



10	ES	11	NUMERO	12	A1
			53467		
		23	FECHA DE PRESENTACION		
			19 NOV 1976		

PATENTE DE INVENCION

30 PRIORIDADES:		
31 NUMERO	32 FECHA	33 PAIS
Ser. 633.462	19 de Noviembre de 1.975	Norteamerica.
37 FECHA DE PUBLICIDAD	38 CLASIFICACION INTERNACIONAL	39 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
	H03K // H04N	
40 TITULO DE LA INVENCION		
PERFECCIONAMIENTOS EN OSCILADORES CON UNA SALIDA CONTROLABLE EN FASE Y/O FRECUENCIA CON RESPECTO A UNA FRECUENCIA DE REFERENCIA PREDETERMINADA.		
41 SOLICITANTE (S)		
RCA CORPORATION, entidad norteamericana.		
DOMICILIO DEL SOLICITANTE		
residente en 30 Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y. 10020, EE.UU. de A.		
42 INVENTOR (ES)		
Lepold Albert Harwood.		
43 TITULAR (ES)		
44 REPRESENTANTE		
D. Jaime Gomez-Acebo y Modet.		

Este invento se refiere a circuitos osciladores de señales y, de un modo más particular, a osciladores controlados por voltaje que tienen características de amplitud y fase fácilmente reproducibles y son controlables con respecto a una fase y secuencia de funcionamiento preferidas.

Los circuitos que emplean el presente invento están destinados de un modo particular a las técnicas de circuitos integrados. Según se emplea en la presente memoria, el término, "circuito integrado" se refiere a un dispositivo o bloquecito semiconductor unitario monolítico que es el equivalente de una red de elementos de circuito activos y pasivos interconectados.

En muchos tipos de aparatos eléctricos se necesita un oscilador controlable que tenga una gama de control virtualmente simétrica o equilibrada y un comportamiento reproducible de uno a otro aparato. Estas características son convenientes en especial cuando se trata de osciladores controlados por voltaje que se emplean tradicionalmente en el canal de crominancia de un receptor de televisión en color para proporcionar una señal de referencia con el fin de desmodular la información de crominancia recibida. Dichos osciladores se controlan normalmente en respuesta a un voltaje proporcional a la diferencia de fase y/o frecuencia entre la señal de referencia del oscilador generada localmente y el componente de señal de impulsión de la señal de crominancia recibida.

Los tipos conocidos de osciladores controlados por voltaje emplean frecuentemente una o más redes de variación de fase por resistencia-capacitancia (RC) en el circuito de realimentación del oscilador para conseguir una gama de control del oscilador simétrica o equilibrada. Las redes de defasaje pueden comprender componentes de valor fijo que proporcionan una cantidad predeterminada de defasaje de la señal o pueden comprender componentes variables que

se controlan mediante una circuitería correspondiente en respuesta a una señal de control apropiada representativa del funcionamiento en fase y frecuencia deseado del oscilador.

5 Los osciladores controlados por voltaje, que emplean redes de defasaje de RC, para la finalidad expuesta anteriormente, pueden tener indeseablemente una gama de control desequilibrada. Por ejemplo, las características de funcionamiento de la red de defasaje se pueden perturbar a causa de la carga de circuitos asociados con la misma o por variaciones en la tolerancias de los elementos resistivos y capacitivos que forman la red de defasaje. El último de los resultados es particularmente notorio en las redes de defasaje de RC integradas puesto que los valores absolutos de los resistores y capacitores integrados pueden tener una desviación del 90% o más a partir de un valor nominal. Dichos factores hacen que sea difícil el predecir el defasaje resultante, y por lo tanto, la fase y la frecuencia sin corregir del oscilador así como la gama de control del oscilador. Los intentos realizados para compensar estos factores y conseguir una fase de salida nominal pronosticable y una gama de control simétrica en el oscilador, han exigido normalmente el empleo de un potenciómetro de "centraje" para que el circuito resulte a medida para el control equilibrado del oscilador. No obstante, los componentes separados relativamente grandes, como son los potenciómetros, y la necesidad de su ajuste, resultante costosos y/o carentes de fiabilidad y, por lo tanto, son en general indeseables.

25 Por consiguiente, el aparato según el presente invento comprende un oscilador que es controlable con respecto a una fase de referencia y frecuencia de funcionamiento preferibles y que proporcionan un comportamiento pronosticable. Dicho oscilador comprende un amplificador que tiene terminales de entrada y de salida y

un circuito reactivo que tiene una respuesta de frecuencia resonante predeterminada acoplado en un circuito cerrado entre los terminales de entrada y de salida del amplificador, para proporcionar realimentación regenerativa de magnitud suficiente para producir una señal oscilatoria con una fase de referencia. Se utilizan medios fuera del sistema de realimentación para defasar la señal oscilatoria en una cantidad predeterminada con relación a la fase de referencia y producir una señal defasada, y se utilizan también medios para suministrar señales de control representativas de la fase y/o frecuencia de la señal oscilatoria con respecto a una referencia predeterminada. Un circuito de control se acopla al dispositivo de defasaje para recibir la señal defasada y producir salidas de señal de fases opuestas y responde a las señales de control para elegir partes de las señales de salida de fases opuestas. Una red de combinación suma la señal oscilatoria y las partes de la señal de salida de fase opuestas elegidas procedentes del circuito de control, para producir una señal combinada que tiene una fase resultante la cual se suministra al amplificador para mantener la señal oscilatoria en la relación deseada con respecto a la señal de referencia predeterminada.

En los dibujos adjuntos:

La figura 1 es un diagrama parcialmente en forma de conjuntos y parcialmente en forma de circuito esquemático, de una parte de la circuitería de utilización de la señal de un receptor de televisión que emplea el invento; y

La figura 2 es un gráfico útil para explicar el funcionamiento de la circuitería ilustrada en la figura 1.

Refiriendonos a la figura 1, se ilustra una parte de un receptor de televisión en color que comprende un circuito de utilización de croma completo apropiado para construirse en un solo blo

quecito de circuito integrado monolítico 20 (indicado por el contorno de líneas de rayas). En la figura 1 no se ilustran con detalle ciertos circuitos adicionales de utilización de cromas de construcción conocida, puesto que dichos detalles no se consideran esenciales para poder comprender el presente invento.

Las señales de televisión en color son recibidas por una antena 21 y utilizadas por los circuitos de utilización o elaboración de la señal de televisión en color de tipo normal, indicados por el conjunto 22. Los circuitos de utilización de la señal 22 comprenden, por ejemplo, un sintonizador que tiene etapas amplificadora y convertidora de radio frecuencia (RF), para amplificar y traducir las señales recibidas en señales de frecuencia intermedia (IF). Las señales de IF son amplificadas por varias etapas amplificadoras que incluyen elementos selectivos de frecuencia apropiados y se acoplan a un detector de video, todo ello dentro del conjunto 22. El aparato de control automático de la ganancia se asocia también con los amplificadores de RF e IF. Los componentes de la señal de sincronización comprendidos en la señal recibidas separadamente dentro del conjunto 22 y los impulsos de desviación de líneas horizontales se acoplan al aparato de desviación de líneas 25 en el receptor.

Las salidas adicionales (no ilustradas), como son los componentes de la señal de sonido, componentes de la señal de luminancia y componentes de sincronización de desviación vertical se acoplan también desde los circuitos de utilización de la señal 22 a otras partes del receptor de una manera conocida.

Las señales de video detectadas, producidas en la salida de los circuitos de utilización de la señal 22, se acoplan a una red de filtro de paso de banda de cromas 27 dispuesta para elegir la información de la señal representativa del color contenida en

5 las señales de video detectadas. Las señales representativas del color comprende, por ejemplo, información de señal de diferencia de colores (R-Y, B-Y y G-Y) impuestas como modulación de amplitud en fases elegidas de una onda subportadora de color suprimida. La red de filtro de paso de banda 27 pasa también el componente de impulsión de color de la señal transmitida. En las normas de transmisión empleadas en los EE.UU, que son las normas típicas para los fines del presente invento, la información de impulsión de color se transmite durante un intervalo de sincronización relativamente corto siguiente al final de cada parte representativa de imagen de la señal correspondiente a una línea de exploración horizontal. La impulsión de color consiste normalmente en ocho ciclos de una onda sin modular que tiene una frecuencia igual a la de una señal subportadora de color de referencia (aproximadamente 3,58 MHz).

10
15 La impulsión de color y las señales subportadoras suprimidas moduladas se acoplan desde el filtro 27, por un terminal de entrada uno de un circuito integrado 20 que comprende circuitería de utilización de la señal de crominancia. Las señales de manipulación derivadas desde el aparato de desviación de líneas 25 se suministran a un circuito de desconexión cíclica 29 del circuito integrado 20 por un terminal 2. La señal de manipulación se ilustra comprendiendo impulsos de dirección positiva de duración relativamente corta (v.g., el intervalo de supresión del haz electrónico de línea) separada por un intervalo de duración relativamente más largo (la parte representativa de la imagen del ciclo de exploración de líneas).

20
25
30 La circuitería dentro de los confines del circuito integrado 20 comprende un primer amplificador de croma controlado por ganancia 30 que sirve para amplificar de una forma controlable los componentes de la subportadora suprimida y de impulsión de la se-

ñal de croma compuesta suministrada desde el filtro de paso de banda de croma 27. Las señales de impulsión amplificadas, procedentes del primer amplificador de croma 30, se suministran por el circuito de desconexión cíclica 29 a un detector de control automático de frecuencia y fase (AFPC) 32 y a un circuito de control automático del color (ACC) 35.

El detector de AFPC 32 se abastece también con una señal de referencia oscilatoria procedente de un circuito oscilador de croma controlado por voltaje 55. El detector de AFPC 32 puede ser, por ejemplo, del tipo descrito en la patente EE.UU. numero 3.740456 concedida el 19 de Junio de 1.973 a Leopold A. Harwood.

El detector de AFPC 32 proporciona señales de control de salida representativas de la relación de fase y/o frecuencia entre el componente de impulsión transmitido y la señal de referencia producida por el oscilador controlado por voltaje 55. Las señales de salida filtradas, procedentes del detector de AFPC 32 se alimentan a una etapa de control 90 del oscilador controlado por voltaje 55, cuyo funcionamiento se describirá con más detalle más adelante.

El circuito de ACC 35 se suministra también con información de impulsión procedente del circuito de desconexión cíclica 29, y proporciona un voltaje de control para controlar la ganancia del primer amplificador de croma 30. El voltaje de control procedente del circuito de ACC 35 se suministra también a un circuito atenuador del color 40, que produce una señal de control para desactivar un segundo amplificador de croma 44 durante una señal de transmisión monocroma o de color débil para evitar que el receptor produzca colores parásitos. El componente de la señal subportadora de croma modulada, que se proporciona en una segunda salida del circuito de desconexión cíclica 29, se amplifica adi

cionalmente por medio de un segundo amplificador de croma 44.

Un potenciómetro de control de la ganancia de croma 45 se acopla a una fuente de suministro de voltaje de servicio de aproximadamente + 11, 2 voltios y tiene un brazo móvil acoplado a una entrada de un segundo amplificador de croma 44 por un terminal 3. El potenciómetro 45 proporciona un medio para que el usuario pueda controlar la saturación (intensidad del color) de las imágenes producidas en el cinescopio del receptor de televisión (no ilustrado).

Un circuito de tonalidad 50 sirve para introducir un defasaje controlable a la señal de referencia proporcionada por el oscilador controlado por voltaje 55 antes de su alimentación a un demodulador de croma 53. El ajuste del defasaje proporcionado por el circuito de tonalidad 50 se puede realizar por medio de un potenciómetro de control de tonalidad 52, que se acopla a una fuente de suministro de voltaje de servicio de aproximadamente + 11,2 voltios, y tiene un brazo móvil acoplado a una entrada de un circuito de tonalidad 50 por un terminal 4. El potenciómetro 52 puede ser ajustado por el usuario para variar la fase relativa del componente de impulsión y la señal de referencia suministrada desde el oscilador controlado por voltaje 55 al demodulador 53, de modo que el usuario pueda alterar la tonalidad de la imagen reproducida para adaptarla a su preferencia individual.

El demodulador de croma 53 recibe también señales subportadoras de crominancia amplificadas procedentes del segundo amplificador de croma 44. El demodulador de croma 53 (que puede comprender circuitos apropiados para la formación de matrices) proporciona señales de diferencia de color R-Y, G-Y y B-Y en los terminales 5, 6 y 7. Dichas señales de diferencia de color se combinan finalmente con las señales de luminancia (Y) para producir componentes de señal roja (R), verde (G) y azul (B) que se alimen

tan de una manera conocida al cinescopio del receptor de televisión mediante circuitos de activación del cinescopio apropiados no ilustrados).

5 El circuito de utilización de croma 20 comprende además un oscilador controlado por voltaje, construido según el invento e indicado de un modo general por el número de referencia 55. El oscilador 55 comprende una etapa osciladora de circuitos cerrados 60 y una etapa de control de fase separada 90.

10 La etapa osciladora 60 se diseña para que produzca una señal de onda continua a la frecuencia nominal de la subportadora de croma (v.g., aproximadamente 3,58 MHz de acuerdo con las normas de televisión en los EE.UU.). La etapa osciladora 60 comprende un amplificador formado por transistores acoplados por los emisoros 61 y 62, que se organizan para amplificar y limitar señales en el circuito del oscilador, y un circuito resonante externo determinante de la frecuencia 63 acoplado entre los terminales 8 y 9. El circuito resonante 63 comprende una combinación en serie de un resistor determinante de la anchura de banda 64, un filtro de cristal de banda estrecha 65, y un capacitor de sintonización ajustable 66, todos conectados entre los terminales 8 y 9. Un capacitor de filtro 67 se acopla entre el resistor 64 y tierra. Un transistor de fuente de corriente 68 se acopla desde los emisoros interconectados de los transistores amplificadores 61 y 62 a un punto de potencial de referencia (tierra) por un resistor de polarización 79. Un resistor regulador de carga 69 se 25 acopla entre un colector del transistor 61 y una fuente de suministro de voltaje de servicio de aproximadamente + 11,2 voltios en el terminal 10. Un colector del transistor 62 se conecta directamente a la fuente de suministro de voltaje de servicio. La 30 realimentación de corriente alterna regenerativa para mantener

las oscilaciones se consiguen mediante un circuito de realimenta-
ción que comprende un transistor amortiguador seguidor de emisor
60, un circuito resonante 63 y un segundo transistor amortiguador
seguidor de emisor 61. La base del transistor 70 se conecta al
5 electrodo colector de salida del transistor amplificador 61 para
recibir señales desarrolladas a través del resistor regulador
de carga 69, mientras que el emisor del transistor 71 se conecta
a una salida de la base del transistor amplificador 62. Un resis-
tor de polarización 81, se conecta al terminal 8 y acopla al emi-
10 sor del transistor 70 a tierra.

La polarización de funcionamiento para los transistores
amplificadores del oscilador 61, 62 se consigue por un dispositi-
vo que comprende un transistor de polarización de doble emisor
72 con un colector conectado a la fuente de suministro de servi-
15 cio, una base acoplada a una fuente de suministro de polarización
(aproximadamente + 5,4 voltios) por un resistor de polarización
73, y un emisor conectado a una base del transistor amplificador
61. Un resistor de polarización 74 acopla el suministro de pola-
rización a la base del transistor 71. El dispositivo de polariza-
20 ción comprende además un transistor de polarización 75 con una
base conectada a la base del transistor de fuente de corriente
68, un colector conectado a un emisor del transistor 72, y un emi-
sor devuelto a tierra por un resistor de polarización 76. Otro
transistor de polarización 77 tiene un colector conectado al
25 emisor del transistor amortiguador 71, una base conectada a la
base del transistor de fuente de corriente 68, y un emisor de-
vuelto a tierra por un resistor de polarización 78. Una fuente
de potencial de polarización directo (aproximadamente + 1,2 vol-
tios) se alimenta a los electrodos base de los transistores 68,
30 75 y 77 para establecer corrientes de reposo.

Las señales oscilatorias relacionadas en fase y frecuencia al componente de impulsión de la señal de crominancia recibida se suministran desde el emisor del transistor 71 al circuito de tonalidad 50 y al detector de AFPC 32. De un modo similar, las
5 señales oscilatorias puestas en fase se acoplan desde la unión de resistores 64 y capacitor 67 a una red de defasaje externa 80 que está fuera del circuito de realimentación regenerativo de la etapa de oscilación 60.

La red de defasaje 80 comprende un inductor 82 con un
10 extremo conectado a la unión del resistor 64 y el capacitor 67. Un capacitor 83 acoplado entre el otro extremo del inductor 82 y tierra, se pone en derivación por la combinación en serie de un resistor 85 y un capacitor 86. La red de defasaje 80 se dispone para que tenga una cifra de mérito relativamente baja de aproximadamente la unidad mientras que induce un defasaje de retardo
15 de aproximadamente 90° en resonancia (v.g., 3,58 MHz) a la señal suministrada desde la etapa osciladora 60.

Las señales defasadas procedentes de la red 80, denominados en adelante señales de cuadratura, se acoplan a la etapa de
20 control de fase 90 del oscilador controlado por voltaje 55 y a los circuitos de tonalidad y de ACC 50 y 35 por el terminal 11 y un transistor amortiguador seguidor de emisor 88.

La etapa de control de fase 90 comprende un amplificador equilibrado con un primer y un segundo pares similares de transistores conectados de una forma diferencial 91,92 y 93,94, que responden a las señales de control suministradas desde el detector de AFPC 32, y un tercer par de transistores conectados de una
25 forma diferencial 95 y 96 que se suministran de la señal de cuadratura procedente del emisor del transistor 98. Los transistores
30 91 y 92 tienen electrodos emisores acoplados entre si y electro-

dos electores acoplados respectivamente a los electrodos colectores de los transistores 94 y 93. Los colectores unidos de los transistores 92 y 93 se conectan directamente a la fuente de suministro de voltaje de servicio, y los colectores unidos de los transistores 91 y 94 se acoplan al resistor regulador de carga 69. Los electrodos base de los transistores 91 y 93 se conectan en común a una salida de señal de control del detector de AFPC 32 y los electrodos base de los transistores 92 y 94 se conectan en común a una salida de polarización del detector de AFPC 32.

Los transistores 95 y 96 acoplados por los emisores tienen electrodos colectores acoplados respectivamente a los emisores unidos de los transistores 91,92 y 93,94. El trayecto del colector al emisor de un transistor de fuente de corriente 97 acopla los emisores interconectados de los transistores 95 y 96 a tierra por un resistor de polarización 98. Una fuente de potencial de polarización directo de aproximadamente + 1,2 voltios se alimenta a una base del transistor 97 para determinar la corriente de reposo. La polarización de funcionamiento se suministra a base del transistor 96 desde la fuente de suministro de polarización de + 5,4 voltios por el colector del transistor 75, y una polarización de funcionamiento similar se suministra a la base del transistor 95 por el transistor 88, inductor 88, inductor 82 y resistor 74. La base del transistor 95 recibe también la señal de cuadratura procedente del emisor del transistor 88.

El funcionamiento del oscilador controlado por el voltaje 55, ilustrado en la figura 1, se describe a continuación.

En el modo de funcionamiento normal para una demodulación apropiada de la señal de crominancia recibida, es conveniente que la señal de salida proporcionada desde la etapa osciladora 60 en el terminal 99 tenga una frecuencia igual a la frecuencia

del componente de impulsión y mantenga con el mismo una fase en cuadratura (90°). La relación de la señal deseada se consigue por la etapa de control de fase 90 en cooperación con la etapa osciladora 60 como sigue.

5 Los transistores 61 y 62 de la etapa osciladora 60 se polarizan para un funcionamiento de autolimitación con el fin de seguir a la señal del oscilador y alcanzar una amplitud predeterminada a través del resistor regulador de carga 69. Esta señal se suministra a una impedancia de salida relativamente baja desde el emisor del transistor seguidor 70 al circuito sintonizado 83. El nivel al cual tiene lugar la limitación especifica el voltaje de cresta a cresta de la señal de salida del oscilador en el terminal 9.

10 El cristal 65 tiene una frecuencia resonante alrededor de la frecuencia de la subportadora de crominancia de 3,58 MHz, determinándose la frecuencia resonante con más precisión mediante el ajuste del capacitor variable 66. El cristal 65 filtra también las armónicas de orden superior de la onda rectangular oscilatoria en el terminal 8, para producir una onda sinusoidal en el terminal 9 (que en adelante se denominará como "señal en fase") Esta señal se desfase prácticamente 90° por acción del circuito 80.

15 20 25 30 Una señal de cuadratura de onda continua resultante se alimenta al tercer par de transistores conectados de una forma diferencial 95,96 por el terminal 11 y el transistor 88, con el fin de producir salidas de fases iguales, pero opuestas que se suministran de una forma controlada al resistor regulador de carga 69 variando la conducción de los transistores 91-94 de los pares diferenciales superiores en función a la magnitud de las señales de control procedentes de la salida del detector de AFPC

32. El detector de AFPC 32 se suministra con información de impulsión procedente del circuito de desconexión cíclica 29 y con la señal en fase procedente de la etapa osciladora 60, para producir señales de control representativas de la diferencia de fase y/o frecuencia entre la señal en fase y el componente de impulsión. El funcionamiento del detector de AFPC 32 se realiza según se expone con más detalle en la patente EE.UU. numero 3.740.456 mencionada anteriormente.

Cuando la señal de referencia del oscilador en el terminal 9 y la señal de impulsión recibida mantiene la relación apropiada de fase y frecuencia (v.g., la misma frecuencia y una relación de fase de 90° , el detector de AFPC 32 produce señales de control en cada línea de salida de control en cada línea de salida que tienen una magnitud igual. Los transistores 91 y 94 conducen cada uno por lo tanto, corrientes de señal iguales pero opuestas correspondientes a la señal de cuadratura suministrada desde los transistores 95 y 96, que se cancelan cuando se combinan en el resistor 69. Por lo tanto, cuando la salida de la etapa osciladora 60 tiene fase y frecuencia apropiadas con relación a la impulsión, la etapa de control de fase 90 no afecta a la salida de la etapa osciladora 60. Cuando las señales del oscilador y de impulsión se desvían desde la relación deseada el detector de AFPC 32 desarrolla señales de control de salida que tienen una magnitud desigual. Los transistores 91 y 94 conducen entonces cantidades desiguales de corrientes de señal de cuadratura para producir un componente de señal de cuadratura resultante en el resistor 69 con una magnitud y una polaridad determinadas por la magnitud y polaridad relativas de las señales de control proporcionadas por el detector de AFPC 32. De ésta manera, se desarrollan acciones positivas o negativas de la señal de cuadratura a través del resis

tor 69 de acuerdo con la magnitud y polaridad de las señales de control alimentadas a los electrodos de base de los transistores 91,92,93,94 desde el detector de AFPC 32. Se consigue control si métrico por el funcionamiento equilibrado del amplificador de la etapa de control de fase 90.

Se observará que en el estado de reposo de la etapa de control de fase 90, la corriente suministrada por el transistor de fuente de corriente 97 se divide prácticamente por igual entre los transistores de polarización similar 95 y 96. Siendo iguales las salidas de reposo del detector de AFPC 32 (v.g., sin señal de error), las corrientes de los colectores de los transistores 95 y 96 se dividen prácticamente por igual en el primer y en el segundo pase sucesivos de transistores conectados de una forma diferencial 91,92 y 93,94. Las corrientes de los colectores de los transistores 91 y 94 se combinan en el resistor regulador de carga 69 para proporcionar una corriente de carga de reposo que es aproximadamente la mitad de la corriente suministrada por el transistor 97. Se observará también que cuando la etapa osciladora 60 se sintoniza correctamente a la frecuencia de la subportadora de color, una vez que se proporciona la señal de fase correcta a través del resistor regulador de carga 69, la etapa detectora de AFPC, y de control de fase 90 volverá a un estado de error cero.

El efecto de combinar la señal procedentes de la etapa osciladora 60 y la etapa de control de fase 90 se ilustra en el diagrama de la figura 2.

La figura 2 representa un diagrama vector que ilustra la gama de variación de base de la señal combinada desarrollada a través del resistor 69. Un vector R_0 representa la señal de salida de la etapa osciladora 60 con una fase de referencia nomi

nal de cero grados. La magnitud de la señal osciladora R_0 es prácticamente constante según determina la acción limitadora del amplificador oscilador 61,62. En este ejemplo, la señal R_0 corresponde también a una señal resultante desarrollada a través del resistor 69 en ausencia de señal de cuadratura suministrada desde la etapa de control de fase 90 (v.g., cuando la señal de impulsión recibida y la señal de referencia de la etapa osciladora 60 muestran una relación de cuadratura.

Un vector P_1 representa la señal de cuadratura procedente de la etapa de control de fase 90 cuando la relación entre la señal de impulsión y la señal procedente de la etapa osciladora 60 se desvía de la norma en un extremo (v.g., la salida de señal de control máxima de un sentido procedente del detector de AFPC 32). Partiendo de esta condición, la magnitud de la señal de cuadratura P_1 iguala por ejemplo, a la de la señal del oscilador R_0 , y se produce una señal resultante R_1 con un ángulo de fase θ_1 de aproximadamente $+45^\circ$ con relación a R_0 , cuando las señales P_1 y R_0 se combinan en el resistor 69. Cuando existe una desviación de fase/frecuencia menor del mismo sentido, que produce una señal de control menor procedente del detector de AFPC 32, se produce una señal resultante R_2 con un ángulo de fase θ_2 cuando se combinan la señal del oscilador R_0 y una parte menor de la señal de cuadratura P_2 . Cuando la relación deseada entre las señales de impulsión y del oscilador se desvía en el otro extremo, se suministra una señal de cuadratura de polaridad opuesta P_3 desde la etapa de control de fase 90. Para esta condición de magnitud de la señal P_3 iguala, por ejemplo, a la señal de oscilador R_0 , y se produce una señal resultante R_3 con un ángulo de fase θ_3 de aproximadamente -45° con relación a R_0 , cuando se combinan las señales P_3 y R_0 .

En virtud al funcionamiento descrito anteriormente, cabe esperar una gama de control de fase pronosticable y virtualmente

simétrica de aproximadamente 90° v.g., $\pm 45^\circ$) para la señal combinada desarrollada a través del resistor 69.

La señal combinada se acopla por el transistor 70 al circuito resonante 63 de la etapa osciladora 60, y sirve para ajustar la frecuencia y fase de funcionamiento de la etapa osciladora 60. El cambio en la frecuencia de funcionamiento está en función a la anchura de banda del circuito resonante 63 y la cantidad de defasaje introducida en el circuito del oscilador según determina la señal combinada desarrollada a través del resistor 69. Por consiguiente, el cambio de frecuencia (Δf) de la etapa osciladora 60 se puede definir matemáticamente por la expresión:

$$\Delta f = 1/2 B \tan \theta$$

donde:

B = la anchura de banda del circuito resonante 63, y

θ = ángulo de fase de la señal combinada desarrollada a través del resistor 69.

La frecuencia de funcionamiento de la etapa osciladora 60 permanece sin cambiar en ausencia de señal de cuadratura suministrada al resistor 69 desde la etapa de control de fase 90, cuando la frecuencia de la señal del oscilador y la frecuencia de la señal de impulsión son virtualmente iguales. La señal desarrollada a través del resistor 69 y suministrada al circuito resonante 63 corresponde, por lo tanto, a la señal de referencia del oscilador en la fase de referencia nominal de 0° . Las desviaciones positivas o negativas a partir de la relación de frecuencia deseada dan por resultado cantidades correspondientes positivas o negativas de señal de cuadratura suministrada desde la etapa de control de fase 90, para formar una señal resultante con un ángulo de fase θ representativa de la desviación de frecuencia cuando la señal de cuadratura y la señal de referencia se combinan

en el resistor 69. La frecuencia de funcionamiento de la etapa osciladora 70 se altera de acuerdo con la expresión anterior para corresponder a la frecuencia de la señal de impulsión, y el desfase neto alrededor del circuito de realimentación de la etapa osciladora 60 permanece a un valor de cero en oscilación mantenida.

5 Además de tener una gama de control pronosticable y simétrica, el oscilador controlado por voltaje 55, cuando se utiliza en un receptor de televisión en color, proporciona también convenientemente señales de referencia oscilatorias en fase y de fase en cuadratura para demodular las señales de la subportadora de diferencias de color B-Y y R-Y. En este caso, las señales de referencia (R-Y) y (B-Y) se desarrollan, respectivamente, por acción de la etapa osciladora 60 y la red de desfase 80. Lógicamente se pueden emplear otras relaciones. Por ejemplo, la salida de la etapa osciladora 60 puede desplazarse 90° por acoplamiento de la entrada del detector de AFCC 32 a la salida del defasador 80.

10 Se observará que el resistor 64 se elige con el valor necesario para proporcionar una anchura de banda para el circuito resonante 63 del orden de 100 Hz (centrada alrededor de la frecuencia nominal del oscilador de 3,58 MHz) en el punto de -3db. La anchura de banda de 1000 Hz contribuye a una gama de cierre de ± 500 Hz para la etapa osciladora 60 que es adecuada a la vista de la desviación normal del oscilador atribuible a los efectos de cambio de temperatura y de humedad sobre el cristal 65, por ejemplo. Dicha anchura de banda permite también una ganancia adecuada del circuito sin introducir una tendencia hacia la producción de señales parásitas. El resistor 64, junto con el capacitor 67, funciona también para atenuar armónicas de la señal de orden superior que se pueden desarrollar como resultado de la

presencia de capacitancia parasita a través de los terminales del cristal 65. Dicho dispositivo atenuador evita los efectos perjudiciales u oscilacion armónica sin perjudicar la ganancia del circuito de realimentación.

5 Se observará tambien que la red de defasaje 80 se puede elegir para que proporcione un defasaje distinto al de 90° dependiendo de las exigencias del aparato con el que se emplea el oscilador controlado/una red de defasaje 80 del tipo descrito tiene la característica propia conveniente de proporcionar una cantidad
10 predeterminada de defasaje en resonancia independiente de la carga de la red de defasaje por causa de una circuiteria ulterior. La red de defasaje 80 introduce un mínimo de error de fase y, por lo tanto, se utiliza convenientemente en circuito donde se tenga que conservar una fase nominal.

15 El inductor 82 de la red de defasaje 80 es relativamente barato y de gran fiabilidad. El inductor 82 no necesita tener una gran tolerancia, y se pueden tolerar variaciones en el valor de la inductancia debidas a envejecimiento y cambios de temperatura.

 El valor de mérito relativamente bajo (de aproximadamente de la unidad en este caso), elegido para la red de defasaje 80, da por resultado una anchura de banda que es considerablemente mayor que la anchura de banda del circuito resonante de elevado valor de mérito 63. La red de defasaje 80 no induce, por lo tanto, componentes de defasaje reactivos que pudieran perjudicar el funcionamiento de la etapa osciladora 60. Otra consecuencia conveniente adicional de la anchura de banda amplia de la
20 red de defasaje 80 es que el capacitor 67 puede filtrar armónicas que se pudieran producir por acción del cristal 65, sin introducir defasaje adicional indeseable.

30 Aunque el invento se ha descrito con relacion a una

modalidad de circuito particular, se comprenderá que los expertos en la materia pueden concebir otros dispositivos o formas de organización sin desviarse del alcance del invento. Por ejemplo, se pueden utilizar circuitos combinadores de señal activa en lugar del resistor combinador descrito 69, y se pueden utilizar otros dispositivos en lugar de la red de LC 80 descrita para proporcionar la señal defasada (encuadratura). Además, la señal de control se puede suministrar a los transistores 95,96 de la etapa de control de fase 90 de una forma equilibrada o de un solo frente, Además, se pueden conservar los papeles de intervención de las secciones superior e inferior de la etapa de control de fase 90.

De un modo similar, la red de defasaje 80 se puede incluir en el circuito resonante 63, formando parte del mismo, por ejemplo poniendo en alud dos redes de defasaje 90° entre los terminales 8 y 9 del IC20 y conectando el terminal 11 directamente a la unión de las redes de defasaje.

Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarse en la práctica debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental.

- 27 -

REIVINDICACIONES

=====

1. Perfeccionamientos en oscilador con una salida controlable en fase y/o frecuencia con respecto a una frecuencia de referencia predeterminada, cuyos osciladores comprenden: un dispositivo amplificador que tiene una entrada y una salida; un dispositivo reactivo que tiene una respuesta de frecuencia resonante predeterminada acoplado en un circuito cerrado entre la entrada y la salida del dispositivo amplificador, para proporcionar realimentación regenerativa de magnitud suficiente para producir una señal oscilatoria que tiene una fase de referencia en una salida del oscilador; medios para proporcionar señales de control representativa de la fase y/o frecuencia de la señal oscilatoria con respecto a una señal de referencia predeterminada; caracterizados porque se prevén medios acoplados a la salida del oscilador para defasar la señal oscilatoria en una magnitud predeterminada (-90°) con relación a dicha fase de referencia y producir una señal defasada; medios de control acoplados a los medios de defasaje para recibir la señal defasada y producir salidas de señal de fases opuestas y que responden a las señales de control para elegir partes de las señales de salida de fases opuestas; medios para combinar dichas partes elegidas de los medios de control con la señal oscilatoria y producir una señal combinada que tiene una fase resultante y para suministrar la señal combinada al dispositivo amplificador con el fin de mantener la señal oscilatoria en una relación deseada con respecto a la señal de referencia predeterminada.

2. Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque los medios empleados para defasar la señal oscilatoria y dichos medios de control se acoplan fuera del circuito de realimentación de circuito cerrado del dispositivo amplificador.

3. Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el dispositivo de control comprende: un amplificador equilibrador que tiene una entrada de señal para recibir la señal defasada, una entrada de control para recibir las señales de control, y una salida para proporcionar cantidades controlables de la señal defasada en respuesta a la señal de control.

4. Perfeccionamientos según la reivindicación 3, caracterizados porque el amplificador equilibrado comprende: un primer amplificador con una entrada de señal y una salida; un segundo amplificador, similar al primer amplificador, con una entrada de señal y una salida; un tercer amplificador con una entrada a la que se suministra dicha señal defasada y salidas de señal de fases opuestas acoplada respectivamente a las entradas de señal del primer y el segundo amplificador; medios (conexiones) para aplicar las señales de control al primer y segundo amplificadores y variar su conducción relativa; y medios (conexión de colectores) para sumar salidas de fases relativamente opuestas del primer y el segundo amplificadores y proporcionar una señal de salida combinada para el amplificador equilibrado correspondiente a una parte de la señal defasada con una magnitud y una polaridad determinadas por la magnitud y polaridad de las señales de control.

5. Perfeccionamientos según la reivindicación 4, caracterizados porque el primer amplificador comprende además un primer par de un primer y un segundo transistores acoplados por los emisores; porque el segundo amplificador comprende además un segundo par de tercer y cuarto transistores acoplados por los emisores, teniendo el segundo y tercer transistores electrodos colectores acoplados entre sí a una fuente de potencial de servicio; porque el tercer amplificador comprende un tercer par de quinto y sexto transistores acoplados por los emi-

sores unidos de dichos transistores del primer y el segundo pares, teniendo emisores conectados en común a una fuente de corriente de servicio continua y que tienen electrodos base de polarización similar, de los cuales uno por lo menos se suministra de dicha señal defasada; porque los medios utilizados para alimentar las señales de control al primer y segundo amplificadores comprenden la interconexión de los electrodos base del primer y tercer transistores y la interconexión de los electrodos base del segundo y el cuarto transistores suministrándose por lo menos uno de dichos pares de electrodos base interconectados de dicha señal de control; y porque los medios sumadores comprenden la interconexión de los electrodos colectores del primer y el cuarto transistores.

6. Perfeccionamientos según la reivindicación 5, caracterizados porque los medios combinadores comprenden una impedancia de anchura de banda amplia.

7. Perfeccionamientos según la reivindicación 6, caracterizados porque dichos medios combinadores comprenden una resistencia.

8. Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque los medios empleados para defasar la señal oscilatoria comprenden una red de LC resonante en serie.

9. Perfeccionamientos según la reivindicación 8, caracterizados porque la red de LC comprende; un inductor que se suministra de dicha señal oscilatoria por un terminal y una combinación en paralelo de una resistencia y una capacitancia acopladas al otro terminal del inductor para formar con el mismo una red resonante de valor de mérito relativamente bajo.

10. Perfeccionamientos en osciladores con una salida controlable en fase y/o frecuencia con respecto a una

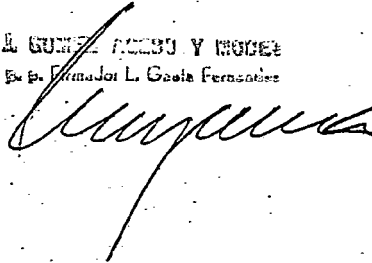
frecuencia de referencia predeterminada, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria, e ilustrado en los dibujos adjuntos.

Esta Memoria consta de 23 hojas escritas a máquina
5 por una sola cara.

Madrid, 19 de Mayo 1976.

RCA CORPORATION.

L. GONZÁLEZ GARCÍA Y RODRÍGUEZ
Ex. Sr. Director L. García Fernández



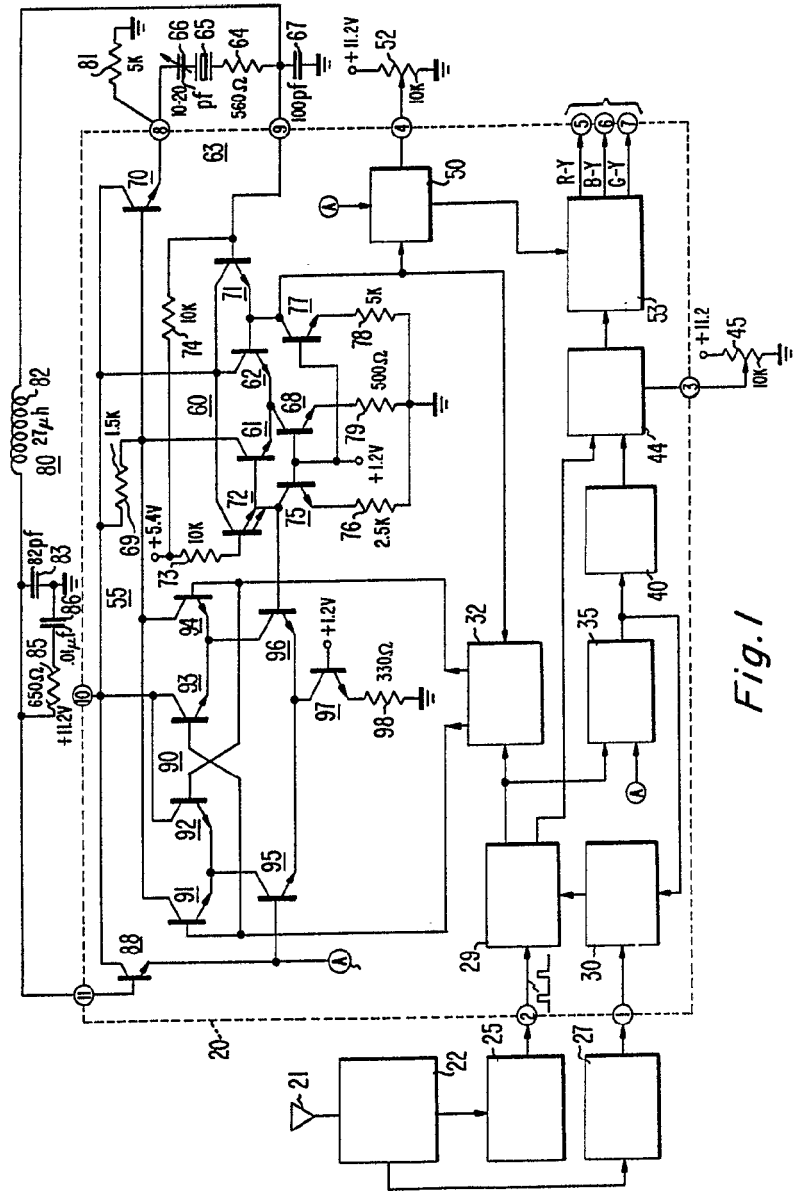


Fig. 1

ROCA

ALLEN

DATE

BY

REVISION

APPROVED

DATE

BY

[Handwritten signature]

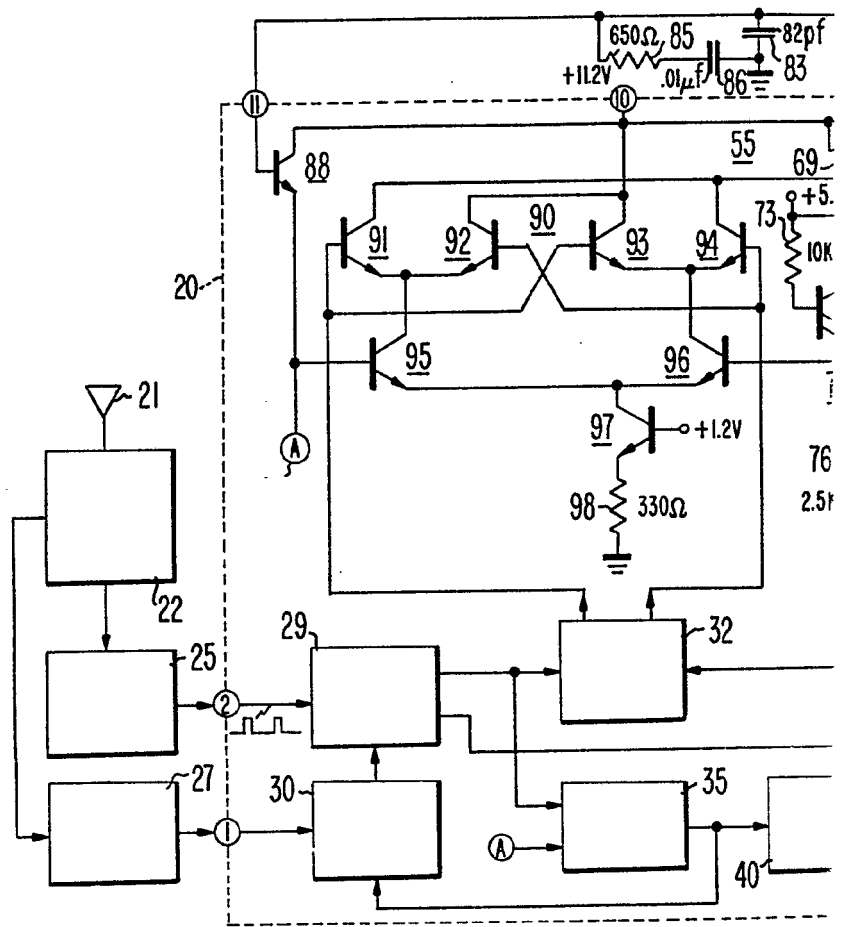


Fig. 1

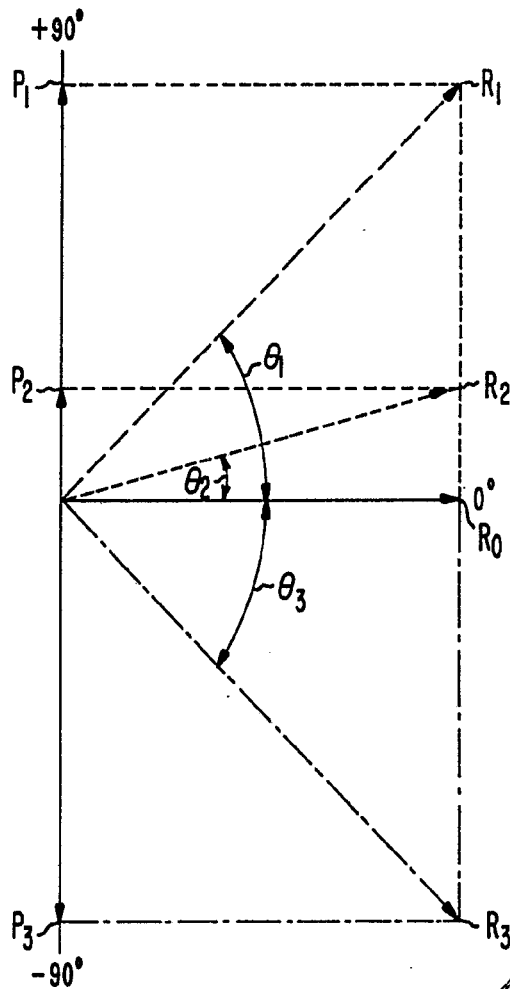


Fig.2

APR 10 1978
COMMUNICATIONS DIVISION
RCA CORPORATION
[Handwritten signature]