



MAY. 1970

379695

SECRETARIA DE ECONOMIA
COMISION NACIONAL DE PATENTES Y MARCAS
CLAS. <u>H03</u>
SUBCLAS. <u>J</u>

379695

MEMORIA DESCRIPTIVA

correspondiente a la solicitud de una

PATENTE DE INVENCION

Solicitante: MOTOROLA, INC.

Domicilio: 9401 West Grand Avenue, FRANKLIN PARK,  
Illinois, USA.

Enunciado: "UN CIRCUITO DE COMPENSACION DE SOBRE  
CARGA".

Prioridad: de las solicitudes de patente estado-  
unidenses nº 824.864 del 15.5.69, nº  
825.024 del 15.5.69 y nº 824.986 del  
15.5.69.

MGS. -

379695



El presente invento se refiere a un circuito de compensación de sobrecarga para un sistema de sintonización de antena.

5 La utilización de condensadores variables en función de la tensión del tipo de diodo semi-conductor para la sintonización electrónica de receptores de radio ha dado a los diseñadores de receptores una amplia latitud de posibilidades de diseño en las configuraciones que pueden realizarse en los receptores. Esto es particularmente conveniente para el diseño de los receptores de radio para 10 aplicaciones en vehículos donde es conveniente proveer medios para sintonizar a distancia el receptor de radio a partir de un sitio o varios sitios dentro del vehículo. La utilización de circuitos de sintonización que incluyen condensadores del tipo de diodo, variables en función de la 15 tensión, presenta sin embargo varios inconvenientes, particularmente cuando se aplican al circuito de sintonización señales de radiofrecuencia de nivel elevado procedentes de estaciones potentes. Puesto que el condensador del tipo de diodo es un dispositivo controlado por una tensión, las 20 características del condensador de diodo responden al nivel de las señales de radiofrecuencia aplicadas en él. Cuando se aplican al condensador de tipo de diodo señales potentes, se produce una rectificación parcial de la señal por el condensador del tipo de diodo produciendo un cambio en 25 la polarización de corriente continua del diodo. Esto a su vez produce un deterioro del funcionamiento del circuito debido a cambios del valor de la capacitancia del condensador del tipo de diodo polarizado de manera inversa, y 30 se produce una desintonización del circuito.

379695



Además, conforme aumenta la frecuencia en la que está sintonizado el circuito, la reactancia del condensador del tipo de diodo aumenta igualmente, produciendo la aparición de una señal de entrada mayor en el condensador de sintonización variable en función de la tensión si las demás impedancias en serie con el condensador del tipo de diodo, permanecen constantes. Los problemas expuestos más arriba, son particularmente importantes en el paso de antena, de modo que es conveniente proveer un dispositivo para evitar la aplicación de niveles de señal elevados a través del condensador de sintonización variable en función de la tensión utilizado en el paso de sintonización de antena del receptor. Es igualmente conveniente proveer un control sensible a la frecuencia de este tipo con el objeto de compensar los cambios sensibles a la frecuencia en la reactancia del condensador de sintonización variable en función de la tensión.

Cuando se utiliza un circuito sintonizado en serie y conectado en serie para acoplar las señales procedentes de la antena al amplificador de radiofrecuencia, es conveniente proveer un medio para aumentar la impedancia en serie con el condensador de diodo a fin de aumentar los niveles de la señal, de modo que una proporción más pequeña de la tensión de señal de corriente alterna se aplique al diodo. Esto puede obtenerse utilizando la tensión de control automático de ganancia del receptor para hacer variar la polarización del transistor amplificador de radiofrecuencia; pero puesto que este tipo de control hace funcionar el transistor en regiones no lineales, es conveniente, para ciertas aplicaciones, proveer una impedancia variable que

379695



MAY. 1970

no cambia el nivel de funcionamiento de corriente continua del transistor amplificador de radiofrecuencia.

El presente invento provee un circuito de compensación de sobrecarga destinado a utilizarse en un aparato de recepción de señales de ondas que tiene una antena, un paso amplificador de radiofrecuencia, y un circuito de sintonización de antena que acopla eléctricamente la antena y la etapa amplificadora de radiofrecuencia, incluyendo el dispositivo de circuito de sintonización un dispositivo de reactancia variable en función de la tensión, y un dispositivo de circuito conectado a la reactancia variable en función de la tensión para aplicar un potencial de polarización variable a ésta, a fin de sintonizar selectivamente el circuito de sintonización de antena en frecuencias pre-determinadas, estando dicho circuito de compensación de sobrecarga caracterizado por: unos medios de conexión para conectar el dispositivo de reactancia variable en función de la tensión del circuito de sintonización de la antena en serie entre la antena y el paso amplificador de radiofrecuencia; un dispositivo de circuito de control que responde a la salida de la etapa amplificadora de radiofrecuencia para derivar una tensión de control que corresponde a la magnitud de la señal de onda; y un dispositivo de circuito para aplicar la tensión de control al paso amplificador de radiofrecuencia para hacer variar la impedancia de entrada del paso amplificador de radiofrecuencia en respuesta a las variaciones de la amplitud de las señales obtenidas a partir de la salida del paso amplificador de radiofrecuencia, produciendo las variaciones de impedancia unas variaciones correspondientes en el nivel de la señal de las



señales de onda aplicadas a través del dispositivo de reacc  
tancia variable en función de la tensión.

5 Una característica del invento consiste en ha-  
cer variar la impedancia de entrada de un amplificador de  
radiofrecuencia conectado en serie con un circuito de sin-  
tonización de antena sintonizado en serie que incluye un  
condensador variable en función de la tensión, con el obje  
to de proveer una compensación de sobrecarga para el con-  
densador variable en función de la tensión.

10 Otra característica del invento consiste en in-  
sertar una impedancia variable que responde al nivel de la  
señal en serie con una capacitancia variable en función de  
la tensión en un circuito de sintonización de antena con  
el objeto de proveer una compensación de sobrecarga para  
15 el condensador variable en función de la tensión.

Otra característica del presente invento con-  
siste en hacer variar la impedancia en serie con el circui  
to de entrada de un amplificador de radiofrecuencia en res  
puesta a los cambios en la magnitud de la señal de onda ob  
tenida a partir de una antena con el objeto de proveer una  
20 compensación de sobrecarga para un condensador variable en  
función de la tensión en el circuito de sintonización de  
antena.

25 Otra característica del presente invento consis-  
te en proveer una impedancia variable sensible a la frecuen  
cia para limitar la tensión de la señal aplicada a través  
del dispositivo de reactancia variable en función de la  
tensión utilizado en un circuito de sintonización de ante-  
na.

30 Otra característica del presente invento con-

379695



MAY, 1970

5 siste en limitar la tensión de la señal que aparece a través de un condensador variable en función de la tensión en un circuito de sintonización de antena acoplando inductivamente una impedancia variable en serie con el condensador variable en función de la tensión.

10 De acuerdo con un modo de realización preferido del presente invento, un circuito de sintonización de antena que incluye una reactancia variable en función de la tensión está conectado en serie entre una antena y la entrada de una etapa amplificadora de radiofrecuencia. Se provee una compensación de sobrecarga para la reactancia variable en función de la tensión suministrando una tensión de control que responde al nivel de la señal, al dispositivo amplificador de radiofrecuencia para hacer variar la resistencia de entrada del paso amplificador de radiofrecuencia de acuerdo con la tensión de control, a fin de hacer variar de este modo el nivel de la señal que aparece a través del dispositivo de reactancia variable en función de la tensión en el circuito de sintonización.

20 De acuerdo con otro modo de realización preferido del presente invento, un circuito de sintonización de antena que incluye una reactancia variable en función de la tensión está conectado en serie entre una antena y la entrada de un paso amplificador de radiofrecuencia. La compensación de sobrecarga para la reactancia variable en función de la tensión está provista por una impedancia variable conectada en serie con el circuito de entrada del dispositivo amplificador de radiofrecuencia. La impedancia varía en respuesta a una tensión de control que corresponde a la salida de la etapa amplificadora de radiofrecuencia

25

30



379695

haciendo así variar el nivel de la señal que aparece a través del dispositivo de reactancia variable en función de la tensión en el circuito de sintonización.

5 De acuerdo con otro modo de realización preferido del presente invento, un circuito de sintonización de antena que incluye una reactancia variable en función de la tensión está conectado en serie entre una antena y la entrada de un paso amplificador de radiofrecuencia. La compensación de sobrecarga para la reactancia variable en función de la tensión se obtiene suministrando una tensión de control que responde al nivel de la señal a una impedancia variable sensible a la frecuencia conectada en serie con la reactancia variable en función de la tensión, variando esta impedancia de acuerdo con la tensión de control y con la frecuencia de las señales de entrada que aparecen a través del dispositivo de reactancia variable en función de la tensión del circuito de sintonización.

En los dibujos:

20 La figura 1 es un diagrama de conexionado esquemático, parcialmente en forma de bloques, que ilustra un modo de realización preferido del invento;

La figura 2 es un diagrama de conexionado esquemático parcialmente en forma de bloques, que ilustra un modo de realización preferido del invento;

25 La figura 3 es un diagrama de conexionado esquemático, parcialmente en forma de bloques, que ilustra otro modo de realización del invento;

30 Las figuras 4 y 5 ilustran unas curvas características útiles para explicar el funcionamiento de los circuitos representados en las figuras 2 y 3;

379695



MAY. 1970

La figura 6 es un diagrama de conexionado esquemático parcialmente en forma de bloques que ilustra un modo de realización preferido del invento; y

5 La figura 7 muestra unas curvas útiles para explicar el funcionamiento del circuito de la figura 6.

Haciendo ahora referencia a los dibujos, en los que los mismos números de referencia se utilizan en todas las figuras para indicar los mismos elementos, se representa en ellos un circuito receptor de radio de modulación de amplitud para recibir señales por una antena 9, representada como generador de tensión y capacitancia asociada para mejor entendimiento del circuito, estando la antena acoplada a través de un circuito L-C sintonizado en serie 10 a la entrada de un paso amplificador de radiofrecuencia 11 que incluye un transistor PNP de base común 12. Las señales procedentes del circuito de acoplamiento 10 se aplican a través del circuito emisor-base del transistor 12 que tiene un circuito sintonizado 13 conectado a su colector. El circuito sintonizado 13 consiste en una bobina 14 provista de toma intermedia, con un condensador de bloqueo 15 y un condensador de sintonización variable en función de la tensión 16 conectado en serie a través de la bobina 14. El condensador variable en función de la tensión 16 y la bobina 14 forman el circuito resonante del transistor amplificador de radiofrecuencia 12, y éste circuito está sintonizado sobre una gama de frecuencias predeterminada.

El condensador variable en función de la tensión 16 es un dispositivo semi-conductor de unión PN de dos terminales que presenta un cambio de capacitancia proporcional a un cambio de la polarización inversa de corrien

379695



MAY, 1970

te continúa a través del dispositivo. Los condensadores variables en función de la tensión o los dispositivos reactivos de este tipo son bien conocidos, y un aumento de la tensión de polarización inversa a través de un condensador de este tipo hace que su capacitancia disminuya, aumentando así la reactancia capacitiva. La reducción de la polarización inversa produce el efecto opuesto, es decir que la capacitancia del dispositivo aumenta y la reactancia capacitiva disminuye. Los dispositivos que pueden utilizarse preferentemente para el condensador variable en función de la tensión 16 son los diodos varactores hiper-abruptos, puesto que los diodos hiper-abruptos presentan grandes cambios de capacitancia en respuesta a la tensión de polarización y por consiguiente pueden trabajar en una amplia gama de frecuencias.

El potencial de polarización o tensión de sintonización para el condensador variable en función de la tensión 16 se obtiene a partir del cursor de un potenciómetro 20 y se aplica a través de una resistencia aisladora 21 a la unión entre el condensador variable en función de la tensión 16 y el condensador de bloqueo 15. El potenciómetro 20 puede situarse en el mismo receptor de radio o en un sitio alejado y provee potenciales de corriente continua de amplitudes variables.

La señal de radiofrecuencia elegida que se obtiene a partir de la toma de la bobina 14 del circuito resonante 13 se aplica a una entrada de un mezclador 25, cuya otra entrada recibe señales procedentes de un oscilador local 26, que puede incluir igualmente un circuito de sintonización o circuito resonante que tiene un condensador



379695

variable en función de la tensión similar al condensador 16. La frecuencia del circuito resonante del oscilador puede igualmente ser controlada por el potencial de polarización obtenido a partir del potenciómetro 20 y aplicado a través de una resistencia de acoplamiento 27 al oscilador 26. Las 5 señales de radiofrecuencia amplificadas son heterodinadas con las señales del oscilador local procedentes del oscilador 26 por el mezclador 25 para producir señales de frecuencia intermedia. A continuación estas señales de frecuencia 10 intermedia se amplifican en un amplificador de frecuencia intermedia 28 y son detectadas en una etapa detectora 29 que suministra las señales a un amplificador de baja frecuencia 30 el cual a su vez acciona un altavoz 31. Se obtiene una señal de control automático de ganancia a partir 15 del detector 29 de una manera convencional y esta señal se aplica por un hilo 33 a un circuito de control automático de ganancia 34 cuya salida se aplica a la base del transistor 12 en el amplificador de radiofrecuencia 11 con el objeto de proveer un control de ganancia automático del transistor 12. 20

Además de los dispositivos de sintonización por condensador variable en función de la tensión del circuito sintonizado de radiofrecuencia 13 y del oscilador 26, el circuito de acoplamiento entre la antena capacitiva de alta 25 impedancia 9 y el circuito emisor-base de impedancia relativamente reducida del transistor 12 incluye un circuito sintonizado en serie L-C que incluye una inductancia 40 y otro condensador variable en función de la tensión 41 como sus principales elementos. La salida del potenciómetro 20 30 se aplica a través de una tercera resistencia de aislamien-

379695



1970

to 42 a la unión del condensador variable en función de la  
tensión 41 y de un condensador de bloqueo 44. La capaci-  
tancia del condensador 44 se elige de manera que sea muy  
superior a la capacitancia de los demás condensadores del  
circuito; por consiguiente, tiene un efecto reducido en  
5 las señales de corriente alterna presentes en el circuito,  
mientras que sirve para bloquear cualquier señal de co-  
rriente continua obtenida a partir del potenciómetro 20.

Cuando los receptores de radio representados en  
10 las figuras 1, 2, 3 y 6 se utilizan en un automóvil, la an-  
tena 9 es una antena capacitiva del tipo de látigo, repre-  
sentada en el circuito como un generador de tensión y el  
condensador 48 está representado como conectado en serie  
con el condensador 44 y el condensador 41 variable en fun-  
15 ción de la tensión. Además de estas capacitancias, existe  
una capacitancia suplementaria respecto a masa, debida  
principalmente al cable que conecta la antena de látigo al  
receptor de radio; y esta capacitancia tiene la forma de  
una capacitancia en derivación representada por un conden-  
20 sador 49 conectado entre la masa y la unión de los conden-  
sadores 44 y 48. Para ajustar el sistema receptor de ra-  
dio para cubrir la banda de modulación de amplitud de las  
frecuencias normalmente recibidas por un receptor de este  
tipo, se puede proveer igualmente una capacitancia en deri-  
25 vación suplementaria 50 a través de la salida de la antena,  
y esta se representa como conectada entre la masa y la unión  
de los condensadores 44 y 48. El valor de la capacitancia  
50, cuando está añadida a las capacitancias de los conden-  
sadores 48 y 49, formando una combinación paralela en serie  
30 con el condensador 41, ha de proveer la relación de capaci-

379695



MAY. 1970

tancia deseada, que es necesaria para sintonizar la banda de modulación de amplitud.

Para proveer un circuito de retorno de corriente continua para la tensión de sintonización utilizada para sintonizar el condensador variable en función de la tensión 41, una resistencia de alta impedancia 52 está conectada entre masa y la unión del condensador 41 y de la inductancia 40. El valor de la resistencia 52 se elige de manera que sea muy elevado, para que aparezca esencialmente como un circuito abierto para cualquier señal de corriente alterna presente en el circuito. Para impedir que la tensión de sintonización variable aplicada al condensador variable en función de la tensión 41 produzca efectos perjudiciales sobre el nivel de funcionamiento del transistor 12, se provee un segundo condensador de bloqueo de corriente continua 53 entre la inductancia 40 y el emisor del transistor 12. Como el condensador 44, el condensador de bloqueo 53 se elige igualmente para que tenga una capacitancia sustancialmente superior a la de los demás condensadores en el circuito para que no tenga ningún efecto sustancial en las señales de corriente alterna presentes.

El nivel de funcionamiento de corriente continua del transistor 12 en las figuras 1 y 5, por ejemplo, se obtiene de manera convencional por medio de una resistencia 55 conectada entre una fuente de potencial positivo y el emisor, y una resistencia 57 está conectada entre la base del transistor 12 y el potencial de masa.

Con este circuito, es posible sintonizar el circuito de acoplamiento que consiste en la inductancia 40 y en el condensador variable en función de la tensión 41

379695



1970

sobre una gama relativamente amplia de frecuencias resonantes, mientras que se mantiene la anchura de banda de la señal constante en toda la gama, aplicándose una energía constante al transistor amplificador de radiofrecuencia

5 12. Se ha comprobado que, cuando se utiliza un diodo hiper-abrupto para el condensador 41, se puede sintonizar una gama de frecuencias de 435 khz a 1620 khz con una anchura de banda constante de 10 khz en toda la gama.

Cuando se aplican señales de corriente alterna fuertes o de nivel elevado a un diodo condensador variable en función de la tensión tal como el diodo 41, existe una tendencia a que el diodo rectifique o rectifique parcialmente las señales de corriente alterna que aparecen a través de él. Esta rectificación de las señales de corriente

10 alterna produce entonces un empeoramiento del funcionamiento del circuito que utiliza el diodo condensador variable en función de la tensión, debido a la desintonización del diodo condensador variable en función de la tensión por la corriente continua rectificada presente además del potencial normal de polarización de corriente continua.

15 20

Haciendo ahora referencia particular al modo de realización que se representa en la figura 1, con el objeto de proveer una compensación para las sobrecargas de corriente alterna que resultan de los niveles elevados de la señal que se obtienen a partir de la antena 9, el circuito emisor-base del transistor 12 está conectado en serie con el circuito de sintonización de antena que incluye el diodo 41; y la tensión de control automático de ganancia obtenida a partir del circuito de control automático de ganancia 34 se aplica a la unión de la base del transistor 12

25 30



1970

379695

5 y de la resistencia 57, tal y como se ha dicho anteriormente. Además de proveer el control de ganancia automático para el transistor amplificador de radiofrecuencia 12, la tensión de control automático de ganancia, actúa de hecho para cambiar la impedancia de entrada del transistor 12 a las señales de radiofrecuencia cambiando la impedancia emisor-base conectada en serie con el circuito de sintonización de antena 10.

10 Cuando la tensión de control automático de ganancia aumenta en respuesta a mayores niveles de la señal, la polarización de la base del transistor 12 es tal que hace que el transistor 12 conduzca menos. Esto aparece como un aumento de la impedancia efectiva de entrada del circuito emisor-base del transistor 12, respecto a la salida del circuito de acoplamiento de antena 10. Como resultado de ello, se produce una mayor caída de tensión de radiofrecuencia a través del circuito emisor-base del transistor 12; y la tensión de radiofrecuencia a través del condensador variable en función de la tensión 41 no aumenta conforme la tensión de entrada de la antena va aumentando. La tensión de radiofrecuencia que aparece a través del diodo condensador variable en función de la tensión 41 está por consiguiente limitada a un valor inferior al valor en que el diodo 41 rectificaría, o rectificaria parcialmente, las señales de corriente alterna.

25 En el modo de realización representado en la figura 2, la salida del circuito de control automático de ganancia 34 se aplica a la base de un transistor PNP 60, cuyo colector está conectado a través de un condensador de aislamiento 59 a la base del transistor amplificador de ra  
30

379605



MAY. 1970

5 diofrecuencia 12, y cuyo emisor está conectado a masa. La  
tensión de control automático de ganancia aplicada a la  
base del transistor 60 hace variar su conductividad cam-  
biando así la resistencia en corriente alterna del circui-  
to entre el emisor del transistor amplificador de radio-  
frecuencia 12 y la masa. Para proveer un potencial de fun-  
cionamiento de corriente continua para el transistor de re-  
sistencia variable 60, se conecta una resistencia 64 entre  
10 la fuente de potencial positivo y el colector del transis-  
tor 60 en la unión del colector y del condensador 59.

El nivel de funcionamiento de corriente continua  
del transistor amplificador de radiofrecuencia 12 se obtie-  
ne a partir de una fuente de tensión positiva a través de  
un divisor de tensión que consiste en un par de resistencias  
15 61 y 62 conectadas entre la fuente de potencial positivo y  
masa. La unión de las resistencias 61 y 62 está conectada  
directamente a la base del transistor 12 y está aislada del  
colector del transistor de impedancia variable 60 por el  
condensador de aislamiento 59. Por consiguiente, se esta-  
20 blece un nivel de funcionamiento de corriente continua pre-  
determinado para el transistor amplificador de radiofrecuen-  
cia 12 por medio del divisor de tensión 61, 62 que está  
aislado de las variaciones del nivel de funcionamiento de  
corriente continua del transistor 60 por el condensador 59.  
25 Al mismo tiempo, el condensador 59 permite el paso de las  
señales de corriente alterna de modo que el circuito colec-  
tor-emisor del transistor 60 está en serie con el circuito  
emisor-base del transistor 12 para las señales de corrien-  
te alterna.

30 En el presente modo de realización, con el ob-



1970

379605

jeto de proveer una compensación para las sobrecargas de corriente alterna que resultan de niveles de señal fuertes que se obtienen a partir de la antena 9, el circuito emisor-base del transistor amplificador de radiofrecuencia 12 y el circuito colector-emisor del transistor de resistencia variable 60 están conectados en serie con el circuito de sintonización de antena que incluye el diodo 41. Este circuito a través de estas uniones de los transistores 12 y 60 constituye la resistencia de entrada tal como está vista por la señal de entrada de corriente alterna aplicada a la entrada de radiofrecuencia 11. Se ve que si la resistencia de entrada aumenta cuando los niveles de señal aumentan, una mayor porción de las señales de corriente alterna de radiofrecuencia presentes en el circuito serie que incluye la antena 9, el circuito de acoplamiento 10 y la entrada de la etapa amplificadora de radiofrecuencia 11, se reducirán a través de esta resistencia de entrada, limitando así el nivel de las tensiones de corriente alterna presentes a través del diodo condensador variable en función de la tensión 41. Eligiendo debidamente el valor de la resistencia en serie con el diodo 41, es posible controlar el circuito de modo que las señales de corriente alterna que aparecen a través del diodo condensador 41 no alcancen nunca un nivel en el que el diodo 41 funciona como rectificador. En efecto, el circuito colector-emisor del transistor 60 funciona en el circuito de base del transistor 12 como resistencia variable, y esta resistencia variable, añadida a la resistencia del circuito emisor-base del transistor 12, constituye la resistencia de entrada para las señales de corriente alterna.

379695



1970

Haciendo referencia ahora a la figura 4, se representan cuatro curvas A, B, C y D representando la corriente emisora  $I_e$  en función de la tensión emisor-base de un amplificador de transistor de base común cuya pequeña resistencia de entrada de la señal está controlada por una resistencia de base. La resistencia de entrada  $R_i$  para las señales de entrada de corriente alterna es la resistencia para pequeñas señales  $\frac{\Delta V_{eb}}{\Delta I_e}$ , y para cualquier corriente de emisor dada  $I_e$ , esta resistencia de entrada a la señal de corriente alterna puede variarse cambiando el valor de la resistencia conectada en serie con la base del transistor. Los resultados de hacer variar esta resistencia de base de un transistor típico se representan en las curvas A, B, C y D. El valor de esta resistencia de base en serie es 0 para la curva A, 1 k.ohmio para la curva B, 10 k.ohmios para la curva C y 27 k.ohmios para la curva D, dando lugar a resistencias de entrada  $R_i$  de 10, 20, 110 y 300 ohmios, respectivamente. Conviene notar en la figura 4, que todas las curvas A, B, C y D son lineales en la gama de funcionamiento de  $I_e$  que se presentan normalmente proveyendo una ancha gama dinámica de nivel de señales cuando se hace variar la resistencia en serie con la base del transistor. Se ha comprobado que la resistencia de entrada  $R_i$  es aproximadamente igual a  $\frac{R}{\beta}$  en cuya fórmula R es la resistencia añadida en serie con la base del transistor.

La figura 5 muestra las curvas E, F y G que resultan de una representación de  $V_{ce}$  en función de la corriente  $I_c$  de un transistor para varias corrientes de polarización de base, que muestra como la pendiente de  $V_{ce}$  en función de  $I_c$  varía de acuerdo con las diferentes polarizacio

379695



1970

nes aplicadas a la base del transistor. La resistencia efectiva de un transistor para niveles de señal pequeños es la pendiente de estas curvas  $\frac{\Delta V_{ce}}{\Delta I_c}$  para la tensión de colector y la corriente producida por la polarización aplicada a la base del transistor. Esta resistencia efectiva es proporcional a  $I_c$  y es generalmente 6 á 10 veces superior a la relación de  $\frac{V_{ce}}{I_c}$  para los niveles de la señal de corriente continua.

Por consiguiente, utilizando el transistor 60 como resistencia variable en el circuito de base del transistor 12, la impedancia de entrada a las señales de corriente alterna puede variarse para que se produzcan diferentes grados de caída de tensión a través de esta impedancia de entrada. Proveyendo el condensador de aislamiento 59, el nivel de funcionamiento de corriente continua del transistor 12 no es alterado por los cambios en las características de funcionamiento de corriente continua del transistor 60, de modo que la ganancia del transistor 12 no es alterada.

Sin embargo, el control automático de ganancia es afectado por el funcionamiento del transistor 60 puesto que dado que el nivel de la señal amplificada obtenida a partir del colector del transistor 12 está transformado por las etapas 25, 28 y 29 del receptor, se aplica una tensión más positiva de control automático de ganancia para los niveles de señal más elevados por el circuito de control automático de ganancia 34 a la base del transistor PNP 60 haciendo que sea menos conductor. Por consiguiente, el transistor 60 puede funcionar en la curva E de la figura 5. La resistencia de entrada para pequeñas señales de corrien-

379695



1970

te alterna  $\frac{\Delta V_{ce}}{\Delta I_c}$ , obtenida a partir de la curva E de la  
figura 5, es relativamente elevada. Por consiguiente, la  
resistencia de corriente alterna entre el emisor del tran-  
sistor 12 y la masa aumenta, produciendo una mayor caída de  
5 tensión a través de esta resistencia, y atenuando así la  
señal de corriente alterna para proveer un control de ganancia  
automático, y al mismo tiempo, reduciendo el nivel de  
la señal de corriente alterna a través del diodo 41 varia-  
ble en función de la tensión para evitar que funcione como  
10 rectificador. Cuando las señales de corriente alterna apli-  
cadas por la antena 9 al resto del circuito reducen su ni-  
vel, la tensión de control automático de ganancia se hace  
más negativa, con el resultado de que el transistor 60 se  
hace más conductor, presentando una reducida impedancia de  
15 entrada de corriente alterna al circuito puesto que funcio-  
na en una curva que tiene una pendiente más acusada, tal  
como la curva G de la figura 5. Esto produce igualmente la  
aparición de una mayor cantidad de señal en la salida ampli-  
ficada del paso amplificador de radiofrecuencia 11 obtenida  
20 a partir del colector del transistor 12. De este modo, el  
control automático de ganancia es afectado por la variación  
de la impedancia en serie con el circuito de entrada de las  
señales de radiofrecuencia aplicadas al transistor amplifi-  
cador 12, mientras que al mismo tiempo el nivel de funcio-  
25 namiento de corriente continua del transistor 12 permanece  
sin cambiar proveyendo el funcionamiento de los transisto-  
res en el circuito en las regiones lineales deseadas de es-  
tos.

Haciendo ahora referencia a la figura 3, se mues-  
30 tra otro modo de realización del circuito de compensación

379695



1970

de sobrecarga. El circuito representado en la figura 3 es en su mayor parte el mismo que el circuito que se representa en la figura 2, de modo que no se dará una descripción del funcionamiento del circuito salvo por lo que se refiere a los cambios que han sido hechos en la figura 3 respecto al circuito representado en la figura 2. Estos cambios se refieren a la manera en la que se aplica al circuito la tensión de control automático de ganancia. En el modo de realización representado en la figura 3, la base del transistor 12 sigue acoplada a través del condensador 59 y del circuito colector-emisor de un transistor 60' de resistencia variable con la masa. El transistor 60' es un transistor NPN, pero funciona de la misma manera que el transistor PNP de la figura 2.

Las señales de control automático de ganancia obtenidas a partir del circuito de control automático de ganancia 34 se aplican a la base del transistor 12 para cambiar su polarización de trabajo y para aumentar su resistencia emisor-base para las tensiones de control automático de ganancia más elevadas. Las señales que aparecen en el colector del transistor 12 se aplican a continuación al circuito sintonizado 13, de la misma manera que la que ha sido descrita anteriormente, utilizándose las señales procedentes de una toma intermedia de la inductancia 14 del circuito sintonizado 13 como una entrada del circuito mezclador 25. El circuito sintonizado 13, sin embargo, está conectado a la masa a través de un circuito R-C que incluye una resistencia 63 y un condensador 65, proveyendo el circuito R-C una señal de nivel de corriente continua que corresponde al nivel de la señal de control automático de ga-

379695



nancia amplificada presente en el colector del transistor  
12. Este nivel de señal de corriente continua obtenido a  
partir de la unión de la resistencia 63 y del circuito sin-  
tonizado 13 se aplica a la base del transistor 60' para  
5 controlar su conductividad. Cuando se aplica un mayor po-  
tencial de control automático de ganancia a la base del  
transistor 12, reduciendo su conductividad, la tensión de  
colector del transistor 12 se reduce igualmente lo que a  
su vez produce la aparición de una tensión reducida a tra-  
10 vés de la resistencia 63. Esta tensión reducida aplicada  
a la base del transistor 60' produce una reducción de su con-  
ductividad que da lugar a un aumento de la impedancia pre-  
sentada a las señales de entrada de corriente alterna apli-  
cadas a través del emisor del transistor 12 y la masa. Es-  
15 to da lugar a una caída correspondiente del nivel de la se-  
ñal de radiofrecuencia a través del circuito sintonizado  
de antena 10; de modo que las señales de radiofrecuencia a  
través del condensador variable en función de la tensión 41  
se hallan a un nivel reducido, incluso si el nivel total de  
20 la señal de radiofrecuencia procedente de la antena 9 es  
más elevado.

El funcionamiento del transistor 60' obteniendo  
una señal de control automático de ganancia amplificada a  
partir del colector del transistor de radiofrecuencia 12,  
25 provee un efecto de regeneración y aumenta la compensación  
provista por el control automático de ganancia del transis-  
tor 12. En todos los demás aspectos, el funcionamiento del  
circuito de la figura 3 es el mismo que el de la figura 2.

La tensión de control automático de ganancia  
30 realiza una doble función en los circuitos representados en

379695



1970

las figuras 1, 2 y 3, es decir que controla la ganancia del amplificador de radiofrecuencia y además provee una mayor impedancia en serie para las señales de radiofrecuencia para niveles de señal más elevados. Como resultado de ello, las señales de radiofrecuencia aplicadas a través del diodo condensador variable en función de la tensión 41 a partir de la antena 9 se mantienen por debajo del nivel en el que el diodo 41 rectificaría estas señales.

La tendencia mencionada más arriba del diodo a rectificar, o a rectificar parcialmente las señales de corriente alterna que aparecen a través de él cuando se aplican señales de corriente alterna fuertes o de nivel elevado a través de un diodo condensador variable en función de la tensión tal como el diodo 41, es más aguda para las frecuencias más elevadas debido al hecho de que la reactancia del diodo condensador variable en función de la tensión aumenta cuando las frecuencias en las que el circuito puede sintonizarse, aumentan. Como resultado de ello, los niveles de señal de entrada que son insuficientes para producir una rectificación a frecuencias bajas, pueden dar lugar a una rectificación parcial a frecuencias más elevadas, incluso si no hay cambio en el nivel en sí de la señal de entrada.

El modo de realización que se representa en la figura 6, se dirige a este problema. En este modo de realización, para proveer una compensación para las sobrecargas de corriente alterna producidas por elevados niveles de señal de radiofrecuencia obtenidos a partir de la antena 9, y para compensar además los cambios de respuesta de frecuencia de la reactancia del diodo condensador variable en fun-

379695 14



ción de la tensión, un devanado secundario 70 está acopla-  
do inductivamente a la inductancia 40, estando el devanado  
70 conectado en serie con un transistor 71 de efecto de  
campo del tipo N entre una fuente de potencial positivo y  
5 la masa. La tensión de control automático de ganancia ob-  
tenida a partir del circuito de control automático de ga-  
nancia 34 se aplica a la unión de la base del transistor 12  
con la resistencia 57 y se aplica igualmente a la puerta  
del transistor de efecto de campo 71. En el paso amplifi-  
10 cador de radiofrecuencia 11, la tensión de control automá-  
tico de ganancia provee un control de ganancia del transis-  
tor amplificador de radiofrecuencia 12 y actúa igualmente  
de hecho para cambiar la impedancia de entrada del transis-  
tor 12 para las señales de radiofrecuencia cambiando la  
15 impedancia emisor-base conectada en serie con el circuito  
de sintonización de antena 10.

Cuando la tensión de control automático de ga-  
nancia aumenta en respuesta a niveles de señal más eleva-  
dos, tal y como se ha explicado más arriba, la polariza-  
20 ción de la base del transistor 12 es tal que hace que el  
transistor 12 conduzca menos. Esto da lugar a un aumento  
de la impedancia de entrada efectiva del circuito emisor-  
base del transistor 12 por lo que se refiere a la salida  
del circuito de acoplamiento de antena 10. Por consiguient-  
25 te, existe una mayor caída de tensión de radiofrecuencia a  
través del circuito emisor-base del transistor 12, y la ten-  
sión de radiofrecuencia a través del condensador variable  
en función de la tensión 41 no aumenta en proporción del  
aumento de la tensión de entrada de la antena. Por consi-  
30 guiente, para una frecuencia dada, la tensión de radiofre-



379605

5 frecuencia que aparece a través del condensador variable en función de la tensión 41 está limitada por esta acción de control automático de ganancia a un valor inferior al valor en el que el diodo 41 rectificaría o rectificaría parcialmente las señales de corriente alterna.

10 Para proveer una compensación suficiente en toda la gama de frecuencia de funcionamiento del circuito, utilizando solamente el cambio de impedancia del circuito emisor-base del transistor 12 como resistencia variable para limitar la tensión de radiofrecuencia a través del condensador variable en función de la tensión 41, sería necesario proveer una impedancia suficientemente elevada para proveer la protección deseada a la frecuencia máxima a la que el circuito 10 puede sintonizarse, incluso si esta impedancia puede ser superior a la necesaria para proveer la protección contra sobrecargas deseada, a las frecuencias más bajas. Por consiguiente, cuando el circuito está trabajando a frecuencias más bajas, la impedancia en serie con el diodo condensador variable en función de la tensión 41 podría ser innecesariamente excesiva.

15 Acoplado inductivamente una impedancia variable a la inductancia 40, se puede obtener sin embargo la impedancia variable sensible a la frecuencia deseada en serie con el condensador diodo variable en función de la tensión 41. Por experimentación, se ha comprobado que para una tensión de entrada de radiofrecuencia de 1 voltio, la tensión a través del condensador variable en función de la tensión 41 ha de limitarse aproximadamente a 0,1 voltio. Se ha comprobado que estas condiciones están satisfechas por la siguiente fórmula para la resistencia R en serie con el

20

25

30

379695 14



condensador variable en función de la tensión 41:  $R = \frac{3f}{1.000}$

- 800, en la que f es la frecuencia. El término de frecuencia f en esta fórmula es necesario debido al hecho de que la reactancia del condensador variable en función de la tensión 41 aumenta cuando las frecuencias aumentan. Por consiguiente, es necesario aumentar la resistencia serie cuando las frecuencias aumentan para mantener la caída de tensión deseada de 0,1 voltio a través del condensador variable en función de la tensión 41 a las frecuencias más elevadas.

5  
10 Una representación de esta solución para R, que se considere como siendo la solución ideal, está dada en la curva "H" de la figura 7.

Puesto que la componente de frecuencia no puede realizarse solamente proveyendo una resistencia variable controlada por el control automático de ganancia en serie con el diodo varactor, el devanado 70 acoplado inductivamente y el transistor de efecto de campo 71 se proveen para aproximarse a esta curva ideal deseada "H" para la resistencia serie. Para las frecuencias bajas de funcionamiento, la resistencia suplementaria provista por el circuito que incluye el devanado 70 y el transistor de efecto de campo 71 ha de ser reducida, y además para los niveles de señal bajos la resistencia suplementaria añadida por este circuito ha de ser reducida o nula. Esta última condición está satisfecha para un nivel reducido de señal puesto que para estos niveles de señal, la tensión de control automático de ganancia aplicada a la puerta del transistor 71 es suficientemente bajo para hacer que el transistor 71 actúe como interruptor abierto; de modo que el circuito que incluye el devanado 70 y el transistor 71 no afecta al funcionamiento

15  
20  
25  
30

379695

14



to en el resto del circuito representado en la figura 6.

Cuando la tensión de control automático de ganancia aumenta hasta un valor más positivo, el transistor 71 presenta sin embargo en el comienzo una impedancia determinada relativamente elevada en serie con el devanado 70, reduciéndose esta impedancia progresivamente conforme la tensión de control automático de ganancia aumenta. Cuando el transistor 71 se hace más conductor, la impedancia de corriente alterna a través del devanado 40 tiende a aumentar, en razón del acoplamiento inductivo entre el devanado 40 y el devanado 70 en serie con el circuito de fuente de drenaje del transistor 71. La resistencia equivalente del circuito serie dada por el circuito representado en la figura 6 puede expresarse por la fórmula:  $R = af^2 + b$ , en la que b es la resistencia del circuito emisor-base del transistor 12 y la resistencia 57, y  $a = \frac{4\pi^2 L^2}{R_{11}}$ , siendo L el valor de la inductancia 40 y siendo R11 la resistencia paralela acoplada en el circuito por el devanado 70.

Para aproximarse más de cerca a las condiciones representadas en la curva "H" de la figura 7, para un circuito en el que la capacitancia combinada de los condensadores 44 y 48 es aproximadamente de 30 pf y la capacitancia resultante en el ramal que incluye los condensadores 49 y 50 es de 370 pf y en la que la inductancia 40 es de 0,55 mh, se ha comprobado que haciendo  $b = 250$  ohmios y  $R_{11} = 6.000$  ohmios aproximadamente en el centro de las frecuencias de trabajo, se cumple con los requisitos. Además, para obtener el valor deseado de la impedancia para R11, la relación del número de vueltas de los devanados 70 y 40 puede ajustarse. Con los valores mencionados más arriba, los



379695

5 cambios en la resistencia del circuito con la frecuencia  
solamente están representados en la curva "I" de la figura  
7. De este modo, se obtiene la variación deseada de la re-  
sistencia serie que aumenta con el aumento de la frecuencia  
Además, reduciendo la impedancia del transistor 71 para ni-  
veles de tensión de control automático de ganancia más ele-  
vados, los aumentos ulteriores de la resistencia serie se  
realizan de acuerdo con el aumento de los niveles de la se-  
ñal de radiofrecuencia de entrada para todas las frecuen-  
cias de trabajo.

10 En lo que antecede puede verse que el circuito  
de compensación de sobrecarga representado en la figura 6,  
provee una compensación tanto para el aumento de los nive-  
les de señal de entrada de radiofrecuencia como para el au-  
mento de las frecuencias aumentando las impedancias en se-  
rie con el diodo condensador variable en función de la ten-  
sión 41 cuando se produce una cualquiera de estas condicio-  
nes o ambas.

15 El funcionamiento del transistor 60', obtenien-  
do una señal de control automático de ganancia amplificada  
a partir del colector del transistor de radiofrecuencia,  
provee un efecto regenerador y aumenta la compensación pro-  
vista por el control automático de ganancia del transistor  
12. En todos sus demás aspectos, el funcionamiento del cir-  
cuito de la figura 3 es el mismo que el de la figura 2.

20 En resumen: La Patente de Invención que se soli-  
cita deberá recaer sobre las reivindicaciones siguientes:

3796954



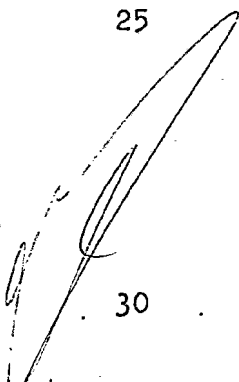
REIVINDICACIONES

1. Un circuito de compensación de sobrecarga destinado a utilizarse en un aparato receptor de señales de onda que tiene una antena (9), una etapa amplificadora de radiofrecuencia (11), y un dispositivo de circuito de sintonización de antena (10) que une eléctricamente la antena y el paso amplificador de radiofrecuencia, incluyendo el dispositivo de circuito de sintonización un dispositivo de reactancia variable en función de la tensión (41), y un dispositivo de circuito (20, 42) conectado al dispositivo de reactancia variable en función de la tensión para aplicar un potencial de polarización variable a éste a fin de sintonizar selectivamente el dispositivo de circuito de sintonización de la antena sobre frecuencias predeterminadas, estando dicho circuito de compensación de sobrecarga caracterizado por:

unos medios de conexión (48, 44, 40, 53) para conectar el dispositivo de reactancia variable en función de la tensión del circuito de sintonización de antena en serie entre la antena y la etapa amplificadora de radiofrecuencia;

un dispositivo de circuito de control (34) que responde a la salida del paso amplificador de radiofrecuencia para derivar una tensión de control que corresponde a la magnitud de la señal de onda; y

un dispositivo de circuito (que conduce de 34 a 12) para aplicar la tensión de control al paso amplificador de radiofrecuencia a fin de hacer variar la impedancia de entrada del paso amplificador de radiofrecuencia en respuesta a las variaciones de la magnitud de las señales obteni-



379695

14



5 das a partir de la salida de la etapa amplificadora de radiofrecuencia, produciendo las variaciones de impedancia unas variaciones correspondientes en el nivel de las señales de onda aplicadas a través del dispositivo de reactancia variable en función de la tensión.

10 2. El circuito según la reivindicación 1, caracterizado además porque la etapa amplificadora de radiofrecuencia incluye un transistor (12) que tiene unos electrodos emisor, base y colector conectados en un circuito de base común, estando el emisor conectado en un circuito serie con el dispositivo de reactancia variable en función de la tensión y la antena, y aplicándose la tensión de control a la base del transistor para hacer variar la impedancia de circuito emisor-base del transistor.

15 3. El circuito según la reivindicación 2, caracterizado además porque el dispositivo de circuito de control es el circuito de control automático de ganancia (34) y provee una tensión de control automático de ganancia, que el dispositivo de aplicación aplica a la base del transistor (12) para reducir la polarización directa del transistor para los niveles más elevados de salidas procedentes de éste, aumentando así la impedancia de entrada del circuito emisor-base del transistor para limitar la caída de tensión a través del condensador variable en función de la tensión haciendo que se produzca una mayor caída de tensión a través del circuito emisor-base del transistor.

25  
30 4. El circuito según las reivindicaciones 1, 2 ó 3, caracterizado porque una impedancia variable (circuito colector-emisor de 60) está conectada en el circuito de entrada del paso amplificador de radiofrecuencia, derivando

379605 14



dicho dispositivo de circuito de control (34) dicha tensión de control que corresponde a la amplitud de la salida de señal obtenida a partir del paso amplificador de radiofrecuencia y siendo dicho dispositivo de circuito (circuito base de 60) sensible a la tensión de control para hacer variar la impedancia de la impedancia variable en respuesta a dichas variaciones de la magnitud de las señales obtenidas a partir de la salida de la etapa amplificadora de radiofrecuencia.

5  
10  
15  
5. El circuito según las reivindicaciones 2 y 4, caracterizado además porque la impedancia variable está conectada a la base del transistor, aplicando dicho dispositivo de circuito (61, 62) un potencial de trabajo de corriente continua a la base del transistor, permaneciendo sin cambiar el nivel de funcionamiento de corriente continua del transistor, establecido por dicho potencial de corriente continua, a pesar de los cambios de impedancia de la impedancia variable.

20  
25  
30  
6. El circuito según la reivindicación 5, caracterizado además porque la impedancia variable incluye el circuito colector-emisor de un segundo transistor (60) conectado en el circuito entre un punto de potencial de referencia y la base del transistor amplificador de radiofrecuencia (12), y porque la tensión de control se aplica a la base del segundo transistor para hacer variar su conductividad, haciendo así variar la impedancia del circuito colector-emisor de éste, estando el circuito emisor-base del transistor amplificador de radiofrecuencia y el circuito colector-emisor del segundo transistor en serie con las señales de onda aplicadas a partir de la antena a través

379605

14



del dispositivo de reactancia variable en función de la tensión.

5 7. El circuito según la reivindicación 6, caracterizado además porque el circuito de control es un circuito de control automático de ganancia y provee una tensión de control automático de ganancia a la base del segundo transistor para reducir la polarización directa en el segundo transistor para los niveles más elevados de salidas procedentes del transistor amplificador de radiofrecuencia, aumentando así la impedancia del circuito colector-emisor del segundo transistor para reducir la caída de tensión a través del dispositivo de reactancia variable en función de la tensión haciendo que se produzca una mayor caída de tensión a través del circuito colector-emisor del segundo transistor.

10

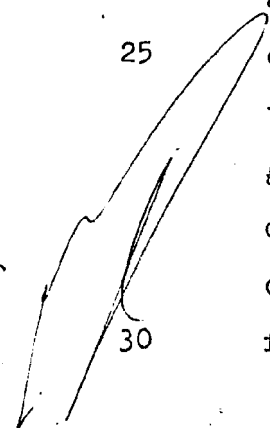
15

8. El circuito según las reivindicaciones 6 ó 7, caracterizado además por un condensador de acoplamiento (59) estando la base del transistor amplificador de radiofrecuencia conectada al circuito colector-emisor del segundo transistor a través del condensador de acoplamiento, y estando el potencial de trabajo de corriente continua destinado a la base del transistor amplificador de radiofrecuencia acoplado a la unión entre la base del transistor amplificador de radiofrecuencia y el condensador, proveyendo el condensador un aislamiento de corriente continua entre el transistor amplificador de radiofrecuencia y el segundo transistor, mientras permite el paso de las señales de corriente alterna a través del circuito que incluye el circuito emisor-base del transistor amplificador de radiofrecuencia y el circuito colector-emisor del segundo tran-

20

25

30



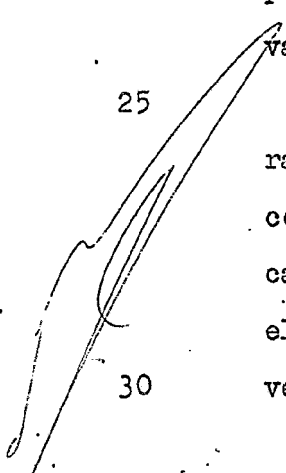


379695

sistor.

5                   9. El circuito según la reivindicación 5, ca-  
racterizado además porque la impedancia variable incluye  
el circuito colector-emisor de un segundo transistor (60)  
conectado en el circuito entre un punto de potencial de  
referencia y la base del transistor amplificador de radio-  
frecuencia (12), y porque el circuito de control es un cir-  
cuito de control automático de ganancia (34) que provee una  
tensión de control automático de ganancia a la base del  
10 transistor amplificador de radiofrecuencia para hacer va-  
riar el nivel de funcionamiento de corriente continua del  
mismo, estando además caracterizada esta combinación por  
el dispositivo de circuito (13, 63, 65) conectado al colec-  
tor del transistor amplificador de radiofrecuencia para de-  
15 rivar a partir de éste una tensión de polarización de co-  
rriente continua, aplicándose dicha tensión de polarización  
de corriente continua a la base del segundo transistor pa-  
ra hacer variar su conductividad, haciendo así variar la  
impedancia del circuito colector-emisor del mismo, estando  
20 el circuito emisor-base del transistor amplificador de ra-  
diofrecuencia y el circuito colector-emisor del segundo  
transistor en serie con las señales de onda aplicadas a  
partir de la antena a través del dispositivo de reactancia  
variable en función de la tensión.

25                   10. El circuito según la reivindicación 9, ca-  
racterizado además porque la tensión de control automáti-  
co de ganancia aplicada a la base del transistor amplifi-  
cador de radiofrecuencia reduce la polarización directa en  
el transistor amplificador de radiofrecuencia para los ni-  
veles más elevados de salidas procedentes del transistor  
30



379695

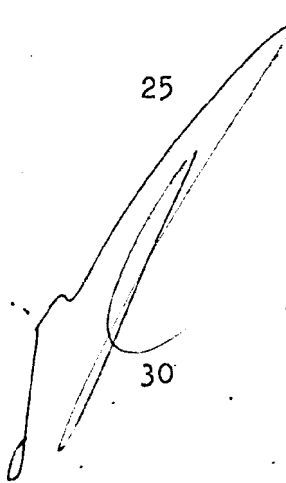


5       amplificador de radiofrecuencia, reduciendo así la tensión de polarización de corriente continua obtenida a partir de su colector, sirviendo dicha tensión reducida de polarización de corriente continua aplicada a la base del segundo transistor para reducir la conductividad del segundo transistor aumentando así la impedancia del circuito colector-emisor del mismo.

10       11. El circuito según las reivindicaciones 9 ó 10, caracterizado además porque el transistor amplificador de radiofrecuencia y el segundo transistor son de tipos de conductividad opuestos.

15       12. El circuito según las reivindicaciones 1, 2 ó 3, caracterizado porque un dispositivo de impedancia variable sensible a la frecuencia (40, 60, fuente de drenaje de 61) está conectada en serie con el dispositivo de reactancia variable en función de la tensión y presenta una impedancia que aumenta con las frecuencias de las señales aplicadas a través de él; y porque dicho dispositivo de control (puerta de 61) que aplica la tensión de control al  
20       dispositivo de impedancia variable sensible a la frecuencia, hace además variar la impedancia del mismo en respuesta a dichas variaciones de la amplitud de las señales obtenidas a partir de la salida de la etapa amplificadora de radio-  
25       frecuencia.

30       13. El circuito según la reivindicación 12, caracterizado además porque el dispositivo de circuito de sintonización incluye un dispositivo de inductancia (40) conectado en serie con el dispositivo de reactancia variable en función de la tensión, y porque el dispositivo de impedancia variable sensible a la frecuencia está formado



3796954 MA



por el acoplamiento inductivo (a través de 60) de una impedancia variable (61) con el dispositivo de inductancia.

5 14. El circuito según la reivindicación 13, caracterizado además por un devanado (60) acoplado inductivamente al dispositivo de inductancia, y caracterizado además porque la impedancia variable incluye un transistor (61) que tiene por lo menos un electrodo de salida y un electrodo de entrada, estando el electrodo de salida conectado en serie con el devanado y con la tensión de control que se aplica a su electrodo de entrada.

10 15. El circuito según la reivindicación 14, caracterizado además porque el transistor es un transistor de efecto de campo que tiene una puerta y un circuito de fuente de drenaje, estando el circuito de fuente de drenaje conectado en serie con el enrollamiento, y estando la puerta conectada con el dispositivo que sirve para aplicar la tensión de control.

15 16. El circuito según las reivindicaciones 14 ó 15, caracterizado además porque el dispositivo de control de control es un circuito de control automático de ganancia que provee una tensión de control automático de ganancia que el dispositivo de aplicación aplica a la base del transistor para aumentar su conductividad para los niveles más elevados de salidas procedentes de la etapa amplificadora de radiofrecuencia a fin de reducir la impedancia en serie con el devanado, aumentando así eficazmente la impedancia del dispositivo de inductancia en serie con la reactancia variable en función de la tensión para limitar la caída de tensión a través de la misma produciendo una mayor caída de tensión a través del dispositivo de induc-

20  
25  
30



379695

tancia.

5 17. El circuito según una cualquiera de las anteriores reivindicaciones, caracterizado además porque el dispositivo de reactancia variable en función de la tensión es un condensador variable en función de la tensión.

18. El circuito según una cualquiera de las anteriores reivindicaciones, caracterizado además porque el condensador variable en función de la tensión es un diodo varactor.

10 19. Se reivindica por último como objeto sobre el que ha de recaer la patente de invención que se solicita: "UN CIRCUITO DE COMPENSACION DE SOBRECARGA".

15 Todo conforme queda descrito y reivindicado en la presente memoria descriptiva que consta de treinta y cinco páginas mecanografiadas y dibujos adjuntos.

Madrid, 14 mayo 1.970

BERNARDO UNGRIA

P.P.

20

25

30

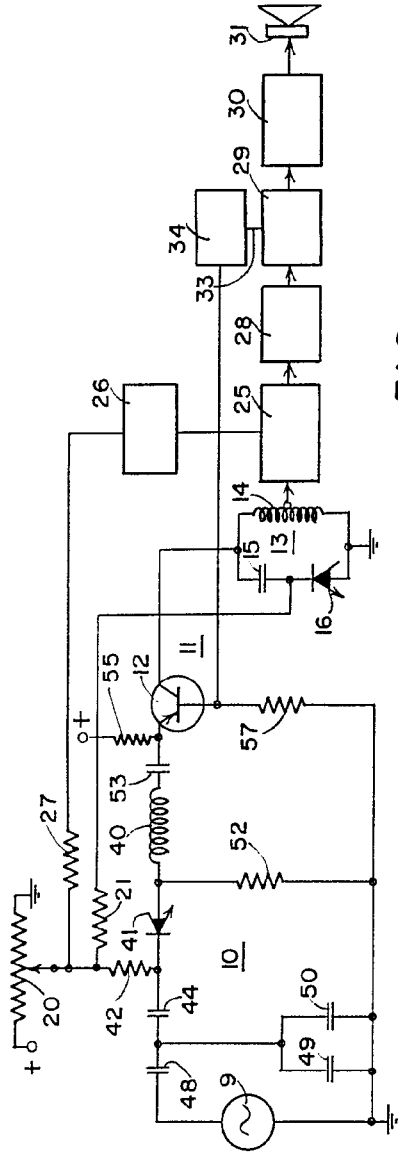


FIG. 1

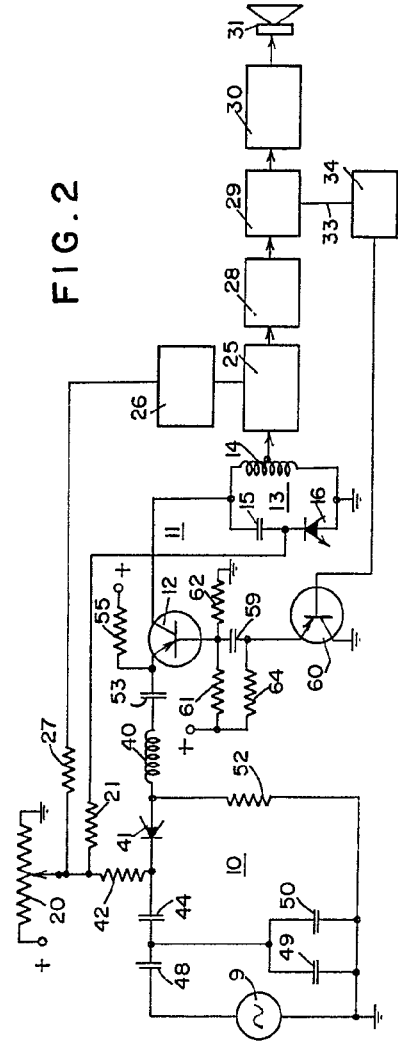


FIG. 2

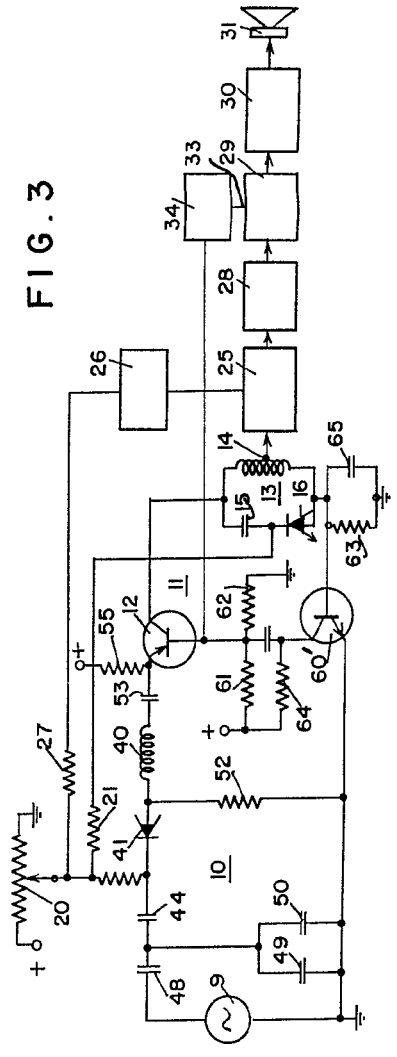


FIG. 3

FIG. 4

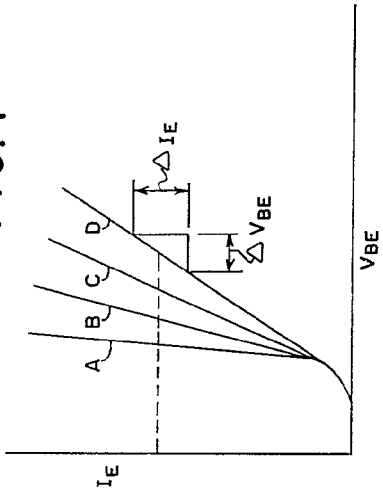
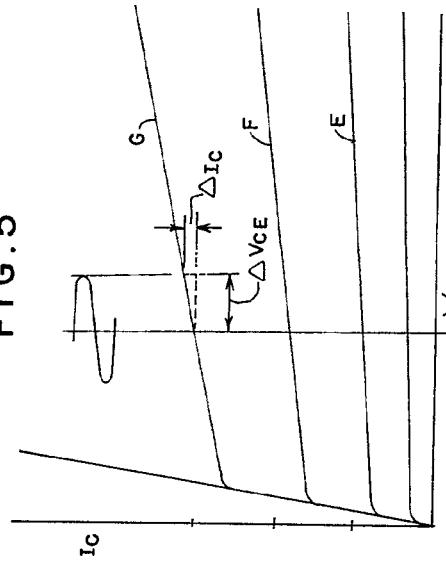


FIG. 5



CEL  
MADRID, 14 DE MAYO DE 1970  
BERNARDO UNGER  
P. R.

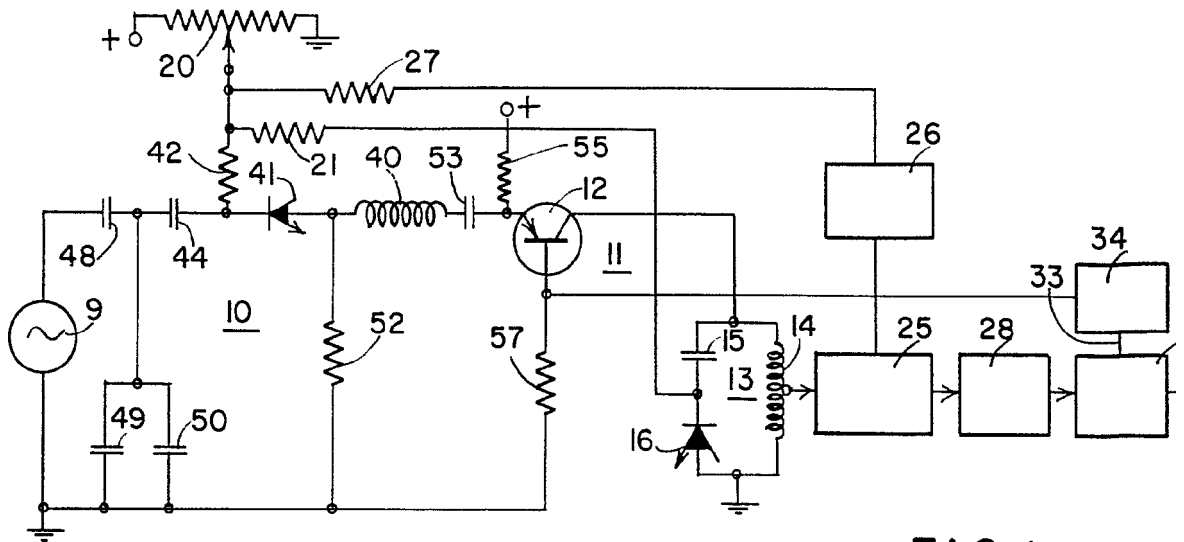


FIG. 1

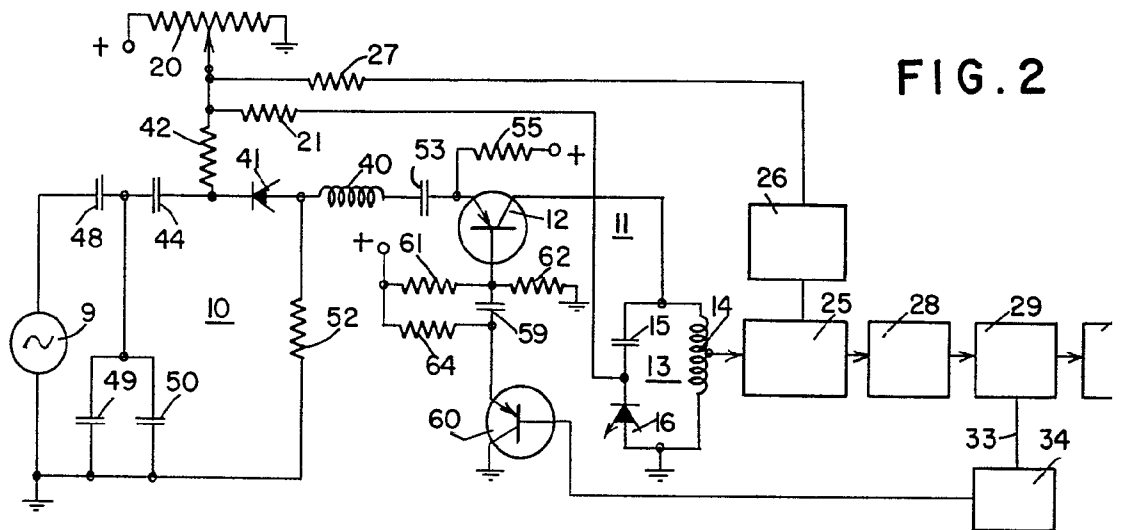


FIG. 2

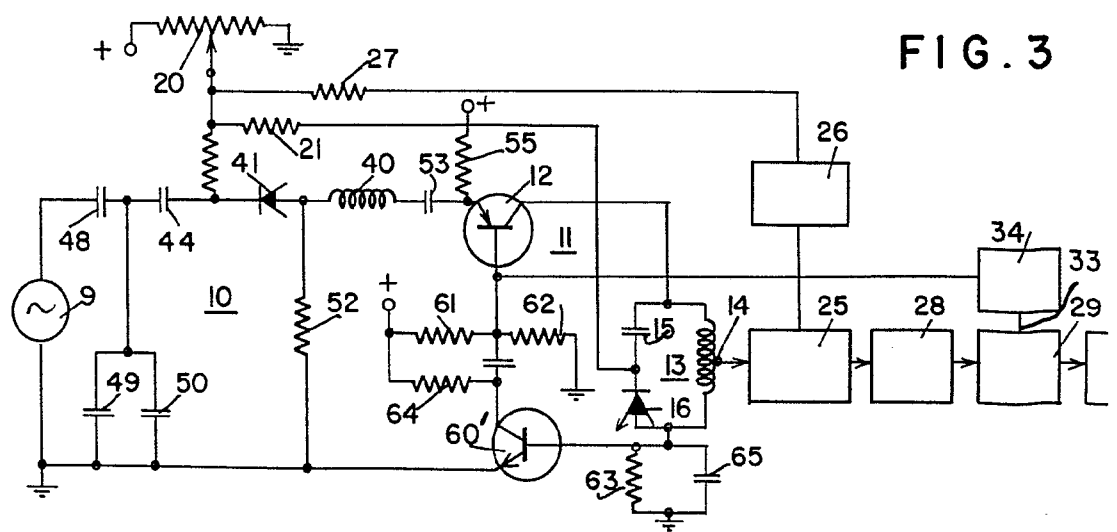


FIG. 3

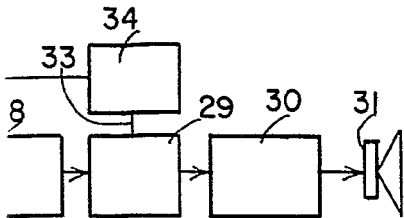


FIG. 1

FIG. 2

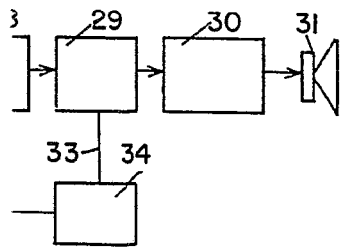


FIG. 3

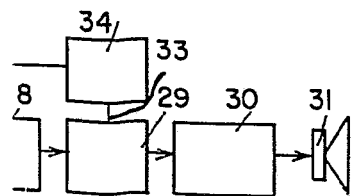


FIG. 4

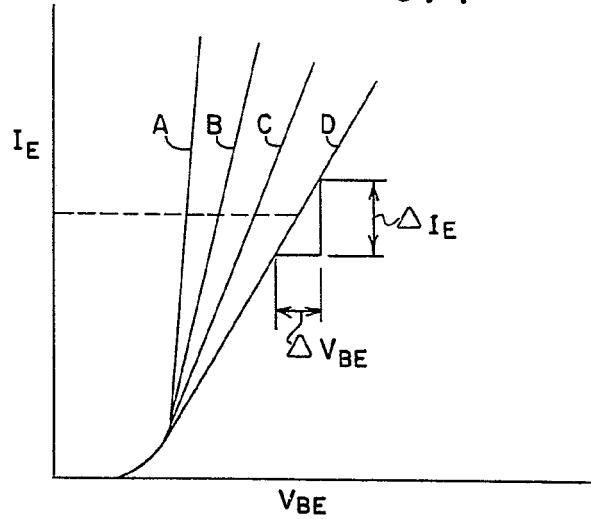
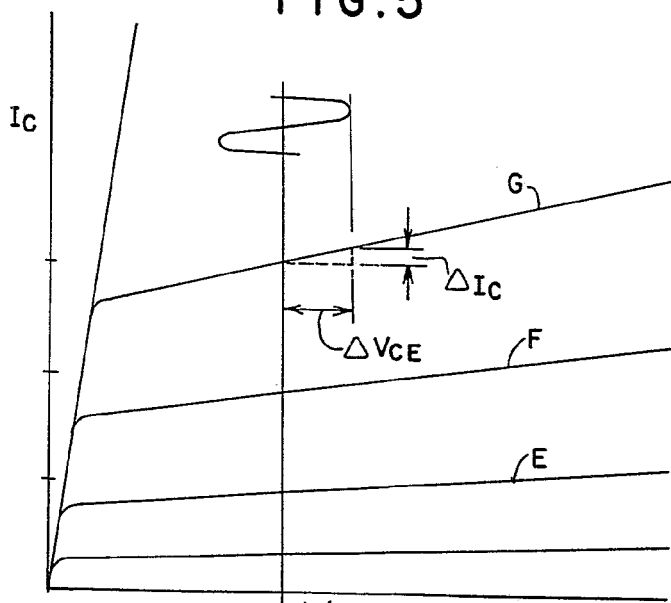


FIG. 5



CELSONA S.A. S. de C.V.  
MADRID, 14 DE mayo DE 1970

BERNARDO UNGER  
P. E.



1970

FIG. 6

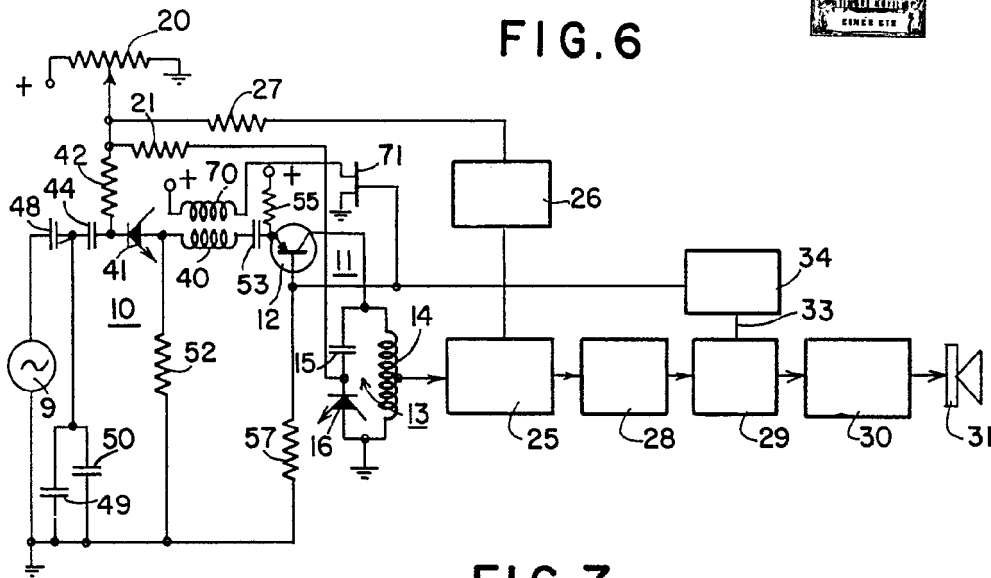
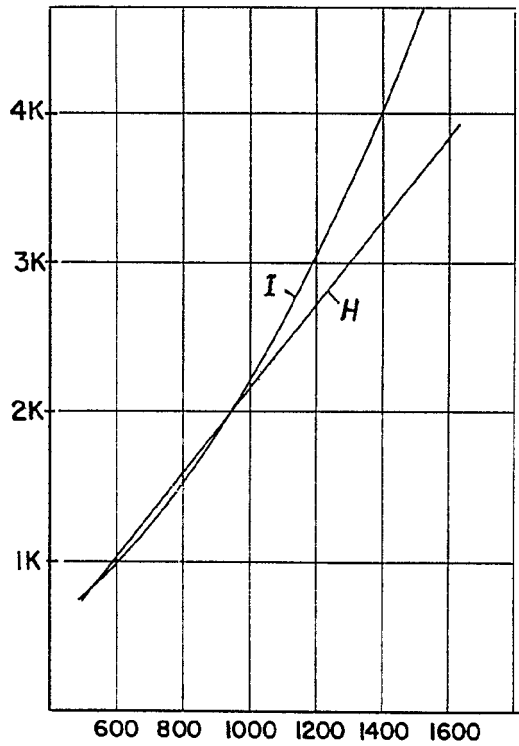


FIG. 7



ESCALA VARIABLE  
 MADRID, 14 DE mayo DE 1970  
 BERNARDO UMERIA  
 P. B.