



10	ES	11	NÚMERO	10	A1
		21			
		22	FECHA DE PRESENTACION		
			29 OCT. 1978		

PATENTE DE INVENCION

Concedido al Registro de acuerdo con los datos que figuran en la presente descripción y en el contenido de la memoria adjunta.

50	PRIORIDADES:	52	FECHA	53	PAIS
	21	NUMERO			
		955.516	30 de Octubre de 1.978		Norteamerica.

47	FECHA DE PUBLICIDAD	61	CLASIFICACION INTERNACIONAL	62	PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
----	---------------------	----	-----------------------------	----	-----------------------------------

54 TITULO DE LA INVENCION

Perfeccionamientos en aparatos de control automático de frecuencia.

H03 H 7/00

71 SOLICITANTE (S)

RCA CORPORATION.

DOMICILIO DEL SOLICITANTE

30 Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y.10020, EE.UU. de A.

72 INVENTOR (ES)

Walter Gold Gibson, Frank Vnih-Shing Liu.

73 TITULAR (ES)

74 REPRESENTANTE

D. Jose Miguel Gómez-Acebo y Pombo.

La presente invención se refiere a perfeccionamientos en aparatos de control automático de frecuencia en general y, en particular, a un aparato para derivar una señal de corrección de error que depende de la frecuencia para controlar la sintonización de un oscilador local en un receptor superheterodino.

5.

La función de un sintonizador de televisión es elegir una única gama o margen estrecho de frecuencias entre las muchas frecuencias de radiodifusión en la banda de radiofrecuencias. Un sintonizador de televisión tradicional realiza esta función mediante el empleo de un amplificador de radiofrecuencia, un mezclador y un oscilador heterodino local. La señal de salida del oscilador se compara o se bate con la señal de televisión de radiofrecuencia recibida de la antena de receptor por el mezclador. Esta acción de batimiento crea las frecuencias de suma y diferencia de la radiofrecuencia original y las frecuencias del oscilador local. Todas las frecuencias salvo las de diferencia, llamadas frecuencias intermedias (I.F.) se filtran. Estas señales de I.F. son amplificadas y detectadas por el receptor de televisión para volver a crear la información deseada de sonido e imagen.

10.

15.

20.

Con objeto de conseguir la imagen óptima en la pantalla de televisión, junto con una reproducción precisa del sonido, es necesario que el oscilador local del receptor se ajuste de modo que las corrientes portadoras de imagen y sonido se situen en los puntos correctos en la banda de paso de I.F. del receptor de televisión. Esto ocurre de un modo especial en la sintonización de receptores de televisión en color. No solamente se deben situar las corrientes portadoras de imagen y sonido en sus posiciones apropiadas en la banda de paso de I.F., sino que la subportadora de color se debe situar también apropiadamente con el fin de que el cinescopio reproduzca los colores con características apropiadas.

25.

30.

- das de tonalidad y saturación. Si el oscilador local no se ajusta por cualquier razón a la frecuencia apropiada, las frecuencias de la señal de I.F. serán incorrectas, y puede afectar perjudicialmente al sonido e imagen reproducidos. Esta falta de sintonización puede deberse a una sintonización fina impropia por parte del usuario del televisor, desplazamiento del oscilador local o reposicionalidad imprecisa de la acción de retención de un sintonizador mecánico. Con el fin de resolver estos problemas, los receptores tradicionales están provistos de medios para compensar las variaciones en las frecuencias intermedias. Esta compensación se realiza normalmente derivando un voltaje de sintonización automática fina (AFT) de la señal de salida de la etapa amplificadora de I.F. del receptor. El voltaje de AFT es representativo del sentido y grado de desviación de la señal de I.F. desde la señal de I.F. deseada. El voltaje de AFT. se alimenta a un dispositivo de reactancia sensible al voltaje en el oscilador local para corregir la falta de sintonización del oscilador y hacer óptima, por lo tanto, la reproducción de sonido e imagen. El voltaje de AFT se deriva de la señal de I.F. por una red discriminadora. El discriminador está compuesto por elementos reactivos y convierte los desplazamientos de la frecuencia de la señal de I.F. en variaciones de voltaje en una señal de salida. En general, la red discriminadora se sintoniza a la frecuencia de la corriente portadora de imagen de I.F. (45,75 MHz en el sistema NTSC), que sitúa en la pendiente residual superior de la banda de paso de I. F. El cambio en el nivel de voltaje de la señal de salida del discriminador para un desplazamiento dado en la frecuencia de la portadora de imagen de I.F. define la respuesta característica de la red discriminadora. Es conveniente que esta característica de respuesta sea simétrica; o sea, que la señal de salida presen
- 5.
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

- te cambios iguales de magnitud de voltaje para desplazamientos idénticos de la frecuencia de la portadora de imagen de I.F. por encima y por debajo de su frecuencia central nominal. Además, es conveniente que la señal de salida del discriminador responda a
5. pequeños desplazamientos en la frecuencia de la portadora de imagen de I.F. produciendo grandes cambios en el nivel de voltaje de la señal de salida del discriminador. Esta respuesta determina la velocidad con la cual el receptor de televisión ajusta la frecuencia del oscilador local en caso de desplazamiento de las
10. frecuencias de la señal de I.F. y la precisión con la que la portadora de imagen de I.F. se mantiene a su frecuencia deseada y se mide por la pendiente de la curva característica del discriminador; cuando más pronunciada sea la pendiente, tanto más rápida será la respuesta y mejor la precisión del sistema de AFT.
15. Existe actualmente dos tipos de circuitos de AFT en uso general: el tipo detector de cuadratura y el tipo detector de envolvente diferencial. El circuito de AFT de tipo detector de cuadratura convierte los desplazamientos de la frecuencia de una
20. señal modulada en frecuencia en señales defasadas diferencialmente alimentando la señal modulada en frecuencia a una red de filtro, que desarrolla dos señales defasadas diferencialmente, o retardadas, en sus terminales de salida. Las señales defasadas diferencialmente se acoplan a un detector de cuadratura o detector de fase, que convierte la diferencia de fase relativa entre las
25. señales en los terminales de salida del filtro en una señal de control de AFT que varía en amplitud. El circuito de AFT del tipo detector de envolvente diferencial, como el que se describe en la presente solicitud, utiliza una red de filtro lineal para convertir los desplazamientos de la frecuencia de una señal modulada en frecuencia en señales que varían en amplitud y se rela-
- 30.

cionan de un modo diferencial. Estas señales se acoplan a detectores de envolvente, que convierten las señales variables en amplitud en una señal de control de AFT. El circuito de AFT detector de envolvente diferencial exige en general unos componentes que el tipo detector de cuadratura y es preferible en muchas aplicaciones debido a su disponibilidad para producir una anchura de banda de AFT mas estrecha y controlada con mayor precisión. La anchura de banda más estrecha reduce el efecto de ruido de I.F. en el sistema de control de AFT y produce una respuesta de AFT más definida en las proximidades de la corriente portadora de imagen de I.F. controladas por el sistema.

Para reducir al mínimo el tamaño y número de los componentes exigidos para construir un circuito de AFT, es conveniente fabricar el circuito en una forma de circuito integrado en una sola pastilla de circuito integrado monolítico. No obstante, ciertos elementos de circuito de AFT, especialmente los componentes reactivos empleados para construir la red discriminadora, no se prestan en sí a la fabricación en circuito integrado y se deben situar fuera de la pastilla de I.F. La pastilla de I.F. tiene solamente un número limitado de puntos de conexiones externos, o terminales, para conexión a componentes externos. Por lo tanto, es conveniente construir el circuito de AFT de manera que reduzca el número de conexiones exigidas a componentes externos.

El circuito de AFT descrito en la solicitud de patente EE.UU pendiente número de serie 955.515 presentada el 30 de Octubre de 1978, titulada "Circuito de AFT", de Jack Craft ilustra un nuevo circuito de AFT que exige solamente dos conexiones de circuito integrado a una red discriminadora externa. La red discriminadora ilustrada en la solicitud de Craft utiliza dos cir-

cuitos sintonizados, uno de los cuales exige una bobina inductora con tomas. Esta solicitud recurre a las técnicas de la solicitud de Craft para producir un circuito de AFT más sencillo con dos conexiones de circuito integrado a una red discriminadora externa que no utiliza una bobina inductora con tomas.

5.

Según los principios de la presente invención, un circuito de AFT genera señales de control de AFT en respuesta a una señal de I.F. de video. La señal de I.F. se alimenta a la entrada de un amplificador manantial de corriente, que proporciona señales de corriente de fase igual a una red discriminadora. El discriminador está compuesto por dos circuitos sintonizados. Uno de los circuitos sintonizados es resonante a una frecuencia por debajo de la frecuencia deseada de la corriente portadora de imagen de I.F. y el otro es resonante a una frecuencia por encima

10.

de la frecuencia deseada. Los circuitos sintonizados desarrollan señales de salida en respuesta a las señales de corriente de entrada que varían de un modo diferencial en sentido y grado con la desviación de frecuencia de la portadora de imagen de I.F. a partir de su frecuencia deseada. Estas señales relacionadas de

15.

un modo diferencial son detectadas por dos redes detectoras de cresta para utilizarlas como señales de control de AFT. El amplificador manantial de corriente y la red detectora de crestas se pueden fabricar de un modo conveniente en una sola pastilla de I.C. la red discriminadora se acopla al amplificador de manantial de corriente y los detectores de cresta a través de dos terminales de I.C. externos.

20.

25.

Según otro aspecto de la presente invención, la red discriminadora se puede construir para que compense los efectos de cambios en la amplitud de la portadora de imagen de I.F. resultantes de la desviación de frecuencia de la portadora a lo largo

30.

- de la pendiente residual de la banda de paso de I.F. La portadora de imagen aumentará en amplitud según se desvía en frecuencia de su lugar normal en el punto medio de la pendiente residual de la banda de paso de I.F. hacia la frecuencia central de la banda de paso, y se reducirá en amplitud según se desvía de la frecuencia central, creando por lo tanto una gama de arrastre de AFT en las desviaciones menor en la última dirección que en la primera. Así, las contribuciones de ruido al sistema de AFT se ponderarán en favor de componentes de ruido que tengan frecuencias en las proximidades de la frecuencia central de la banda de paso. El discriminador se puede compensar para que resuelva la falta de simetría de la gama de arrastre de AFT alrededor del lugar normal de la portadora de imagen de I.F. aumentando la impedancia del circuito sintonizado que es resonante a una frecuencia distante de la frecuencia central de la banda de paso y la frecuencia deseada de la portadora de imagen; creando por lo tanto una respuesta discriminadora simétrica en los desplazamientos de la frecuencia en las proximidades de la frecuencia deseada de la portadora de imagen.
- Las señales de cresta detectadas se pueden combinar por un amplificador diferencial para producir una señal de AFT para alimentación al oscilador local. Según otro aspecto de la presente invención, la impedancia del circuito sintonizado que es resonante a una frecuencia distante de la frecuencia central de la banda de paso de I.F. y la frecuencia deseada de la portadora de imagen puede aumentar aun más, lo cual hace que la característica de la respuesta del circuito de AFT presente un cruce del eje X en un punto intermedio a los lugares deseado de las portadora de sonido e imagen. La característica de respuesta del circuito de AFT es, por lo tanto, de una polaridad para una primera gama de frecuencias adyacente a la frecuencia deseada de la portadora de
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.

imàgen y distante de la frecuencia central de la banda de paso de I.F. La característica de respuesta tiene una polaridad opuesta en una segunda gama de frecuencias que se extienden desde la frecuencia deseada de la portadora de imàgen el punto de cruce y es de la primera polaridad para una tercera gama de frecuencias que se extiende desde el punto de cruce hacia el lugar deseado de la portadora de sonido. La característica resultante, contiene energìa virtualmente igual de ambas polaridades, que hace que se cancelen los efectos del ruido que pasa por el amplificador de I.F. Esta cancelaci3n de los efectos de ruido evita el desplazamiento inducido por el ruido del lugar deseado de la portadora de imàgen al que el circuito de AFT vuelve a sintonizar el oscilador local.

15. Cuando la seàal de I.F. experimenta ligeros desplazamientos de frecuencia, por lo que la portadora de imàgen se mueve a la primera o a la segunda gama de frecuencias en uno u otro lado de su lugar deseado, el circuito de AFT responde volviendo a sintonizar el oscilador local, que lleva a la seàal de I.F. de nuevo al lugar deseado en la banda de paso de I.F.

20. No obstante, si la seàal de I.F. experimenta un desplazamiento de frecuencia de magnitud tan grande que la portadora de imàgen queda mäs allà de la primera gama de frecuencia de la característica de respuesta y, por lo tanto, fuera de la gama normal de control de AFT, la portadora de sonido, que se separa de la portadora de imàgen por un desplazamiento constante de frecuencia, se situarà en la tercera gama de frecuencias en la cuàl la característica de respuesta es de la misma polaridad que la primera gama. En estas condiciones, el circuito de AFT volverà a sintonizar el oscilador local para llevar la portadora de sonido hacia el lugar deseado y seguirà la porta-

25.

30.

dora de imagen desplazada, hasta que la portadora de imagen se encuentren de nuevo en la primera gama de frecuencia y se resnude el control normal de AFT.

En los dibujos:

5. La figura 1 ilustra, parcialmente en diagrama de conjuntos y parcialmente en forma de diagrama esquemático, un circuito de AFT construido según los principios de la presente invención.

10. La figura 2 ilustra características de respuesta del circuito de AFT de la figura 1.

Las figuras 3a-3e ilustran ondas que representan otras características de funcionamiento del circuito de AFT de la figura 1.

15. Las figuras 4a-4d ilustran ondas que representan características adicionales de funcionamiento del circuito de AFT de la figura 1.

La figura 5 y 6 ilustran, parcialmente en forma de diagrama esquemático, una segunda modalidad de un circuito de AFT construidos según los principios de la presente invención.

20. La figura 7 ilustra, parcialmente en forma de diagrama esquemático y parcialmente en forma de diagrama de conjuntos, un dispositivo de circuito para alimentar una señal de AFT continuamente variable de un elemento reactivo en un oscilador local; y

25. La figura 8 ilustra gráficamente el efecto de control de AFT en el elemento reactivo de la figura 7.

Refiriéndonos a la figura 1, un circuito de AFT construido según los principios de la presente invención se ilustra en forma de diagrama de conjuntos y en forma de diagrama esquemático. Una señal de I.F., que incluye una portadora

30.

de imagen de 45,75 MHz nominal, se acopla desde un amplificador de I.F. 10 a los electrodos base de dos transistores manantiales de corriente 12 y 14, que se pueden situar en una pastilla de circuito integrado. Los electrodos emisores de los transistores manantiales de corriente 12 y 14 se acoplan a tierra y sus electrodos colectores se acoplan a terminales de I.C. externos 1 y 2, respectivamente. Una red discriminadora 20, que está compuesta por dos circuitos sintonizados 22 y 26, se acopla exteriormente a los terminales de I.C. 1 y 2. El circuito sintonizado 22 está compuesto por la combinación en paralelo de un inductor 21 y un capacitor 23 y se sintoniza a una frecuencia resonante ligeramente por debajo de la frecuencia portadora de imagen de 45,75 MHz. El circuito sintonizado 22 se acopla entre el terminal de I.C. 1 y una fuente de voltaje de alimentación V_{CC} . El circuito sintonizado 26 está compuesto, de un modo similar, por la combinación en paralelo de un inductor 25 y un capacitor 27 y se sintoniza a una frecuencia resonante ligeramente por encima de la frecuencia portadora de imagen de 45,75. El circuito sintonizado 26 se acopla entre el terminal de I.C. 2 y la alimentación de V_{CC} .

Los terminales de I.C. externos 1 y 2 se acoplan interiormente a dos detectores de crestas 40 y 30, respectivamente, que se pueden situar en la misma pastilla de I.C. que los transistores manantiales de corriente 12 y 14. El detector de cresta 40 está compuesto por un diodo 42 que tiene un electrodo anódico acoplado al terminal 1 y un electrodo catódico acoplado a tierra por un capacitor de detección de crestas 44. El detector de crestas 30 está compuesto, de un modo similar, por un diodo 32 que tiene un electrodo anódico acoplado al terminal 2 y un electrodo catódico acoplado a tierra

por un capacitor detector de cresta 34. Los detectores de cresta 30 y 40 se acoplan a dos entradas de un amplificador diferencial 50 que está compuesto por dos transistores 52 y 54. El electrodo catódico del diodo 32 se acopla al electrodo base del transistores 52 y el electrodo catódico del diodo 42 se acopla al electrodo base del transistor 54. Los electrodos emisores de los transistores 52 y 54 se acoplan entre sí y a tierra por un resistor 48. Se desarrollan voltajes de control de AFT recíprocamente variables en los colectores de los transistores 52 y 54, que se acoplan a la fuente de alimentación de VCC por resistores reguladores de carga 56 y 58, respectivamente.

Cuando la señal de entrada de I.F se alimenta a las bases de los transistores manantiales de corriente 12 y 14, se desarrollan corrientes de señal de igual fase en los electrodos colectores de éstos transistores y se acoplan a la discriminadora 20 por los terminales de I.C 1 y 2. Estas corrientes fluyen en los circuitos sintonizados respectivos 22 y 26. Un trayecto de corriente continua para estas corrientes se establece por los inductores 21 y 25, respectivamente, que se acoplan a la fuente de alimentación V_{CC} .

Los circuitos sintonizados 22 y 26 responden el flujo de corriente de señal acoplando señales de nuevo a los terminales 1 y 2 que varían con la frecuencia. de la portadora imagen de I.F. Cuando la portadora de imagen de I.F. se encuentra a la frecuencia deseada de 45,75 MHz, la magnitud de la señal desarrollada en el terminal 1 por el circuito sintonizado 22 es igual a la magnitud de la señal desarrollada en el terminal 2 por el circuito sintonizado 26. A medida que la portadora de imagen de I.F. se desvía en frecuencia de su lugar

- deseado en la banda de paso de I.F., las señales en los terminales 1 y 2 varían de un modo inverso, aumentando una mientras se reduce la otra. Para las desviaciones de frecuencia inferiores a 45,75 MHz, la magnitud de la señal en el terminal 1 aumenta según se reduce la magnitud de la señal en el terminal 2, para una desviación en frecuencia por encima de 45,75 MHz, la señal en el terminal 1 se reduce a medida que aumenta la señal en el terminal 2. La red discriminadora 20 convierte, por lo tanto, las desviaciones de frecuencia de la portadora de imagen de I.F. en señales que varían en amplitud en los terminales 1 y 2.
- 5.
- 10.

- Los voltajes relacionados diferencialmente que se desarrollan en los terminales 1 y 2, se acoplan a detectores de crestas 40 y 30, respectivamente, donde se detectan sus crestas a través de los capacitores 44 y 34. Los voltajes de crestas detectadas se alimentan a las dos entradas del amplificador diferencial 50, donde se combinan y amplifican para producir voltajes de control de AFT de variación diferencial en los colectores de los transistores 52 y 54.
- 15.

- La característica de respuesta del circuito de AFT de la figura 1 se ilustra en la figura 2. En éste ejemplo, supondremos que la señal acoplada a los transistores manantiales de corriente 12 y 14 por el amplificador de I.F. 10 se limita en amplitud para eliminar los efectos de los cambios de amplitud para eliminar los efectos de los cambios de amplitud de la portadora de imagen de I.F. en la señal de salida de AFT,
- 20.
- 25.

- Refiriéndonos a la figura 2, se ilustra una característica de respuesta 200, que tiene un cruce en el eje X (+ 6 voltios) a la frecuencia de la portadora de imagen deseada de 45,75 MHz. Los circuitos sintonizados 22 y 26 tienen
- 30.

- puntos resonantes que producen crestas en la característica de respuesta 200 a 45,5 MHz y 46.0 MHz, respectivamente. La característica de respuesta 200 se recorta alrededor de éstos puntos resonantes debido a la conmutación del amplificador
5. diferencial 50, que tiene excursiones máximas positiva y negativa de más 12 voltios y 0 voltios, respectivamente. El circuito de AFT presenta el régimen de respuesta mayor a la variación en la frecuencia portadora de imagen en las proximidades de 45,75 MHz, entre 45,7 MHz y 45,8 MHz. Dentro de ésta
10. gama de frecuencia, el circuito de AFT producirá un cambio de señal de un voltio cada 8333 Hz de cambio en la frecuencia de la portadora de imagen de I.F. La característica de respuesta 200 se presenta también simétrica dentro de ésta gama de frecuencias.
15. Refiriéndonos ahora a la figura 3a, la línea característica 400 representa la parte superior de la característica de respuesta de la banda de paso de I.F. La portadora de imagen de I.F. se sitúa normalmente en el punto medio de la pendiente residual superior de la banda de paso de I.F. a 45,75
20. MHz. La figura 3b ilustra las impedancias 402 y 404 de los circuitos sintonizados 22 y 26, respectivamente. En éste ejemplo, las impedancias de los valores Q de los dos circuitos sintonizados son idénticos y los circuitos presentan anchuras de bandas idénticos alrededor de sus frecuencias centrales f_L
25. y f_H . Las ondas 402 y 404 tienen un punto de cruce a 45,75 MHz, que es la frecuencia central deseada de la portadora de imagen de I.F.
30. Cuando la portadora de imagen de I.F., que se sitúa en el punto medio de la pendiente residual superior de la banda de paso de I.F. 400, se alimenta al circuito de AFT que

5. presenta la característica de impedancia ilustrada en la figura 3b se produce la característica de respuesta de AFT 406 de la figura 3c. Se verá que la característica de respuesta 406 se desequilibra debido a la ubicación de la portadora de imagen de I.F. sobre la pendiente residual superior en la banda de paso de I.F. cuando el circuito de AFT no está precedido por un limitador, que es un dispositivo típico. Sin un limitador, la preparadora de imagen de I.F. variará en amplitud según se desvía de su frecuencia nominal de 45,75 MHz, y tendrá
10. una amplitud mayor a menores frecuencias que a frecuencias más elevadas debido a la pendiente de la banda de paso de I.F. La gama de arrastre de AFT resultante por encima de 45,55 MHz será menor que la gama de arrastre por debajo de ésta frecuencia central, y la señal de salida se recortará en las excursiones máximas negativas, pero no en las positivas.
- 15.

20. La característica de respuesta no simétrica 406 de la figura 3f se puede mejorar cambiando la impedancia del circuito sintonizado 16 según se ilustra en las figuras 3d y 3e. En la figura 3d, las ondas 410 y 412 representan las impedancias de los circuitos sintonizados 22 y 26 como en la figura 3b, excepto que ha aumentado la impedancia del circuito sintonizado 26. Esto se puede realizar montando la relación L-C del inductor 25 y el capacitor 27 (L superior, C inferior) o aumentando el factor de calidad (Q) del circuito. No obstante,
25. como los circuitos sintonizados 22 y 26 tienen normalmente valores Q elevados (v.g., por encima de 100), es difícil mantener una relación Q apropiada entre circuitos sintonizados 22 y 26 a valores Q elevados, y un inductor 25 con un valor Q elevado es costoso; por lo tanto, suele ser conveniente
30. aumentar la relación L-C del circuito sintonizador 26, pero

manteniendo su valor Q. De éste modo, se conservan las anchuras de banda iguales en los puntos de 2 db de los circuitos sintonizados 22 y 26, y se pueden mantener el cruce de las ondas 410 y 412 a 45,75 MHz.

5. Cuando la portadora de imagen de I.F. en la pendiente residual superior de la banda de paso de I.F. 40q se alimenta al circuito de AFT que tiene la característica discriminadora ilustrada en la figura 3d, se produce la característica de respuesta de AFT 414 de la figura 3e. Se verá que la onda 414 es simétrica en sus excursiones de amplitud máxima por encima y por debajo del eje X debido a la mayor impedancia de la onda 412 a frecuencias de la portadora de imagen de I.F. por encima de 45,75 MHz. A estas frecuencias superiores, la amplitud reducida de la portadora de imagen de I.F. debido a la característica de paso de banda de I.F. se compensa por la impedancia más elevada del discriminador 20, dando por resultado la producción de la característica de respuesta 414 que, según se verá, se recorta por igual en ambas excursiones máximas y negativa. La característica de respuesta 414 ejercerá un control de AFT igual a las desviaciones de frecuencia de I.F. positiva y negativa de igual magnitud en las proximidades de las frecuencias deseadas de 45,75 MHz de la portadora de imagen de I.F.
- 10.
- 15.
- 20.

25. Cuando la impedancia del circuito sintonizado 26 aumenta aún más, se obtiene una característica adicional; cuando la característica de la señal de salida de AFT se "invierte" y vuelve a cruzar el eje X en un punto intermedio a los lugares de la portadora de sonido e imagen en la banda de paso de I.F. Refiriéndonos a la figura 4a, la onda 420 representa la característica de respuesta de la banda de paso de I.F., con la por-
- 30.

tadora de imagen situada a 45,75 MHz, que es el punto medio de la pendiente residual superior de la banda de paso, y la portadora de sonido situada a 41,25 MHz que es aproximadamente 20 db por debajo de la pendiente residual inferior de la banda de paso. La figura 4b, la hembra 422 representa la impedancia del circuito sintonizado 22 y la onda 424 representa la impedancia superior del circuito sintonizado 26. Se verá que las ondas 422 y 424 tienen un primer punto de cruce a 45,75 MHz, que es el lugar deseado de la portadora de imagen de I.F. y un segundo cruce en el punto 426, que se sitúa intermedio a los lugares deseados de las portadoras de sonido e imagen. En este ejemplo, las impedancias y los valores Q de los circuitos sintonizados 22 y 26 se han elegido de modo que el segundo cruce tenga lugar a 43,5 MHz, que se encuentra aproximadamente en el punto medio de la banda de paso de I.F. 420. Por debajo de 43,5 MHz la onda 424 predomina sobre la onda 422 para crear la característica de la curva invertida.

Cuando las señales de la banda de paso de I.F. 420 se alimentan a un circuito de AFT que tiene las características de impedancia de la figura 4b, el circuito de AFT presenta la característica de respuesta 430 ilustrado en la figura 4c. Por encima de la frecuencia de la portadora de imagen de 45,75 MHz, la onda 430 presenta una excursión positiva máxima alrededor de la frecuencia resonante del circuito sintonizado 26, que se reduce hacia el eje X en el límite superior de la banda de paso de I.F., aproximadamente 47,1 MHz. El número de referencia 432 indica el área bajo esta parte de la onda 430.

La onda 430 presenta una excursión negativa entre el punto de cruce 438 de 43,5 MHz, y la frecuencia de la portadora de 45,75 MHz. El número de referencia 434 indica el área

entre el eje X y ésta parte de la onda 430. Finalmente, la onda 430 presenta una excursión positiva ligera entre la frecuencia de la portadora de sonido deseada de 41,25 MHz y el punto de cruce 438, estando el área bajo esta parte de la onda 430 indicada por el número de referencia 436.

5.

Cuando el receptor de televisión recibe una señal débil, o una señal de ruido pura, los componentes de ruido en la banda de paso de I.F. se alimenta al circuito de AFT y pueden afectar a la señal de salida de AFT. Si la señal de salida de AFT no presenta un segundo cruce como se ilustra en la figura 4c, los componentes de ruido en el área 434 por debajo de 45,75 MHz proporcionarán una mayor contribución que los componentes de ruidos del área 432 en la pendiente residual superior en la banda de paso de I.F. El desequilibrio en la contribución de ruido tenderá a desplazar el primer punto de cruce a 45,75 MHz hasta una frecuencia inferior, produciendo una desintonización del oscilador local.

10.

15.

No obstante, cuando la onda 430 presenta la curva inversa como se ilustra en la figura 4c, las áreas 436 y 432 por encima del eje X serán aproximadamente iguales al área 434 por debajo del eje X. Esto dará por resultado el que los componentes negativos del ruido del área 434 iguales aproximadamente a los componentes de ruido positivos de las áreas 436 y 432 y una cancelación de efectos de ruido en la característica de respuesta de AFT. La onda 430 se puede construir con la onda 414 de la figura 3e, que no produce áreas iguales positiva y negativa entre la onda 414 y el eje X. El primer cruce de la onda 430 a 45,75 MHz permanecerá por lo tanto constante y no se verá afectado por los cambios en la relación de señal a ruido de la señal de I.F.

20.

30.

La onda 430 proporciona un beneficio adicional de una gama de control de AFT mayor. Si la portadora de imagen de I.F. 440 se desplaza a una frecuencia por encima de 47,1 MHz en este ejemplo, o se encuentra inicialmente situada a esta frecuencia, está fuera de la banda de paso de I.F. 420 de la figura 4d y, por lo tanto, virtualmente se atenúa. Está también más allá del área 432 de la figura 4c y, por lo tanto, fuera de la gama de control de AFT normal. No obstante, la portadora de sonido 442, que tiene una separación de frecuencia fija de la portadora de imagen (4,5 MHz en el sistema NTSC), está también virtualmente por encima de su lugar nominal de 41,25 en la banda de paso de I.F. A esta frecuencia mayor, la portadora de sonido coincide con la región de la curva inversa de la onda 430, donde la onda presenta una excursión positiva por encima del eje X. El circuito de AFT responderá al lugar de la portadora de sonido 442 en el área 436 de la excursión positiva volviendo a sintonizar el oscilador local, de modo que las señales de I.F. se reduzcan en frecuencia, y la portadora de sonido 442 comenzará a moverse hacia su lugar normal de 41,25 MHz en la banda de paso de I.F. Como lo hace de este modo, seguirá la portadora de imagen hasta que finalmente vuelve al área 432 de la figura 4c y se reanuda el control normal de AFT de la portadora de imagen. Por lo tanto, se verá que la curva inversa de la figura 4c puede extender el alcance del control del AFT efectivo.

Otra modalidad de los conceptos de la presente invención se ilustran en las figuras 5 y 6. Refiriéndonos en primer lugar a la figura 5, se ilustra un circuito de AFT idóneo para la fabricación virtualmente en forma de circuito integrado monolítico, incluyendo una red discriminadora situada exteriormente

20. El circuito de AFT recibe señales de entrada de I.F. de un amplificador de I.F. 130, que se puede situar en la misma pastilla de I.F. 100 que el circuito de AFT, o se puede situar exteriormente. Las señales de entrada de I.F. se alimentan al electrodo base de un transistor 102, que tiene un electrodo colector acoplado a una fuente de voltaje de alimentación V_{CC} y un electrodo emisor acoplado al electrodo base de un transistor 104. El transistor 104 tiene un electrodo emisor acoplado a una fuente de potencial de referencia (tierra) y alimenta señales de corriente de I.F. desde su electrodo colector a los electrodos emisores de los transistores 152 y 154 a través de resistores 106 y 108, respectivamente. Los transistores 152 y 154 se disponen en configuraciones de base común similar y se polarizan por los acoplamientos de sus electrodos base a la unión de un resistor 120 y un diodo 114. El resistor 120 proporciona corriente de polarización desde la fuente de voltaje de alimentación V_{CC} , y el diodo 114, junto con diodos 116 y 118 mantiene el voltaje en las bases de los transistores 152 y 154 a tres caídas de tensión base a emisor ($3V_{be}$'s) por encima de tierra por su acoplamiento en serie polarizado en directo desde el resistor 120 a tierra.

La señal de corriente de I.F. de igual fase se acoplan a terminal de I.C. externos 110 y 112 desde los electrodos colectores de los transistores 152 y 154, respectivamente. Una red discriminadora 20 idéntica a la ilustrada en la figura 1, se acopla a través de los terminales externos de I.C 110 y 112. Para facilitar la descripción, la red discriminadora 20 de la figura 5, lleva los mismos números de referencia que la red discriminadora 20 de la figura 1, y no se expondrá con más detalle.

El voltaje desarrollado en el terminal 110 por el circuito 22 se acopla al electrodo base de un transistor seguidor de transistor 122, que tiene un electrodo colector acoplado a la alimentación de V_{CC} y un electrodo emisor del transistor 122, un electrodo colector acoplado al suministro de V_{CC} y un capacitor 184 acoplado desde su electrodo emisor hasta su electrodo colector. El transistor 182 y el capacitor 184 comprenden un circuito detector de crestas 180, que detecta las crestas del voltaje desarrollado en el terminal 110 por el circuito sintonizado 22. El capacitor detector de cresta 184 se referencia a la alimentación de V_{CC} en lugar de hacerlo a tierra para confinar la corriente de carga del capacitor detector de crestas al pequeño bucle que contiene el transistor 182 y el capacitor 184. Cuando el capacitor detector de crestas se referencia a tierra, el bucle de corriente de carga incluye todo el trayecto de alimentación de energía de tierra de nuevo a la fuente de alimentación de V_{CC} que puede introducir problemas de ruido en el circuito. El circuito detector de crestas presente 180 evita estos problemas cargando el capacitor detector de crestas 184 desde la fuente de alimentación de V_{CC} hasta el nivel del voltaje de crestas detectadas en el electrodo emisor del transistor 182.

Un transistor seguidor de emisor similar 126 y un circuito detector de crestas 170 se acoplan al terminal de I.C. externo 112 para detectar las crestas del voltaje desarrollado en dicho punto por el circuito sintonizado 26. Como estos elementos de circuito funcionan de una forma idéntica al transistor 122 y el circuito detector de crestas 180, se omitirá la explicación adicional innecesaria en estos componentes.

- Refiriéndonos a la figura 6, las señales detectadas en crestas se acoplan a las entradas de un amplificador diferencial 190. El nivel de cresta detectada acumulado por el capacitor 174 se acopla a la base de un transistor 192 y el nivel acumulado por el capacitor 184 se acopla a la base de un transistor 194. Los electrodos emisores de los transistores 192 y 194 se acoplan entre sí y al colector de un transistor manantial de corriente 250. El electrodo emisor del transistor 250 se acopla a tierra por un resistor 256. El electrodo base del transistor 250 se acopla al electrodo anódico de un diodo 252 y a un terminal de I.C. externo 260. El electrodo catódico del diodo 252 se acopla a tierra por un resistor 254. Mediante una elección apropiada de los valores de los resistores 254 y 256, la corriente alimentada al terminal 260 fluirá a través del diodo 252 y el resistor 254 y se acoplará a través del trayecto colector a emisor del transistor 250.

- Las señales relacionadas diferencialmente, desarrolladas en los colectores de los transistores 192 y 194, aumentan gradualmente de voltaje por los transistores 196 y 198. El electrodo emisor del transistor 196 se acopla al electrodo colector del transistor 192, y el electrodo emisor del transistor 198 se acopla al electrodo colector del transistor 194. Los electrodos base de los transistores 196 y 198 se acoplan a la fuente de alimentación de V_{CC} . Las señales amplificadas, relacionadas diferencialmente, en los colectores de los transistores 196 y 198 se acoplan a dos entradas de un circuito de salida espejo de corriente 300.

- El espejo de corriente 300 está compuesto por mitades de circuitos idénticos que proporcionan corriente de salida diferencialmente variables en los terminales de I.C. externos

5. 330 y 380. Los elementos de circuito 302-304 en el lado izquierdo de la figura 6 responden directamente a los elementos de circuito 352-374 en el lado derecho de la figura. Para simplificar la explicación del espejo de corriente 300, solamente se describirán con detalle los elementos de circuito 302-324 del lado izquierdo de la figura 6, pero se comprenderá que esta descripción tiene igual aplicación a los elementos de circuito correspondiente 352-374.

10. El electrodo colector del transistor 198 se acopla a la unión de un capacitor 308, al electrodo colector de un transistor 302 y al electrodo base de un transistor 306. El electrodo emisor del transistor 302 se acopla por un resistor 304 a una fuente de voltaje de alimentación V_{DD} , como la segunda placa del capacitor 308. El voltaje de alimentación V_{DD} se elige normalmente compatible con la alimentación de voltaje en el oscilador local al que se alimentan las corrientes de AFT en los terminales 330 y 380. El electrodo emisor del transistor 306 se acopla a los electrodos base de los transistores 302, 310 y 322. El electrodo colector del transistor 306 se acopla a tierra.

15. El transistor de salida 310 tiene un electrodo colector acoplado a un terminal de I.C. externo 330 y al electrodo colector de un transistor 364. El electrodo emisor del transistor 310 se acopla al voltaje de alimentación de V_{DD} por un resistor 312. El transistor 322 tiene un electrodo emisor acoplado al voltaje de alimentación de V_{DD} por un resistor 324 y un electrodo colector acoplado al electrodo anódico de un diodo 318 y al electrodo base de un transistor 314. El electrodo catódico del diodo 318 se acopla a tierra por un resistor 320, y el electrodo emisor del transistor 314 se acopla a

20.

25.

30.

tierra por un resistor 316. El electrodo colector del transistor 314 se acopla al terminal de I.C. externo 380 y al colector del transistor de salida 360.

5. Desde un punto de vista ideal, la corriente del colector del transistor 198 debiera copiarse en el espejo de corriente 300 y reproducirse en los colectores de los transistores 310 y 322. Un espejo de corriente simplificado que podría producir una copia de corriente casi idéntica, comprende los elementos de circuito mencionados, reemplazándose el transistor 10. 306 por una conexión directa desde la base hasta el colector del transistor 302. No obstante, dicha modalidad dará por resultado corriente del colector erróneas en los transistores 15. 310 y 322 cuando el espejo de corriente se construye con transistores PNP de valor β (ganancia) relativamente baja. Según ilustra la figura 6, el trayecto al electrodo emisor del transistor 306 debe conducir las corrientes de base de los transistores 302, 310 y 322 ($3I_B$). Cuando el transistor 306 se reemplaza por una conexión directa entre la base y el colector 20. del transistor 302, la corriente del colector del transistor 198 es la suma de la corriente del colector del transistor 302, I_C , más las tres corrientes de la base de los transistores 302, 310 y 322, que es $3I_B$. Cuando los transistores 302, 310, y 25. 322 son transistores de valor β bajo, las tres corrientes de las bases son importantes cuando se comparan con la corriente I_C , y las corrientes de colector respectivas I_C de los transistores 310 y 322 diferirán de la corriente de colector del transistor 198, que es $I_C + 3I_B$.

30. No obstante, cuando el espejo de corriente 300 se construye con el transistor 306 como la fuente de corriente de base para los transistores 302, 310 y 322, el error de

5. corriente $3I_B$ se reduce sustancialmente. Esto se debe a que las corrientes de base $3I_B$ se conducen por el trayecto emisor al colector del transistor 306, que exige una corriente de base de tan solo $3I_B/\beta$, donde β es la ganancia del transistor 306. Así, la diferencia $3I_B$ entre las corrientes de los colectores respectivos de los transistores 310 y 322, la corriente del colector del transistor 198 se reduce a una diferencia de $3I_B/\beta$. Cuando el valor β del transistor 306 es diez, por ejemplo, se observará que el error de corriente $3I_B$ se reduce en un orden de magnitud a $.3I_B$. Este circuito se conoce como "espejo de corriente β^4 " puesto que su precisión se puede adaptar o equiparar en un circuito que reemplace el transistor 306 por una conexión directa si las ganancias de los transistores 302, 310, y 322 son el cuadrado de los valores β en los transistores empleados en el circuito presente.
- 10.
- 15.

20. Las corrientes de AFT de salida desarrolladas en los terminales de I.C. externo 330 y 380 varían de un modo diferencial; la corriente de salida en el terminal de I.C. 330 es igual a la corriente del colector del transistor 198 menos la corriente del colector del transistor 196, y la corriente de salida en el terminal de I.C. 380 es igual a la corriente del colector del transistor 196 menos la corriente del colector del transistor 198. Se observará en la figura 6, que la corriente del colector del transistor 198. Se observará en la figura 6, que la corriente del colector del transistor 198 se copia en los transistores de espejo de corriente 302, 306 y 310 para producir una corriente de colector esencialmente idéntica en el transistor 310. La corriente del colector del transistor 196 se copia igualmente en los transistores 352, 356 y 372 para producir una corriente de colector virtualmente idéntica
- 25.
- 30.

- en el transistor 372. La corriente del colector del transistor 372 se conduce por el diodo 368, que se dispone en una configuración de espejo de corriente NFN de alta ganancia por el transistor 364, para producir una corriente de colector de adaptación en el transistor 364. Así, la corriente de AFT de salida proporcionada en el terminal de I.C. 330 es igual a la diferencia entre las corrientes de los colectores de los transistores 310 y 364, que es igual a la diferencia entre las corrientes de los colectores de los transistores 198 y 196. La corriente de AFT de salida proporcionada en el terminal de I.C. 380 es también igual a la diferencia entre las corrientes de los colectores de los transistores 360 y 314, que es igual a la diferencia entre las corrientes de los colectores de los transistores 196 y 198.
5. Cuando la frecuencia de la corriente portadora de imagen de I.F. proporcionada por el amplificador de I.F. 130 en la figura 5, es igual a la frecuencia de cruce de las características de respuesta de los circuitos sintonizados 22 y 26 se desarrollan voltajes iguales en la red discriminadora en los terminales externos de I.C. 110 y 112.
10. Estos voltajes son detectados por detectores de crestas 180 y 170 y alimentados a las entradas del amplificador diferencial 190. Esto da por resultado el flujo de corrientes de colector prácticamente idénticas en los transistores 196 y 198 y su diferencia no produce corriente de salida de AFT en los terminales de I.C. 330 y 380. No obstante, cuando la señal de I.F. de entrada se desplace de la frecuencia de cruce de los circuitos sintonizados 22 y 26, los voltajes diferencialmente variables que se desarrollan en los terminales de I.C. externos 110 y 112 y detectados por los detectores de crestas
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

- 180 y 170 dan por resultado la generación de corrientes de colector relacionada diferencialmente en los transistores 196 y 198. Estas corrientes de colector se combinan por el espejo de corriente 300, produciendo un flujo de corriente de una polaridad en uno de los terminales de I.C. 330 o 380, y un flujo de corriente igual de polaridad opuesta en el otro terminal de I.C. Estas corrientes de AFT se pueden utilizar para alterar la reactancia de un elemento de sintonización de reactancia variable en el oscilador local del sintonizador de televisión.
- 5.
10. Las magnitudes de las corrientes de salida de AFT correspondientes a diversos desplazamientos en la frecuencia de I.F. se controlan por el espejo de corriente que comprenden el diodo 252 y el transistor 250, que es la fuente de corriente de alimentación para el amplificador diferencial 190. Cuando se alimenta una corriente de entrada al terminal de O.C. externo 260, se conduce a tierra por el diodo 252 y se acopla en el colector del transistor 250. La corriente del colector del transistor 250 se divide por los transistores amplificadores diferenciales 192 y 194 y se acopla a los transistores 196 y 198, donde las corrientes divididas aparecen en los colectores de los transistores 196 y 198. Así, la corriente total alimentada al espejo de corriente 300 se controla por la corriente alimentada al terminal de I.C. 260 y las magnitudes de las corrientes de salida de AFT se controlan correspondientemente.
- 15.
- 20.
25. Se ha averiguado que, funcionando el espejo de corriente 300 en una amplia gama de salida de corriente, los dos bucles definidos por los transistores 302 y 306 y los transistores 352 y 356, tienen una tendencia a oscilar en ciertas condiciones de señal y carga. Para evitar estas oscilaciones indeseables, se añaden capacitores 308 y 358 a través de los tra-
- 30.

5. yectos emisor a colector de los transistores 302 y 352, respectivamente, Estos capacitores evitan oscilaciones en los bucles respectivos de transistores empleando un solo polo dominante en los trazados gráficos de raíz lugar de las funciones de transferencia de bucle, estabilizando por lo tanto el funcionamiento del espejo de corriente 300.

10. El circuito de AFT descrito con relación a las figuras 5 y 6, se puede utilizar para variar la diferencia de un diodo varactor de sintonización en un receptor de televisión según se ilustra en la figura 7. Refiriendonos a dicha figura, el circuito integrado 100 de las figuras 5 y 6 se ilustra parcialmente, solamente con los elementos de circuito internos conectados a los terminales de I.C. externos 330 y 260 representados en detalle esquemático. En esta modalidad de la presente invención, solamente se utiliza un terminal de salida de AFT (330). El otro terminal (380) permanece sin conectar.

15. Un voltaje de sintonización para un diodo varactor 510 está previsto por una fuente de voltaje de sintonización 502. El voltaje de sintonización varía de acuerdo con el canal elegido al que se sintoniza el receptor de televisión. El voltaje suministrado por la fuente de voltaje de sintonización 502, V_G , se acopla a través de una resistencia R_T y se alimenta al electrodo catódico del diodo varactor 510. El voltaje de sintonización se acopla también a un resistor 504 para producir una corriente i_2 , que se acopla al terminal de I.C. 260 del circuito integrado 100. La corriente i_2 se combina con una corriente constante i_1 que se acopla desde una fuente de voltaje V_S al terminal 260 por un resistor 506. Las sumas de las corrientes i_1 e i_2 se conducen a tierra por el diodo 252 y el resistor 254 para producir una corriente de colector en el transistor 250

20.

25.

30.

- que es igual a la suma de $i_1 + i_2$. La corriente de colector $i_1 + i_2$ del transistor 250 se divide por el amplificador diferencial 190, según se ha descrito anteriormente, para producir una corriente de AFT de salida de diferencial i_{AFT} en el terminal de I.C. externo 330. La corriente i_{AFT} de AFT se acopla a través de una resistencia R_{AFT} para desarrollar un componente de voltaje de control de AFT a través de R_{π} en el electrodo catódico del diodo varactor 510. El diodo varactor 510 presentará por lo tanto una capacitancia que está determinada por el voltaje neto resultante de la sintonización y los voltajes de AFT alimentados en su electrodo catódico con respecto a tierra. Esta capacitancia se acopla a un sintonizador 500 para sintonizar el oscilador local contenido en el mismo a la frecuencia correcta para la conversión de señal de R.F. a I.F.
5. La capacitancia del diodo varactor 510 no cambia de un modo lineal con el voltaje alimentado, sin que varíe de una forma no lineal, según indica la curva 600 en la figura 8. Según indica esta figura, en un canal inferior, se produce un pequeño cambio de voltaje ΔV_{AFT_L} por una pequeña oscilación en la corriente de AFT de salida Δi_{AFT_L} , creando un cambio en una gama ΔC en la capacitancia del diodo varactor. No obstante, para desarrollar la misma oscilación de capacitancia ΔC en canales superiores, la corriente de AFT de salida puede tener una oscilación mayor Δi_{AFT_H} , para crear una gran oscilación de voltaje de AFT ΔV_{AFT_H} . El dispositivo de circuito de la figura 7 tendrá esta característica, porque cuando el receptor de televisión se cambia a canales superiores, el voltaje de sintonización y la corriente i_2 proporcionada por la fuente de voltaje de sintonización 502 aumentan. La suma de las corrientes i_1 e i_2 aumentará alimentando, por lo tanto, más corriente al ter
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

minal de I.C. 260 y al espejo de corriente compuesto por el diodo 252 y el transistor 250. La corriente del colector alimentada por el transistor 250 al amplificador diferencial 190 aumentará por lo tanto, lo cual aumenta la magnitud de la corriente de AFT de salida i_{AFT} . La corriente de AFT mayor i_{AFT} producirá una oscilación de voltaje de AFT mayor en el electrodo catódico del diodo varactor 510 permitiendo que la capacitancia del diodo varactor varíe en una gama prácticamente constante de valores de capacitancia ΔC . Así, la capacitancia acoplada al sintonizador 500 puede variar por el circuito de AFT en una gama virtualmente constante de límites cambiantes según se sintoniza el receptor de televisión de un canal a otro canal.

A pesar de que el circuito de AFT de la presente invención se puede utilizar convenientemente en una modalidad como la ilustrada en la figura 7, en la cual la gama de magnitudes de la corriente de AFT de salida varía cambiando la corriente alimentada por el terminal de I.C. 260, el circuito se puede utilizar fácilmente en una aplicación que exija una gama de señal de AFT fija. Por ejemplo, se puede utilizar una modalidad del circuito de AFT de la presente invención para proporcionar la señal de AFT para el receptor de televisión descrito en la publicación RCA Service Data 1978 n^o C-2 para un receptor de tipo CTC-87, publicada por RCA Corporation, Indianapolis, Indiana, USA, que utiliza una gama de señal de AFT fija. El circuito de AFT de la figura 7, producirá una señal de AFT de salida con una gama predeterminada de magnitudes de corriente cuando una fuente de corriente fija se alimenta al terminal de I.C. externo 260. Esto se puede conseguir conectando un resistor externo 392 desde el terminal de alimentación de V_{DD} 390

5. al terminal 260. El resistor externo 392 conducirá una corriente constante al diodo 252 y al transistor 350 proporcionando por lo tanto una corriente constante de emisor para división por el amplificador diferencial 190. La gama de magnitudes de corriente está determinada por el valor elegido por el transistor externo 392, que permite que la señal de corriente de salida de AFT se adapte con precisión a las exigencias del sincronizador que se controla por la señal de AFT.

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.

REIVINDICACIONES

5. 1.- Perfeccionamientos en aparatos de control automático de frecuencia del tipo de aparatos de discriminación de frecuencia para detectar la desviación de frecuencia de una señal de entrada a partir de una frecuencia de referencia predeterminada, caracterizados porque comprenden un primer circuito sintonizado que tiene una frecuencia resonante que es menor que la frecuencia de referencia predeterminada; un segundo circuito sintonizado que tiene una frecuencia resonante que es mayor que la frecuencia de referencia predeterminada; un primer dispositivo de amplificación acoplado en serie con el primer circuito sintonizado a través de dos terminales de una fuente de alimentación y que responde a la señal de entrada para alimentar una primera corriente de señal al primer circuito sintonizado; un segundo dispositivo de amplificación acoplado en serie con el segundo circuito sintonizado a través de los dos terminales de una fuente de alimentación y que responde a la señal de entrada para alimentar una segunda corriente de señal de la misma fase que la primera corriente de señal al segundo circuito sintonizado; y medios para detectar las magnitudes de los voltajes de la señal desarrollado en el primer y segundo terminales con los circuitos sintonizados en respuesta a las corrientes de señal de igual fase.
- 10.
- 15.
- 20.
25. 2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque los medios de detección comprenden una primera y una segunda redes detectoras acopladas, respectivamente, a la unión del primer circuito sintonizado o al primer dispositivo de amplificación, y a la unión del segundo circuito sintonizado y el segundo dispositivo de amplificación, para detectar variacio-
- 30.

nes de voltaje desarrolladas por los circuitos sintonizados en las uniones en respuesta a las corrientes de señal de entrada.

5. 3.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 o 2, caracterizados porque las magnitudes del voltaje detectado se acoplan a un amplificador diferencial que responde a las magnitudes del voltaje detectado para desarrollar una señal de salida todavía en sentido y magnitud en respuesta a la desviación de frecuencia de las señales de entrada a partir de la frecuencia de referencia.

10. 4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque los dispositivos de amplificación y las redes detectoras, y sus uniones, se realizan en una forma de circuito integrado en una pastilla de circuito integrado monolítico común, donde cada una de las uniones comprenden además un terminal
15. de conexión externa de la pastilla de circuito integrado, y donde el primer y segundo circuito sintonizados comprenden componentes separados de la pastilla y acoplados, respectivamente a los terminales de conexión externa.

20. 5.- Perfeccionamientos según la reivindicación 3, caracterizados porque comprenden medios acoplados al amplificador diferencial para combinar las señales de salida con el fin de desarrollar una señal de control automático de frecuencia que varía en sentido y magnitud en respuesta a la desviación de frecuencia de las señales de frecuencia intermedia a partir de la
25. frecuencia de referencia predeterminada, donde los dispositivos de amplificación, las redes detectadas, el amplificador diferencial y los medios de combinación, y sus uniones, se realizan en forma de circuito integrado en una pastilla de circuito integrado monolítico común, donde las uniones comprenden además un
30. primer y un segundo terminales de conexión externa de la pastilla

de circuito integrado, donde el primer y segundo circuito sintonizado comprenden componentes separados de la pastilla y acoplados respectivamente al primer y segundo terminales de conexión externa; y la señal de control automático de frecuencia se acopla al elemento reactivo en un tercer terminal de conexión externa para controlar la frecuencia de la señal de mezcla.

5. 6.- Perfeccionamientos según la reivindicación 5, caracterizados porque comprenden una fuente de corriente controlable situada en la pastilla de circuito integrado y que tiene una entrada acoplada a un cuarto terminal de conexión externa y una salida acoplada al amplificador diferencial; y medios para alimentar un voltaje de sintonización al cuarto terminal de conexiones externa para variar la magnitud de la suma de las señales de salida para una desviación dada de las señales de frecuencia intermedia a partir de la frecuencia de referencia.

10. 7.- Perfeccionamientos según la reivindicación 5, caracterizados porque el primer circuito sintonizado presenta una impedancia dada a la frecuencia resonante que es menor que la frecuencia predeterminada, y el segundo circuito sintonizado presenta una impedancia a la frecuencia resonante que es más elevada que la frecuencia predeterminada que es mayor que la impedancia dada.

15. 8.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el primer circuito sintonizado presenta una impedancia dada a su frecuencia resonante, y el segundo circuito sintonizado presenta una impedancia a su frecuencia resonante que es mayor que la impedancia dada.

20. 9.- Perfeccionamientos según la reivindicación 8, caracterizados porque comprende medios para combinar las señales de salida detectadas para desarrollar una señal de control auto

- mático de frecuencia; donde la diferencia entre las características de resonancia del primer y segundo circuito sintonizados es la necesaria para dotar al aparato de discriminación de frecuencia con una característica de respuesta que presenta respuesta de una polaridad para una primera gama de frecuencias y una segunda gama de frecuencias, y de una polaridad compuesta a la primera polaridad para una tercera gama de frecuencias adyacentes a la frecuencia de referencia e intermedia a la primera y segunda gamas de frecuencia.
- 5.
10. 10.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 8 o 9, caracterizados porque el factor de calidad del primer circuito sintonizado es prácticamente igual al factor de calidad del segundo circuito sintonizado.
15. 11.- Perfeccionamientos según la reivindicación 9, caracterizados porque la frecuencia de referencia predeterminada es la frecuencia deseada de la portadora de imagen de I.F., el primer circuito sintonizado tiene una frecuencia resonante que es menor que la frecuencia deseada, y el segundo circuito sintonizado tiene una frecuencia resonante que es mayor que la frecuencia deseada.
20. 12.- Perfeccionamientos según la reivindicación 9, caracterizados porque la primera gama de frecuencia se extiende en sentido ascendente en frecuencia a partir de la frecuencia de referencia, y la segunda gama de frecuencias se extienden en sentido descendente en frecuencia a partir de una frecuencia intermedia a las frecuencias deseadas de las portadoras moduladas de video y sonido.
25. 13.- Perfeccionamientos según la reivindicación 9, caracterizados porque la onda de la característica de respuesta del sistema de control automático de frecuencia intersecta un
- 30.

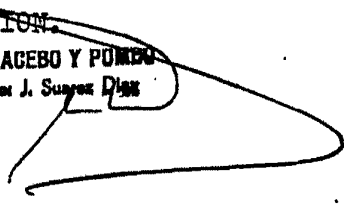
5. eje de respuesta cero a la frecuencia de referencia, y la suma de las áreas limitadas por dicha onda y dicho eje en la primera y segunda gamas de frecuencias es virtualmente igual al área limitada por dicha onda y dicho eje en la tercera gama de frecuencias.

14.- Perfeccionamientos en aparatos de control automático con de frecuencia, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria y en los dibujos adjuntos.

10. Esta Memoria consta de treinta y cuatro hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 29 OCT. 1979

RCA CORPORATION.
J. M. GOMEZ ACEBO Y PONS
en p. Firmado: J. Suarez Diaz



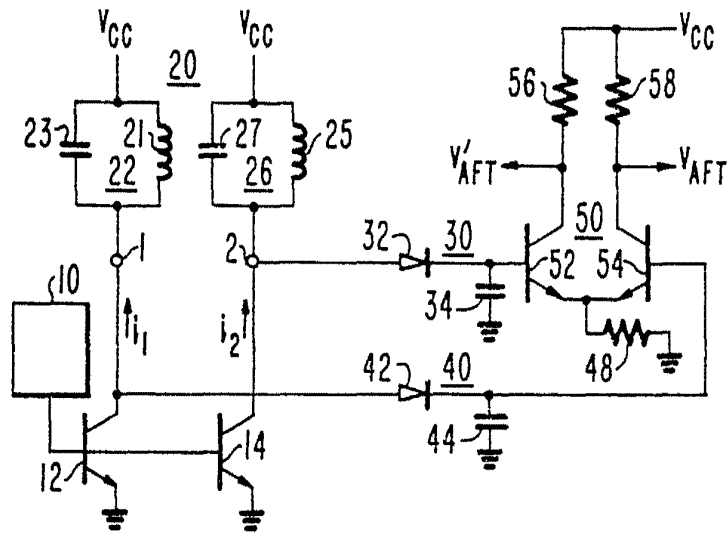


Fig. 1.

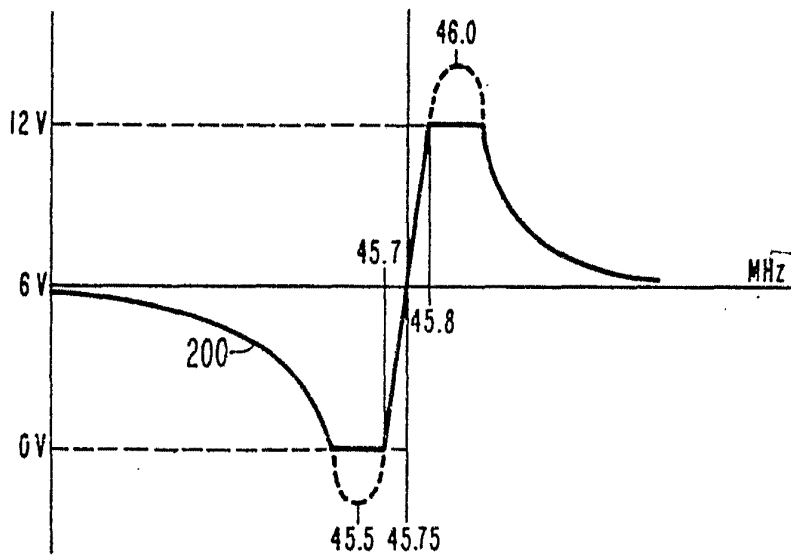


Fig. 2.

~~W. J. ... 20 Oct. 1950~~
[Handwritten signature]

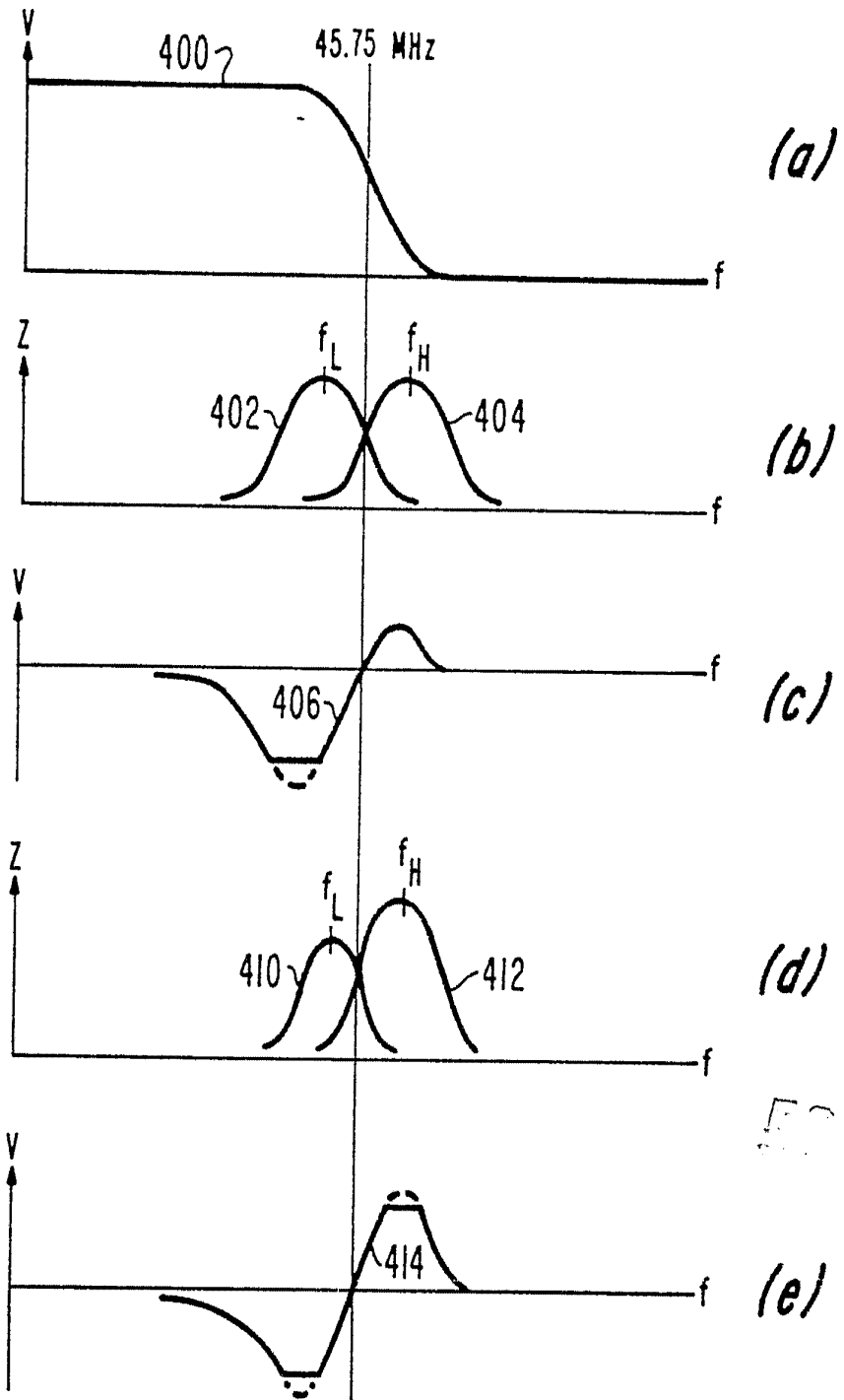


Fig. 3.

20 11 1972
Madrid
J. ...
by ...

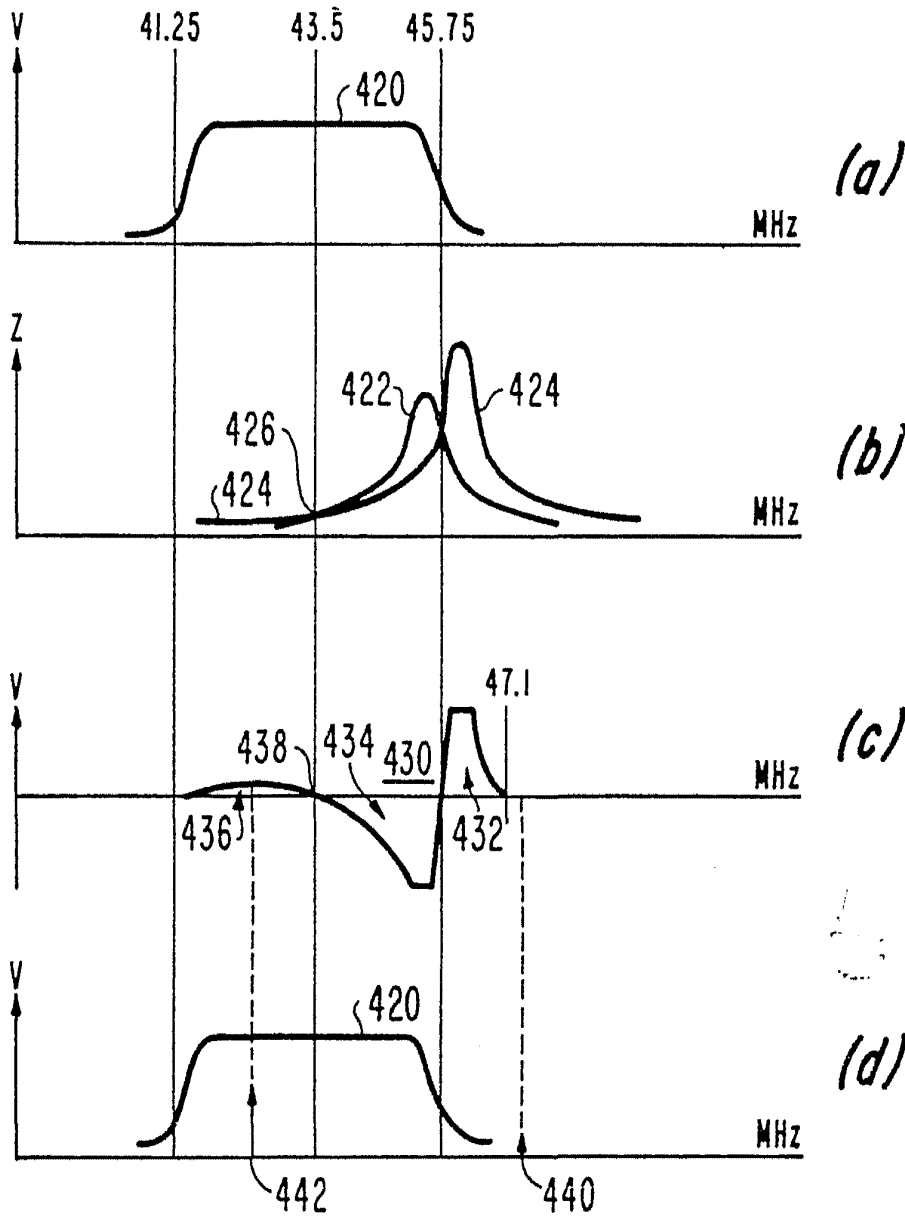
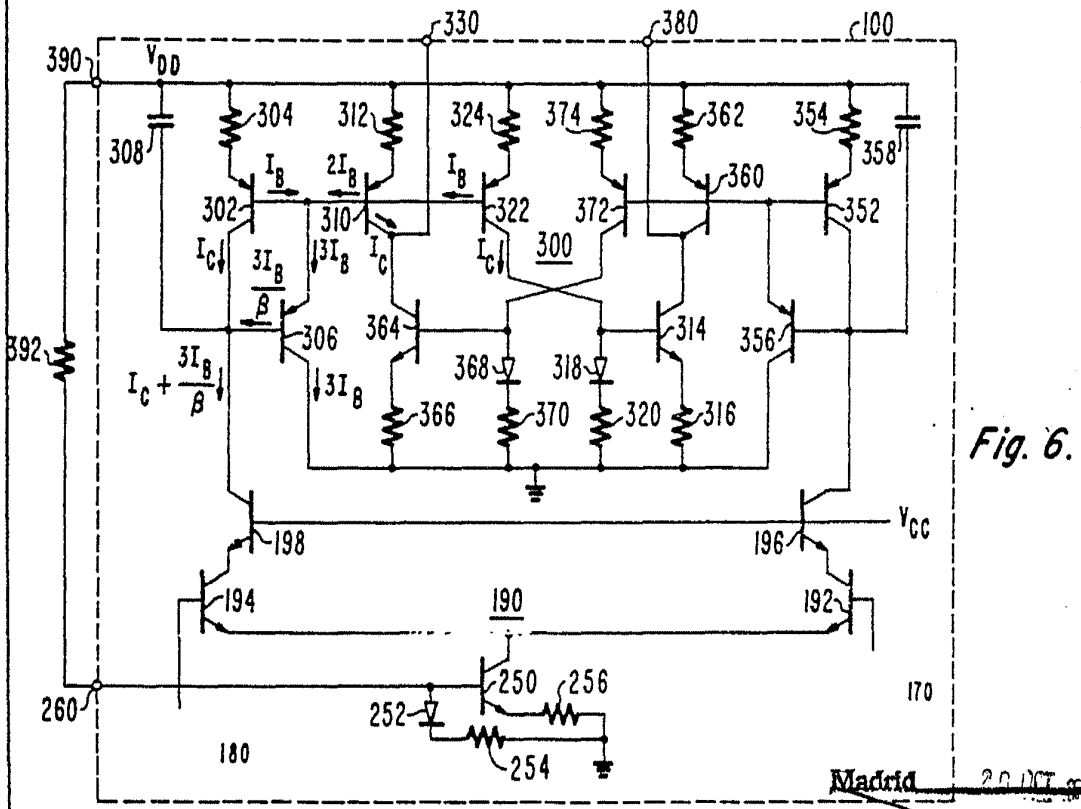
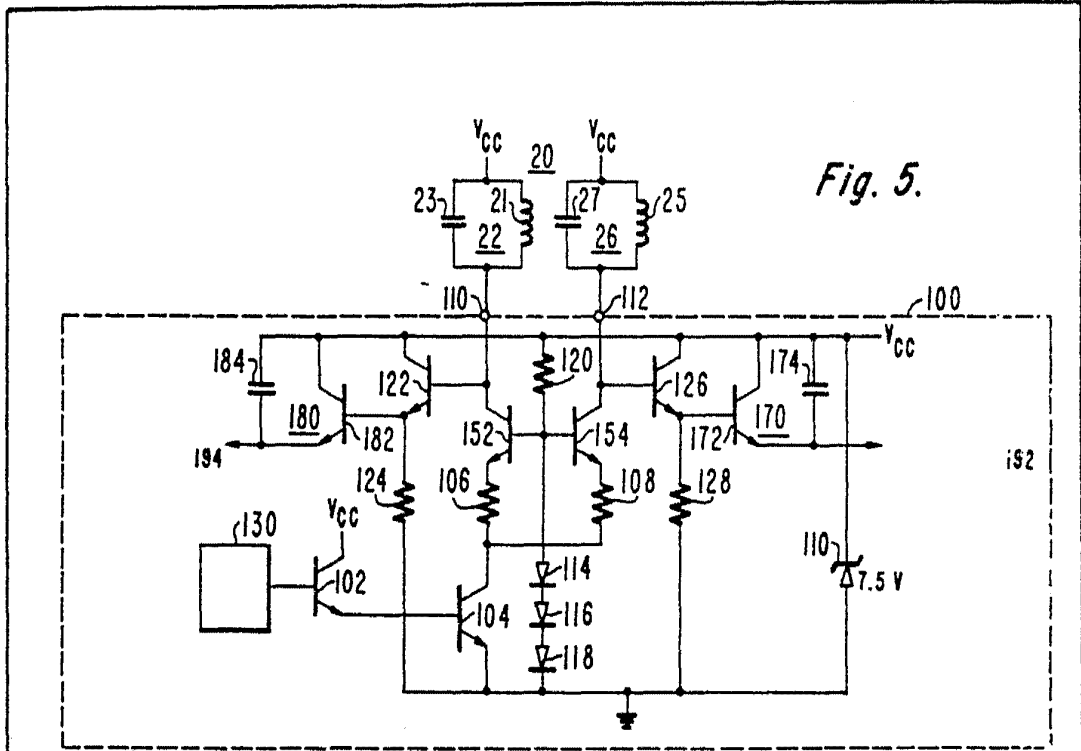


Fig. 4.

20 OCT 1970

~~Handwritten signature~~
A. E. ...
M. ...



Madrid 20 OCT 1955
 J. R. ...
 J. ...

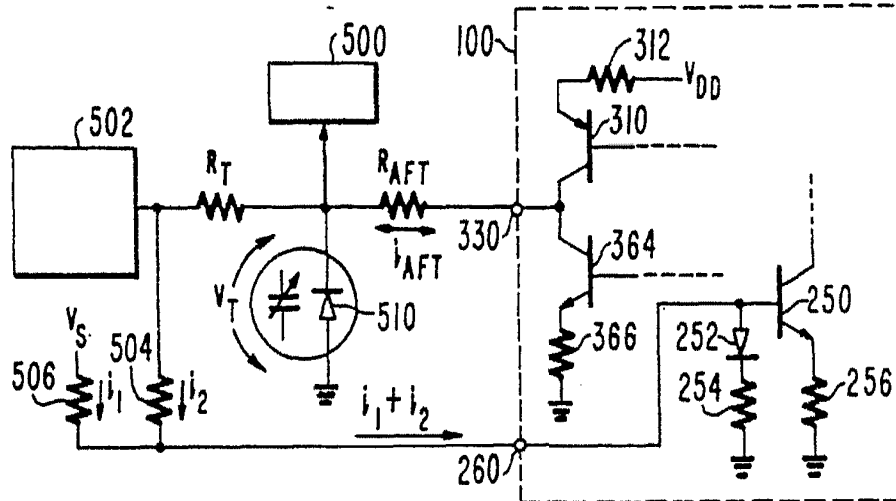
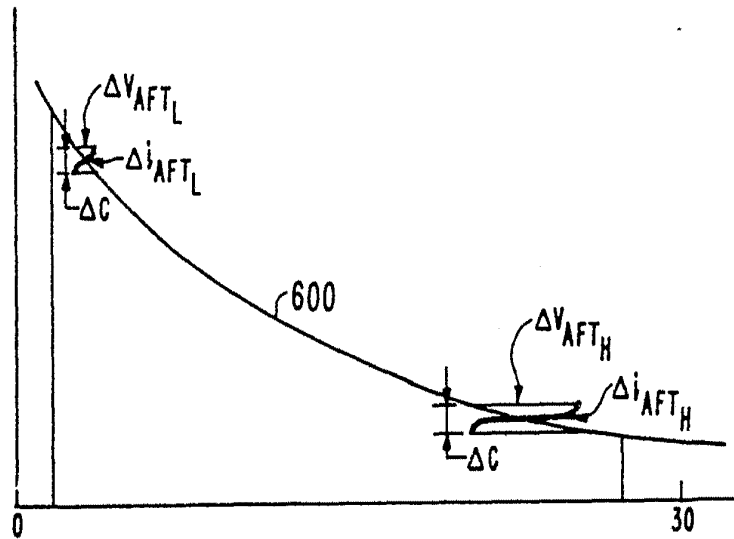


Fig. 7.



ESCALA
VARIABLE

Fig. 8.

Madrid

[Handwritten signature]