

P.- 37.028

RCA 55798

348619

348619

Memoria descriptiva

06 FEB 1968



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 PARA SISTEMAS DE TRADUC-
CION DE SEÑALES" (Clase Internacional H03k).

7.1.68

SECRET

348619



Este invento se refiere a circuitos tales como sistemas de traducción de señales y, más particularmente, a amplificadores-limitadores que pueden fabricarse económicamente usando las técnicas de los circuitos integrados.

5 Según se utiliza en esta Memoria, la expresión "circuito integrado" se refiere a un dispositivo semiconductor unitario o monolítico que es el equivalente de un circuito de elementos activos y pasivos interconectados. En el diseño de circuitos amplificadores que han de recibir la forma de un circuito integrado se han presentado diversos problemas. Por ejemplo, en amplificadores de resistencia-capacitancia de conexión en cascada, el uso de condensadores de acoplo entre pasos sucesivos es objetable en algunas aplicaciones. Por una parte, el condensador de acoplo ocupa un espacio considerable en el dispositivo de circuito integrado, incluso cuando tiene una capacitancia relativamente pequeña. La pequeña capacitancia de acoplo limitada, no sólo la respuesta a las bajas frecuencias del amplificador, sino también la respuesta a las altas frecuencias y, por tanto, la ganancia a la frecuencia de señal deseada; y la capacitancia de shunt parásita que ocurre en las estructuras de condensador de circuitos integrados limita todavía más la respuesta a las altas frecuencias. Además de lo que antecede, las limitaciones en las técnicas de tratamiento actualmente usadas para formar los condensadores son tales que las condensadores resultantes pueden convertirse en una fuente sustancial de perturbaciones debido a un corto-circuito entre sus armaduras.

10

15

20

25

30 En los amplificadores de acoplo directo conectados en cascada, el voltaje de c.c. que aparece en el electro-

348619



do de salida de un paso comprende el voltaje que es aplica-
do al paso sucesivo. Como resultado de ello, se usan cir-
cuitos de polarización complicados para establecer el pun-
to de funcionamiento deseado para cada uno de los pasos
5 en cascada. Además, debe preverse una realimentación en
corriente continua (c.c.) para la estabilización del pun-
to de funcionamiento. Cuando ha de efectuarse una ganancia
sustancial en un solo dispositivo de circuito integrado,
los desfases dentro del circuito de realimentación son
10 tales que aumentan las probabilidades de la inestabilidad
del circuito.

Un paso amplificador que incorpora el invento in-
cluye tres transistores. Un primero y un segundo transis-
tores están conectados como amplificador acoplado por emi-
15 sor con el primer transistor que opera en el modo de en-
trada por la base y colector común y con el segundo tran-
sistor que opera en el modo de entrada por el emisor, base
común y salida por el colector. El tercer transistor, co-
nectado con salida por emisor, está acoplado directamente
20 para recibir las señales desarrolladas en el electrodo
colector del segundo transistor.

De acuerdo con una realización del invento, una
resistencia conectada en común a los electrodos emisores
de los transistores primero y segundo tiene sustancialmen-
25 te la mitad del valor de una resistencia de carga conectada
al electrodo colector del segundo transistor. El propor-
cionamiento de las resistencias de esta manera proporcio-
na estabilización del voltaje de salida en presencia de
cambios de temperatura o de variaciones en la tensión de
30 alimentación. Además, está conectada una resistencia al

348619

348619



electrodo colector del tercer transistor para asegurar la limitación simétrica de las señales de entrada aplicadas al electrodo base del primer transistor.

5 Como resultará claro a continuación, tal paso amplificador es similar al descrito en la solicitud de patente norteamericana titulada "Sistema de transducción de señales", Nº de serie 396.140, presentada el 14 de septiembre de 1964. Pueden acoplarse en cascada también varios de estos pasos de una manera análoga a la descrita en dicha patente, para formar el canal de sonido para un receptor de televisión, por ejemplo.

En los dibujos adjuntos:

La figura 1 es un diagrama esquemático de circuito de un paso amplificador que incorpora el invento;

15 La figura 2 es un diagrama de circuito esquemático de una combinación de amplificador y alimentación de potencial de funcionamiento según la solicitud de patente americana número 396.140 que será útil para ayudar a comprender el presente invento;

20 La figura 3 es un diagrama de circuito esquemático de otra combinación de amplificador y alimentación de potencial de funcionamiento útil para comprender el presente invento;

25 La figura 4 es un diagrama de circuito esquemático de un paso amplificador que incorpora el invento, en combinación con la alimentación de potencial de funcionamiento de la figura 3;

30 La figura 5 es un diagrama esquemático de circuito del paso amplificador de la figura 4 en combinación con otra alimentación de voltaje de funcionamiento; y

348619



La figura 6 es un diagrama esquemático de circuito de un canal de tratamiento de ondas con modulación angular para receptores de televisión, que puede incorporarse en un dispositivo de circuito integrado.

5 Con referencia, ahora, a la figura 1, el diagrama esquemático de circuito mostrado en ella representa un paso amplificador 10 acoplado por corriente continua, que puede comprender un bloque de construcción básico para circuitos integrados. El paso amplificador 10 incluye tres
10 transistores 12, 14 y 16 conectados para proporcionar un circuito amplificador acoplado por emisor que excita a un circuito con salida por emisor.

 El circuito amplificador acoplado por emisor incluye el transistor 12 conectado en la configuración de
15 colector común, que excita al transistor 14 que está conectado en la configuración de base común. Las señales procedentes de una fuente 18, que no ha de estar incluida necesariamente en el dispositivo de circuito integrado, son aplicadas al electrodo base del transistor 12. El acoplo
20 entre los transistores 12 y 14 se efectúa por la conexión directa del emisor y la resistencia 20, que está conectada en común entre los electrodos emisores de los transistores 12 y 14 y el terminal negativo 22 de una alimentación del potencial de trabajo. La base del transistor 14
25 está conectada a un punto de potencial de referencia, tal como la masa.

 Una resistencia de carga 24 está conectada entre el colector del transistor 14 y un terminal positivo 26 de la alimentación de potencial de trabajo. Las señales amplificadas desarrolladas a través de la resistencia de carga
30

348619

16



24 son aplicadas directamente a la base del transistor 16, que está conectado en circuito con salida por emisor. Las señales de salida procedentes del paso 10 se desarrollan en bornes de la resistencia 28 de carga del circuito de salida por emisor. Otra resistencia 30 está conectada entre el colector del transistor 16 y el terminal positivo 26.

La fuente de alimentación del potencial de trabajo, que no ha sido mostrada, comprende una alimentación de tres terminales que proporciona voltajes simétricos, positivo y negativo, con respecto a masa. A modo de ejemplo, los voltajes en los terminales 26 y 22 pueden ser +2,0 voltios y -2,0 voltios, respectivamente, con la masa como referencia.

En el presente ejemplo, el circuito amplificador acoplado por emisor está equilibrado para funcionamiento simétrico manteniendo las bases de los transistores 12 y 14 a, sustancialmente, el mismo potencial (de masa). Los demás pasos amplificadores de la misma configuración de circuito que el paso amplificador 10 pueden ser excitados directamente por ese paso, si el voltaje de c.c. en el emisor del transistor 16 es mantenido a potencial de masa. En tal caso, el amplificador acoplado por emisor de pasos sucesivos estará equilibrado, ya que las bases de sus primeros transistores estarán a potencial de masa de c.c.

En cuanto se ha descrito hasta ahora, el paso amplificador 10 de la figura 1 es muy similar al descrito en la solicitud de patente norteamericana número 396.140 De la manera expuesta en ella, puede demostrarse que el

348619



paso amplificador de esta solicitud, así como el de ella, puede ser estabilizado contra cambios de temperatura y variaciones de la alimentación de corriente eligiendo la resistencia 24 de un valor doble del de la resistencia 20.

5 Una comparación de los dos pasos amplificadores mostrará que el paso amplificador de esta solicitud incluye una resistencia 30 en el circuito de colector del transistor 14 con salida por emisor, que no se mostró en la solicitud americana citada. Las ventajas que se derivan de la inclusión de esta resistencia 30 se verán claramente por la siguiente descripción.

10

Con referencia, ahora, a la figura 2, se muestra en ella un diagrama esquemático de circuito del paso amplificador 11 de la solicitud mencionada en combinación con una alimentación 45 de potencial de funcionamiento sin equilibrar. En otras palabras, todos los voltajes del circuito son positivos en relación a masa. Se emplean números correspondientes para designar componentes similares en las figuras 1 y 2, y también en las figuras 3 a 5, que describiremos luego.

15

20

En la figura 2, un resistencia 5₀ y seis rectificadores 51, 52, 53, 54, 55 y 56, formados todos ellos sobre la plaquita de circuito integrado, están conectados en serie entre los terminales positivo y negativo de una fuente 60, 62 de alimentación de c.c., que puede estar expuesta a algunas variaciones de voltaje. Los rectificadores 51-56 tienen sus polaridades para ser polarizados en sentido directo por la fuente de alimentación y para dar una caída de voltaje sustancialmente constante para fluctuaciones relativamente grandes del voltaje de alimentación.

25

30

348619



El pleno voltaje desarrollado a través de los seis rectificadores proporciona el voltaje de colector para los transistores 12, 14 y 16 y el voltaje desarrollado a través de los rectificadores 54-56 se usa para proporcionar el voltaje de base para los transistores 12 y 14.

Como la caída de voltaje por rectificador del tipo usado es de unos 0,7 voltios, se emplean unos 4,2 voltios como alimentación de voltaje de colector, mientras se aplican unos 2,1 voltios entre las bases de los transistores 12 y 14 y masa. Haciendo funcionar las bases de los transistores 12 y 14 a la mitad del voltaje de alimentación del colector seleccionando el valor de la resistencia 20 de emisor común para que sea la mitad del de la resistencia 24 de carga del colector, las caídas de tensión a través de estas resistencias pueden igualarse.

El valor del voltaje de c.c. establecido en los emisores conectados de los transistores 12 y 14 en condiciones de inactividad es menor que el existente en la base del transistor 14 en una cuantía igual a la caída de voltaje (V_{be}) a través de la unión base-emisor de ese transistor. Como esta caída V_{be} es también de unos 0,7 voltios, el voltaje en los emisores se aproxima a 1,4 voltios con respecto a masa. La caída de voltaje a través de la resistencia 20 y, por tanto, a través de la resistencia 24, es, así, de 1,4 voltios, estableciendo de este modo el voltaje del colector del transistor 14 a 2,8 voltios por encima de masa.

Siendo el voltaje en el emisor del transistor 16 un voltaje V_{be} o de 0,7 voltios menor que el voltaje del colector del transistor 14 (la caída a través de la unión base-emisor del transistor 16), su valor en inactividad es

348619



de 2,1 voltios referido a masa. Con el electrodo de base de entrada del transistor 12 y el emisor de salida del transistor 16 al mismo voltaje en inactividad, se observará que los pasos amplificadores sucesivos pueden entonces conectarse directamente en cascada sin necesidad de complicados circuitos de polarización.

Una característica de la combinación de amplificador y alimentación de potencial de la figura 2 es que proporciona una limitación simétrica de las señales aplicadas a la base del transistor 12. Cuando las señales alimentadas a la base del transistor por la fuente 18 aumentan en amplitud (se hacen mas positivas), el transistor 12 se hace mas conductor. El transistor 14, correspondientemente, se hace menos conductor y, eventualmente se alcanza una amplitud de la señal de entrada en cuyo momento el transistor quedará fuera de conducción. El colector del transistor 14 cuando está fuera de conducción sube a 4,2 voltios, un aumento de 1,4 voltios a partir de su estado de inactividad.

Cuando las señales suministradas por la fuente 18 disminuyen de amplitud (se hacen menos positivas), se produce lo contrario. Es decir, el transistor 12 se hace menos conductor mientras que aumenta la conductividad del transistor 14. El voltaje en el colector del transistor 14 disminuye entonces, al paso que aumenta el del emisor de ese transistor, hasta que se alcanza una amplitud de señal en cuyo momento la corriente que pasa por el transistor 14 llega a su valor máximo y este transistor se satura. El electrodo colector del transistor 14, en este momento, baja al mismo voltaje que el emisor, 1,4 voltios (el voltaje de la base menos la caída V_{be}), o sea, una disminución de aproxi-

348619



madamente 1,4 voltios desde su valor en estado inactivo.

Se apreciará, pues, que las señales de entrada intensas aplicadas a la base del transistor 12 hacen que la señal desarrollada en el colector del transistor 14 oscilen sustancialmente en cuantías iguales para alcanzar su máximo positivo como para alcanzar su máximo negativo, Cuando esta señal limitada de modo simétrico es acoplada por medio del transistor 16 con salida por emisor a un discriminador de frecuencia modulada (FM), por ejemplo, cualquier distorsión de la amplitud presente en la señal de entrada habrá sido virtualmente eliminada. Es posible entonces un funcionamiento, exento de distorsión y ruido, del discriminador.

Con referencia, ahora, a la figura 3, se muestra en ella un diagrama esquemático de circuito del paso amplificador de la solicitud de patente norteamericana nº 396.140 en combinación con una alimentación de potencial de funcionamiento descrita en la solicitud de patente norteamericana número 510.307 presentada el 29 de noviembre de 1965. Esa alimentación de potencial (que describiremos luego) es similar a la alimentación con rectificadores de la figura 2 porque desarrolla también una tensión de polarización para los electrodos de base de los transistores 12 y 14 que es la mitad del valor de la tensión de alimentación del colector. La tensión de polarización en ambos casos además, es mantenida en este valor fraccionario en presencia de variaciones de temperatura y del voltaje de alimentación (en el terminal de potencial 62 de la figura 2, por ejemplo). La alimentación de potencial de funcionamiento de dicha solicitud número 510.307 difiere de la

348619



5 alimentación con rectificadores, sin embargo, en que el valor de la tensión de polarización que desarrolla es mantenido constante adicionalmente en presencia de variaciones de la temperatura. Se observará que las variaciones de la temperatura pueden cambiar las caídas de voltaje V_{be} en los rectificadores individuales de la figura 2 y, así, la tensión de polarización desarrollada a través de las unidades 54-56.

10 Con referencia ahora, particularmente, a la figura 3, la alimentación del potencial de funcionamiento 65 allí mostrada incluye un par de transistores 70 y 72. Un transistor 70 está dispuesto en configuración del tipo de emisor común degenerado, con su colector conectado a un terminal de potencial de excitación, 74, a través de una
15 primera resistencia 76 y con su emisor conectado a un terminal 78 de potencial de referencia a través de una segunda resistencia 80. El otro transistor 72 está dispuesto en configuración del tipo de colector común, con su electrodo colector conectado directamente al terminal 74 de potencial de excitación y con su emisor conectado al terminal 78
20 de voltaje de referencia a través de una tercera resistencia 82.

25 El emisor del transistor 72 está también conectado al electrodo de base del transistor 70 y a la base del transistor 14, incluido en el paso amplificador 10, al paso que el colector del transistor 70 está conectado adicionalmente a la base del transistor 72. El terminal de potencial 74 y el terminal de referencia 78 están destinados a ser conectados a una fuente de potencial de excitación de polaridad apropiada (no mostrada), estando el
30 terminal 74 conectado también para dar la tensión de ali-

348619



5 mentación de colector para cada uno de los transistores
12, 14 y 16 del paso amplificador. A modo de ejemplo,
los terminales 74 y 78 pueden conectarse a una fuente de
+7,0 voltios y a masa, respectivamente, mientras que la
resistencia 76 se elige para que tenga sustancialmente el
mismo valor que la resistencia 80. Con las resistencias 76
y 80 proporcionadas de esta manera, se desarrolla en el
emisor del transistor 72 una tensión de c.c. de 3,5 voltios
la mitad del voltaje que hay en el extremo de la resisten-
cia 76 alejado del transistor 70.

10 El valor del voltaje de c.c. establecido en los
emisores conectados de los transistores 12 y 14 en condi-
ción inactiva en este caso es de 2,8 voltios, o sea, los
3,5 voltios desarrollados por la alimentación 65 menos los
0,7 voltios de caída V_{be} del transistor 14. La caída de
15 voltaje a través de la resistencia 20 y, por tanto, a tra-
vés de la resistencia 24, como antes se ha descrito, es de
2,8 voltios, estableciendo de este modo al colector del
transistor 14 en 7,0 menos 2,8 voltios, o sea, 4,2 voltios
20 por encima de masa. Siendo el voltaje en el emisor del tran-
sistor 16 una V_{be} ó 0,7 voltios menos que este voltaje de
colector, su valor en estado inactivo es de 3,5 voltios
con respecto a masa. Se observará que en este caso, como
en la figura 2, la base de entrada del transistor 12 y el
emisor de salida del transistor 16 están al mismo voltaje
25 de inactividad, simplificando el acoplamiento en cascada
de pasos amplificadores sucesivos.

La combinación de amplificador y alimentación de
voltaje de la figura 3, sin embargo, puede ser incapaz de
30 proporcionar limitación simétrica de las señales aplicadas

348619



5 a la base del transistor 12. Para ser más específicos,
cuando las señales alimentadas por la fuente 18 aumentan
de amplitud (se hacen más positivas), se llegará eventual-
mente a un punto en el cual el transistor 14 quedará fuera
de conducción. El colector del transistor 14 habrá subido
entonces a un valor de 7,0 voltios, lo que significa un
aumento de 2,8 voltios desde su estado de inactividad.
Cuando las señales suministradas por la fuente 18 disminu-
yen de amplitud (se hacen menos positivas), se llegará
10 eventualmente a un punto en el cual se satura el transistor
14. Como el colector del transistor 14 desciende al mismo
voltaje que el emisor en este punto, 2,8 voltios (los 3,5
voltios del valor de la base menos la caída V_{be}), y ya no
puede bajar más, será evidente que el colector habrá baja-
do entonces 1,4 voltios desde su estado de inactividad.

15 En otras palabras, con la disposición mostrada
en la figura 3, las señales en el colector del transistor
14 oscilarán en mayor cuatía en el sentido positivo (2,8
voltios) que en el negativo (1,4 voltios). Esta limitación
20 asimétrica de las señales de entrada aplicadas al paso am-
plificador 11 provoca un desplazamiento en el eje de li-
mitación de amplitud del amplificador y, de este modo,
perjudica su rendimiento. Como resultado de ello, pueden
introducirse distorsiones y ruidos en la señal de salida
25 desarrollada por un discriminador de FM sucesivo que fun-
cione en respuesta a las señales de colector acopladas por
el transistor 16 de emisor común. Puede demostrarse, ade-
más, que estos efectos directos de la limitación asimétri-
ca se producen en general siempre que el paso amplificador
30 11 de la figura 3 funcione con voltajes de alimentación de

348619



colector y base distintos de los de 4,2 voltios y 2,1 voltios respectivamente, que antes hemos descrito con referencia a la combinación de la figura 2.

5 Con referencia, ahora, a la figura 4, se muestra en ella un diagrama esquemático de circuito del paso amplificador 10 que incorpora el presente invento en combinación con la alimentación de funcionamiento 65 de la figura 3, es decir, con una alimentación que suministra voltajes de colector y de base distintos de los 4,2 y 2,1 voltios, respectivamente. Como ocurría con la disposición de la figura 3, los voltajes en estado inactivo en la base y en el colector del transistor 14 son de 3,5 voltios y de 4,2 voltios, respectivamente. Con esta disposición, sin embargo, las señales de entrada suministradas al paso 10 serán limitadas simétricamente y resultará de ello un funcionamiento del discriminador exento de ruidos y distorsiones.

15 Consideremos, primero, el caso en el cual las señales alimentadas desde la fuente 18 disminuyen de amplitud (se hacen menos positivas). Como antes, se llegará eventualmente a una amplitud a la cual se satura el transistor 14 y su colector baja a 2,8 voltios sobre masa, que es el voltaje en estado inactivo en el emisor. La disminución del voltaje de colector desde su estado inactivo es, de nuevo, de 1,4 voltios, y la situación es la misma que existía con la combinación de la figura 3.

20 Consideremos, luego, el caso en que las señales suministradas por la fuente 18 aumentan de amplitud (se hacen mas positivas). De nuevo, se llegará eventualmente a una amplitud en la cual el transistor 14 deja de conducir. Sin embargo, mientras que el colector del transistor 14 era

348619



capaz antes de oscilar a positivo hasta el valor de 7,0 voltios en el terminal 74, ahora no puede alcanzar ese valor por la presencia de la resistencia 30 en el circuito de colector del transistor 16. Más específicamente, cuando el colector del transistor 14 oscila a positivo más que +4,2 voltios, la caída de voltaje a través de la resistencia 30 aumenta y el voltaje en el colector del transistor 16 disminuye.

La resistencia 30 se ajusta a un valor tal que el transistor 16 se satura cuando la oscilación en el colector del transistor 14 llega a +5,6 voltios. La unión base-colector del transistor 16 es entonces polarizada en sentido directo y el voltaje en el colector del transistor 14 es limitado en amplitud al voltaje del colector del transistor 16 menos una caída V_{be} . La resistencia 28 se elige con respecto a la resistencia 30 de tal modo que el voltaje en el colector del transistor 14 se limite a ese valor de +5,6 voltios. Esta acción, además, limita cualquier oscilación positiva ulterior en el colector del transistor 14 a ese valor de 5,6 voltios, o a un valor que esté alejado en 1,4 voltios del valor de 4,2 voltios del estado inactivo.

Se observará que con esta disposición, la señal desarrollada en el colector del transistor 14 estará simétricamente limitada. Es decir, que la señal oscilará positivamente en no más de 1,4 voltios desde su valor de inactividad de 4,2 voltios antes de que ocurra limitación, lo mismo que no oscilará en negativo en más de 1,4 voltios desde ese valor, como antes se ha descrito.

Se apreciará que puede detenerse una acción limi-



tadora de la amplitud similar para las desplazamientos de las señales en el colector del transistor 14 con diodo de polaridad adecuada en lugar de la resistencia 30, o con una combinación de uno o más diodos y resistencia en serie,

5 La misma acción puede tenerse también con un limitador de amplitud de diodo conectado al colector del transistor 14. Estas últimas disposiciones, sin embargo, son más complejas que la mostrada en la figura 4, que, según se ha visto, opera particularmente bien con alimentaciones de funciona-

10 miento tanto reguladas como sin regular.

Se apreciará aimismo que este problema anterior de la limitación asimétrica nace a causa de que el voltaje de inactividad establecido en el colector del transistor 14 es diferente de la mitad de la suma del potencial de

15 alimentación del colector y el voltaje de inactividad establecido en el emisor del transistor 14. El colector del transistor 14 puede entonces oscilar en mayor cuantía en un sentido, al ponerse el transistor 14 fuera de conducción, por ejemplo, de lo que puede hacerlo en el sentido opuesto

20 al saturarse el transistor 14.

Consideremos el circuito amplificador 11 de la figura 2, en que el voltaje de inactividad en el colector del transistor 14 es de 2,8 voltios. Este voltaje es la

25 mitad de la suma del potencial de 4,2 voltios de alimentación del rectificador y 1,4 voltios de valor de inactividad en el emisor del transistor 14. Como hemos descrito antes, el circuito 11 tiene limitación simétrica.

Consideremos, por el contrario, el circuito amplificador 11 de la figura 3, en que el voltaje de inactividad en el colector del transistor 14 es de 4,2 voltios.

30

348619



Este voltaje es menor que la mitad de la suma del potencial de 7,0 voltios aplicado al terminal 74 y los 2,8 voltios de valor de inactividad en el emisor del transistor 14. Como se hizo notar también, el circuito 11 no limita simétricamente en este caso, Sin embargo, usando una resistencia adicional 30 de la manera descrita con respecto a la figura 4, puede tenerse la limitación simétrica con la disposición de la figura 3 incluso aunque no se mantenga la relación de la mitad del voltaje de inactividad en el colector del transistor 14.

Con referencia, ahora, a la figura 5, se muestra en ella un diagrama esquemático de circuito del paso amplificador 10 en combinación con otra alimentación 85 de potencial de funcionamiento. La alimentación 85 incluye un transistor 90 dispuesto en configuración de tipo de colector común, con su colector conectado directamente en un terminal 92 de potencial de excitación y con su emisor conectado al punto de referencia o de masa a través de una resistencia 94. Un circuito en serie que incluye las resistencias 96 y 98 y el diodo 100, en ese orden, está conectado entre el terminal 92 y masa, teniendo el diodo 100 su cátodo al punto de masa.

La base del transistor 90 está conectada a la unión entre las resistencias 96 y 98, mientras que el emisor de ese transistor está conectado a un terminal 102 y a la base del transistor 14 del paso amplificador 10. Un segundo diodo 106 está incluido también dentro de la alimentación 85 y tiene su ánodo conectado al terminal 92 y su cátodo conectado a través de un terminal 108 y el conductos 110 al terminal de potencial 74 del paso amplificador



10. Se comprenderá que en una construcción real de la combinación de la figura 5, los terminales 74, 102 y 108 pueden no existir como contactos separados aunque se muestran como tales con fines ilustrativos. Es decir, en el diseño de circuito integrado en que existe un número limitado de terminales utilizables en torno de la periferia de una oblea, estos puntos pueden conectarse interiormente en lugar de ser sacados como terminales separados.

La alimentación 85 de potencial de funcionamiento, lo mismo que la alimentación 65 de las figuras 3 y 4, es capaz de desarrollar dos voltajes de c.c., uno de los cuales es sustancialmente doble del valor del otro. Supongamos que las resistencias 96 y 98 son de igual valor. El voltaje de c.c. en la base del transistor 90 es entonces igual a la mitad de la diferencia entre el valor del potencial de excitación en el terminal 92 y la caída en sentido directo a través del diodo 100, más esa caída de voltaje en sentido directo. El voltaje de c.c. en el emisor del transistor 90 es entonces este voltaje menos la caída a través de la unión base-emisor del transistor 90, característicamente igual al voltaje a través del diodo 100.

El resultado es que el voltaje de c.c. en el terminal 102 es igual a la mitad de la diferencia entre el potencial de excitación en el terminal 92 y el potencial de contacto en el diodo. El voltaje de c.c. en el terminal 108, por el contrario, es igual al potencial de excitación en el terminal 92 menos la caída de voltaje en sentido directo a través del diodo 106 ó, simplemente, la diferencia entre los potenciales de excitación y de contacto en el diodo. Se observará así que el voltaje de c.c. en el termi-

348619



nal 108 es doble del voltaje en el terminal 102.

5 A modo de ejemplo, si el potencial en el terminal 92 fuera de 7,7 voltios y el potencial de contacto o caída a través de los diodos 100 y 106 fuera de 0,7 voltios en cada uno, entonces los voltajes de c.c. en los terminales 108 y 102 serían de 7,0 y 3,5 voltios, respectivamente. Como se describió antes, el paso amplificador 10 que se muestra conectado a estos terminales en la figura 5, limitará simétricamente con esta combinación de voltajes, mientras que el paso amplificador 11 (figura 2, sin la resistencia 30 de colector en el circuito con emisor común), no lo hará.

15 La alimentación 85 de potencial de funcionamiento exhibe también la deseable característica de desarrollar un par de voltajes que mantienen su relación fraccionaria incluso en presencia de variaciones de temperatura o de variaciones de potencial en el terminal 92. Consideremos, por ejemplo, una variación de temperatura. Cualquier cambio en la caída de voltaje a través de la unión base-emisor del transistor 90 que resulte será compensada por un cambio correspondiente en el potencial de contacto del diodo 100. Con resistencias 96 y 98 de igual valor y un potencial de excitación de 7,7 voltios en el terminal 92, y suponiendo una variación de temperatura que cause un cambio en la caída de voltaje V_{be} de 0,7 a 0,9 voltios, puede demostrarse que se desarrollarán 3,4 voltios de c.c. en el terminal 102. El voltaje de c.c. en el terminal 108 será entonces de 6,8 voltios, los 7,7 voltios del potencial de excitación menos el potencial de contacto del diodo 106 (ahora 0,9 voltios), o el doble del existente en



el terminal 102.

Consideremos, por el contrario, una variación de potencial en el terminal 92 desde 7,7 voltios a 7,9 voltios y con la temperatura constante. El voltaje de c.c. desarrollado en el terminal 108 será entonces de 7,2 voltios mientras que el voltaje en el terminal 102 será de 3,6 voltios. De nuevo, se observará que se mantiene la relación de 2:1 entre los dos voltajes de c.c.:

Como se dijo antes, las relaciones de voltaje distintas de 2:1 pueden obtenerse con la alimentación 85 de voltaje de funcionamiento de la figura 5 eligiendo diferentes relaciones de resistencia para las resistencias 96 y 98. Con el valor de la resistencia 96 doble del de la resistencia 98, por ejemplo, el voltaje de c.c. desarrollado en el terminal 108 será triple del voltaje de c.c. desarrollado en el terminal 102. En general, puede demostrarse que la relación del voltaje de c.c. en el terminal 108 al voltaje de c.c. en el terminal 102 seguirá la relación de valores de la resistencia 96 a la resistencia 98, más uno.

Se comprenderá también que uno o ambos diodos 100 y 106 de la alimentación 85 pueden sustituirse por un transistor conectado en configuración de emisor común sin afectar a las características de la alimentación 85 cuando varían la temperatura y el potencial. Esto se debe a que la caída de voltaje V_{be} del transistor es sustancialmente igual, y varía de la misma manera, que el potencial de contacto del diodo. Tal configuración de transistor se muestra junto a la figura 5, donde se comprenderá que la base del transistor 399 está conectada a la resistencia 98 ó

348619



96, según el caso, y que el emisor del transistor 399 está conectado a masa o al terminal 108, respectivamente.

5 Con referencia, ahora, a la figura 6, se muestra en ella un diagrama esquemático de circuito de un canal de tratamiento de ondas de modulación angular para receptores de televisión, que puede incorporarse en un dispositivo de circuito integrado. El cuadro de trazos 200 ilustra esquemáticamente una oblea de circuito semi-conductor mono-
10 lítico para uso en el canal de sonido del televisor. La oblea tiene una pluralidad de áreas de contacto alrededor de su periferia a través de las cuales pueden hacerse conexiones al circuito de la oblea. Por ejemplo, la oblea 200 tiene un par de áreas de contacto 202 y 204 que están acopladas a una fuente de ondas moduladas en frecuencia (FM).
15 En cuanto a sus dimensiones físicas, la oblea 200 puede tener del orden de 1,5 mm x 1,5 mm, o ser aún menos.

Las señales de FM procedentes de una fuente adecuada, tal como un detector de vídeo o un amplificador de vídeo de un receptor de TV, son aplicadas entre el terminal 206 y masa, y son acopladas a través de un condensador 208 a un circuito resonante 210 que está sintonizado al batimiento de la interportadora de 4,5 Mc/s entre las portadoras de vídeo y de sonido de una señal de TV, de acuerdo con las actuales normas norteamericanas. El circuito resonante 210 y el condensador de acoplo 208, en el presente ejemplo, son exteriores a la oblea pero están acoplados a ella a través de las áreas de contacto 202 y 204.
20
25

La zona de contacto 202 está acoplada directamente a un primer paso amplificador 212 que incluye tres transistores 214, 216 y 218. Los dos primeros transistores 214
30

348619



5 y 216 están conectados por resistencias 220 y 222 de la relación 2:1 para dar un amplificador acoplado por emisor, y el tercer transistor 218 está conectado por resistencias 224 y 226 como modo de emisor común. Como se ha descrito antes con respecto a la figura 1, la resistencia 224 asegura la limitación simétrica de las señales aplicadas al paso amplificador 212.

10 El paso amplificador 212 está acoplado directamente a un paso amplificador similar 228 que incluye también tres transistores 230, 232 y 234. Los dos primeros transistores 230 y 232 están también conectados por resistencias 236 y 238 de relación 2:1 para formar la construcción de amplificador acoplado por emisor mientras que el tercer transistor 234 está también conectado como modo de emisor común, por las resistencias 240 y 242. La resistencia 240 asegura de nuevo la limitación simétrica por el paso 228.

20 Las señales de salida del paso amplificador 228 son desarrolladas a través de la resistencia 242 y aplicadas a un paso limitador de alto nivel 244 que incluye los transistores 246 y 248 y una resistencia 250 de acoplo de emisor. La parte del paso 244 correspondiente al transistor 248 está conectada a través de una zona de contacto 252 para excitar el primario de un transformador discriminador 254. El secundario del transformador discriminador está conectado a través de un par de zonas de contacto 256 y 258 al resto del circuito discriminador 260. El circuito discriminador 260 está equilibrado para proporcionar un voltaje de salida de c.c. en una zona de contacto 262 que no
30 varía con el valor de la señal o las fluctuaciones de la

348619



alimentación de corriente.

El circuito discriminador 260 es del tipo descrito en la solicitud de patente de los EE.UU. número 521.652 presentada el 28 de febrero de 1966 por "Sistema de traducción de señales". Con más particularidad, el circuito 260
5 tiene la forma de un detector de relación, pero sin el gran condensador no integrable, normalmente usado para obtener la rectificación de las crestas. Los dispositivos rectificadores de polaridades opuestas del detector de relación se muestran hechos a partir de transistores 264 y 266,
10 al paso que la capacitancia distribuida de las resistencias de carga integradas 268 y 270 proporciona la filtración de la frecuencia de las señales y sus armónicos. Como se describe en la solicitud norteamericana número 531.652, el
15 funcionamiento del detector con una carga resistiva sustancialmente, tiene la ventaja de reducir el efecto de carga de la red de diodos del detector sobre el primario y el secundario del transformador discriminador 254.

En circuitos usuales discriminadores de FM, una
20 variación en $\pm 20\%$ en las resistencias de carga altera sustancialmente la separación de cresta a cresta y la linealidad del detector. Sin embargo, la carga reflejada por las resistencias de carga difundidas 268 y 270 en el circuito 260 puede reducirse a un nivel tan bajo que desempeñe
25 una función despreciable en la determinación de las características del discriminador.

Las señales desmoduladas desarrolladas por el discriminador 260 son aplicadas por medio de un circuito 272 de control del volumen y de una zona de contacto 274
30 a un paso 276 amplificador de audiofrecuencia que incluye

348619



transistores 278 y 280 y la resistencia 282. Las señales
amplificadas procedentes del paso 276 son acopladas direc-
tamente aun paso excitador 286, que incluye transistores
288, 290 y 292 y resistencias 284, 294 y 296. Las señales
5 de salida procedentes del paso 286 son desarrolladas a tra-
vés de la resistencia 296 y tomadas de la oblea semi-con-
ductor a través de una zona de contacto 298.

El circuito de la figura 6 es similar al de las
figuras 2 a 5 porque el manantial del potencial de funcio-
namiento está desequilibrado. En otras palabras, todos los
10 voltajes del circuito son positivos con relación a masa.
Para ello, el terminal positivo de una fuente de alimenta-
ción de c.c. (que puede estar expuesta a cierta variación)
está conectado a la zona de contacto 302. El voltaje no re-
15 gulado entre las zonas de contacto 300 y 302 es aplicado
directamente al transistor 246 del paso limitador 244 de
alto nivel.

La variación del voltaje de la alimentación es
regulada por el voltaje de perforación emisor-base de un
20 transistor 308, que está conectado a la zona de contacto
300 a través de una resistencia 310 y cuyo colector se de-
ja sin conectar. Los transistores 312 y 314, conectados
al contacto 300 y al transistor 308, sirven como acoplado-
res por emisor para aislar el voltaje regulado alimentado
25 a los pasos amplificadores 212 y 228 como voltajes de ali-
mentación de colector.

Una zona de contacto 304 del paso excitador 286
se muestra conectada directamente a la zona de contacto 300
a través de una carga externa 306, de modo que el paso 286
30 puede usarse para excitar un paso de salida 326 de un solo

348619



extremo desde el contacto 298. El paso 326 incluye un transistor de salida 328 y un par de resistencias 330 y 332 que proporcionan un circuito de vuelta a masa para el arrollamiento terciario del transformador discriminador 254.

5 Alternativamente, la zona de contacto 304 puede estar acoplada por impedancia a la zona de contacto 300 y puede sacarse entonces del contacto 304 una excitación adecuada para un paso de salida de clase B.

10 Un par de transistores 316 y 318 y tres resistencias 320, 322 y 324, están incluidos también en el circuito de la figura 6, y comprenden una alimentación 325 de potencial de polarización para los pasos amplificadores 212, 228 y 244. Esta alimentación 325 es similar a la alimentación 65 de potencial de funcionamiento de la figura 3 porque desarrolla un voltaje a través de la resistencia 324
15 que es sustancialmente igual a la mitad del valor del voltaje de alimentación en el extremo de la resistencia 320 alejado del colector del transistor 316 y que es independiente de las variaciones de la temperatura y del voltaje de alimentación.
20

La estabilidad del punto de trabajo de los pasos amplificadores 212 y 228 se mantiene por el uso de una realimentación de corriente continua a través de la resistencia 334 en torno de esos dos pasos, con un condensador de derivación 336 conectado a la resistencia 334 a través
25 de una zona de contacto 338. El paso limitador 244 se mantiene entonces automáticamente en el punto de trabajo apropiado porque la realimentación alrededor de los pasos de amplificador 212 y 228 mantiene el voltaje en la base del paso 244 a la mitad del voltaje de alimentación antes men-
30

348619



cionado.

5 El paso limitador 244 es así equilibrado sin estar en el circuito de realimentación. Esto es deseable porque se reduce la tendencia a la oscilación dentro del circuito de realimentación manteniendo el número de pasos lo más bajo posible. La adecuada tensión de polarización para el paso limitador 244 se hace en esencia independiente de la ganancia de corriente de los transistores por el uso de una resistencia 340, conectada en la vuelta de la base del transistor 214 y de valor igual al de la resistencia 10 334 conectada en la vuelta de la base del transistor 216.

15 La ausencia de condensadores de acoplo entre los diversos pasos amplificadores de la oblea semiconductor de la figura 6 proporciona ventajas tanto en cuanto a la topología del circuito integrado resultante como en el funcionamiento del mismo. Los condensadores de acoplo, como antes se ha descrito, ocupan una superficie grande en el circuito integrado. Además, estos condensadores aumentan la capacitancia parásita que reduce la anchura de banda 20 del circuito.

25 Esta solicitud que corresponde a la presentada en los Estados Unidos de América el 27 de diciembre de 1966 con el número 604.977, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

9.1.68

348619⁰⁶



N O T A

Los puntos de invención propia y nueva que se pre-
sentan para que sean objeto de esta solicitud de Patente-
de Invención en España, por VEINTE años, son los siguien-
tes:

1.- Una disposición de circuito para sistemas de
traducción de señales que tiene una fuente de potencial de
funcionamiento, un terminal de salida, estando dicha dispo-
sición de circuito caracterizada por transistores primero
y segundo, teniendo cada uno electrodos de base, emisor y
colector y destinados a ser excitados desde dicha fuente,
estando la base de dicho segundo transistor acoplada para
circulación de corriente continua al colector de dicho pri-
mer transistor y estando el emisor de dicho segundo transis-
tor acoplado a dicho terminal de salida; medios que inclu-
yen resistencias primera y segunda respectivamente conec-
tadas al emisor y al colector de dicho primer transistor
para establecer en el colector de dicho primer transistor
un potencial medio de corriente continua de un valor dife-
rente de la mitad de la suma del potencial de dicha fuente
y el potencial establecido por dichas resistencias primera
y segunda en el emisor de dicho primer transistor; y medios
que incluyen una tercera resistencia conectada al colector
de dicho segundo transistor para hacer que el voltaje de
señal oscile de una primera polaridad en el colector de di-
cho primer transistor para polarizar en sentido directo
la unión base-colector de dicho segundo transistor y limi-
tar las oscilaciones del voltaje de señal en el colector
de dicho primer transistor a un valor sustancialmente doble

348619



del valor de limitación establecido en el colector de dicho primer transistor en el caso de oscilaciones del voltaje de señal de una polaridad opuesta a la primera polaridad citada.

5

2.- Una disposición de circuito según la reivindicación 1, caracterizada porque dichos transistores primero y segundo y dichas resistencias primera, segunda y tercera están todos dispuestos en un solo circuito integrado.

10

3.- Una disposición de circuito según las reivindicaciones 1 ó 2, caracterizado porque los valores de dichas resistencias primera y segunda son tales que establezcan un voltaje entre el colector y la base de dicho primer transistor que es sustancialmente igual a un múltiplo entero, incluyendo uno, del voltaje entre la base y el emisor de dicho segundo transistor, para mantener dicho terminal de salida sustancialmente al mismo voltaje de c.c. que en la base de dicho primer transistor.

15

20

4.- Una disposición de circuito según las reivindicaciones 1, 2 ó 3, caracterizada porque dicha primera resistencia conectada al colector de dicho primer transistor conecta dicho primer transistor como circuito de traducción de señales, y establece un primer voltaje de inactividad en el colector de dicho primer transistor, medios para aplicar señales a traducir entre el emisor y la base de dicho primer transistor y para establecer un segundo voltaje de inactividad en el emisor de dicho segundo transistor, y dicha tercera resistencia hace que la unión de colector-base de dicho segundo transistor se polarice en sentido directo cuando el voltaje en el colector de dicho primer tran-

25

30

348619



sistor aumenta desde su valor de inactividad en una cuantía sustancialmente igual a la diferencia entre dichos voltajes de inactividad primero y segundo.

5 5.- Una disposición de circuito para sistemas de traducción de señales caracterizada por transistores primero, segundo y tercero, cada uno con base, emisor y colector; medios que incluyen resistencias primera y segunda que conectan dichos transistores primero y segundo como circuito amplificador acoplado por emisor, estando dicha
10 primera resistencia conectada en común con los emisores de dichos transistores primero y segundo, y estando dicha segunda resistencia conectada en el circuito de colector de dicho segundo transistor; medios de circuito de entrada de señales conectados a la base de dicho primer transistor;
15 medios que incluyen resistencias tercera y cuarta que conectan dicho tercer transistor como circuito acoplado por emisor, estando dicha tercera resistencia conectada en el circuito de colector de dicho tercer transistor y estando dicha cuarta resistencia conectada en el circuito de emisor de dicho tercer transistor; medios de acoplo de señales de c.c. entre el colector de dicho segundo transistor y la base de dicho tercer transistor para mantener el voltaje de c.c. en la base de dicho tercer transistor sustancialmente igual al voltaje de c.c. en el colector de dicho
20 segundo transistor; y medios para polarizar dicho segundo transistor para establecer un primer voltaje de inactividad en su colector que polariza en sentido inverso la unión colector-base del mismo en una cuantía sustancialmente igual al voltaje directo base-emisor de dicho tercer transistor
25 y un segundo voltaje de inactividad en su emisor, de tal
30

348619 10



modo que dicho tercer transistor sea excitado a saturación cuando el voltaje en el colector de dicho segundo transistor aumenta desde su valor de inactividad en una cuantía sustancialmente igual a la diferencia entre dichos voltajes de inactividad primero y segundo.

5

6.- Una disposición de circuito según la reivindicación 5, caracterizada porque dichas resistencias primera y segunda establecen respectivamente voltajes de inactividad primero y segundo en el emisor y en el colector de dicho segundo transistor, teniendo dicha segunda resistencia sustancialmente un valor doble del de dicha primera resistencia, proporcionando dichos medios de acoplo de las señales de c.c. una conexión para la c.c. entre el circuito de colector de dicho segundo transistor y la base de dicho tercer transistor para aplicar señales desde dicho circuito amplificador acoplado por emisor a dicho circuito de emisor común, estando proporcionadas dichas resistencias tercera y cuarta de modo que la unión colector-base de dicho tercer transistor se polarice en sentido directo cuando el voltaje en el colector de dicho segundo transistor aumenta desde su valor de inactividad en una cuantía sustancialmente igual a la diferencia entre dichos voltajes de inactividad primero y segundo.

10

15

20

25

30

7.- Una disposición de circuito según la reivindicación 6, caracterizada porque dichos transistores primero, segundo y tercero, dichos medios de conexión de circuito amplificador acoplados por emisor, dichos medios de conexión de circuito con emisor común y dichos medios de conexión de c.c., están todos dispuestos en un solo circuito integrado.

348619



8.- Una disposición de circuito según la reivindicación 5, caracterizado porque dichos transistores primero, segundo y tercero comprenden un primer paso amplificador, dicha segunda resistencia tiene un valor doble que el de dicha primera resistencia, hay medios de circuito de entrada de señales conectados a la base de dicho primer transistor, aplicando dichos medios de acoplo de señales de corriente continua señales procedentes de dicho circuito de amplificador acoplado por emisor a dicho circuito con emisor común; un segundo paso amplificador que incluye transistores cuarto, quinto y sexto, teniendo cada uno base, emisor y colector, medios que incluyen resistencias quinta y sexta que conectan dichos transistores cuarto y quinto como circuito amplificador acoplado por emisor estando dicha quinta resistencia conectada en común con los electrodos emisores de dichos transistores cuarto y quinto y estando dicha sexta resistencia conectada en el circuito de colector de dicho quinto transistor, teniendo dicha sexta resistencia un valor doble que dicha quinta resistencia, medios que conectan la base de dicho cuarto transistor al emisor de dicho tercer transistor, medios que incluyen resistencias séptima y octava que conectan dicho sexto transistor como circuito con emisor común, estando dicha séptima resistencia conectada en el circuito de colector de dicho sexto transistor y estando dicha octava resistencia conectada en el circuito de emisor de dicho sexto transistor, y una conexión de corriente continua para aplicar señales desarrolladas a través de dicha sexta resistencia a la base de dicho sexto transistor.

9.- Una disposición de circuito según la reivin-

348619



5 dicación 8, caracterizada porque se incluye también un ter-
cer paso amplificador que tiene transistores séptimo y oc-
tavo, cada uno con base, emisor y colector, y una novena
resistencia conectada en común con los emisores de dichos
transistores séptimo y octavo para conectar dichos transis-
tores séptimo y octavo como circuito amplificador acoplado
por emisor, y en la cual hay incluidos además medios de
circuito de entrada de señales que conectan la base del
séptimo transistor citado con el emisor de dicho sexto
20 transistor.

15 10.- Una disposición de circuito según la reivin-
dicación 9, caracterizada porque está incluido además un
circuito de realimentación de corriente continua conectado
entre el emisor de dicho sexto transistor y la base de di-
cho segundo transistor.

20 11.- Una disposición de circuito según la reivin-
dicación 10, en la cual el voltaje de funcionamiento de cc
aplicado a dichos transistores séptimo y octavo es de mayor
magnitud que el voltaje de funcionamiento aplicado a dichos
transistores primero, segundo, tercero, cuarto, quinto y
sexto.

25 12.- Una disposición de circuito según la reivin-
dicación 11, en la cual el voltaje de trabajo aplicada a
dichos transistores primero, segundo, tercero, cuarto, quin-
to y sexto es proporcionado por una fuente de potencial
que comprende: transistores noveno y décimo, cada uno con
base, emisor y colector; medios que incluyen resistencias
décima y undécima que conectan a dicho noveno transistor
en circuito de emisor común degenerado, estando dicha dé-
cima resistencia conectada en el colector de dicho noveno
30 transistor.

348619



transistor y estando dicha undécima resistencia conectada en el circuito de emisor de dicho noveno transistor, teniendo dicha décima resistencia sustancialmente el mismo valor que dicha resistencia undécima; medios para conectar dicho
5 décimo transistor como circuito con emisor común, incluyendo dichos una duodécima resistencia conectada en el circuito de emisor de dicho décimo transistor; una conexión de corriente continua entre el colector de dicho noveno transistor y la base de dicho décimo transistor; una conexión
10 de corriente continua entre la base de dicho noveno transistor y el emisor de dicho décimo transistor; y medios acoplados a dicho décimo transistor para desarrollar dicho voltaje de funcionamiento a través de dicha duodécima resistencia.

15 13.- Una disposición de circuito según la reivindicación 12, en la cual se incluye también un circuito desmodulador de ondas de modulación angular, que comprende: un transformador discriminador de frecuencia que tiene un primario acoplado en el circuito de colector de dicho octavo transistor y un secundario; un par de dispositivos
20 rectificadores acoplados a dicho secundario; y un circuito de carga resistiva acoplado a dichos dispositivos rectificadores para formar un circuito conectado en serie con ellos y con al menos una parte de dicho secundario.

25 14.- Una disposición de circuito según la reivindicación 13, en la cual dicho circuito de carga comprende resistencias décimo-tercera y décimo-cuarta y en la cual se incluye adicionalmente un paso de salida amplificador por transistor acoplado a la unión de dichas resistencias
30 décimo-tercera y décimo-cuarta.



15.- Una disposición de circuito según la reivindicación 14, en la cual todos los elementos especificados, salvo dicho transformador discriminador de frecuencia, están dispuestos en un solo circuito integrado.

5 16.- Una disposición de circuito, para sistemas de traducción de señales, caracterizada por terminales primero y segundo destinados a ser conectados a una fuente de potencial de excitación, un primer dispositivo semiconductor que tiene un electrodo de entrada conectado a dicho primer terminal y un electrodo de salida; primera
10 y segunda resistencias y un segundo dispositivo semiconductor que tiene electrodos de entrada y salida conectados en serie entre dichos terminales primero y segundo, estando el electrodo de entrada de dicho segundo dispositivo
15 semiconductor conectado al extremo de dicha segunda resistencia alejado de dicha primera resistencia y estando el electrodo de salida de dicho segundo dispositivo semiconductor conectado a dicho segundo terminal; un transistor que tiene una base, un emisor y un colector; una tercera
20 resistencia conectada entre el emisor de dicho transistor y dicho segundo terminal; una conexión para corriente continua desde el colector de dicho transistor a dicho primer terminal; una conexión para corriente continua desde la base de dicho transistor a la unión entre dichas resistencias
25 primera y segunda; una pluralidad de dispositivos semiconductores amplificadores y de resistencias interconectados para proporcionar un circuito eléctrico; y medios para desarrollar en el electrodo de salida de dicho primer dispositivo semiconductor un voltaje de c.c. que guarda
30 con respecto al voltaje de c.c. desarrollado en el emisor

348619



de dicho transistor la misma relación que el valor de dicha primera resistencia guarda con el valor de dicha segunda resistencia más uno.

5 17.- Una disposición de circuito según la reivindicación 16, en la cual al menos uno de dichos dispositivos semi-conductores primero y segundo comprende un diodo y en la cual los electrodos de entrada y de salida de dicho primer dispositivo semi-conductor comprenden respectivamente el ánodo y el cátodo de dicho diodo.

10 18.- Una disposición de circuito según la reivindicación 16, en la cual al menos uno de dichos dispositivos semiconductores primero y segundo comprende un transistor conectado en el modo de emisor común, y en la cual los electrodos de entrada y salida de dicho primer dispositivo semiconductor comprenden respectivamente la base y el emisor de dicho transistor con emisor común.

15 19.- Una disposición de circuito según la reivindicación 16, en la cual dichos dispositivos semi-conductores primero y segundo comprenden cada uno un diodo, y en la cual los electrodos de entrada y salida de dichos dispositivos semi-conductores comprenden respectivamente los ánodos y los cátodos de dichos diodos.

20 20.- Una disposición de circuito según la reivindicación 16, en la cual dicho circuito eléctrico, dichos dispositivos semiconductores, dichas resistencias, dicho transistor, dichas conexiones de corriente continua, y dichos medios para desarrollar un voltaje de c.c., están todos ellos dispuestos en un solo circuito integrado.

25 30 21.- Una disposición de circuito para sistemas de traducción de señales.

34861916



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

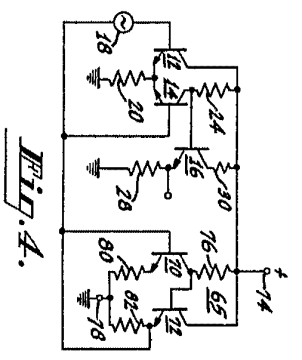
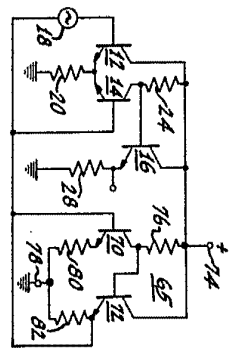
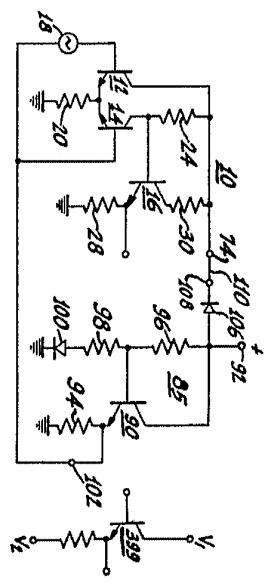
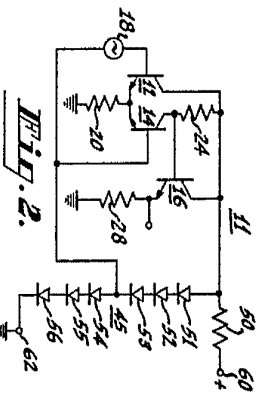
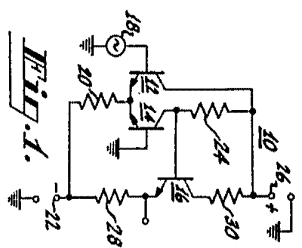
5 Esta Memoria consta de treinta y seis hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 16 ENE 1968

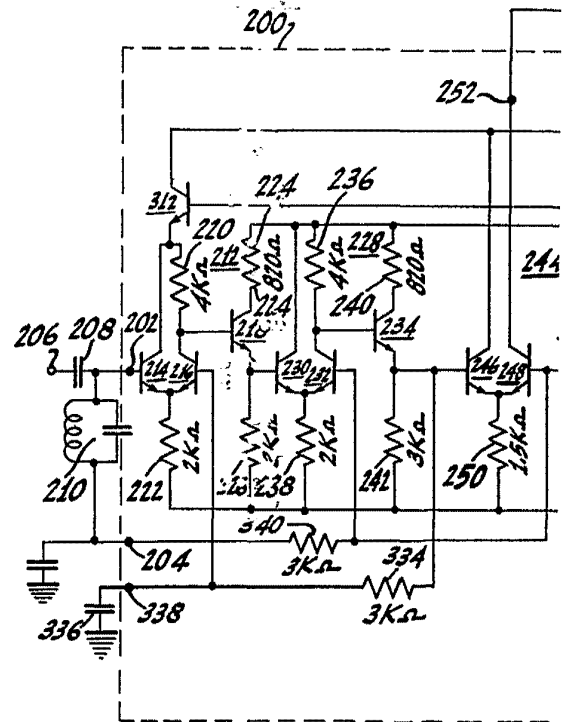
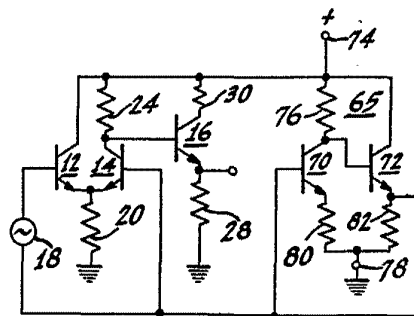
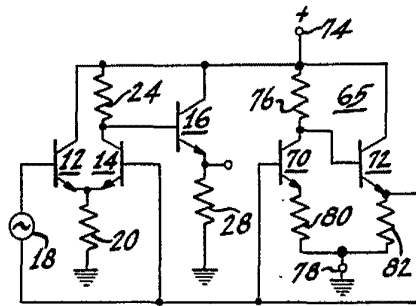
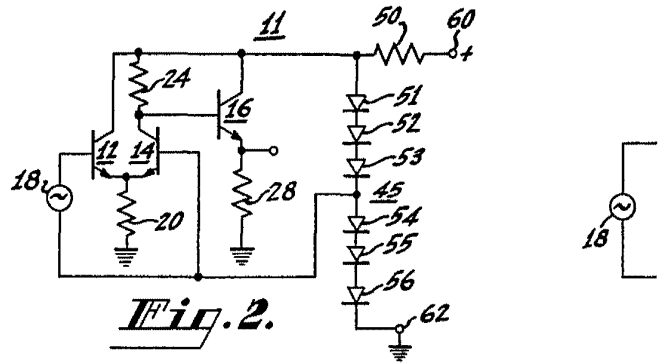
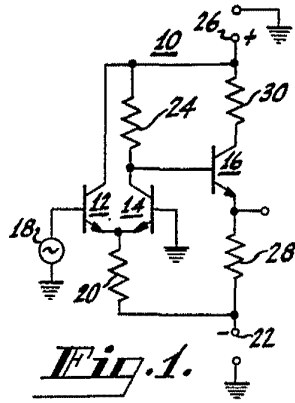
P.A.

Alberto de Elzabur
[Handwritten signature]

348619



348619



Alb...

Fig. 6.

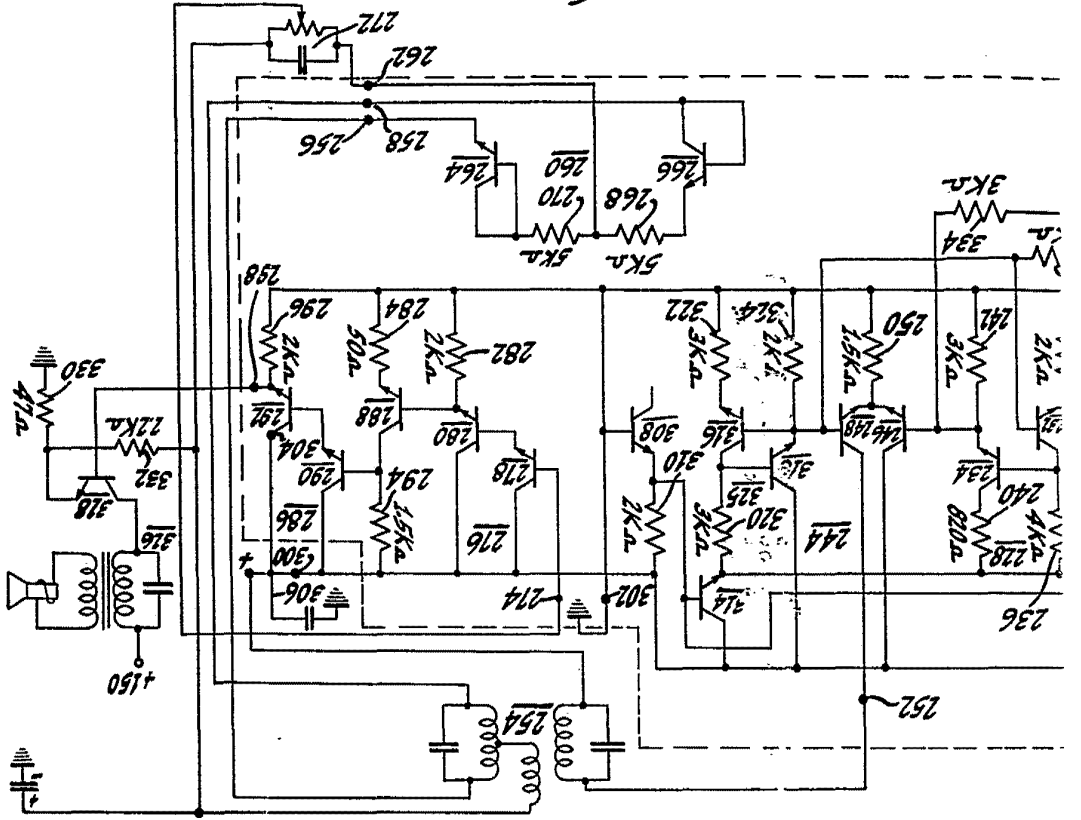
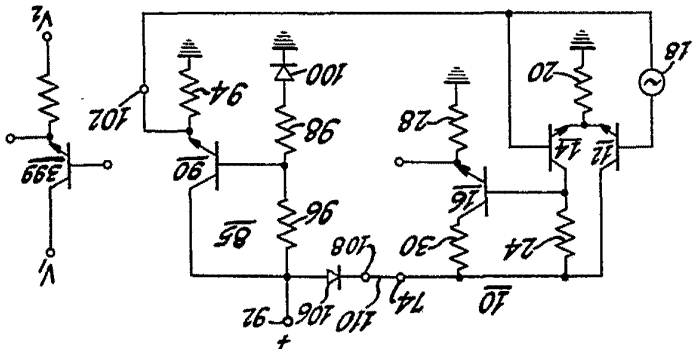


Fig. 5.



60
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10



08

348619