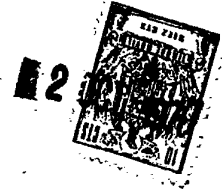


384204  
PATENTE DE INVENCION

RCA 61.306/62.103.

SECCION TECNICA
CLASIFICACION I. P. C.
CLASE <u>H. 03</u>
SUBCLASE <u>J.</u>



384204

## Memoria Descriptiva

sobre:

Perfeccionamientos en aparatos electrónicos con etapa traductora de señales.

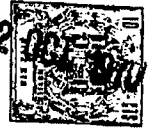
-----

*Solicitante:* RCA CORPORATION, entidad norteamericana, residente en 30 Rockefeller Plaza, New York, N.Y. 10020, EE. UU. de A.

-----

El presente invento se refiere a una etapa traductora de señales capaz de aceptar señales a varios niveles de polarización dentro de la escala dinámica para variaciones de señales permitidas por el

5. voltaje de un suministro de energía asociado, amplifi



car o atenuar dichas señales y suministrar señales de salida a una polarización que permita la utilización plena de dicha escala dinámica. La etapa traductora de señales proporciona una función de transferencia

5. altamente lineal para señales alimentadas a un terminal de entrada de baja impedancia o de alta impedancia.

Los terminales de entrada de baja impedancia de dos de estas etapas traductoras de señales se

10. pueden acoplar entre sí para proporcionar un amplificador diferencial para las señales alimentadas a los terminales de entrada de alta impedancia. Esta configuración ofrece no solamente una impedancia de entrada elevada sino también una gran ganancia de voltaje y

15. una escala de voltaje de las señales de salida aproximadamente igual al voltaje de suministro de energía del amplificador.

Estas etapas traductoras de señales son perfectamente apropiadas para utilizarse en circuitería

20. integrada monolítica porque pueden emplear transistores de las mismas características de conductividad, pueden acoplarse de una forma enteramente directa y se pueden utilizar para repolarizar señales con el fin de utilizar plenamente la escala dinámica limitada para

25. variaciones de potencial de las señales.

Según se emplea en la presente memoria, el término circuito integrado monolítico se refiere a una estructura de estado sólido que se caracteriza porque

30. una pluralidad de dispositivos semiconductores activos tales como transistores y diodos, y componentes del

384204



- circuito pasivo como son los capacitores y resistores, se fabrican de materiales comunes y se interconectan por una secuencia de etapas de elaboración sobre un subtrato común de material semiconductor. No obstante,
5. los principios del presente invento son idóneos para utilizarse empleando diversas formas de dispositivos electrónicos de naturaleza separada o de otra tecnología de circuitos integrados. Los tubos de vacío o válvulas electrónicas, transistores bipolares, o cualquiera de los transistores con efecto de campo se pueden
10. utilizar como dispositivos de ganancia de potencia pa-ra llevar a la práctica el presente invento.

- En muchos amplificadores de transistores monoestáticos, a medida que varía la amplitud de una señal de entrada, varía también la caída de voltaje ac-tivo de la base al emisor de una forma no lineal debido al cambio correspondiente de la corriente del colector al emisor en el transistor y, por lo tanto, produce distorsión de la señal de salida. Asimismo, la impedancia de entrada del transistor cambia a medida que
15. la señal de entrada modula la corriente del colector al emisor del transistor que producirá distorsión si la impedancia de la fuente de señales no es baja. Estos efectos son más pronunciados cuando aumenta la
20. magnitud de la señal de entrada.

- Según un aspecto del presente invento, dichas alinealidades se pueden evitar por medio de una etapa traductora de señales que se caracteriza porque las variaciones de potencial se alimentan al electrodo de
25. base de un primer transistor, mientras que el electro
- 30.

384204



do del emisor del transistor se acopla a una carga resistiva bien directamente o con un capacitor. En esta etapa traductora de señales, un segundo transistor (dispositivo de ganancia de potencia) funciona como

5. regulador en derivación de conexión en paralelo con la carga resistiva. El segundo transistor del regulador en derivación actúa para mantener una carga constante sobre el primer transistor por lo que se reduce la variación de la caída de voltaje activo de base a emisor y la impedancia de entrada del transistor causada por variaciones de corriente del colector al emisor del primer transistor. Las variaciones de potencial de las señales de entrada se acoplan a la carga resistiva prácticamente sin distorsión, por lo que las variaciones de la corriente en la carga resistiva están en proporción a las variaciones de potencial de las señales de entrada. Como el segundo transistor es un regulador que mantiene un flujo de corriente constante a través de la línea del colector al emisor del primer transistor, su flujo de corriente del colector varía en proporción inversa a las variaciones de potencial de las señales de entrada. Un tercer transistor (dispositivo de ganancia de potencia) tiene las mismas variaciones de señales de base a emisor que el segundo transistor. El segundo y tercer transistores tienen características similares por lo que la corriente del colector del tercer transistor varía también en proporción inversa a las variaciones de potencial de las señales de entrada. El tercer transistor proporciona una fuente de corriente esencialmente

10.

15.

20.

25.

30.

384204



- exenta de distorsión a unos potenciales próximos a la masa del voltaje de referencia. Por lo tanto, las señales de salida desarrolladas a través de una impedancia de carga acoplada a una fuente de voltaje de servicio referido a la masa del voltaje de referencia,
5. pueden oscilar en toda la escala del voltaje de servicio si la carga es resistiva o en el doble de la escala total de voltaje de servicio si la carga es un circuito sintonizado.
10. Según un aspecto adicional del presente in-vento, se puede fabricar una etapa traductora de señales empleando tres dispositivos de ganancia de potencia, de tres terminales, por ejemplo transistores. Cada uno de estos dispositivos tiene electrodos de en-trada, salida y comunes y al alimentarse una señal de entrada, los electrodos de entrada y común pueden proporcionar una señal de salida entre los electrodos de salida y común que tienen una energía mayor que la señal de entrada. En esta modalidad, las señales de entrada se alimentan a través de los electrodos de en-trada y común del primero de estos dispositivos de ganancia de potencia las señales de entrada se alimen-tan desde una fuente que tiene una impedancia de fuente asociada. El electrodo común del primer dispositi
15. vo de ganancia de energía se acopla en conducción de corriente continua al electrodo de salida del segundo de los dispositivos de ganancia de potencia. El electrodo de salida del primer dispositivo de ganancia de energía se acopla en conducción de corriente continua
20. a una fuente de voltaje de servicio y se acopla a los
- 25.
- 30.

384204

A 2 007



- electrodos de entrada de cada uno de los dispositivos de ganancia de potencia segundo y tercero. Los electrodos de entrada de cada uno de los tres dispositivos de ganancia de potencia reciben cada uno polarización directa con respecto a un voltaje de referencia (v.g., masa). Los electrodos comunes del segundo y tercer dispositivos de ganancia de potencia, se acoplan en conducción de corriente continua al voltaje de referencia por ejemplo por medio de una conexión resistiva o directa.
5. El electrodo de salida del tercer dispositivo de ganancia de potencia provisto de polarización de corriente continua proporcionará señales de salida traducidas a los medios de utilización (v.g., un resistor de carga que proporciona polarización de corriente continua).
10. Dicha configuración, cuando se considera el empleo de transistores como dispositivo de ganancia de potencia, proporciona una impedancia baja de entrada en el electrodo emisor (electrodo común) del tercer transistor (dispositivo de ganancia de energía) y, por lo tanto, es útil como circuito de muestreo de corriente que se puede acoplar en serie en la línea de la corriente muestreada. Cuando se utiliza en un circuito resonante, se evita por lo tanto el descenso indeseable del factor de amplificación del circuito sintonizado.
15. Dicho circuito se describe con detalle en la solicitud de patente Estadounidense titulada "SISTEMA DE OSCILADOR CONTROLADO", Nº de serie 862.705. Además, en dicho circuito de muestreo de corriente, el voltaje directo en el electrodo de base (entrada) del primer
- 20.
- 25.
- 30.

384204



- transistor se puede ajustar convenientemente al mismo como nivel de voltaje directo del circuito muestreado. La entrada de baja impedancia posibilita además la utilización de una variación de esta modalidad para combinar de una forma algebraica señales de entrada con aislamiento entre las entradas.
- 5.

- En el diseño de circuitos amplificadores electrónicos, y particularmente cuando dichos circuitos se fabrican en forma integrada monolítica, es conveniente utilizar dispositivos amplificadores diferenciales. Los amplificadores diferenciales ofrecen grandes ventajas, incluyendo el empleo de un número mínimo de capacitores, la evitación del empleo de resistores de gran valor, el que la ganancia dependa de las proporciones de los resistores más que de valores absolutos, una gama de funcionamiento de amplia frecuencia, estabilidad, entradas y/o salidas de contrafase o sin transformador de salida y una amplia gama de funciones facilitadas por la pluralidad de terminales de entrada y salida de dicho amplificador.
- 10.
- 15.
- 20.

- Un dispositivo amplificador diferencial profusamente utilizado emplea un par de transistores amplificadores que tienen sus emisores acoplados a un transistor de fuente de corriente constante común. Una o más corrientes de entrada se alimentan a las bases de los transistores amplificadores y las corrientes de salida se pueden derivar a través de impedancias de carga acopladas a los colectores de los transistores amplificadores. Las señales se pueden alimentar también a la base del transistor de fuente de corriente
- 25.
- 30.

384204



- para proporcionar funciones tales como control de ganancia automática, estabilización, mezcla o demodulación. A pesar de que dicho dispositivo es versátil y, en general, tiene un buen funcionamiento, las variaciones de voltaje de las señales de salida disponibles que se pueden desarrollar a través de las impedancias de carga del colector quedan limitadas a un valor sensiblemente menor que el voltaje total de suministro de directo del colector. Normalmente, la escala de voltaje de las señales de salida disponibles es del orden de la mitad del voltaje de suministro del colector. Esto supone una limitación indeseable que también se encuentra en otros dispositivos de amplificadores diferenciales que utilizan transistores acoplados en serie a través del suministro de voltaje directo (v.g., transistores apilados), se produce por el hecho de que los transistores amplificadores se polarizan aproximadamente a un voltaje en un punto medio entre los voltajes previstos en los terminales de suministro de voltaje directo asociados con la configuración diferencial.
- 5.
- 10.
- 15.
- 20.

En el diseño de amplificadores diferenciales, es también conveniente habilitar un dispositivo que sea capaz de reproducción lineal de las señales de entrada que puede variar en una escala relativamente amplia. En el amplificador diferencial de gran utilización arriba descrito, la corriente de salida (y por lo tanto el voltaje de salida a través de una carga resistiva) varía en función exponencial al voltaje de diferencia de entrada. La escala lineal de

25.

30.



la característica de transferencia de dicho amplifica  
dor se ve, por lo tanto, limitada a voltajes de entra  
da muy bajos, a menos que se utilice una retroalimen-  
tación degenerativa sustancial para linealizar la ca-  
racterística de transferencia, cuya retroalimentación  
5. reducirá también sensiblemente la ganancia de voltaje  
disponible del amplificador. Dichos amplificadores  
diferenciales tienen también impedancias de entrada  
que varían con los niveles de señales alimentadas y,  
10. por lo tanto, pueden afectar perjudicialmente la li-  
nealidad de la fuente de señales alimentadas.

Según un aspecto adicional del presente in-  
vento, se obtiene un dispositivo de amplificador dife-  
rencial que se caracteriza porque se proporciona una  
ganancia de voltaje relativamente alta mientras que  
15. se conserva una relación lineal entre las señales de  
entrada y salida en una gama relativamente amplia de  
señales de entrada, siendo suficientes el nivel de las  
señales de entrada y la ganancia de voltaje para pro-  
ducir señales de salida hasta un voltaje comparable  
20. con la diferencia de voltaje directo entre terminales  
de suministro asociados por el amplificador.

Dicho amplificador diferencial se puede fa-  
bricar en dos etapas traductoras de señales componen-  
tes según se ha descrito anteriormente, cada una simi-  
25. lar a la otra, donde los terminales comunes de sus pri-  
meros dispositivos respectivos de ganancia de energía  
se acoplan uno al otro. Las corrientes diferenciales  
para la señal existen en los dos electrodos de entrada  
30. respectivamente del primer dispositivo de ganancia de

384204

2



- energía de cada una de las configuraciones del componente. Las corrientes de salida diferenciales para la señal existen en los dos electrodos de salida respectivamente del tercer dispositivo de ganancia de energía de cada una de las configuraciones del componente. Otra modalidad es similar a la arriba descrita, pero se omite el tercer dispositivo de ganancia de energía en la segunda de las configuraciones del componente, y se toma una salida sin transformador de salida desde la salida de la primera de las configuraciones del componente según se ha descrito en la primera modalidad.
- 5.
- 10.

- Estas modalidades, cuando se fabrican en forma de circuito integrado, comprenden un primer y un segundo transistores de entrada, un primer y un segundo transistores reguladores y por lo menos un primer transistor de salida. Cada transistor de entrada se dispone prácticamente como un seguidor de emisor, donde el emisor se acopla directamente a la combinación en paralelo de una impedancia de carga y la línea de corriente principal de un transistor regulador asociado. Los emisores de los transistores de entrada se acoplan directamente entre si, mientras que los colectores se acoplan a medios de suministro de voltaje mediante resistores de retroalimentación separados. Una retroalimentación negativa de corriente continua se dispone desde el colector de cada transistor de entrada hasta la base de sus transistor regulador asociado para mantener una corriente virtualmente constante en los transistores de entrada. Las señales de entrada
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

384204



- se alimenta a uno u otro o a ambos transistores de entrada y las señales de salida se pueden derivar a través de una impedancia acoplada al transistor de salida. El circuito de base-emisor del transistor de salida se acopla en paralelo con el circuito de base-emisor de uno de los transistores reguladores correspondientes.
- 5.
- En una modalidad de preferencia del invento, se acopla directamente una resistencia entre los emisores de los transistores de entrada. Además, un transistor de salida se asocia con cada transistor regulador.
- 10.
- Estas modalidades del presente invento, así como otras, se comprenderán mejor tomando como referencia los diversos circuitos ilustrados en los dibujos y descritos más adelante.
- 15.
- La figura 1, ilustra en forma de diagrama esquemático una modalidad del presente invento utilizada como muestreador de corriente.
- 20.
- La figura 2, ilustra en forma de diagrama esquemático una modalidad del presente invento que utiliza tres dispositivos de ganancia de potencia de tres terminales que son transistores.
- 25.
- La figura 3, es un diagrama de circuito esquemático de un amplificador diferencial adaptado para fabricarse en forma de circuito integrado que incorpora los principios del presente invento, compuesto de dos etapas reductoras de señales componentes del tipo ilustrado en la figura 1 interconectado por medios resistivos; y
- 30.

384204



La figura 4, es un diagrama de circuito esquemático de un amplificador diferencial adaptado para fabricarse en forma de circuito integrado, que incorpora los principios del presente invento, compuesto de

5. dos etapas traductoras de señales componentes del tipo ilustrado en la figura 1 interconectado por conexión directa.

Refiriéndonos a la figura 1, un terminal de entrada 104 se acopla en la línea de una corriente ( $I_1$ )

10. que se haya de muestrear. Una etapa de corriente constante que comprende un transistor 102 incluye un electrodo emisor 102e acoplado a ambos: El terminal de entrada 104 y un electrodo colector 106c de una etapa de conducción variable que comprende un transistor 106.

15. La energía de servicio se acopla al sistema por un terminal B+ que se acopla por medio de un resistor del colector 108 a un electrodo del colector 102c del transistor 102. Un electrodo de base 102b del transistor 102 se acopla por medio del terminal 110 a un potencial de referencia de voltaje directo ilustrado por

20. el símbolo  $V_{refl}$  en la figura. Una línea de retroalimentación desde el electrodo del colector 102 del transistor 102 a un electrodo de base 106b del transistor 106, comprende un diodo de alud 112 polarizado de alud por medios resistivos 108 y 114 acoplados

25. en serie desde B+ a un potencial de referencia que puede ser masa. Esta línea de retroalimentación acopla las variaciones de voltaje que aparecen en el colector del transistor 102 al electrodo de base 106b

30. del transistor 106. El diodo de alud 112 proporciona

384204



la traducción necesaria de voltaje directo para polarizar el transistor 106. Esta línea puede comprender otros dispositivos de estado sólido acoplados en serie (no ilustrados) para proporcionar acoplamiento de la

5. señal y traducción de voltaje directo. Además, dicho dispositivo puede proporcionar una compensación de temperatura para la polarización de la etapa.

10. Un resistor del emisor 116 acopla un electrodo del emisor 106e del transistor 106 a masa. Un resistor del emisor 118 se acopla desde un electrodo del emisor 120e de una etapa de salida que comprende un transistor 120 a masa. Un electrodo de base 120b del transistor 120 se acopla a un electrodo de base 106b del transistor 106 y a una unión del diodo de
15. alud 112 y resistor 114. Un electrodo colector 120c proporciona los medios para suministrar la corriente de salida desde el muestreador de corriente directamente hasta un primer terminal de salida de corriente 122. Alternativamente, la corriente de salida se
20. puede suministrar por una etapa de salida adicional 140 ilustrada por el circuito comprendido en las líneas de puntos de la figura.

- La segunda etapa de salida comprende un transistor 142 que tiene un electrodo de emisor 142e acoplado al terminal de salida de corriente 122. Un electrodo de base 142b del transistor 142 se acopla a un
25. segundo voltaje de referencia. Este voltaje se puede desarrollar utilizando un resistor 144 y un diodo de alud 146 acoplado en serie desde B+ a masa, según se
30. ilustra. El voltaje regulado presente a través del

384204



díodo de alud se acopla al electrodo de base 142b. Un segundo terminal de salida de corriente 145 acoplado a un electrodo del colector 142c del transistor 142 suministra la corriente de salida.

5. El circuito de muestreo de corriente arriba descrito funciona como sigue: La corriente en el transistor 102 se mantiene relativamente constante, puesto que se aplica un voltaje directo de referencia a su base, y, además, porque la línea de retroalimentación a la etapa de conducción variable 106 funciona oponiéndose a cualquier tendencia a aumentar o disminuir la corriente del emisor que fluye en el transistor 102. Cuando la corriente que fluye en el transistor 102 tiende a aumentar, la corriente que fluye a través del resistor del colector 108 producirá una gran caída de voltaje a través de este resistor y, por lo tanto, el voltaje en el terminal del colector 102c tenderá a disminuir. Este cambio de voltaje se acopla por medio del dispositivo 112 al terminal de base 106b del transistor 106 y es de una polaridad que tiende a reducir la conducción del transistor 106.
- 10.
- 15.
- 20.

- Así, el transistor 102 experimentará una resistencia del emisor eficazmente aumentada y la corriente de su colector tenderá por lo tanto a reducir su nivel de corriente fija. Si se reduce la corriente en el transistor 102, tiene lugar el efecto opuesto, o sea, una señal positiva se acopla al terminal de base 106b del transistor 106 que aumenta la conducción de este transistor y por lo tanto reduce la resistencia de la carga efectiva del emisor en el transistor 102,
- 25.
- 30.

384204



tendiendo por lo tanto a devolver la corriente que fluye en el transistor 102 a un nivel constante.

Definiendo la corriente de entrada de señal como positiva cuando fluye en la dirección ilustrada

5. por la flecha que acompaña el símbolo  $I_1$  en la figura 1, la corriente del emisor en el transistor 102 es positiva cuando fluye según ilustran las flechas que acompañan al símbolo  $I_2$  en la figura, y la corriente de carga activa es positiva cuando fluye
10. en la dirección ilustrada por la flecha que acompaña el símbolo  $I_3$  en la figura; se puede escribir una ecuación de corriente nodal en el punto de unión 124 en la figura. Así:

15. 
$$I_1 + I_2 = I_3$$

- pero  $I_2$  se mantiene relativamente constante según se ha explicado anteriormente; por lo tanto, las variaciones en la corriente  $I_1$  deben efectuarse por medio de
20. variaciones correspondientes en  $I_3$ . Cuando  $I_1$  es positivo y en aumento,  $I_3$  debe aumentar también. Esta acción de regulación de derivación que utiliza retroalimentación negativa entre las etapas 102, 106 consigue la impedancia baja conveniente de entrada en el
25. terminal de entrada 104 que permite que el circuito se incorpore en aplicaciones de muestreo de corriente.

- La corriente de salida se genera por un dispositivo de salida acoplado en paralelo como es el
30. transistor 120. En una modalidad de circuito integral

384204



- do, los transistores 120 y 106 están integrados adyacentemente en una sola placa monolítica y, por lo tanto, se acoplan térmicamente. Como los terminales de base.106b y 120b se acoplan eléctrica y térmicamente,
5. la densidad de corriente de la unión base-emisor será igual si las resistencias de los resistores 116 del transistor 106 y 118 del transistor 120 se encuentran en razón inversa como sus áreas representativas de base-emisor.
10. Así, la corriente del colector que fluye en el transistor 120 estará en fase con la corriente  $I_3$ , y relacionada con la misma, como las áreas relativas de base-emisor. Por ejemplo, si el área de base-emisor del transistor 120 es de aproximadamente 4 veces
15. la del transistor 106, y las densidades de corriente de base-emisor son iguales, la corriente de salida suministrada al terminal 122 será de una magnitud de 4 veces mayor que la corriente del colector que fluye en el transistor 106. Igualmente, variando los resistores del emisor 116 y 118 se puede conseguir una
20. relación de magnitud variable entre los dos circuitos. En la modalidad ilustrada en la figura 2, la resistencia se eligen para equilibrar la caída de voltaje de la base al emisor a través de los transistores 106 y
25. 120, aunque para muchas aplicaciones esto puede ser innecesario. En algunos circuitos se pueden omitir enteramente los resistores de emisor.

La corriente de salida se puede extraer del primer terminal de salida 122, pero puede ser conveniente habilitar una segunda etapa de salida 140 para

30.

384204



- restringir el voltaje del colector del transistor 120 a un cierto voltaje directo de referencia. Esto se puede conseguir utilizando un circuito de salida 140 según se ilustra, comprendido en las líneas de puntos.
5. Dicho dispositivo proporciona una mejor coincidencia de corriente entre los transistores 106 y 120 puesto que sus voltajes respectivos del colector son iguales. Una resistencia 144 y un diodo de alud 146 acoplado desde B+ a masa, proporcionan un voltaje directo de referencia a un terminal de base 142b del transistor 142, el voltaje del emisor del transistor 142 y, por lo tanto, el voltaje del colector del transistor 120 quedaran fijados a este voltaje de referencia menos la caída de voltaje activo de la base al emisor a través de la unión de base-emisor del transistor 142. La corriente del colector que fluye en el transistor 142 se acopla a un terminal de salida de corriente 145 para suministrar la corriente de salida. El voltaje de referencia alimentado al terminal de base 142b del transistor 142 se puede desarrollar de cualquier manera apropiada, siendo la modalidad representada simplemente ilustrativa.
- 10.
- 15.
- 20.

- La línea de retroalimentación negativa del terminal del colector 102c del transistor 102 al terminal de base 120b del transistor 120 puede comprender medios de traducción de acoplamiento de señal y voltaje directo distintos al diodo de alud 112 ilustrado. Por ejemplo, se pueden emplear diodos, transistores y capacitores adicionales para obtener el acoplamiento deseado de la señal, traducción de vol-
- 25.
- 30.



384204

taje directa y compensación de temperatura.

- Una característica importante del presente invento consiste en que el terminal de entrada 104 se puede abastecer al nivel de voltaje directo conveniente para hacer coincidir el voltaje de este circuito con la etapa de entrada precedente. Esto se consigue eligiendo el voltaje de referencia ilustrado como  $V_{refl}$  en la figura, aproximadamente al nivel conveniente en el terminal 104. Este terminal acoplado al voltaje de referencia por el transistor 102 se fijará al voltaje  $V_{refl}$  menos la caída de voltaje activo a través de la unión de base-emisor del transistor 102. En algunas aplicaciones, el voltaje así obtenido en el terminal 104 se puede emplear para polarizar una etapa precedente. Véase, por ejemplo, la solicitud de patente Estadounidense pendiente titulada "SISTEMA OSCILADOR CONTROLADO", Nº de serie 862.705.

- El circuito de muestreo de corriente de la figura 1 se puede utilizar además para generar una impedancia negativa útil, por ejemplo, como multiplicador del factor de amplificación. El terminal de entrada 104 se puede acoplar en serie a un resistor que se acopla en paralelo a un circuito resonante. La corriente a través de esta resistencia que está en fase con el voltaje a través de los elementos reactivos del circuito resonante proporcionará, por lo tanto, la señal de entrada para el transistor muestreador 102. La corriente de salida resultante del terminal 122 o 145 de los circuitos de salida 120 o 140, respectivamente, se puede devolver al extremo opuesto del circuito re-

384204



sonante por medio de un inversor de corriente. La magnitud de esta corriente invertida se puede ajustar para compensar las pérdidas resistivas en el circuito resonante, elevando por lo tanto el factor de amplificación del sistema.

5.

El presente invento se puede utilizar además como un circuito amplificador y/o de transmisión con matrices. Dicha modalidad se ilustra en la figura 2.

En la figura 2, así como en las figuras restantes, estos elementos de circuito que realizan iguales o similares funciones se numeraran de forma que sus dos últimos números dígitos sean iguales, mientras que el primer dígito corresponderá al número de la figura en el que aparece el elemento del circuito.

10.

Las resistencias de entrada 228 y 229 y los terminales de entrada 226 y 227 son elementos añadidos que acoplan señales de entrada al circuito. Así mismo, un voltaje de señal se puede aplicar al terminal 210 en la base del transistor 202, según se ilustra en la figura 2 por medio del símbolo  $V_s$ . El resistor del colector 230 del transistor 220 es sensible a las variaciones de corriente del colector para desarrollar un voltaje de salida que se puede extraer en el terminal 222. El funcionamiento del circuito con respecto a las corrientes de entrada alimentadas a los terminales 226, 227 y 204 es esencialmente igual al del circuito de la figura 1.

15.

20.

25.

La corriente de entrada  $I_1$  comprende la suma de las corrientes desarrolladas por un voltaje de entrada  $V_1$  alimentado al terminal 226 por un voltaje

30.



384204

de entrada  $V_2$  alimentado al terminal 227, y la corriente  $I_4$  alimentada al terminal 204. Se observará que el circuito puede emplear solamente un terminal de entrada y una resistencia correspondiente o bien puede emplear varios. Los valores de impedancia de entrada reactivos pueden variar para obtener efectos diferentes de transmisión con matrices. Además, las entradas de corriente se pueden alimentar también simultáneamente al terminal de entrada 204, según ilustra el símbolo  $I_4$  y la flecha asociada con el mismo. La impedancia baja de entrada inherente del circuito permite la transmisión con matrices de estas diversas entradas con efectos mínimos de interacción.

El funcionamiento del transistor de corriente constante 202, la etapa de conducción variable 206 y la etapa de salida 220 se efectúa del mismo modo que las etapas correspondientes 102, 106 y 120 en la figura 1, por lo que es válida la descripción anterior. No obstante, se observará que el voltaje alimentado al terminal de base 202b del transistor 202 podría comprender un voltaje de señal además de un suministro de polarización para el transistor 202. Cuando se alimenta un voltaje de señal al terminal de base 202b, se combina con los voltajes de entrada mencionados. El voltaje de base a emisor de un transistor varía normalmente de una forma no lineal con los cambios en la corriente del colector. Por lo tanto, una señal alimentada a un terminal de base aparecerá deformada en el terminal del emisor.

Manteniendo la corriente del colector del

- 21 -  
384204



- transistor 202 constante, su voltaje activo de base a emisor se mantiene constante. Así, el voltaje presente en el terminal 202e no tiene distorsión como resultado de la alimentación de la señal  $V_S$ . A medida que
5. aumenta el voltaje de entrada  $V_S$  en dirección positiva tendiendo a aumentar la corriente que fluye en el terminal del colector 202c del transistor 202, un aumento en la caída de voltaje a través del resistor del colector 208 proporcionará un voltaje de señal en disminución a los terminales de base 206b y 220b de los transistores 206 y 220, respectivamente, por los medios de acoplamiento 212. Esta señal decreciente basada en lo expuesto traducirá las corrientes del colector que fluyen en los transistores 206 y 220 para tender a mantener constante la corriente del colector en el transistor 202. La reducción en la corriente del colector reducirá la caída de voltaje a través de la impedancia del colector 230 asociada con el transistor 220 y, por lo tanto, producirá un voltaje de salida en el terminal
10. 222 en fase con el voltaje alimentado,  $V_S$ .
15. 20. 222 en fase con el voltaje alimentado,  $V_S$ .

- Se observará que a medida que aumenta el voltaje de entrada  $V_1$  o  $V_2$  en dirección positiva, tiene lugar una inversión de fase con respecto al voltaje de salida en el terminal 222 como ocurre cuando se alimenta entrada de corriente como  $I_4$ .
25. 222 en fase con el voltaje alimentado,  $V_S$ .

La ecuación que sigue ilustra las relaciones de voltaje de señal de la figura 2: Suponiendo que  $R_{216}=R_{218}=0$ .

30. 
$$V_{222} \approx \left[ \frac{V_S}{R_{228} \parallel R_{229}} - \frac{V_1}{R_{228}} - \frac{V_2}{R_{229}} - I_4 \right] R_{230} \frac{A_{220}}{A_{206}}$$

384204



donde  $\frac{A_{220}}{A_{206}}$  es la relación o razón del área de la unión de base a emisor de los transistores 220 y 206 y las densidades de corriente en estas uniones son iguales. El denominador del término  $V_s$  es la resistencia de la combinación de resistores paralelos 228 y 229.

Aunque la modalidad de preferencia del presente invento está integrada en un circuito integrado monolítico, el circuito se puede fabricar utilizando componentes por separado. Además, se puede emplear una variedad de medios de entrada y salida, siendo simplemente ilustrativo el empleo de resistencias en las figuras. El circuito de salida 140 de la figura 1 se puede emplear también en el circuito de la figura 2.

Refiriéndonos a la figura 3, en esta figura se ilustra un amplificador diferencial capaz de proporcionar señales equilibradas de salida en contrafase que se relacionan linealmente con una o más señales de entrada. El amplificador diferencial ilustrado está adaptado en particular para fabricarse en una placa de circuito integrado 300 indicada por el contorno de líneas de puntos. Los terminales de entrada  $T_1$  y  $T_2$  se disponen en la placa 300 y se adaptan para conectarse a fuentes de señales en contrafase. Los terminales de salida  $T_3$  y  $T_4$  se disponen también en la placa 300 y se adaptan para acoplar linealmente replicas amplificadas de las señales de entrada en contrafase a medios apropiados de utilización (no ilustrados). Además, los terminales principales de suministro ( $B_+$ )  $T_5$  y  $T_6$ , adaptados para conectarse por ejemplo a más 10 voltios y un potencial de referencia (masa), se dis

384204



ponen en la placa 300.

- Cada mitad de la configuración del amplificador diferencial se puede caracterizar porque comprende un transistor seguidor de emisor 302, 303, un transistor regulador de derivación 306, 307 y un transistor de salida 320, 321. Refiriéndonos a los transistores 302, 306 y 320, las señales de entrada y polarización se acoplan por medio del terminal  $T_1$  al electrodo de base del transistor seguidor de emisor 302.
5. El suministro de voltaje directo (+ 10 voltios) se acopla por medio del terminal  $T_5$  y un resistor de retroalimentación 306 al electrodo del colector del transistor seguidor 302. El electrodo de emisor del transistor seguidor 302 se acopla directamente a una carga
  10. de emisor que comprende la combinación en paralelo de la línea de conducción principal (colector-emisor) del transistor regulador 306 y un resistor de carga 328 que se devuelve a masa por la línea del colector-emisor del transistor regulador 307.
  15. El emisor del transistor regulador 306 se acopla directamente a masa. Si se desea se puede emplear un resistor de degeneración del emisor (no ilustrado). La retroalimentación negativa acoplada directamente se proporciona desde el electrodo colector del
  20. transistor seguidor 302 al electrodo de base del transistor regulador 306 por medio de una red de traducción de voltaje directo que comprende un transistor de retroalimentación 332, un diodo en alud 312 y un resistor 314. El resistor 314 se acopla entre la base
  25. del transistor regulador 306 y masa. El electrodo co
  - 30.

384204



lector del transistor de retroalimentación 332 se acopla al terminal  $T_5$  del suministro  $B_+$ . El electrodo de base del transistor 332 se conecta al electrodo del colector del transistor seguidor 302, mientras que el electrodo del emisor del transistor 332 se acopla por medio del diodo en alud traductor de voltaje directo 312 al electrodo de base del transistor regulador 306.

A través de un resistor de carga de salida 330 acoplado entre el terminal  $T_5$  de suministro de  $B_+$  y el electrodo del colector del transistor de salida 320 se desarrollan señales de salida. El circuito de entrada (base-emisor) del transistor de salida 320 se conecta en paralelo con el circuito del base-emisor del transistor regulador 306 y es similar al del transistor 306 (v.g., si un resistor de degeneración del emisor se acopla al transistor 306, el transistor 320 incluiría también un resistor de degeneración del emisor relacionado de una forma proporcional con el resistor del transistor 306).

Los transistores 306 y 320 se fabrican para que proporcionen iguales densidades de corriente de salida para señales iguales de entrada. Dicha relación es particularmente realizable cuando se fabrican los transistores 306 y 320 simultáneamente dispuestos muy cerca uno del otro en una sola placa de circuito integrado. En este caso, las densidades de corriente de salida producidas por los transistores 306 y 320 para una señal de entrada dada se relacionan en la misma proporción que las áreas relativas de base-emisor de los transistores 306 y 320. Con áreas igua-



384204

les las corrientes de los transistores 306 y 320 serán iguales.

5. La segunda mitad del amplificador diferencial es prácticamente idéntica a la primera mitad descrita anteriormente. Un resistor de retroalimentación 309 se acopla entre el terminal  $T_5$  de  $B_+$  y el colector del transistor 303. Un transistor de retroalimentación 333, un diodo de alu $\ddot{a}$  traductora de voltaje 313 y un resistor de base 315 se acoplan entre el colector del transistor seguidor 303 y la base del transistor regulador 307. La corriente de entrada del transistor de salida 321 se acopla en paralelo con la entrada del transistor regulador 307. Un resistor de carga de salida del colector 331 se asocia con el transistor de salida 321.
- 10.
- 15.

20. El voltaje de polarización y las se $\dot{a}$ les de entrada desfasadas 180 $^\circ$  con respecto a las suministradas al terminal  $T_1$ , se acoplan por medio del terminal  $T_2$  a la base del transistor seguidor 303. Los transistores 321 y 307 se relacionan del mismo modo con los transistores 320 y 306. El electrodo de emisor del transistor seguidor 303 se acopla directamente al extremo del resistor 328 contrario al emisor del transistor 302.

25. El voltaje de polarización suministrado a los terminales  $T_1$  y  $T_2$  se puede habilitar, por ejemplo, desde un amplificador precedente o desde un suministro separado de polarización y normalmente ser $\acute{a}$  del orden de +5 voltios para la configuraci $\acute{o}$ n ilustrada.
- 30.

384204



El amplificador diferencial arriba descrito funciona del modo que sigue: En condiciones de señales inexistentes, se alimentan iguales voltajes de polarización a los electrodos de base de los transistores de entrada 302 y 303. En los transistores 302 y 303 se producen corrientes del colector inactivas prácticamente iguales, determinadas por los parámetros del circuito. Las corrientes respectivas del colector fluyen también en los circuitos de colector a emisor de los transistores reguladores asociados 306 y 307, por lo que prácticamente no fluye corriente inactiva entre las dos mitades del amplificador a través del resistor 328.

Las señales de salida en contrafase que se han de amplificar se alimentan por los terminales  $T_1$  y  $T_2$ . Considerando que la mitad del amplificador comprende los transistores 302, 306, 320 y 322, las señales de entrada positivas y negativas tienden a aumentar y a disminuir la conducción del transistor de entrada 302. Los cambios en la corriente del colector del transistor 302 se detectan por medio del resistor de retroalimentación 308 y las reducciones y aumentos correspondientes del voltaje del colector del transistor 302 aparecen en el electrodo de base del transistor de retroalimentación 332. Una traducción de voltaje a un nivel inferior se consigue por medio de la unión base-emisor del transistor 332 (v.g., caída de 0,7 voltios) y diodo de avalancha 312 (v.g., caída de voltaje de 5,6 voltios).

El dispositivo de retroalimentación hace que

384204



- aumenta y disminuya la conducción del transistor regulador 306, respectivamente, mientras que la corriente es el resistor 328 varía en un sentido opuesto. La corriente total suministrada por el transistor de entrada 302 se mantiene por lo tanto virtualmente constante. Además, el voltaje del emisor del transistor 302 sigue prácticamente las variaciones de voltaje de entrada en la base del transistor 302. El circuito de entrada del transistor de salida 320 se conecta en paralelo con el del transistor 306, por lo que las variaciones en la corriente del colector del transistor 306 se reflejan directamente en la corriente del colector del transistor 320. Las variaciones de voltaje de salida que se relacionan de una forma lineal con las variaciones de voltaje de entrada suministrado al terminal  $T_1$  se producen a través del resistor de carga 330.

- Al mismo tiempo, una parte de las variaciones de voltaje de entrada que aparecen en el emisor del transistor de entrada 302 se acoplan también al emisor del transistor de entrada 303. La corriente del colector del transistor 303 tiende por lo tanto a variar en un sentido opuesto de la corriente del colector del transistor 302. El dispositivo de retroalimentación que comprende el resistor 309, transistor 333, diodo de alud 313 y resistor 315 sirve para hacer que varíe la corriente del colector del transistor regulador 307 con el fin de mantener constante la corriente del colector del transistor de entrada 303. Las variaciones de voltaje de salida de fase opuesta con respecto a -

384204



5. aquellas producidas a través del resistor 330 se producen a través del resistor de carga 331, puesto que la corriente del colector del transistor de salida 321 sigue las variaciones habidas en la corriente del colector del transistor regulador 307.

10. En el funcionamiento del circuito arriba descrito, la corriente en el resistor 328 es proporcional a la diferencia de voltaje entre las bases de los transistores de entrada 302 y 303. Los cambios inducidos por la señal en las corrientes de los transistores 306 y 307 son iguales y opuestos entre sí, mientras que los cambios correspondientes en las corrientes de los transistores 307 y 321 son iguales y opuestos entre sí y opuestos a los cambios de corriente mencionados en primer lugar. Por lo tanto, cuando las dos mitades del dispositivo amplificador diferencial son prácticamente iguales y los transistores 302, 303, 306, 307, 320 y 321 son virtualmente iguales (como se puede conseguir fácilmente empleando técnicas de circuitos integrados), las señales de entrada alimentadas al terminal  $T_1$  se amplifican linealmente y se producen en fases opuestas (v.g., relación de contrafase) en los terminales de salida  $T_3$  y  $T_4$ .

25. De un modo similar, las señales de entrada alimentadas al terminal  $T_2$  se reproducen en contrafase amplificada en los terminales  $T_3$  y  $T_4$ . Las señales de salida que aparecen en el terminal  $T_3$  estén en fase con las señales de entrada suministradas al terminal  $T_1$  y desfasadas  $180^\circ$  de las señales de entrada suministradas al terminal  $T_2$ . Las señales de salida que

384204



- aparecen en el terminal  $T_4$  estan en fase con las señales de entrada suministradas al terminal  $T_2$  y desfasadas  $180^\circ$  de las señales de entradas suministradas al terminal  $T_1$ . En diferentes aplicaciones del invento
5. se pueden eliminar uno u otro de los terminales de entrada y/o uno u otro de los terminales de salida. Además, cuando se desea solamente una salida, se pueden eliminar un transistor de salida y un resistor de carga de salida (v.g., transistor 321 y resistor 331).
10. También puede ser conveniente para ciertas aplicaciones reemplazar los resistores de carga por transistores adicionales acoplados en una relación de cascada con los transistores de salida.
15. El dispositivo de amplificador diferencial arriba descrito proporciona una ganancia de voltaje pre determinada prácticamente por la relación existente entre la resistencia de un resistor de carga de salida (v.g., resistor 330) y la resistencia del resistor 328. Como las relaciones de resistencia se pueden controlar con gran precisión en circuitos integrados, (v.g.,  $\pm 1\%$ ) la ganancia del amplificador se controla fácilmente y es también muy estable. La configuración arriba descrita proporciona también (según se ha observado anteriormente) producción lineal de señales de entrada
20. prácticamente en toda la escala desde la saturación hasta el corte, de los transistores reguladores 306 y 307. Esta característica de linealidad se demuestra por la explicación que sigue:
25. Los dispositivos de retroalimentación asociados con los transistores de entrada 302 y 303 tienden
- 30.

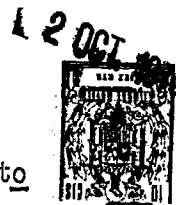
384204



- a mantener virtualmente constante la corriente del colector de estos transistores. Por lo tanto, prácticamente no hay variación de los voltajes de base-emisor de los transistores 302 y 303. Como los voltajes en los emisores de los transistores 302 y 303 siguen los voltajes en sus bases respectivas sin modulación  $V_{BE}$  según varía la señal, el voltaje a través del resistor 328 sigue también la señal sin variación de  $V_{BE}$ . La variación de corriente en el resistor 328 (un dispositivo lineal) que resulta de una variación de señal de entrada dada, se refleja en cambios iguales de corriente en los transistores reguladores 306 y 307 (las corrientes en los transistores 306 y 307 varían de una forma opuesta para una señal de entrada dada). Las corrientes de salida producidas por los transistores 320 y 321 son linealmente proporcionales (o en el caso explicado anteriormente, iguales) a las corrientes en los transistores 306 y 307. Los resistores de carga de salida 330 y 331 son también dispositivos lineales. Por lo tanto, las variaciones de voltaje de salida a través de los resistores 330 y 331 se relacionan de una forma lineal a las variaciones de voltaje de entrada.
- 5.
  - 10.
  - 15.
  - 20.

- Los transistores 306, 307, 320, 321 se pueden activar desde la saturación hasta el corte sin estorbar las relaciones lineales expuestas anteriormente. Por lo tanto, los voltajes de salida producidos en los terminales  $T_3$  y  $T_4$  pueden variar desde  $B_+$  (10 voltios en el caso ilustrado) hasta el voltaje de saturación de los transistores 320, 321 (v.g., del orden
- 25.
  - 30.

384204



de 0,1 voltio), o una escala prácticamente igual a to do el voltaje de suministro asociado con el amplifica dor.

5. Se observará que como las corrientes del co lector de los transistores de entrada 302 y 303 se man tienen prácticamente constantes, la impedancia de en trada del amplificador es relativamente alta (v.g., en los terminales  $T_1$  y  $T_2$ ).

10. Refiriéndonos a la figura 4 del dibujo, se ilustra en esta figura otra modalidad del invento.

15. En la modalidad ilustrada en la figura 4, se asocian resistores de regeneración del emisor iguales 416, 417, 418 y 419 con cada uno de los transistores 406, 407, 420 y 421, respectivamente. Los resistores de acoplamiento de polarización 434 y 435 se asocian con transistores de entrada 402 y 403. Los voltajes de polarización se pueden suministrar desde medios ex ternos a la placa del circuito integrado 400 por los terminales  $T_7$  y  $T_8$ . Un suministro de polarización  
20. apropiado dispuesto para proporcionar un voltaje di recto de 5 voltios (v.g., la mitad del voltaje  $B_+$ ) se puede proporcionar por medio de un circuito del tipo descrito en la patente Estadounidense N° 3.383,612, titulada (Dispositivos de Polarización de Circuitos  
25. Integrados), concedida el 14 de mayo de 1968 a Leopold A. Harwood y concedida al cesionario del presente in vento. Las señales de entrada se suministran por me dio de capacitores 436 y 437 y terminales  $T_1$  y  $T_2$  a las bases de los transistores 402 y 403, respectiva-  
30. mente.

384204

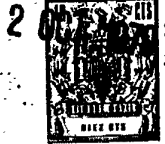
2 067



En la figura 4, los emisores de los transistores de entrada 402 y 403 se acoplan directamente entre sí. Como la escala de voltaje permisible de la señal de entrada para un funcionamiento lineal de dicha configuración es menor que cuando se acopla un resistor entre los emisores de los transistores de entrada, la ganancia de voltaje disponible es mayor en el caso del dispositivo de la figura 4. Específicamente, en el caso ilustrado, la ganancia de voltaje de señal es igual prácticamente a la relación de la resistencia de uno de los resistores de carga 430 o 431 hasta el doble de la impedancia considerando la unión entre el emisor del transistor 402 y el colector del transistor 406 (o 403 y 407 que son iguales). Un circuito construido utilizando los valores de circuito ilustrados en la figura 4 y transistores con una ganancia de corriente ( $\beta$ ) del orden de 30 a 50, proporcionó una ganancia de voltaje de 300 con un voltaje de señal de entrada máximo de 50 milivoltios cresta a cresta.

En el circuito se pueden efectuar también modificaciones adicionales. Por ejemplo, los circuitos de retroalimentación pueden emplear otros esquemas de traducción de voltaje directo o bloqueo. Los transistores 432 y 433 se pueden omitir si así se desea. Además, se puede proporcionar una ganancia de voltaje adicional disponiendo transistores adicionales en los circuitos de salida con sus electrodos acoplados a electrodos correspondientes de los transistores 420 y 421 (v.g., se pueden habilitar transistores de salida en paralelo).

384204



N O T A

- Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental. También se hace constar que el invento corresponde a unas solicitudes de patentes presentadas en Norteamérica con fechas 1 de Octubre de 1.969 y 29 de diciembre de 1.969, bajo los números Ser. Nº 862.759 y Ser. Nº 888.391, acogiéndose por tanto a los beneficios que conceden los Convenios Internacionales en vigor, siendo lo que constituye la esencia del referido invento y por lo que se solicita Patente de Invención por 20 años en España sobre: PERFECCIONAMIENTOS EN APARATOS ELECTRONICOS CON ETAPA TRADUCTORA DE SEÑALES; caracterizándose por lo siguiente:

- 1ª.- Perfeccionamientos en aparatos electrónicos con etapa traductora de señales, del tipo que tiene un primer, segundo y tercer dispositivos de ganancia de potencia de tres terminales, cada uno de los cuales puede tener salida de señales entre electrodos de salida y común con una mayor fuerza que la señal alimentada entre los electrodos de entrada y común, teniendo dicha etapa traductora de señales un primer y segundo terminales para la alimentación de señales de entrada, tercer y cuarto terminales para la alimentación de una fuente de voltaje de servicio, y quinto y sexto terminales para la extracción de primeras señales de salida, caracterizados porque dicha etapa comprende dicho

*[Handwritten signature]*

384204



- primer terminal y un segundo terminal que corresponde a dicha entrada y electrodos comunes de dicho primer dispositivo de ganancia de potencia, acoplándose dicho electrodo común de dicho primer dispositivo de ganancia de potencia al citado electrodo de salida de dicho
5. segundo dispositivo de ganancia de potencia, acoplándose ambos de los electrodos de entrada citados de dichos segundo y tercer dispositivos de ganancia de potencia de igual manera al electrodo de salida de dicho
10. primer dispositivo de ganancia de potencia; medios para proporcionar polarización directa a los electrodos de entrada de cada uno de dichos dispositivos de potencia con respecto a dicho tercer terminal, acoplándose en conducción de corriente continua cada uno de dichos
15. electrodos comunes de dicho segundo y tercer dispositivos de potencia de energía a dicho tercer terminal; un primer dispositivo de impedancia acoplado en conducción de corriente continua dicho electrodo de salida de dicho primer dispositivo de ganancia de potencia a dicho cuarto terminal; y un primer dispositivo
20. de utilización conectado entre dichos quinto y sexto terminales, con línea de corriente continua a través de los mismos y acoplado en conducción de corriente continua entre dicho electrodo de salida de dicho tercer dispositivo de ganancia de potencia y dicho cuarto terminal.
- 25.

- 2<sup>a</sup>.- Perfeccionamientos, según la reivindicación 1, caracterizados porque dicha etapa comprende un cuarto y un quinto dispositivos de ganancia de potencia de tres terminales, cada uno de cuyos disposi-
- 30.

35  
384204

2 OCT.



- tivos puede tener salida de señales entre electrodos de salida y común con una mayor potencia que la señal alimentada entre los electrodos de entrada y dicho electrodo común; un segundo dispositivo de impedancia que
5. acopla en conducción de corriente continua dicho electrodo de salida de dicho cuarto dispositivo de ganancia de potencia a dicho cuarto terminal, acoplándose en conducción de corriente continua dichos electrodos de salida y común de dicho quinto dispositivo de ganancia de potencia, respectivamente, al electrodo común
10. de dicho cuarto dispositivo de ganancia de potencia y a dicho tercer terminal, acoplándose dicho electrodo de entrada de dicho quinto dispositivo de ganancia de potencia a dicho electrodo de salida de dicho cuarto
15. dispositivo de ganancia de potencia; medios para proporcionar polarización directa a los electrodos de entrada de cada uno de dichos cuarto y quinto dispositivos de ganancia de potencia con respecto a dicha
20. fuente de voltaje de servicio, acoplándose dichos electrodos comunes de dichos primer y cuarto dispositivos de ganancia de potencia entre sí, y un septimo terminal en el electrodo de entrada de dicho cuarto dispositivo de ganancia de potencia para la alimentación de señales de entrada.
25. 3ª.- Perfeccionamientos, según la reivindicación 2, caracterizados porque comprenden un sexto dispositivo de ganancia de potencia de tres terminales que puede tener salida de señales entre electrodos de salida y común con una mayor potencia que la
30. señal alimentada entre el electrodo de entrada y di-

*Ref.*

384204



cho electrodo común, acoplándose dicho electrodo de en-  
trada y dicho sexto dispositivo de ganancia de potencia al electrodo de salida del cuarto dispositivo de ganancia de potencia de igual modo que dicho electrodo de entrada de dicho quinto dispositivo de ganancia de potencia, permitiendo el octavo y noveno terminales la extracción de segundas señales de salida; y un segundo dispositivo de utilización conectado entre dichos septimo y octavo terminales, con una línea de corriente continua a través de los mismos y acoplado en conducción de corriente continua entre dicho electrodo de salida de dicho sexto dispositivo de ganancia de potencia y dicho cuarto terminal.

4<sup>a</sup>.- Perfeccionamientos, según las reivindicaciones 2 ó 3, caracterizados porque los electrodos de entrada de dichos primer y cuarto dispositivos de ganancia de potencia se polarizan al mismo potencial inactivo, teniendo el acoplamiento de sus electrodos comunes citados entre sí una línea de corriente continua a través de los mismos.

5<sup>a</sup>.- Perfeccionamientos, según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque cada uno de dichos dispositivos de ganancia de potencia tienen sus electrodos comunes acoplados en conducción de corriente continua a dicho tercer terminal acoplado por resistores de valor similar siendo dispositivos similares todos los últimos dispositivos de ganancia de potencia mencionados.

6<sup>a</sup>.- Perfeccionamientos; según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, caracterizados porque di-

*ref.*

384204



chos dispositivos de ganancia de potencia tienen sus electrodos comunes acoplados en conducción de corriente continua a dicho tercer terminal acoplado por conexión directa.

5. 7<sup>a</sup>.- Perfeccionamientos, según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizados por que cada uno de los citados dispositivos de impedancia comprende un resistor, empleándose un diodo de alud por cada uno, de dichos acoplamientos desde dicho electrodo de salida de un dispositivo de ganancia de potencia hasta dicho electrodo de entrada de otro, empleándose un sólo diodo de alud en común para electrodos de entrada acoplado al mismo electrodo de salida, y un resistor acopla el extremo de cada uno de los diodos de alud citados contrario al extremo que se conecta con dicho electrodo de salida a dicho tercer terminal por lo que los medios citados empleados para proporcionar polarización directa se emplean también con dichos electrodos de entrada mencionados en esta reivindicación.
- 10.
- 15.
20. 8<sup>a</sup>.- Perfeccionamientos, según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, caracterizados porque cada uno de dichos dispositivos de impedancia comprende un resistor, y cada uno de dichos acoplamientos desde el citado electrodo de salida del dispositivo de ganancia de potencia del citado electrodo de entrada de otro, comprende un transistor en una configuración de emisor en cascada con un diodo de alud, acoplándose medios de extracción de corriente a dicho diodo de alud para mantener en el mismo una conducción de alud, em-
- 25.
- 30.

*Handwritten signature or initials.*

384204

2 OCT 1978



pleándose un acoplamiento común para los electrodos de entrada acoplados al mismo electrodo de salida, por lo que los citados medios empleados para proporcionar polarización directa a dichos electrodos de entrada mencionados en esta reivindicación se emplean también en este caso.

5. 9ª.- Perfeccionamientos, según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizados por que dichos dispositivos de ganancia de potencia consisten cada uno en un transistor que tiene un electrodo de base como electrodo de entrada, un electrodo colector como electrodo de salida y un electrodo emisor como electrodo común.

10. 10ª.- Perfeccionamientos, según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizados por que todos los dispositivos de ganancia de potencia citados se fabrican dentro de los confines de un cuerpo semiconductor monolítico junto con cada uno de los citados componentes de resistor y diodo de alud.

20. 11ª.- Perfeccionamientos en aparatos electrónicos con etapa traductora de señales; tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria y en los adjuntos dibujos.

384204



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

Madrid,

2 OCT. 1970

RCA CORPORATION,

J. GOMEZ ACEBO Y MODEY  
p. p. Firmado A. GARCIA BRAVO



*Ref.*



ESCALA VARIABLE

FIG.4

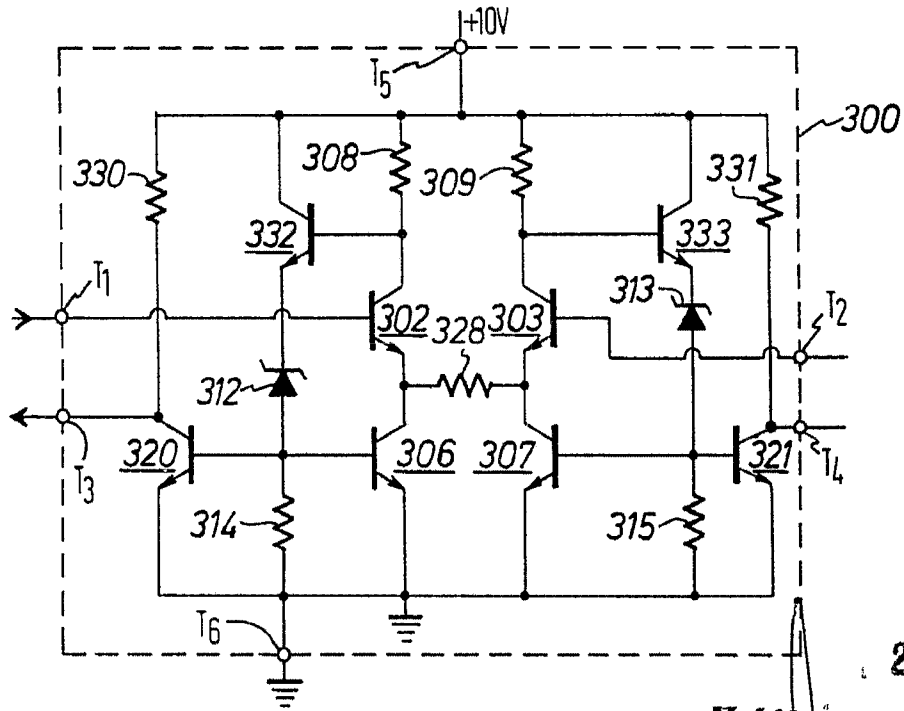
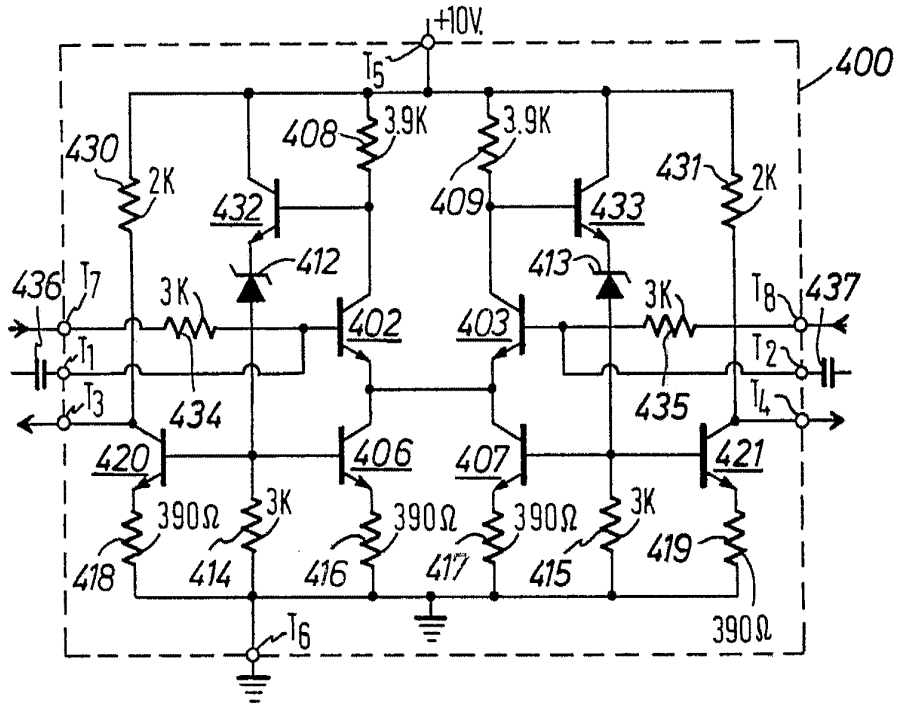


FIG.3.

2 OCT. 1970

Madrid

J. GOMEZ ACEBO Y MOJER  
Firmados GARCIA BRAVO