

MINISTERIO DE INDUSTRIA
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



ESPAÑA

2ª COPIA

PATENTE DE INVENCION

454654

(10) ES	(11) NUMERO	(10) A I
(21) 23	FECHA DE PRESENTACION	
(22)	29 DIC. 1976	

(30) PRIORIDADES:	(32) FECHA	(33) PAIS
(31) NUMERO		
Ser. 644.820	29 de Diciembre de 1.975	Norteamerica.

(47) FECHA DE PUBLICIDAD	(51) CLASIFICACION INTERNACIONAL	(63) PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
	H04N	

(64) TITULO DE LA INVENCION
Perfeccionamientos en circuitos de defasaje controlable.

(71) SOLICITANTE (S)
RCA CORPORATION, entidad norteamericana.

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
residente en 30 Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y.10020, EE.UU. de A.

(72) INVENTOR (ES)
Leopold Abert Harwood.

(73) TITULAR (ES)

(74) REPRESENTANTE
D. Jaime Gomez-Acebo y Modet.

La presente invención se refiere a circuitos electrónicos de control de fase y, de un modo más particular, a circuitos de control de fase como los que se pueden emplear como control de tono en el canal de crominancia de un receptor de televisión en color.

5.

En muchos tipos de aparatos eléctricos, se necesita un circuito de control de fase que tenga una gama de funcionamiento que sea pronosticable y prácticamente simétrica o equilibrada con respecto a un valor de referencia.

10.

Los tipos conocidos de circuitos de control de fase emplean normalmente redes de defasaje de resistencia-capacitancia (RC) de valor fijo o variable con o sin dispositivos de circuito activo, para establecer un centro y un alcance deseados de control de fase.

15.

Las características de alcance y simetría de dicha redes de defasaje son sensibles a las desviaciones de los elementos resistivos y capacitivos a partir de los valores nominales. Este efecto es particularmente molesto en redes de circuitos integrados, porque los valores absolutos de los resistores y capacitores integrados pueden experimentar una desviación del 30% o más de un valor nominal. Además, en el ambiente de un circuito integrado, las desviaciones de los valores nominales en un bloque dado tienden a llevar todas la misma dirección (v.g. alta o baja), produciendo por lo tanto una acumulación de error de fase en los componentes de circuitos en cascada.

20.

La necesidad de emplear un potenciómetro externo de ajuste o circuito reactivo variable para ajustar las características del circuito de control de fase y compensar estos factores, es generalmente indeseable puesto que dichos componentes suelen ser relativamente costosos y exigen el gasto de uno o más del número limitado de terminales del circuito integrado. Por lo tanto, es pre

25.

limitado de terminales del circuito integrado. Por lo tanto, es pre

30.

limitado de terminales del circuito integrado. Por lo tanto, es pre

- ferible en general evitar el empleo de redes de RC en aquellas áreas donde sea importante un control de fase preciso. Un circuito de de fasaje controlable según el invento comprende una fuente de primera señales alternas y una fuente de segunda señales alternas en relación de fase predeterminada con las primeras señales. Un primer y un segundo amplificadores tienen cada uno entrada de señal acopladas, respectivamente, a dichas fuentes de primeras y segundas señales alternas, y una entrada de control de ganancia. Los medios de control de ganancia se acoplan a las entradas de control de ganancia del primer y el segundo amplificadores para controlar de una forma diferencial sus ganancias de señal. Los dispositivos de circuito se acoplan también desde la fuente de primeras señales a la entrada de señal del segundo amplificador para desarrollar una tercera señal alterna en la última entrada mencionada con una magnitud proporcional a la de las primeras señales alternas y una fase en relación predeterminada con dichas señales. Una red de combinación suma las señales de salida del primer y el segundo amplificadores para producir una señal de salida resultante con una fase dentro de una gama de fases entre las fases de las señales alternas alimentadas a la entrada de señal del primer amplificador y la fase de las señales alternas alimentadas a la entrada de señal del segundo amplificador, controlandose la fase de la señal de salida resultante en respuesta a los medios de control de ganancia.

En los dibujos adjuntos:

25. La figura 1 es un diagrama parcialmente en forma de conjuntos y parcialmente en forma de circuito esquemático, de una parte de un receptor de televisión que emplea el invento.

30. La figura 2a y 2b son diagramas vectores que ilustran las condiciones de funcionamiento de la modalidad de la figura 1 en un primer conjunto de condiciones de la señal de entrada.

La figura 3 es un diagrama de circuito de otra modalidad del invento; y

Las figuras 4a y 4b son diagramas vectores que ilustran las condiciones de funcionamiento de la modalidad de la figura 3 en un segundo conjunto de condiciones de la señal de entrada.

5.

Refiriendonos a la figura 1, las señales de televisión en color son recibidas por una antena 21 y elaboradas por los circuitos de elaboración o utilización de la señal de televisión 22 para proporcionar, juntos con otros componentes normales de la señal, impulsos de sincronización horizontal (línea) que se acoplan a los circuitos de desviación de línea 25.

10.

Las señales de video detectadas, producidas en la salida de los circuitos de utilización 22, se acoplan a un filtro de paso de banda de croma 27 dispuesto para elegir un componente de impulsión de color e información de la señal representativa de los colores, cuya información comprende, por ejemplo, señales de información de color impuestas como modulación de amplitud en fases elegidas de una onda subportadora de color suprimida. La impulsión de color y las señales de color moduladas, de subportadoras suprimidas, se acoplan por un terminal de entrada 1 de un circuito integrado elaborador de croma 20 a un primer amplificador de croma 30.

15.

20.

Las señales amplificadas procedentes del primer amplificador de croma 30 se suministran a un circuito de funcionamiento cíclico 29 al que se alimentan también las señales de manipulación derivadas del aparato de desviación de línea 25. La señal de manipulación se ilustra comprendiendo impulsos de dirección positivas de duración relativamente corta (v.g., el intervalo de supresión de línea) separados por un intervalo de duración relativamente más larga (la parte representativa de la imagen del ciclo de exploración de línea). El circuito de funcionamiento cíclico 29 suministra

25.

30.

señales de impulsión amplificadas a un detector de control automático de frecuencia y fase (AFPC) 32 y a un circuito de control automático de color (ACC)35.

5. El detector de AFPC 32 se suministra también con una señal de referencia de color procedente de un primer terminal de salida (cuadratura) T_1 de un oscilador controlado por voltaje.(VCO) 55. El detector de AFPC 32 proporciona señales de control a una entrada de control del VCO 55 para mantener la señal de referencia oscilatoria en sincronismo de fase y frecuencia con la señal de impulsión recibida. Un detector de AFPC apropiado 32 se describe en la patente EE.UU. 3.740.456 concedida el 19 de Junio de 1973 y el VCO 55 puede ser, por ejemplo, del tipo descrito en la solicitud de patente EE.UU. nº de serie 633.462.
- 10.

15. El circuito de ACC 35 se suministra también con una señal de referencia procedente de un segundo terminal de salida (en fase) T_2 del VCO 55, 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 de color 40 que se acopla a un segundo amplificador de croma 44.
- 20.

25. Un potenciómetro de control de ganancia de croma (saturación) 45 se acopla a un suministro de voltaje de servicio de, por ejemplo + 11,2 voltios y tiene un brazo de contacto deslizante acoplado a una entrada del segundo amplificador de croma 44 por un terminal 3.

30. Un demodulador de croma 53 (que puede comprender circuitos apropiados formadores de matrices) recibe señales subportadoras de crominancia amplificadas del segundo amplificador de croma 44 y 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 com

binan finalmente con las señales de luminancia (Y) para producir componentes de señal representativas del color rojo (R), verde (G) y azul (B) que se alimentan al cinescopio (no ilustrado) del receptor de televisión.

5. El circuito de elaboración de croma 20 comprende además una etapa de control de tono construida según el presente invento e indicado de un modo general por el número de referencia 100.

10. La etapa de control de tono 100 comprende un primer y un segundo amplificadores diferenciales 130 y 110 y un circuito de control de ganancia 140.

15. El amplificador 110 comprende transistores acoplados por el emisor 112 y 114, un resistor de carga 115 acoplado desde un colector del transistor 114 a un suministro de servicio (+ 11,2 voltios) por un terminal 10, y un resistor regulador de carga 116 acoplado desde un colector del transistor 112 al suministro de servicio. Un suministro de polarización (+ 4,7 voltios) se acopla por un resistor 122 a la base del transistor 112 y por un resistor de aislamiento adicional 119 a, la base del transistor 114. El segundo terminal de salida T_2 del VCO 55 se acopla a la base del transistor 114 por un resistor 124 para suministrar información de subportadora de referencia de color de onda continua (v.g. 3,58 MHz).

20. El amplificador 130 comprenden transistores acoplados por el emisor 132 y 134. Un colector del transistor 132 se conecta al colector del transistor 114 y el resistor regulador de carga 115 para formar una primera salida de señal combinada de la etapa de control de tono 100. Un colector del transistor 134 se conecta al colector del transistor 112 y al resistor regulador de carga 116 para formar una primera salida de señal combinada. El suministro de polarización (+ 4,7 voltios) se acopla por un resistor 116 a la

25.

30.

- base del transistor 132 y por un resistor adicional 135 a la base del transistor 134. El terminal de salida T_2 del VCO 55 se acopla por un resistor 137 a la base del transistor 134, mientras que el terminal de salida T_1 del VCO 55 se acopla por un resistor 138 a la
5. base del mismo transistor 134. Los colectores de los transistores interconectados 114, 132 y 112, 134, se conectan a las entradas de la señal de referencia del demodulador de croma 53 para suministrar al mismo señales de referencia en contrafase, de fase controlable.
- El circuito de control 140 comprende transistores 142 y
10. 144 dispuestos en configuración de entrada diferencial, y un transistor de control de polarización 160. Un colector del transistor 142 se conecta a los emisores unidos de los transistores 112 y 114 del amplificador 110, mientras que su emisor se devuelve a tierra por el resistor de polarización 143. Una combinación en serie de
15. resistor de polarización 148 y un diodo de compensación de temperatura 149 se acopla entre una base del transistor 142 y tierra. Un colector del transistor 144 se conecta a los emisores unidos de los transistores 132 y 134 del amplificador 130, mientras que su emisor se devuelve a tierra por un resistor de polarización 151. La base
20. del transistor 144 se acopla a un suministro de polarización de aproximadamente + 1,7 voltios. Un par de resistores de polarización conectados en serie 154 y 155 se acopla entre el emisor del transistor 144 y la base del transistor 142. El punto de interconexión de los resistores 154 y 155 se conecta a un emisor del transistor de
25. control de polarización 160. El transistor 160, que se dispone en una configuración seguidora de emisor, comprende un colector conectado al suministro de servicio y una base acoplada a un brazo de contacto móvil de un potenciómetro de control de tono 52 por un terminal 4.
30. Según se describe en la solicitud pendiente mencionada, el

VCO 55 proporciona una primera señal de referencia oscilatoria M (v.g. a 3,58 MHz) de una primera fase en el terminal de salida T_1 , y una segunda señal oscilatoria P que mantiene una relación de fase en cuadratura de retardo por la señal M en el terminal de salida

5. T_2 . Para una demodulación apropiada de la señal de crominancia recibida, la señal de referencia de color M puede mantener una relación de cuadratura de adelanto [fase - (R-Y)] o de retardo [fase (R-Y)] con respecto a la señal de impulsión recibida. En el último caso, la señal P es de fase opuesta con respecto a la impulsión.
10. Esta circunstancia se ilustra en la figura 2a que se puede tomar como referencia para comprender la descripción siguiente.

15. El resistor 124, que forma parte de un divisor de voltaje con los resistores 119 y 122, acopla una fracción en fase (p) de la señal P a la base del transistor 114. Las señales de referencia de antifase (-p) y en fase (p) se producen en las salidas de los transistores 114 y 112, respectivamente. El resistor 138, que forma un divisor de voltaje con los resistores 136 y 135, acopla una fracción en fase (m) de la señal M a la base del transistor 134.
20. En este ejemplo, los divisores de voltaje 124, 119, 122 y 138, 135, 136, producen, respectivamente, señales de entrada p y m de magnitud virtualmente igual, siendo de igual magnitud las salidas P y M del oscilador 55.

25. La señal P se alimenta también por el resistor 137, que forma un divisor de voltaje con los resistores 135 y 136, para producir una fracción en fase (p') de la señal P en la base del transistor 134. La magnitud de la señal p' se elige de acuerdo con la gama de control de fase que ha de proporcionar la etapa de control de tono 100.

30. La señal p' se suma con la señal m en la base del transistor 134 para formar una señal combinada ($m + p'$) que en adelante se

denominará como señal r , que tiene una fase resultante intermedia a m y p . La señal combinada r se reproduce en forma de antifase ($-r$) y en fase (r) amplificada en las salidas de los colectores de los transistores 134, 132, respectivamente. La señal de salida desarrollada a través del resistor regulador de carga 115 en los colectores unidos de los transistores 114 y 132 corresponden, por lo tanto a $(-p + r)$, y la señal desarrollada a través del resistor regulador de carga 116 en los colectores unidos de los transistores 112 y 134 corresponde a $(p-r)$. Estas dos señales son de fase opuesta. Las magnitudes de los componentes individuales de la señal p y r desarrolladas a través de los resistores reguladores de carga 115 y 116, se puede controlar variando el nivel de conducción o ganancia de voltaje de los amplificadores 110 y 130. Las ganancias de los amplificadores 110 y 130 se controlan de una forma diferencial por los transistores de suministro de corriente 142 y 144 del circuito de control 140.

Los transistores 142 y 144, a su vez, se controlan en función al voltaje de control alimentado desde el potenciómetro de control de tono 52 a la base del transistor 142 y el emisor del transistor 144 por el terminal 4, transistor seguidor 160 y resistores de polarización, 154, 155. Los valores de los resistores 154 y 155 se eligen para que proporcionen un grado conveniente de control sobre la conducción relativa de los transistores 142 y 144. Por ejemplo, cuando el brazo de contacto móvil del potenciómetro 52 se ajusta a la posición extrema hacia el voltaje de suministro de servicio (+ 11,2 voltios), el transistor 44 y, por lo tanto el amplificador 130 dejan prácticamente de conducir, mientras que el transistor 142 y el amplificador 110 alcanzan la conducción máxima. En esta posición de control, solamente se desarrolla componentes en fase y de antifase de la señal p , respectivamente, a través de los re

- sistores reguladores de carga 116 y 115. Por el contrario, el nivel de conducción del transistor 144 y el amplificador 130 alcanzan un máximo cuando el potenciómetro 52 se ajusta al otro extremo hacia tierra. En dicho caso, el transistor 142 y el amplificador
5. 110 prácticamente dejan de conducir por lo que solamente se desarrollan componentes en fase y antifase de la señal r , respectivamente, a través de los resistores reguladores de carga 115 y 116. Cuando el potenciómetro 52 se ajusta de modo que los transistores 142, 144 y los amplificadores correspondientes 110, 130 conduzcan
10. por igual, se desarrollan señales p y r de igual magnitud a través de los resistores reguladores de carga de salida 115 y 116. Para esta circunstancia se desarrolla una señal de salida combinada $(-p + r)$ a través del resistor 115, se desarrolla una señal de salida de fase opuesta combinada $(p-r)$ a través del resistor 116.
15. En la figura 2a, se ilustra una señal $+I$ que corresponde a la fase de tono de carne de las señales de crominancia recibidas representativas de la imagen. En condiciones normales de funcionamiento, la señal $+I$ forma un ángulo de fase de retardo θ_1 de aproximadamente 57° con la señal de impulsión. La etapa de control de
20. tono 100 proporciona compensación para las variaciones de fase positivas o negativas proporcionando variación simétrica de la fase de una salida de señal de referencia alrededor del eje de la señal $+I$ en una gama de funcionamiento predeterminada entre las fases
25. de las señales p y r . La señal p' se elige (por medio de resistores 137, 135, 136) para que esta gama de control sea simétrica alrededor de la fase "I". O sea, la señal $+I$ se deriva combinando las señales $-p$ y r en el resistor regulador de carga 115, para producir una señal combinada $-p + r (+I)$ en los colectores unidos de los transistores 114 y 132. Cuando el potenciómetro 52 se ajusta de modo
30. que los amplificadores 110 y 130 conducen por igual, se combinan

5. cantidades iguales de las señales $-p$ y r en el resistor regulador de carga de salida 115. La señal $+I$ forma, por lo tanto, un ángulo de fase de retardo θ_1 de aproximadamente 57° con la señal de impulsión en condiciones de señal normal, y forma también un ángulo de fase de adelanto θ_2 igual a θ_1 con la señal r . La magnitud del ángulo de fase θ_2 se establece combinando la parte predeterminada de la señal p , correspondiente a la señal p' , con la señal m para producir la señal r en la forma expuesta anteriormente.

10. La figura 2b ilustra la respuesta de fase del circuito de control de tono 100 cuando la señal de referencia de color M mantiene una relación de fase en cuadratura de adelanto con la señal de impulsión y P está en fase con la señal de impulsión. En la figura 2b la señal $+I$ se deriva combinando las señales p y $-r$ en el resistor regulador de carga 116 para producir una señal combinada $p-r$ en los colectores unidos de los transistores 112 y 134. La señal combinada corresponde a la señal $+I$ deseada con una fase y gamma simétrica de control de fase como se ha descrito con relación a la señal $+I$ de la figura 2a.

15. La figura 3 representa una etapa de control de tono 200 que comprende un primer y un segundo amplificadores diferenciales similares 230 y 210 con salidas relativamente en fase conectadas entre sí, y un circuito de control 240. En este ejemplo, a pesar de que la etapa de control de tono es similar a la etapa de control de tono 100 en algunos aspectos, difiere en la forma en que las salidas de los colectores de los amplificadores 210 y 230 se conectan y en la forma que se alimentan las señales de entrada.

20. Por consiguiente, un transistor 212 del amplificador 210 y un transistor 232 del amplificador 230 tienen colectores respectivos interconectados, y un transistor 214 del amplificador 210 y un transistor 234 del amplificador 230, tienen los colectores res-

30.

5. pectivos interconectados. Un primer resistor regulador de carga de salida de combinación de la señal 215 acopla los conectores interconectados de los transistores 212 y 232 al suministro de servicio en el terminal 10, y un segundo resistor regulador de carga de salida de combinación de la señal 216 acopla los colectores interconectados de los transistores 214 y 234 al suministro de servicio. Los colectores interconectados de los transistores 212, 232, y 214, 234 se conectan, respectivamente, a las entradas del demodulador de croma 53.

10. Un resistor 224 y un resistor 237, respectivamente, acoplan las señales procedentes del terminal de salida T_2 del VCO 55 a una base del transistor 214 del amplificador 210 y a una base del transistor 232 del amplificador 230. Un resistor 238 acopla las señales del terminal de salida T_1 del VCO 55 a una base del transistor 234 del amplificador 230.

15. Recordemos que el VCO 55 se puede disponer para que proporcione una señal de referencia oscilatoria de salida M que mantiene una relación de fase en cuadratura de adelanto o de retardo con respecto a las señales de impulsión. En el caso de la figura 3, el VCO 55 proporciona una primera señal M en una relación de cuadratura de retardo con respecto a la impulsión y a una segunda señal de referencia P en una relación de fase en cuadratura de adelanto con la señal M. El funcionamiento de la etapa de control de tono 200 es similar al de la etapa de control de tono 100 excepto en lo que sigue.

20. El resistor 237 de la etapa de control de tono 200 acopla la señal P al terminal del resistor 235 contrario a la entrada de la base del transistor 234 del amplificador 230. Una fracción (p') de la señal P aparece en la base del transistor 232. Una señal m se desarrolla en la base del transistor 234 según se ha explicado.

30.

anteriormente con relación a la figura 1. Las corrientes de señal correspondiente a las señales p' y m fluyen en direcciones opuestas a través del resistor 235 (las corrientes de la base de los transistores 232 y 234 son imperceptibles), haciendo que aparezca un voltaje de señal diferencial, relacionado con las señales p' y m , a través del resistor 235. Considerando la salida del transistor 234 el voltaje de la señal que aparece a través del resistor 235 se puede considerar igual a $(m-p')$, que en adelante se denominará como señal r , que produce una salida $-r$ en el colector del transistor 234. Además, el amplificador diferencial 230 amplifica la señal que aparece a través del resistor 235 para producir una salida $+r$ en el colector del transistor 232.

El amplificador 210 proporciona salidas $+p$ y $-p$ en los colectores de los transistores 212 y 214, respectivamente. Por lo tanto, la señal de salida desarrollada a través del resistor regulador de carga 215 en los colectores unidos de los transistores 212 y 232 corresponde a $p+r$, y la señal desarrollada a través del resistor regulador de carga 216 en los colectores unidos de los transistores 214 y 234, corresponde a $-p-r$. Las magnitudes relativas de las señales p y r y las fases de estas señales combinadas se controlan en respuesta al ajuste del potenciómetro 52 según se ha expuesto con relación a la figura 1.

La figura 4a ilustra la característica de fase de la etapa de control de tono 200 cuando la señal P procedente del VCO 55 mantiene una relación de fase en cuadratura de adelanto con la señal M que, a su vez, mantiene una relación de fase en cuadratura de retardo con la señal de impulsión. En la figura 4a, la señal $+I$ corresponde a la señal de salida combinada $p+r$ en los colectores unidos de los transistores 212 y 232. La figura 4b, ilustra las características de fase de la etapa de control de tono 200 cuando

la señal M mantiene una relación de fase en cuadratura de adelanto con la señal de impulsión. En la figura 4b, a señal +I corresponde a la señal de salida combinada -p -r en los colectores unidos de los transistores 214 y 234.

5. Los ángulos de fase θ_1 y θ_2 y la señal +I representados en las figuras, 4a y 4b, se relacionan con los ángulos de fase correspondientes y la señal +I de las figuras 2a y 2b. La etapa de control de tono 200 proporciona la señal +I deseada con una fase y gama simétrica de control de fase como se ha expuesto con relación a la etapa de control de tono 100.

10. Se observará que las señales p y m de la figura 2a mantienen una relación de antifase (v.g, un giro de 180°) con respecto a las señales p y m de la figura 2b. En cualquiera de las condiciones de la señal representada por las figuras 2a o 2b, la señal de salida +I y la respuesta de fase simétrica deseadas se obtienen en las salidas en contrafase de la etapa de control de tono 100. Aunque la etapa de control de tono 100 se ha descrito proporcionando señales de salida en contrafase desarrolladas a través de los resistores 115 y 116, se observará que las figuras 2a y 2b y su descripción correspondiente tienen por finalidad tan solo ilustrar la forma en que se puede desarrollar una señal de fase deseada (v.g,+I) y controlarse simétricamente para una u otra de las condiciones de la señal de entrada (indicadas por las figuras 2a y 2b) desde un amplificador que puede proporcionar solamente una salida de señal de un solo frente (v.g. un amplificador que puede emplear solamente un resistor regulador de carga único correspondiente al resistor 115 o 116 de los amplificadores 110, 130). Los comentarios anteriores tienen igual aplicación a la etapa de control de tono 200 de la figura 3, y a los diagramas asociados de las figura 4a y 4b, que ilustran un segundo conjunto de condiciones de la señal de entrada.

5. Se observará también que la magnitud del ángulo de fase ϕ , formada por las señales m y r , y por lo tanto, la magnitud de θ_2 , se puede alterar ajustando la magnitud de la señal p' para conseguir una gama deseada de control de fase que se adapte a las exigencias del uso de un circuito particular. Dicha alteración comprende solamente una relación de resistencias diferentes (un parámetro que se controla con relativa precisión) y no exige empleo de capacitores u otros dispositivos reactivos.

10. Aunque el invento se ha descrito refiriendonos a modalidades de circuito particulares, se comprenderá que los expertos en la materia pueden idear otras formas de organización sin desviarse del alcance del invento.

15. Por ejemplo, la señal M se puede acoplar también por ejemplo por medio de un resistor adicional (no ilustrado) a la entrada de la base del transistor 114 en la figura 1, o, en el caso de la figura 3, la entrada de la base del transistor 212 para aumentar la flexibilidad de funcionamiento de los circuitos respectivos desarrollando una señal de entrada alterna adicional (v.g, m' o $-m'$) de magnitud y fase convenientes en dichas entradas. La señal de entrada adicional, conjuntamente con la señal de entrada p en dichas entradas, proporciona una gama de control de fase ensanchada adicional de una forma análoga a la gama por la cual las señales p' y $-p'$ sirven para proporcionar una gama ensanchada de control de fase según se ha expuesto. Por la descripción anterior y las figuras correspondientes, se comprenderá también que las señales p' y $-p'$ se puede utilizar para proporcionar una gama de control de fase comprimida (menor que la comprendida entre P y M) y que las señales m' y $-m'$ se pueden emplear adicionalmente para obtener un grado adicional de compresión de la gama de control de fase. Así, se comprenderá que se puede emplear diversas combinaciones de señales de entrada

20.

25.

30.

da de referencia de fases y magnitudes elegidas para que la respuesta de fase del circuito se adapte a la medida de una aplicación de circuito particular.

5. Se pueden utilizar circuitos combinadores de señal activos en lugar de los resistores reguladores de carga combinadores de la señal 115, 116 y 215,216 descritos, y se pueden proporcionar salidas de amplificador de un solo frente. Además, los circuitos de control 140 y 240 pueden comprender etapas amplificadoras diferenciales acopladas por los emisores, y se pueden invertir los papeles de las etapas amplificadoras 110,130 y 210,230 y los circuitos de control correspondientes 140 y 240.

10. Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental.
- 15.

REIVINDICACIONES

- 1.- Perfeccionamientos en circuitos de defasaje controlable, del tipo de circuitos que comprende: una fuente de primeras señales alternas; una fuente de segunda señales alternas en una relación de fase predeterminada con las primeras señales; un primer dispositivo amplificador que tiene una entrada de señal acoplada a dicha fuente de primeras señales, y una entrada de control de ganancia; caracterizados porque se dota a cada circuito de un segundo dispositivo amplificador que tiene una entrada de señal y una entrada de control de ganancia; un segundo dispositivo de acoplamiento que conecta la entrada de señal del segundo dispositivo amplificador a la citada fuente de segundas señales, medios de circuito acoplados de la segunda fuente de señales hasta la entrada de señal del primer dispositivo amplificador, para desarrollar una tercera señal alterna en la entrada mencionada en último lugar, con una magnitud proporcional a la magnitud de la segunda señales alternas y una fase en relación predeterminada con dichas señales alternas; medios de control de ganancia acoplados a las entradas de control de ganancia del primer y el segundo dispositivo amplificadores para controlar de una forma diferencial sus ganancias; y medios combinadores para sumar las señales de salida del primer y el segundo dispositivos amplificadores y producir una señal de salida resultante con una fase dentro de una gama de fases entre la de las señales alternas alimentadas a la entrada de señal del primer dispositivo amplificador y la de las señales alternas alimentadas a la entrada de señal del segundo dispositivo amplificador, controlandose la fase de la señal de salida resultante en respuesta a los medios de control de ganancia.
- 5.
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.
- 2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, carac-

- terizados porque las magnitudes de la primera y la segunda señales alternas mantienen una relación proporcional predeterminada y la señal de salida resultante tiene una fase dentro de una gama de fases entre la fase de la segunda señal alterna y la fase de una suma de la primera y la tercera señales alternas.
5. 3.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 o 2, caracterizados porque las magnitudes de la primera y segundas señales alternas son prácticamente iguales.
10. 4.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 2 o 3, caracterizados porque la primera y la segunda señales mantienen una relación de fase en cuadratura.
15. 5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque la primera y segunda señales mantienen una relación en fase en cuadratura y son de magnitud prácticamente igual.
20. 6.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 2 ó 5, caracterizados porque la segunda señal mantiene una relación de fase de retardo con la primera señal; porque los medios de circuito se acoplan desde la fuente de segunda señales alternas hasta la entrada de señal del primer dispositivo amplificador, para desarrollar la tercera señal en relación en fase con la segunda señales y porque los medios combinadores suman señales de salida relativamente en antifase del primer y el segundo dispositivos amplificadores.
25. 7.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 5 o 6, caracterizados porque se acopla desde la fuente de primeras señales alternas hasta la entrada de señal del segundo dispositivo amplificador un dispositivo de circuito adicional, para desarrollar una cuarta señal alterna en la entrada mencionada en último lugar con una magnitud proporcional a las primeras señales alternas y una fase en relación en fase con la de dichas primeras señales alternas.
- 30.

5. 8.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 6 o 7, caracterizados porque la segunda señal mantiene una relación en fase de adelanto con la primera señal porque dicho dispositivo de circuito se acopla desde la fuente de segunda señales alternas hasta la entrada de señal del primer dispositivo amplificador, para desarrollar la tercera señal en relación de antifase con la segunda señal, y porque los medios combinadores suman salidas relativamente en fase del primer y el segundo dispositivos amplificadores.
10. 9.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 6, 7 u 8, caracterizados porque se acopla desde la primera fuente de señales alternas hasta la entrada de señal del segundo dispositivo amplificador un dispositivo de circuito adicional, para desarrollar una quinta señal alterna en la entrada mencionada en último lugar con una magnitud proporcional a las primeras señales alternas y una fase que mantiene una relación de antifase con dichas señales alternas.
15. 10.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 6 o 7, caracterizados porque los medios combinadores comprenden una red de impedancia de anchura de banda amplia.
20. 11.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 3 o 4, caracterizados porque dicha relación de fase predeterminada de las segundas señales alternas mantienen una relación de fase de retardo con las primeras señales; porque el primer dispositivo amplificador diferencial que incluye un primer y un segundo transistores acoplados por los emisores, que tienen cada uno una entrada de señal, una entrada de control de ganancia, y una salida de señal del colector, porque el segundo dispositivo amplificador comprende un segundo amplificador diferencial que incluye un tercer y un cuarto transistores acoplados por los emisores, cada uno de los cuales
25. 30.

- tienen una entrada de señal, una entrada de control de ganancia, y una salida de señal del colector, conectandose las salidas de señal del colector del tercer y cuarto transistores, respectivamente, a salidas de colector relativamente en antifase del segundo y el primer transistores; porque el segundo dispositivo de acoplamiento comprende una primera red de señal de entrada acoplada desde la fuente de segundas señales hasta una entrada de señal del segundo amplificador; porque el dispositivo de circuito comprende una segunda red de señal de entrada acoplada desde la fuente de segunda señales hasta una entrada de señal del primer amplificador, para desarrollar en el mismo una tercera señal alterna con una magnitud proporcional a la de dicha segunda señales y una fase que mantiene una relación en fase con la de dicha segunda señales, y se acopla desde la citada fuente de primeras señales hasta la entrada mencionada en último lugar; porque los medios de control de ganancia comprenden un tercer amplificador diferencial que comprende un quinto y un sexto transistores con salida de colector acoplados, respectivamente a las entradas de control de ganancia del primer y el segundo amplificadores, para controlar de una forma diferencial las ganancias de señal del primer y el segundo amplificadores, y porque los medios combinadores comprenden una red de impedancia de combinación de las señales acopladas por lo menos a un par de salidas de señal de colectores en antifase del primer y el segundo amplificadores, para sumar las señales de salida procedentes del primer y el segundo amplificadores y producir una señal de salida resultante con una fase dentro de una gama de fases comprendidas entre las fases de las señales alternas alimentadas, respectivamente, a las entradas de señal del primer y el segundo amplificadores, controlandose la fase de la señal de salida resultante en respuesta al tercer amplificador.

5. 12.- Perfeccionamientos según la reivindicación 11, caracterizados porque las salidas de los colectores del quinto y sexto transistores se acoplan, respectivamente a los emisores unidos del primer y el segundo transistores del primer amplificador y a los emisores unidos del tercer y cuarto transistores del segundo amplificador; y porque la primera y la segunda redes de señal de entrada se acoplan, respectivamente, a los electrodos de base de dichos transistores del segundo y primer amplificadores.

10. 13.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 11 o 12, caracterizados porque dicha red de impedancia comprende una primera resistencia acoplada a los colectores interconectados del primer y cuarto transistores, y una segunda resistencia acopladas a los colectores interconectados del segundo y tercer transistores.

15. 14.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 11, 12 y 13, caracterizados porque la primera red de entrada comprende: una tercera resistencia que acopla la segunda señales alternas a una base del cuarto transistor; una cuarta resistencia que acopla una base del tercer transistor a un potencial de polarización; y una quinta resistencia acoplada entre los electrodos de la base del tercer y cuarto transistores.

20. 15.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 11, 12 o 14, caracterizados porque la segunda red de entrada comprende: una sexta resistencia que acopla las primeras señales alternas a una base del segundo transistor; una séptima resistencia que acopla la segunda señales alternas a la base del segundo transistor; una octava resistencia que acopla una base del primer transistor a un potencial de polarización; y una novena resistencia acoplada entre dichos electrodos de base del primer y segundo transistores.

30. 16.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 11, 12 o 15, caracterizados porque en el circuito de control de fases el

quinto transistor del tercer amplificador diferencial tiene además un emisor acoplado a un potencial de referencia y una base acoplada a un punto de circuito; porque el sexto transistor tiene una base acoplada a un potencial de polarización y un emisor acoplado al potencial de referencia y a dicho punto del circuito; y una fuente de potencial de control acoplada al punto del circuito para variar de una forma diferencial la conducción del quinto y sexto transistores en respuesta a la magnitud del potencial de control.

- 17.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 3 o 4, caracterizados porque dicha relación de fase predeterminada de las segundas señales alternas es una relación de fase de adelanto con las primeras señales; porque el primer amplificador un primer amplificador diferencial que incluye un primer y un segundo transistores acoplados por los emisores, cada uno de los cuales tiene una entrada de señal, una entrada de control de ganancia, y una salida de señal del colector; porque el segundo dispositivo amplificador comprende un segundo amplificador diferencial que incluye un tercer y un cuarto transistores acoplados por los emisores, cada uno de los cuales tiene una entrada de señal, una entrada de control de ganancia, y una salida de señal del colector, conectándose respectivamente las salidas de señal del colector del tercer y cuarto transistores a las salidas de los colectores relativamente en fase del primer y el segundo transistores; porque el segundo dispositivo de acoplamiento comprende una primera red de señal de entrada acoplada desde dicha fuente de segunda señales hasta una entrada de señal del segundo amplificador; porque dicho dispositivo de circuito comprende una segunda red de señal de entrada acoplada desde dicha fuente de segunda señales hasta una entrada de señal del primer amplificador, para desarrollar en el mismo una tercera señal alterna con una magnitud proporcional a la de la segunda señales y una fase

5. en relación de antifase con la de dicha segundas señales, y acoplada desde dicha fuente de primera señales hasta la entrada mencionada en último lugar; porque el dispositivo de control de ganancia comprende un tercer amplificador diferencial que comprenden quinto y un sexto transistores con salidas de colector acopladas, respectivamente, a las entradas de control de ganancia del primer y segundo amplificadores, para controlar de una forma diferencial las ganancias de señal del primer y segundo amplificadores; y porque los medios combinadores comprenden una red de impedancia combinadora de señales acoplada por lo menos a un par de salidas de señal del colector relativamente en fase del primer y segundo amplificadores, para sumar señales de salida del primer y segundo amplificadores con el fin de producir una señal de salida resultante con una fase dentro de una gama de fases entre las fases de las

10. señales alternas, alimentadas, respectivamente, a las entradas de señal del primer y segundo amplificadores, controlandose la fase de dicha señal de salida resultante en respuesta al tercer amplificador.

15.

20. 18.- Perfeccionamientos según la reivindicación 17, caracterizados porque las salidas de los colectores del quinto y sexto transistores se acoplan, respectivamente a emisores unidos del primer y segundo transistores del segundo amplificador y a emisores unidos del tercer y cuarto transistores del primer amplificador; y porque las redes de la primera y la segunda señales de entrada se acoplan respectivamente a los electrodos de las bases de dichos transistores del segundo y primer amplificadores.

25.

30. 19.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 17 o 18, caracterizados porque la red de impedancia comprende una primera resistencia acoplada a los colectores interconectados del primer y tercer transistores, y una segunda resistencia acoplada a los

colectores interconectados del segundo y cuarto transistores.

5. 20.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 17, 18 o 19, caracterizados porque la primera red de entrada comprende: una tercera resistencia que acopla las segundas señales alternas a la base del cuarto transistor; una cuarta resistencia que acopla una base del tercer transistor a un potencial de polarización; y una quinta resistencia acoplada entre los electrodos de la base del tercer y cuarto transistores.

10. 21.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 17, 18 o 20, caracterizados porque la segunda red de entrada comprende: una sexta resistencia que acopla las primeras señales alternas a la base del segundo transistor; una séptima resistencia que acopla la segunda señales alternas a la base del primer transistor; una octava resistencia que acopla una base del primer transistor a un potencial de polarización; y una novena resistencia acoplada entre los electrodos de la base del primer y segundo transistores.

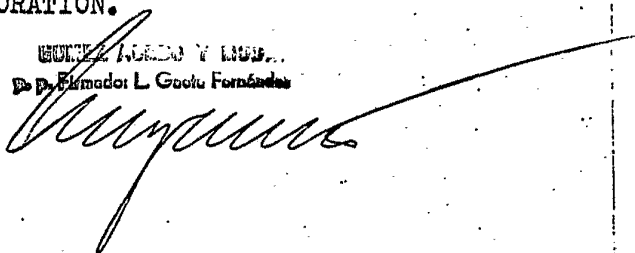
15. 22.- Perfeccionamientos en circuitos de defasaje controlable, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria y en los dibujos adjuntos.

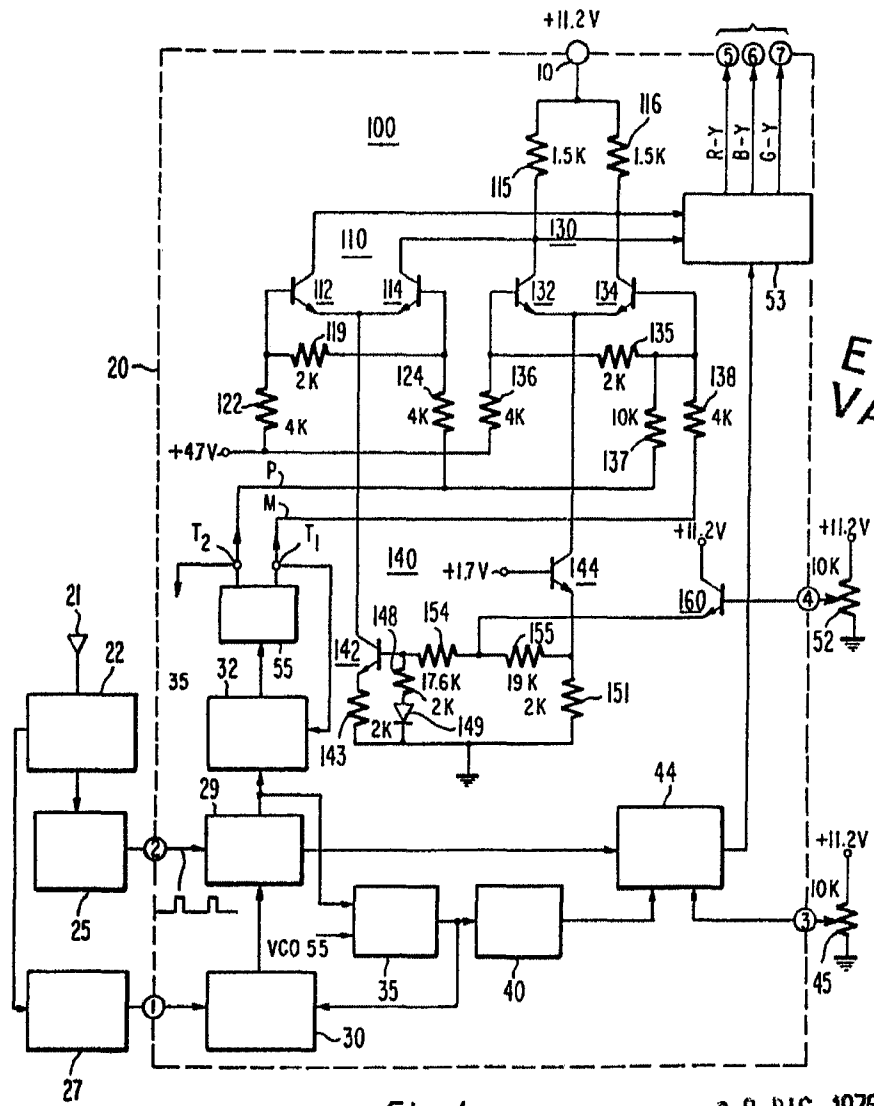
20. Esta Memoria consta de veintitres hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 29 DIC. 1976

RCA CORPORATION.

BOYLE, ALLEN Y LISS...
Por el Firmado: L. Gótz Fernández





ESCALA
VARIABLE

Fig. 1.

29 DIC. 1976

Madrid

GOMEZ ACEBO Y MODELA

Firmador: L. Gaeta Fernández

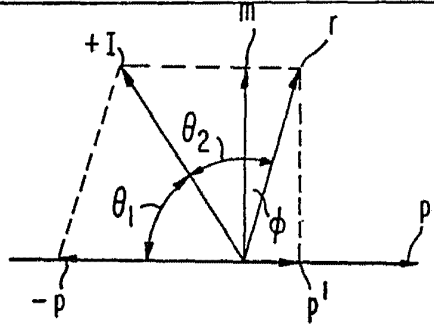


Fig. 2a.

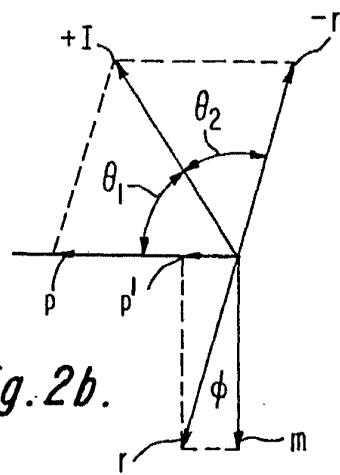
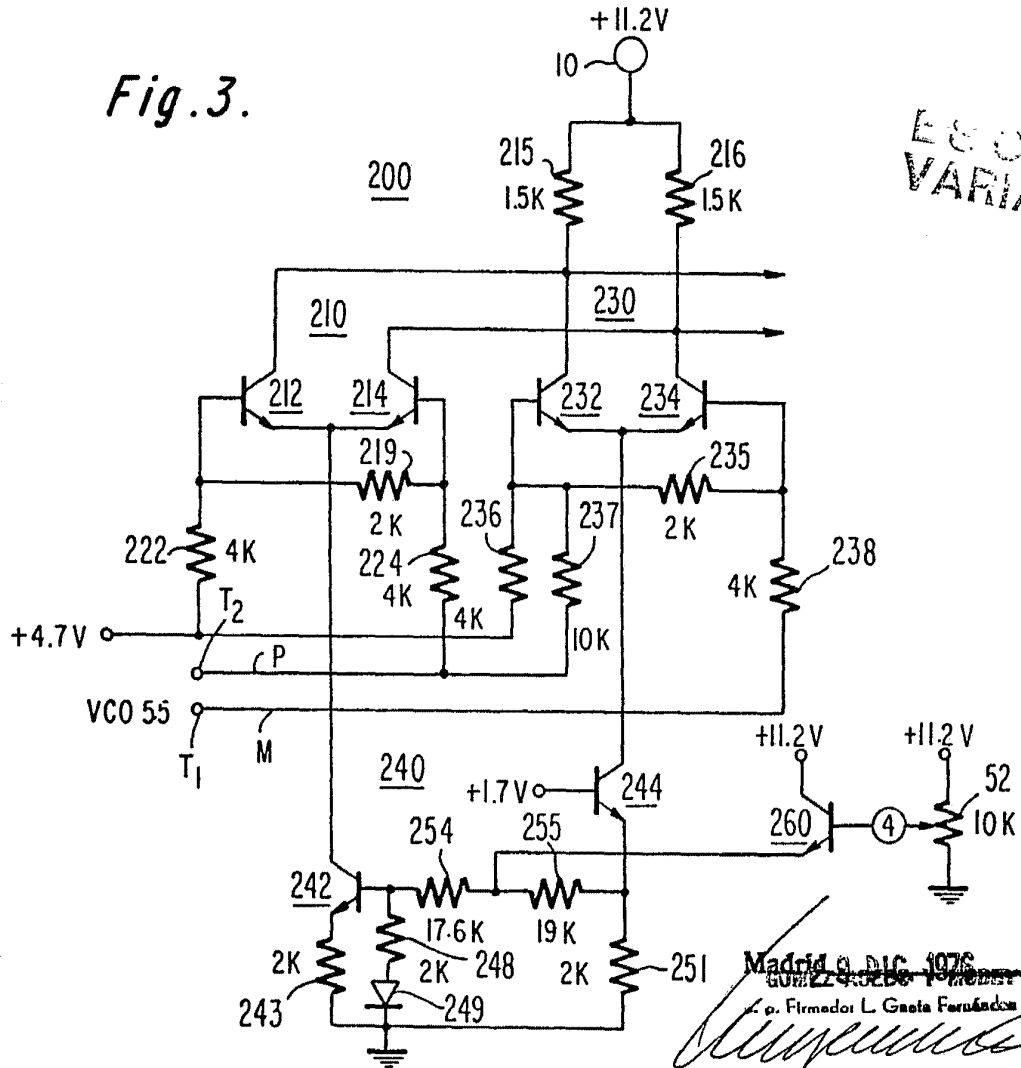


Fig. 2b.

Fig. 3.



ESCALA
VARIABLE

Madrid 9 DIC 1976

p. Firmador L. Gaeta Ferrández

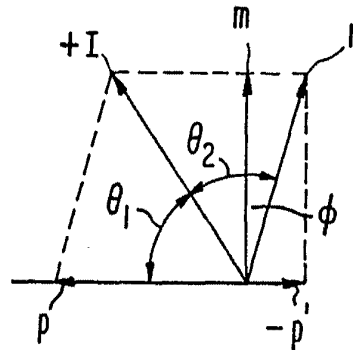


Fig. 4a.

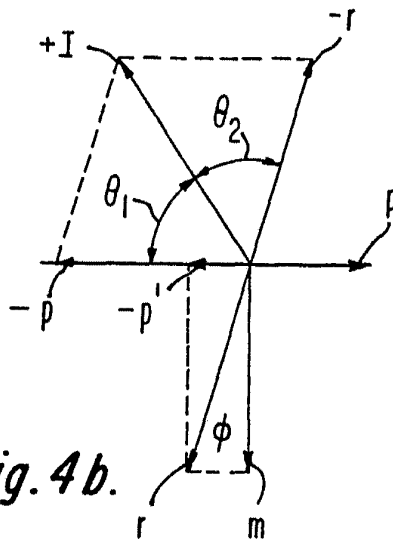


Fig. 4b.

ESCAL
VARIABLE

Madrid 29 DIC. 1976

GOMEZ ACEBO Y MODET
Firmador L. Gato Forcadell