

336973 FEB.



1

memoria descriptiva

P A T E N T E D E I N V E N C I O N
solicitada en ESPAÑA, por VEINTE AÑOS, a
favor de INTER ELECTRONICA, S.A., de na-
cionalidad española, residente en BARCELO-
NA, Travesera de las Corts, 312-314, por:
AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRE-
CUENCIA.

17 FEB 20 1967

336973

Se refiere la presente Memoria Descriptiva, a un "Amplificador transistorizado de audiofrecuencia", cuya realización se efectúa sin transformadores y que es particularmente apto para aplicaciones de alta fidelidad.

5

El fin del invento es lograr, unido a una muy baja - distorsión de linealidad, unas muy altas características de rendimiento, relación señal/ruido, equilibrio estático y dinámico, respuesta amplitud-frecuencia, con medios no críticos sino dependientes de propiedades intrínsecas de autorregulación que permiten eliminar cualquier clase de ajuste sin comprometer los resultados; constituyen asimismo otros fines del invento la conexión directa (sin condensadores) de la carga exterior al amplificador y la integral protección de los transistores de potencia de salida frente a cortocircuitos accidentales de los terminales de salida.

10

15

En el curso de la descripción de los conceptos en que se basa el objeto de esta patente, se hace referencia a dos dibujos, con las siguientes figuras adjuntas:

20

Fig. 1.- : Circuito básico parcial del amplificador

17 FEB



3

336973

en objeto, que aclara el comportamiento -
del mismo en corriente continua.

Fig. 2.- : Circuito básico que comprende los elemen-
tos que actúan en corriente alterna.

5

Fig. 3.- : Adición al circuito básico de la fig. 2 -
de los controles de tonalidad.

Fig. 4.- : Aspecto de la respuesta amplitud-frecuen-
cia resultante de la introducción de los
controles de tonalidad incluidos en el -
esquema de la fig. 3.

10

Fig. 5.- : Adición al circuito básico de la fig. 3
de un sistema de protección integral para
los transistores de potencia.

15

Fig. 6.- : Variante del circuito de la fig. 5 que
se caracteriza por la adición de una -
etapa excitadora en contrafase de sime-
tría complementaria.

20

A continuación se describirá el montaje y funcio-
nes de los elementos integrantes del amplificador, -
basándose en las figuras mencionadas, y desglosando



336973

4

al paso, las características de novedad y mejoras que de él se desprenden.

El esquema básico citado para el funcionamiento en corriente continua, que está representado en la figura 1-, está caracterizado por la disposición de cinco etapas en cascada conectadas galvánicamente desde la entrada hacia la salida, incluida la carga exterior R_c , así como desde la salida hacia la entrada entre el terminal de salida 3- y el punto A y entre el punto A y la base del transistor Q_1 . Otras características fundamentales del esquema en objeto son las siguientes:

5

10

15

20

1º.- El amplificador está alimentado con dos tensiones anódicas de igual voltaje, pero de polaridad opuesta con relación a la masa común del circuito.

2º.- El emisor del transistor Q_1 está conectado directamente a dicha masa común.

3º.- El colector de dicho transistor Q_1 está conectado directamente a la base del transistor Q_2 que actúa en el segundo paso y el emisor del -



propio Q_2 está directamente conectado al punto

A.

4^a.- El colector de Q_2 está galvánicamente conectado a la base de Q_3 , que actúa en el tercer paso, y el emisor de Q_3 está directamente conectado a una de las dos tensiones anódicas en tanto que su colector se conecta, a través de R_{11} , a la otra.

5

5^a.- El colector de Q_3 se conecta directamente a la base de Q_4 que actúa en el cuarto paso como amplificador de corriente en circuito de colector común.

10

6^a.- El emisor de Q_4 se conecta directamente a la base del transistor final Q_5 y, a través del diodo D_1 , que se halla permanentemente en estado de conducción, también a la base del transistor final Q_6 .

15

7^a.- Q_5 y Q_6 actúan como transistores finales de simetría complementaria en circuito de colector común.

20



6 336973

8º.- En el esquema representado en la figura, Q_1 y Q_2 son del tipo NPN, Q_3 y Q_4 son del tipo PNP, Q_5 es del tipo PNP y Q_6 es del tipo NPN; un esquema equivalente a todos los efectos se obtiene así mismo invirtiendo las polaridades de las tensiones anódicas y el diodo D_1 , intercambiando los transistores finales y poniendo para Q_1 y Q_2 transistores del tipo PNP y para Q_3 y Q_4 transistores del tipo NPN.

5

Desde el punto de vista funcional, el circuito de la figura 1- ofrece características de autorregulación de notable magnitud. Designando con:

10

h_{FE1} la ganancia de corriente de Q_1 en corriente continua (c.c.)

15

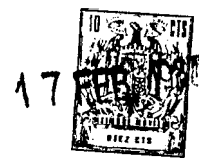
R_{B1} la resistencia diferencial base-emisor de Q_1 en c.c.

h_{FE2} la ganancia de corriente de Q_2 en c.c.

R_{B2} la resistencia diferencial base-emisor de Q_2 en c.c.

20

h_{FE3} la ganancia de corriente de Q_3 en c.c.



7 336973

RB3 la resistencia diferencial base emisor de Q₃
en c.c.

RB4 la resistencia diferencial de entrada de Q₄
en c.c.

5 y suponiendo $R_6 \gg RB_2$ y $R_9 \gg RB_3$, resulta -
aproximadamente que a una pequeña variación de tensión
 ΔV entre el terminal de salida 3 y la masa común, co-
rresponde en el punto A una variación ΔV_A definida -
por la relación:

10
$$\Delta V_A = \frac{\Delta V}{\frac{1 + \frac{R_6}{RB_1} (hFE1 \cdot hFE2 + 1)}{RB_1}} \quad (1)$$

15 Para aclarar el significado de la expresión (1), -
pondremos cantidades concretas en lugar de símbolos.
Si Q₁ y Q₂ fueran transistores "planar" de silicio -
BC113 (particularmente aptos para este empleo) funcio
nando con una corriente de colector de alrededor de -
los 0,1 miliamperios se tendría:

$hFE1 = hFE2 = 250; \quad RB1 = 50.000 \text{ ohmios}$

Asumiendo $R_6 = 5600 \text{ ohmios}$, se tendría:



336973

8

336973

$$\Delta V_A = \frac{\Delta V}{1 + \frac{5600}{50000} (250^2 + 1)} = \frac{\Delta V}{6900}$$

5

Por lo tanto, se puede afirmar que, por las propiedades intrínsecas del circuito, ΔV_A es del todo despreciable con relación a ΔV y que, de ahí, la tensión del punto A se puede considerar invariable, es decir, independiente de la tensión del terminal de salida 3.

10

Puesto que V_A no varía, la variación de la corriente que circula por la resistencia R_8 tiene que ser igual a $\frac{\Delta V}{R_8}$; despreciando la variación de corriente de la base de Q_1 que, proporcionalmente es pequeñísima, el total de dicha variación $\frac{\Delta V}{R_8}$ tendrá que circular a través de Q_2 .

15

En primera aproximación se puede admitir que dicha variación de corriente $\frac{\Delta V}{R_8}$ se transmita al colector de Q_2 y de éste a la base de Q_3 ; por lo tanto la variación ΔI_3 , de la corriente de colector de éste último sería:

$$\Delta I_3 = \frac{\Delta V}{R_8} \cdot hFE_3.$$

Dado que la resistencia diferencial de entrada de



Q_4 vale, según se ha supuesto, Re_4 , la variación de la tensión de colector de Q_3 será igual a:

$$\Delta I_3 \frac{R_{11} Re_4}{R_{11} + Re_4} = -\Delta V \cdot hFE_3 \frac{R_{11} Re_4}{R_8 (R_{11} + Re_4)} = \Delta V_3$$

La ganancia de tensión de Q_4 y del paso final Q_5-Q_6 es prácticamente unitaria, siendo pasos en montaje colector común.

Por lo tanto la expresión:

$$F_o = hFE_3 \frac{R_{11} \cdot Re_4}{R_8 (R_{11} + Re_4)} + 1 \quad (2)$$

representa el factor de realimentación negativa del circuito para la corriente continua. Debido a las propiedades generales de los circuitos realimentados negativamente, la variación de origen ΔV quedará reducida a una cantidad $\Delta V'$ dada por la relación:

$$\Delta V' = \frac{\Delta V}{1 + hFE_3 \frac{R_{11} \cdot Re_4}{R_8 \cdot (R_{11} + Re_4)}} = \frac{\Delta V}{1 + F_o} \quad (3)$$

Por ejemplo, admitiendo que Q_3 sea un transistor "planar" de silicio tipo BC154 funcionando con una corriente media de colector de 2 miliamperios, resultaría $hFE_3 = 330$; asumiendo $R_8 = 5600 \Omega$, $R_{11} = 4700 \Omega$ y

336973

336973



10

$R_{e4} = 15000 \Omega$, resultaria para la expresi3n (3).

$$\Delta V = \frac{V}{1 + 330 \frac{4700 \cdot 15000}{5600 (4700 + 1500)}} = \frac{\Delta V}{212}$$

(En el caso considerado, que es un caso pr3ctico, -
 5 gracias a las propiedades de autorregulaci3n del circui-
 to conforme al invento, un determinado desequilibrio -
 del paso final, procedente de cualquier causa, se atenúa
 unas 212 veces) El circuito de la fig. 1 se puede consi-
 10 derar por ello, intrínsecamente capaz de autoajustarse
 pese a imprecisiones en el valor de los componentes así
 como a eventuales variaciones de los mismos con el tiem-
 po; particularmente dicho circuito no requiere disposi-
 tivos ajustables y permite la conexi3n directa de la car-
 ga exterior.

15 Como se puede deducir de la f3rmula (3), la eficacia
 de la autorregulaci3n se puede facilmente incrementar -
 reduciendo el valor de R_8 .

Adem3s, por principio, el equilibrio del paso final
 se mantiene tambi3n a3n ante fuertes variaciones en las
 20 tensiones de alimentaci3n puesto que, siendo constante

336973



11

la tensión en el punto A, según ya se dijo, se mantiene constante la corriente de Q_2 y, con la misma, la polarización de base de Q_3 ; de ahí que el equilibrio del circuito no varíe apreciablemente.

5 Dicha propiedad es fundamental en el aspecto económico puesto que permite emplear, sin inconvenientes, una fuente de alimentación no estabilizada.

10 Por lo que se refiere al funcionamiento en audiofrecuencia el esquema básico de la figura 1 se completa en la forma representada en la figura 2. Con respecto a ésta última, la señal a amplificar se aplica a los terminales de entrada 1 y 2; desde ahí llega a través de C_1 , que bloquea la corriente continua, y de R_1 , a la base de Q_1 ; Q_2 y Q_3 actúan como pasos amplificadores en emisor común mientras que el paso "driver" (Q_4) y el paso final (Q_5 y Q_6) funcionan en colector común.

15 Los tres primeros pasos proporcionan toda la ganancia de tensión y los dos últimos en cambio ganan solamente en corriente; en particular, el paso final emplea dos transistores complementarios Q_5 y Q_6 montados en -

20

336973

12



circuito serie-contrafase. Una característica del circui-
to en objeto consiste en que el transistor Q_4 trabaja
con una diferencia de potencial casi constante entre co-
lector y emisor la que, por otra parte, se establece lo
5 más pequeña posible compatible con el correcto funciona-
miento del transistor; este fin se logra por medio de -
los dos grupos $C_{10} - R_{14}$ - y $C_{12} - R_{20}$ de gran constan-
te de tiempo, derivándose de ahí dos importantes resul-
tados: El primero consiste en una importante reducción
10 de la disipación interna del transistor "driver" Q_4 , lo
que permite el empleo, para esta función, de transisto-
res pequeños, baratos, sin radiador y sin exigencias es-
peciales en cuanto a la tensión colector-emisor que pue-
de ser muchísimo más pequeña que la de alimentación del
15 amplificador.

El segundo consiste en la posibilidad de alcanzar -
una excitación integral de los transistores finales has-
ta alcanzar la saturación, con la consiguiente subida -
del rendimiento en potencia de los mismos.

20 En efecto, en los semiperiodos negativos de la señal

336973

13



de salida, en virtud de los acoplamientos $C_{12} - R_{20}$ y $C_{10} - R_{14}$, el colector y también el emisor de Q_4 pueden rebasar el nivel de la tensión anódica negativa que es, asimismo, el nivel de la tensión de colector de Q_5 ; dado que el emisor de Q_4 está directamente conectado a la base de Q_5 resulta evidente que éste último puede alcanzar la saturación.

En el semiperiodo positivo es el punto B el que puede rebasar el nivel de la tensión anódica positiva, llevando el transistor Q_6 a la saturación. Dicha propiedad además de ofrecer un más alto rendimiento del paso final, asegura una mejor simetría de la señal de salida - incluso en régimen de saturación, lo que es importante para un correcto comportamiento del amplificador en presencia de señales de entrada de gran amplitud instantánea tal como puede darse en la reproducción de la música.

En base a los conceptos del invento, el mecanismo de excitación hasta la saturación de los transistores finales, se completa con el acoplamiento $C_9 - R_{12}$ el cual per

336973

14



5 mite gobernar a Q_4 por parte de Q_3 , incluso cuando el emi-
sor del propio Q_4 rebasa el nivel de la tensión de alimen-
tación negativa; además al incrementar fuertemente el va-
lor dinámico de la carga de colector de Q_3 dicho acopla-
miento permite a este último alcanzar una muy elevada ga-
nancia en tensión. En el semiperiodo positivo de la se-
ñal de salida el transistor Q_3 puede llegar a la satura-
ción; cuando eso ocurre el colector de Q_3 alcanza prácti-
camente el nivel de la tensión anódica positiva llevando
10 consigo la base de Q_4 (que está conectada directamente -
al colector de Q_3); en consecuencia el emisor de Q_4 re-
basa dicho nivel en una fracción de voltio y, sumándose
a esta última la caída de tensión en el diodo D_1 , la ba-
se de Q_6 puede sobrepasar en el sentido positivo, la -
15 tensión de colector del mismo Q_6 llevándole a la satura-
ción.

Puesto que, como ya se ha dicho, la ganancia de tensión
en audiodiferencia por parte de Q_3 llega a ser muy ele-
vada y asimismo es bastante alta la ganancia de Q_1 y -
20 Q_2 , de no existir realimentaciones negativas la ganan-

336973



15

5 cia global del amplificador alcanzaría valores grandísimos; por lo tanto hay un notable excedente de ganancia - que se puede aprovechar para introducir fuertes realimen-
taciones negativas a fin de lograr mejoras en la respues-
ta y, también, correcciones de la misma, además de una -
reducción de la distorsión de no linealidad y mejoras en
la relación señal/ruido. Ahora bien, normalmente, la rea-
limentación negativa que se puede aplicar está limitada
por las exigencias de estabilidad del circuito; con ba-
se en los conceptos del presente invento esta dificultad
se supera por medio de un circuito especial de realimen-
tación que, con relación al esquema de la fig. 2, se -
compone sustancialmente de los elementos R_1 , R_2 , R_7 , R_8
y C_7 .

10 El condensador C_7 sirve solo para bloquear la corrien-
te continua a fin de permitir al mecanismo de autorregu-
lación en corriente continua, ya explicado anteriormen-
te, que lleve a cabo sus funciones; por ello, en el exa-
men del funcionamiento en audiodfrecuencia, se puede su-
poner que C_7 sea un cortocircuito, es decir, que el ter-

20



336973

minal de R_7 que se conecta a C_7 estuviera unido a la masa común.

Despreciando la componente alterna de la corriente de emisor de Q_2 con relación a la que circula por R_8 procedente del terminal de salida 3 (lo que es perfectamente admisible en la práctica por ser muy grande la relación entre ambas corrientes), y llamando V_u a la tensión alterna de salida del amplificador, en el punto A se encontrará una tensión igual a:

$$V_u \frac{R_7}{R_7 + R_8}$$

en fase con V_u y también en fase con la tensión existente entre el punto C (base de Q_2) y la masa común, puesto que entre dicho punto C y la salida 3 hay dos inversiones de fase producidas por Q_2 y por Q_3 .

Por lo tanto, entre base y emisor de Q_2 quedará la diferencia entre la tensión en C y la tensión en A y tendrá lugar una realimentación negativa tanto más fuerte cuanto más pequeña sea la diferencia entre ambas tensio-

336973



17

nes . Sencillamente resulta que si la ganancia sin realimentación (es decir la que se tendría con $R_7 = 0$) es grande con respecto a la cantidad $(1 + \frac{R_0}{R_7})$, la ganancia con realimentación se queda casi exactamente en el valor $(1 + \frac{R_0}{R_7})$; al mismo tiempo, si la distorsión sin realimentación no es demasiado grande, se obtiene una reducción de dicha distorsión del mismo orden de magnitud que la reducción de la ganancia. Pero, según ya se ha dicho, por razones de estabilidad, con este sistema que es muy empleado y conocido, no se puede lograr una disminución cualquiera de la distorsión; hay límites que no se pueden rebasar sin que se produzcan enganches de alta frecuencia, lo que obliga, en el caso de que se requiera una distorsión muy baja, a reducir la distorsión inicial (la que tiene lugar sin realimentación); dicha obligación conduce sin embargo a la realización de ajustes críticos que, por otra parte, pueden no mantenerse en el tiempo.

Según un concepto fundamental del presente invento dicho tipo de realimentación, que se aplica entre la

336973

17 FEB



salida 3 y el emisor de Q_2 , se realiza con amplio margen de estabilidad y se añaden otros medios para eliminar la distorsión residual. El concepto fundamental de acuerdo con el invento es el siguiente; en el punto A según ya -
5 se ha dicho, existe una tensión V_A proporcional a la tensión de salida V_u aunque más pequeña y aproximadamente igual a:

$$V_u \frac{R_7}{R_7 + R_8};$$

10 dicha tensión tendrá el mismo contenido de distorsión que V_u ; comparando V_A con la tensión de entrada, procedente de la fuente, en un circuito diferencial en puente, el contenido de distorsión se pone en evidencia de modo que puede autoeliminarse usando de la ganancia de
15 un paso anterior a Q_2 .

Con referencia al esquema de la Fig. 2 dicho circuito diferencial en puente está representado por las resistencias R_1 y R_2 que, para simplificar, se suponen de igual valor; por lo tanto, suponiendo despreciable la reactancia de C_1 con relación a R_1 , si la tensión V_e de entra-
20

17 FEB 1967

336973

19

da está en oposición de fase respecto a V_A , en el punto D
conectado a la base de Q_1 , aparecerá la diferencia $V_e -$
 V_A que presentará una distorsión mucho mayor que la ten-
sión V_A debido al hecho de que las componentes no distor-
sionadas se sustraen y las otras no. La diferencia $V_e -$
5 V_A tendrá la misma fase que V_e para las componentes no -
distorsionadas y la misma fase que V_A para las componen-
tes distorsionadas; por lo tanto, puesto que Q_1 amplifi-
ca e invierte la fase, en el punto C se encontrarán las -
10 componentes no distorsionadas en fase con V_A y las otras
en oposición de fase; así pues, estas últimas, por efec-
to de la ganancia del amplificador, tendrán que reducir-
se en el punto A y, puesto que V_A es proporcional a $V_u -$
tendrán que disminuir también a la salida del amplifica-
15 dor.

Sustancialmente dicho sistema constituye un dispositi-
vo que, sin añadir ganancia, reduce la distorsión resi-
dual que quedaría en el amplificador después de introdu-
cir la primera realimentación entre la salida y el emi-
20 sor de Q_2 .



336973

20

La eficacia del dispositivo depende, obviamente, del -
factor de amplificación de Q_1 , pero en cualquier caso es
muy notable, puesto que actúa sobre un sistema en el cual
la distorsión ha tenido ya un primer corte por efecto de
la primera realimentación. Al mismo tiempo el sistema no
5 resulta crítico pues actúa sobre señales con desfasmien-
to ya reducido igualmente por efecto de la primera reali-
mentación. Los dos sistemas de realimentación tienen una
parte común representada por la resistencia R_7 ; cortocir-
cuitando R_7 y suponiendo nula la reactancia de C_7 , desa-
10 parecen ambas realimentaciones y el amplificador alcanza
su máxima ganancia; así pues se puede definir como factor
de realimentación total F la relación entre la ganancia
que existe con R_7 en cortocircuito (y reactancia de C_7
nula) y la que quede con el valor real de R_7 . Llamando -
15 μ_1 la ganancia en tensión efectiva de Q_1 y μ_2 la
ganancia sin realimentación del resto del amplificador,
resulta aproximadamente:

$$F = 1 + \frac{R_7}{R_7 + R_8} \left(\mu_2 + \frac{\mu_1 \mu_2}{2} \right)$$

20



336973

Empleando para Q_1 , un transistor de elevada ganancia de corriente, β fácilmente es superior a 100, y F puede alcanzar valores superiores a 1000, en régimen de estabilidad satisfactorio. Por lo tanto gracias a dichos valores de F la distorsión del amplificador puede alcanzar niveles extremadamente bajos, aunque la distorsión sin realimentación sea notable; ello permite eliminar cualquier ajuste crítico y asegura la constancia de los resultados en el tiempo. Otra característica importante del sistema es que, aumentando la potencia de salida, el nivel de distorsión se mantiene igualmente bajo en toda la gama de frecuencias útiles, hasta que se empieza a producir corte de las señales por saturación. Finalmente, es obvio que debido al gran valor de F , también la relación señal/ruido obtiene una gran mejora, permitiendo, por ejemplo, un ahorro en el filtraje de la alimentación.

El circuito en objeto, aprovechando la ganancia sobrante de Q_1 , se completa, en base a los conceptos del invento, con la estructura representada en el esquema

336973



22

de la fig. 3, que incluye medios para ajustar en más y -
en menos, e independientemente, los niveles de las fre-
cuencias bajas y de las altas; la variación de dichos ni-
veles se realiza, en base al invento, variando en forma
5 selectiva la cantidad de realimentación negativa que in-
troduce Q_1 . Dicho fin se logra sencillamente añadiendo
a R_1 y R_2 , el potenciómetro P_1 de regulación de frecuen-
cias bajas, con los componentes asociados C_2 y C_3 y el -
potenciómetro P_2 , de regulación de las frecuencias al-
10 tas, con los componentes asociados R_3 , R_4 , R_5 y C_4 ; las
curvas de respuesta que se obtienen desplazando los cur-
sors de P_1 y P_2 son del tipo representado en la fig. 4
en la que la condición lineal corresponde a la posición
central de ambos cursores de los potenciómetros citados.

15 A pesar de que con la estructura circuital de las -
fig. 2 y 3 las condiciones de estabilidad no sean crí-
ticas, se necesita tomar unas simples y muy normales me-
didas para eliminar los efectos de los inevitables des-
plazamientos de fase a frecuencias superiores a los -
20 $50 + 100 \text{ KH}_z$; tales medidas están representadas por -

336973



los condensadores C_5 y C_8 , de pequeña capacidad, que -
añaden realimentaciones negativas suplementarias en fre-
cuencias muy altas haciendo bajar en consecuencia la ga-
nancia, y por la carga suplementaria de salida $C_{17} - R_{25}$
5 que actúa también en la región de las mencionadas fre-
cuencias altas con efecto amortiguador.

Otra medida que se adopta, en este caso para mantener
el equilibrio del paso final incluso en régimen satura-
do (fuertes señales de entrada), consiste en la resis-
tencia R_{10} que se conecta entre el colector de Q_2 y la
10 base de Q_3 : en base al invento, el valor correcto de -
 R_{10} es aquel para el cual la corriente de pico del co-
lector de Q_2 en régimen saturado alcanza el doble de la
corriente que existe sin señal; el condensador C_6 , de -
15 pequeña capacidad sirve de paso para las frecuencias -
altas.

La acción de R_{10} , dimensionada en la forma descrita,
hace igualmente simétrica la variación de la corriente
de Q_2 en presencia de señales tan grandes que den lugar
20 a saturación del transistor. Por consiguiente resultan

336973



24

también, simétricas las excursiones de los pasos siguientes y el paso final se mantiene equilibrado.

Finalmente, en el esquema de la fig. 3 se halla representado un filtro adicional para las dos tensiones anódicas, limitado a los tres primeros pasos y realizado mediante $R_{24} - C_{13}$ y $R_{25} - C_{14}$; este filtro no es indispensable pero llega a ser útil cuando se pretenden relaciones señal/zumbido extremadamente elevada.

En los esquemas de las figuras 2 y 3 figuran también las resistencias R_{22} y R_{23} en serie entre los emisores de los transistores finales y el terminal de salida 3; dichas resistencias, de valor muy pequeño, facilitan notablemente la desaturación de los transistores finales reduciendo el tiempo de almacenamiento de cargas (ó "storage time") y por lo tanto mejoran el comportamiento de dichos transistores en frecuencias elevadas.

La fig. 4 representa el aspecto de la respuesta amplitud-frecuencia, resultante de la introducción de los controles de tonalidad incluidos en el esquema de la fig. 3.



La fig. 5 representa el mismo amplificador de la fig. 3, pero completado con la alimentación y un dispositivo de protección frente a cortocircuitos accidentales de los terminales de salida (para mayor claridad dicho dispositivo está dibujado con trazo más grueso).

El circuito de alimentación comprende un transformador T_1 con un devanado primario P para la tensión de red y dos devanados secundarios idénticos S_1 y S_2 , devanados en forma bifilar, para asegurar idéntica resistencia ohmica y tensión; S_1 y S_2 están conectados en serie y el punto de conexión entre ambos está unido a la masa común; S_1 y S_2 suministran dos tensiones de fase opuesta que se rectifican en el puente de diodos D_6 , D_7 , D_8 y D_9 . Del rectificador salen dos tensiones continuas de igual valor pero de polaridad opuesta que se envían a los dos condensadores de filtro C_{15} y C_{16} de igual capacidad. Con dicho sistema de alimentación se dispone de dos tensiones anódicas de polaridad opuesta y de igual magnitud con la característica, además, de que las componentes alternas (zumbido) son también

336973



26

de igual amplitud aunque de fase opuesta; el efecto -
de dichas componentes sobre el terminal de salida 3 es,
por lo tanto, nulo, lo que permite alcanzar con facili
dad relaciones señal/zumbido muy favorables en la se-
ñal de salida.

5

El sistema de protección de los transistores fina-
les frente a cortocircuitos de la carga exterior, se -
funda, en el presente invento, en el concepto de procu
rar medios para mantener la disipación térmica de di-
chos transistores dentro de los límites permisibles -
cualquiera que sea el valor de la carga exterior (com-
prendido el valor nulo) sin modificar en absoluto el -
funcionamiento normal del amplificador; el sistema en
objeto difiere de los conocidos por el hecho de que en
el caso límite de cortocircuito de la carga exterior,
la corriente de los transistores finales se queda auto
máticamente e instantáneamente limitada a un valor -
oportuno que puede ser muy inferior al valor de punta
que la misma corriente alcanza durante el funcionamien-
to normal, con carga correcta, cuando existe la máxima

10

15

20

336973

27



potencia de salida. En base a los conceptos del inven-
to este resultado se logra gobernando la intervención
del dispositivo de protección por medio de la diferen-
cia de dos magnitudes, una de las cuales es proporci-
5 nal a la corriente y la otra a la tensión de salida -
del amplificador; es obvio que en caso de cortocircui-
to la tensión de salida es cero y, por lo tanto, dicha
diferencia alcanza su valor máximo anticipando la in-
tervención del dispositivo de protección; por el con-
10 trario cuando existe la carga normal hay tensión de -
salida y por lo tanto, se puede disponer el circuito
de manera que dicha diferencia nunca alcance el nivel
de intervención del dispositivo de protección. Estos
conceptos se llevan a cabo simplemente con el circui-
15 to dibujado con trazo más grueso en el esquema de la
fig. 5. La magnitud proporcional a la corriente de sa-
lida es la caída de tensión en R_{23} en lo concerniente
al transistor final Q_5 y la caída de tensión en R_{22} -
en lo concerniente a Q_6 ; obsérvese que R_{22} y R_{23} , de
20 igual valor, son las mismas resistencias que se em-



336973

28

5

plean para facilitar la desaturación de los transistores finales; despreciando por el momento el efecto de R_{26} y R_{27} es suficiente dar a $R_{22} = R_{23}$ un valor tal que con la corriente permisible en Q_5 y Q_6 en caso de cortocircuito entre 3 y 4, la caída de tensión en R_{22} y R_{23} alcance el nivel de intervención de los transistores Q_8 y Q_7 .

10

En efecto, puesto que ambos transistores tienen sus respectivos emisores conectados al terminal 3, dicha caída de tensión se aplica entre emisor y base de cada uno de ellos. En ausencia de señal, Q_8 y Q_7 quedarán bloqueados; en presencia de señal, si hay cortocircuito en la carga, Q_8 y Q_7 se harán conductores cuando la corriente de Q_6 y Q_5 alcance valores que, como se ha dicho, dependen del valor de $R_{22} = R_{23}$.

15

20

Si, por ejemplo, Q_8 se hace conductor, la corriente de su colector hará subir la caída de tensión en R_{15} reduciendo el gobierno de Q_6 ; del mismo modo, si se vuelve conductor Q_7 , la corriente de su colector hará subir la caída de tensión en R_{11} reduciendo el gobier-

336973 47



5

no de Q_4 y por consiguiente, de Q_5 ; debido a que las corrientes de base de Q_7 y Q_8 se incrementan con rapidez, puesto que los valores de R_{27} y R_{26} son relativamente pequeños y dichos transistores pueden tener una notable ganancia de corriente, el efecto limitador es muy neto y la protección frente a cortocircuitos de la carga exterior, muy afectiva.

10

Si en cambio, la carga exterior es correcta y de carácter óhmico, no hay corriente durante el paso por el cero de la tensión de salida y por lo tanto Q_7 y Q_8 permanecen bloqueados (en realidad pese a que Q_5 y Q_6 actúen en clase B, hay una pequeña corriente en ambos que, no obstante, produce en R_{23} y R_{22} una caída de tensión despreciable a los efectos de la intervención del circuito de protección); para una tensión instantánea de salida no nula pasa en R_{22} o en R_{23} (según que se trate de un semiperíodo positivo o negativo) una corriente más o menos proporcional a dicha tensión y en R_{22} (o R_{23}) se produce una caída de tensión proporcional a dicha corriente; pero al mismo tiempo se

15

20

336973

30



vuelve conductor uno de los diodos D₃ y D₂: D₃ si se
trata de un semiperíodo positivo, D₂ si el semiperío-
do es negativo. En efecto el cátodo de D₃ y el ánodo
de D₂ se conectan juntos al punto de unión de R₂₈ y -
5 R₂₉, ambas del mismo valor óhmico; toda vez que dichas
resistencias están también conectadas a la tensión -
anódica positiva (R₂₈) y a la tensión anódica negati-
va (R₂₉) dicho punto, cuando D₂ y D₃ están bloqueados,
permanece equipotencial respecto a la masa común del
10 circuito. En cambio, si, por ejemplo D₃ conduce debi-
do a la existencia de una tensión instantánea de sali-
da positiva V_u, dicho punto de conexión entre R₂₈ y -
R₂₉ deberá desplazarse y asumir una tensión igual a -
V_u más la caída de tensión en R₂₂ y menos la caída de
15 tensión en R₂₆. La caída de tensión en R₂₂ depende, -
prácticamente, sólo de la corriente de Q₆; la caída -
de tensión en R₂₆ depende, en cambio, de la corriente
que pasa a través de D₃ y, por lo tanto, del valor -
óhmico de R₂₈ = R₂₉. Puesto que las caídas de tensión
20 en R₂₂ y en R₂₆ son de polaridad opuesta y, por consi



guiente se sustraen en el punto al que se conecta la base de Q_8 , se puede dar a R_{28} y R_{29} un valor tal que, en correspondencia al máximo valor de V_u dichas caídas de tensión se anulen entre sí de manera que la base de Q_8 se encuentre al mismo potencial que su emisor y el propio Q_8 permanezca bloqueado, con independencia de la corriente de Q_6 . El mismo razonamiento vale para Q_5 , Q_7 , D_2 , R_{23} y R_{27} . Por ejemplo, supóngase que sea $R_c = 4$ óhmios = valor correcto de la carga exterior; $V_u \text{ max.} = 16$ voltios de cresta; $R_{22} = 0,5$ óhmios; $R_{26} = 100$ óhmios, y que el nivel de conducción de la base de Q_8 con relación al emisor, sea de 0,4 voltios.

En el caso de cortocircuito de R_c , Q_8 se hará conductor cuando la corriente de Q_6 alcance 0,8 amperios.

En efecto, con 0,8 amperios se tendrán 0,4 voltios de caída de tensión entre los terminales de R_{22} . Por efecto de la intervención de Q_8 la corriente de Q_6 , de acuerdo con lo que se ha establecido, quedará limitada a un máximo superior en muy poco a los 0,8 amperios en los semiperiodos positivos y será nula en los semiperiodos nega-

336973

17 FEB 1954



tivos (en los cuales tendrá lugar la intervención de Q_7 protegiendo a Q_5). Por el contrario, si no hay cortocircuito en la carga R_c , la corriente de Q_6 con $V_u = 16$ voltios alcanzará los $\frac{16}{4} = 4$ amperios; la caída de tensión en R_{22} , por lo tanto será: $4 \cdot 0,5 = 2$ voltios. Para ocasionar en R_{26} una caída de $- 2$ voltios se requerirá una corriente de 20mA que tendrá que circular por D_3 y por R_{28} y R_{29} que, a estos efectos, deben considerarse en paralelo. Para una intensidad de 20mA con 16 voltios, se necesitan 800 óhmios; así pues se deberá asumir $R_{28} = R_{29} = 1600$; con dichos valores se realiza, pues una protección de Q_5 y Q_6 limitando la corriente a $0,8$ amperios frente a los cortocircuitos de la carga pero permitiendo una corriente de cresta de más de 4 amperios con la carga en su valor correcto.

Dicho sistema de protección vale también frente a valores incorrectos de la carga o frente a cargas de carácter reactivo para las cuales el amplificador no es adecuado; en efecto, si hay una corriente de salida demasiado desfasada con relación a la tensión puede tener lugar

336973¹⁷



una condición similar al cortocircuito puesto que hay co
rriente cuando la tensión pasa por cero; en estos casos
el dispositivo de protección interviene limitando la co-
rriente y la disipación de los transistores finales. Se
5 puede, pues establecer que el dispositivo en cuestión -
asegura la protección más eficaz posible de los transis-
tores finales sin afectar el funcionamiento normal del -
amplificador.

Los esquemas que se han descrito hasta aquí emplean -
10 un paso excitador en clase A cuya disipación, sin embar-
go, está reducida al mínimo posible con los procedimientos
descritos. En el caso en que se deba hacer frente a po-
tencias de salida muy fuertes se tiene que recurrir a -
transistores finales que requieren corrientes de excita-
15 ción notablemente altas; en tales casos puede ocurrir -
que a pesar de la reducción de la tensión colector emi-
sor del transistor excitador, que puede lograrse con -
los métodos descritos anteriormente, la disipación o, -
también, la corriente de cresta, superen el valor permi
20 sible para un transistor normal que no sea de potencia.

17



336973

Una solución obvia para dichos casos es el empleo de un -
transistor de media potencia en función de excitador, -
eventualmente provisto de un radiador térmico.

5 Sin embargo, existe otra solución que se beneficia de
los conceptos del invento y en algunos aspectos tiene ven-
tajas no despreciables; esta solución consiste en añadir
entre Q_4 y el paso final un paso excitador en clase B de
simetria complementaria, pero caracterizado el mismo por
una baja tensión constante o casi, entre colectores y emi-
10 sores.

El circuito correspondiente, que está representado en
la fig. 6 se puede considerar como una variante del cir-
cuito básico de la fig. 5, puesto que se funda en los -
mismos conceptos y tiene propiedades idénticas pese a su
15 mayor ganancia y a su capacidad para alcanzar más fuertes
potencias de salida empleando como pilotos transistores
normales, no de potencia, y sin radiador. Con relación -
a la fig. 6, los transistores complementarios Q_{10} y Q_9 -
actúan sustancialmente como amplificadores de corriente
20 ideales por efecto de los condensadores C_{11} y C_{12} , de -

17 FEB.



35 **336973**

gran capacidad, que estabilizan la tensión entre los colectores y los respectivos emisores (dicha tensión, en efecto, tiene solamente una muy pequeña variación, aproximadamente igual a la variación de la tensión entre la base de cada transistor final y el terminal de salida 3).

Además las resistencias R_{19} y R_{20} permiten reducir dicha tensión colector-emisor al "mínimo" preciso para su funcionamiento correcto; así pues, a consecuencia, tanto del pequeño valor de dicha tensión, como del funcionamiento en clase B, la disipación térmica de Q_9 y Q_{10} permanece muy reducida, lo que permite el empleo de transistores pequeños, económicos, de baja tensión y el consiguiente ahorro del refrigerador.

Dado que el consumo de corriente de un paso en clase B es muy variable, resulta oportuna una razonable estabilización de la tensión de colector; este fin, en base al invento, se logra simplemente conectando un oportuno varistor VD1 entre los colectores de Q_9 y Q_{10} .

Los emisores de Q_9 y Q_{10} se conectan directamente a las bases de los finales Q_5 y Q_6 y entre sí por medio

336973



36

de la resistencia R_{21} que sirve principalmente para favorecer la desaturación de los transistores finales.

La conexión entre el circuito de Q_4 y el paso añadido se efectúa como se hacía en el esquema de la fig. 5 entre Q_4 y el paso final. La resistencia R_{18} , conectada en serie con el colector de Q_4 , sirve para reducir la tendencia a los enganches de alta frecuencia en régimen saturado. Toda vez que las tensiones base-emisor de los transistores excitadores Q_9 y Q_{10} se suman con las de los transistores finales Q_5 y Q_6 , para llevar a cabo la polarización correcta y la estabilización térmica se requieren dos diodos de silicio D_4 y D_5 , más una eventual resistencia en serie entre si:

El sistema de protección de los transistores finales que ya se ha descrito con relación al esquema de la fig. 5, se aplica también en forma integral al esquema de la fig. 6, como claramente aparece en dicha figura.

Según ya se ha dicho, el esquema de la fig. 6, al disponer de un paso más, ofrece mayor amplificación sin realimentación por lo que permite, a paridad de ganancia -

336973



37

efectiva, aplicar realimentaciones más fuertes mejorando
ulteriormente las características del amplificador.

5 El esquema de la fig. 6, al igual que los restantes -
puede ser modificado empleando transistores NPN en lugar
de PNP y viceversa e invirtiendo la polaridad de las ten-
siones anódicas; es obvio que dichos circuitos invertidos,
que no se representan puesto que son en todo idénticos -
a los descritos, hecha excepción de los cambios citados,
se tienen que considerar comprendidos en el dominio del -
10 invento en objeto.

Expuesta así de forma exhaustiva, el fundamento, ca-
racterísticas de novedad, empleo y descripción de los -
elementos que lo integran, así como su función específi-
ca en el conjunto, se hace constar, de forma expresa, -
15 que podrán variarse aquellos detalles, tales como las -
variaciones del párrafo anterior y, en general todo aque-
llo que no altere la esencialidad del invento, y de lo -
que se protege en las siguientes.

R E I V I N D I C A C I O N E S

20 1ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUEN-

336973



38

CIA", caracterizado por estar alimentado con dos tensiones anódicas de polaridad opuesta con relación a la masa común y sustancialmente de igual valor absoluto, comprendiendo un número de etapas en cascada no inferior a cinco, todas acopladas en corriente continua, la primera de las cuales utiliza un transistor con el emisor directamente conectado a la masa común del circuito y con su base conectada galvánicamente al emisor del transistor del segundo paso, estando dicho emisor a su vez, conectado galvánicamente al terminal de salida del amplificador, actuando sustancialmente las tres primeras etapas como amplificadoras de tensión en cascada, y las siguientes como amplificadoras de corriente, siendo la etapa final de simetria complementaria y empleando transistores complementarios cuyos emisores se conecten galvánicamente al terminal de salida "caliente" siendo el terminal "frio" la masa común del circuito, estando también caracterizado dicho amplificador por disponer de dos circuitos de realimentación negativa uno de los cuales está constituido por una conexión resistiva entre el -

336973

17



39

terminal "caliente" de salida y el emisor del transistor que actúa en la segunda etapa y por una conexión R - C - (resistencia-capacidad) en serie entre dicho emisor y la masa común, y estándolo el otro una combinación de resistencias y eventuales condensadores, existiendo continuidad galvánica entre dicho emisor del transistor de la segunda etapa y la base del transistor que actúa en la primera.

2ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA",

conforme a la reivindicación primera caracterizado porque el terminal caliente de entrada se conecta, a través de una red R - C (resistencia-capacidad) que no tiene continuidad galvánica, a la base del transistor de dicha primera etapa cuyo emisor se conecta directamente a masa y cuyo colector se conecta directamente a la base del transistor de la segunda etapa y también a través de una oportuna resistencia, a aquella de las fuentes de alimentación anódica adecuada al tipo de transistor (positiva si el transistor es NPN, negativa si el PNP), estando conectado el colector de dicho segundo transistor, a -



través de una oportuna resistencia provista de un pequeño condensador en paralelo, a la base del transistor de la - tercera etapa y estando directamente conectado el emisor de dicho transistor a dicha alimentación, teniendo la base conectada al emisor a través de una oportuna resistencia y finalmente, estando conectado el colector directamente a la base del transistor que actúa en la cuarta etapa y, a través de resistencias, a la otra fuente de alimentación anódica.

3ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque el valor dinámico de la carga de colector del transistor de la tercera etapa se incrementa respecto al valor estático conectando un punto intermedio de dicha carga al emisor del transistor que actúa en la cuarta etapa mediante un condensador de gran capacidad.

4ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque el transistor de dicha cuarta etapa, actúa como amplificador de corriente prácticamente perfecto, por el



hecho de que además de estar conectado en el tipo de circuito denominado "de colector común", el propio colector permanece a una diferencia de potencial prácticamente - constante con relación al emisor por efecto de un condensador de gran capacidad que conecta dicho colector al terminal "caliente" de salida del amplificador y de una oportuna resistencia que conecta el propio colector a la alimentación.

5a.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque el emisor de dicho transistor de la cuarta etapa está conectado, a través de uno o más diodos, dispuestos con su polaridad de tal modo que sean permanentemente conductores, y de resistencias conectadas en serie entre sí, a la misma tensión anódica que alimenta los circuitos de colector de la primera y segunda etapa.

6a.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a la reivindicación anterior, caracterizado porque un punto intermedio de dicha serie de diodos y resistencias que están conectados al emisor del transis-



tor de la cuarta etapa, se conecta a través de un condensador de gran capacidad al emisor de un transistor de la quinta etapa.

5 7ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOPRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones precedentes caracterizado porque la 5ª etapa constituye el paso final y emplea dos transistores complementarios en contrafase en serie entre sí, cuyas bases estan excitadas a partir del emisor del transistor de la cuarta etapa, una base directamente y la otra a través de un diodo que cumple la función de estabilizador térmico, estando el colector del transistor final NPN directamente conectado a la alimentación anódica positiva y el colector del transistor final PNP conectado directamente a la alimentación anódica negativa y finalmente, estando conectados los emisores de ambos transistores al terminal "caliente" de salida a través de oportunas resistencias de pequeño valor.

15 8ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOPRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones primera a sexta, caracterizado porque la 5ª etapa gobierna una 6ª etapa final -

20



336973

5

utilizando dicha etapa excitadora dos transistores complementarios funcionando como amplificadores de corriente casi ideales, siendo casi constante en cada uno de ellos la diferencia de potencial entre emisor y colector, estando el colector de cada uno conectado al terminal caliente de salida del amplificador a través de condensadores de gran capacidad.

10

9ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a la reivindicación anterior, caracterizado porque se conecta entre los colectores de dichos transistores complementarios de la etapa excitadora un oportuno Varistor.

15

10ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a las dos reivindicaciones anteriores caracterizado porque el colector del transistor excitador complementario NPN se conecta a la alimentación anódica positiva a través de una resistencia, y el colector del transistor complementario de excitación PNP se conecta a la alimentación anódica negativa igualmente a través de una resistencia.

20



11ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOPRECUEN-
CIA", conforme a la reivindicación octava, caracterizado
porque la base de uno de dichos transistores complemen-
tarios de excitación se conecta directamente al emisor -
del transistor de la cuarta etapa y la base del otro se
5 conecta, en cambio al mismo emisor a través de dos dio-
dos y de una eventual resistencia en serie entre sí es-
tando conectados dichos diodos con su polaridad en for-
ma tal que permanezcan conductores en permanencia.

10 12ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOPRECUEN-
CIA", conforme a las reivindicaciones octava a undécima
caracterizado porque dicha 6ª etapa final emplea dos -
transistores complementarios en circuito de colector -
común estando el colector del transistor NPN directamen-
15 te conectado a la alimentación anódica positiva y estan-
do el colector del transistor PNP directamente conecta-
do a la alimentación anódica negativa, y hallándose co-
nectada la base del transistor final NPN al emisor del
excitador NPN y la del transistor final PNP al emisor
20 del excitador PNP así como tam_mbién entre sí por medio



17 FEB

336973

45

de una resistencia y finalmente estando conectados cada uno de los emisores de los transistores de potencia al terminal caliente de salida a través de una resistencia de pequeño valor.

5

13ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUFICFRECUE-

CIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, ca-

racterizado porque entre el terminal caliente de entrada

y el emisor del transistor de la segunda etapa se conecta

una red R - C (resistencia-capacidad) que incluye dos

10

potenciómetros uno de los cuales sirve para variar el -

nivel de las frecuencias bajas y el otro para variar el

nivel de las frecuencias altas en más o en menos res-

pecto a la condición intermedia que corresponde a la -

respuesta lineal, teniendo también dicha red una salida

15

que se conecta a la base del transistor de la primera

etapa dispuesta en forma tal que asegure una conexión

galvánica entre dicha base y el emisor del transistor

de la segunda etapa y, por otra parte, establezca el -

bloqueo de la corriente continua del lado del terminal

20

de entrada.



14ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUEN-
CIA", conforme a la reivindicación 13ª, caracterizado por
que dicha red, a partir del terminal caliente de entrada,
comprende un condensador de bloqueo de la corriente con-
tínua después del cual la red se divide en dos ramas, -
5 estando constituida la primera por una resistencia, un -
potenciómetro y otra resistencia en serie entre sí y la
segunda por una resistencia, otro potenciómetro y otra
resistencia también en serie entre sí, volviendo a re-
10 unirse dichas ramas en el emisor del transistor de la -
segunda etapa, y estando conectado, además, el cursor del
potenciómetro de la primera rama a los extremos del mis-
mo por medio de sendos condensadores, y, a través de una
oportuna resistencia, a la base del transistor de la pri-
15 mera etapa y, finalmente, estando conectado el cursor -
del potenciómetro de la segunda rama también a dicha ba-
se a través de un oportuno condensador.

15ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUEN-
CIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, ca-
20 racterizado porque se añaden dos transistores, uno del



336973

tipo NPN y otro del tipo PNP teniendo ambos emisores conec-
taos al terminal caliente de salida del amplificador y -
las bases conectadas a través de oportunas resistencias,
al emisor del transistor final NPN la del transistor NPN
5 y al emisor del transistor final PNP la del transistor -
PNP estando también conectada la base de dicho transistor
NPN al ánodo de un diodo y la del transistor PNP al cáto-
do del otro diodo estando conectados el cátodo del primer
diodo y el ánodo del segundo al punto de unión de dos re-
10 sistencias iguales de oportuno valor, conectadas en serie
entre la alimentación anódica positiva y la alimentación
anódica negativa y finalmente estando conectados los co-
lectores de dichos transistores uno a un punto intermedio
de la carga de emisor del transistor de la cuarta etapa
15 y el otro a un punto intermedio de la carga de colector
del transistor de la tercera etapa, de manera que el co-
lector del transistor NPN resulte ligeramente positivo -
con relación al respectivo emisor y el colector del tran-
sistor PNP resulte ligeramente negativo también con re-
20 lación al respectivo emisor.



17

48

336973

16^a.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOPRECUEN-
CIA", conforme a la reivindicación anterior, caracteriza-
do porque las resistencias conectadas en serie con los -
emisores de los transistores finales y las otras resis-
tencias citadas relacionadas con los dos transistores ob-
5 jeto de la reivindicación precedente, se calculan de va-
lor tal que en condiciones de cortocircuito de la carga
exterior, dichos transistores se vuelven conductores -
cuando la corriente de los transistores finales alcance
10 el valor máximo permisible en las características de di-
sipación de los mismos, y por el contrario, con el valor
normal de la carga exterior no se vuelvan nunca conducto-
res, cualquiera que sea la potencia de salida del ampli-
ficador.

15 17^a.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOPRECUEN-
CIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, ca-
racterizado porque entre los dos terminales de salida -
se conectan un condensador y una resistencia en serie -
entre sí, de valores oportunos para constituir una car-
20 ga fija suplementaria para frecuencias más elevadas -



336973

que las de la banda útil.

18ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOfRECUENCIA",

conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque entre la base del transistor de la primera etapa y el emisor del transistor de la segunda etapa, se conecta un pequeño condensador de capacidad oportuna para reducir la ganancia a frecuencias más elevadas que las de la banda útil.

19ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOfRECUEN-

CIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque entre la base del transistor de la tercera etapa y el emisor del transistor de la cuarta etapa, se conecta un pequeño condensador de capacidad oportuna para reducir la ganancia a frecuencias más elevadas que las de la banda útil.

20ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOfRECUEN-

CIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque se emplean en la primera etapa un transistor NPN, en la segunda también un transistor NPN, en la tercera un transistor PNP, en la cuarta un transistor



NPN, en la quinta y en una sexta eventual sendas parejas de transistores complementarios.

5 21ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones primera a 19ª, caracterizado porque se emplean, en la primera etapa un transistor PNP, en la segunda también un transistor PNP, en la tercera y en la cuarta sendos transistores NPN y en la quinta y en una sexta eventual, sendas parejas de transistores complementarios.

10 22ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque se disponen dos filtrajes suplementarios con células R - C (resistencia-capacidad), uno en la alimentación anódica positiva y otro en la alimentación anódica negativa, en puntos tales que produzcan un filtrado suplementario de la alimentación de las tres primeras etapas.

15 23ª.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA", conforme a las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque se dispone un circuito de alimenta-

20



5 ción que comprende un transformador de alimentación con devanado secundario con derivación central, realizado - en arrollamiento bifilar, estando conectada la toma central a la masa común del amplificador, un rectificador - en puente a diodos (cuatro diodos) conectados de manera que suministre dos tensiones de igual valor y de polaridad opuesta con respecto a dicha masa común, y finalmente, dos condensadores de filtro de oportuna capacidad, - iguales entre sí, conectados entre dicha masa común y -
10 dichos polos de salida, de polaridad opuesta, del rectificador en puente.

24a.- "AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO DE AUDIOFRECUENCIA".

15 La presente Memoria Descriptiva consta de cincuenta y una hoja escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 17 de Febrero de 1.967

EL AGENTE OFICIAL

A. L. DE LA HERRÁN

Figura 1 336973

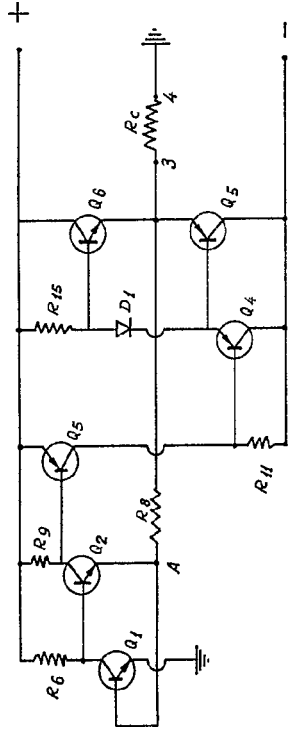


Figura 2 336973

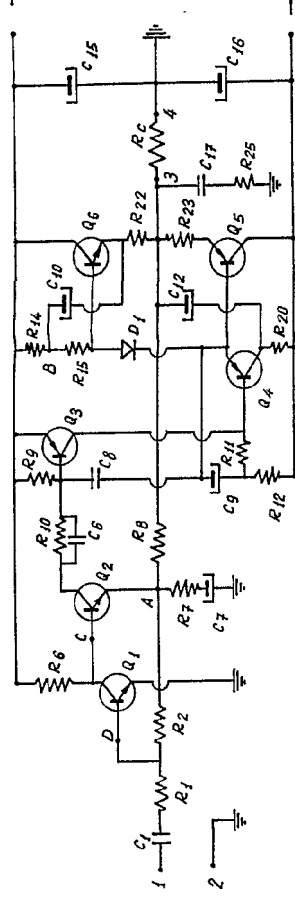


Figura 3

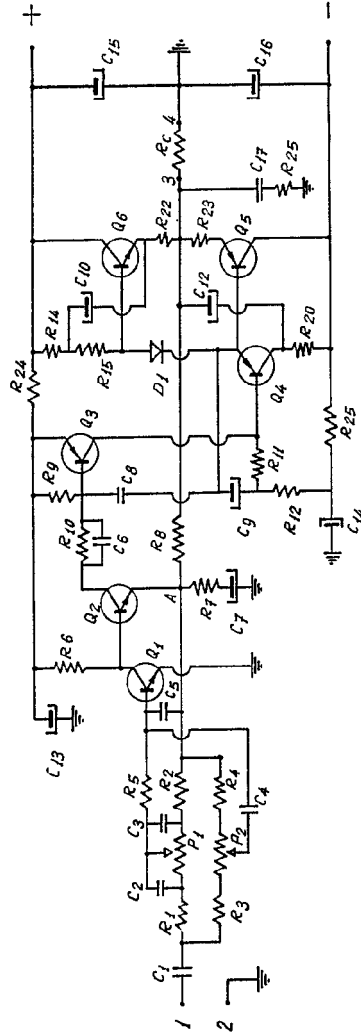
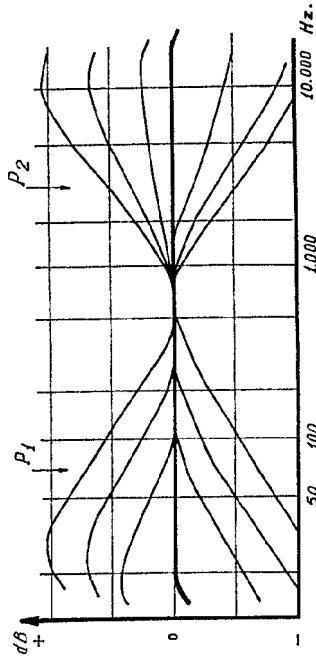


Figura 4



Escala variable
MADRID

Handwritten signature or initials

INTER ELECTRONICA, S.A.

Figura 1

336973

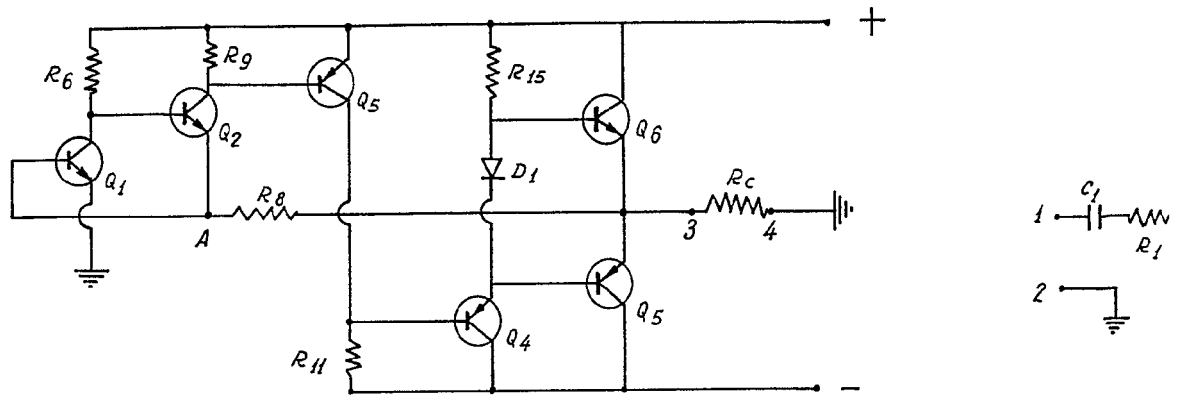


Figura 3

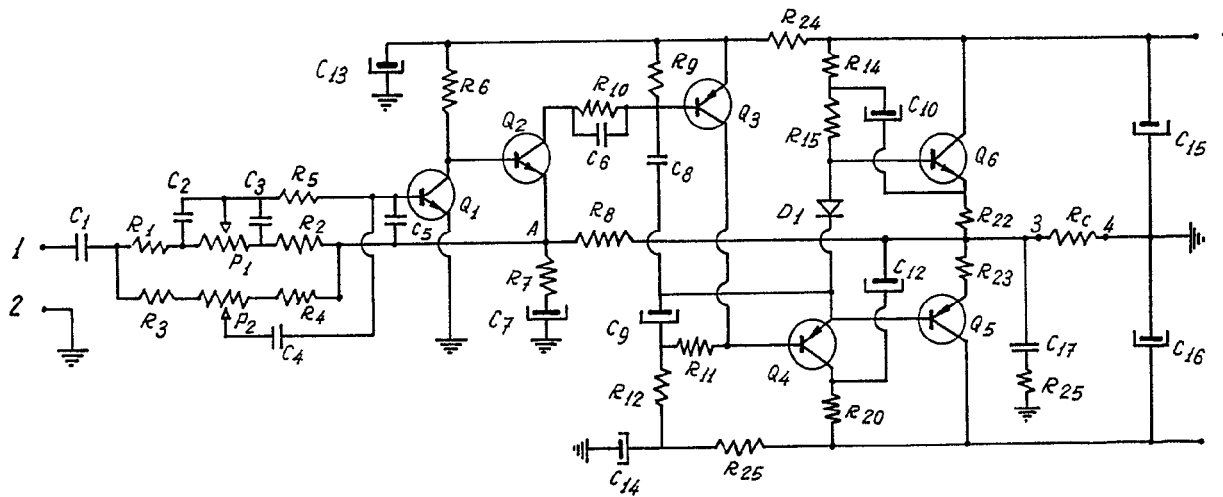


Figura 2

336973

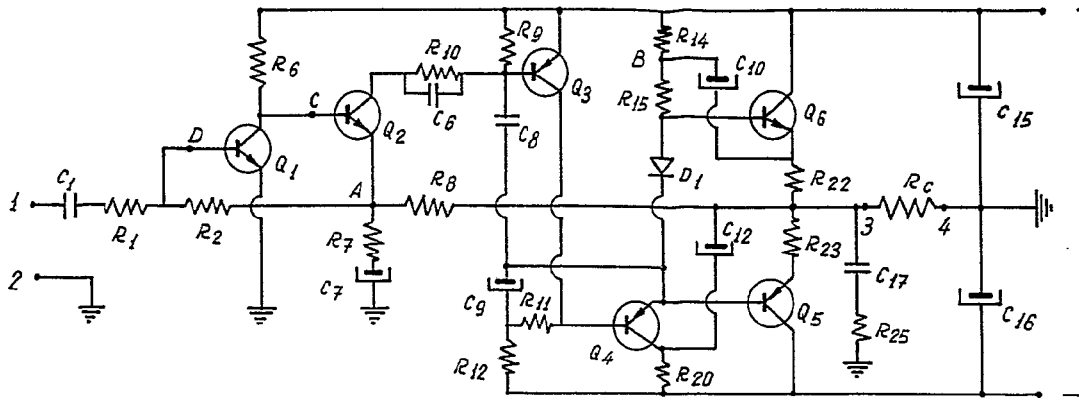
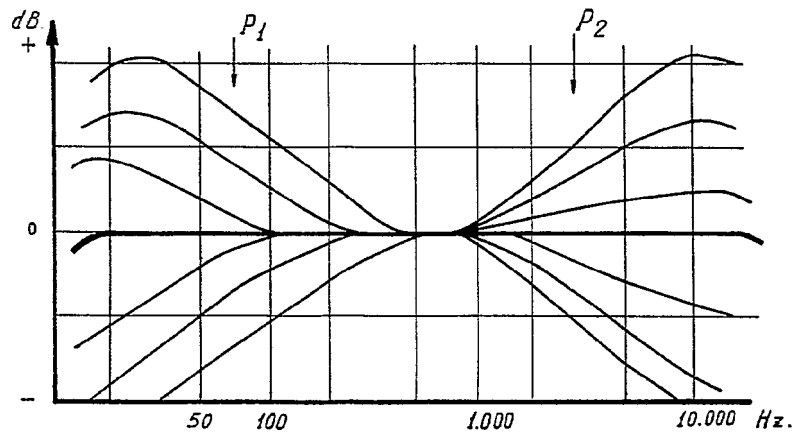
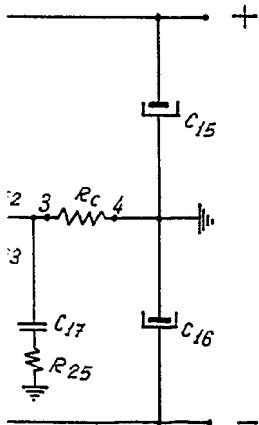


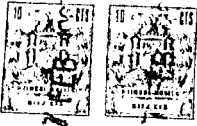
Figura 4



Escala variable

MADRID

Handwritten signature



3306

Figura 5

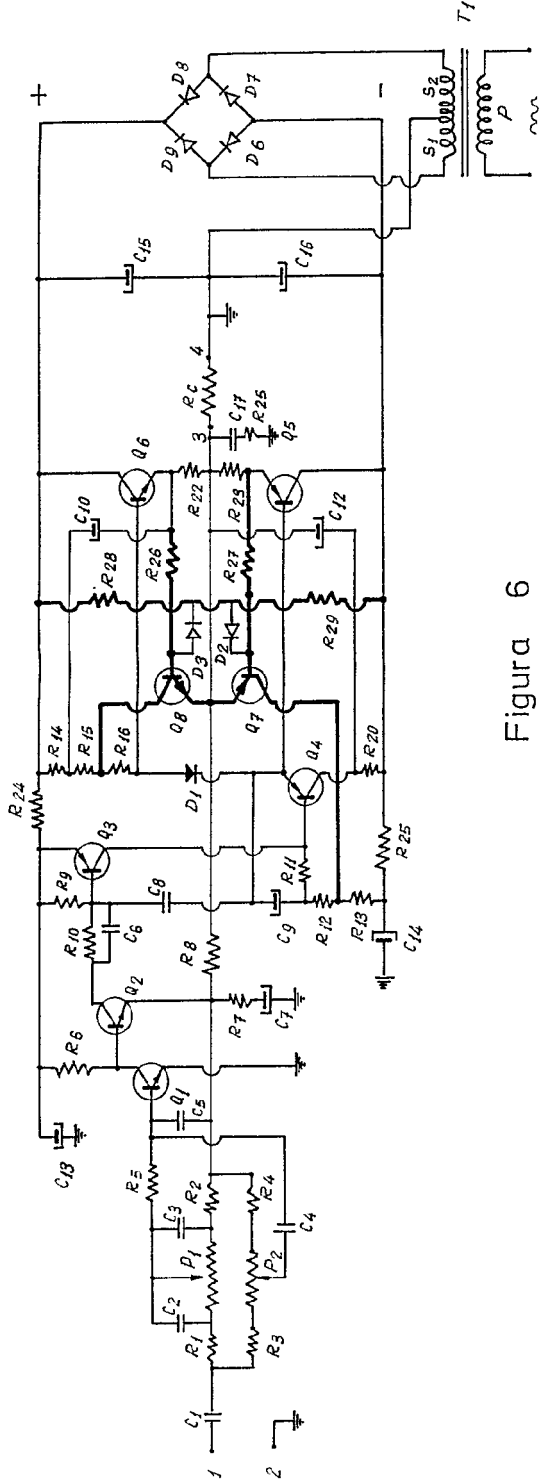
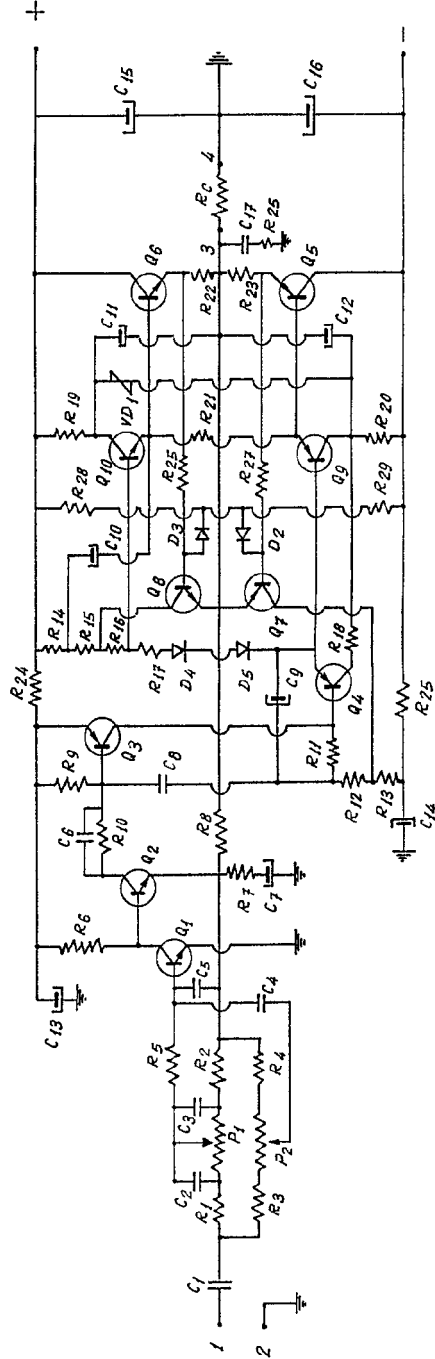


Figura 6



Escala variable
MADRID

[Handwritten signature]

3360

Figura 5

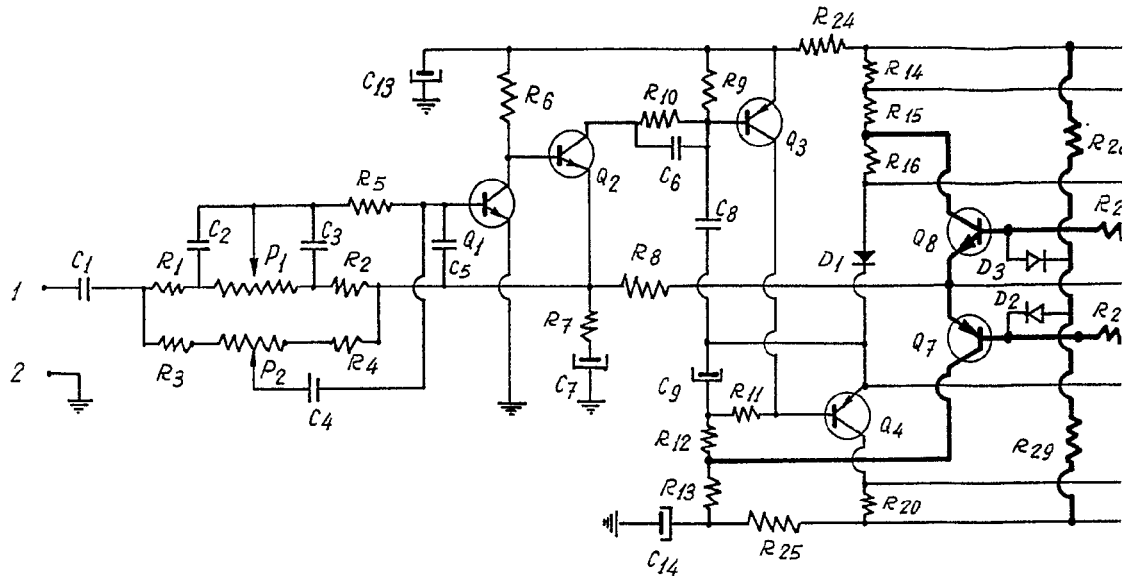


Figura 6

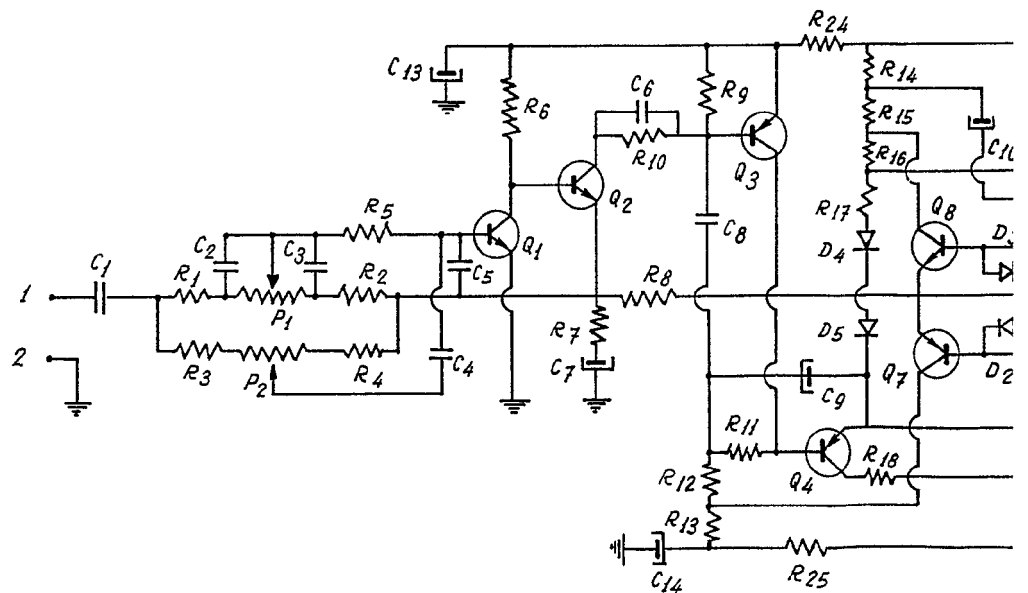


Figura 5

3309

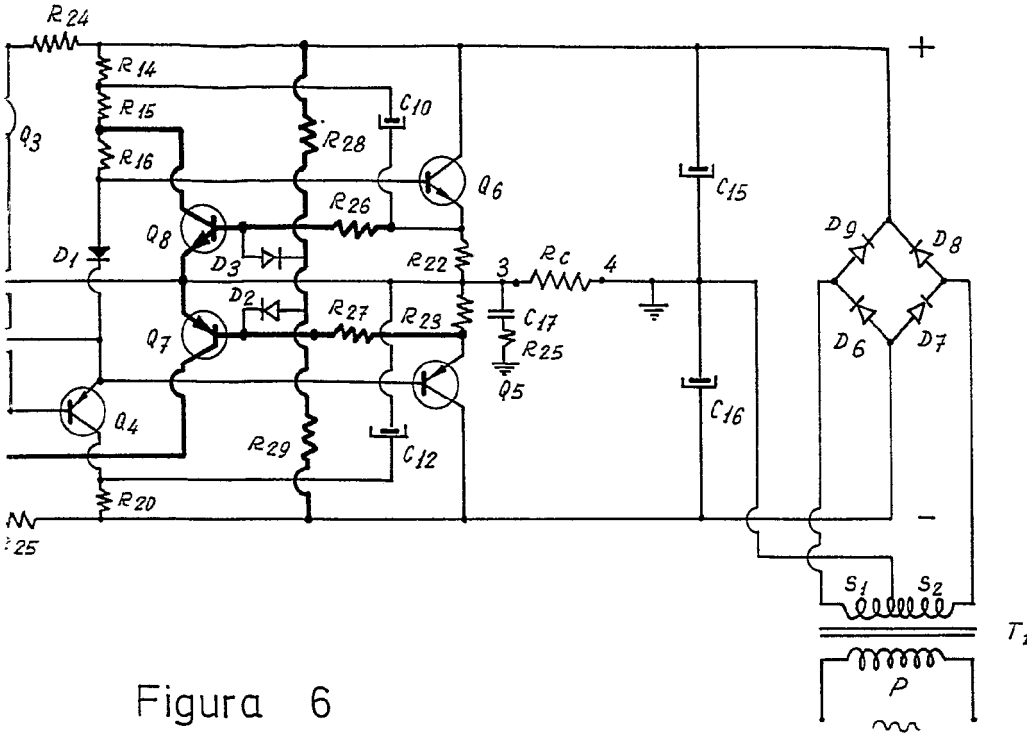
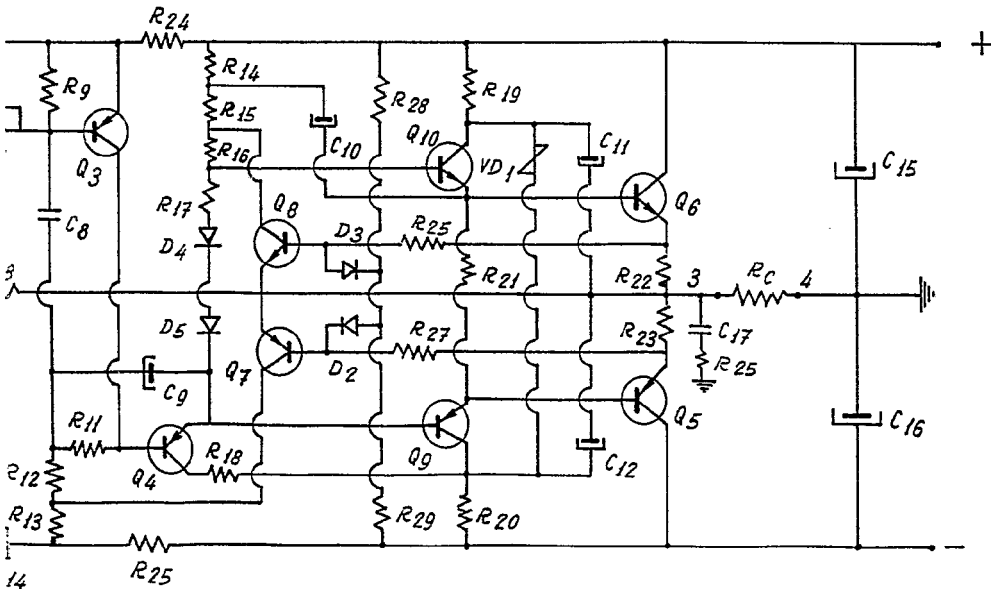


Figura 6



Escala variable
MADRID

[Handwritten signature]