

17 MAR



P.- 57.584

RCA 64,579

Int. Cl.<sup>2</sup>: H02H // H03F

MEMORIA DESCRIPTIVA

426417

para solicitar PATENTE DE INVENCION por 20 años

a nombre de RCA CORPORATION

entidad norteamericana

establecida en 30 Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y.  
10020, Estados Unidos de América.

por: "UN AMPLIFICADOR CON PROTECCION CONTRA SOBRECORRIEN  
TES"

(Clase Internacional H03f)

prioridad reivindicada: Estados Unidos de América, 24 de  
Mayo de 1.973 nº 363.600.



Este invento se refiere a amplificadores con protección contra sobrecorrientes y, en particular, a circuitos para impedir una corriente excesiva de salida en transistores compuestos, y es útil, por ejemplo, en un amplificador de potencia de audio para impedir una disipación excesiva en un transistor de salida.

La protección contra sobrecorrientes utilizando una resistencia de percepción en la conexión de emisor de un transistor de salida de un amplificador de potencia es ya conocida. Cuando aumenta la corriente de emisor del transistor de salida, se desarrolla un potencial a través de la resistencia. Este potencial puede ser aplicado a la unión base-emisor de un transistor auxiliar que tiene su electrodo de colector conectado al electrodo de base del transistor de salida. Si el potencial desarrollado a través de la resistencia de percepción excede de un valor umbral, el transistor auxiliar será polarizado a conducción, y actuará para limitar la excitación de la base del transistor de salida, limitando la corriente en su circuito de salida.

Este circuito de la técnica anterior tiene tendencia a oscilar espontáneamente. También, como toda la corriente de emisor del transistor de salida circula por la resistencia de percepción, ésta debe tener un pequeño valor óhmico para evitar una disipación excesiva, por ejemplo, en un circuito integrado. Tal resistencia de escaso valor óhmico hace uso indeseablemente de una gran superficie de la pas-



tilla de circuito integrado.

5 Los amplificadores de potencia con circuito integrado pueden usar transistores de salida que se componen de varios transistores componentes. Particularmente, tal transistor compuesto puede comprender una conexión en cascada con acoplamiento directo de un transistor de entrada de un primer tipo de conductividad conectado como amplificador de emisor común, seguido por al menos un transistor de salida que es del otro tipo de conductividad y que tiene su electrodo de base acoplado directamente desde el electrodo de colector del transistor de entrada.

10 Un aspecto del presente invento se refiere a la protección contra sobrecorrientes para un transistor compuesto del tipo descrito en el párrafo anterior. Una resistencia está conectada entre un terminal y la interconexión del electrodo de emisor del transistor de entrada y el electrodo de colector del transistor de salida. Se prevén medios para limitar el margen de las desviaciones de potencial que aparecen entre el electrodo de base del transistor de entrada y el terminal. A través de la resistencia se desarrolla un potencial que responde proporcionalmente a la corriente de colector del transistor de salida y, durante las condiciones de sobrecorriente, este potencial hace que la desviación del potencial entre el electrodo de base de entrada y el terminal sean lo bastante grandes para que se

17 MAR 1974



limite su aumento ulterior. Estos y otros varios aspectos del invento se analizan en la descripción que sigue.

En los dibujos:

La figura 1 es un diagrama esquemático de un amplificador de audio con circuito integrado en el cual está  
5 realizado el presente invento; y

La figura 2 es un diagrama esquemático de medios alternativos respecto a los mostrados en la figura 1 para realizar un limitador de corriente que limita las desviaciones de cresta a cresta de la oscilación de la corriente  
10 de señal a valores que son ajustables de modo controlable.

Los elementos del amplificador mostrado en la figura 1 se fabrican típicamente dentro de los confines de un circuito integrado monolítico con excepción de la carga 45, que puede ser un altavoz. Los símbolos de resistencia que  
15 tienen una barra junto a ellos denotan resistencias que se fabrican con preferencia como resistencias enterradas. Las resistencias 82 y 84, cada una con un valor de tres ohmios, se fabrican con preferencia en el mismo proceso de difusión de N+ usado para dar capas enterradas o "bolsas" en las re-  
20 giones de colector de los transistores NPN. Esto evita tener que hacer un contacto óhmico con los extremos de las resistencias 82 y 84 conectados a los electrodos de colector de los transistores 412 y 432, respectivamente. Con preferencia, la resistencia 81 tiene un valor que sigue al  
25 de las resistencias 82, 84 de modo que también está hecha



como resistencia de capa enterrada. Otras resistencias, con valores menores de 200 ohmios, pueden hacerse por difusiones N+ al mismo tiempo que se difunden las regiones de emisor de los transistores NPN. Todas las demás resistencias pueden hacerse por difusiones P al mismo tiempo que se difunden las regiones de base de los transistores NPN. Los transistores NPN se realizan del modo más fácil mediante estructuras verticales, y los transistores PNP, por estructuras laterales.

El funcionamiento del amplificador será explicado en general y luego con mayor detalle. Los terminales T<sub>5</sub> y T<sub>6</sub> están destinados a recibir potencial de trabajo positivo (B+) y potencial de referencia de masa, respectivamente. Las señales de entrada aplicadas al terminal T<sub>1</sub> se amplifican sucesivamente en un paso 10 de entrada de amplificador diferencial acoplado por emisor, en los transistores 11, 12 de amplificador de colector común conectados en cascada de Darlington y en el amplificador 13 de transistor con emisor puesto a masa. Las corrientes de señal amplificadas son aplicadas a un circuito limitador 15 que proporciona limitación de cresta a cresta simétrica controlada de las desviaciones de la corriente de señal. El funcionamiento de este circuito limitador de cresta a cresta 15 y del circuito 70 de regulación de la alimentación es de interés primordial en lo que se refiere a ciertos aspectos del presente invento y se explica con detalle en lo que



sigue.

La corriente de la señal de salida procedente del circuito limitador 15 es dividida entre los circuitos de entrada de los amplificadores 20, 25 de división de fase. Cada amplificador funciona para dar un par de señales en clase B que responden respectivamente a los valores absolutos de las partes positiva y negativa de una señal de entrada. Los amplificadores 20, 25 de división de fase son del tipo descrito en la patente norteamericana número 3.573.645 expedida el 6 de Abril de 1.971 al inventor de la presente y titulada "Amplificador de división de fase". Los amplificadores 20, 25 de división de fase están polarizados desde el circuito de polarización 30 de modo que proporcionen corrientes de base en reposo a los transistores de salida compuestos 41, 42, 43, 44, que varían de modo inverso a su beta (ganancia de corriente en emisor común y con polarización en sentido directo). La forma en la cual se hace esto se describe en la solicitud de patente norteamericana número 363.562 presentada el 24 de Mayo de 1.973 a nombre del inventor de la presente, titulada "Circuito de polarización para pasos amplificadores de potencia con transistores apilados" y cedida a RCA Corporation, lo mismo que esta solicitud.

Los transistores de salida 41, 42, 43, 44, como se muestra, son cada uno un transistor compuesto de tipo PNP, que comprende un transistor PNP de entrada, cuyo elec-



trodo de base forma el electrodo de base efectivo del transistor compuesto, y una pluralidad de transistores de salida NPN conectados en paralelo, cuyos electrodos de emisor reunidos forman el electrodo de colector efectivo del transistor compuesto. El electrodo de emisor efectivo del transistor compuesto es el punto al cual están conectados el emisor del transistor PNP de entrada y los electrodos de colector de los transistores NPN de salida. El electrodo de colector del transistor PNP está acoplado al electrodo de base de los transistores de salida NPN. Cada transistor compuesto (41, 42, 43, 44) se comporta como un transistor PNP con una beta efectiva sustancialmente igual a la beta de su transistor de entrada PNP por la beta de uno de sus transistores de salida NPN (suponiendo que las betas de los transistores componentes NPN sean iguales). Los electrodos efectivos de base, emisor y colector del transistor compuesto, se denominarán en lo que sigue electrodos de base, de emisor y de colector, respectivamente, en toda esta solicitud. Se usa un transistor compuesto en circuitos integrados para conseguir un transistor PNP, ya que el transistor componente NPN, cuando se realiza en estructura vertical, es más económico en superficie en la pastilla de circuito integrado y tiende a tener una beta mejor que un transistor PNP realizado en estructura lateral.

Los transistores compuestos de salida 41, 43 están conectados cada uno en configuración de amplificador de



emisor común, con carga en el colector. Los transistores 42, 44 están conectados cada uno en configuración de amplificador de emisor común, con carga en el emisor; sus electrodos de colector están puestos a masa a través de los terminales  $T_{10}$ ,  $T_{11}$ , respectivamente.

5                    Los transistores compuestos 41, 42 están conectados en contrafase para la señal y están apilados para circulación de corriente de reposo en serie de colector a emisor. Los transistores compuestos 43, 44 están conectados de modo similar entre sí. Las conexiones del amplificador 20 de división de fase con los electrodos de base de los transistores 41, 42 son tales que las señales de salida en un terminal  $T_2$  son de sentido de oscilación opuesto a las señales de entrada en el terminal  $T_1$ . Las conexiones del amplificador 25 de división de fase con los electrodos de base de los transistores 43, 44 son tales que las señales de salida en un terminal  $T_3$  son del mismo sentido de oscilación que las señales de entrada en el terminal  $T_1$ .

15                    Las señales de salida en contrafase en los terminales  $T_2$  y  $T_3$  se combinan diferencialmente en un amplificador diferencial 50 para dar una señal de reacción degenerativa a los circuitos de entrada de los amplificadores de división de fase 20, 25. Así, se proporciona reacción degenerativa local en torno a los pasos amplificadores de salida 41, 42, 43, 44 y de los amplificadores de división de fase 20, 25. Las señales de salida en contrafase en los termina-



les  $T_2$  y  $T_3$  se combinan diferencialmente en un amplificador diferencial 60 para obtener una señal de reacción degenerativa aplicada al paso amplificador de entrada 10. Esto proporciona una reacción degenerativa global alrededor de todo el amplificador de audio de la figura 1. El funcionamiento de estos bucles de reacción se describe en detalle en nuestra solicitud de patente norteamericana número (RCA 66804) presentada al mismo tiempo que ésta, titulada "Amplificador con punto de trabajo estabilizado por medios térmicos" y cedida, como esta solicitud, a RCA Corporation.

10 En el amplificador mostrado en la figura 1, supongamos que el electrodo de emisor del transistor componente PNP 411 y todos los electrodos de colector de los transistores componentes NPN 412, 413, 414, 415, estaban unidos para formar el electrodo de emisor del transistor compuesto PNP 41. Supongamos, además, que este transistor 41  
15 llevara asociada una resistencia de emisor para percibir las corrientes excesivamente grandes, según la técnica anterior. El valor óhmico de esta resistencia sería pequeño y, por tanto, ocuparía una superficie inusitadamente grande  
dentro del circuito integrado.

20 Se proporcionan fracciones similares de la corriente de emisor del transistor compuesto PNP 41 por las corrientes de colector de cada uno de sus transistores NPN componentes. (La contribución de la corriente de emisor del transistor componente PNP 411 puede ser normalmente desprecia-  
25

17 MAYO 1964

da, ya que es menor por la beta de los transistores compo-  
nentes NPN). Supongamos ahora que la corriente sólo en uno  
de los recorridos de corriente de colector de los transis-  
tores 412, 413, 414, 415 circula por la resistencia de  
muestreo o percepción como se ilustra en la figura 1. El  
5 valor óhmico de la resistencia de percepción 82 puede ser  
mayor en un factor igual a la relación de las corrientes  
en los otros recorridos de corriente de colector en compa-  
ración con la corriente que pasa por ella misma y, sin em-  
bargo, se desarrolla el mismo potencial a su través que a  
10 través de la resistencia de percepción en la suposición  
anterior.

El electrodo de base del transistor 411, que es  
el electrodo de base del transistor compuesto 41 queda li-  
mitado por un dispositivo 83 asimétricamente conductor (mos-  
15 trado como diodo) al potencial, dependiente de la tempera-  
tura, desarrollado a través de la resistencia 81, siempre  
que la corriente de emisor del transistor 41 se acerque a  
un valor excesivo. Esto restringe la aplicación de más co-  
rriente de base al transistor compuesto 41 y, por tanto,  
20 reduce la disponibilidad de una mayor corriente de colec-  
tor desde él. La acción limitadora no supone un bucle de  
reacción negativa de elevada ganancia, de modo que se evita  
la posibilidad de un bucle de reacción de elevada ganancia  
que presente fenómenos regenerativos o de oscilación para  
25 ciertas condiciones de la limitación.

17 MAYO 1954



El transistor compuesto 43 queda protegido contra corrientes de colector excesivas de una manera similar. Los elementos 431, 432, 433, 434, 435, 84, 85 asociados con él corresponden, respectivamente, a los elementos 411, 412, 413, 414, 415, 82, 83 asociados con el transistor compuesto 41.

La interconexión de los diodos 83, 85 podría devolverse a una fuente de potencial de limitación con una impedancia de fuente baja. No se hace esto en el circuito mostrado en la figura 1, sin embargo, ya que se desea controlar el potencial limitador aplicado a esta interconexión. La presencia de la resistencia 81 hace que la acción limitadora en los electrodos de base de los transistores 41, 43 dé corrientes de base sustancialmente grandes. Estas grandes corrientes pueden aplicarse a los electrodos de base de los amplificadores de división de fase 20, 25, cuando, por ejemplo, se incapacitan los bucles de reacción local o global. Por tanto, se disponen medios para limitar los valores de cresta de estas corrientes de base. Esta limitación se realiza en el paso 15 limitando la desviación máxima de cresta a cresta de las señales suministradas a los circuitos de entrada de los amplificadores de división de fase 20, 25.

Esta limitación de cresta a cresta de las corrientes de señal de entrada a los amplificadores 20, 25 de di-



visión de fase se hace con preferencia con una simetría esencialmente perfecta. Esto proporciona una protección sustancialmente igual de cada uno de los dispositivos de salida 41, 42, 43, 44 contra la aplicación de corrientes tan grandes que induzcan segunda perforación. Al mismo tiempo, la potencia de señal de salida no deformada disponible desde los pasos de salida se lleva al máximo para una cuantía dada de protección contra la segunda perforación en el menos protegido de los dispositivos 41, 42, 43, 44.

Durante los períodos de no limitación, las corrientes de señal de salida del paso limitador 15 son proporcionales a sus corrientes de señal de entrada entregadas desde el electrodo de colector del transistor 13. Los valores a los cuales se limitan las crestas de la corriente de señal se controlan en proporción sustancialmente lineal al potencial  $V(T)$  que aparece en el electrodo de emisor de un transistor amplificador de control 700, como ahora describiremos. El transistor 151 obtiene su polarización base-emisor de su propio electrodo de colector, que es una conexión de reacción degenerativa que regula su potencial colector a emisor para que sea igual a un potencial de umbral base-emisor,  $V_{BE}$  (aproximadamente 0,65 voltios para un transistor de silicio), más la caída de poten-



5 cial causada por el paso de su corriente de base a través de la resistencia 152. Esta última caída de potencial es pequeña (aproximadamente 50 a 100 milivoltios) en comparación con  $V_{BE}$  porque el valor de la resistencia 152 se elige adecuadamente pequeño. El potencial a través de la combinación en serie de las resistencias 153 y 154, por tanto, es, en buena aproximación,  $V(T) - V_{BE}$ . La resistencia de esta combinación en serie se elige de acuerdo con la ley de Ohm, de modo que en ausencia de circulación de corriente a través del electrodo de colector del transistor 13, la circulación de corriente en la combinación en serie sea sustancialmente el doble de la deseada para la corriente de colector en reposo del transistor 13, que ha de hacerse funcionar como amplificador en clase A.

15 El potencial de reposo en el conductor 160, al cual está conectado el electrodo de colector del transistor 155, se ve obligado a ser igual a los potenciales de umbral base-emisor de los transistores 201, 251, de manera que el potencial a través de la combinación en serie de la resistencia 156 y el diodo 157 puede también expresarse con buena aproximación como  $V(T) - V_{BE}$ . La resistencia de esta combinación en serie se elige de tal modo que la circulación de corriente a su través sea igual a la corriente de colector en reposo del transistor 13.

25 Cuando el transistor 13 tiene un potencial de



señal suficientemente positivo aplicado a su electrodo de base para hacer que su corriente de colector sea sustancialmente doble de su corriente de reposo, la circulación de corriente a través de la resistencia 153 es desviada desde el transistor 151. Los potenciales base-emisor de los transistores 151, 155 se hacen menores, reduciendo sustancialmente a cero su conducción de colector a emisor. La plena circulación de corriente por la resistencia 156, igual a la corriente de colector en reposo del transistor 13, circula a través del conductor 160 a los circuitos de entrada de los amplificadores de división de fase 20, 25. Esto establece la máxima circulación de corriente a los amplificadores 20, 25 de división de fase.

Quando el transistor 13 tiene el potencial de señal positivo, aplicado a su electrodo de base, reducido suficientemente para disminuir sustancialmente a cero su conducción de colector a emisor, la corriente de colector del transistor 151 es, como se ha dicho antes, doble de la corriente de colector en reposo del transistor 13. Como los electrodos de base de los transistores 151, 155 están polarizados de manera similar a través de resistencias iguales 152, 158 desde el electrodo de colector del transistor 151, sus circulaciones de corriente de colector serán semejantes. (Las resistencias de igual valor óhmico 152, 158 ayudan a asegurar esta igualdad al tiempo que permiten



que los transistores 151, 155 sean hechos funcionar en configuración de amplificador con emisor puesto a masa). La corriente de colector del transistor 155 es ahora doble de la corriente de colector en reposo del transistor 13. La circulación de corriente por la resistencia 156 es solamente igual a la corriente de colector en reposo del transistor 13. La parte restante de la corriente de colector del transistor 155, que es igual a la circulación de corriente en reposo del transistor 13, debe retirarse por medio del conductor 160 desde los circuitos de entrada de los amplificadores 20, 25 divisores de fase. Esto establece la circulación máxima de corriente desde los amplificadores 20, 25 de división de fase ya que, una vez que el transistor 13 está polarizado para ponerlo fuera de conducción por reducción de su potencial base-emisor, la polarización de su electrodo de base en un sentido más negativo carece de efecto sobre los circuitos subsiguientes.

Las fluctuaciones del potencial de la señal aplicadas al electrodo de base del transistor 13, que son insuficientemente grandes para hacer que las corrientes del conductor 160 lleguen a su máximo, son amplificadas linealmente en el circuito limitador 15 para que aparezcan como corrientes de señal en el conductor 160. (El transistor 13, que es un amplificador con emisor puesto a masa, hecho funcionar en clase A, proporciona variaciones de la

17 MAYO



corriente de colector que están linealmente relacionadas con sus variaciones de potencial base-emisor acopladas a través de la resistencia 154 como variaciones de la corriente de señal de entrada a una configuración de amplificador de espejo de corriente que incluye los transistores 151, 155).

La carga de colector del transistor regulador 151 es una carga resistiva con derivaciones, que comprende las resistencias 153, 154. Si el electrodo de colector del transistor 13 está conectado directamente al del transistor 151, las variaciones de corriente del colector del transistor 13, al operar en la baja impedancia de entrada ofrecida por el transistor 151 conectado como diodo, no desarrollarán variaciones de potencial de señal apreciablemente grandes. Al mover la conexión del electrodo de colector del transistor 13 a una posición derivada en la carga de colector del transistor regulador 151, se permite que se desarrollen variaciones de potencial que responden a las variaciones de la corriente de colector del transistor 13 en el terminal  $T_9$ .

Estas variaciones son realimentadas desde el terminal  $T_9$  al terminal  $T_8$  a través de un circuito RC en serie exterior al circuito integrado y no mostrado en la figura 1 (por ejemplo: una resistencia de 18.000 ohmios y un condensador de 22 picofaradios en serie) para propor-



5 cionar compensación de fase para estabilizar el bucle  
global de realimentación. El bucle global de realimenta-  
ción que incluye el paso de entrada 10, los transisto-  
res de amplificador 11 y 12 de colector común, el tran-  
sistor amplificador 13 con emisor puesto a masa, el cir-  
cuito limitador 15, los amplificadores 20, 25 de divi-  
sión de fase, los transistores de salida 41-44 y el am-  
plificador diferencial 60 es hecho funcionar de modo que  
10 tienda a establecer el valor presumido de corriente de  
colector en reposo para el transistor 13.

Los valores de corriente en los cuales ocurre  
limitación en el circuito limitador 15, como se ha dicho  
antes, son proporcionales, de un modo sustancialmente li-  
neal, a  $V(T) - V_{BE}$ . Así, controlando el potencial  $V(T)$   
15 que se aplica desde el electrodo emisor del transistor  
700 de amplificador de control, pueden ajustarse estos  
valores de corriente. Tal control es ejercido por el cir-  
cuito 70 regulador de la alimentación que mantiene tam-  
bién un potencial  $V_z$  de excitación regulado a través del  
20 diodo de avalancha 701 para aplicación al paso 10 de am-  
plificador de entrada y al circuito 30 de polarización  
divisor de fase.

Una caída de potencial  $2V_{BE}$  procedente de po-  
tencial B+ según se aplica al terminal  $T_5$  se mantiene  
25 entre los electrodos de colector y de emisor del transis-



17

tor 702 que está en configuración de Darlington conectado como diodo con el transistor 703. Esta caída de potencial polariza al circuito base-emisor de un transistor compuesto PNP formado por el transistor PNP 704 y el transistor NPN 705.

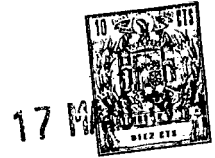
5                   Se mantiene un potencial  $1V_{BE}$  a través de la resistencia 706 estableciendo el valor de la corriente de emisor del transistor compuesto y, por tanto, su corriente de colector sustancialmente similar. Esta corriente de colector es alimentada desde el electrodo de emisor del transistor NPN 705 para polarizar el diodo 701 a descarga en avalancha.

10                   El potencial regulado  $V_z$  que aparece a través del diodo de avalancha 701 es acoplado a través de la resistencia 707 al electrodo de base de 700. En ausencia de circulación de corriente que no sea la corriente de base del transistor 700 a través de la resistencia 707, el voltaje  $V(T)$  en el electrodo de emisor del transistor 700 es sustancialmente igual a  $V_z$  menos la caída  $V_{BE}$  a través de su unión base-emisor. La corriente de colector del transistor 710 aumenta a medida que lo hace la temperatura del circuito integrado más allá de un cierto umbral como luego explicaremos. La corriente de colector del transistor 710 pasa por la resistencia 707 causando una caída de voltaje proporcionada a su

15

20

25                   través. Por consiguiente, el potencial de base del tran-



sistor 700 se reduce a medida que aumenta la temperatura por encima del umbral. Este potencial disminuido por la caída  $V_{BE}$  a través de la unión base-emisor del transistor 700 aparece como  $V(T)$  en su electrodo de emisor.  $V(T)$  se reduce con el aumento de temperatura por encima del umbral, y los valores a los cuales el circuito limitador 15 limita sus fluctuaciones de corriente de señal de salida se reducen consiguientemente.

$V_z$  se aplica a resistencias 711, 712 conectadas en serie, que, por acción de divisor de potencial resistivo, alimentan un potencial que no varía sustancialmente con la temperatura e igual a 0,5 voltios, al circuito base-emisor del transistor 710, que incluye una resistencia 713. La resistencia 713 reduce la transconductancia ( $g_m$ ) del transistor 713 a valores crecientes de corriente, impidiendo de este modo la posibilidad de una oscilación térmica en el circuito perceptor de la temperatura. Para un valor fijo del potencial base-emisor, la corriente de colector del transistor 710, como ocurre para cualquier transistor, aumentará notablemente en función de la temperatura más allá de una determinada temperatura de umbral. Un aumento en la corriente de colector del transistor 710 provoca una caída de potencial proporcionalmente mayor a través de la resistencia 707. El potencial de base del transistor amplifi-



cador de control 700 y su potencial de emisor  $V(T)$  se reducen consiguientemente. El circuito limitador 15 responde para reducir las fluctuaciones máximas de cresta a cresta de sus corrientes de señal de salida.

5                    Como el bucle global de realimentación actúa para reducir la corriente en reposo de colector del transistor 13, en estas condiciones, se reduce también la transconductancia del transistor 13. Este efecto actúa para reducir el valor de las corrientes de señal de salida del circuito limitador 15 así como para restringir su fluctuación máxima de cresta a cresta, aunque el efecto es contrarrestado en parte por la reacción eléctrica global.

15                    El diodo 157 se hace no conductor cuando  $V(T)$  cae por debajo de  $2V_{BE}$ . Esto impide que la corriente sea retirada a través del conductor 160 de las uniones base-emisor de los transistores 202, 252, para desequilibrar la configuración de amplificador de puente 40 por los transistores 13, 151, 171 cuando el electrodo de emisor del amplificador de transistor de control 700 no presenta ya una imperancia de fuente baja. Esto es necesario para impedir el paso directo de las variaciones de corriente de colector del transistor 13 a los amplificadores divisores de fase cuando se supone que el circuito limitador 15 reduce sus corrientes de señal de salida.



5           da a cero. El uso del diodo 157 y de una carga de co-  
lector con derivaciones 153, 154 para el transistor  
151 plantea un problema de seguimiento de las corrientes  
de señal en contrafase retiradas del electrodo emisor  
del transistor 700 a través de las resistencias .  
153, 156, de modo que se anulen a todos los valores de  
 $V(T)$ . Es deseable que la corriente de emisor del transistor  
700 presente tan poca variación, debida a la  
señal, como sea posible, ya que la corriente de colector  
10 del transistor 700, relacionada directamente con  
su corriente de emisor, se emplea para establecer un  
potencial directo a través de la resistencia 81.

15           El potencial directo desarrollado a través  
de la resistencia 81, por tanto, es proporcional a  $V_T$   
por la acción de amplificador de emisor común del transistor  
700. Cuando  $V(T)$  se reduce al aumentar la temperatura,  
disminuye a la caída de potencial a través de  
la resistencia 81. Esto hace que la acción limitadora  
de los diodos 83 y 85 sobre los electrodos de base de  
20 los transistores compuestos 41 y 43, respectivamente,  
ocurra para valores reducidos de sobrecorriente. Así, a  
medida que aumenta la temperatura, la disipación permitida  
en los transistores 41, 43 durante condiciones de  
sobrecarga se reduce. Durante la aplicación de voltaje  
25 silenciador o voltaje de alimentación bajo, igualándose

$V(T)$  a cero, los diodos 83 y 85 impedirán la aplicación de corrientes de base apreciables a los transistores compuestos 41, 43.

5 El transistor amplificador 171 con emisor  
puesto a masa tiene su electrodo de base acoplado a través de la resistencia 172 al electrodo de colector del transistor 151. La corriente de colector del transistor 171 es alimentada al electrodo de emisor del transistor 700 y se combina con las corrientes retiradas a través  
10 de las resistencias 153, 156 para cancelar las variaciones de la señal en la corriente de emisor del transistor 700 a todos los valores de  $V(T)$  y a todos los valores de las corrientes de señal procedentes del electrodo de colector del transistor 13.

15  $V(T)$  es controlada también en función del potencial  $B+$  aplicado al terminal  $T_5$ , siendo sustancialmente cero cuando  $B+$  cae por debajo de 7,5 voltios. Durante tal condición, la corriente circula a través de los transistores 702, 703, a través de la resistencia  
20 721, a la unión base-emisor del transistor 722, polarizándolo a conducción y limitando a potencial de masa el electrodo de base del transistor amplificador de control 700. La unión base-emisor del transistor 700 no será  
25 polarizada en sentido directo. No hay potencial de polarización en sentido directo para las uniones base-emisor

17 MAR 1974

de los transistores 151, 155. El diodo 157 está polarizado en sentido inverso. El circuito limitador 15 no proporciona corrientes de señal de salida a los amplificadores divisores de fase 20, 25. Para esta condición, la polarización de los pasos de salida 41, 42, 43, 44 de los amplificadores divisores de fase 20, 25 es regulada por la conexión de bucle de reacción local proporcionada por el amplificador diferencial 50. Cuando el potencial B+ sube por encima de aproximadamente 7,5 voltios, el potencial de umbral necesario para la circulación de corriente a través de la resistencia 723, el diodo de avalancha 724, y la unión base-emisor del transistor 725, conectados en serie, es rebasado. La polarización en sentido directo aplicada a la unión base-emisor del transistor 725 limita a masa el electrodo de base del transistor 722. El transistor 722 se hace así no conductor y ya no actúa para hacer que se produzca una caída de potencial a través de la resistencia 707.  $V(T)$  es gobernada estrictamente en función de la corriente de colector del transistor 710 que, como se ha dicho antes, varía en función de la temperatura.

El terminal  $T_4$  permite que el electrodo de base del transistor 725 sea limitado a masa o a un potencial negativo por medios exteriores al circuito in-



tegrado para desacoplar las corrientes de señal de los  
amplificadores divisores de fase 20, 25 y los pasos am-  
plificadores de salida 41, 42, 43, 44. Esto es útil  
por ejemplo para proporcionar voltaje silenciador en  
5 receptores de radio de FM para automóvil, por ejemplo.

Los dispositivos asimétricamente conductores  
83, 85 mostrados como diodos en la figura 1, pueden com-  
prender alternativamente las uniones base-emisor de  
transistores. Sus electrodos de colector pueden conec-  
10 tarse para recibir un potencial de funcionamiento po-  
sitivo aplicado al terminal  $T_5$ . La impedancia efectiva  
de fuente presentada por la resistencia 81 a los elec-  
trodos de base de los transistores 411 y 431 para esta  
conexión es rebajada por la ganancia de corriente en  
15 sentido directo en emisor común de estos transistores,  
en un factor que usualmente es superior a 30. Los elec-  
trodos de colector de estos transistores, alternativa-  
mente, pueden conectarse a sus electrodos de base, pe-  
ro el efecto de disminución de la impedancia de fuente  
20 efectiva obtenido con la conexión de colector antes ci-  
tada, no se conseguirá en este caso. El empleo de unio-  
nes semiconductoras en los dispositivos asimétricamen-  
te conductores 83 y 85 es ventajoso, ya que proporcio-  
na compensación para los potenciales de umbral base-emi-  
25 sor de los transistores 411 y 413.



17

Aunque el amplificador mostrado en la figura 1 usa una configuración de puente 40 de pasos amplificadores de salida, resultará evidente para un experto que el presente invento puede incorporarse en un amplificador que dé solamente una señal de salida de un solo extremo. Tal amplificador podría comprender, por ejemplo, un amplificador similar al mostrado en la figura 1 pero en el cual no hubiera amplificador 25 divisor de fase. Los extremos de las resistencias 504, 607 que se han mostrado conectados al terminal  $T_3$ , recibirían en cambio la mitad del potencial B+ por medios divisores de potencial. (Este potencial debe filtrarse para impedir que la componente ondulatoria de la alimentación sea aplicada a los amplificadores diferenciales 50, 60). Las señales de salida serían entregadas a una carga acoplada en serie con un condensador de acoplo entre el terminal  $T_2$  y el potencial de referencia de masa.

Otra alternativa al circuito mostrado en la figura 1 es la de sustituir el circuito 15 limitador de la corriente de señal por circuitos limitadores de corriente que no inviertan las corrientes de señal. Las conexiones de las resistencias 606 y 607 del amplificador diferencial 60 a los terminales  $T_2$  y  $T_3$  deben invertirse entonces para mantener degenerativo el bucle

17 MAYO



de reacción global. La figura 2 muestra el circuito limitador de corriente 95 que es adecuado para uso en tal configuración de amplificador, ya que no invierte las corrientes de señal que le son aplicadas.

5                   Con referencia a la figura 2, el transistor 951 amplificador con emisor puesto a masa está provisto de una reacción degenerativa de colector a base a través del transistor de amplificador de colector común 952 y de la resistencia 953. Esta conexión regula  
10 el potencial de colector a emisor del transistor 951 para que sea sustancialmente igual a la suma de los potenciales de umbral base-emisor de los transistores 951 y 952 ( $2V_{BE}$ ). La caída de potencial a través de la  
15 resistencia 953 es de aproximadamente 50 a 100 milivoltios, en comparación con 650 milivoltios, aproximadamente, para  $V_{BE}$ , y puede despreciarse en los cálculos. Por tanto, a la resistencia 954 se le comunica una diferencia de potencial que es sustancialmente igual a  $V(T) - 2V_{BE}$ , determinando la corriente a su través.  
20 El valor de la resistencia 954 se elige de tal modo que la corriente a su través sea igual a la circulación de corriente de colector en reposo del transistor amplificador 13 que funciona en clase A.

25                   El transistor amplificador 955 con emisor a masa y su resistencia de base 956 son idénticos en na-



turala al transistor 951 y su resistencia de base 953, respectivamente. Así, las condiciones de polarización del circuito base-emisor en los transistores 951, 955, son las mismas, como consecuencia de lo cual sus corrientes de colector son sustancialmente iguales.

El potencial en el electrodo de colector del transistor 955 está limitado a un potencial  $1V_{BE}$  por los transistores 201, 251, conectados como diodos, de los amplificadores 20, 25 divisores de fase. Suponiendo que no hay circulación de corriente de colector del transistor 13, la corriente circulará desde el electrodo de emisor del transistor 700 a través de la resistencia 957, 958 y el diodo 959 conectados en serie. El diodo 959 está polarizado en sentido directo en esta condición, de modo que su ánodo está a un potencial  $2V_{BE}$ , justamente como lo está el electrodo de colector del transistor 951. Se comunica al mismo potencial  $V(T) - 2V_{BE}$  a través de la combinación en serie de las resistencias 957, 958 que a través de la resistencia 954. Eligiendo el valor de esta combinación en serie para que sea sustancialmente la mitad del de la resistencia 954, la circulación de corriente a través de los elementos 957, 958, 959 es doble de la corriente de colector en reposo del transistor 13. En ausencia de corriente de señal, la mitad de la circulación de corrien-



te por los elementos 957, 958, 959 debe circular para alimentar la corriente de colector del transistor 955 y la otra mitad para abastecer la corriente de colector en reposo del transistor 13.

5                    Cuando el transistor 13 es polarizado para pasar fuera de conducción, esta otra mitad es suministrada a través de los elementos 958, 959 al conductor 160 para que circule a los circuitos de entrada de los amplificadores divisores de fase 20, 25. Esta es la  
10                    circulación máxima de corriente en el conductor 160 en este sentido, ya que cuando el transistor 13 se hace conductor, sus demandas de corriente de colector reducirán el potencial en el terminal  $T_9$  y, por tanto, la corriente suministrada a través de los elementos 958,  
15                    959.

                    Cuando el electrodo de base del transistor 13 tiene un potencial de señal aplicado a él suficiente para polarizar al transistor 13 de modo que su corriente de colector se aproxime al doble de su valor en reposo, la caída de potencial a través de las resistencias 957 será aumentada de manera que se reduzca la circulación de corriente en la resistencia 958 y el diodo 959. Además, el aumento de la corriente de colector sustancialmente más allá del doble de su valor de reposo polariza en sentido inverso al diodo 959, haciéndole no  
20                     
25



conductor. La única circulación de corriente a través del conductor 160 es la retirada a través del electrodo de colector del transistor 955 desde los circuitos de entrada de los amplificadores divisores de fase 20, 25. Esta corriente, sustancialmente igual a la corriente de colector en reposo del transistor 13, es la circulación de corriente máxima por el conductor 160 en este sentido.

Para potenciales de señal aplicados al transistor 13 que hagan que su corriente de colector fluctúe entre cero y el doble de su valor de reposo, el circuito limitador 95 responde casi linealmente alimentando corrientes al conductor 160. Las variaciones de corriente de colector del transistor 13 son suministradas a una carga que comprende de hecho en esencia la combinación en paralelo de las resistencias 957 y 958, desarrollando potenciales de señal en el terminal  $T_9$ . La corriente en 958 responde casi linealmente a los potenciales en el terminal  $T_9$  mientras el diodo 959 esté polarizado en sentido directo, y la parte de esta corriente que queda después de suministrar una corriente continua de colector al transistor 955 es alimentada al conductor 160.

El valor de la resistencia 971 no es crítico. De una manera óptima, se elige de modo que la corriente de emisor del transistor 952 sea de tal valor que el

9.5.74



potencial de umbral base-emisor del transistor 952 y la caída a través del diodo 959 sean sustancialmente iguales para corriente de colector en reposo o ausencia de señal en el transistor 13.

5

- REIVINDICACIONES -

10

12. Un amplificador con protección contra sobrecorrientes, que comprende: terminales de entrada, de salida y común, un primer transistor de un primer tipo de conductividad que tiene un electrodo de base acoplado a dicho terminal de entrada y que tiene un electrodo de emisor y un electrodo de colector; y un segundo transistor del otro tipo de conductividad que tiene un electrodo de base directamente acoplado desde el electrodo de colector de dicho primer transistor, que tiene un electrodo de emisor acoplado de manera conductora para la corriente continua a dicho terminal de salida y que tiene un electrodo de colector al cual está acoplado directamente dicho primer electrodo de emisor; caracteri-

25

9.5.74

- 30 -



17 MAR 1974

zado por: un elemento resistivo que acopla el electrodo de colector de dicho segundo transistor a dicho terminal común y que responde proporcionalmente a la corriente de colector de dicho segundo transistor para  
5 desarrollar una parte del potencial que aparece entre dicho electrodo de base del primer transistor y dicho terminal común; y medios para limitar el margen de fluctuaciones del potencial que aparece entre dicho electrodo de base del primer transistor y dicho terminal común.

10 2ª. Un amplificador con protección contra sobrecorrientes según la reivindicación 1ª, caracterizado además por al menos otro transistor de dicho segundo tipo de conductividad que tiene un electrodo de base acoplado directamente desde dicho electrodo colector del  
15 primer transistor, un electrodo de emisor acoplado de manera conductora para la corriente continua a dicho terminal de salida, y un electrodo de colector acoplado de manera conductora para la corriente continua a dicho terminal común de manera distinta que a través de dicho elemento resistivo.  
20

3ª. Un amplificador con protección contra sobrecorrientes según la reivindicación 1ª en el cual dichos medios para limitar las fluctuaciones de potencial comprenden: medios que proporcionan un potencial desplazado del potencial en dicho terminal común y un ele-  
25



mento asimétricamente conductor acoplado entre dichos medios para proporcionar un potencial desplazado y dicho electrodo de base del primer transistor.

5 4ª. Un amplificador según la reivindicación 1ª, en el cual dichos medios para limitar las fluctuaciones de potencial comprenden: medios que proporcionan un potencial con referencia a dicho terminal común que varía inversamente en función de la temperatura, y un dispositivo asimétricamente conductor conectado entre dichos medios que proporcionan el potencial y dicho electrodo de base del primer transistor.

10 5ª. Un amplificador con protección contra sobrecorrientes según la reivindicación 1ª, caracterizado además por un segundo amplificador del mismo tipo, y una carga de salida conectada entre los terminales de salida de los dos amplificadores.

15 6ª. Un amplificador con protección contra sobrecorrientes según la reivindicación 1ª en el cual dichos medios para limitar las fluctuaciones de potencial comprenden un amplificador de control que tiene un circuito de entrada destinado a recibir una señal descriptiva de cambios de parámetro y que tiene circuitos de salida primero (colector) y segundo (emisor) que proporcionan potenciales de control primero y segundo, respectivamente, cada uno de ellos respondiendo a una se-

9.5.74



ñal en su circuito de entrada y un primer elemento unilateralmente conductor que acopla dicho primer circuito de salida de dicho amplificador de control a dicho electrodo de base del primer transistor, caracterizado además por: un circuito limitador de crestas que responde a dicho segundo potencial de control para limitar de modo controlable las fluctuaciones de cresta de la señal que aparecen en su circuito de salida, y un circuito de tratamiento de las señales acoplado entre la salida de dicho circuito limitador de crestas y el electrodo de base de dicho primer transistor.

7ª. Un amplificador con protección contra sobrecorrientes según la reivindicación 6ª, en el cual dicho circuito limitador de crestas comprende un amplificador para limitar simétricamente de manera controlable las fluctuaciones de cresta a cresta de su señal de salida y en el cual dicho circuito de tratamiento de las señales comprende un amplificador con característica rectificadora.

8ª. Un amplificador con protección contra sobrecorrientes según la reivindicación 7ª, en el cual dicho circuito limitador de crestas comprende: un terminal de referencia, caminos de corrientes resistivos primero y segundo, recibiendo dicho circuito limitador de crestas su señal de entrada entre dicho terminal de

9.5.74



17 MARZO 1974

5 referencia y un punto a lo largo de dicho primer cami-  
no resistivo, un segundo dispositivo unilateralmente  
conductor incluido en dicho segundo camino resistivo,  
y un amplificador de espejo de corriente que tiene un  
circuito de entrada y un circuito de salida acoplados  
para recibir dicho segundo potencial de control a tra-  
vés de caminos separados de dichos primero y segundo  
caminos resistivos y que tiene su circuito de salida  
acoplado a dicho circuito de tratamiento de las seña-  
les.

10

9ª.- UN AMPLIFICADOR CON PROTECCION CONTRA  
SOBRECORRIENTES.

15 Tal y como se ha descrito en la Memoria que  
antecede, representado en los dibujos que se acompañan  
y para los fines que se han especificado.

Esta Memoria consta de treinta y cuatro ho-  
jas escritas a máquina por una sola cara.

20

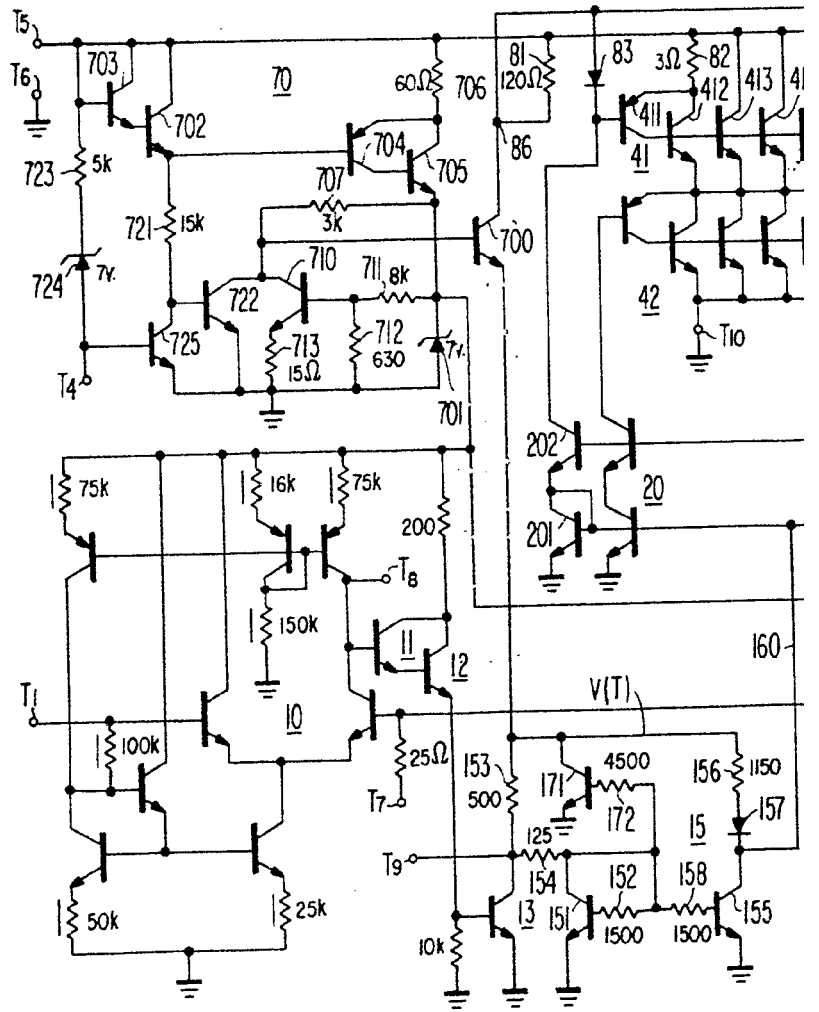
Madrid, 17 MARZO 1974  
P.A.

*[Handwritten signature]*

16-5-74  
jui

*[Handwritten mark]*





4-57V00

-6 JUN. 1978

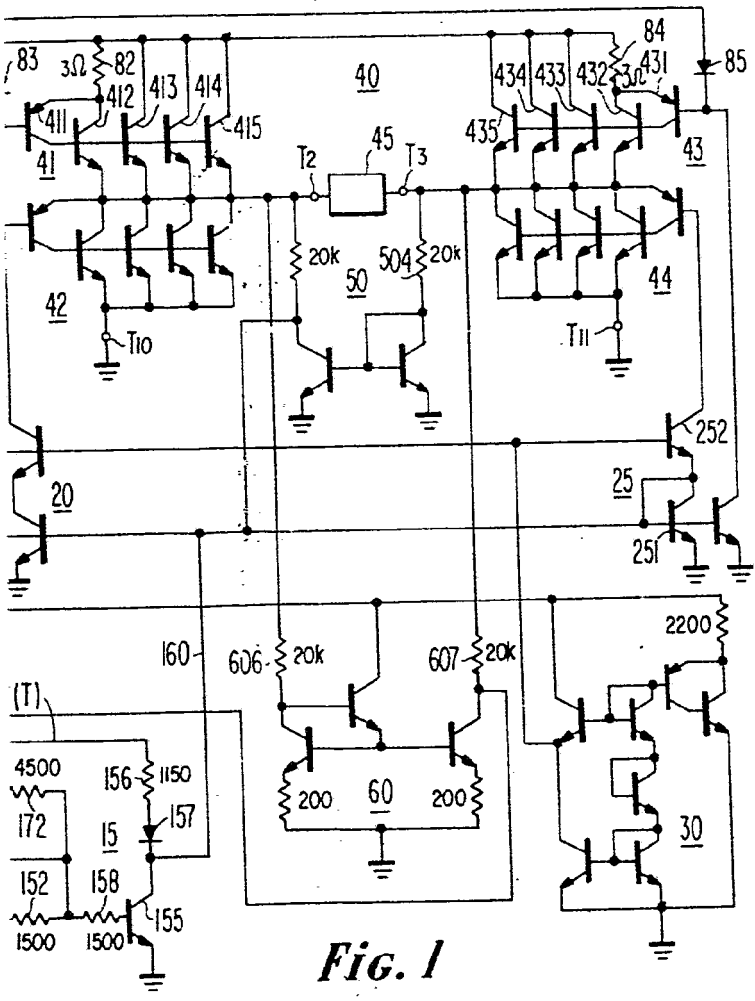


Fig. 1

*Fernando de Elizaburo*  
Fer Feder

700007  
-6 JUN.

SECRET

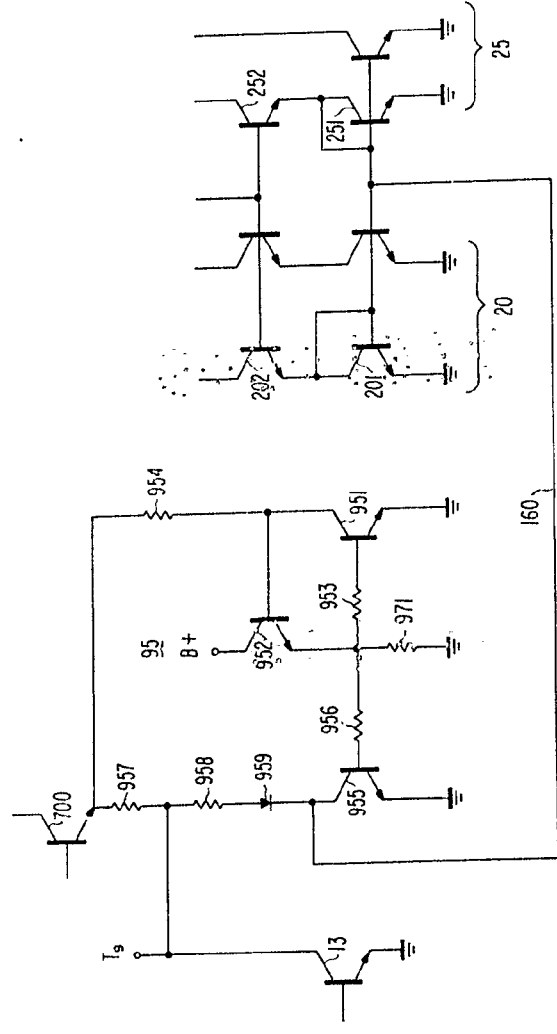


Fig. 2

Ferruccio C. Amadio  
RCA

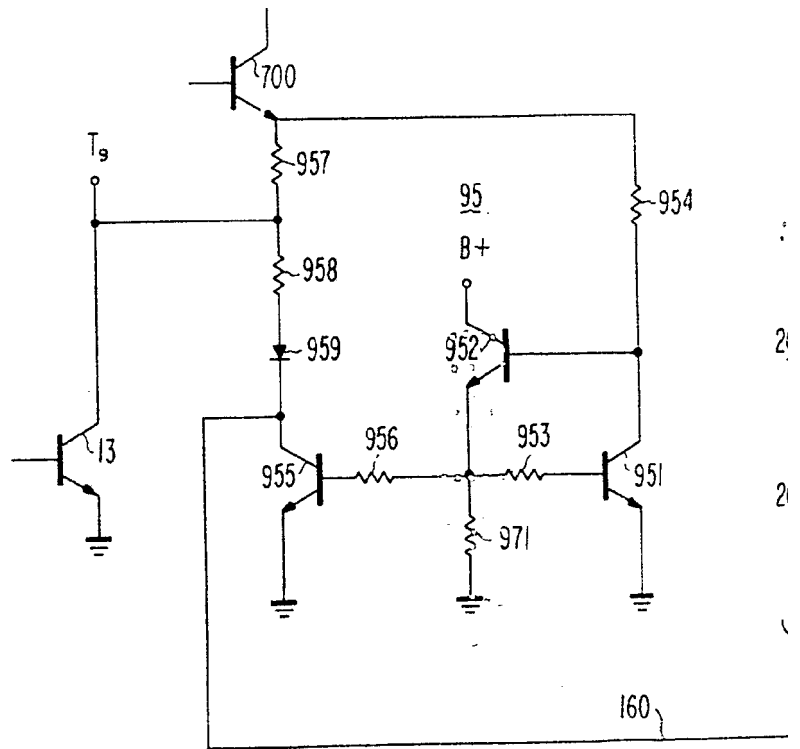


Fig.

