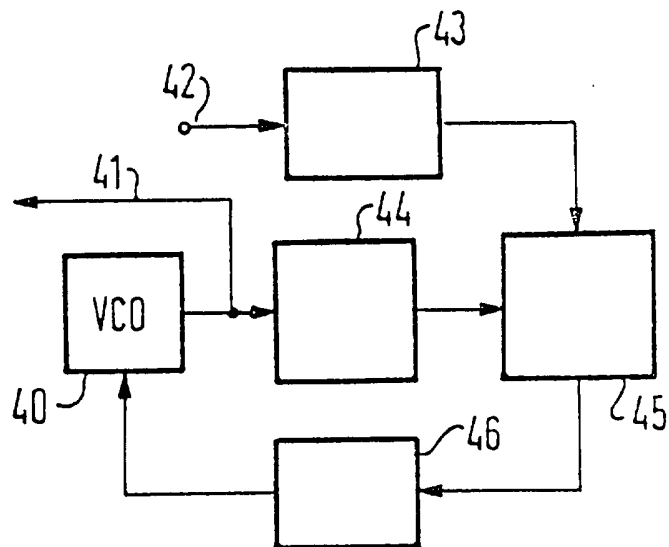
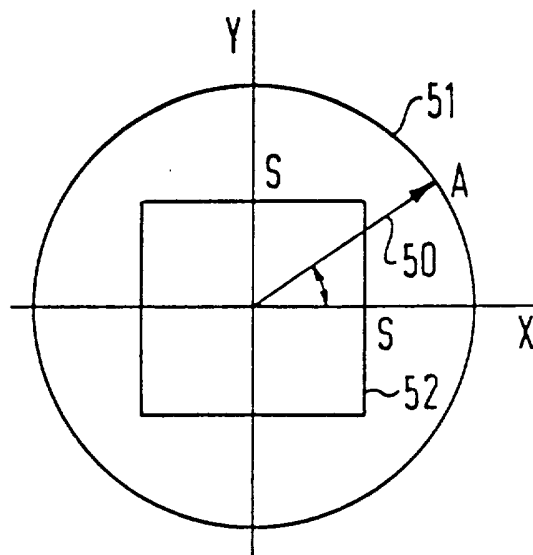
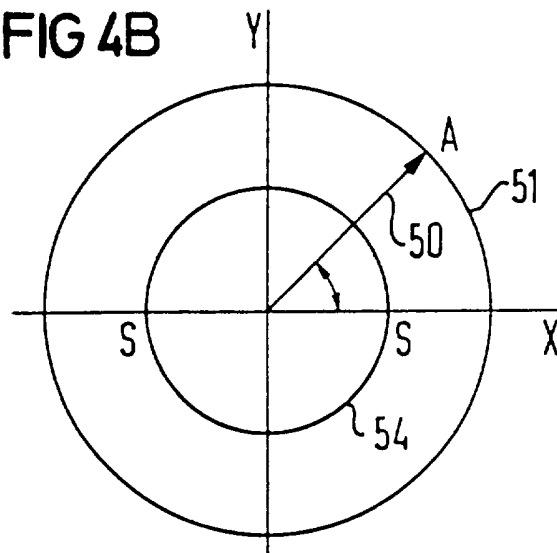


FIG 4A



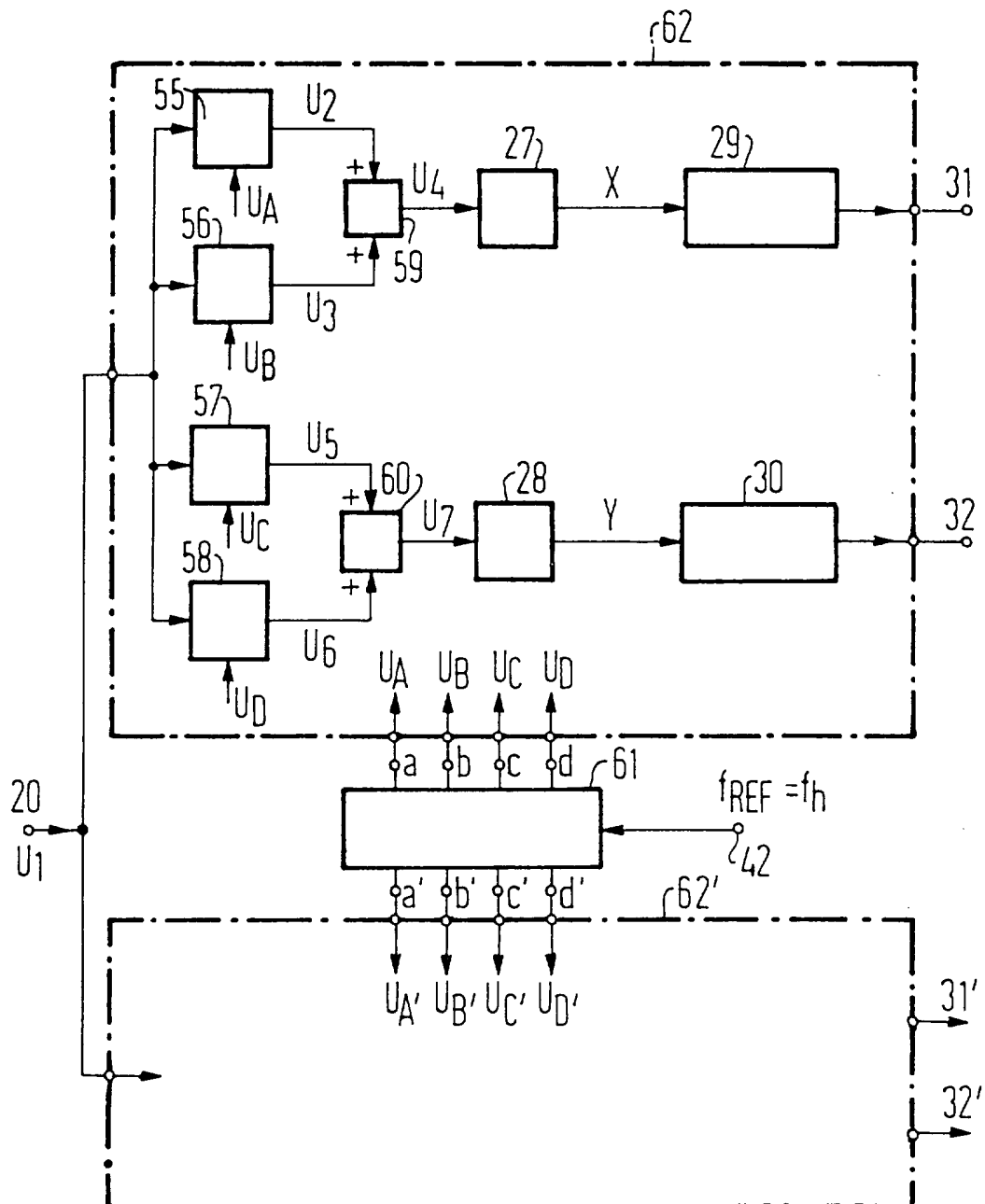
$$|X| + |Y| > S$$

FIG 4B



$$\sqrt{X^2 + Y^2} > S$$

FIG 5



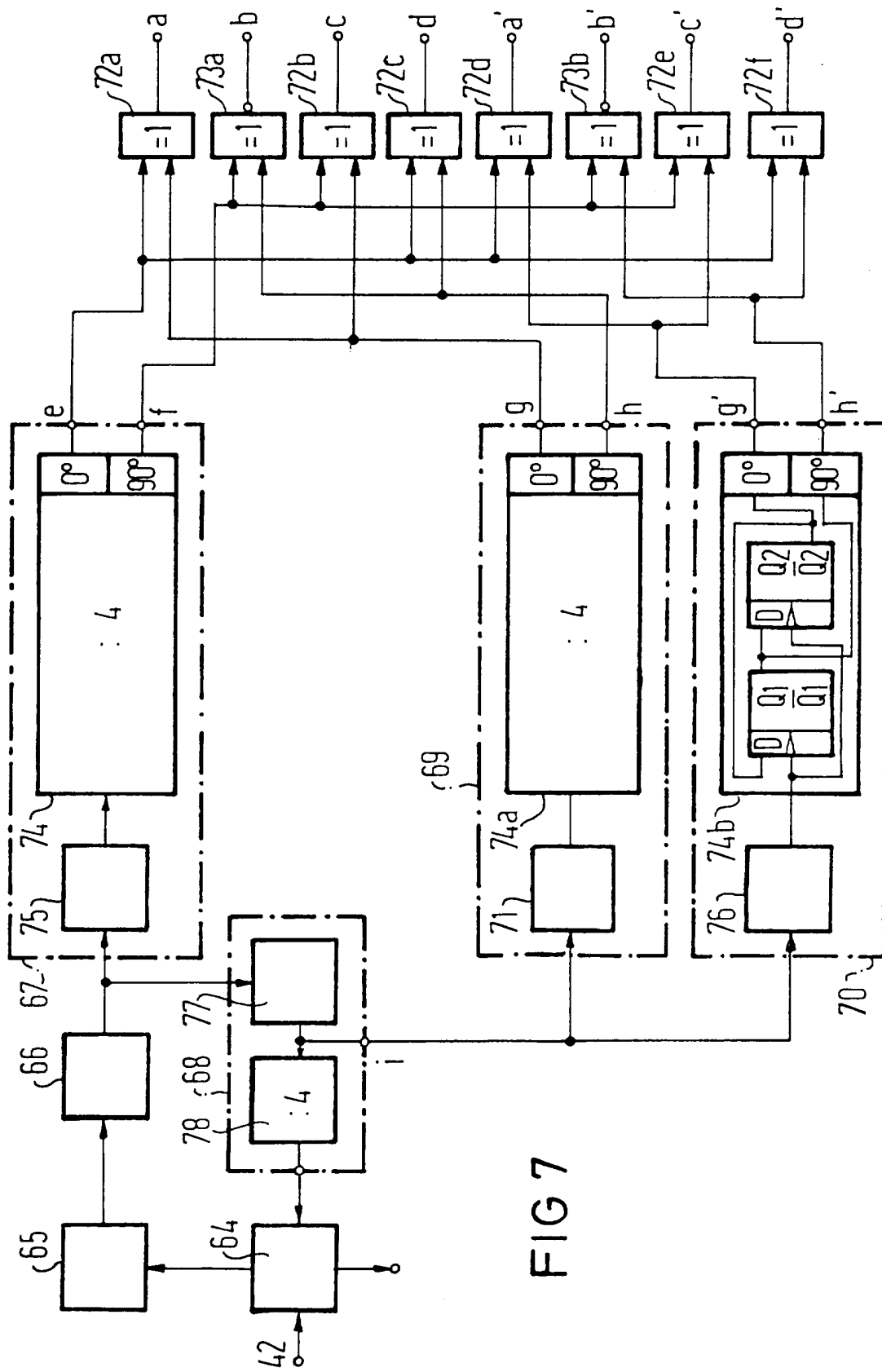


FIG 7