

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 383 514**

51 Int. Cl.:
H03F 3/217 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **01890174 .4**
96 Fecha de presentación: **06.06.2001**
97 Número de publicación de la solicitud: **1162735**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.12.2001**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo para la generación de una tensión alterna a partir de una corriente de datos de entrada**

30 Prioridad:
07.06.2000 AT 9962000

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
21.06.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
21.06.2012

73 Titular/es:
Günther, Bier
Dresdnerstrasse 49/5/4
1200 Wien, AT

72 Inventor/es:
Bier, Günther;
Bruckner, Florian;
Edelmoser, Karl y
Erhartt, Lutz

74 Agente/Representante:
Carvajal y Urquijo, Isabel

ES 2 383 514 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

Procedimiento y dispositivo para la generación de una tensión alterna a partir de una corriente de datos de entrada

La invención se refiere a un procedimiento para generar una tensión alterna de alta potencia, que siga una corriente de datos de entrada, p.ej. en formato Sony Consumer Standard i²s, conforme al preámbulo de la reivindicación 1.

5 En el campo de audio comercial se transmite por ejemplo la potencia para los altavoces a través de cables de cobre correspondientemente voluminosos. Aparte de los elevados costes, estos cables actúan también como antenas emisoras de perturbaciones de alta frecuencia cuando se utilizan amplificadores de conmutación, los llamados amplificadores clase D. Dentro de un concepto más avanzado se monta un amplificador clase D, al que se alimenta una corriente de datos digitales a través de fibra óptica, en la carcasa del altavoz. El amplificador clase D de un altavoz de este tipo se alimenta a través de conexión de red, y tiene que resistir electromagnéticamente en el entorno.

En estas soluciones conocidas está prevista siempre una conversión de la corriente de datos de entrada en una señal analógica, que después se amplifica y la señal amplificada se convierte de nuevo en una señal digital. Sin embargo, con ello no puede evitarse una pérdida de calidad a causa de la repetida conversión.

15 Aparte de esto, el grado de eficacia de los amplificadores analógicos de conmutación es con aprox. un 50% relativamente reducido. Con amplificadores electrónicos de potencia, respect. de conmutación, se alcanza ya por el contrario hoy en día más del 90%. En un amplificador clase D se modula por ancho de pulso (PWM) una tensión analógica aplicada a la entrada con una frecuencia fija, la frecuencia de conmutación del amplificador clase D. Esta tensión PWM se amplifica en la etapa final PWM del amplificador clase D mediante la conexión y desconexión alternativa de transistores con un elevado grado de eficacia. La segunda ventaja de las alimentaciones de corriente de conmutación, electrónicas de potencia, es el reducido tamaño de los elementos constructivos reactivos, como inductancias y condensadores, a causa de la elevada frecuencia de conmutación con relación a 50 Hz. El nivel de filtrado de un amplificador clase D se determina mediante el umbral sonoro inferior (15 Hz). El grado de eficacia está influido fundamentalmente por la frecuencia de conmutación. La frecuencia de conmutación tiene que soportar un múltiplo del umbral sonoro superior (20 kHz).

El espectro de la tensión PWM amplificada presenta por naturaleza un elevado contenido de frecuencia de conmutación y elevados contenidos de armónicos, que a continuación tienen que filtrarse nuevamente desde el mismo, para obtener en la carga una tensión analógica de alta potencia, lo menos distorsionada posible. Con ello es necesario evitar inexactitudes de pulso mediante un retroacoplamiento correspondiente.

30 Los amplificadores clase D con entrada analógica y los filtros pasivos se conocen del estado de la técnica. La rotación de fase de un filtro pasa banda y la compleja carga de altavoz imponen rápidamente unos límites estrechos a la fuerte reacción negativa, deseable para distorsiones bajas, causada por inestabilidades.

En el documento WO 98/44626 se convierte la señal digital (p.ej.: I²S) con un modulador en una señal PWM, y esta señal PWM ahora presente y amplificada a continuación, se compara con la señal realimentada desde la entrada. Con ello los pulsos de señal individuales se "corrigen previamente" con ayuda de una "correction unit" en sus flancos de pulso, de tal modo que no contienen perturbaciones después de circular por la etapa de amplificación. La "correction unit" dispone con ello de medios para corregir el retardo de flancos de pulso aislados. De este modo se utilizan los anchos de pulso para una regulación en forma de un control previo para la corrección de muestras de pulso.

40 En el documento DE 196 19 208 se propone un amplificador conmutado, mediante la utilización de un modulador Sigma Delta.

El objetivo de la invención es evitar estos inconvenientes y proponer un procedimiento de la clase citada al comienzo, que haga posible una amplificación con un alto grado de eficacia, en donde la tensión amplificada se corresponda muy exactamente con la corriente de datos de entrada.

45 Esto se consigue conforme a la invención, en el caso de un procedimiento de la clase citada al comienzo, mediante las particularidades características de la reivindicación 1.

Mediante las medidas propuestas se evita una conversión en una señal analógica y al mismo tiempo se garantiza que la señal amplificada se corresponda todo lo posible con la corriente de datos de entrada.

50 La derivación de la señal de salida amplificada puede realizarse según un algoritmo cualquiera. Por ejemplo la derivación de una señal digital desde la señal de salida amplificada puede realizarse según el algoritmo de una

modulación clase delta adaptativa, en donde también puede estar previsto un algoritmo superpuesto para reducir la frecuencia de conmutación efectiva, o según el de una modulación por codificación de pulsos avanzada. Con ello los algoritmos indicados anteriormente solamente representan unos ejemplos.

5 Otro objetivo de la invención consiste en proponer un dispositivo para llevar a cabo el procedimiento conforme a la invención.

Partiendo de un dispositivo conforme al preámbulo de la reivindicación 2 se proponen por ello las particularidades características de la reivindicación 2.

10 Mediante las medidas propuestas se obtiene una estructura muy sencilla, en donde mediante la regulación digital se garantiza un ajuste muy exacto de la tensión amplificada con la corriente de datos de entrada. Mediante un elemento temporizador, que puede ejecutarse muy fácilmente en la técnica digital, puede compensarse la rotación de fase. Al regulador se le comunica con ello el valor nominal retardado en la duración del filtrado, de tal modo que se presente al mismo tiempo que la tensión de salida digitalizada retroacoplada. Por medio de esto el regulador funciona de forma estable.

15 Con ello puede estar previsto que también sea posible una adaptación a las condiciones existentes en la región dispuesta después del elemento de ajuste. Esto es ventajoso p.ej. en instalaciones de audio. De este modo es posible compensar la variación de la atenuación que se produce, conforme aumenta el número de visitantes, para sonorizar una discoteca.

20 Mediante las particularidades de la reivindicación 3 se reducen los requisitos de alimentación de energía. De este modo, mediante las medidas propuestas con el regulador pueden detectarse y regularse al máximo también oscilaciones de la tensión de alimentación de la parte de potencia. Además de esto la fuente de tensión puede estar estructurada de forma más sencilla. La capacidad de cálculo para comparador y regulador puede materializarse más bien lentamente en el microprocesador, o rápidamente en un IC programable por circuito en un circuito de cálculo cableado de forma fija. En el caso de las elevadas velocidades de conversión de los convertidores AD actuales (p.ej. 90 MHz), en este último caso puede materializarse ya ahora un tiempo de funcionamiento del bucle suficientemente pequeño, de tal manera que también con esta estructura de regulador se realiza una corrección de muestras de pulso.

25 Si también se quiere regular al máximo distorsiones de filtrado es necesario solucionar el problema de la rotación de fase, como se explicará con más detalle posteriormente.

30 Se conocen procedimientos, en los que se tienen en cuenta distorsiones de filtrado y está prevista una regulación rápida para la creación de muestras de pulso, que necesita una señal de entrada analógica.

Asimismo es posible crear una muestra de pulso, en donde la corriente de datos de entrada digitales se trate con elevada congruencia para convertirla en una tensión de salida PWM de alta potencia, y pueda prescindirse de una conversión digital/analógica reductora de la calidad.

35 Para elevados requisitos de calidad se necesitan una alimentación de energía de alto valor y un convertidor D/A (filtro) con una capacidad correspondiente.

Evidentemente el regulador no percibe oscilaciones de la tensión de alimentación hasta que finaliza el tiempo de funcionamiento del convertidor D/A o del filtro. Dentro del tiempo de funcionamiento se transmiten a la carga todas las variaciones de la tensión de alimentación directamente como modulación de amplitud, lo que se manifiesta en una Supply Voltage Rejection (SVR) insuficiente.

40 Aparecen como ventajosas combinaciones de varios bucles de regulación según las reivindicaciones 4 y 5.

De este modo se obtienen ahorros para la alimentación de energía y ahorros con el convertidor D/A.

45 Se consiguen actualmente unos resultados aceptables con una red de reacción negativa para compensar los errores de tiempo de conmutación y filtros complejos, sensibles a las tolerancias y en caso necesario multi-etapa así como una frecuencia de conmutación correspondientemente elevada. El rápido bucle de regulación interno para corregir muestras de pulso exige hasta ahora una señal analógica, resp. la conversión D/A de una corriente de datos de entrada digitales. La frecuencia de conmutación necesaria muy superior a 100 kHz y los rápidos procesos de conmutación, ligados a la misma, en la etapa de amplificación dificultan el cumplimiento de las normas de obligado cumplimiento para todos los productos que se distribuyan en el espacio EEE desde el 2 de enero de 1996, en especial la norma EN 50081 relativa a las emisiones perturbadoras de campos electromagnéticos.

5 Como se explicará con más detalle posteriormente el amplificador clase D puede hacerse funcionar, con una calidad de la señal de salida al menos igual que la de la solución mono-etapa, p.ej. a causa de la sincronización desplazada en fase de n partes de potencia conectadas en paralelo, con la enésima parte de la frecuencia de conmutación. Los procesos de conmutación pueden desarrollarse más lentamente sin pérdidas de calidad. Por medio de esto se aumenta la resistencia electromagnética. Las pérdidas de conmutación aumentan, pero el grado de eficacia permanece elevado en comparación con el amplificador clase A. En el caso de potencias superiores (actualmente aprox. de 5 kW y superiores), también pueden usarse circuitos de descarga a causa de la menor frecuencia de conmutación, con lo que aumenta la densidad de potencia (potencia que puede transmitirse por volumen de las partes de potencia).

10 Aparte de esto pueden aprovecharse las ventajas que se obtienen mediante una interconexión de varias etapas de amplificación clase D, sin aumentar la potencia de cálculo de la unidad reguladora digital en el múltiplo correspondiente. Con ello las etapas de amplificación pueden estar estructuradas de un modo relativamente sencillo.

A continuación se explica con más detalle la invención con base en el dibujo. Con ello muestran:

la fig. 1 un primer ejemplo de ejecución de una disposición de amplificador,

15 las figs. 2 a 4 ejemplos de ejecución de un tramo de regulación,

las figs. 5 a 8 diferentes formas de ejecución de disposiciones de amplificador,

la fig. 9 otro ejemplo de ejecución para un dispositivo conforme a la invención,

las figs 10 y 11 otros ejemplos de ejecución de una instalación reguladora,

la fig. 12 un ejemplo de ejecución para una parte de potencia, y

20 la fig. 13 esquemáticamente un regulador.

En todas las figuras las corrientes de datos digitales se han representado con barras sombreadas y las corrientes de datos analógicos con rayas sencillas.

25 La disposición de amplificador, resp. el dispositivo según la fig. 1, presenta una etapa de amplificación V5, que se ha representado con más detalle en la fig. 8, así como una regulación R1, R2, R3 o un predictor 2, que en cada caso están preconectados a la etapa de amplificación V5, en donde a la etapa de amplificación V5 está conectado un elemento de ajuste 9, p.ej. un altavoz, a través de un borne de salida 8.

30 La etapa de amplificación V5 presenta fundamentalmente un circuito en serie de un codificador 3, que convierte una corriente de datos de salida 1", que procede de la regulación R1, R2, R3 o del predictor 2, en un tren de señales digital 4, en donde el predictor 2 también puede estar preconectado a la regulación R1, R2, R3. A este codificador 3 está post-conectado un amplificador clase D 5, que amplifica el tren de señales digitales y lo aplica a un convertidor D/A 7, que también puede estar configurado como un circuito de filtrado.

35 La regulación R1, R2, R3, resp. el predictor 2, puede unirse a través de un interruptor 12 a una toma 4', que está prevista entre el codificador 3 y el amplificador clase D 5, o a una toma 6' que está prevista entre el amplificador clase D y el convertidor D/A 7. Con ello, en el caso de una toma después del amplificador clase D 5, es conveniente la preconexión de un debilitador 10. Asimismo existe también la posibilidad de alimentar a través del interruptor 12 la regulación R1, R2, R3, resp. el predictor 2, con señales procedentes de un tramo no representado dispuesto después del elemento de ajuste.

40 A la regulación R1, R2, R3 puede alimentarse por ejemplo una señal procedente de un altavoz instalado en una discoteca y que sirve de elemento de ajuste 9, resp. de la propia discoteca. En este caso no sólo pueden regularse al máximo todas las distorsiones causadas por la etapa de amplificación V5, sino también las distorsiones e influencias causadas por el tramo dispuesto detrás, como p.ej. la atenuación dependiente del número de personas que se encuentran en la sala sonorizada.

45 En esta forma de ejecución la regulación R1, R2, R3, resp. el predictor 2, está preconectada(o) a la etapa de amplificación V5, de tal modo que a ésta se aplica una corriente de datos 1" modificada con relación a la corriente de datos de entrada, que se presenta en forma de palabras de datos con un número prefijado de bits y está aplicada a la regulación R1, R2, R3, resp. al predictor 2.

- 5 Un predictor 2 necesita como máximo temporalmente un retroacoplamiento, y el interruptor 12 puede encontrarse en su posición de vaciado, en la que se interrumpe la línea que conduce hasta el predictor 2. El predictor 2 reproduce la función inversa del comportamiento del sistema, p.ej. matemáticamente. También puede estar formado por una llamada red neuronal, que presenta capacidad de aprendizaje, o también estar formado por una celda con capacidad de aprendizaje. Las bases y la teoría de las redes neuronales, así como su estructura, se conocen de la literatura correspondiente y no forman parte de la invención.
- La ventaja de un predictor 2 consiste en su robustez con relación a las perturbaciones, ya que no necesita un retroacoplamiento constante, y en las posibilidades ampliadas que se obtienen en especial en el caso de una red neuronal con capacidad de aprendizaje.
- 10 Evidentemente un predictor no puede compensar el ruido de un sistema variable en el tiempo, como derivación térmica, fluctuación del tiempo de conmutación, etc. El comportamiento de transmisión invariable en el tiempo de un tramo de regulación se materializa mediante un retroacoplamiento temporal a través del interruptor 12.
- La regulación R1, R2, R3 necesita por el contrario, de forma estable, la realimentación de la señal tomada del punto 4', o una señal 11 tomada del punto 6', amplificada y debilitada a través del debilitador 10.
- 15 En el caso del circuito según la fig. 1 puede o bien estar prevista una regulación R1, R2, R3, cuya estructura puede estar configurada de forma diferente y sobre la cual están representados ejemplos en las figs. 2 a 4, o puede estar preconectado un predictor 2 de la etapa de amplificación V5.
- La fig. 2 muestra la estructura de principio de una primera forma de ejecución de un tramo de regulación R1. En esta forma de ejecución están previstos una instalación reguladora 13, una instalación codificadora 16 y un comparador de errores de pulso 14. Con ello están aplicados a las entradas de la instalación reguladora 13 el tren de señales digital 1, correspondiente a la corriente de datos de entrada, o una parte del mismo, así como la señal de salida de la instalación codificadora 16. Éste convierte el tren de señales digital 15 que procede del comparador 14 en una corriente de datos de error 17, que influye en la instalación reguladora 13.
- 20 Con ello se alimenta al comparador 14 una señal de salida del codificador 3, así como la señal 11 procedentes del debilitador 10 (no representado en la fig. 2), en donde el debilitador 10 está conectado de forma preferida al punto 6' de la etapa de amplificación. En el caso del comparador 14 puede tratarse de forma preferida de un enlace XOR. En el caso de la instalación codificadora 6 puede tratarse de un contador ascendente-descendente limitado temporalmente.
- 25 La instalación reguladora 13 genera, a partir del tren de señales digital 1 y de la corriente de datos de error 17, una corriente de datos de salida 1" que es tratada por el codificador 3 de la etapa de amplificación para convertirse en un tren de señales digital 4. La instalación reguladora 13 puede estar ejecutada con ello como mezclador.
- A las elevadas velocidades de conversión de los convertidores A/D actuales, de p.ej. 90 MHz, el tiempo de funcionamiento de bucle de la regulación R1 es suficientemente corto, de tal modo que puede llevarse a cabo una corrección de muestras de pulso con aumento de la calidad.
- 30 La regulación R2 según la fig. 3 presenta un comparador 19 y una instalación reguladora 13. La instalación reguladora 13 y el comparador 19 tratan el tren de señales digital 1, correspondiente a la corriente de datos de entrada, y la corriente de datos real 21 que entrega un convertidor 20, que convierte el tren de señales digital 6 en la corriente de datos 21. Con ello el comparador 19 genera una corriente de datos de error 17, que se alimenta a la instalación reguladora 13 que a su vez genera una corriente de datos 1", que se trata en la etapa de amplificación post-conectada como ya se ha explicado con base en la fig. 1.
- 35 Con la regulación R2 pueden detectarse y regularse también oscilaciones de la tensión de alimentación del amplificador clase D 5. Por medio de esto puede estructurarse de forma sencilla la fuente de tensión del amplificador clase D 5. La capacidad de cálculo para el comparador 19 y la instalación reguladora 13 puede estar materializada más bien lentamente en el microprocesador o rápidamente en un circuito de cálculo cableado de forma fija, p.ej. un IC programable por circuito, en donde también es posible una corrección de muestras de pulso.
- 40 La regulación R3 según la fig. 4 se diferencia de la regulación R2 según la fig. 3 en que al comparador 19 se alimenta el tren de señales digital 1 correspondiente a la corriente de datos de entrada, retardado en el tiempo con respecto a la instalación reguladora 3 a través de un elemento temporizador 22, y a la entrada del convertidor 20', que convierte señales analógicas en una corriente de datos real, se aplica la tensión de salida 31 de una o varias etapas de amplificación.
- 45
- 50

- 5 En el elemento temporizador 22 puede compensarse ventajosamente una característica de filtrado o el comportamiento de transmisión de tramo de la etapa de amplificación post-conectada. A causa de la comparación de las corrientes de datos 18 que envía el elemento temporizador 22, y 21, que envía el convertidor 20' y que llegan a las entradas del comparador 19 retardadas el mismo tiempo con respecto al tren de señales digital 1, la instalación reguladora 13 funciona de forma estable. La regulación hace posible el uso de filtros, resp. convertidores D/A, más sencillos a la salida de la etapa de amplificación. La potencia de cálculo para la instalación reguladora R3 la aporta un microprocesador.
- 10 En las etapas de amplificación V2 a V4 conforme a las figs. 5 a 7 y V6 según la fig. 9, la capacidad necesaria para la alimentación de energía y la amplificación se reduce a costa de una mayor capacidad en electrónica reguladora de baja potencia, que garantiza una calidad cada vez mayor de la tensión de salida en la carga, es decir en el elemento de ajuste 9.
- 15 La etapa de amplificación V3 según la fig. 6 presenta una regulación R3, una regulación R1, el codificador 3, un amplificador clase D 5, un convertidor D/A 7, un debilitador 10 y un convertidor 20'. Con ello en las entradas del debilitador 10 y del convertidor 20' está retroacoplada la tensión de salida 6. La señal 11 a la salida del debilitador 10 se alimenta a la regulación R1. El convertidor 20' genera, a partir de la tensión de salida 31, las palabras de datos de la corriente de datos real 21'. La corriente de datos 21' se alimenta a la regulación R3. La regulación R3 genera, a partir de las corrientes de datos 1 y 21', la corriente de datos 1''' que se alimenta a la regulación R1. En la regulación R1 se genera, a partir de la corriente de datos 1''' y de la señal 11, la corriente de datos 1'' que es tratada por el codificador 3 para convertirse en el tren de señales digital 4, que se aplica a la salida del amplificador clase D 5 amplificado como tensión 6.
- 20 La regulación R3 puede estar diseñada más lenta que la regulación R1, y hace posible p.ej. la regulación al máximo de oscilaciones en las tensiones de alimentación del amplificador clase D 5 en la fig. 6.
- 25 La etapa de amplificación V4 en la fig. 7 se diferencia de la etapa de amplificación V3 en que está prevista adicionalmente una regulación R2, que se conecta entre la regulación R3 y la R1. Con ello se retroacopla a la regulación R3 la tensión de salida de la etapa de amplificación V4 a través del convertidor A/D 20', que genera una corriente de datos 21' a partir de la tensión de salida 31.
- 30 El tren de señales 6 está aplicado por un lado, a través del convertidor 20 que genera una corriente de datos 21 a partir del tren de señales 6 amplificado, a la regulación que está post-conectada a la regulación R3. Asimismo el tren de señales 6 está retroacoplado, a través de un debilitador 10 que genera un tren de señales 11, a la regulación R1 que está post-conectada a la regulación R2.
- 35 La regulación R3 regula de forma correspondiente a la tensión de salida 31 y, por medio de esto, reduce los requisitos en el convertidor D/A 7. El elemento temporizador 22 de la regulación R3 puede ejecutarse en técnica digital, mediante un registro de desplazamiento, de forma bastante más sencilla y con una mayor calidad que los elementos temporizadores ejecutados en técnica analógica y en caso necesario con múltiples etapas.
- 40 Las funciones y la estructura de las diferentes regulaciones R1, R2, R3 son las mismas que las que se han descrito con base en las figs. 2 a 4.
- 45 Para la disposición de tres tramos de regulación R1, R2, R3 puede mantenerse reducida la capacidad de hardware. Con ello también pueden regularse al máximo distorsiones de filtrado mediante la realimentación de la tensión de salida, con lo que en ciertos casos puede prescindirse de una etapa de filtrado. Aparte de esto pueden tenerse también en cuenta sin una capacidad adicional fundamental, en una instalación reguladora que funcione digitalmente, diferentes características de filtrado.
- 50 La fig. 9 muestra una etapa de amplificación V6, que presenta un multiplexor 30 y un número n de etapas de amplificación, que pueden estar configuradas conforme a las etapas de amplificación V1 a V4. El multiplexor 30 genera a partir del tren de señales digital 1, correspondiente a la corriente de datos de entrada, un número de n partes de corrientes de datos 1.n, en donde cada corriente de datos 1.n se alimenta a una de las etapas de amplificación V1 a V4, en donde están previstas convenientemente en cada caso las mismas etapas de amplificación. Las salidas de las n etapas de amplificación V1 a V4 están unidas al borne de salida 8 y alimentan la tensión de salida 31. El elemento de ajuste 9, p.ej. un altavoz, está conectado al borne de salida 8 de la etapa de amplificación V6, ya sea directamente a través de una línea o a través de un filtro intercalado 33.
- En la forma de ejecución según la fig. 9, el amplificador clase D puede hacerse funcionar, con una calidad de la señal de salida al menos igual que la de la solución mono-etapa, p.ej. a causa de la sincronización desplazada en fase de n amplificadores clase D 5 conectados en paralelo, con la enésima parte de la frecuencia de conmutación. Los procesos de conmutación pueden desarrollarse más lentamente sin pérdidas de calidad. Por medio de esto se aumenta la resistencia electromagnética. Las pérdidas de conmutación aumentan, pero el grado de eficacia

permanece elevado en comparación con un amplificador clase A. En el caso de potencias superiores de p.ej. 5 kW y superiores, también pueden usarse circuitos de descarga a causa de la menor frecuencia de conmutación, con lo que aumenta la densidad de potencia (potencia que puede transmitirse por volumen de las partes de potencia).

- 5 En la forma de ejecución según la fig. 10 a una etapa de amplificación V6 que, como puede verse en la fig. 9, comprende varios amplificadores clase D, está preconectada una regulación R2 o R3 (fig. 3, fig. 4) que trata el tren de señales 1 correspondiente a la corriente de datos de entrada y la corriente de datos de salida 21', que está generada por el convertidor 20', para formar la corriente de datos 35. La tensión en el borne de salida 8 de la etapa de amplificación V6, o la tensión en la carga 9, se retroacopla a la entrada del convertidor 20' mediante un conmutador 36, que también puede suprimirse.
- 10 En la forma de ejecución según la fig. 10 pueden aprovecharse las ventajas que se obtienen mediante la interconexión de varios amplificadores clase D, sin que tenga que aumentarse la potencia de cálculo de la unidad reguladora digital en el múltiplo correspondiente. Con ello la etapa de amplificación V6 puede estar estructurada con etapas de amplificación sencillas, p.ej. etapas de amplificación V1 (fig. 1).
- 15 En la forma de ejecución según la fig. 10 está previsto además un conmutador 32, a través del cual puede unirse el borne de salida 8 a la carga 9, a elección a través de un filtro 33 o directamente.
- 20 En la forma de ejecución según la fig. 11 está preconectado a una etapa de amplificación, en la que a elección puede tratarse de una etapa de amplificación V1, V2, V3, V4, V5 o V6, un predictor 2 a cuya entrada pueden aplicarse a través de un interruptor 12 señales de un micrófono, que p.ej. está instalado en una sala sonorizada mediante la carga 9, en la que puede tratarse de un altavoz. Con ello a la etapa de multiplicación está post-conectado un filtro 33.
- Con ello puede detectarse también la influencia de aquel tramo tras el que está conectada la carga 9. Debido a que el predictor 2 tiene en cuenta el comportamiento del tramo de regulación que comprende la etapa de amplificación, puede prescindirse de un retroacoplamiento constante.
- 25 La fig. 12 muestra el ejemplo de ejecución para la parte de potencia 5. La parte de potencia 5 está formada por ejemplo por las alimentaciones de tensión 41, 42 y una disposición de semipunte 43, 44. La disposición de semipunte está formada por un interruptor principal 50 y un diodo de funcionamiento libre 51 en antiparalelo, así como por otro interruptor principal 52 con otro diodo de funcionamiento libre 53.
- 30 La salida del interruptor principal 50 está unida a través de una línea 54 a la entrada del interruptor principal 52. La entrada del interruptor principal 50 está unida a través de la línea de alimentación 55 a la alimentación de tensión 41, y la salida del interruptor principal 52 a través de la línea de alimentación 56 a la alimentación de tensión 42.
- 35 La alimentación de tensión 42 está conectada en serie. La línea 57 está unida a la masa de potencia 40 en el nodo 49. Dos instalaciones de alimentación 41, 42 conectadas en serie se cargan con la disposición de semipunte de los interruptores de potencia 43, 44. Al punto central 48 de la disposición de semipunte se aplica la señal 6. El potencial de referencia para la tensión 6 de alta potencia es la masa de potencia 40, que está conectada al punto de unión 49 de las instalaciones de alimentación 41, 42. El tren de señales 4 de baja potencia se alimenta a la instalación de paso excitador 45. Si la señal 4 es alta, se conecta el interruptor superior 43 mediante la instalación de paso excitador 47 no inversora y se desconecta el interruptor inferior 44 mediante la instalación de paso excitador 46 inversora.
- 40 La tensión 6 ó 31 es con relación a la masa 40 igual que la tensión de salida de la instalación de alimentación 41. Si la señal 4 es baja, se une el punto 48 a través del interruptor inferior 44 a la instalación de alimentación 42. La tensión 6, 31 es, con relación a la masa de potencia 40, igual a la tensión de salida negativa de la instalación de alimentación 42. El tren de señales 4 de baja potencia se aplica, de forma amplificada, a los niveles de las instalaciones de alimentación 41, 42 con relación a la masa de potencia 40, como tensión de salida de alta potencia 6 al punto central de semipunte 48.
- 45 En el caso de la parte de potencia 5 se trata de un dispositivo, p.ej. materializado con los semiconductores de potencia 43, 44 en disposición de semipunte, para generar pulsos de tensión positivos y/o negativos procedentes de al menos una fuente de tensión 41, 42, en la que la alimentación de corriente de una carga, p.ej. en la tensión de salida de alta potencia 6, se interrumpe con pocas pérdidas de forma sincronizada y/o se invierte su polaridad.
- 50 El grado de eficacia de los amplificadores de conmutación está influenciado en gran medida por la frecuencia de conmutación. Las pérdidas de conmutación de los interruptores de potencia FET aumentan sobre-proporcionalmente con la tensión aplicada. Al menos una etapa de amplificación clase D V1 a V5, que funcione con frecuencia reducida, de una etapa de amplificación V6 entrega potencia para los altavoces Bass, mientras se proporcionan las

potencias bastante inferiores para los tonos altos de otra etapa de amplificación clase D V1 a V5 de la etapa de amplificación V6, que funciona con una frecuencia de conmutación bastante mayor y una tensión de alimentación menor.

5 La fig. 13 muestra a modo de ejemplo la materialización digital de la regulación R1. Las palabras de datos de una corriente de datos nominales 1 alimentada, p.ej. en formato i2s, se alimentan a través de p.ej el convertidor 100 y el filtro previo 102, que también pueden estar ejecutados como filtros de decimación, eventualmente en serie a la instalación reguladora 13, por ejemplo a un mezclador. La instalación reguladora 13 posee una entrada de retroacoplamiento o reacción negativa, a la que se alimenta la corriente de datos de error 17, y trata las palabras de datos de las corrientes de datos de entrada 1 y 17 para formar la corriente de datos 1". La corriente de datos 1" se
10 convierte mediante el codificador 3 en el tren de señales digital 4, de tal modo que el valor del tren de señales 4 emitido mientras dura un periodo de conmutación sigue a la corriente de datos 1". El tren de señales digital 4 se amplifica mediante un amplificador de conmutación 5 (véase también la fig. 12) hasta formar la tensión de salida de alta potencia 6, en donde la instalación reguladora 13 compensa los errores de tiempo de conmutación o la variación de la forma del tren de señales 4, como consecuencia de diferentes tiempos de conmutación de los transistores de conmutación 43, 44 de la parte de potencia 5. El tren de señales digital 4, que se corresponde con la corriente de datos 1", es asumido con cada flanco ascendente de la señal de reloj 110 por la báscula clase D del convertidor 100. El convertidor 100 convierte por ejemplo los trenes de señales digitales de la corriente de datos nominales en formato is2, sincrónicos con la señal de reloj 110, en una corriente de datos 101 en paralelo o en serie, que se convierte mediante un filtro previo 102 en una corriente de datos 1' de otra resolución y sincronía.

20 Esta corriente de datos 1' es sincrónica con la señal de sincronización 140, por ejemplo 176 kHz. Ésta es también la sincronía de la corriente de datos de compensación 17, que se obtiene de la comparación entre el tren de señales digital 4 y la tensión de salida 6 de alta potencia. La corriente de datos de compensación 17 es generada por el sumador 111, que suma con el signo correcto los valores digitalizados por el contador ascendente-descendente 108 de los anchos de pulso de la señal de error 15. Con el contador 108 puede materializarse un integrador limitado en el tiempo al periodo de conmutación de la frecuencia de conmutación.

La frecuencia de conmutación del amplificador clase D 5 se deriva de la señal de sincronización 120, que se alimenta al contador 104 del codificador 3. El contador 104 genera el ciclo de frecuencia de conmutación 140, con el que se controla o repone el contador 108. La corriente de datos de salida 107 del contador ascendente-descendente 108 (resp. digitalizador de ancho de pulso de error) es sincrónico con el ciclo 140. La señal de ancho de pulso de error 15 es generada por el comparador 14, materializado aquí p.ej. como rejilla XOR, al que se alimentan el tren de señales digital 4 y la tensión de salida digital 11 desde el debilitador 10, en el que está retroacoplada en el lado de entrada la tensión de salida de alta potencia 6. La señal 15 a la salida del comparador 14 sólo es alta durante los periodos en los que sus entradas, es decir la señal 4 y la tensión de salida de alta potencia 6, muestran diferentes estados. Las corrientes de datos 1' y 17 sincrónicas con el ciclo 140 se suman en la instalación reguladora 13 (p.ej. un mezclador), que genera la corriente de datos 1".

En el comparador 103 se analiza la igualdad de las palabras de la corriente de datos 1" con los valores de la corriente de datos 105, que es generada por el contador 104. El contador 104 y el flip-flop RS 106 son controlados por el ciclo 140 (repuesto). Mediante el contador 104, el comparador 103, el flip-flop RS 106 y el ciclo 120 se lleva a cabo una modulación PWM de la corriente de datos 1".

40

REIVINDICACIONES

5 1. Procedimiento para generar una tensión alterna de alta potencia amplificada mediante conmutación, que sigue una corriente de datos de entrada digitales en forma y amplitud, en el que se amplifica la corriente de datos de entrada, caracterizado porque la corriente de datos de entrada se convierte en un tren de señales digital (1) y este tren de señales (1) se alimenta a una instalación reguladora (13), y una señal digital (4), que depende de la señal de salida de la instalación reguladora (13), se amplifica mediante conmutación, en donde desde la señal de salida amplificada (6) se retroacopla una señal digital (21, 21') y se compara con el tren de señales digital (1) con ayuda de un comparador (19), y la señal diferencial digital establecida mediante el comparador (19) se alimenta a la instalación reguladora (13), en donde el tren de señales digital (1) se alimenta al comparador (19) como un tren de datos digital (18), dado el caso retardado con respecto al tren de datos digital (1).

15 2. Procedimiento para generar una tensión alterna de alta potencia amplificada, que sigue una corriente de datos de entrada digitales en forma y amplitud, mediante una etapa de amplificación clase D que se compone de un amplificador clase D (5) con alimentación de tensión y al menos un transistor de conmutación (43, 44), un convertidor D/A conectado y una carga conectada al mismo, caracterizado porque está prevista una primera regulación (R3) que funciona digitalmente y que presenta un elemento temporizador (22), un primer comparador (19) y una primera instalación reguladora (13), en donde una primera entrada del primer comparador (19) recibe un tren de señales digital (1) correspondiente a la corriente de datos de entrada a través del elemento temporizador (22), una segunda entrada del primer comparador (19) recibe una señal digital (21, 21'), retroacoplada desde la señal de salida (6) del amplificador clase D (5), y la salida del primer comparador (19) está unida a la primera instalación reguladora (13), en donde el elemento temporizador (22) alimenta el tren de señales digital (1) al primer comparador (19), dado el caso retardado con respecto a la primera instalación reguladora (13).

20 3. Dispositivo según la reivindicación 2, caracterizado porque la segunda entrada del primer comparador (19) está conectada, a través de un convertidor A/D (20), a la salida de un convertidor D/A (7) post-conectado al amplificador D (5).

25 4. Dispositivo según la reivindicación 2 ó 3, caracterizado porque está prevista una segunda regulación (R1) que funciona digitalmente y que presenta un segundo comparador (14) y una segunda instalación reguladora (13), en donde una primera entrada de la segunda instalación reguladora (13) está unida a la salida de la primera instalación reguladora (13), y una primera entrada del segundo comparador (14) recibe un tren de señales digital (4), derivado de la señal de salida (1'') de la segunda instalación reguladora (13), una segunda entrada del segundo comparador (14) recibe una señal digital (11) correspondiente a la señal de salida del amplificador clase D (5), y la salida del segundo comparador (14) está unida, a través de un codificador (16), a una segunda entrada de la segunda instalación reguladora (13).

30 5. Dispositivo según la reivindicación 4, caracterizado porque la segunda entrada del segundo comparador (14) está unida a la salida del amplificador clase D (5) a través de un debilitador (10).

35

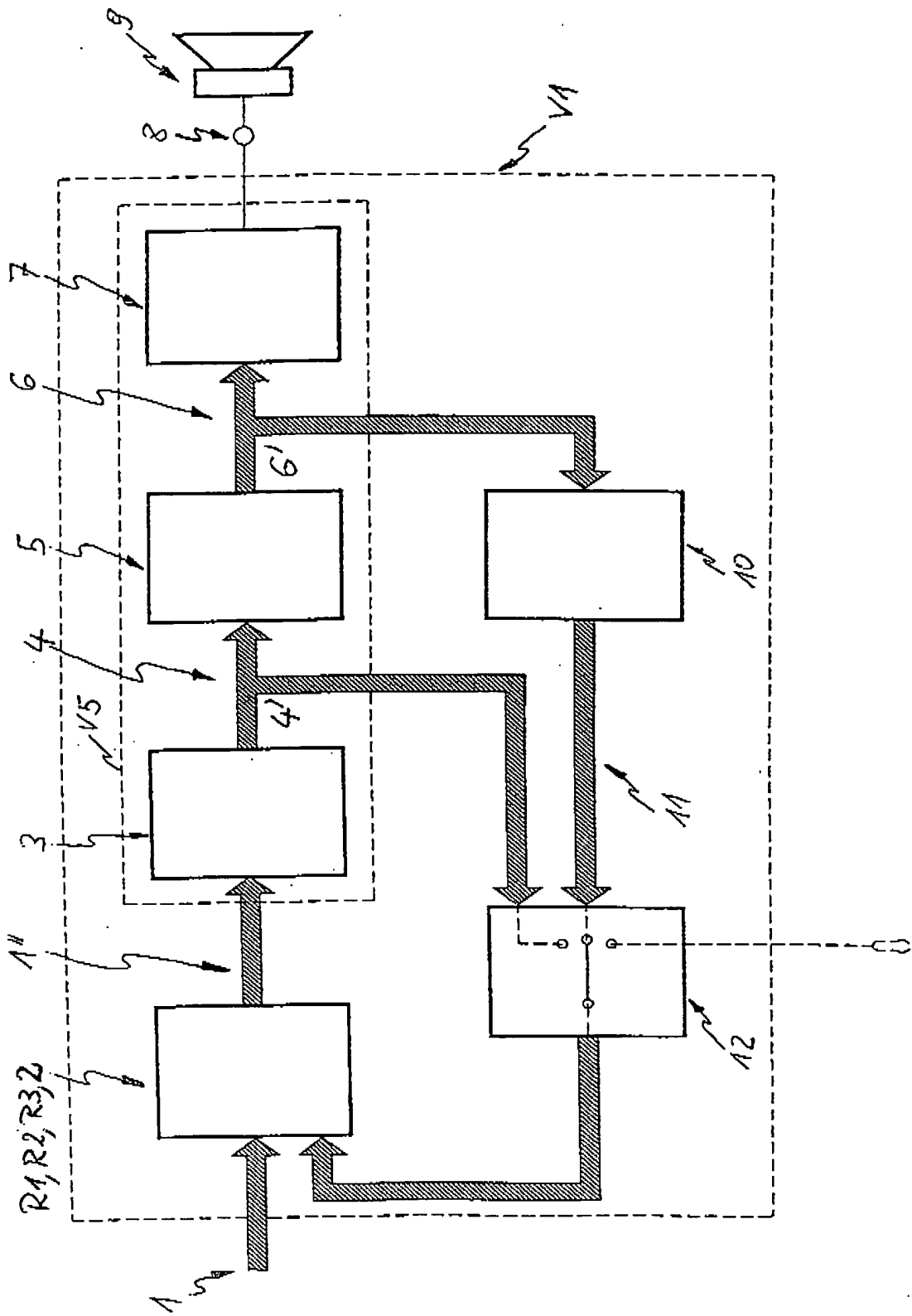


Fig. 1

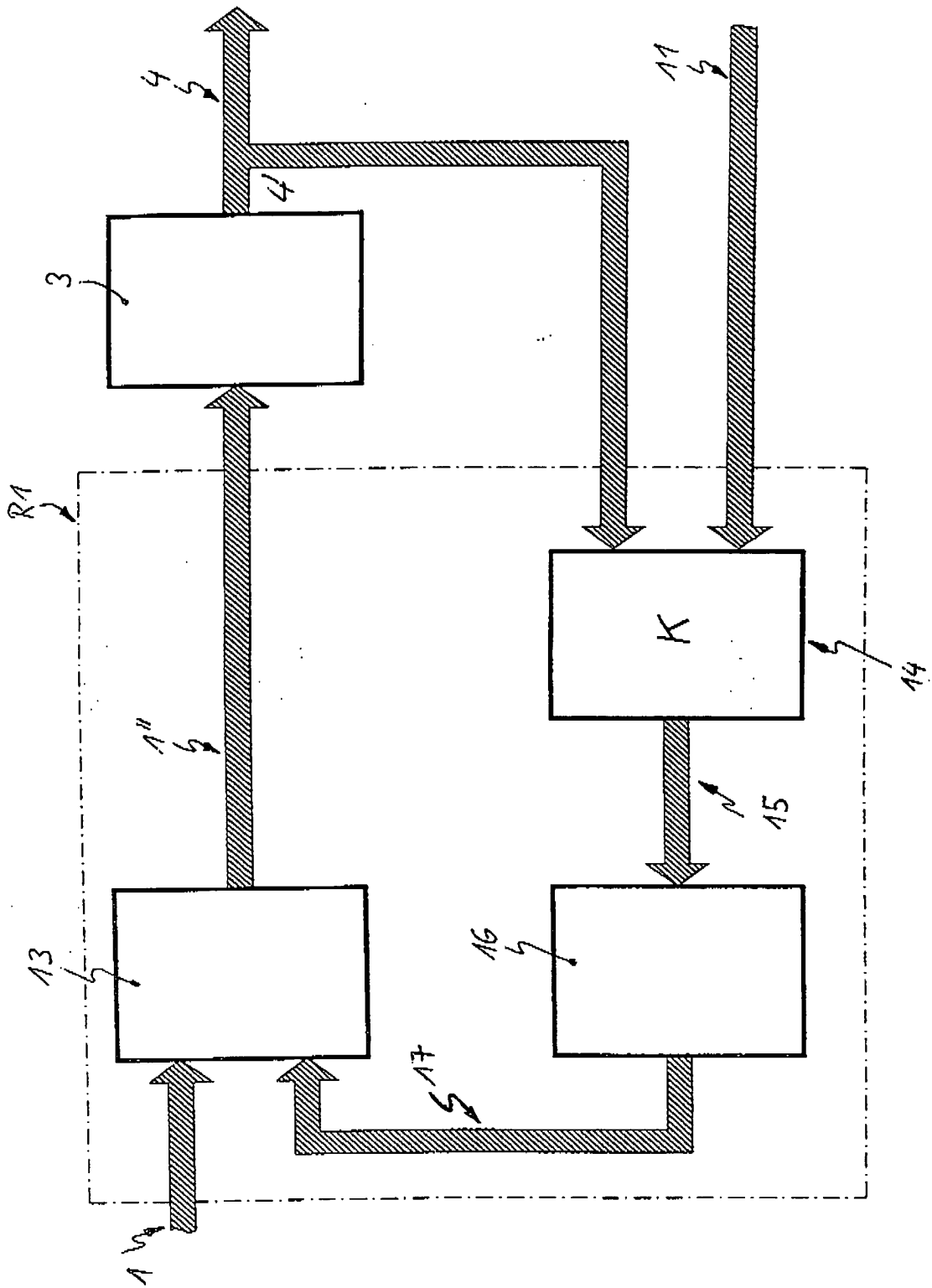


Fig. 2

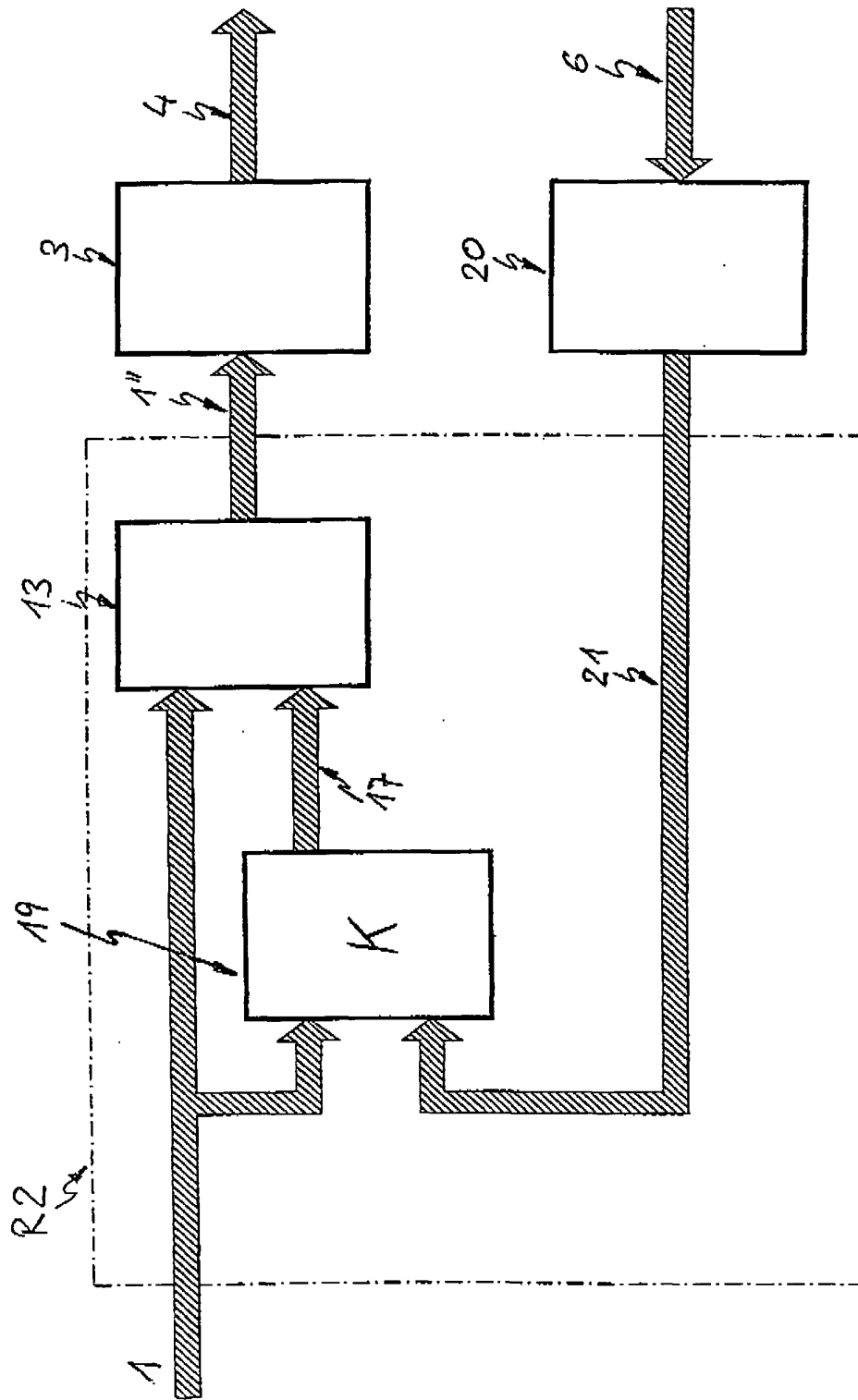


Fig. 3

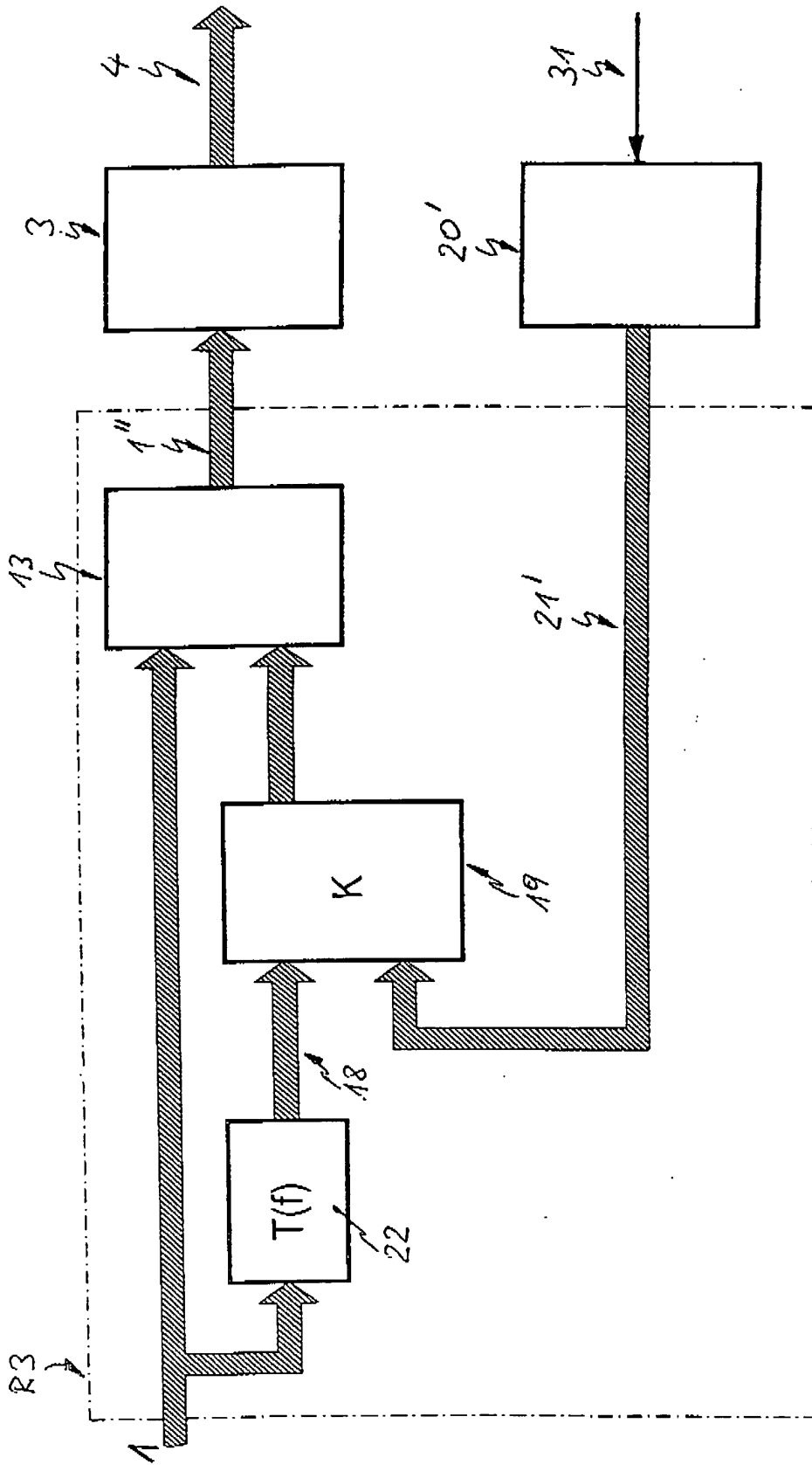


Fig. 4

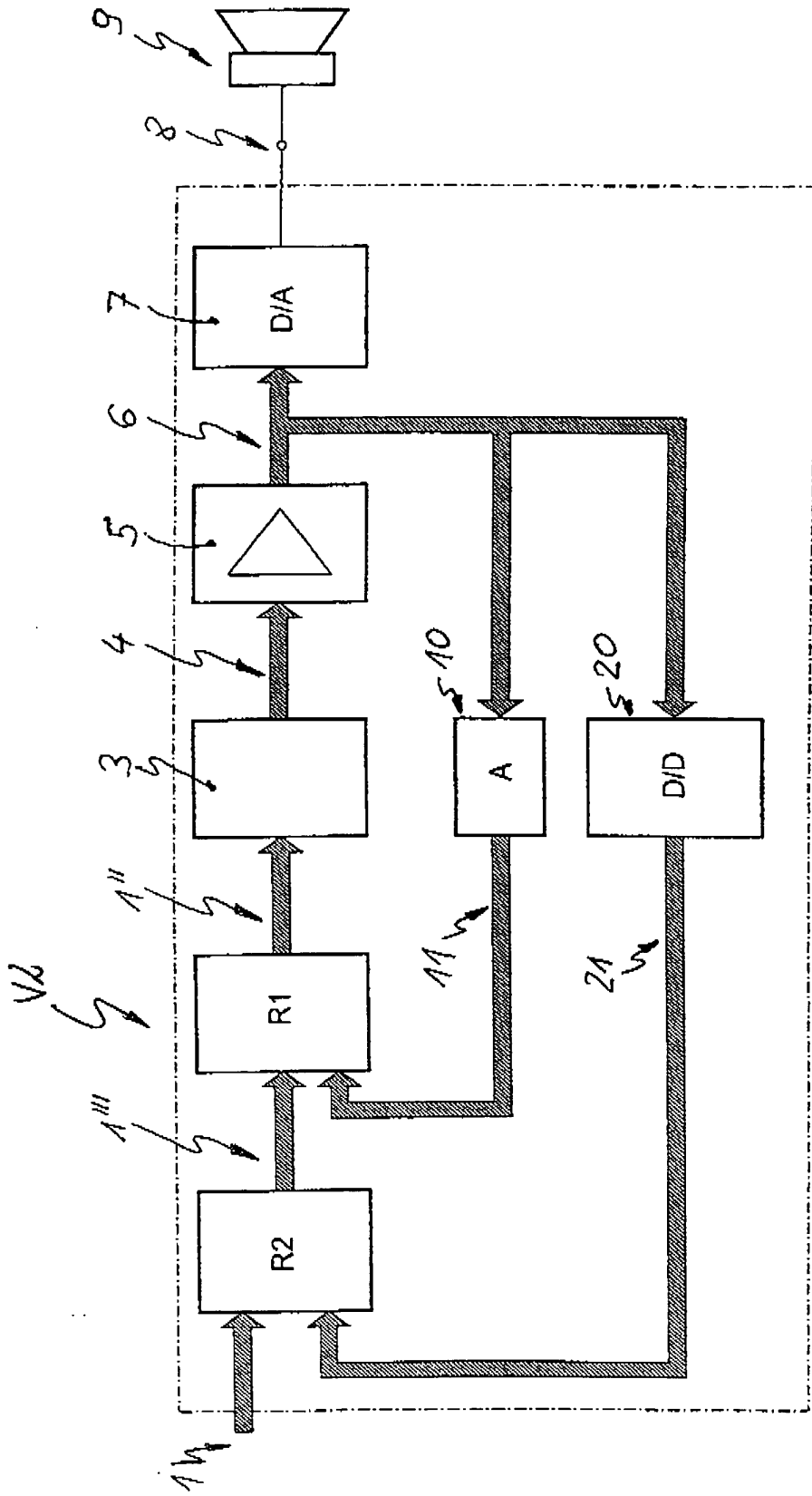


Fig. 5

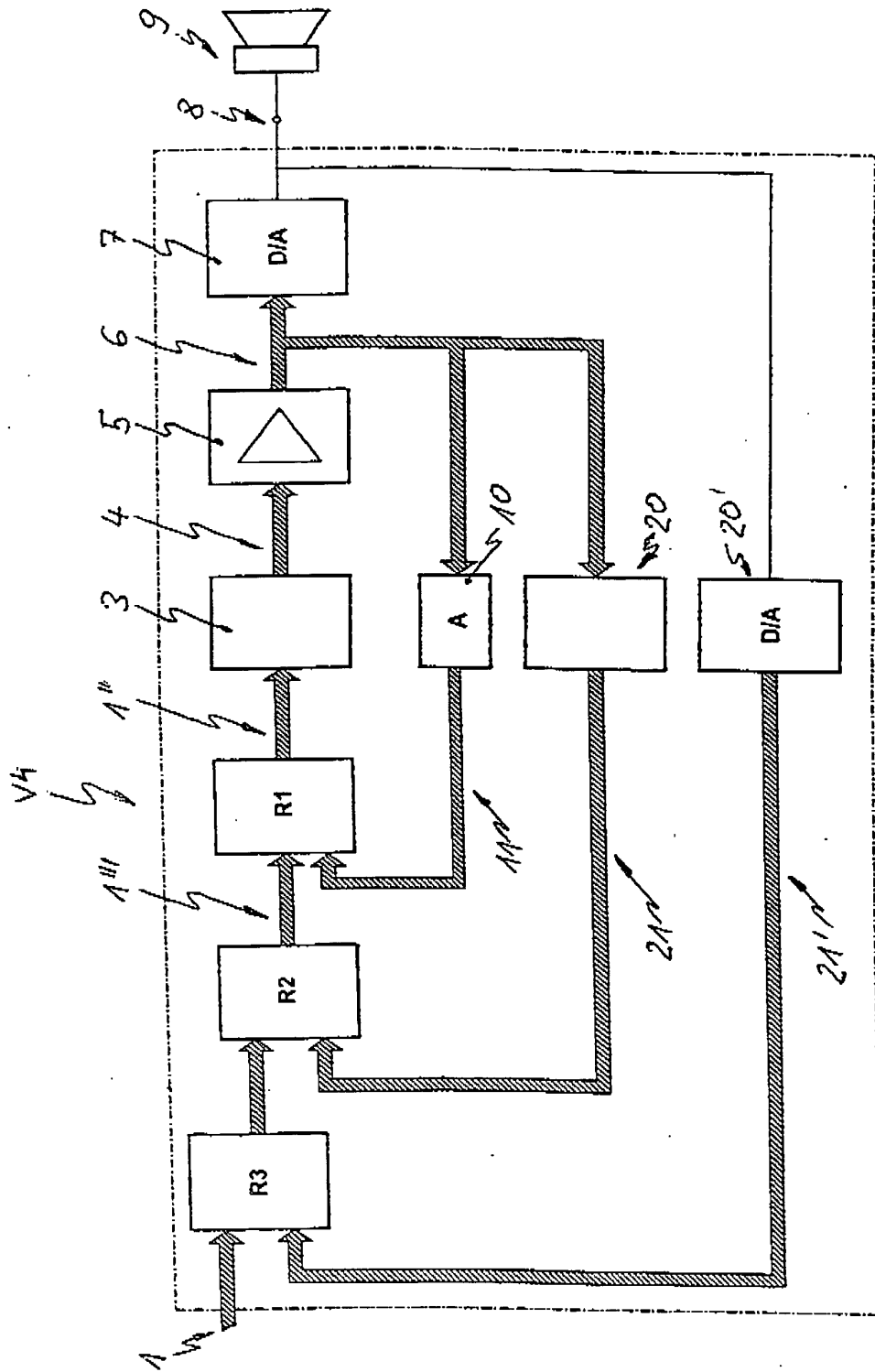


Fig. 7

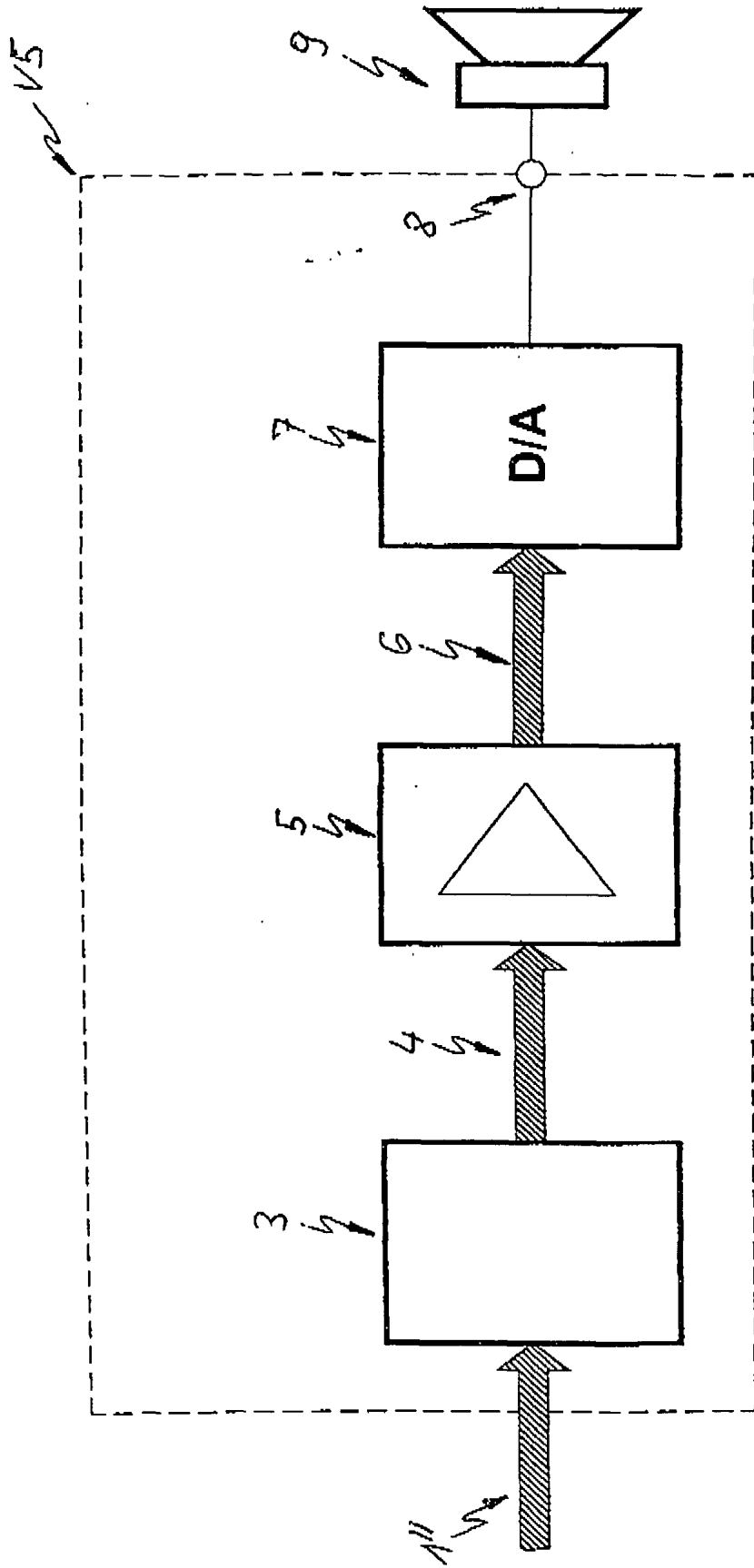


Fig. 8

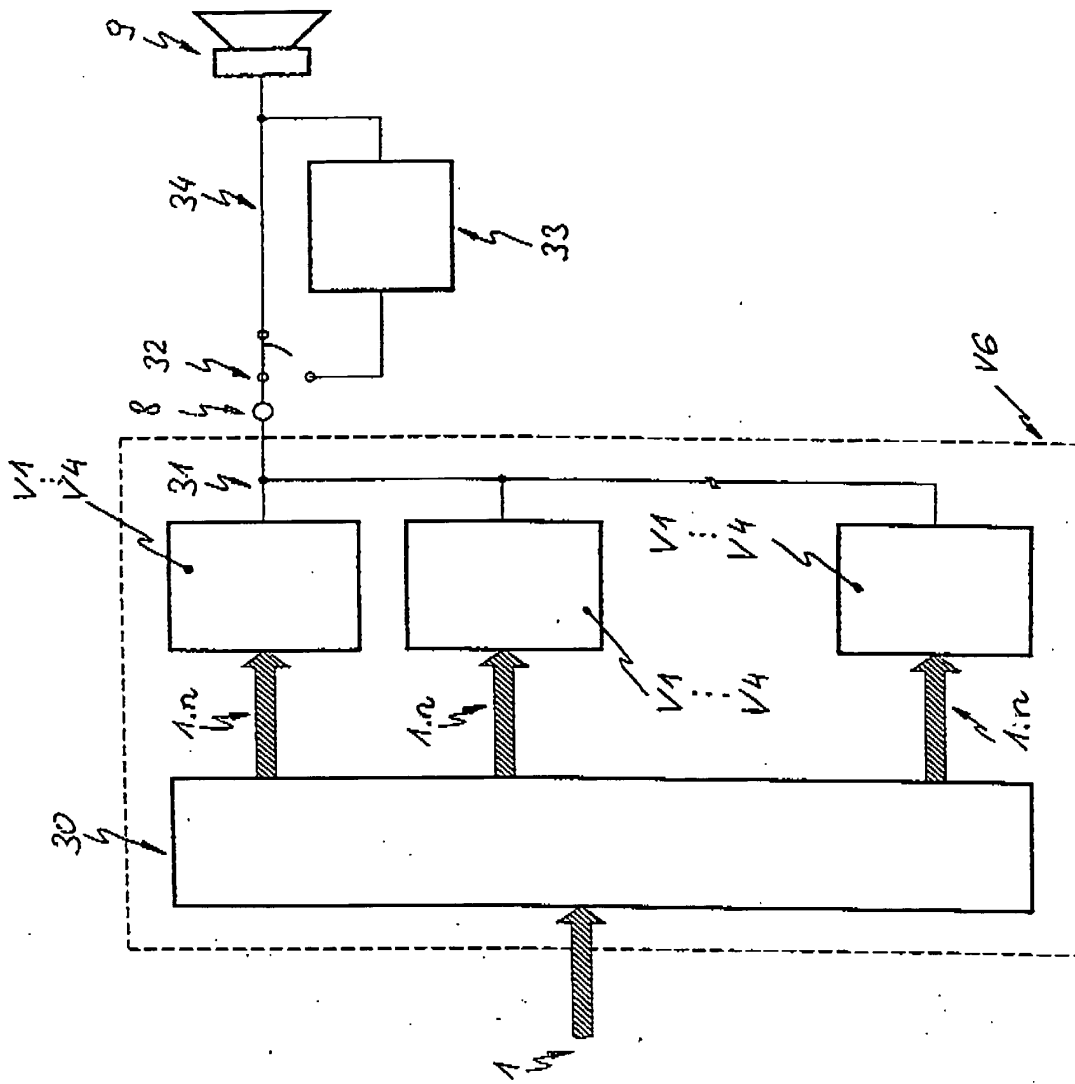


Fig. 9

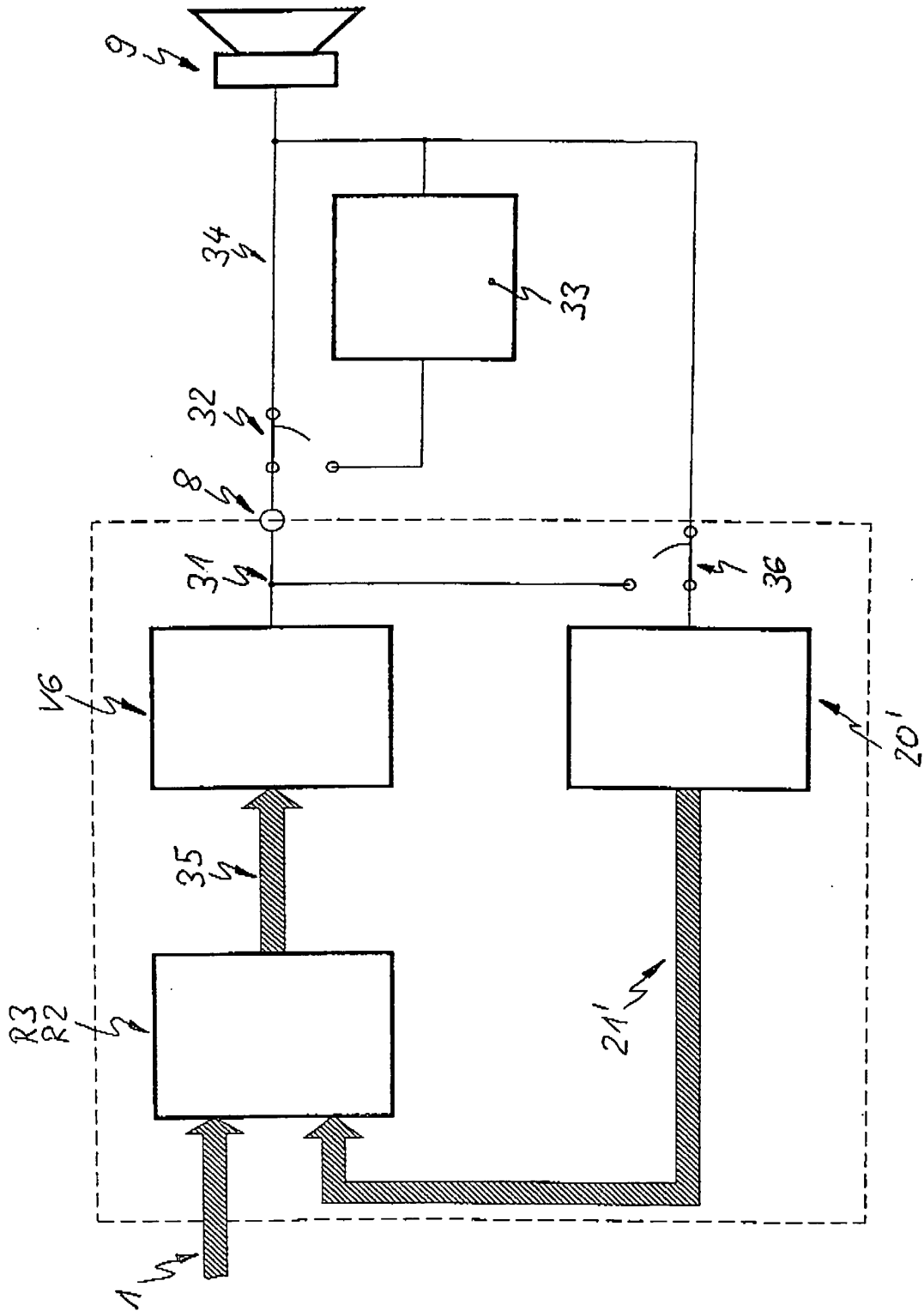


Fig. 10

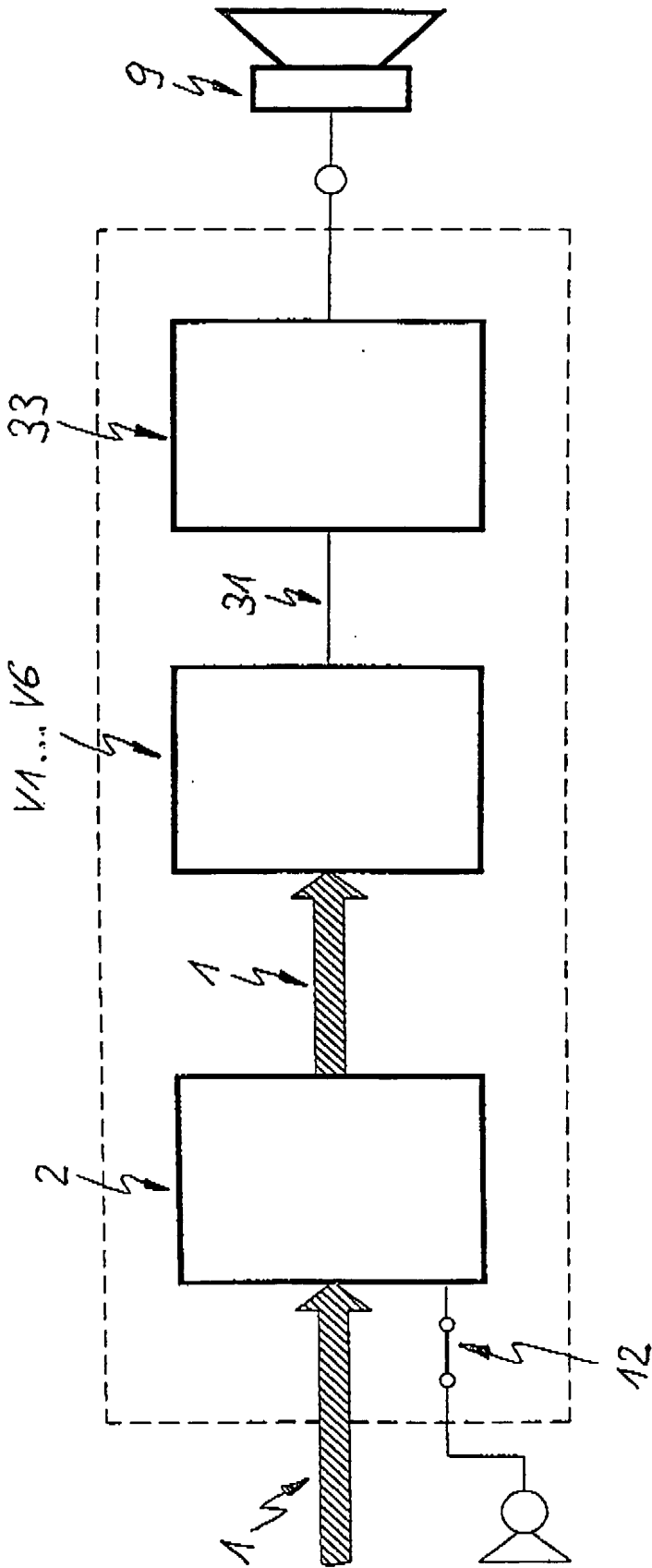


Fig. 11

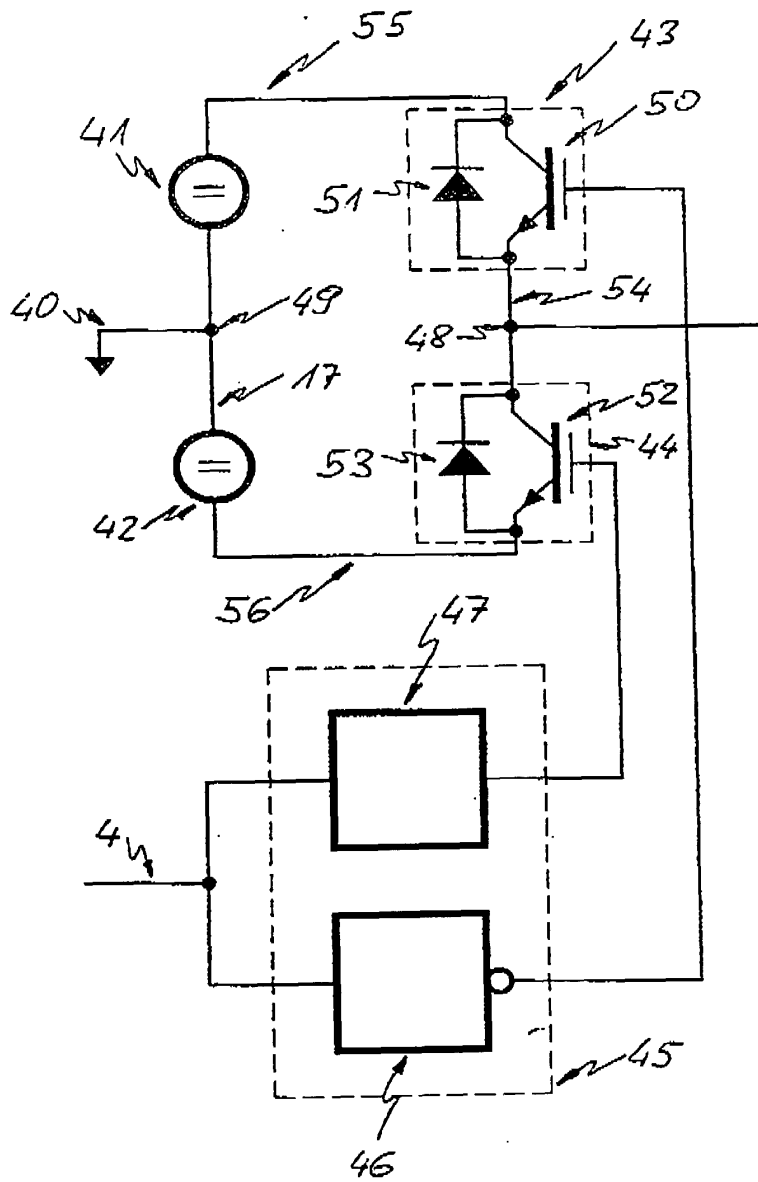


Fig. 12

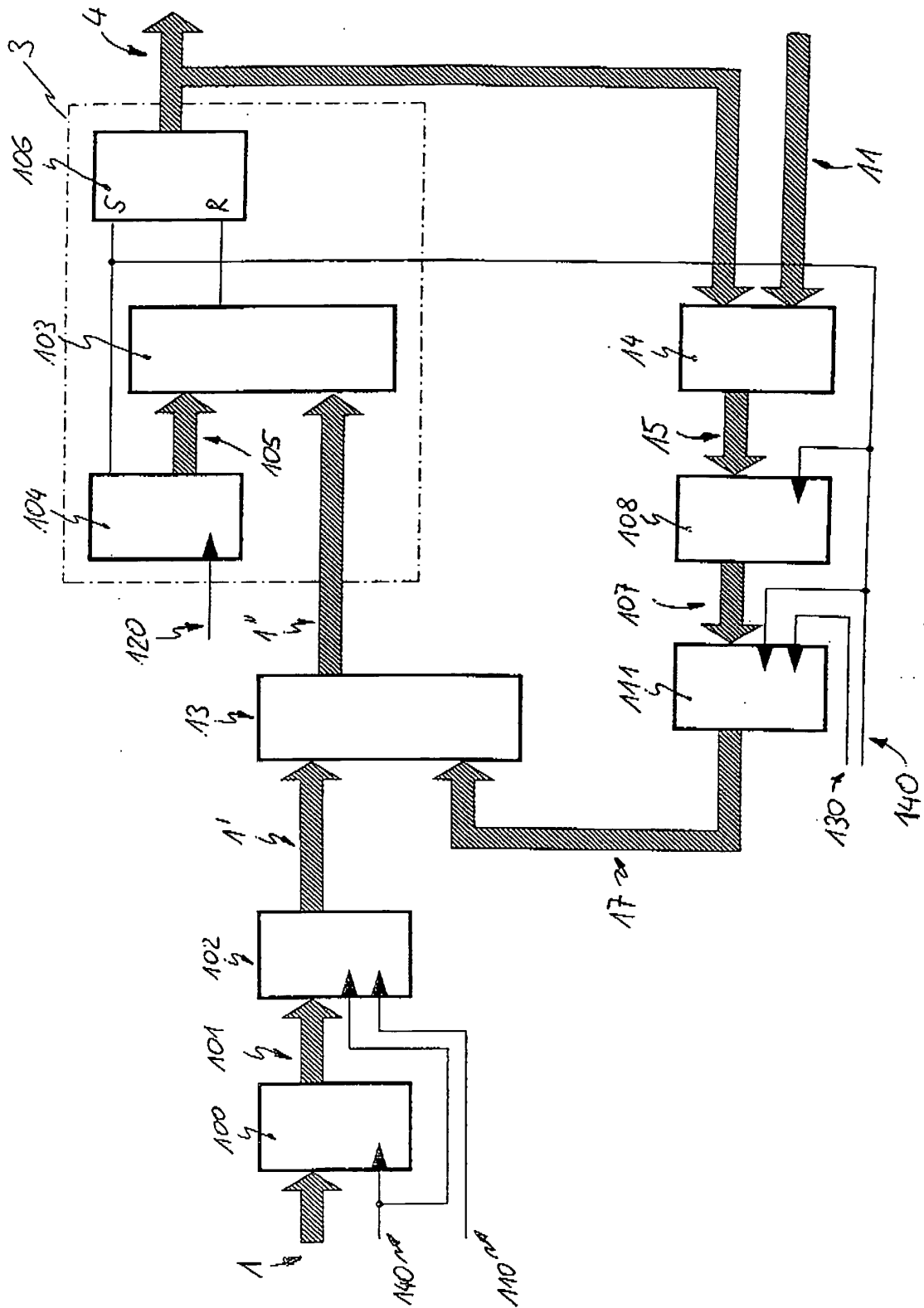


Fig. 13