

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 428 515**

51 Int. Cl.:

H03F 3/217 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.09.2010 E 10771828 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **31.07.2013 EP 2478635**

54 Título: **Amplificador de potencia**

30 Prioridad:

14.09.2009 SE 0950670

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

08.11.2013

73 Titular/es:

ETAL GROUP AB (100.0%)

PO Box 39

162 11 Vällingby, SE

72 Inventor/es:

BOSTRÖM, PATRIK

74 Agente/Representante:

ES 2 428 515 T3

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

DESCRIPCIÓN

Amplificador de potencia.

Campo técnico

5 Amplificador de potencia para amplificar una señal de entrada eléctrica en un intervalo de frecuencias operacionales y para proporcionar una señal de salida, que comprende medios de conmutación para generar una señal de onda de bloque conmutando alternativamente la señal de onda de bloque a una primera tensión de suministro o una segunda tensión de suministro, medios de filtro para generar una señal de salida de potencia mediante la filtración de paso bajo de la señal de onda de bloque, medios de entrada para recibir la señal eléctrica y accionar los medios de conmutación, y un circuito de realimentación local que conecta la señal de salida a una entrada de los medios de conmutación.

Técnica anterior

15 Los amplificadores de potencia de conmutación también denominados amplificadores de modulación de impulsos, amplificadores de modulación de anchura de impulso (PWM) o amplificadores de clase D se usan normalmente en aplicaciones en las que la disipación de potencia es un factor importante. Los amplificadores de clase D son importantes para bajar el consumo de potencia y disminuir el tamaño/peso y por tanto el uso de materias primas.

20 En tales amplificadores existe una etapa de entrada para recibir una señal de entrada eléctrica que va a amplificarse, una etapa de modulación/conmutación o potencia y un filtro. La etapa de conmutación genera una señal de onda de bloque, o una ráfaga de impulsos, que tiene una frecuencia que es mucho mayor que la mayor frecuencia en el intervalo de frecuencias operacionales de la señal eléctrica que va a amplificarse. La razón de anchura de impulso de la onda de bloque se modula de modo que el valor promedio de la señal de onda de bloque es proporcional a la señal de entrada. El filtro filtra la señal de onda de bloque a una señal de salida de potencia.

25 Otra definición de los amplificadores de clase D es que la etapa de potencia que entrega la energía a la carga se opera en un estado de "encendido/apagado" en el que el valor de tensión promedio de esta onda cuadrada se modula para corresponder al valor fijado. Las únicas pérdidas que aparecen son las pérdidas por baja conducción durante el estado "encendido" y las pérdidas por conmutación cada vez que la etapa de salida cambia de estado.

30 La conmutación entre encendido y apagado se realiza a una frecuencia que normalmente es de aproximadamente 400 kHz o más dando una resolución suficientemente alta en la banda audible. Normalmente, un amplificador de clase D contiene un filtro de paso bajo de segundo orden con un valor Q preferiblemente alto para demodular los impulsos de PWM. Este filtro desplaza la fase de manera asintótica hacia -180° y cuanto mayor es el valor Q más rápido alcanza -180° . Cuando el filtro está cargado el valor Q disminuye.

35 La modulación de anchura de impulso real puede realizarse de diversas maneras diferentes. La manera más obvia es usar una señal de referencia, por ejemplo una señal de onda de triangular y a continuación comparar la entrada o el valor fijado con esta señal de referencia. Cada vez que estas señales se intersecan, la etapa de salida cambia de estado. Una desventaja con esta técnica de señal de referencia es que el valor promedio de la ráfaga de impulsos corresponde sólo al valor fijado mientras las tensiones de suministro son constantes y el desplazamiento de estado es infinitamente rápido además de que, por supuesto, la onda triangular tiene que ser ideal.

40 La técnica de señal de referencia no tiene ninguna realimentación en absoluto dando como resultado una falta de control sobre el filtro de demodulación. En realidad existen dos trayectos de señal, uno desde la entrada hasta la salida y uno desde las líneas de suministro hasta la salida. El rechazo a fuente de alimentación y la separación de canal se vuelven muy escasos. Una única ventaja es que la frecuencia de conmutación es constante. La alimentación de suministro hacia delante puede usarse para bajar la dependencia de la tensión de suministro.

45 Usar un dispositivo digital como PSD para calcular la anchura de impulso en lugar de comparar el valor fijado con una señal de onda triangular da básicamente el mismo resultado. Sin embargo existen más posibilidades para compensar características no ideales de componentes. Una solución de PSD también es más complicada y cara.

50 Una manera muy eficaz de proporcionar la modulación de anchura de impulso es mediante autooscilación. Se usa un comparador para comparar el promedio de la ráfaga de impulsos con el valor fijado que da un error como resultado. Si el error es negativo se enciende el conmutador positivo y viceversa si es positivo. La frecuencia de funcionamiento está cerca de la frecuencia en la que el bucle tiene un desplazamiento de fase de -180° . Algunas soluciones usan el filtro de demodulación para realizar el promediado y esto da al amplificador la posibilidad de ajustar errores que se producen en y tras el filtro de demodulación.

5 Sin un conjunto de circuitos adicional la frecuencia de conmutación sería igual a la frecuencia de resonancia de filtro que habitualmente es de aproximadamente 50 kHz y esto no es aceptable. Una resistencia de cero y de supresión de cero se añade al circuito detector para hacer que suba la frecuencia aproximadamente una década. Este cero aumenta la amplitud de la señal de modulación y ésta disminuye la ganancia de bucle, por tanto aumenta las no linealidades. Por tanto el resultado de esta topología autooscilante posterior al filtro es que la distorsión lineal (distorsión que no añade nuevo contenido de frecuencias como amplitud y fase) es muy baja para ser un amplificador de clase D pero la distorsión no lineal es escasa. Una descripción inicial de un amplificador de clase D de autooscilación se realizó por Clayton Sturgeon en Texas que presentó una solitud de patente en 1976 con el número de publicación US4.041.411.

10 Un documento de la técnica anterior posterior es el documento WO03/090343 que da a conocer un amplificador de potencia para amplificar una señal eléctrica en un intervalo de frecuencias operacionales que comprende medios de conmutación para generar una señal de onda de bloque conmutando alternativamente la señal de onda de bloque a una primera tensión de suministro o una segunda tensión de suministro, medios de filtro para generar una señal de salida de potencia mediante la filtración de paso bajo de la señal de onda de bloque, medios de entrada para recibir la señal eléctrica y accionar los medios de conmutación, y un circuito de control acoplado a la señal de potencia de salida y los medios de entrada para controlar el amplificador de potencia. Otra técnica se conoce a partir del documento US 2004/066229.

20 Una opción adicional es añadir un integrador activo de segundo orden que demodula la ráfaga de impulsos y da una cantidad enorme de ganancia de bucle a bajas frecuencias. Entonces la frecuencia de conmutación se controla en su totalidad mediante este integrador y en absoluto mediante el valor Q del filtro de salida. Por tanto, la operación de esta topología autooscilante anterior al filtro es muy robusta y simple y da distorsión no lineal muy baja, especialmente a bajas frecuencias.

25 Sin embargo, en una topología autooscilante anterior al filtro la distorsión lineal se vuelve alta es decir la fase y respuesta de frecuencias depende totalmente de la carga y una curva de respuesta deseada sólo puede obtenerse con impedancia de carga específica. La frecuencia de conmutación de todas las topologías autooscilantes varía con la profundidad de modulación (anchura de impulso). Esto es una ventaja para la eficiencia ya que las pérdidas por conmutación se vuelven menores a medida que aumentan las pérdidas por conducción pero si se añade otro bucle para aumentar la ganancia de bucle existe el riesgo de que este bucle tome la frecuencia de conmutación y entonces el amplificador entraría en una condición de oscilación subarmónica destructiva.

30 Existe la necesidad de aumentar la ganancia de bucle para bajar la distorsión no lineal y lineal de amplificadores de clase D autooscilantes. Esto se realiza habitualmente incluyendo un integrador que integra la diferencia entre la señal de salida y la señal de entrada, formando una señal de error, para aumentar adicionalmente la ganancia de bucle en la banda audible y por tanto bajando las no idealidades en la banda audible. Esto da al menos un problema. Al empezar, antes de que la etapa de clase D comience a operar, o durante el recorte de salida al integrador se le alimentará una señal de error grande que se integrará hasta que el integrador se sature y entonces el error sigue cargando un condensador integrador. Esto provoca que el integrador se pare de manera inesperada.

40 Por tanto, existe el deseo de eliminar este comportamiento de parada inesperada para poder usar un integrador en combinación con una etapa de amplificador de clase D.

Sumario de la invención

45 Según la invención se superan los inconvenientes y problemas de los amplificadores de la técnica anterior proporcionando un amplificador de clase D autooscilante que tiene menor distorsión sin afectar a la respuesta de frecuencia del mismo. Esto se realiza añadiendo un circuito que mide el error sobre la entrada negativa de una etapa de modulación/conmutación o potencia del amplificador de clase D y a continuación actúa sobre una entrada positiva (una referencia de la etapa de modulación) para reducir este error. Este tipo de amplificador tendrá una distorsión lineal muy baja en comparación con otros amplificadores de clase D. Una ventaja adicional es que la respuesta de frecuencia de la etapa de clase D no se ve afectada por el amplificador de error.

50 La respuesta de frecuencia muestra un ancho de banda grande y la impedancia de salida es baja. Añadiendo un error servo la distorsión no lineal puede reducirse sustancialmente. El servo comprende un integrador que mide el error sobre la entrada negativa del modulador, lo amplifica en el intervalo de audio, lo invierte y a continuación lo alimenta a la entrada positiva del modulador (la referencia de modulador).

55 Para hacer que el amplificador se comporte bien durante el recorte y durante el arranque el integrador está dotado de un fijador de nivel, para limitar la señal integradora. El fijador de nivel puede conectarse a través de un condensador integrador incluido en el integrador. En diversas realizaciones, el fijador de nivel comprende dos diodos Zener que convierten el integrador en un circuito seguidor si la tensión a través del condensador integrador supera la tensión Zener más 0,7 V en cualquier dirección. Hay disponibles otras maneras para realizar este fijador de nivel.

Se comparó una realización práctica de la invención con una etapa de clase D modulada de manera global convencional con referencia a la respuesta de frecuencia y el desplazamiento de fase. En una etapa de clase D convencional el punto de -3 dB de amplificación está a 235 kHz y el desplazamiento de fase absoluto a 20 kHz es de -8 grados. Una realización según la invención con un error servo añadido muestra un punto de -3 dB a 230 kHz y un desplazamiento de fase de -10 grados a 20 kHz. Por tanto, la respuesta de frecuencia permanece prácticamente inalterada en comparación con una etapa de clase D por sí misma. Este resultado se consigue mediante un servo, o amplificador de error, que mide un error en un nodo de modulación y lo corrige aplicándolo a una referencia del modulador.

Breve descripción de los dibujos

10 Para que se entienda fácilmente la manera en la que se obtienen las ventajas y los objetos de la invención citados anteriormente y otros, se proporcionará una descripción más particular de la invención brevemente descrita anteriormente mediante referencia a realizaciones específicas de la misma que se ilustran en los dibujos adjuntos.

15 Entendiéndose que estos dibujos sólo representan realizaciones típicas de la invención y por tanto no deben considerarse como que limitan su alcance, la invención se describirá y explicará con especificidad y detalle adicional por medio del uso de los dibujos adjuntos en los que:

la figura 1 es un diagrama de bloques esquemático de un amplificador de clase D de la técnica anterior,

la figura 2 es un diagrama de bloques esquemático de una realización básica de un amplificador según la invención,

20 la figura 3 es un diagrama de circuito esquemático de una realización de un amplificador según la invención y

la figura 4 es un diagrama de bloques esquemático que muestra una realización alternativa de un limitador.

Descripción detallada

25 En el amplificador de la técnica anterior mostrado en la figura 1 una primera entrada no inversora de un circuito 10 de integrador recibe una señal de entrada eléctrica. Una salida del circuito 10 de integrador está conectada a medios 12 de conmutación. Una salida de potencia de los medios 10 de conmutación está conectada a un filtro de paso bajo que comprende un inductor 14 y un condensador 16. Desde el inductor 14 un bucle 18 de realimentación local se conecta a una entrada inversora de los medios 13 de conmutación. Una entrada no inversora de los medios 13 de conmutación está conectada a una salida del circuito 10 de integrador. Un bucle 20 de realimentación global conecta el inductor 14 a una segunda entrada inversora del circuito 10 de integrador. Durante las condiciones de recorte el integrador se para de manera inesperada y esto provoca una gran cantidad de artefactos audibles. Una posible mejora sería mantener la tensión de suministro a un nivel inferior para limitar cuánto se para el integrador de manera inesperada pero esto no resolvería los problemas durante las situaciones de límite de corriente o arranque.

35 En la realización de un amplificador según la invención mostrada en la figura 2 una salida de un comparador 22 que funciona como medio de conmutación está conectada a una salida de señal SALIDA a través de un inductor 14 de manera convencional. Una entrada de señal ENTRADA se alimenta a una entrada inversora del comparador a través de una resistencia R6 y a través de una resistencia R3 adicional. La entrada inversora del comparador es un nodo de modulación del amplificador. Se proporciona un bucle 24 de realimentación entre la salida de señal y la entrada inversora del comparador. La señal que aparece en la entrada inversora del comparador puede definirse como una señal de error. En la realización mostrada el bucle de realimentación comprende un condensador 26 de realimentación en serie con una resistencia 28 de realimentación. Una resistencia 30 en paralelo también está incluida en el bucle 24 de realimentación. En la realización mostrada se proporciona un inductor 14 entre la salida del comparador 22 y la salida de señal SALIDA.

45 En el amplificador de la técnica anterior mostrado en la figura 1 el bucle de realimentación global se usa para comparar la señal de salida con la señal de entrada. Según la invención un servo 32, o amplificador de error, está conectado para medir la señal de error que aparece en el nodo de modulación del comparador. A continuación, la señal de error se amplifica en el intervalo de audio y se invierte para producir una señal de salida de corrección. La señal de salida de corrección se alimenta a la entrada no inversora del comparador, que normalmente es la referencia de modulador. Como resultado se neutraliza el impacto de la señal de error.

50 Tal como se muestra en la figura 2 el nodo de modulación está conectado al servo 32 y más específicamente a una entrada inversora de un integrador 34 que forma parte de un circuito 10 de integrador. El circuito 10 de integrador comprende además un condensador 36 integrador conectado entre una salida del integrador 34 y la entrada inversora del integrador 34. La salida del integrador 34 está conectada a la entrada no inversora del comparador 22 a través de una resistencia R50 de línea. La entrada no inversora del comparador 22 está conectada adicionalmente a tierra a través de una resistencia R45.

5 La realización mostrada en la figura 2 comprende también un fijador 40 de nivel para mejorar las propiedades del amplificador durante el recorte y durante las condiciones de arranque. El fijador de nivel comprende un primer diodo 37 Zener y un segundo diodo 38 Zener que están conectados en serie y en direcciones opuestas a través del condensador 36 integrador. Los dos diodos 37, 38 Zener convierten el circuito de integrador en un circuito seguidor si la tensión a través del condensador integrador supera la tensión Zener más 0,7 V en cualquier dirección. Existen otras maneras de realizar el fijador de nivel.

En la figura 3 se muestra un modelo de simulación de una etapa de amplificador de clase D de autooscilación posterior al filtro con un error servo para aumentar la ganancia de bucle en la banda de audio. A continuación sólo se mencionan específicamente componentes con propiedades apreciables en un sentido técnico.

10 Un primer conmutador S1 se conecta a 0,001 V y desconecta a 0 V. Un segundo conmutador S2 tiene valores de encendido y apagado opuestos. Los conmutadores S1 y S2 están conectados a una primera fuente 42 de tensión y una segunda fuente 44 de tensión, respectivamente. Las fuentes 42 y 44 de tensión suministran la tensión requerida o disponible, tal como 50 V en la realización mostrada. S1 y S2 forman conjuntamente los medios 22 de conmutación basándose en una etapa de potencia y comparador. La resistencia R44 y el
15 condensador C19 aproximan el retardo de propagación en la etapa comparador - conmutador (que se encuentra aquí en la vida real). La salida de los medios 22 de conmutación se alimenta a través del inductor 14 y se recibe mediante una carga RL.

20 El circuito AR1 de amplificador forma el circuito 10 de integrador en el que el condensador C21 funciona como polo. En la realización mostrada AR1 tiene +/-15 V de tensión de suministro. El condensador C14 y la resistencia R35 hacen que suba la frecuencia de conmutación respecto a la frecuencia de resonancia de filtro hasta una frecuencia deseada mucho mayor.

Los componentes usados en la realización mostrada en la figura 3 se recogen en la tabla a continuación.

Comp.	Valor	Comp.	Valor
R3	2 kOhm	R50	2 kOhm
R6	2 kOhm	C1	1 µF
R10	8,2 kOhm	C14	130 pF
R35	1,1 kOhm	C19	20 nF
R44	10 Ohm	C21	1,2 nF
R45	6 kOhm	L1	8 µF
R46	2 kOhm		

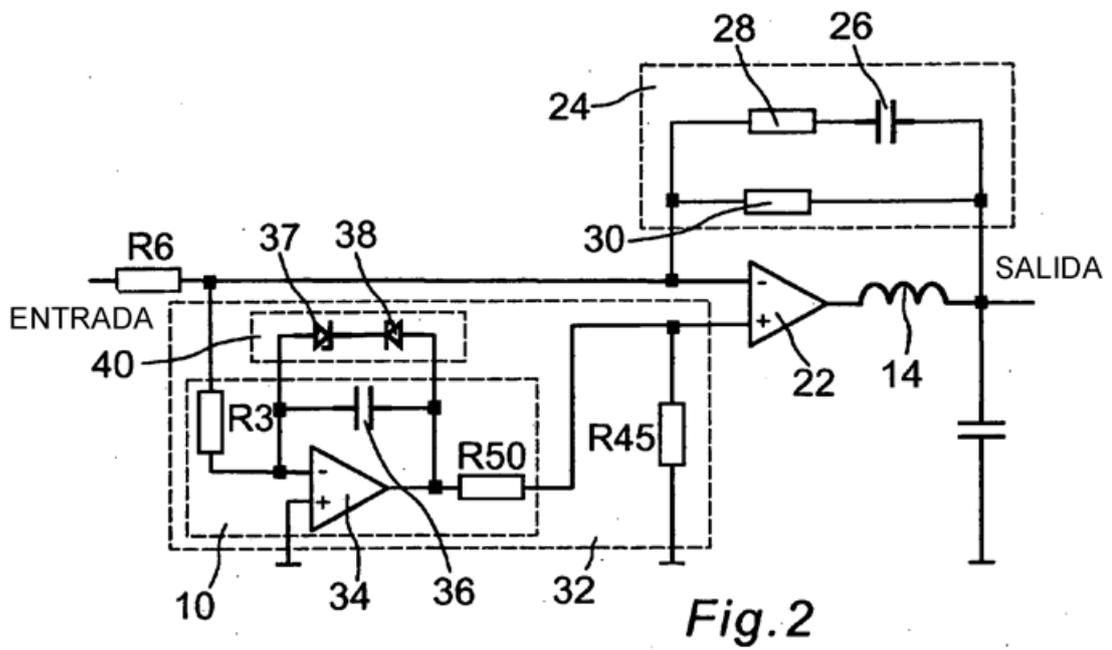
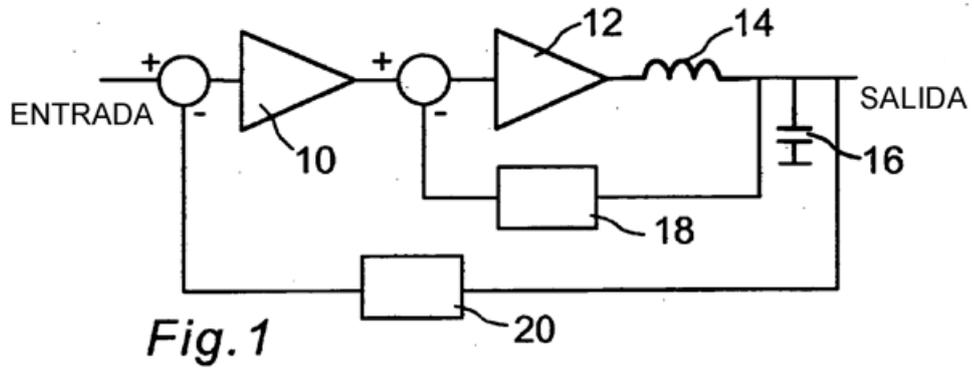
25 En la figura 4 se muestra un limitador o fijador 40 de nivel más ideal. El primer transistor Q1 se activará o conducirá cuando una salida del integrador 34 caiga por debajo de - 0,7 V. Como resultado, la salida de integrador se conectará de nuevo a la entrada inversora del integrador 34 a través del primer transistor Q1 y el primer diodo D1. De manera correspondiente, el segundo transistor Q2 se activará o conducirá cuando una salida del integrador 34 aumente hasta un valor por encima de 0,7 V.

30 Los transistores Q1 y Q2 son transistores convencionales y los diodos D1 y D2 son diodos convencionales. Las resistencias R8 y R9 se usan para poner los diodos en la condición polarizada inversa cuando los transistores Q1 y Q2 no están conduciendo. La salida del integrador se alimenta al comparador 22 tal como se describió anteriormente.

35 Aunque particularmente se han descrito determinadas realizaciones ilustrativas de la invención, se entenderá que muchas otras modificaciones resultarán fácilmente evidentes para los expertos en la técnica sin apartarse del alcance de la invención. Por consiguiente, no se pretende que el alcance de las reivindicaciones adjuntas al presente documento se limite a la descripción expuesta en el presente documento sino más bien que las reivindicaciones se interpreten como que abarcan todos los equivalentes de la presente invención que resultan evidentes para los expertos en la técnica a la que pertenece la invención.

REIVINDICACIONES

1. Amplificador de potencia para amplificar una señal de entrada eléctrica en una banda de frecuencias audibles y para proporcionar una señal de salida, que comprende medios (22) de conmutación para generar una señal de onda de bloque conmutando alternativamente la señal de onda de bloque a una primera
 5 tensión de suministro o una segunda tensión de suministro, medios (14, 15) de filtro para generar una señal de salida de potencia mediante la filtración de paso bajo de la señal de onda de bloque, medios de entrada para recibir la señal eléctrica y alimentarla a una primera entrada de los medios de conmutación, comprendiendo además el amplificador de potencia un circuito (24) de realimentación que conecta la señal de salida a la primera entrada de los medios de conmutación, en el que
- 10 un servoamplificador (32) está conectado para recibir una señal de error que aparece en la primera entrada de los medios de conmutación y para alimentar una señal de salida de corrección a una segunda entrada de los medios (22) de conmutación para neutralizar un impacto de la señal de error sobre la señal de salida, en el que el servoamplificador (32) comprende un integrador (34; AR1), **caracterizado porque** se proporciona un fijador (40) de nivel para limitar una señal integradora que aparece en una salida de integrador del integra-
 15 dor (34; AR1).
2. Amplificador de potencia según la reivindicación 1, en el que el servoamplificador (32) tiene una primera entrada amplificadora conectada a la primera entrada de los medios (22) de conmutación y una salida conectada a una segunda entrada de los medios (22) de conmutación y en el que el servoamplificador (32) está diseñado para amplificar la señal de error e invertir la señal de error antes de alimentarla a la segunda
 20 entrada de los medios (22) de conmutación.
3. Amplificador de potencia según la reivindicación 1, en el que el servoamplificador (32) comprende un integrador (34; AR1) que tiene una entrada no inversora, una entrada inversora y una salida de integrador, y un condensador (36) integrador conectado entre la salida de integrador y la entrada inversora.
4. Amplificador de potencia según la reivindicación 3, en el que el fijador (40) de nivel comprende un
 25 primer diodo (37) Zener y un segundo diodo (38) Zener que están conectados en serie y en direcciones opuestas a través del condensador (36) integrador.
5. Amplificador de potencia según la reivindicación 3, en el que la salida de integrador del integrador (34; AR1) está conectada a la segunda entrada de los medios (22) de conmutación a través de una resistencia (R50) de línea, siendo dicha segunda entrada una entrada no inversora.
- 30 6. Amplificador de potencia según la reivindicación 1, en el que la primera entrada de los medios de conmutación es una entrada inversora.
7. Amplificador de potencia según la reivindicación 1, en el que los medios (22) de conmutación comprenden un primer conmutador (S1) y un segundo conmutador (S2), conmutando el primer conmutador (S1) en una primera fuente (42) de tensión y conmutando el segundo conmutador (S2) en una segunda fuente (44)
 35 de tensión para formar la señal de salida.



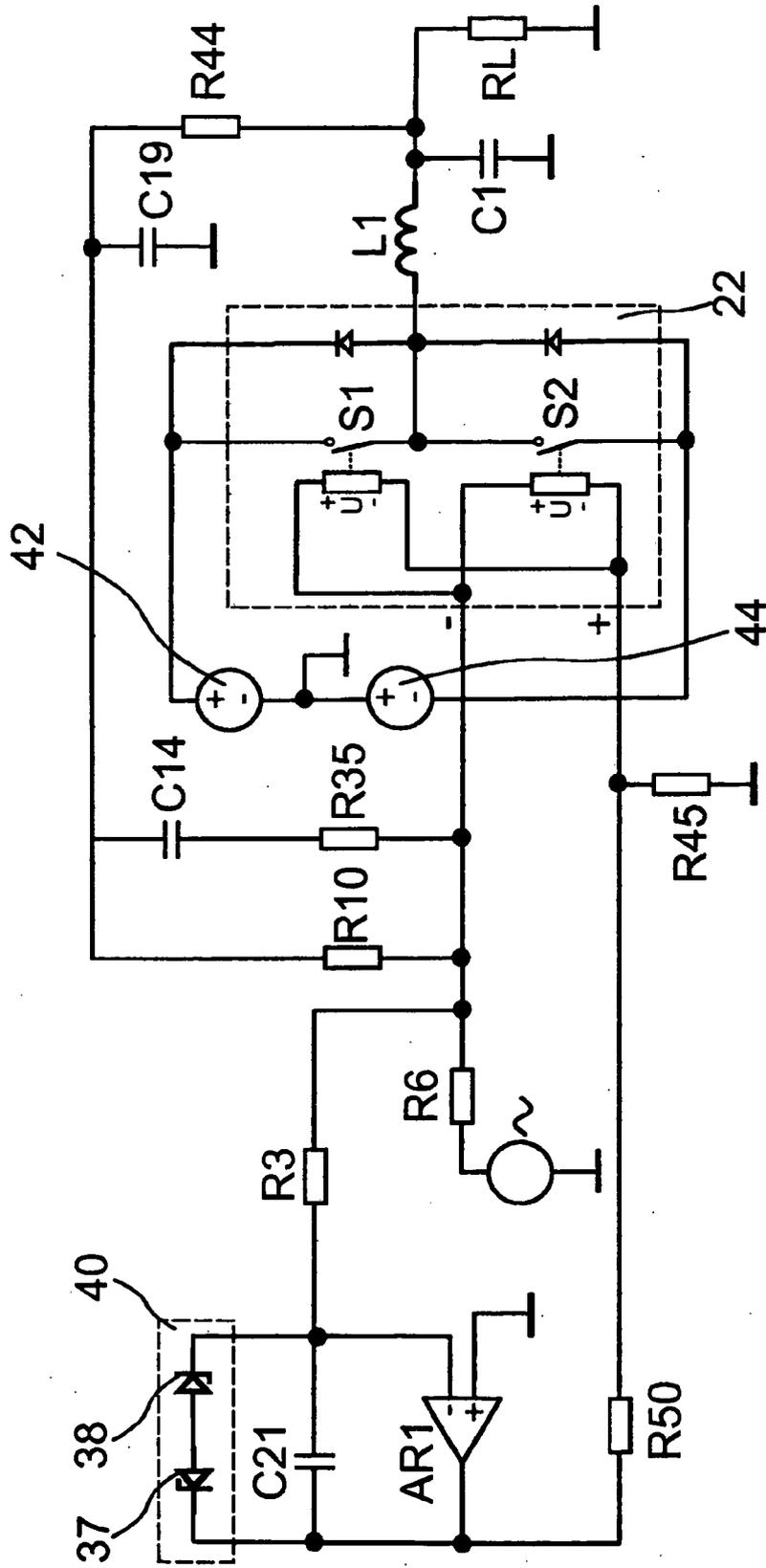


Fig. 3

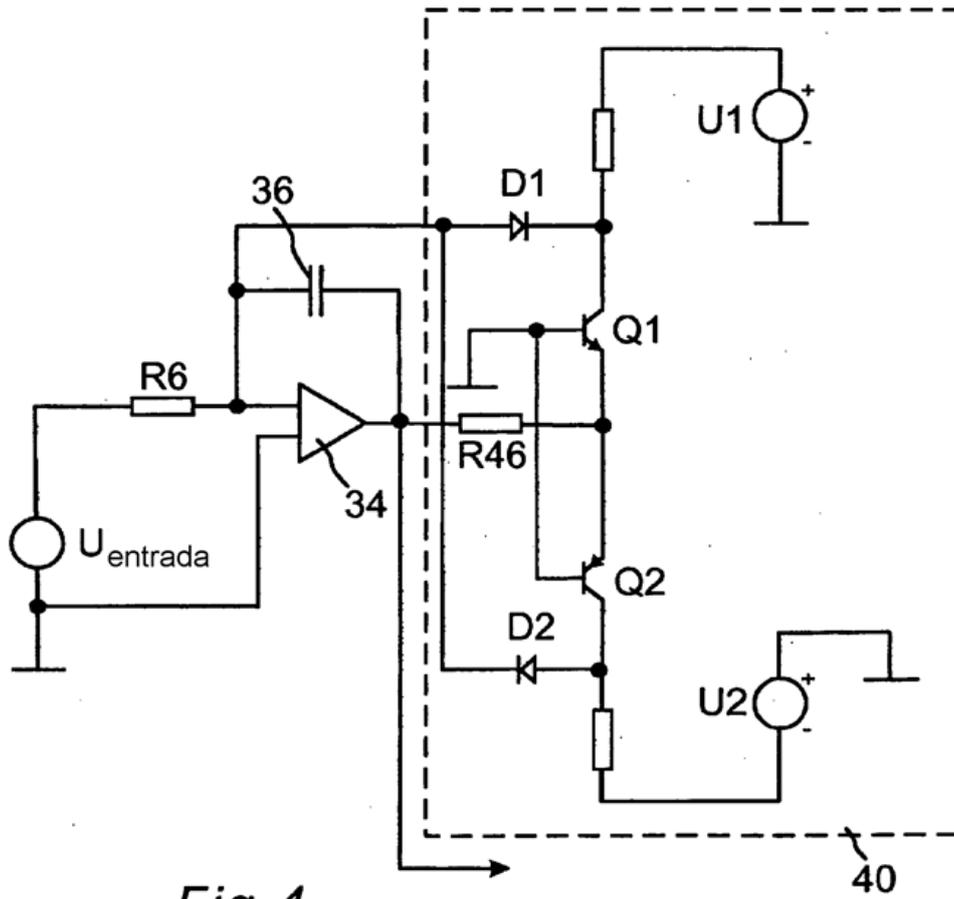


Fig. 4