

P.- 39.706

RCA 57.428

359793

Memoria descriptiva



para solicitar PATENTE DE INVENCION

por 20 años

a nombre de RADIO CORPORATION OF AMERICA

entidad / ~~de nacionalidad~~ norteamericana

con domicilio en 30 Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y.,
Estados Unidos de América

por: "UNA DISPOSICION DE CIRCUITO ELECTRICO" (Clase Inter-
nacional HO3g)

23.11.68.

- 1 -



La presente invención se refiere a circuitos eléctricos, y más especialmente a un circuito integrado que incluye un amplificador de transistor conectado en la configuración de emisor común, en circuito con un amplificador de transistor de colector común e interconectados con un par de elementos de impedancia, de una relación de impedancias prefijada, en un circuito de reacción degenerativa de modo que la etapa de emisor común da además una tensión de referencia de corriente continua (c.c.) estabilizada para la etapa de colector común. Según la manera de estar conectada a los circuitos eléctricos circundantes y cooperantes, la disposición integrada puede desempeñar funciones muy diferentes. Algunas de éstas, que se describirán más adelante, son: la de fuente de suministro de potencial de trabajo regulado; la de etapa traductora para referir una señal de salida a una tensión continua distinta de aquella a la que se halla referida la correspondiente señal de entrada; y la de etapa amplificadora en la cual la ganancia de señal y la tensión de corriente continua de salida pueden estar controladas individualmente.

Tal como se utiliza en la presente Memoria y sus reivindicaciones, la expresión de "circuito integrado" hace referencia a un dispositivo semiconductor monolítico unitario equivalente a una agrupación de elementos de circuito activos y pasivos interconectados.

Los términos de "resistencia", "condensador", "transistor", "rectificador", etc. se utilizan aquí con la intención de abarcar y aplicarse al dispositivo equivalente incorporado a un dispositivo de circuito integrado, a menos que se indique otra cosa. La manera de realizar físi-

camente estos elementos componentes en tal dispositivo es ya conocida en la técnica del ramo.



En los dibujos adjuntos,

- la figura 1 es un esquema de circuitos de una fuente de suministro de potencial de trabajo regulado, que lleva incorporados los principios de la invención;

- la figura 2 es un esquema de circuitos, con arreglo a la presente invención, de una etapa traductora para referir una señal de salida a un potencial continuo distinto de aquel al que está referida la señal de entrada correspondiente;

- la figura 3 es un esquema de circuitos de una etapa amplificadora en la cual es posible controlar individualmente la ganancia de señal y la tensión de salida de corriente continua, y que está construída conforme a los principios de la invención; y

- la figura 4 es un esquema de circuitos de una modificación de la fuente de suministro de potencial de trabajo de la figura 1.

Con referencia ahora a los dibujos, en los cuales se usan los mismos caracteres para designar elementos semejantes en todas las diversas figuras, y en especial a la fig. 1, la fuente de alimentación regulada que en ella se ilustra incluye un par de transistores 12 y 14. Uno de los transistores (en 12) está dispuesto en una configuración del tipo de emisor común, con su electrodo de colector conectado a un terminal 16 de potencial de excitación por medio de una resistencia 18, y su electrodo de emisor conectado a un terminal de referencia 20, que se representa al potencial de masa.



El otro transistor 14 está dispuesto en una configuración del tipo de colector común, con su electrodo de colector conectado al terminal 16 de potencial de excitación y su electrodo de emisor conectado al terminal de referencia 20 por medio de un par de resistencias 22 y 24 acopladas en serie. El electrodo de emisor del transistor 14 está conectado a un primer terminal de salida 26, en tanto que el punto de unión entre las resistencias 22 y 24 está conectado al electrodo de base del transistor 12 por medio de un conductor 27.

El electrodo de colector del transistor 12 está conectado además al electrodo de base del transistor 14 por medio de un conductor 29, y a un segundo terminal de salida 28. Entre los terminales de salida primero y segundo 26 y 28 y el terminal de referencia 20 hay respectivamente conectados unos circuitos de carga apropiados 30 y 32. El terminal de potencial 16 y el de referencia 20 están destinados y adaptados para ir conectados a una fuente de alimentación de la polaridad apropiada (no representada).

En el funcionamiento del alimentador regulado de la fig. 1, es decir, con una fuente de alimentación de la polaridad apropiada conectada entre los terminales 16 y 20, se llega a un punto de equilibrio en el que en las uniones de base y emisor de cada uno de los transistores 12 y 14 se desarrollan unas caídas de tensión V_{be} . La tensión o diferencia de potencial V_{be} se define como caída de tensión desarrollada en la unión de base y emisor de un transistor. Ahora bien, la combinación en serie de la unión de base y emisor del transistor 14 y la resistencia 22 queda conectada en paralelo con la unión de colector y ba-



se del transistor 12, por medio de los conductores 27 y 29. La tensión de régimen estático desarrollada entre los electrodos de colector y de emisor del transistor 12, por consiguiente, es igual a la suma de las caídas de tensión V_{be} de los transistores 12 y 14 y la caída de tensión en la resistencia 22.

Con el electrodo de emisor del transistor 12 puesto a masa por medio del terminal 20, en el punto de unión común de las resistencias 22 y 24 se desarrolla un potencial igual a la caída de tensión V_{be} del transistor 12, respecto al terminal de masa 20; en tanto que en el terminal de salida 26 se desarrolla, respecto a masa, un potencial igual a la citada tensión V_{be} más la caída de tensión en la resistencia 22. Con un valor óhmico, para la resistencia 24, pequeño respecto a la impedancia de entrada del transistor 12, como puede verse por el dibujo, esta última caída de tensión es sensiblemente igual a NV_{be} , donde N representa la relación o cociente de resistencias entre los elementos resistivos 22 y 24, estando el valor de resistencia del elemento 22 en el numerador y el de la resistencia 24 en el denominador. El potencial desarrollado en el terminal de salida 26 respecto a masa, pues, es, como puede verse, $(N+1)V_{be}$. Estando los transistores 12 y 14 compuestos cada uno del mismo material semiconductor, tal como sucede, por ejemplo, en una estructura integrada de silicio monolítica, el potencial desarrollado en el terminal de salida 28 sería $(N+2)V_{be}$ respecto al terminal 20. Con los valores ilustrativos indicados en el dibujo, se desarrollarán en los terminales de salida 26 y 28 unas tensiones de $3V_{be}$ y $4V_{be}$, respectivamente. Si el terminal



20 no estuviera a masa, sino a cierto nivel de tensión
continua, estos potenciales de salida estarían entonces in-
crementados en esa misma magnitud.

La alimentación regulada de la fig. 1 es un circuito
estabilizado, por el hecho de que el circuito de reacción
degenerativa delimitado por la unión de colector-base del
transistor 12, el conductor 29, la unión de base-emisor
del transistor 14, la resistencia 22 y el conductor 27
compensa y anula toda variación de tensión que haya en la
alimentación, debida a variaciones en el potencial de tra-
bajo aplicado entre los terminales 16 y 20.

Una segunda característica de la alimentación de la
fig. 1 es la de no emplearse condensadores. Esto hace que
las características del circuito indicado resulten parti-
cularmente útiles para circuitos integrados, ya que se
eliminan los problemas que se crearían de incorporarse
condensadores al diseño de circuitos integrados.

Un tercer rasgo característico de esta alimentación
es el de poder usarse valores óhmicos reducidos (del orden
de 5.000 ohmios o menos) para las resistencias 18, 22 y
24, y necesitarse, por tanto, solamente una pequeña canti-
dad de espacio en el microfragmento integrado.

Una cuarta característica de este alimentador reside
en que el circuito presenta bajas impedancias de salida en
los terminales 26 y 28, del orden de 100 ohmios y menos.
Una quinta característica es la de que los potenciales de
salida desarrollados están referidos a masa y, por tanto,
se hallan sensiblemente exentos de toda variación aleatoria
producida en el terminal de potencial 16 por acoplamiento
de impedancia común a ese terminal, procedente de los di-

versos otros circuitos del microfragmento integrado.



En el circuito de la fig. 1 puede tenerse, si así se desea, una mayor protección contra oscilaciones, por medio de cierto número de métodos. En uno de éstos, es posible sustituir la conexión directa 27 por una resistencia, para así formar una constante de tiempo dominante con la capacidad de Miller del transistor 12. En otro de los métodos, puede conectarse en serie con la resistencia de carga 18 uno o más diodos de avalancha y/o polarizados en sentido directo, para reducir la transconductancia (g_m) del transistor 12 y, por consiguiente, la ganancia en el bucle de retroacción. En la fig. 4 se ilustra una disposición de circuitos en la cual se utiliza un diodo de Zener 70 para efectuar esta reducción de g_m y este aumento de estabilidad en corriente continua.

La etapa de doble referimiento ilustrada en la fig. 2 es de la misma forma general que la de alimentación regulada de la fig. 1, pero difiere de ésta en que el punto de unión de las resistencias 22 y 24 está conectado al electrodo de base del transistor 12 por medio de una resistencia 40 acoplada en serie, en lugar de por el conductor 27 de la fig. 1. La etapa difiere también en que el extremo de la resistencia 18 más alejado del transistor 12 está conectado al electrodo de emisor de un tercer transistor 42, y no al terminal de potencial 16.

El electrodo de colector del transistor 42 está, por el contrario conectado al terminal 16, y su electrodo de base está conectado a una fuente de suministro de señales de entrada, representada en el dibujo por el terminal 44.



La etapa de doble referimiento de corriente continua difiere además, respecto de la disposición de la fig. 1, por incluir un condensador de derivación 46 en el bucle de retroacción, por ejemplo, para acoplar a masa el electrodo de base del transistor 12. En una versión integrada del circuito de la fig. 2, como se comprenderá, según el área de que se disponga en el microfragmento, el condensador 46 puede ir conectado como elemento componente exterior. En tal caso, el condensador 46 estaría conectado al circuito en el microfragmento por medio de un terminal 48, de la manera indicada en la fig. 2.

En el funcionamiento de la etapa, las señales de entrada que van referidas a un primer nivel de tensión de corriente continua se suministran por medio del terminal 44 al electrodo de base del transistor 42. Estas señales pueden estar referidas, por ejemplo, a una fracción del potencial de trabajo aplicado al terminal 16, y son luego "traducidas" o trasladadas por la unión de base-emisor del transistor 42 y por la resistencia 18 al electrodo de base del transistor 14.

La componente de c.c. de las señales desarrolladas en el electrodo de emisor de salida del transistor 14 estaría normalmente a un nivel de tensión de un valor de V_{be} por bajo del existente en su electrodo de base de entrada; pero debido a la acción de realimentación o retroacción negativa proporcionada por el bucle delimitado por el conductor 29, la unión de colector-base del transistor 12, la unión de base-emisor del transistor 14, y las resistencias 22 y 40, ese nivel se ve limitado a un valor sensiblemente igual a $(N+1)V_{be}$, donde N y V_{be} tienen el significado arri-



ba expuesto. Toda tendencia del nivel de entrada de c.c. a variar (por variación del valor del potencial de alimentación o de trabajo, por ejemplo) es anulada o compensada, además, por la retroacción de dentro del bucle, de manera que la componente de c.c. de salida llega a estabilizarse contra tales variaciones.

La componente de corriente alterna (c.a.) de las señales desarrolladas en el electrodo de emisor del transistor 14, en cambio, está derivada a masa por el condensador 46 y, por lo tanto, no es degenerada por el bucle de retroacción. Esa componente, pues, da una señal de salida por acción de seguidor de emisor en el terminal 26. El doble referimiento de la componente de c.c. de la señal de entrada, que de esta manera se obtiene como resultado, sin afectar sensiblemente a la componente de c.a., es particularmente conveniente cuando el terminal 26 está conectado de modo que polarice adicionalmente a una etapa sucesiva, ideada para trabajar con tensiones de polarización de varios valores V_{be} , en lugar de con la tensión fraccionaria de entrada de potencial de trabajo.

Como se observará, a consecuencia de la acción arriba descrita, la tensión de c.c. en el electrodo de emisor del transistor 14 será independiente de las variaciones que haya en el potencial aplicado al terminal 16. Es decir, por depender principalmente de las caídas de tensión V_{be} , esta tensión varía no en función del potencial de trabajo, sino en función de la temperatura. Ahora bien, esto puede no ser problema en el diseño o proyecto de circuitos integrados, sino por el contrario una ventaja, por ejemplo, en aquellos casos en que la tensión de corriente continua fije



la polarización de base-emisor para una sucesiva etapa de
amplificador por transistor conectada al terminal 26. En
tales casos, las variaciones en la tensión de c.c. resulta-
rán en el sentido de compensar o anular las variaciones
5 similares, con la temperatura, que haya en la caída de ten-
sión de base a emisor del transistor siguiente, y contribu-
ye a dar constancia a la circulación de corriente por él.

Como se observará asimismo, la inclusión de las re-
sistencias y de los transistores en una etapa de doble re-
10 ferimiento de corriente continua, tal como la ilustrada en
la fig. 2, suele estar justificada en el proyecto de cir-
cuitos integrados, aun cuando sólo sea para ahorrarse uno
de los dos terminales que se utilizarían empleando un con-
densador de acoplamiento de tipo usual a los fines del do-
ble referimiento, en aquellos casos en que esté rigurosa-
15 mente limitado el número de terminales disponibles en el
microfragmento. (En relación con esto, se sobrentiende
que el terminal de masa 20 es necesario en todo caso, y no
se cuenta en el número de terminales utilizados en el plan
20 de doble referimiento).

Ahora bien, como se apreciará, con los actuales méto-
dos de fabricación de circuitos integrados, la cantidad de
espacio necesaria en el microfragmento monolítico para in-
cluir estos componentes agregados es aceptablemente peque-
25 ña. Lo mismo que en el caso de la disposición de la fig.
1, es posible usar una conexión directa para efectuar el
acoplamiento al electrodo de base del transistor 12 de la
fig. 2, en lugar de la resistencia 40, sin que ello per-
judique al funcionamiento de la etapa de doble referimien-
30 to.



La etapa amplificadora ilustrada en la fig. 3 es, en su construcción, esencialmente idéntica a la alimentación regulada de la fig. 1 y, como en esta alimentación, la elección de la relación de resistencia o valor óhmico entre los elementos resistivos 22 y 24 determina en primer término el nivel de tensión continua de salida al cual, en este caso, irán referidas las señales amplificadas. El amplificador, además de los componentes citados en relación con la fig. 1, incluye una fuente de suministro 50 de señales de entrada de corriente alterna, acoplada al electrodo de base del transistor 12 por medio de un condensador 52.

Como se comprenderá, en una versión de circuito integrado del amplificador de la fig. 3, tanto la fuente de suministro 50 como el condensador 52 serán exteriores al microfragmento monolítico, pero estarán conectados al resto de los circuitos del amplificador comprendidos en éste por medio de un terminal 54. La fuente 50 y el condensador 52 están seleccionados de modo que presenten, a la frecuencia de las señales de entrada, una impedancia considerablemente más pequeña que el valor óhmico de la combinación en paralelo de las resistencias 22 y 24.

Con tal disposición, la elección de los valores óhmicos de las resistencias 22 y 24 determina también aquí la tensión de salida de c.c. establecida en el terminal de salida 26. Más especialmente, en virtud de la acción degenerativa dentro del bucle de retroacción, entre el electrodo de colector y el de base del transistor 12, la tensión de corriente continua se establece en el terminal 26 al nivel $(N+1)V_{be}$ antes definido. En cambio, el bucle de retroacción



queda efectivamente desacoplado para las señales de c.á.,
por caer esencialmente toda la tensión de señal de c.a. en
la resistencia 22. Esto sucede como consecuencia de que la
impedancia de la resistencia 22 es muchas veces mayor que
5 la impedancia efectiva aparente en el electrodo de base
del transistor 12 de emisor común.

La ganancia de señal proporcionada por la etapa am-
plificadora, pues, queda fijada por el producto de la
transconductancia g_m del transistor 12 por el valor de su
10 resistencia de carga 18 y que, como puede verse, es inde-
pendiente de la tensión de salida de c.c. establecida por
la elección de las resistencias 22 y 24. Con los valores
indicados en el dibujo se obtiene una ganancia de tensión
de aproximadamente 150 veces, y las señales desarrolladas
15 en el terminal de salida 26 están referidas cada una a un
nivel de $6V_{be}$ voltios. Como alternativa, las señales am-
plificadas pueden tomarse del terminal de salida 28, donde
están referidas a un nivel de $7V_{be}$. Como se verá de modo
evidente, en tal caso, de la caída de tensión de 0,7 vol-
20 tios en la unión de base-emisor del transistor 14 se dedu-
ce el aumento de una vez V_{be} voltios en la tensión de re-
ferencia.

Como antes se dijo, estas señales amplificadas pueden
acoplarse a un terminal de entrada de un circuito de uti-
25 lización del tipo de amplificador diferencial (no represen-
tado), por ejemplo, también referido a un nivel correspon-
diente de $6V_{be}$ ó $7V_{be}$, según el caso. Con una señal de en-
trada de alrededor de un voltio, es posible usar entonces
ese circuito para dar una limitación, si así conviene.

30 Como se desprende de lo que antecede, las disposicio-



nes de circuitos que llevan incorporados los principios de la presente invención resultan especialmente interesantes para el proyecto de circuitos integrados. El funcionamiento de cada una, por ejemplo, depende de la relación del par de elementos de impedancia que, en una estructura de circuitos integrados, resulta relativamente estable, aun cuando los valores absolutos de las impedancias pueden variar a causa de las tolerancias del procedimiento de fabricación. En el caso de la alimentación de potencial regulada, el hecho de que las tensiones V_{be} proporcionadas puedan variar algo con la temperatura no demuestra ser inconveniente cuando la alimentación se utilice para polarizar etapas amplificadoras en las que se usen transistores de circuitos integrados cuyas caídas de tensión de base a emisor varíen con la temperatura de igual manera y en el mismo sentido.

En el caso del doble referimiento en corriente continua, en el que el condensador de derivación estaría normalmente conectado exteriormente al microfragmento integrado, es fácil apreciar que para establecer la conexión al condensador se usará un terminal menos de los que usualmente se emplearían en el caso de utilizarse entre etapas un acoplamiento capacitivo de tipo normal o ya conocido, para efectuar la función de doble referimiento, lo cual tiene importancia sobresaliente cuando el número de terminales disponibles en el microfragmento es limitado. En la disposición de amplificador, además, pueden fijarse con independencia tanto la ganancia de señal proporcionada como el nivel de salida de tensión continua en régimen estático, para así permitir un óptimo funcionamiento de todo



circuito amplificador o similar sucesivamente conectado.
Respecto a estas características, se sobrentiende que los
condensadores, en un diseño de circuitos integrados, ocu-
pan un área considerable del dispositivo monolítico, aun
5 para un valor de capacidad relativamente pequeño.

Esta solicitud que corresponde a la presentada en
Estados Unidos de América, el día 3 de Noviembre de 1.967,
bajo el Nº 680.483, se acoge a los beneficios del artículo
51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

10

- N O T A -

Los puntos de invención propia y nueva que se presen-
15 tan para que sean objeto de esta solicitud de Patente de
Invención en España, por VEINTE años, son los siguientes:

1.- Una disposición de circuito eléctrico que com-
prende un primer transistor conectado en configuración de
amplificador de emisor común, un segundo transistor conec-
20 tado en configuración de amplificador de colector común,
y cada uno de dichos transistores respectivamente dotados
de electrodos de emisor, base y colector, caracterizada
dicha disposición de circuito por unos medios que incluyen
un par de elementos de impedancia con una relación de im-
25 pedancias prefijada, los cuales interconectan dichos tran-
sistores primero y segundo en un circuito de reacción de-
generativa dando una tensión de referencia de corriente
continua para dicho amplificador de colector común, desde
dicho amplificador de emisor común, estabilizada en pre-
30 sencia de variaciones de la alimentación de energía.



2.- Una disposición de circuito eléctrico según la reivindicación 1, caracterizada por el hecho de que dicho electrodo de emisor de dicho primer transistor está directamente conectado a un punto de potencial de referencia, dicho par de elementos de impedancia está acoplado en serie entre dicho electrodo de emisor de dicho segundo transistor y dicho punto de potencial de referencia, hay un primer medio de acoplamiento para acoplar el electrodo de colector de dicho primer transistor al electrodo de base de dicho segundo transistor, hay un segundo medio de acoplamiento para acoplar el punto de unión entre dichos elementos de impedancia acoplados en serie al electrodo de base de dicho primer transistor y establecer en los electrodos de emisor y de base de dicho segundo transistor unas tensiones continuas que, respecto a dicho potencial de referencia, dependen esencialmente de la relación de dichos elementos de impedancia prefijados, y hay unos medios de utilización acoplados a unos de los electrodos de emisor y de base de dicho segundo transistor.

3.- Una disposición de circuito eléctrico según las reivindicaciones 1 ó 2, caracterizada por el hecho de que dicho segundo medio de acoplamiento establece en el electrodo de emisor de dicho segundo transistor una tensión continua sensiblemente igual a $(N+1)$ veces la caída de tensión del electrodo de base al electrodo de emisor de dicho primer transistor, donde N representa dicha relación prefijada, que comprende la relación o cociente entre el valor de aquel de dichos elementos de impedancia que esté más cerca del electrodo de emisor de dicho segundo transistor y el valor de aquel de dichos elementos de impedancia



que esté más cerca de dicho punto de potencial de referencia.

5 4.- Una disposición de circuito eléctrico según la reivindicación 3, caracterizado por el hecho de que dicho electrodo de base de dicho segundo transistor una tensión continua que sobrepasa a la tensión continua establecida en el electrodo de emisor de dicho segundo transistor en una magnitud sensiblemente igual a la caída de tensión del electrodo de base al electrodo de emisor de dicho segundo transistor.

10 5.- Una disposición de circuito eléctrico según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizada por el hecho de que dichos elementos de impedancia comprenden un par de resistencias conectadas en serie, y dicha relación prefijada comprende la relación o cociente entre el valor óhmico de aquella de dichas resistencias que está más cerca del electrodo de emisor de dicho segundo transistor y el valor óhmico de aquella de dichas resistencias que está más cerca del citado punto de potencial de referencia.

15 20 25 30 6.- Una disposición de circuito eléctrico según la reivindicación 5, caracterizada por el hecho de que dichos transistores primero y segundo, dicho medio de conexión de emisor común, dicho medio de conexión de colector común que incluye dicho par de resistencias, dicho medio de acoplamiento al electrodo de base de dicho primer transistor y dicho medio de acoplamiento al electrodo de base de dicho segundo transistor están todos dispuestos en un solo circuito integrado; y de que las tensiones continuas establecidas en los electrodos de emisor y de base de di-



cho segundo transistor respecto a dicho potencial de referencia son sensiblemente iguales a $(N+1)$ y a $(N+2)$ veces la caída de tensión del electrodo de base al electrodo de emisor de dicho primer transistor, donde N representa la
5 relación o cociente entre el valor óhmico de la resistencia aquí primeramente citada y el de la segunda resistencia citada.

7.- Una disposición de circuito eléctrico según la reivindicación 2, caracterizada por tener previstos unos
10 terminales primero y segundo destinados a ser conectados a una fuente de suministro de potencial de alimentación; por estar acoplado dicho electrodo de colector de dicho primer transistor a dicho primer terminal; por estar dicho electrodo de emisor de dicho primer transistor conectado, respecto a la corriente continua, a dicho segundo
15 terminal; por estar dicho electrodo de colector de dicho segundo transistor conectado, respecto a la corriente continua, a dicho primer terminal; por incluir dicho par de elementos de impedancia unas resistencias primera y segunda,
20 conectadas en serie, que acoplan dicho electrodo de emisor de dicho segundo transistor a dicho segundo terminal, siendo dicha primera resistencia la que está más cerca de dicho electrodo de emisor y dicha segunda resistencia la que está más cerca de dicho segundo terminal; y
25 por tener medios de derivar, entre uno de los electrodos de emisor y de base de dicho segundo transistor y dicho segundo terminal, una tensión continua de un valor que esencialmente depende de la relación o cociente entre los valores óhmicos de dichas resistencias primera y segunda.
30



8.- Una disposición de circuito eléctrico según la reivindicación 7, caracterizada por el hecho de que dicho electrodo de colector de dicho primer transistor está acoplado a dicho primer terminal por medio de una tercera resistencia, y dichos medios de acoplamiento primero y segundo comprenden cada uno unas conexiones de corriente continua para establecer entre dichos electrodos de emisor y de base de dicho segundo transistor y dicho segundo terminal unas tensiones continuas de valores sensiblemente iguales a $(N+1)$ y $(N+2)$ veces la caída de tensión del electrodo de base al electrodo de emisor de dicho primer transistor, respectivamente, siendo N igual a dicha relación o cociente de valores óhmicos entre dichas resistencias primera y segunda.

9.- Una disposición de circuito eléctrico según la reivindicación 7, caracterizada por el hecho de que dicho electrodo de colector de dicho primer transistor está acoplado a dicho primer terminal por medio de una tercera resistencia y del camino de paso de corriente existente entre los electrodos de colector y de emisor de un tercer transistor adicionalmente incluido, cuyo electrodo de colector está conectado a dicho primer terminal, respecto a la corriente continua, y cuyo electrodo de base está destinado a recibir señales de entrada referidas a una primera tensión continua; y de que dichos medios de acoplamiento primero y segundo comprenden una conexión de corriente continua y una cuarta resistencia, respectivamente; y de que además hay incluido un condensador de derivación de señales conectado entre un extremo de dicha cuarta resistencia y dicho segundo terminal, para dar señales de sali-



da correspondientes en el electrodo de emisor de dicho segundo transistor, referidas a una segunda tensión continua de un valor sensiblemente igual a $(N+1)$ veces la caída de tensión del electrodo de base al electrodo de emisor de dicho primer transistor, siendo N igual a dicha relación o cociente de valores óhmicos entre dichas resistencias primera y segunda.

10.- Una disposición de circuito eléctrico según la reivindicación 7, caracterizada por el hecho de que dicho electrodo de colector de dicho primer transistor está acoplado a dicho primer terminal por medio de una tercera resistencia, y dichos medios de acoplamiento primero y segundo comprenden cada uno unas conexiones de corriente continua; y por el de tener incluidos además una fuente de suministro de señales de entrada y un condensador de acoplamiento conectados en serie, por el orden citado, entre dicho segundo terminal y dicho electrodo de base de dicho primer transistor, de modo que la impedancia presentada por dicha conexión en serie adicional a las frecuencias de señal sea sensiblemente menor que el valor óhmico de la combinación en paralelo de dichas resistencias primera y segunda, para dar en el electrodo de emisor de dicho segundo transistor unas señales amplificadas referidas a una tensión continua sensiblemente igual a $(N+1)$ veces la caída de tensión del electrodo de base al electrodo de emisor de dicho primer transistor, siendo N igual a dicha relación o cociente de valores óhmicos entre dichas resistencias primera y segunda.

11.- Una disposición de circuito eléctrico.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede,



representado en los dibujos que se acompañan y con los fi-
nes que se han especificado.

Esta Memoria consta de veinte hojas escritas a máqui-
na por una sola cara.

5

Madrid, 27 NOV. 1968

P.A.

Alfonso...
[Handwritten signature]



Fig. 1.

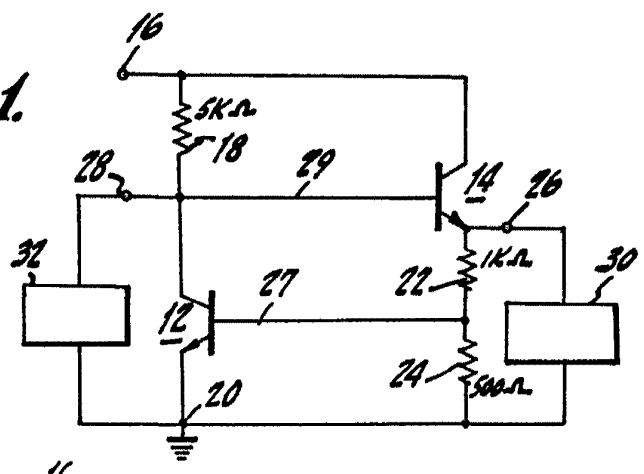


Fig. 2.

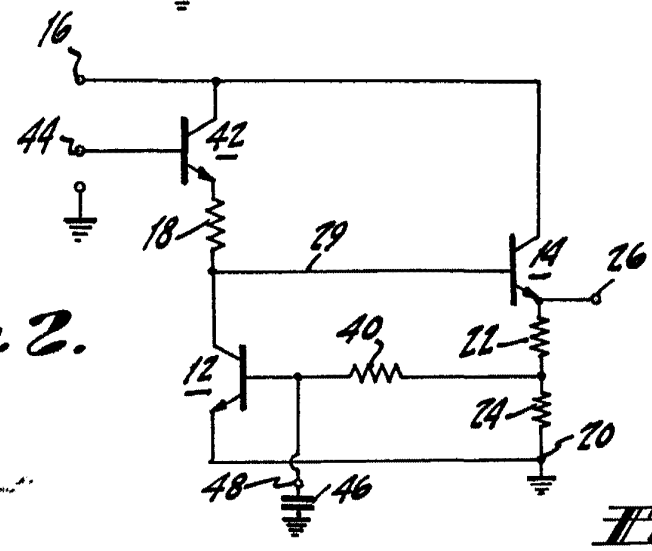


Fig. 4.

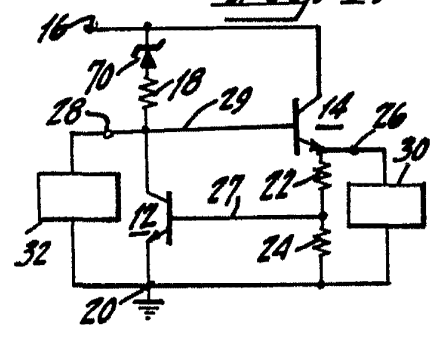


Fig. 3.

