



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 360 236**

51 Int. Cl.:
H03K 5/22 (2006.01)
H03F 3/45 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **00993061 .1**
96 Fecha de presentación : **07.11.2000**
97 Número de publicación de la solicitud: **1238456**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **11.09.2002**

54 Título: **Circuito de salida equilibrada flotante mejorado.**

30 Prioridad: **09.11.1999 US 164359 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
02.06.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
02.06.2011

73 Titular/es: **THAT CORPORATION**
45 Sumner Street
Milford, Massachusetts 01757-1656, US

72 Inventor/es: **Hebert, Gary, K.**

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 360 236 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Solicitud relacionada

La presente solicitud se basa en solicitud provisional número de serie nº 60/164.359 presentada el 9 de noviembre de 1999 a nombre de Gary K. Hebert y cuyo título es "An Improved Balanced Floating Point Output Driver IC".

5 Campo de la Invención

La presente solicitud se refiere a circuitos de salida equilibradas y flotante, y más específicamente a un circuito de salida equilibrada flotante mejorado que mantiene el control de la corriente de salida en modo común en ambas ramas de salida del circuito, incluso cuando se descresta la salida de tensión diferencial y el circuito está excitando una carga referida a masa.

10 Antecedentes de la Invención

El equipamiento de audio profesional emplea a menudo circuitos de salida electrónicamente equilibradas destinados a imitar el comportamiento de los transformadores de salida lo mejor posible. Tales circuitos están destinado a aceptar una tensión de salida asimétrica y a producir una tensión de salida diferencial con una baja impedancia de salida diferencial. Se han diseñado, además, para poseer una impedancia de salida en modo común sustancialmente mayor (estando la impedancia de salida en modo común definida como la impedancia de una de las dos ramas de la salida diferencial respecto del potencial de masa o de referencia). Esto permite que la tensión de salida diferencial "flote" con la tensión en modo común de la carga, permitiendo de este modo excitar apropiadamente tanto las cargas equilibradas como las cargas referidas a masa. Este comportamiento es similar al de un transformador de salida, en el cual la impedancia de salida diferencia es determinada por la impedancia fuente que excita el bobinado primario reflejado en el bobinado secundario (salida), mientras que la impedancia de cualquiera de las dos ramas del bobinado secundario a masa es bastante elevada, siendo determinada principalmente por capacitancia parásita a partir del bobinado secundario a masa. Una consecuencia de esta disposición es que las corrientes de salida que salen de las dos ramas de la salida equilibrada son sustancialmente iguales en magnitud y opuestas en polaridad sin tener en cuenta la configuración de carga.

Un circuito ampliamente usado descrito en 1980 (T. Hay "Differential Technology in Recording Consoles and the Impact of Transformerless Circuitry on Grounding Technique", presentada en la 67th Convention of the Audio Engineering Society, Journal of Audio Engineering Society (Abstracts), vol 28, p 924 (Diciembre de 1980)) se muestra en la figura 1. Acepta una tensión de entrada asimétrica v_{in} respecto de masa en el terminal IN. Produce una tensión de salida diferencial (igual a dos veces la tensión de entrada) entre dos nudos OUT+ y OUT- (SALIDA + -). Este circuito consigue los objetivos deseados respecto de las impedancias de salida diferencia y en modo común. En un funcionamiento normal, la impedancia de salida diferencial se determina sustancialmente por la suma de las resistencias de salida R_{O1} y R_{O2} , ya que la realimentación negativa alrededor de los amplificadores operativos OA1 y OA2 reduce sus impedancias de salida en bucle cerrado interno. R_{O1} y R_{O2} se encuentran típicamente entre 10 y 100 ohmios para mantener relativamente baja la impedancia de salida diferencial. La impedancia de salida en modo común es bastante elevada, y puede ser infinita si las relaciones de las resistencias marcadas como R y 2R en el esquema se mantienen con precisión. Se ha de observar que los desequilibrios en estas relaciones de resistencia se pueden reducir, además, la impedancia de salida en modo común si los desequilibrios se encuentran en una dirección, o pueden conducir a una inestabilidad si se encuentran en la otra dirección. Esta condición para la coincidencia precisa de relación de resistencia es un inconveniente para este circuito.

Será evidente que el comportamiento en modo común del circuito de la figura 1 está gobernado por ambos amplificadores operacionales, OA1 y OA2. Cuando se excita una carga asimétrica, como en la figura 2, la realimentación en modo común combinada obliga a la corriente de salida a ser idéntica y opuesta (lo que supone relaciones de resistencia iguales alrededor de los amplificadores operacionales). Este comportamiento es una de las propiedades más deseables de tales circuitos. Sin embargo, si se aplica una señal de entrada al terminal IN esto hace que la señal de salida en la salida sin conexión a tierra (en este caso, OUT+), sobrepase el máximo permitido por la tensión de fuente de alimentación, se rompen tanto los bucles de realimentación diferencial como en modo común. Como es esperable, la forma de onda de tensión de salida diferencial en la salida OUT+ se "descretaría" en la tensión de salida máxima de los amplificadores operaciones. Su corriente de salida será la tensión de salida dividida por la resistencia de carga. Lo que no es evidente es que, mientras se produce el descrestado, la corriente de salida de la salida OUT- conectada a tierra será bastante alta, típicamente limitada solamente por cualquier circuito protector de limitación de corriente en el amplificador operacional, o por la tensión de salida máxima de los amplificadores operaciones dividida por el valor de la resistencia de salida de 10 a 100 ohmios. Esta corriente debe fluir a través de una trayectoria intermedia a través de la estructura de masa del dispositivo de carga para volver a la etapa de salida, que puede conducir a perturbaciones en la forma de onda de audio que son más audible que un simple descrestado.

Se describe un enfoque alternativo a un circuito de salida equilibrada flotante en 1990 por Chris Strahm en la patente de los Estados Unidos 4.979.218. El circuito de Strahm incluye bucles de realimentación separados para

5 señales de salida diferencia y en modo común. El bucle diferencial se configura para obligar a la tensión de salida diferencial a igualar sustancialmente la tensión de entrada multiplicada por alguna ganancia deseada. Esto abre, al menos, la posibilidad de prevenir el comportamiento de descreestado y las perturbaciones de forma de onda de audio descritas anteriormente. Igualmente, como se describe en la patente de Strahm, las relaciones de resistencia precisas no son necesarias para mantener la estabilidad del circuito.

10 Aunque no se menciona en la patente de Strahm, con el fin de prevenir una limitación de corriente de una salida conectada a tierra de tal circuito cuando se excita la salida activa en el descreestado de tensión, el bucle de realimentación en modo común debe permanecer activo incluso si el bucle de realimentación diferencial está inhibido. De hecho el dispositivo de circuito integrado fabricado por el cesionario (Audio Teknology Inc) basada en la patente de Strahm se realiza de manera que no preserva la funcionalidad del bucle de realimentación en modo común cuando se rompe el bucle de realimentación diferencial debido al descreestado de tensión en una carga conectada de tierra. Como se muestra en la figura 3, un par diferencial de transistores, Q_1 y Q_2 aceptan la señal de entrada y la señal de realimentación diferencial. El transistor Q_3 proporciona la corriente de cola I_{cola} para el par diferencial. Q_3 es controlado por la señal de realimentación en modo común. En este caso, la señal de realimentación en modo común se deriva presentando la suma de las corrientes de salida del dispositivo, como se describe en la patente de Strahm. De este modo, se ajusta la tensión de salida en modo común por realimentación a través de I_{cola} hasta que las dos corrientes de salida del dispositivo sumen casi cero, y que de este modo, sean casi idénticas y opuestas. Cuando se produce el descreestado de tensión en una de las dos tensiones de amplificador, uno de Q_1 o Q_2 se saturará mientras que la otra se cortará. Si el circuito está excitando una carga referida a masa desde el amplificador de salida que es excitado por el transistor cortado, entonces no hay manera de que Q_3 afecte a la tensión de salida y la realimentación en modo común se inhibe. Sin la realimentación en modo común para mantener el control sobre las corrientes de salida, el amplificador de salida conectado a tierra conduce tanto corriente como lo permiten otros aspectos del diseño del amplificador, tal como la limitación protectora de corriente.

25 Otro ejemplo de un amplificador de transconductancia operacional totalmente diferencial que comprende control de realimentación diferencial en modo común se ofrece en el documento US 549 1447.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un dibujo esquemático de un circuito de la técnica anterior que usa realimentación positiva y negativa para emular una fuente de tensión flotante;

30 La figura 2 muestra un dibujo esquemático de un circuito de la técnica anterior de la figura 1 conectado para excitar una carga asimétrica;

La figura 3 muestra un dibujo esquemático de un circuito de la técnica anterior para llevar a cabo un bucle de realimentación en modo común;

35 La figura 4 muestra un dibujo esquemático de un circuito mejorado que usa bucles separados de realimentación diferencial y en modo común para emular una fuente de tensión flotante y controla la corriente de salida en modo común en condiciones de descreestado mientras se excita una carga referida a masa.

La figura 5 muestra un dibujo esquemático de los amplificadores de transconductancia preferidos usados en el circuito de la figura 4;

La figura 6 muestra un dibujo esquemático del amplificador de transconductancia de entrada diferencial y salida doble mostrado en el figura 5 modificado para incluir una etapa de ganancia adicional;

40 La figura 7 muestra un dibujo esquemático que ilustra una modificación adicional para minimizar la tensión de salida en modo común; y

La figura 8 muestra un dibujo esquemático que ilustra otra modificación para minimizar la tensión de salida en modo común.

Descripción detallada de los dibujos

45 La figura 4 muestra un dibujo esquemático de una realización de un circuito mejorado que usa bucles separado de realimentación diferencial y en modo común para emular una fuente de tensión flotante y controla la corriente de salida en modo común en condiciones de descreestado mientras se excita una carga referida a masa. Como se muestra, el amplificador de transconductancia 1 es un circuito que acepta una tensión de entrada diferencial y emite como salidas del mismo un par de corrientes de salida diferencial de manera que:

$$50 \quad (1) \quad i_1 = -i_2 = g_{m1} \cdot v_{diff} \quad .$$

este amplificador de transconductancia, junto con los amplificadores 2 y 3 de tensión de alta ganancia de inversión

idéntica, los amplificadores 4 y 5 intermedios idénticos, y los condensadores 6 y 7 de compensación idénticos forman un amplificador operacional totalmente diferencial en dos etapas. Las resistencias R_1 y R_2 se conectan a partir de los terminales In+ y In- de tensión de entrada, respectivamente a los terminales de no-inversión del amplificador 1 de transconductancia. Las resistencias R_3 y R_4 se conectan a partir de las salidas de los amplificadores intermedios 4 y 5, respectivamente, a las entradas de no-inversión y de inversión del amplificador 1 de transconductancia, respectivamente, para proporcionar realimentación negativa. Mientras la ganancia directa proporcionada por el amplificador 1 de transconductancia y los amplificadores 2 y 3 de tensión es grande comparada con la ganancia deseada de bucle cerrado, la ganancia A_{clid} de bucle cerrado diferencial será sustancialmente:

$$(2) \quad A_{clid} = \frac{v_{out+} - v_{out-}}{v_{in}} = \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2}$$

Preferiblemente, $R_1 = R_2$ y $R_3 = R_4$, de manera que la ganancia de bucle cerrado diferencial será:

$$(3) \quad A_{clid} = \frac{R_4}{R_1}$$

En una realización preferida $R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = R_4 = 10 \Omega$. Se ha de observar que bien el terminal IN+ o IN- se puede conectar a tierra, y la señal de entrada se conecta de una manera asimétrica, sin pérdida de funcionalidad.

El amplificador 8 de transconductancia es un circuito que acepta una tensión de entrada diferencial y emite como salida del mismo un par de corrientes i_3 e i_4 de salida coincidentes de manera que:

$$(4) \quad i_3 = i_4 = gm2 \cdot v_{cm}$$

Estas corrientes i_3 e i_4 de salida se suman respectivamente con las corrientes i_1 e i_2 de salida del amplificador 1 de transconductancia. Obsérvese que las corrientes i_3 e i_4 de salida del amplificador 8 de transconductancia harán que tanto tensiones de salida v_{out+} y v_{out-} se desplacen en la misma dirección, mientras que las corrientes i_1 e i_2 de salida del amplificador de transconductancia harán que las dos tensiones de salida (v_{out+} y v_{out-}) se desplacen en direcciones opuestas.

Las resistencias R_9 y R_{10} se usan para detectar las corrientes individuales de salida, y son preferiblemente de igual valor entre aproximadamente 10 y aproximadamente 100 ohmios con el fin de mantener baja la impedancia de salida diferencial, aunque los valores pueden encontrarse fuera de este intervalo. Las resistencias R_{11} y R_{12} sirven para establecer una carga mínima en modo común para el circuito, y se encuentran preferiblemente entre aproximadamente 1Ω y aproximadamente 100Ω , aunque los valores pueden encontrarse fuera de este intervalo. Las resistencias R_5 y R_8 forman un puente usado para detectar la corriente de salida de modo común. Preferiblemente, $R_5 = R_6$ y $R_7 = R_8$. en este caso v_3 en la unión de R_5 y R_6 será:

$$(5) \quad v_3 = \frac{v_1 + v_2}{2},$$

y la tensión v_4 en la unión de R_7 y R_8 será:

$$(6) \quad v_4 = \frac{v_{out+} + v_{out-}}{2}.$$

Obsérvese que las corrientes a través de R_9 y R_{10} son:

$$(7) \quad i_{out+} = \frac{v_2 - v_{out+}}{R_{10}}$$

y,

$$(8) \quad i_{out-} = \frac{v_1 - v_{out-}}{R_9}$$

la tensión de entrada al amplificador de transconductancia 8 será:

$$(9) \quad v_{cm} = \frac{i_{out-} \cdot R_9 + i_{out+} \cdot R_{10}}{2}$$

Suponiendo que R_9 y R_{10} sean iguales, esta tensión es:

$$(10) \quad v_{cm} = \frac{(i_{out+} + i_{out-}) \cdot R_9}{2},$$

que es proporcional a la corriente de salida en modo común,

$$(11) \quad \frac{(i_{out+} + i_{out-})}{2}.$$

La gran ganancia proporcionada por la combinación del amplificador 8 de transconductancia y los amplificadores 2 y 3 de tensión tenderá a minimizar la tensión diferencial en las entradas del amplificador de transconductancia por realimentación negativa. Esto tenderá entonces a minimizar la corriente de salida en modo común, dejando solamente corrientes diferenciales (iguales y opuestas).

Ambos amplificadores de transconductancia se deben destinar a tener una máxima corriente de salida posible que se consigue cuando la tensión de entrada sobrepasa un nivel predefinido. Esto es una consecuencia natural de las aplicaciones preferidas, como se ilustrará más adelante). Con el fin de garantizar que el bucle de realimentación en modo común permanecerá activa cuando el bucle diferencial se haya inhibido debido al descrestado, las corrientes máximas de salida del amplificador 8 de transconductancia han de ser mayores que las corrientes máximas de salida del amplificador 1 de transconductancia. A modo de ejemplo, se supone que R_{11} es un cortocircuito, de manera que R_{12} sirva como carga referida a masa, y que la tensión de entrada v_{in} sea suficientemente positiva para excitar v_2 a la máxima tensión positiva posible permitida por las fuentes de alimentación del circuito. La trayectoria de realimentación negativa por R_4 está ahora interrumpida, ya que la tensión v_2 ya no responde a ningún cambio en la tensión de entrada. En tales condiciones, i_1 e i_2 se encontrarán en sus posibles valores máximos (en direcciones opuestas). La corriente i_1 tenderá a excitar la tensión v_1 negativa, y si se deja sin verificar, hará que una gran corriente fluya a través de la resistencia R_9 de bajo valor. Sin embargo, si el amplificador 8 de transconductancia tiene suficiente capacidad de corriente de salida para reducir el valor máximo de i_1 , entonces el bucle de realimentación en modo común actuará para minimizar la corriente de salida en modo común. En estas condiciones, i_4 será sustancialmente igual a $-i_1$, e i_{out-} será sustancialmente igual a i_{out+} .

Es evidente que las etapas de salida 9 y 10, que consisten en los amplificados 2 y 3 de tensión, las etapas intermedias 4 y 5 y los condensadores de compensación 6 y 7 pueden adoptar muchas formas preferidas sin salirse del alcance de la invención. A título de ejemplo, cuando se utilizan transistores bipolares, los amplificadores 2 y 3 de tensión pueden consistir en los amplificadores emisores comunes de carga de fuente de corriente, y los amplificadores intermedios 4 y 5 pueden consistir en amplificadores complementarios colectores comunes. Otros dispositivos, tales como transistores MOS, se podrían sustituir también sin funcionalidad esencial. Igualmente, las resistencias R_3 y R_4 de realimentación diferencial se podrían alternativamente conectar directamente a los terminales OUT+ y OUT-, en lugar de a las salidas de los amplificadores 4 y 5 intermedios. Tal disposición daría como resultado una menor impedancia de salida diferencial, pero requeriría una compensación de frecuencia más elaborada con el fin de mantener la estabilidad en las cargas capacitivas.

Una realización preferida del amplificador 1 de transconductancia se muestra en la figura 5. Esta estructura comprende un par diferencial de transistores, Q_1 y Q_2 , las fuentes de corriente I_1 , I_2 e I_3 y opcionalmente las resistencias opcionales R_{13} y R_{14} de degeneración de emisor de igual valor. La entrada diferencial al amplificador de transconductancia se aplica a las bases de Q_1 y Q_2 . Las corrientes de salida diferencia se toman a partir de los colectores Q_1 y Q_2 . Preferiblemente, los valores de las fuentes I_2 e I_3 son cada una iguales a la mitad de la fuente de corriente I_1 . En este caso, la corriente máxima disponible en una de las dos direcciones de los colectores Q_1 y Q_2 es igual a $I_1/2$. La transconductancia de la tensión entre las bases de Q_1 y Q_2 a uno de los dos de los colectores Q_1 o Q_2 es:

$$(12) \quad g_{m1} = \frac{1}{\frac{2kT}{qI_1} + R_{13} + R_{14}} = \frac{1}{\frac{2kT}{qI_1} + 2R_{13}}.$$

Una realización preferida del amplificador de transconductancia 8 se muestra también en la figura 5. Comprende los transistores Q_3 y Q_8 , la fuente de corriente I_4 , y los emisores opcionales de degeneración de emisor R_{15} a R_{17} . Preferiblemente, el transistor Q_3 tiene un área emisora dos veces superior a la de Q_4 y Q_5 . Igualmente, si se incluye,

la resistencia R_7 de degeneración de emisor de valor es la mitad del valor de las resistencias R_{15} y R_{16} de valores idénticos. De este modo, sin tensión diferencial aplicada entre la base de los transistores Q_3 y las bases comunes de los transistores Q_4 y Q_5 , Q_3 se usará a una corriente de colector igual a $I_4/2$, y los transistores Q_4 y Q_5 se usarán a corriente de colector igual a $I_4/4$. Asimismo, el transistor Q_6 tiene un área emisora dos veces superior a la de los transistores Q_7 y Q_8 . De este modo, ignorando la corriente de base, la corriente de colector de Q_6 será especular a los colectores de Q_7 y Q_8 con una ganancia de 0,5, de manera que cada uno sea funcione a una corriente de colector igual a la mitad de la corriente de colector de Q_6 . La tensión de entrada diferencial en el amplificador de transconductancia 8 se aplica entre la base del transistor Q_6 y las bases comunes de los transistores Q_4 y Q_5 . Las corrientes de salida idénticas se toman de los colectores de Q_7 y Q_8 . La transconductancia de la tensión de entrada diferencial d cualquiera de las dos salidas de corriente idénticas será:

$$(13) \quad g_{m2} = \frac{1}{\frac{2kT}{qI_4} + \frac{R_{15} + R_{16}}{2} + R_{17}} = \frac{1}{\frac{2kT}{qI_4} + 2R_{17}}$$

La corriente de salida máxima disponible en cualquiera de las dos direcciones de los colectores Q_4 y Q_5 es igual a la mitad del valor de la fuente de corriente I_4 . De este modo, como se ha descrito anteriormente, la fuente de corriente I_4 debería ser de mayor valor que la fuente de corriente I_1 con el fin de garantizar que el bucle de realimentación en modo común seguirá activo después de inhabilitar el bucle de realimentación diferencial por descrestado.

En una realización de la invención tal como la mostrada e la figura 5 cuando el bucle de realimentación diferencial se ha roto debido al descrestado de tensión de salida, cualquiera de los dos transistores Q_7 y Q_8 están absorbiendo corrientes de colector iguales a al menos $I_1/2$, o los transistores Q_4 y Q_5 están alimentando corrientes de colector iguales a al menos $I_1/2$. En estas condiciones de absorción, un desequilibrio de corriente igual al valor de la fuente de corriente I_1 existirá entre la corriente de colector de Q_3 y la suma de las corrientes de colector de Q_4 y Q_5 . Este desequilibrio de corriente causará una tensión de equilibrio (además de ser causada por desequilibrios aleatorios de transistores y resistencias) en las entradas del amplificador de transconductancia R_8 igual a I_1/g_{m2} . Esta tensión de equilibrio de entrada adicional degradará la coincidencia de las magnitudes de las corrientes el as resistencias R_9 y R_{10} en las condiciones anteriormente mencionadas. Si esta degradación de prestación es inaceptable, se puede añadir una etapa de ganancia adicional al amplificador 8 de transconductancia como se ilustra en la figura 6. El par de transistores diferencial Q_9 y Q_{10} , los transistores R_{18} y R_{19} de degeneración de emisor idénticos, los transistores Q_{11} y Q_{12} especulares de corriente, y la fuente I_5 de corriente constituyen un amplificador diferencial con una salida de corriente asimétrica. La tensión de entrada al amplificador 8 de transconductancia se aplica entre las bases de Q_9 y Q_{10} . La corriente de salida de los colectores de Q_{12} y Q_{10} se aplica a la base de Q_5 del amplificador de transconductancia de entrada diferencial y salida doble anteriormente descrito. Las bases comunes de Q_3 y Q_4 se unen a una fuente de tensión de polarización apropiada, preferiblemente suficientemente inferior a V_{cc} para garantizar un funcionamiento apropiado de la fuente de corriente I_4 y los transistores Q_3 a Q_5 . Las corrientes de salida doble se toman de los colectores de Q_7 y Q_8 descritos anteriormente. Con esta modificación al amplificador 8 de transconductancia de salida doble, la tensión de polarización adicional creada entre la base de Q_5 y las bases comunes de Q_3 y Q_1 , cuando el bucle de realimentación diferencial se inhibe debido al descrestado, se reduce por la ganancia de la etapa 11 del amplificador diferencial. Esto da como resultado un pequeño cambio en la tensión de polarización de entrada en las bases de Q_9 y Q_{10} .

Se ha de entender que las funciones de los circuitos anteriores se pueden aplicar de diferentes maneras sin salirse del alcance de la invención. Por ejemplo, los espejos de corriente compuestos por Q_6 a Q_8 y Q_{11} a Q_{12} podrían ser cualquiera de un número de espejos de corriente mejorados conocidos en la técnica tal como el espejo de corriente de Wilson. El espejo de corriente en cascada o el espejo de corriente aumentada de seguidor de emisor. Además, cada espejo podría tener resistencias de degeneración de emisor añadidas para incrementar la impedancia de salida. Además, las entradas diferenciales de los amplificadores de transconductancia 1 y 8 podrían tener circuitos intermedios seguidores, y/o circuitería de cancelación de corriente de polarización añadida para minimizar la corriente de polarización de entrada. Como se ha mencionado anteriormente, todos los circuitos se podrían aplicar con una tecnología de transistores diferentes, tal como los transistores MOS.

En referencia a la figura 4, siempre existirá alguna tensión de polarización de entrada finita en las entradas diferenciales del amplificador 8 de transconductancia debido a los desequilibrios de transistores y resistencias. Algunas tensiones de polarización causarán una corriente de polarización en modo común que fluye en las resistencias R_9 y R_{10} igual a la tensión de polarización de entrada dividida por el valor de resistencia de R_9 y R_{10} . Estas corrientes se convertirán entonces en una tensión de polarización en modo común a través de R_{11} y R_{12} (y cualquier resistencia de carga externa). Como R_9 y R_{10} son preferiblemente de valor bajo, como se ha mencionado anteriormente, y R_{11} y R_{12} son preferiblemente de valor superior, una pequeña tensión de polarización de entrada en la entrada al amplificador 8 de transconductancia puede dar como resultado una tensión de polarización de salida en modo común sustancialmente

mayor en los terminales OUT+ y OUT-. La figura 7 ilustra un procedimiento preferido para minimizar este efecto.

En la figura 7, el condensador C_1 se inserta entre la unión de las resistencias R_7 y R_8 y la entrada de inversión del amplificador de transconductancia 8. La resistencia R_{20} se añade a partir de la entrada del amplificador 8 de transconductancia a tierra. R_{20} se elige preferiblemente para ser de un valor suficiente grande para no cargar significativamente R_7 y R_8 , preferiblemente, aunque no necesariamente de $1\text{ M}\Omega$ o mayor si R_5 a R_8 están todos alrededor de o dentro de un pequeño intervalo de $10\text{ M}\Omega$. C_1 se elige de manera que el filtro de paso alto formado por C_1 y R_{20} tiene una frecuencia polar sustancialmente menor a las frecuencias operativas de interés. Por ejemplo, un valor de 100 nF para C_1 y $1\text{ M}\Omega$ para R_{20} dará como resultado una frecuencia polar f_{pfp} de:

$$(14) \quad f_{pfp} = \frac{1}{2\pi(100\text{nF})(1\text{M}\Omega)} = 1,6\text{Hz},$$

que está muy por debajo de la banda de interés para aplicaciones de audio. De este modo, en la banda de audio, el bucle de realimentación en modo común minimizará la corriente de salida en modo común, forzando corrientes iguales y opuestas en R_9 y R_{10} . En CC, el bucle de realimentación en modo común tenderá a forzar la unión de R_5 y R_6 (y de este modo la tensión de salida en modo común) al potencial de masa., más o menos cualquier tensión de polarización de entrada en las entradas del amplificador 8 de transconductancia.

Una de las aplicaciones principales para circuitos de salida equilibrado flotantes en la industria del audio profesional es excitar señales de audio en cables de hasta 3047 metros de largo. Tales cables representan una carga reactiva sobre el circuito, con frecuencias resonantes que pueden coincidir con la frecuencia de ganancia unidad del bucle de realimentación en modo común. Tales resonancias pueden cuasar picos en la transmisión en bucle que comprometerán la estabilidad del bucle. El bucle de realimentación en modo común se puede aislar de estos efectos de carga con la adición de C_2 , también mostrado en la figura 7. C_2 se eligen preferiblemente para que el filtro de paso bajo que forma con la combinación en paralelo de R_7 y R_8 es sustancialmente superior a las frecuencias operativas de interés, pero por debajo de la frecuencia de corte de ganancia unidad del bucle de realimentación en modo común. en una realización preferida, con R_3 a R_8 todos iguales a aproximadamente $10\ \Omega$, C_2 es igual a aproximadamente 10 pF . Esto da como resultado una frecuencia polar de:

$$(15) \quad f_{pfp} = \frac{1}{2\pi(10\text{pF})(5\text{k}\Omega)} = 3,2\text{MHz},$$

que está muy por encima de la banda de audio. De este modo, el bucle de realimentación en modo común seguirá minimizando la corriente de salida en modo común, mientras que a frecuencias sustancialmente inferiores a 3 MHz derivará la entrada de inversión del amplificador 8 de transconductancia a masa, aislándolo de los picos de respuesta debidos a cargas resonantes.

La figura 8 ilustra un procedimiento alternativo y preferido para minimizar la tensión de salida en modo común. El condensador C_3 se inserta entre el terminal OUT- y la resistencia R_7 . Asimismo, el condensador C_4 se inserta entre el terminal OUT+ y la resistencia R_8 . La resistencia R_{21} se añade a partir de la unión de C_3 y R_7 a masa, y la resistencia R_{22} se añade a partir de la unión de C_4 y R_8 a masa. En una aplicación de esta realización preferida, C_3 y C_4 son cada uno aproximadamente $10\ \mu\text{F}$, y R_{21} y R_{22} son cada uno aproximadamente $\text{k}\Omega$. Como el circuito mostrado en la figura 7, este circuito minimizará la corriente de salida en modo común en la banda de audio, pero forzará la tensión de salida en modo común al potencial de masa en CC. El circuito de la figura 8 mantendrá una coincidencia superior entre las magnitudes de corriente de salida cuando se excita una carga referida a masa comparada con el circuito de la figura 7. Esto es debido a la ausencia de cualquier carga sobre R_7 y R_8 , sin embargo, esto se realiza a costa de un condensador adicional y una resistencia adicional.

La realización y las prácticas descritas en esta memoria se han presentado a título de ilustración y en modo alguno en modo de limitación, y varias modificaciones, combinaciones y sustituciones se pueden efectuar por el experto en la técnica sin salirse del alcance de esta invención en sus aspectos más amplios y que se establecen en las reivindicaciones anexas.

REIVINDICACIONES

- 1.- Circuito de salida equilibrada flotante destinado a una tensión de salida diferencial en respuesta a una tensión de entrada, con una impedancia de salida diferencial relativamente baja y una impedancia de salida en modo común relativamente elevada, que comprende:
- 5 una primera sección de amplificador de transconductancia (1) para proporcionar un par diferencial de corrientes de salida (i_1, i_2) en respuesta a la tensión de entrada, siendo las corrientes (i_1, i_2) sustancialmente iguales en magnitud y opuestas en polaridad, y una sección posterior (9) conectada para generar de este modo una señal de salida en respuesta al par de corrientes de salida del primer amplificador de transconductancia,
- 10 una configuración (R3, R4) de bucle de realimentación diferencial conectada alrededor de la primera sección de amplificador de transconductancia (1) para de este modo proporcionar una realimentación negativa diferencial; y
- 15 una configuración de bucle de realimentación en modo común que comprende una segunda sección de amplificador de transconductancia (8) conectada alrededor de la posterior sección (9) para de este modo añadir respectivamente un par de corrientes (i_3, i_4) de salida sustancialmente coincidentes con la corriente de salida de la primera etapa (1) de transconductancia en respuesta a la señal de salida;
- en el cual el primer y el segundo amplificadores (1, 8) de transconductancia están diseñados para que la configuración de bucle de realimentación en modo común siga activa cuando la configuración de bucle diferencial se ha inhibido debido al descrestado cuando la tensión de entrada sobrepasa un nivel predefinido.
- 2.- Circuito según la reivindicación 1 en el cual la posterior sección comprende una sección intermedia (9) conectada para generar una tensión diferencial intermedia (V_1, V_2) en respuesta al par de corrientes de salida (i_1, i_2), del primer amplificador de transconductancia (1), incluyendo, además, el circuito una sección de salida (R₉, R₁₀) para generar una tensión de salida diferencial (V_{out}) en respuesta a la tensión diferencial intermedia (V_1, V_2).
- 20 3.- Circuito según la reivindicación 2 en el cual la configuración (R3, R4) de bucle de realimentación diferencial se conecta alrededor de la primera sección (1) de amplificador de transconductancia y la sección intermedia (9) para proporcionar realimentación negativa diferencial en respuesta a la tensión diferencial intermedia (V_1, V_2); y la segunda sección (8) de amplificador de transconductancia se conecta alrededor de la sección intermedia (9) para añadir respectivamente un par de corrientes (i_3, i_4) sustancialmente coincidentes a las corrientes (i_1, i_2) de salida de la primera etapa (1) de amplificador de transconductancia en respuesta a la corriente en modo común.
- 25 4.- Circuito según la reivindicación 2 o 3 que incluye, además, un amplificador operativo totalmente diferencial que comprende el primer amplificador de transconductancia (1) y la sección intermedia (9).
- 30 5.- Circuito según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el cual las magnitudes de las corrientes de salida máximas del segundo amplificador (8) de transconductancia son superiores a las magnitudes de las corrientes de salida máximas del primer amplificador (1) de transconductancia.
- 6.- Circuito según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende, además, una entrada (R₁, R₂) acoplada al primer amplificador (1) de transconductancia configurada para recibir una tensión de entrada diferencial (V_{in}).
- 35 7.- Circuito según cualquiera de las 1 a 4, que comprende una entrada (R₁, R₂) acoplada al primer amplificador (1) de transconductancia configurada para recibir una tensión de entrada asimétrica.
- 8.- Circuito según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en el cual la configuración de bucle de realimentación en modo común incluye una sección (R₉, R₁₀) de detección de corrientes que está configurada para detectar la corriente de salida de modo común y aplicar un voltaje proporcional a dicha corriente de salida de modo común a las entradas de dicho amplificador de transconductancia de sección (8).
- 40 9.- Un circuito según la reivindicación 8, donde la sección (R₉, R₁₀) de detección de corrientes incluye un par de resistencias de salida idénticas (R₉, R₁₀) en serie con dichas dos salidas de la sección intermedia (9), y un puente de cuatro resistencias (R₅, R₆, R₇, R₈) configurado para producir una tensión de salida proporcional a la suma de las corrientes en dichas resistencias de salida idénticas (R₉, R₁₀).
- 45 10.- Circuito según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que incluye, además, un desacoplador para desacoplar el puente de resistencias (R₅, R₆, R₇, R₈) de las cargas reactivas conectadas a la salida del circuito a altas frecuencias.
- 11.- Circuito según la reivindicación 10, en el cual el desacoplador incluye un condensador (C₂) que conecta una salida del puente (R₅, R₆, R₇, R₈) a masa.
- 50 12.- Circuito según la reivindicación 11, en el cual dicha tensión proporcional a dichas corrientes de salida en modo

común está acoplada en corriente alterna a dicho puente de resistencias (R5, R6, R7, R8) con un par de condensadores (C3, C4) y un par de resistencias (R21, R22) a masa.

- 5 13.- Circuito según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el cual dicho amplificador (1) de transconductancia comprende un par diferencial de transistores (Q_1 , Q_2) con una fuente de corriente emisora (L1) y una carga de fuente de corriente (I2, I3) para cada colector de dicho par diferencial de transistores (Q_1 , Q_2).
- 10 14.- Circuito según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el cual la configuración de bucle de realimentación en modo común incluye una sección (R9, R10) de detección de corriente que está configurada para detectar la corriente de salida en modo común y aplicar una tensión proporcional a dicha corriente de salida en modo común a las entradas de dicho segundo amplificador (8) de transconductancia, y el segundo amplificador (8) de transconductancia comprende una configuración de transistor diferencial que tiene un primer y un segundo transistores (Q_3 , Q_5) cuyas bases están conectadas para que la tensión aplicada desde la sección de detección de corriente, y un tercer transistor (Q_4) conectado a su base ligada a la base del segundo transistor, y los colectores del segundo y el tercer transistores (Q_4 , Q_5) estando acoplados respectivamente a la salida del segundo amplificador (8) de transconductancia.
- 15 15.- Circuito según la reivindicación 14, en el cual el área emisora del primer transmisor (Q_3) es el doble del área emisora de cada uno del segundo y tercer transistores (Q_5 , Q_4).
- 20 16.- Circuito según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el cual dicha tensión proporcional a dichas corriente de salida en modo común se acopla en corriente alterna a dicho amplificador de transconductancia de entrada diferencial y salida doble (8), para de este modo minimizar el efecto de cualquier tensión de polarización aplicada a la entrada del segundo amplificador (8) de transconductancia.
- 25 17.- Circuito según la reivindicación 16, en el cual dicha tensión proporcional a dichas corrientes de salida en modo común está conectada en corriente alterna a la entrada del segundo amplificador (8) de transconductancia.
- 30 18.- Procedimiento de configuración de un circuito de salida equilibrada flotante destinado proporcionar a una tensión de salida diferencial en respuesta a una tensión de entrada, con una impedancia de salida diferencial relativamente baja y una impedancia de salida en modo común relativamente elevada, que comprende:
- 35 proporcionar un par diferencial de corrientes de salida (i_1 , i_2) en respuesta a la tensión de entrada (V_{in}), mediante una primera sección (1) de amplificador de transconductancia, siendo las corrientes (i_1 , i_2) sustancialmente iguales en magnitud y opuestas en polaridad,
- generar una señal de salida en respuesta al par de corrientes de salida (i_1 , i_2) del primer amplificador (1) de transconductancia mediante una sección posterior (9) ;conectada para generar de este modo;
- proporcionar una realimentación negativa diferencial mediante una configuración (R3, R4) de bucle de realimentación diferencial conectada alrededor de la primera sección de amplificador de transconductancia;
- añadir respectivamente un par de corrientes (i_3 , i_4) de salida sustancialmente coincidentes a la corriente de salida de la primera etapa (1) de transconductancia mediante una configuración de bucle de realimentación en modo común que comprende una segunda sección (8) de transconductancia conectada alrededor de la posterior sección (9) en respuesta a la señal de salida;
- 40 en el cual el primer y el segundo amplificadores (1, 8) de transconductancia están diseñados para que la configuración de bucle de realimentación en modo común siga activa cuando la configuración de bucle diferencial se ha inhibido debido al descrestado cuando la tensión de entrada sobrepasa un nivel predefinido.
- 45 19.- Procedimiento según la reivindicación 18, en el cual la primera sección de amplificador de transconductancia proporciona el par diferencial de corrientes de salida en respuesta a la tensión de entrada, siendo las corrientes sustancialmente iguales en magnitud y opuestas en polaridad; y la posterior sección se conecta para generar una tensión diferencial intermedia en respuesta al par de corrientes de salida del primer amplificador de transconductancia, estando el circuito, además, conectado y configurado para comprender una sección de salida para generar una tensión de salida diferencial en respuesta a la tensión diferencial intermedia.
- 50 20.- Procedimiento según la reivindicación 18 o 19, en el cual la configuración de bucle de realimentación diferencial se conecta alrededor de la primera sección de amplificador de transconductancia y la sección intermedia para de este modo proporcionar realimentación negativa diferencial en respuesta a la tensión diferencial intermedia; y la segunda sección de amplificador de transconductancia se conecta alrededor de la sección intermedia de manera a añadir respectivamente un par de corrientes sustancialmente coincidentes a las corrientes de salida de la primera etapa de amplificador de transconductancia en respuesta a la corriente en modo común.

Figura 1 - Técnica Anterior

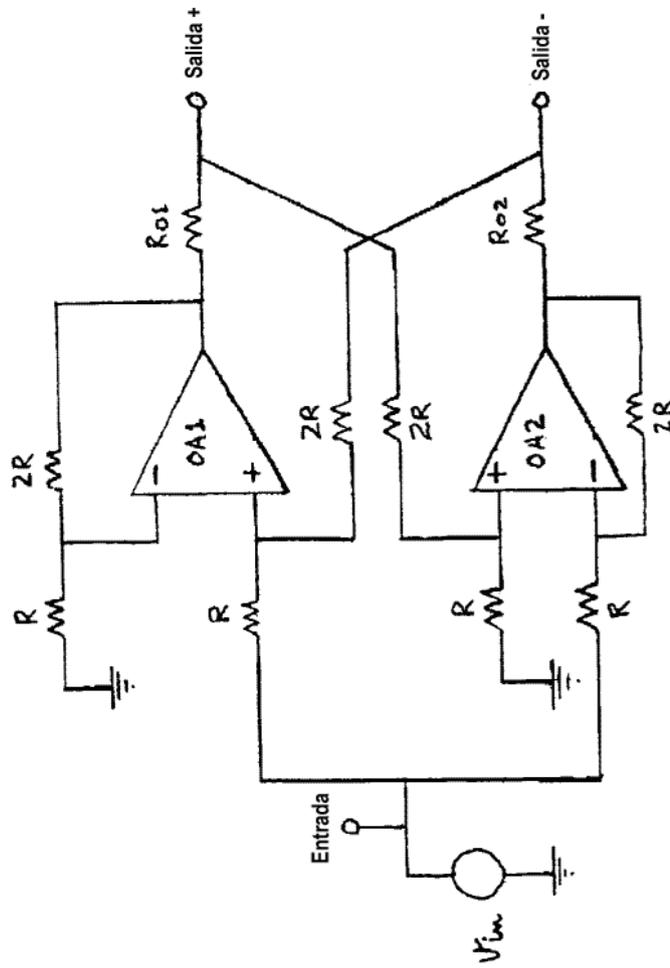


Figura 2 - Técnica Anterior

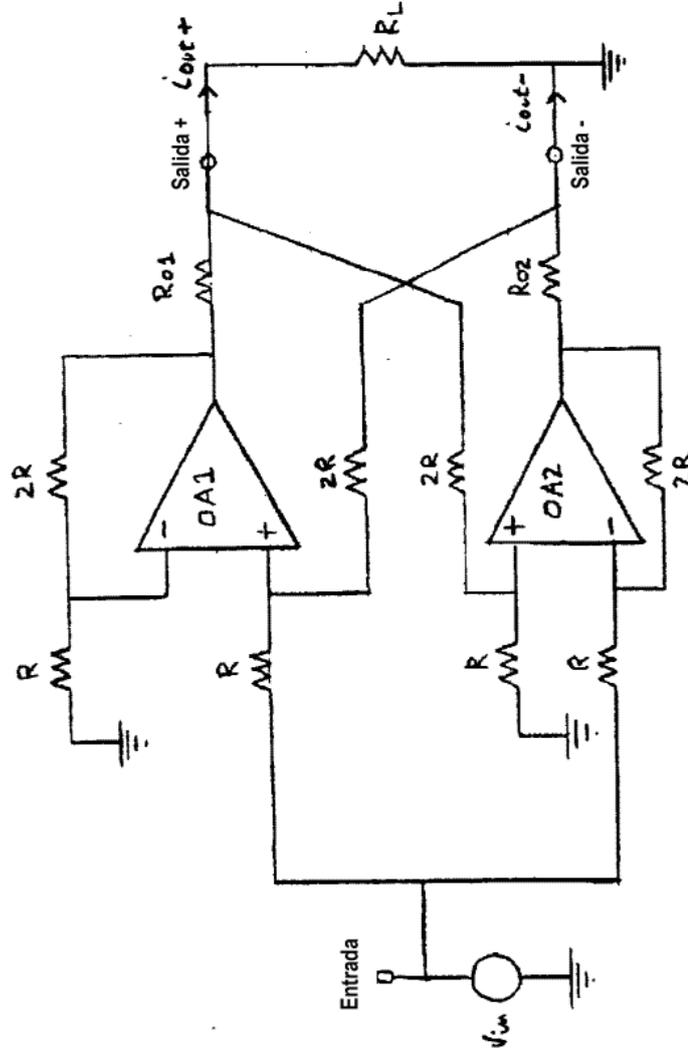


Figura 3 - Técnica Anterior

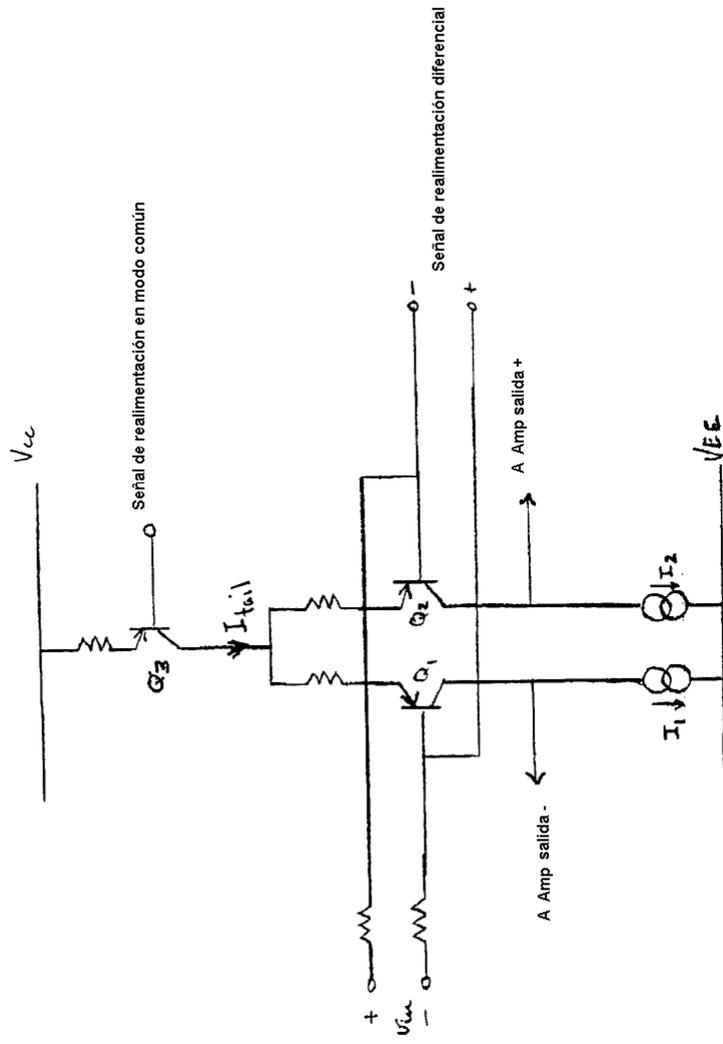


Figura 4

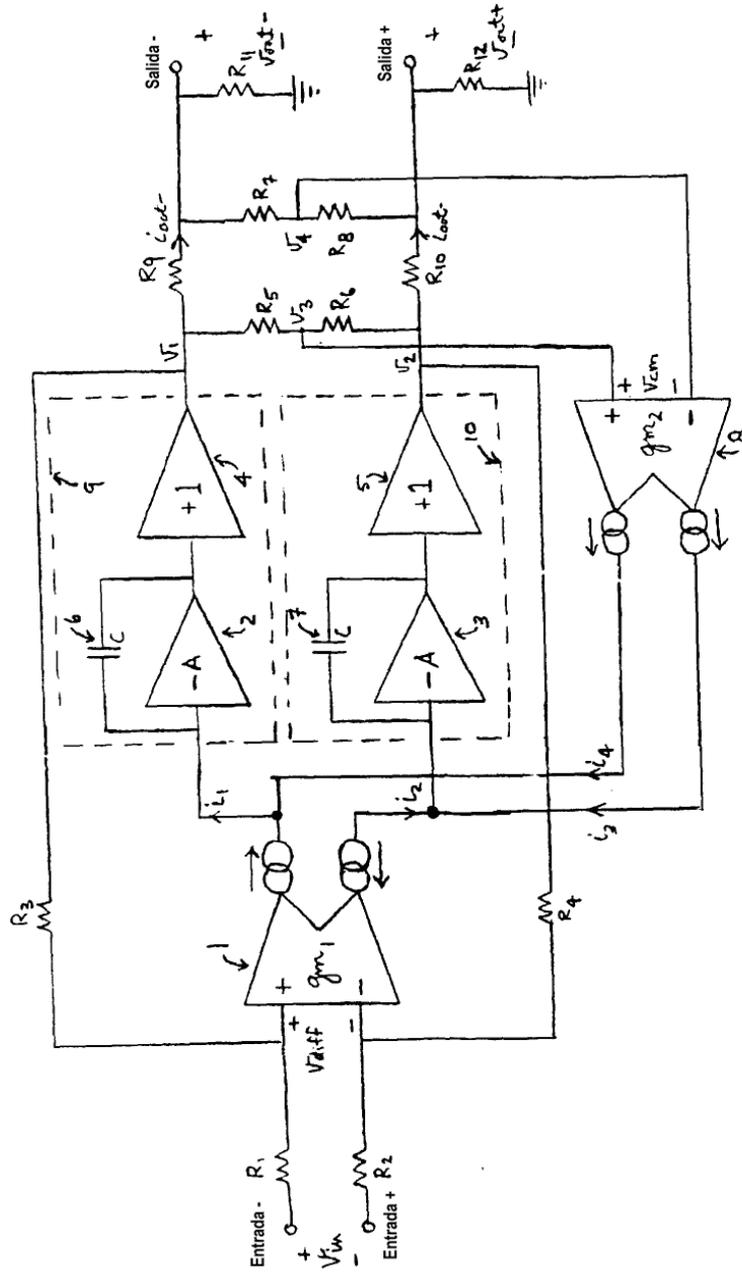


Figura 5

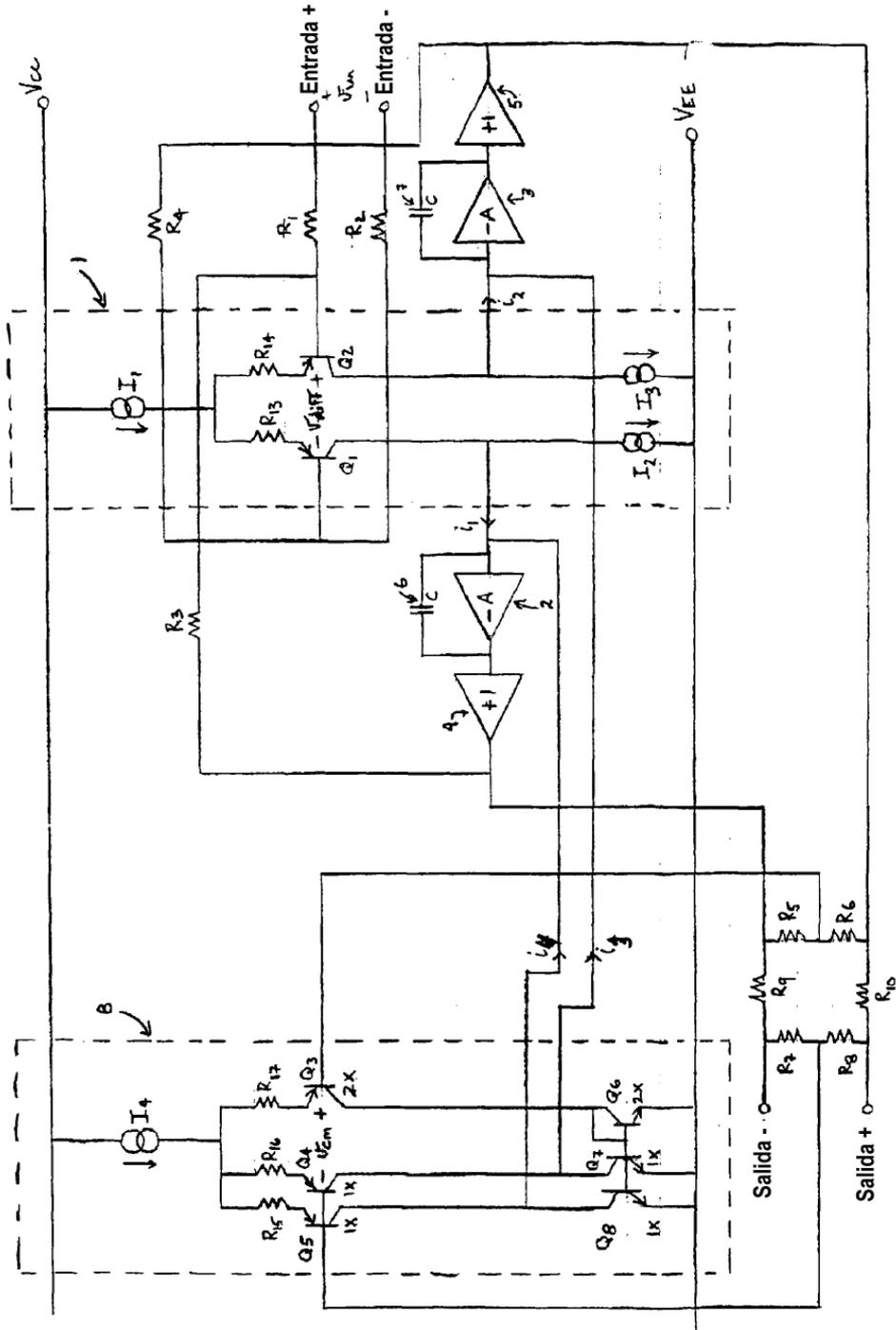


Figura 6

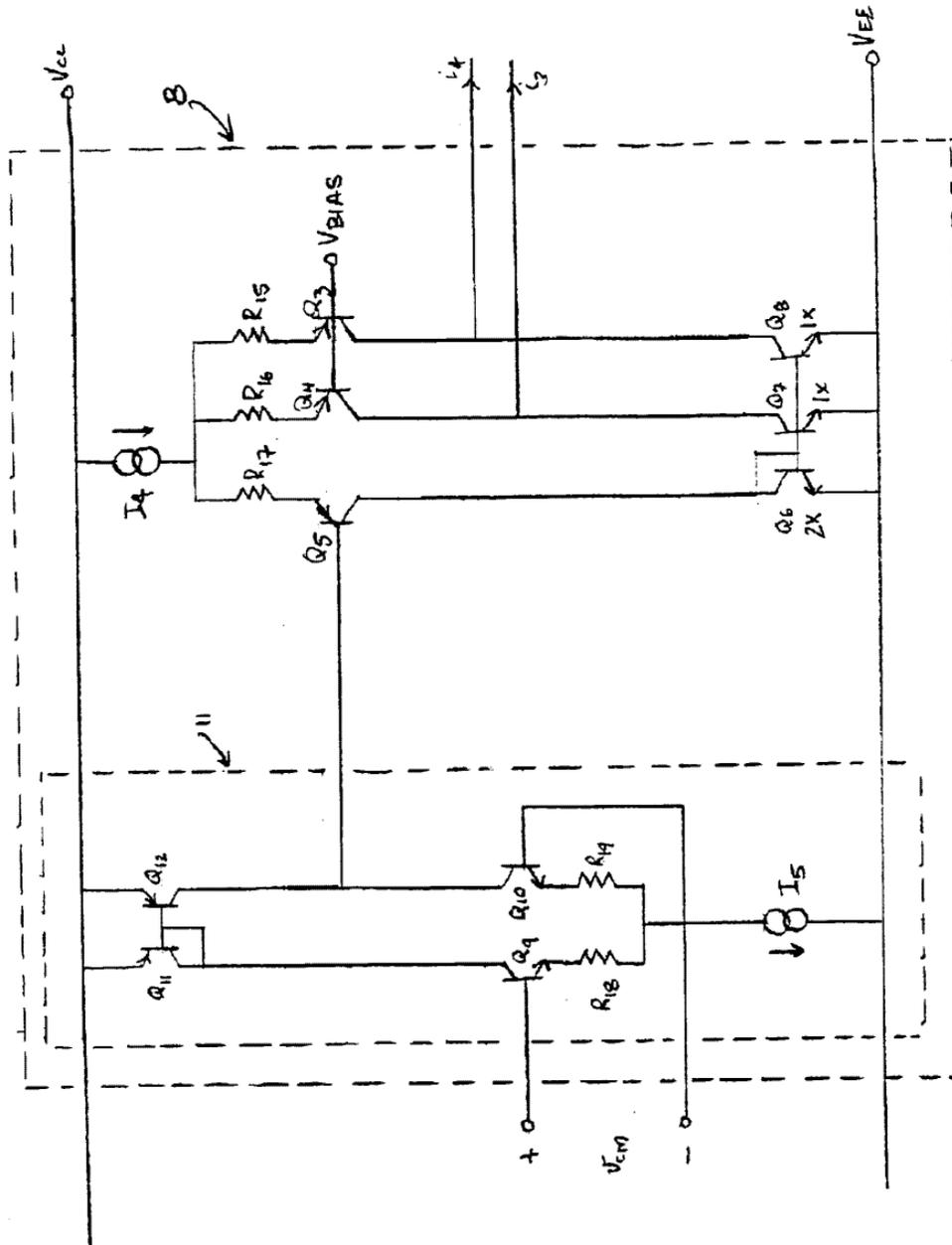


Figura 7

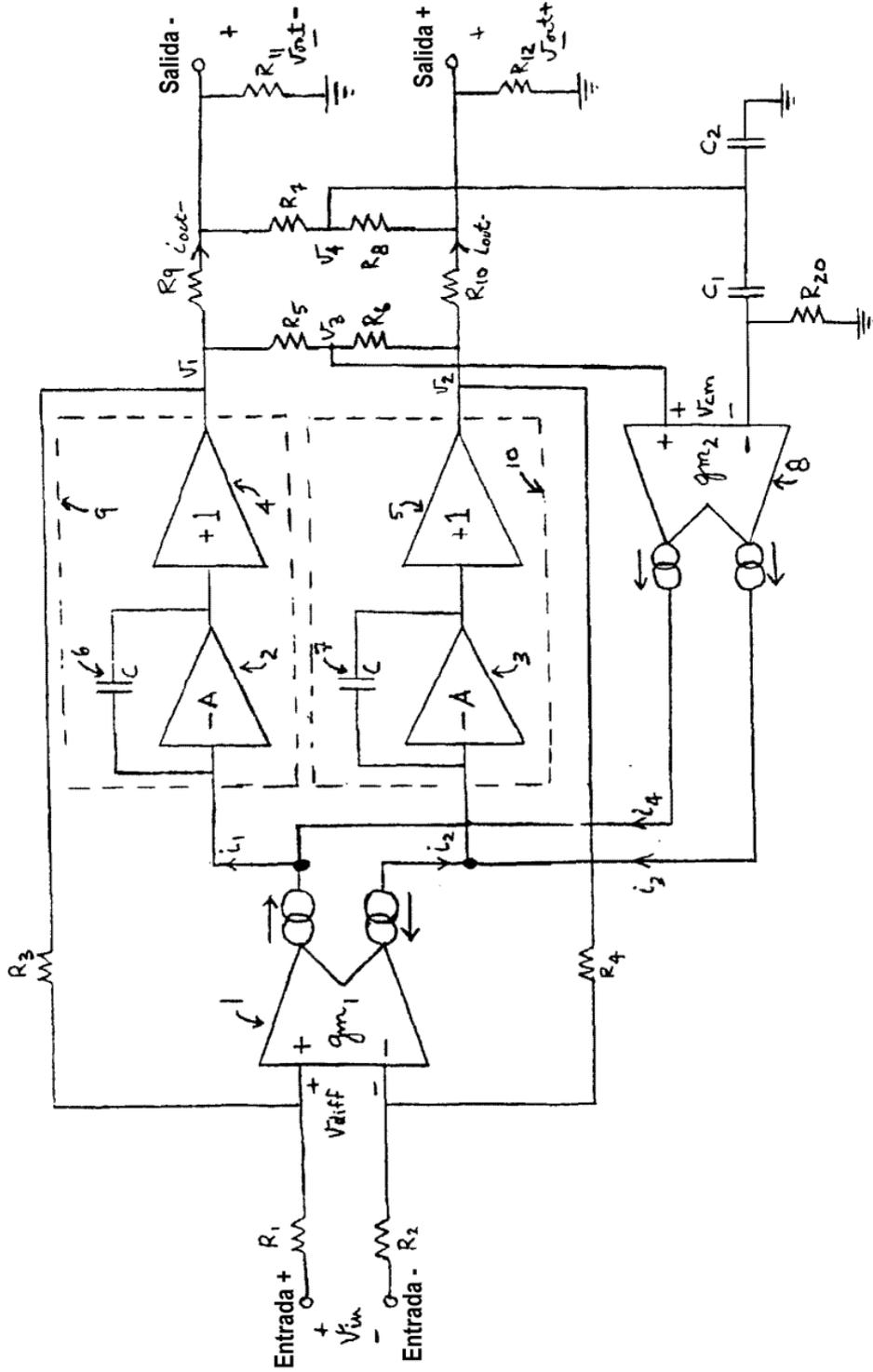


Figura 8

