



memoria descriptiva

374031

SECCION I FONICA
CLASIFICACION I. P. C.
CLASE H-03
SUBCLASE F

PATENTE DE INVENCION

Que se solicita en ESPAÑA, por VEINTE AÑOS, a favor de
INTER ELECTRONICA, S.A., de nacionalidad española, re-
sidente en Barcelona, Travesera de las Corts- 312 - 314
por: "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSIS-
TORIZADOS DE CLASE B"

— oo 0 oo —



El presente invento está relacionado con el problema de la estabilidad térmica de los amplificadores transistorizados con paso final en "push-pull" clase B sin transformadores de entrada y de salida.

- 5.- Generalmente en los amplificadores transistorizados en clase A, la estabilidad térmica se logra por medio de una realimentación negativa en corriente continua que reduce convenientemente las variaciones de la corriente de colector del transistor final cuando varía la temperatura del mismo.
- 10.- En los amplificadores de potencia de clase B del tipo normal, dicho sistema es de difícil aplicación por el motivo de que la corriente de reposo (es decir, la que hay sin señal de entrada) de los transistores finales es generalmente pequeña y fluye en resistores, que por cuestiones de rendimiento, son de valor ohmico muy
- 15.- bajo; por lo tanto, la tensión que se establece entre los terminales de dichos resistores es demasiado pequeña a los fines de la estabilización de la corriente de reposo del paso final por medio de una realimentación negativa en corriente continua. La consecuencia es que para realizar la estabilización se tienen que emplear otros
- 20.- medios, que por no tener las propiedades de autoregulación propias de

374031 28 NOV



la realimentación negativa, resultan críticos y no siempre seguros.

Según los conceptos del presente invento se realiza un sistema que, permitiendo el empleo de una eficaz realimentación negativa en co-

rriente continua, también en los amplificadores con paso final en cla

5.- se B, elimina totalmente la antedicha crítica y permite, además, lo-

grar una fácil y eficaz compensación de las variaciones de los pará

metros de los transistores finales que proceden de causas térmicas,.

Además, como quedará explicado más adelante, los conceptos del presen

te invento son aplicables bien a los amplificadores con paso final de

10.- simetría complementaria pura, o a los amplificadores con paso final

de simetría complementaria casi, que emplean dos transistores finales

iguales entre sí.

Para ilustrar los conceptos del presente invento, nos referimos a

las figuras representadas en la lámina de dibujos adjunta:

15.- .- Fig. 1: ilustra el principio básico de la estabilización de la

corriente de reposo de los transistores finales aplicado a un circuito

de simetría complementaria que actúa en clase B.

.- Fig. 2: pone en evidencia la aplicación del mismo principio ilus

trado por la fig. 1, a un circuito de simetría casi-complementaria, que

20.- actúa también en clase B.

37403 B 8 NOV. 1950



5.- Fig. 3: actuación práctica del circuito de la fig. 2 que se ca-
racteriza por tener un sistema de compensación de la deriva térmica
de los transistores finales.

10.- Fig. 4: complementario del circuito de la fig. 3, con circui-
tos de realimentación que minimizan la distorsión de cruce y asegu-
ran el equilibrio en corriente continua del paso final.

15.- En el circuito de la fig. 1, que corresponde a dos pasos en cus-
cada de colector común y de simetría complementaria, los transistores
Q1 y Q2 actúan como pilotos de los transistores finales Q3 y Q4, los
10.- cuales trabajan en clase B, es decir, con corriente de reposo muy pe-
queña en relación al valor de punta que la corriente que fluye a tra-
vés de Q3 y Q4 puede admitir en presencia de señal. El resistor R15
representa la carga exterior y el condensador C9 sirve para bloquear
la corriente continua que podría, de otra forma, pasar en R15 si el
15.- paso final no fuera exactamente balanceado respecto a la corriente
continua. El circuito de la fig. 1 está alimentado con dos tensio-
nes +B y -B, de igual valor, pero de polaridades opuestas, para que
dicho sistema de alimentación sea el más conveniente. Pero el cir-
cuito podría funcionar correctamente también si se conectara a la ma-
20.- sa común, bien el -B o el +B, dado que la señal de entrada se aplica

5- 37403 1/2 B N



por medio de un condensador de aislamiento C8.

La característica básica, según el invento, del circuito de la fig. 1, consiste en lo siguiente:

- 12.- En serie con los emisores de los transistores finales Q3 y Q4 están conectados, respectivamente, los resistores R11 y R12, de valor ohmico relativamente alto, por ejemplo igual o superior al valor de la carga exterior R15. Dichos resistores aseguran una fuerte realimentación negativa en corriente continua de los transistores finales Q3 y Q4, que tiende a estabilizar la corriente de los mismos en ausencia de señal.

- 22.- En paralelo con los transistores R11 y R12 están respectivamente conectados los diodos de silicio D2 y D3. El nivel de conducción directa de estos diodos es del orden de $0,5 \frac{1}{2} 0,6$ voltios y la resistencia diferencial interna de los diodos mismos, cuando conducen directamente, es muy baja.

- Según los conceptos del invento, la corriente de reposos de los transistores finales Q3 y Q4 está elegida de un valor tal que la caída de tensión, sin señal, en R11 y R12, resulta sólo una fracción (por ejemplo, el 50 %) de la tensión que se necesita para que los diodos D2 y D3 pasen del estado de bloqueo al estado de conducción.



Por lo tanto, en ausencia de señal, D2 y D3 quedan inactivos y Q3 y Q4 actúan con una fuerte realimentación negativa de emisor (producida por R11 y R12) que estabiliza la corriente de reposo de los transistores. Por el contrario, en presencia de señal, cuando la caída de tensión en R11 y R12 alcanza el nivel de conducción de los diodos, éstos últimos conducen permitiendo el traslado de la potencia de salida a la carga exterior R15, con pequeñas pérdidas.

5.- 3º.- Las baterías B1 y B2 mantienen constante la tensión de polarización de las bases de Q1 y Q2, a un valor tal que quedan cumplimentadas las condiciones explicadas en el punto anterior 2º.

10.- 4º.- Las resistencias R21 y R22, iguales entre sí, aseguran el balanceamiento en corriente continua de los dos pasos.

15.- 5º.- Las resistencias R10 y R13, conectadas respectivamente en paralelo a las uniones base-emisor de Q3 y Q4, sirven para elevar al "máximun" posible las tensiones de "Breack-Down" primario de Q3 y Q4, con objeto de incrementar la seguridad de funcionamiento del paso final (Q3 y Q4).

20.- Para aclarar el concepto del circuito es suficiente observar que en los circuitos convencionales el valor que se asigna a R11 y R12

37403128



es normalmente igual, o inferior, a los 0,5 ohmios, al objeto de no reducir excesivamente el rendimiento del paso final. En efecto, dado que en estos circuitos no hay los diodos D2 y D3, la caída de tensión en R11 y R12 es proporcional a la corriente de emisor de Q3 y de Q4 respectivamente; y dado que estos últimos actúan en clase B, suponiendo, como es normal, que $R11 = R12$, la potencia disipada de éstos es prácticamente igual a $\frac{R11}{R15} P_u$, siendo P_u la potencia útil que absorbe la carga exterior R15.

Por lo tanto, si fuera $R11 = R15$, por ejemplo, la mitad de la potencia producida por el paso final se encontraría disipada en calor en R11 y R12, y el rendimiento del paso final bajaría en medida inadmisibles, especialmente cuando se trata de amplificadores de fuerte potencia. Por esta razón, en los circuitos convencionales, se toman para R11 y R12 valores pequeños, menores del 10 % del valor de la carga R15. Pero con valores tan pequeños de R11 y R12, no es posible realizar una buena estabilización de la corriente de reposo por efecto de realimentación negativa; suponemos, por ejemplo, que sea $R11 = R12 = 0,3$ ohmios (valor muy normal), y que la corriente de reposo de Q3 y Q4 sea de 25 de mA; la caída de tensión en R11 y R12, a reposo (sin señal) sería igual a 7,5 milivoltios, valor muy inferior a la

374031

28 W.



variación térmica del nivel de conducción base-emisor de los transis-
tores finales, que puede alcanzar los 150 \pm 200 milivoltios; si
ahora se supone que se mantiene constante la tensión entre las bases
de Q3 y Q4, la variación térmica del nivel de conducción de estos
5.- últimos, puede producir variaciones grandísimas de la corriente de
reposo, que es posible reducir solo con compensaciones, es decir,
reduciendo con oportunos medios, la tensión entre las bases de Q3 y
Q4 cuando sube la temperatura de los mismos; está claro que una bue-
na compensación capaz, por ejemplo, de mantener la corriente de re-
10.- poso entre límites de uno a dos, es de realización bastante crítica
y requiere un ajuste particular para cada amplificador.

Por el contrario, si de conformidad con los conceptos del in-
vento, asignamos a R11 y R12 valores del orden, por ejemplo de 10
ohmios, la caída de tensión en ellos, por efecto de la corriente de
15.- reposo de Q3 y Q4 (suponiendo que sea siempre de 25 mA), alcanzará
los 250 milivoltios, lo que permite limitar la variación térmica de
la corriente de reposo dentro de un campo menor que uno a dos, sin
empleo de sistemas de compensación y, simplemente, manteniendo a un
valor constante la diferencia de potencial entre las bases de Q3 y
20.- Q4. En la hipótesis de que las variaciones térmicas de los transis-

374031 28



tores pilotos Q1 y Q2, sean despreciables, dicha condición se realiza simplemente al mantener constante la diferencia de potencial entre las bases de Q1 y Q2; en la fig. 1, los medios para lograr esta condición están simbólicamente representados con las baterías B1 y

5.- B2.

Es también evidente que, en presencia de señal, la caída de tensión en R11 y R12 queda limitada a un valor máximo del orden de 0,5 $\frac{1}{2}$ 0,7 voltios, por los diodos D2 y D3, de manera que el rendimiento del paso final llega a ser superior, en general, al que se logra con los circuitos convencionales.

10.-

Obviamente el caracter discontinuo de la carga de emisor de Q3 y Q4, producido por D2 y D3, hace subir la distorsión armónica hasta un nivel muy próximo al nivel de cruce de los transistores finales; pero como se indicará más adelante, este inconveniente puede ser eli-

15.-

minado con oportunas medidas de fácil realización.

El mismo principio básico anteriormente discutido con referencia a un circuito con paso final en clase B de simetría complementaria, vale también para un circuito del tipo representado en la fig. 2, en el cual se emplean dos transistores finales iguales entre sí,

20.-

que actúan también en clase B (paso final de simetría casi comple

374031

28



mentaria). En este caso el resistor R12 queda conectado en serie al colector del transistor final Q4 y este último está pilotado en su base por el colector de Q2 en lugar de por el emisor. Si Q3 y Q4 son del mismo tipo, el valor ohmico de R13 tiene que ser igual al valor ohmico de R10; obviamente R11 y R12 deben tener igual valor ohmico entre sí y de un orden igual o superior al valor de R15 (carga exterior).

5.- Aparte de dichas diferencias, debidas al tipo de paso final, el comportamiento del circuito de la fig. 2 es idéntico al anteriormente explicado con referencia al circuito de la fig. 1.

10.- Como se dijo anteriormente, las baterías B1 y B2 representan, simbólicamente, dos generadores de tensión constante; en la realidad es preciso sustituir dichas baterías por otros elementos que no sufran degeneración y, además, permitan ajustar con facilidad la diferencia de potencial entre las bases de Q1 y Q2; finalmente, es también deseable realizar, con medios no críticos, una variación oportuna de la diferencia de potencial entre las bases de Q3 y Q4, al objeto de reducir ulteriormente la variación de la corriente de reposo de los transistores, al variar bien la temperatura ambiente o la temperatura interior de los transistores que, obviamente sube

15.-

20.-

374031

28 NOV



cuando hay salida de potencia.

Según los conceptos del presente invento, dichas exigencias se cumplen por medio de la estructura circuital representada en la fig. 3, que constituye un perfeccionamiento de aquella en la fig. 2.

5.-

Las baterías B1 y B2 quedan reemplazadas por los transistores Q5 y Q6 y por los elementos R6, R7 y P1; el partidor de tensión P1-R7-R6, permite aplicar entre base y emisor de Q5 una fracción ajustable (por medio de P1) de la diferencia de potencial que subsiste entre los puntos M y N, o sea, entre las bases de Q1 y Q2. Si

10.-

Q5 es conductor, su corriente de colector pasa en la unión base-emisor del transistor complementario Q6, ocasionando, en este último, una corriente de colector que es igual a la corriente de colector de Q5 multiplicada por la ganancia en corriente de Q6. La corriente de Q6 tiende a reducir la diferencia de potencial entre M y N; pero si

15.-

dicha diferencia de potencial disminuye, disminuye también la diferencia de potencial entre base y emisor de Q5; obviamente este proceso no puede seguir más allá del nivel de bloqueo entre base y emisor de Q5; en efecto, si Q5 queda bloqueado, también Q6 se bloquea y la tensión entre los puntos M y N vuelve a subir. Dado que Q5 y Q6 actúan

20.-

en cascada con una ganancia de corriente resultante igual al produc



to de las ganancias propias, se produce un efecto de realimentación ne
gativa en corriente continua muy fuerte que tiende a mantener entre
los puntos M y N una diferencia de potencial tal que la base de Q5
quede cerca de su nivel de corte, sin alcanzarlo todavía. Puesto que
5.- la tensión base-emisor de Q5 no depende solo de la diferencia de poten
cial entre M y N, sino también de la relación entre el valor de R6 y
el valor resultante de R7+P1, está claro que es posible ajustar el va
lor de la diferencia de potencial, ajustando el cursor de P1. Por lo
tanto se puede concluir que la diferencia de potencial entre los pun
10.- tos de M y N es un múltiplo según un factor constante (que se puede
ajustar actuando sobre P1) de la tensión de bloqueo base-emisor de
Q5. Ahora bien, si varía la temperatura ambiente, varía también la
tensión de bloqueo y, en consecuencia, la diferencia de potencial en
tre M y N varía en proporción. Además varía también el nivel de con
15.- ducción de Q1, Q2, Q3 y Q4; por lo tanto, si Q5, Q1, Q3, y Q4 son de
la misma categoría (por ejemplo todos de silicio), la variación de la
diferencia de potencial entre M y N, compensa casi exactamente la
variación del nivel de conducción de Q1, Q2, Q3 y Q4, así que la co
rriente de reposo de los dos últimos quede prácticamente constante e
20.- independiente de la temperatura ambiente; gracias a la presencia de la

374031



fuerte realimentación negativa en corriente continua, anteriormente considerada, dicha compensación no tiene ningún carácter de criticidad.

- Según los conceptos del invento es posible lograr también una
- 5.- casi perfecta compensación de la deriva térmica de los transistores finales, cuando estos se calientan entregando potencia a la carga exterior R15. Este objeto se logra conectando en serie a la carga exterior un resistor R14 de pequeño valor ohmico (en relación al valor de la carga R15) y acoplando térmicamente dicho resistor con el
- 10.- cuerpo del transistor Q5.

- En efecto la potencia disipada en R14 es proporcional a la potencia de salida (disipada en la carga R15) y es función concomitante con la potencia disipada en los transistores finales Q3 y Q4 hasta los dos tercios de la potencia de salida máxima. Por lo tanto,
- 15.- también el calentamiento de R14 varía, entre ciertos límites bastante amplios, con ley parecida al calentamiento interior de Q3 y Q4. Transmitiendo parte de este calentamiento al cuerpo de Q5, la tensión de bloqueo del mismo disminuye, haciendo bajar, por lo dicho
- antes, la diferencia de potencial entre los puntos M y N; ahora
- 20.- bien, se demuestra experimentalmente que es posible compensar casi



exactamente la deriva térmica de los transistores finales Q3 y Q4, al subir la potencia útil de salida, ajustando convenientemente el acoplo térmico entre R14 y Q5. Dicho acoplo térmico puede estar realizado por proximidad o por medio de un conductor térmico con resistencia térmica ajustable; de todas maneras el ajuste no es crítico debido a la autorregulación producida por la realimentación negativa en corriente continua procedente de R11 y R12.

Este sistema, además de no ser crítico, es también muy eficaz, dado que es posible asignar a R14 una constante de tiempo térmica muy similar a la interior de Q3 y Q4; así que la compensación se produce sin retardos perjudiciales para la integridad de los transistores finales Q3 y Q4. Es evidente que no sería posible lograr este resultado poniendo Q5 en contacto térmico con el radiador de Q3 y Q4 dado que los radiadores que se necesitan para los transistores de fuerte potencia, son muy gruesos y poseen, en consecuencia, una constante de tiempo térmica muy larga. En efecto ocurre que la temperatura interior de los transistores finales sube mucho antes que la temperatura del radiador y este hecho haría ineficaz la compensación térmica en largos períodos de duración, con la consiguiente subida de la corriente de reposo, y, por eso, de la disipación in



terna de los finales mismos.

El sistema ilustrado en la fig. 3 es también aplicable, íntegramente, a estructuras con paso final complementario, simplemente introduciendo las variaciones sencillas de conexionado que se

5.- pueden detectar comparando el circuito de la fig. 2 con el circuito de la fig. 1.

En la fig. 4 se puede ver un circuito más completo caracterizado por tener, además de las características del circuito de la fig. 3, también las siguientes:

- 10.-
- a) - Distorsión de no linealidad muy baja.
 - b) - Conexión directa (sin condensador) de la carga exterior.
 - c) - En régimen saturado: corte simétrico, sin modulación a la frecuencia del zumbido de la alimentación.

15.- Según los conceptos del presente invento dichas características se logran con los siguientes medios:

- a) - Distorsión: la distorsión debida a la falta de linealidad de los transistores y, sobre todo, a la acción discontinua de los diodos D2 y D3, queda reducida a niveles despreciables gracias a los siguientes procedimientos:

20.- - Condensadores de oportuna y pequeña capacidad, C1, C2, y C3

374031 28



que producen una rotación de fase, en correspondencia de las frecuencias supersónicas, favorable a la estabilidad cuando se introduzca una fuerte realimentación negativa.

- 5.-
 - Grupos amortiguadores C10-R21, C11-R22, C12-R23, que colaboran para el mismo fin anteriormente definido.
 - Inductancia L1 de pequeño valor (de 1 a 5 μ Henry) amortiguada por R24 de valor ohmico del mismo orden que la carga exterior, R15, que asegura la estabilidad también con cargas exteriores de caracter parcialmente reactivo.
- 10.-
 - Realimentación negativa selectiva, por medio del pequeño condensador C9 que actúa principalmente a las frecuencias supersónicas reduciendo la ganancia del amplificador a estas frecuencias y contribuyendo, por cuestiones de fase, a la estabilidad del circuito.
- 15.-
 - Realimentación negativa de gran entidad entre el punto S y el emisor del transistor Q8, la cual minimiza las distorsiones de no linealidad de cualquier procedencia; por efecto del pequeño condensador C2, esta realimentación sube a las frecuencias supersónicas minimizando la distorsión de cruce y también la distorsión producida por D2 y D3. En las frecuencias sónicas esta -



374031

realimentación depende de la relación entre los valores ohmicos de R3 y R2; el valor de este último conviene sea pequeño (inferior a 50 ohmios), al objeto de reducir a valores despreciables la realimentación de emisor del propio Q8.

- 5.- - Realimentación positiva realizada por medio de C4; esta realimentación cumple dos importantes funciones: la primera es permitir el completo pilotaje de Q1 en la alternancia positiva de la señal de baja frecuencia; en efecto, dado que C4, de gran capacidad, tiende a mantener constante su carga, el punto de conexión entre R8 y R9, puede sobrepasar, en el sentido positivo, el nivel de tensión próximos al positivo anódico. La segunda función es convertir Q7 en un generador de corriente constante de manera que la ganancia del mismo quede prácticamente proporcional al valor diferencial de su carga de colector; esta carga depende en buena parte de las cargas de emisor de Q1 y de Q2, las cuales dependen, a su vez, de las cargas de emisor de Q3 y Q4 respectivamente; estas últimas cargas toman su valor máximo en la proximidad del valor de cruce entre el estado de conducción de Q3 y Q4 y, más exactamente, cuando D2 y D3 no conducen. Por lo tanto, también la carga dinámica y, en consecuencia, la ganancia
- 10.-
- 15.-
- 20.-

374038 NOV. 1954



- cia de Q7, suben en dicha condición, ocasionando una parcial compen
sación de la disminución de la ganancia de Q3 y Q4. El resultado se
manifiesta con una notable disminución de la distorsión de cruce así
que, considerando las otras disminuciones producidas por las realimen
5.- taciones negativas antedichas, es posible lograr, al final, un nivel
de distorsión no lineal extremadamente bajo sin afectar a la estabi
lidad térmica del paso final y del paso piloto.
- La eliminación del condensador C9, en serie con la carga exterior R15,
requiere que la tensión media del punto S sea nula con una aproxima
10.- ción de $\pm 0,05$ $\frac{v}{0}$ 0, 1 voltios. Para cumplir esta condición es pre
ciso, en primer lugar, emplear dos tensiones de alimentación +B y -B,
del mismo valor absoluto, pero de polaridad opuesta. En segundo lugar
es también preciso introducir un sistema de regulación automática que
tiende a anular el valor medio de la tensión del punto S respecto a
15.- la masa común del circuito. Según los conceptos del presente invento,
este objeto se logra comparando la tensión media del punto S con el
potencial de la masa común y aplicando la diferencia a la entrada de
un preamplificador, la salida del cual se conecta galvánicamente a
la base del transistor Q8; es establece así una red de realimentación
20.- en corriente continua que si es de fase negativa, tiende a reducir

374031

28 Nov



- la tensión media del punto S respecto a la masa común. Si la ganancia de tensión a red abierta es fuerte, la tensión media residual en S permanece pequeña; por lo tanto no hay dificultades en reducir dicha tensión de acuerdo con las necesidades, asignando el preamplificador
- 5.- una conveniente ganancia en c. c. En el esquema de la figura 4, el preamplificador está simbólicamente representado por un bloque que incluye el circuito de comparación de la tensión media del punto S, con el potencial de la masa común: el potencial medio antedicho se traslada al preamplificador por medio del resistor R20.
- 10.- - El corte simétrico y no modulado se logra, según los conceptos del invento, con tres medidas que actúan en concordancia. La primera consiste en asignar a los transistores finales y pilotos una tensión de alimentación de pocos voltios (3 o 4) más alto de la que hay en los puntos T y Z; este objeto se logra disminuyendo las tensiones en T y Z por
- 15.- medio de los resistores R16 y R17 respectivamente. La segunda consiste en limitar el recorrido del punto M en el sentido positivo, a un nivel máximo casi igual (poco superior) a la tensión positiva en el punto T; ello se logra por medio del diodo D1; si este último es un diodo de silicio, la tensión máxima del punto M puede sobrepasar la tensión con
- 20.- tinua del punto T en unas $0,5 \pm 0,5$ voltios, pero no más. La tercera

374031

28 NOV. 1958



consiste en asignar a R16 y R17 valores tales que el corte empiece exactamente a los mismos niveles positivos y negativos. Generalmente, en el caso del circuito de la fig. 4, se necesita asignar a R17 un valor algo inferior respecto al valor de R16. Los condensadores C5 y C6, de suficiente capacidad, sirven para reducir la tensión alterna de sumido en los puntos T y Z, y además, para desacoplar el paso piloto y el paso final, de los pasos previos, con objeto de eliminar la posibilidad de realimentaciones indeseadas. Puesto que el nivel de corte está determinado por las tensiones de los puntos T y Z y no por las tensiones de alimentación del paso final, el corte se produce a un nivel constante, no modulado.

En las figuras 2, 3 y 4 se han demostrado posibles aplicaciones del presente invento con referencia a amplificadores con paso final de simetría casi complementaria; se ha elegido, para ilustrar la aplicación de los conceptos del invento, este tipo de amplificador porque, en el estado actual de la técnica, es el más conveniente, dado el alto coste de las parejas complementarias de transistores de silicio de fuerte potencia. Está totalmente claro que los mismos principios básicos se pueden aplicar también a los amplificadores de simetría complementaria pura, por ejemplo del tipo representado (limitándolos al paso

374031

28 NOV.



piloto y al paso final) en la fig. 1.

5.- Para extender los principios del invento a los amplificadores de simetrías complementaria pura, es suficiente introducir en los circuitos de las figuras 3 y 4, las pequeñas modificaciones con las cuales se pasa del circuito de la fig. 2 al circuito de la fig. 1.

10.- Además, los mismos principios básicos se pueden aplicar a los amplificadores de simetría complementaria con paso final de emisor común; con relación al circuito de la fig. 4, dichos amplificadores están caracterizados por el hecho de que Q3 es un transistor PNP (en lugar de NPN), pilotado por P1 en la misma manera que en el circuito de la fig. 4, el transistor Q2 pilota el transistor Q4.

15.- Independientemente de las particularidades de los diversos circuitos que es posible preveer, es fundamental aclarar que los principios básicos del presente invento, en las formas anteriormente ilustradas, son aplicables a varios tipos de circuitos de amplificadores transistorizados de la categoría "transformer less" (sin transformadores) al objeto de solucionar el problema de la estabilidad térmica del paso final y del paso piloto, sin comprometer las características de baja distorsión de no linealidad que se precisan para los amplificadores de alta fidelidad de alto nivel de calidad, y además, cumpliendo otras

20.-

374031

28 NOV



exigencias, como por ejemplo, el corte simétrico y no modulado por el zumbido en régimen saturado y la conexión directa (galvánica) de la carga exterior.

Una vez descrita convenientemente la naturaleza del invento,

- 5.- se hace constar que a los efectos oportunos el mismo no queda limitado a los detalles exactos de esta exposición sino que por el contrario en él, se introducirán aquellas modificaciones de detalle que las circunstancias y la práctica pudieran aconsejar, siempre que no se alteren las características esenciales del mismo que se resumen en las siguientes:
- 10.-

REIVINDICACIONES

- 1.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", caracterizados porque los dichos transistores finales se conectan entre sí en serie a través de dos diodos también en serie con polaridad tal que cada uno de ellos actúe en conducción directa cuando conduce el respectivo transistor, cada diodo está derivado por un resistor de valor ohmico igual o superior a la resistencia nominal de la carga exterior, esta última está conectada a través de una eventual inductancia amortiguada de conveniente valor y de un eventual condensador de bloqueo de la corriente continua, al punto
- 15.-
- 20.-

3740321 NOV. 1954



- de unión de los diodos por uno de sus terminales, y a la masa común, por el otro, y caracterizados además porque están previstos medios convenientes para mantener entre las bases de los transistores complementarios -que actúan de pilotos- una diferencia de potencial que, variando oportunamente en función de la temperatura ambiente y de la potencia de salida, asegure un valor conveniente y substancialmente constante de la corriente de reposo de los transistores finales, que están directamente acoplados a los pilotos, dicha corriente de reposo está ajustada a un valor bastante bajo para que, sin señal, los diodos queden bloqueados por ser demasiado pequeña en relación al nivel de conducción de los diodos, la caída de tensión en los resistores derivados en paralelo a los mismos diodos, y caracterizados finalmente porque están previstos medios adecuados para reducir la distorsión de no linealidad producida por la actuación discontinua de los mencionados diodos, y también, la distorsión de cruce de los transistores finales y las demás distorsiones que puedan producirse por otras causas.
- 5.-
- 10.-
- 15.-
- 20.-
- 22.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", conformes a la reivindicación primera, caracterizados porque los medios previstos para controlar la diferencia de potencial

37403 128 NOV



- entre las bases de los transistores pilotos, cumpliendo las exigen
cias especificadas, consisten substancialmente en un circuito de es
tabilización que emplea semiconductores sensibles a la temperatura
y un acoplo térmico entre el elemento sensible y un resistor de peque
5.- ño valor ohmico que se conecta en serie con la carga exterior, y tam
bién caracterizados porque los medios para reducir la distorsión de
no linealidad consisten en un sistema para mandar el paso piloto con
una fuente de resistencia diferencial interna muy alta y en dos redes
de realimentación negativa que incluyen un punto del circuito de sali
10.- da y, respectivamente, la base del transistor que actúa en el paso
anterior al paso piloto, y el emisor del transistor que precede, am
bos transistores están montados en circuito de emisor común y conec
tados en cascada antes del paso piloto.

3º.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS

- 15.- De CLASE B", conformes a las reivindicaciones precedentes, caracteri
zados porque el circuito de estabilización de la diferencia de poten
cial entre las bases de los transistores pilotos tiene la siguiente
estructura circuital: un partidor de tensión resistivo y ajustable,
por medio de un elemento semifijo, está conectado entre las dos bases
20.- de los transistores pilotos; un transistor del tipo NPN está conecta



374031

- do por su base al punto medio del partidor ajustable y por su emisor, a la base del transistor piloto del tipo PNP; además, este transistor está convenientemente acoplado térmicamente con un resistor de pequeño valor conectado en serie con la carga exterior y cuyo colector está directamente conectado a la base de un transistor PNP; este último está directamente conectado por su emisor a la base del transistor piloto del tipo NPN y por su colector a la base del otro transistor piloto (el PNP), esta base está también conectada directamente al colector del transistor que actúa en el paso anterior con montaje de emisor común, su emisor está directamente conectado, previo filtraje, a un polo de la alimentación, mientras que la base del otro transistor piloto está también conectada, a través de dos resistencias en serie entre sí, al otro polo, filtrado con célula R-C, de la alimentación, el punto de conexión entre dichas resistencias está finalmente conectado a través de un condensador de alta capacidad, al emisor del mismo transistor piloto.

- 42.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque entre el punto de conexión de los dos diodos y el terminal caliente de la carga exterior se conectan en serie entre sí la

374031²⁸



resistencia de pequeño valor ohmico que se acopla térmicamente con el primer transistor del circuito estabilizador de la diferencia de potencial entre las bases de los transistores pilotos, y una inductancia amortiguada de muy pequeño valor y tal que su influencia se haga sensible solo en el campo de las frecuencias supersónicas, el punto de conexión de los dos elementos constituye el punto común de las dos redes de realimentación negativa especificadas en la reivindicación 2ª.

5ª.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS

- 10.- DE CLASE B", conformes a la reivindicación anterior, caracterizados porque entre el punto común a las dos redes de realimentación negativa y la masa del circuito, se conecta una red amortiguadora R-C, que actúa con las frecuencias supersónicas modificando la fase y la amplitud de las mismas para asegurar la estabilidad del amplificador también con realimentación negativas muy fuertes, dicha red está substancialmente constituida por un condensador y por una resistencia en serie entre sí, conectadas entre dicho punto y la masa y por otro condensador que se conecta por un terminal al mismo punto y por el otro terminal a un resistor que se conecta a su vez a la masa, en paralelo a este resistor conectados en serie entre sí,
- 15.-
- 20.-

374031



está finalmente conectado un grupo constituido por un condensador y por un resistor conectados en serie entre sí, dichos seis elementos (tres condensadores y tres resistores), están convenientemente dimensionados, en relación al valor nominal de la carga exterior, para

5.- cumplimentar las condiciones de estabilidad.

6.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones 4ª y 5ª, caracterizados porque una de las dos realimentaciones negativas se realiza conectando un condensador de pequeña capacidad, entre el punto especificado en la reivindicación 4ª y la base del transistor que actúa en el

10.- paso anterior al paso piloto, y la otra realimentación negativa se realiza conectando el mismo punto dicho antes, al emisor del transistor anterior al último citado, por medio de un resistor y un pequeño condensador en paralelo entre sí; dicho emisor está además conectado

15.- a la masa común a través de un resistor de valor ohmico pequeño y tal que la realimentación propia del transistor resulte despreciable frente a la realimentación que procede del punto anteriormente especificado.

7.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones precedentes, caracte

20.-

37403 18 NOV.



rizados porque los transistores que actúan en los dos pasos que preceden el paso piloto, están mandados en base a través de un grupo R-C paralelo de pequeña constante de tiempo que sirve bien para limitar la corriente máxima de base en el régimen saturado, bien para producir un adelanto de fase a las frecuencias altas, favorable a la estabilidad del circuito.

- 5.- 8º.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones precedentes, caracterizados porque antes de los dos pasos que preceden al paso piloto se conecta galvánicamente un preamplificador y se establece una red de realimentación negativa en corriente continua entre la salida y un punto de dicho preamplificador, al objeto de mantener substancialmente nulo el valor medio de la tensión de salida del amplificador así que se puede conectar la carga exterior directamente sin condensadores de bloqueo de la corriente continua.
- 10.- 9º.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones precedentes, caracterizados porque el paso final es de simetría complementaria con circuito de colector común de manera que hay un transistor final NPN con el colector directamente conectado al positivo anódico y cuyo
- 15.-
- 20.-

374031

28



- emisor está conectado al ánodo de un diodo de silicio, y un transis-
tor final PNP con el colector directamente conectado al polo nega-
tivo de alimentación y con el emisor conectado al cátodo de otro
diodo de silicio, el cátodo del primer diodo y el ánodo del segun-
do diodo están conectados entre sí y el punto de conexión entre
los dos diodos, está a su vez conectados a través de un resistor de
pequeño valor ohmico y una inductancia amortiguada de bajo valor in-
ductivo, a la carga exterior, dichos diodos están conectados en pa-
ralelo con resistores de valor igual o superior al valor nominal de
la carga exterior y la pareja de transistores finales está mandada
por una pareja de transistores pilotos complementarios, también
montados en circuito de colector común, los emisores de dichos
pilotos están directamente conectados a las bases de los corres-
pondientes transistores finales, y la diferencia de potencial en-
tre las bases de dichos pilotos está controlada por el circuito
estabilizador especificado en la reivindicación 3ª.

- 10ª.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZA-
DOS DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones de 1 a 8, carac-
terizados porque el paso final es de simetría casi complementaria
que emplea transistores del mismo tipo de los cuales uno tiene el

28 NOV.



374031

- colector directamente conectado a un terminal de la alimentación y el emisor conectado en serie con un diodo de silicio, y el otro tiene el emisor directamente conectado al otro terminal de la alimentación y el colector conectado en serie con otro diodo de silicio, los dos diodos están conectados cada uno en paralelo con un resistor de valor ohmico igual o superior al valor nominal de la carga exterior y están conectados directamente en serie entre sí, el punto de conexión entre los dos diodos está conectado a través de un resistor de pequeño valor ohmico y de una inductancia amortiguada de bajo valor, en serie entre sí, a la carga exterior, los transistores finales están además mandados en base directamente uno por el emisor y el otro por el colector de una pareja de transistores pilotos complementarios las bases de los cuales se mantienen a una diferencia de potencial controlada por un circuito estabilizador del tipo especificado en la reivindicación 3ª.
- 5.-
- 10.-
- 15.-
- 11ª.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones de 1 a 8, caracterizados porque el paso piloto y el paso final, son ambos de simetría complementaria con circuito de emisor común, pero con el colector de cada transistor final directamente conectado al emisor
- 20.-

374031

28 NOV



del respectivo transistor piloto, además de estar conectado también al respectivo diodo de silicio, y como se especifica en la reivindicación primera.

- 12^a.-- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", según las reivindicaciones precedentes, caracterizados porque el amplificador está alimentado con dos tensiones de igual magnitud, pero de polaridades opuestas respecto a la masa común, y, además, los dos pasos anteriores al paso piloto del paso final, están también alimentados con dos tensiones de polaridad opuesta pero de magnitud algo inferior y con un filtraje supletorio, al objeto de lograr un nivel de corte no modulado e inferior al nivel de saturación de los transistores finales y pilotos.
- 13^a.-- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B", según la reivindicación anterior, caracterizados porque entre la base del transistor piloto que no está directamente conectada al colector del transistor anterior y el terminal de alimentación más filtrado que procede de la alimentación del colector del mismo transistor piloto, se conecta un diodo con polaridad tal que el diodo mismo, normalmente bloqueado, se vuelve conductor cuando el nivel de tensión de la base de dicho transistor tiende a sobrepasar
- 5.-
- 10.-
- 15.-
- 20.-

374031

28



el nivel de tensión de la alimentación filtrada, la función de dicho diodo es limitar la tensión máxima de mando del citado transistor piloto.

14.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS

- 5.- DE CLASE B", conformes a las reivindicaciones precedentes, caracterizados porque la estructura general del amplificador, a prescindir de un eventual preamplificador que puede ser también utilizado para mantener substancialmente nulo el valor medio de la tensión de salida y también para reducir la distorsión, recurriendo a realimentaciones
- 10.- negativas independientes en corriente continua y alterna, procedentes del terminal de salida, está substancialmente compuesta por un paso amplificador que emplea un transistor montado en emisor común, que recibe sobre el emisor una señal de realimentación negativa procedente del paso final; otro paso amplificador, también de emisor común, que emplea un transistor complementario respecto al anterior, con base galvánicamente conectada al colector de dicho transistor anterior, y que recibe sobre su base también una corriente de realimentación negativa a través de un condensador que se conecta al paso final; un paso piloto que emplea dos transistores complementarios con bases galvánicamente conectadas al colector de dicho transistor ampli
- 15.-
- 20.-

374031

28



ficador del segundo paso, un sistema regulador que emplea también dos transistores complementarios, de los cuales el primero está acoplado térmicamente a un resistor conectado en serie a la carga exterior, controlando la diferencia de potencial entre las bases de dichos transistores pilotos para reducir las variaciones de la corriente de reposo de los transistores finales al variar la temperatura de los mismos; un paso final que emplea dos transistores de potencia conectados en serie entre sí a través de dos diodos de silicio, el punto de conexión entre los diodos está conectado a través de un resistor de pequeño ohmico (valor) y una inductancia amortiguada a la carga exterior y, además, los dichos diodos están derivados por dos resistores de valor igual o superior al valor nominal de la carga exterior, las bases de dichos transistores finales están finalmente galvánicamente conectadas a los transistores pilotos.

15.- 15º.- "PERFECCIONAMIENTOS EN LOS AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS DE CLASE B".

Según se describe y reivindica en la presente memoria descriptiva que consta de treinta y tres hojas mecanografiadas por una sola de sus caras y una lámina de dibujos que la ilustra.

MADRID, 28 NOV. 1969

EL AGENTE OFICIAL,
A. L. DE LA HERRAN

Fig. 1a

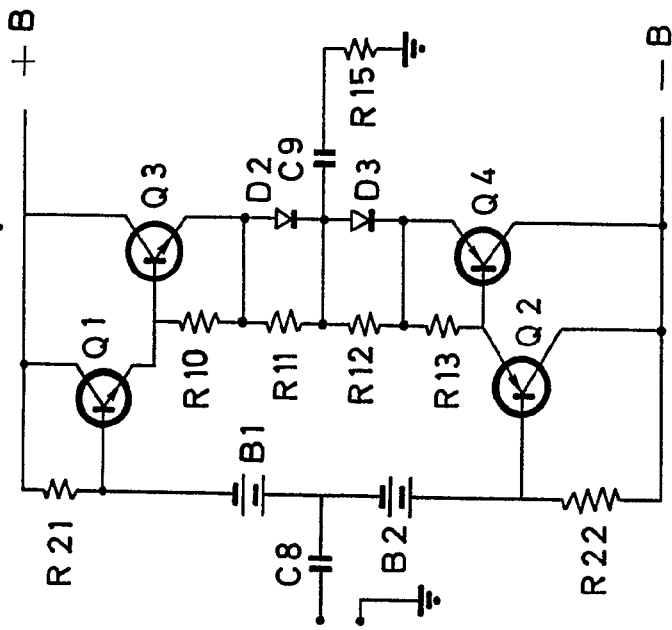


Fig. 2a

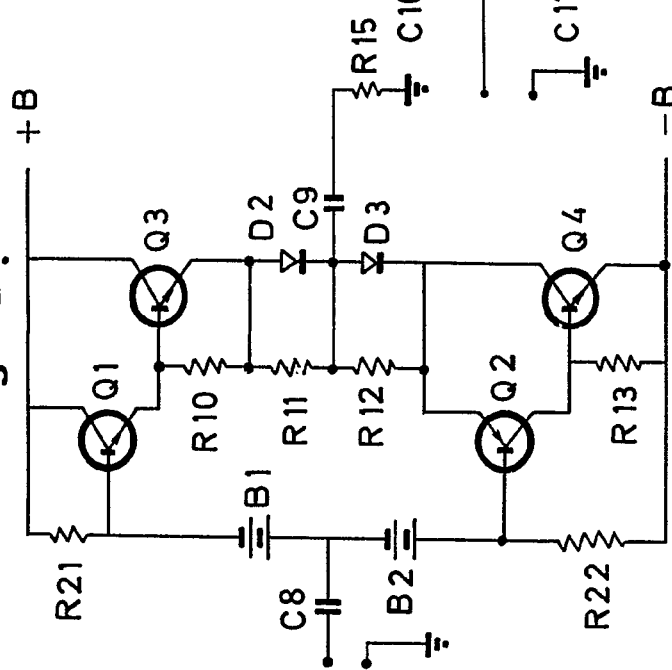


Fig. 3a

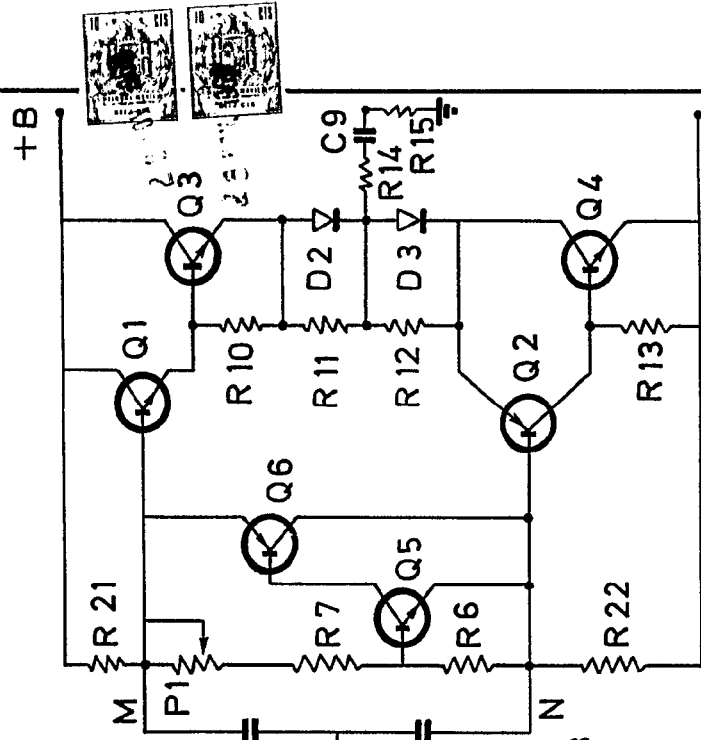
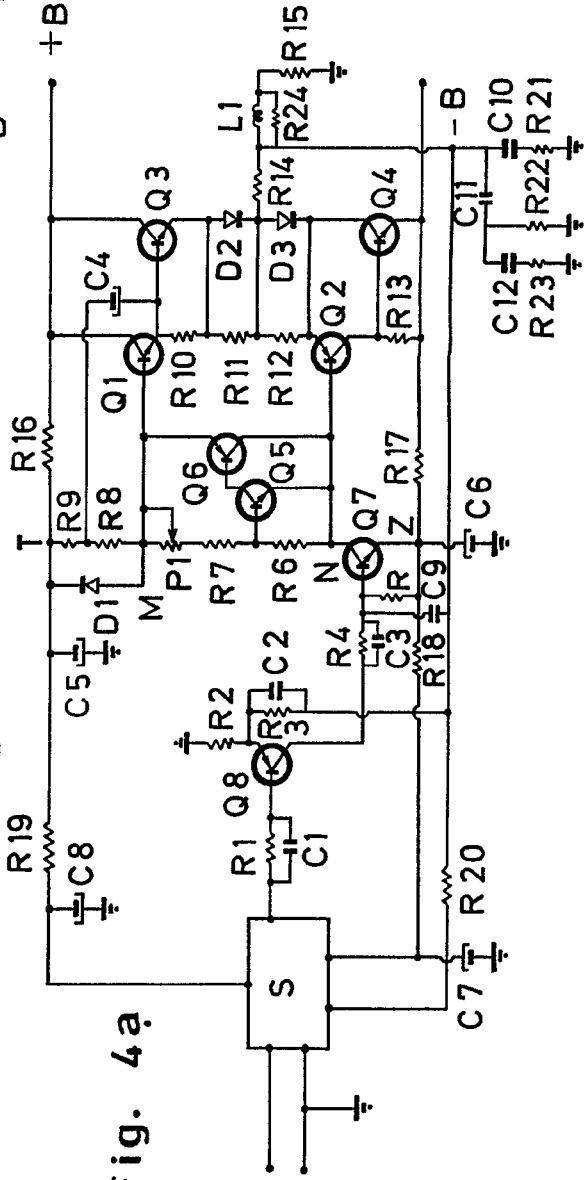


Fig. 4a



Escala variable
MADRID, 200000

Fig. 1a

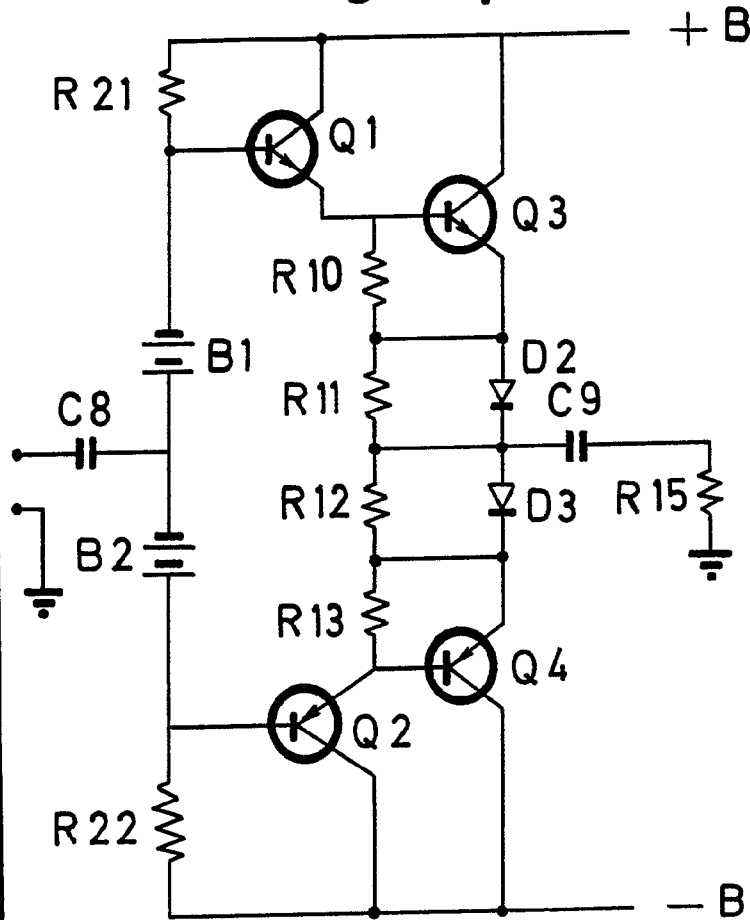


Fig. 2a

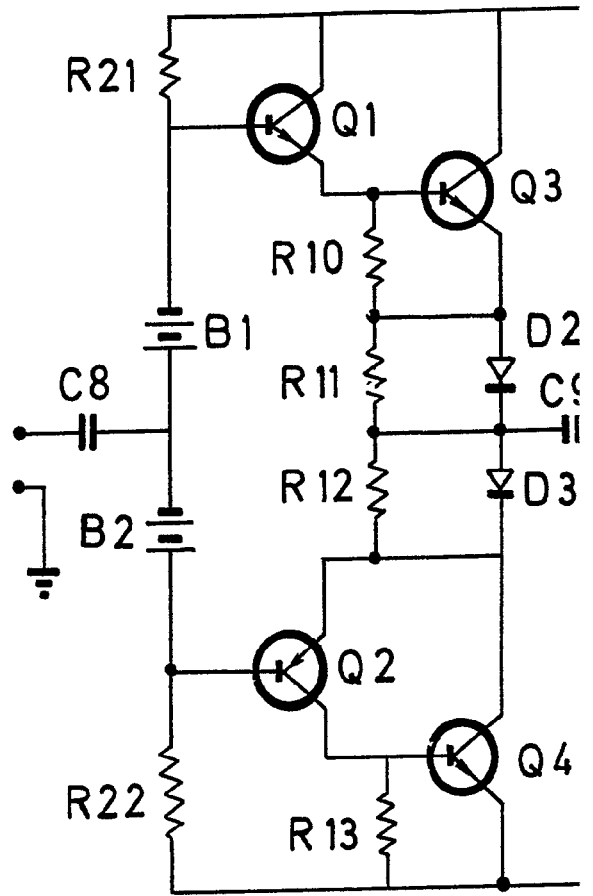


Fig. 4a

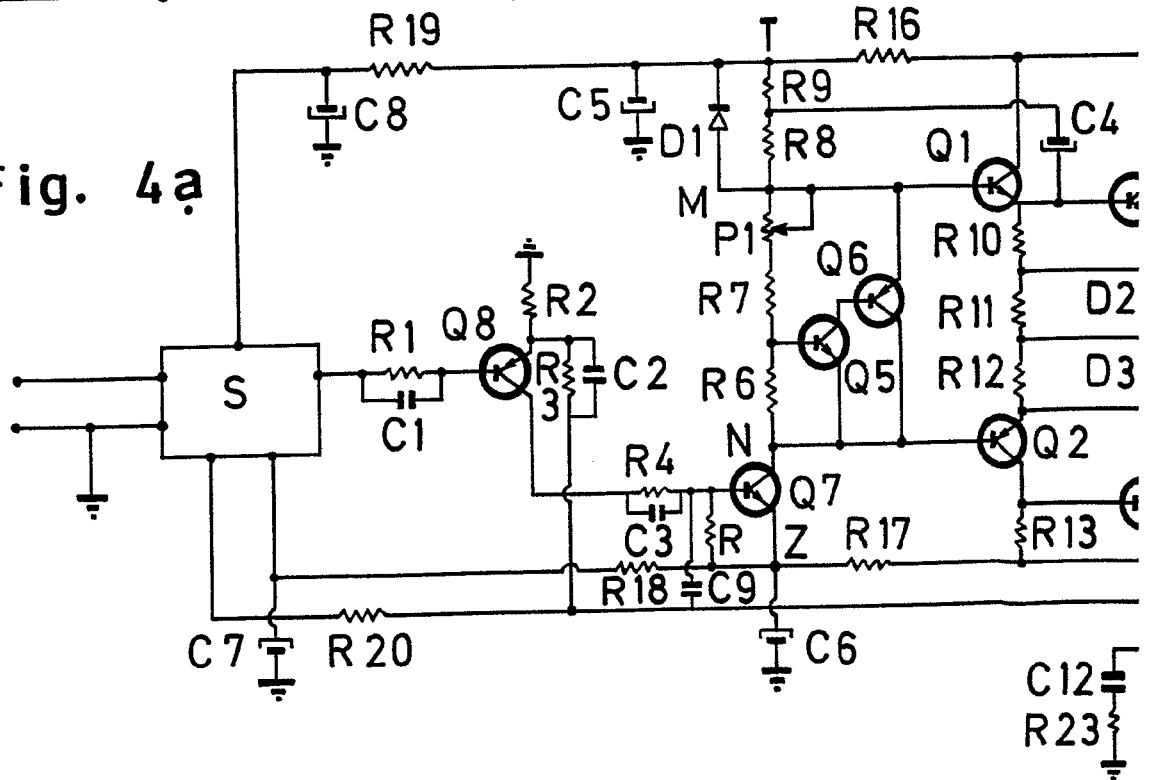


Fig. 2 a

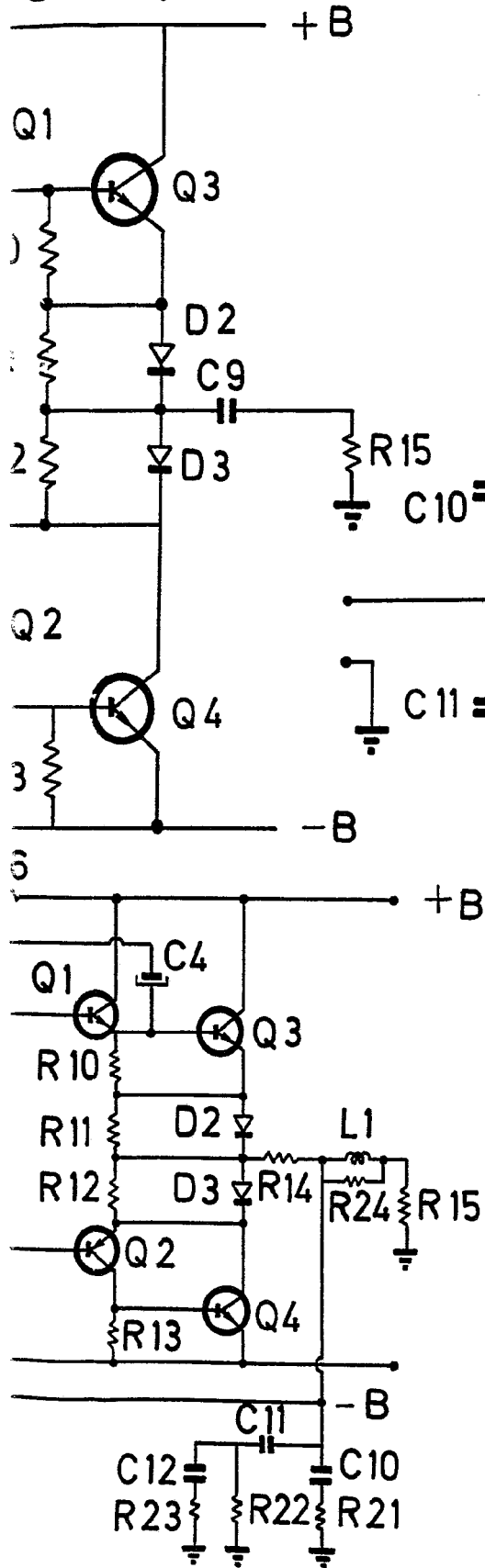
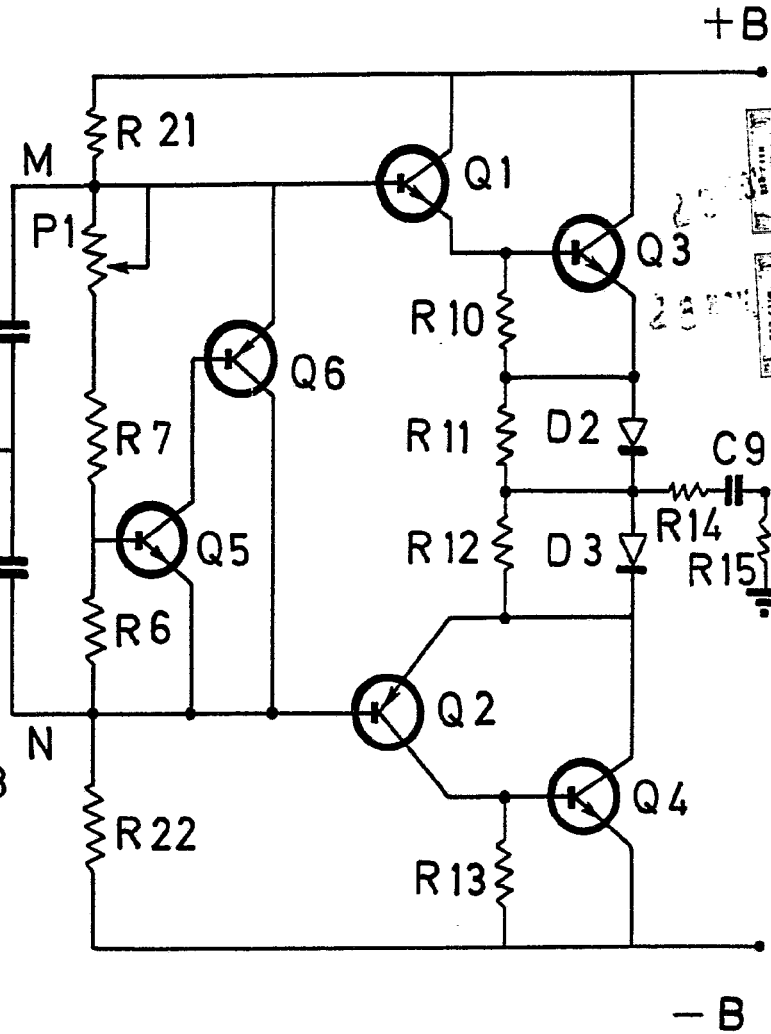


Fig. 3 a



Escala variable
MADRID, 28 NOV 1954