

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 627 277**

51 Int. Cl.:

H03H 7/46 (2006.01)

H03H 7/01 (2006.01)

H03F 3/21 (2006.01)

H03F 1/52 (2006.01)

H05H 7/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.10.2014 E 14189313 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.03.2017 EP 2863544**

54 Título: **Disposición de conmutación y dispositivo para la protección de un componente electrónico**

30 Prioridad:

17.10.2013 DE 102013111470

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

27.07.2017

73 Titular/es:

**CRYOELECTRA GMBH (100.0%)
Wettinerstrasse 6H
42287 Wuppertal, DE**

72 Inventor/es:

**PROF.DR. HELMUT PIEL y
DIPL.-ING. DR. SERGEI KOLESOV**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 627 277 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

Disposición de conmutación y dispositivo para la protección de un componente electrónico

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere, entre otros, a una disposición de conmutación y dispositivos para la protección de un componente electrónico, en particular de un componente de alta frecuencia (por ejemplo, de una unidad de amplificador de un amplificador de HF o de un amplificador de VHF).

10

Antecedente de la invención

La aceleración de electrones, protones e iones pesados hasta altas energías por encima de algunos MeV ocurre sin excepción en los resonadores de cavidad (en inglés, *cavities*) de un acelerador de partículas. Para la excitación de los campos electromagnéticos en estos resonadores de aceleración y para la transmisión de energía a los electrones, protones e iones que van a acelerarse, así como sus antipartículas, se necesitan amplificadores de amplia frecuencia en el rango de HF de aproximadamente 30 MHz a aproximadamente 3 GHz (en particular en el rango de HF de aproximadamente 30 MHz a aproximadamente 300 MHz), que pueden generar una potencia de alta frecuencia de aproximadamente 10 kW a varios MW.

15

Hasta hace pocos años, estas potencias podían conseguirse solo con amplificadores de tubo. Los éxitos en el desarrollo de transistores de potencia LDMOS-FET (*Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor- Field Effect Transistor*) han conducido a que hoy puedan construirse amplificadores de semiconductores de VHF hasta potencias en el rango de 10 a 150 kW y más.

20

Sumario de algunas formas de realización a modo de ejemplo de la presente invención

En los resonadores de alta frecuencia de instalaciones de aceleración pueden aparecer interferencias electromagnéticas que generan señales de interferencia o impulsos electromagnéticos, cuyas ondas parciales presentan frecuencias que se sitúan por encima y/o por debajo de la frecuencia de operación del resonador de aceleración, que se emiten por el resonador de aceleración en dirección a los transistores de potencia activos y, dado el caso, pueden destruir estos. Esta destrucción se causa principalmente debido a amplitudes de tensión demasiado altas de las señales de interferencia (por ejemplo, señales de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V). Las amplitudes de tensión de impulso de más de 130 V y una duración de menos picosegundos pueden actuar de manera destructiva sobre transistores de potencia de un amplificador de HF tal como transistores de efecto de campo de LDMOS.

25

Estas interferencias se provocan en particular debido a descargas de gas (arcos voltaicos) que se obtienen por sí mismas en resonadores de aceleración. Los arcos voltaicos que aparecen en la técnica energética eléctrica en caso de maniobras de conmutación se denominan "arcos voltaicos de conmutación" y los arcos voltaicos indeseados se denominan "arcos voltaicos de interferencias". Tales arcos voltaicos de interferencia pueden originarse también en resonadores de aceleración.

30

De la naturaleza de resonadores de aceleración se deduce que en su interior haya zonas con alta amplificación de campo eléctrica. Para evitar arcos voltaicos de interferencia tiene que mantenerse, por tanto, un muy buen vacío en el resonador. Para el aumento de presión local en el resonador y, con ello, para crear el requisito necesario para la generación de una descarga de gas que se obtiene de por sí y un arco voltaico interferente puede producirse, no obstante, durante la operación del campo alto por la emisión de campo de electrones o por el denominado sometimiento de electrones a varios campos magnéticos.

35

En ambos procesos se produce la generación de corrientes a partir de electrones libres que se aceleran en el campo del resonador y absorben así energía. Al incidir estas corrientes de electrones en la pared del resonador, aparecen calentamientos locales. En este sentido se evaporan capas absorbidas sobre la pared de resonador (principalmente capas de agua) y generan el gas necesario en el que puede producirse una descarga de gas que se obtiene de por sí (es decir, un arco voltaico). Los dos procedimientos en los que pueden producirse corrientes libres en el resonador se representan brevemente a continuación.

40

El fenómeno de la generación de corrientes de electrones libres mediante el sometimiento a varios campos magnéticos se origina por regla general incluso en caso de amplificaciones de campo bajas en un resonador de aceleración.

45

Hay dos categorías del sometimiento a varios campos magnéticos de electrones: el sometimiento a varios campos magnéticos unilateral y bilateral, cuya descripción traspasaría en detalle el marco de esta solicitud. Un evento de sometimiento a varios campos magnéticos de electrones comienza con la liberación de un electrón desde la pared de cobre del resonador, normalmente mediante radiación cósmica. El electrón que sale del metal se acelera en el

50

campo del resonador y choca, en el caso del sometimiento bilateral a varios campos magnéticos, contra la pared del resonador opuesta. Si su energía al penetrar en el metal es mayor que aproximadamente 20 eV, puede liberar varios electrones a partir del metal. En caso de que en este momento se haya dado la vuelta la dirección del campo eléctrico en la superficie de metal, se aceleran los electrones liberados de vuelta al lugar de salida del electrón originario y ahí liberan, a su vez, electrones. Cuando el tiempo de vuelo de los electrones entre estos dos lugares es exactamente igual $(2n-1)*t/2$, siendo n un número entero y t la duración del periodo del campo de alta frecuencia, se aceleran a su vez los electrones generados y liberan, a su vez, al penetrar en el metal, electrones secundarios.

Como consecuencia de este desarrollo de avalancha se origina una corriente significativa, que calienta de manera intensa las dos pequeñas zonas de superficie afectadas. Este calentamiento puede provocar, tal como se describió anteriormente, la evaporación de capas que se adhieren a cualquier superficie de metal (en particular capas de agua), lo que puede conducir después de todo a través de un empeoramiento del vacío local a una descarga de gas, en cuya consecuencia puede originarse un arco voltaico interferente. No obstante, esto supone que el procedimiento de sometimiento a varios campos magnéticos tenga lugar en una zona del resonador en la que prevalece una amplificación de campo eléctrica, en la que puede producirse una descarga de gas autosostenible y, con ello, un arco voltaico interferente. Las corrientes de electrones libres retiran en cualquier caso energía del campo de resonador y conducen así a una reducción de los productos de resonador. Esto conduce a su vez a una inadaptación del resonador y de esta manera a una reflexión de la potencia de alta frecuencia ofrecida. Al menos los transistores de efecto de campo LDMOS ya mencionados anteriormente son en gran parte insensibles contra la reflexión de una parte de su señal de salida.

La generación de un arco voltaico interferente se provoca en particular a amplificaciones de campo altas debido a la emisión de campo de electrones en el resonador. La emisión de campo de electrones a partir de superficies de metal se origina preferentemente en puntas microscópicas sobre la superficie de metal del re-resonador. A este respecto, aumenta la corriente de emisión de campo exponencialmente con la amplificación de campo en el resonador. La corriente de emisión de campo que incide sobre la pared del resonador enfrentada al emisor de campo conduce al empeoramiento del vacío descrito ya anteriormente y, de esta manera, a requerir una descarga de gas que pueda conducir con una corriente de emisión creciente y una presión creciente a un arco voltaico (por ejemplo, a un arco voltaico interferente). A través de la baja resistencia del plasma en el arco voltaico se descarga toda la energía del resonador en un periodo de tiempo muy corto. El derrumbamiento del campo genera una señal interferente de la duración Δt , que a través del acoplamiento del resonador en el cable de alimentación de HF vuelve al amplificador de HF.

Son especialmente peligrosas las señales de interferencia generadas de esta manera; por un lado, debido a su ubicación de fase arbitraria en función de la fase de la potencia de alimentación suministrada por amplificadores y, por otro lado, por sus picos de tensión no previsible, que pueden conducir a la destrucción de los transistores de potencia.

Una señal de extremadamente poco tiempo, que se genera debido a un derrumbamiento de campo en el resonador, no es una señal armónica. Se trata de un paquete de ondas que cumple la condición $\Delta v \cdot \Delta t > 1$, siendo v la frecuencia de las ondas parciales del paquete de ondas. Parece más adecuada la denominación impulso electromagnético o sencillamente impulso para el paquete de ondas, que se genera debido a un derrumbamiento repentino del campo electromagnético en el resonador de aceleración. Si se denomina con v_1 la frecuencia superior a la que la amplitud del impulso ha caído hasta aproximadamente la mitad de su valor máximo, y v_2 como la frecuencia inferior a la que la amplitud del impulso ha disminuido hasta la mitad de su valor máximo, Δv es la diferencia de estas dos medidas o la amplitud del intervalo de frecuencia. El signo de igual en la condición mencionada anteriormente ($\Delta v \cdot \Delta t > 1$) es correcto cuando el impulso es un impulso rectangular y todas las ondas parciales tienen las mismas amplitudes. Este no es el caso en un impulso generado por un derrumbamiento de campo. La denominación de un evento como impulso, que se refleja por el resonador de aceleración en el amplificador, es inexacto, ya que no se trata de una reflexión de la señal enviada por el amplificador, sino de una emisión espontánea del resonador de aceleración. Cuanto más corta es, por tanto, la duración Δt del derrumbamiento, más grande es el intervalo de frecuencia Δv . Por tanto, se originan ondas parciales cuyas frecuencias pueden situarse tanto por encima como por debajo de la frecuencia de resonancia.

Sería concebible la protección de los transistores de potencia frente a estas señales de interferencia por un circulador, que conduce las señales de alta frecuencia que salen de una carga a una resistencia de carga. Los circuladores usan el efecto Faraday del giro de la dirección de polarización de una onda durante su travesía por una ferrita magnetizada. El giro del plano de polarización se determina por el producto de la longitud de la trayectoria de las ondas en la ferrita, el tamaño del campo magnético y el valor de la constante Verdet. La constante Verdet será en frecuencias inferiores a 300 MHz más fuerte dependiendo de la temperatura cuando más baja sea la frecuencia. Por esta razón, los circuladores tienen que estar equipados en particular en el rango de HF inferior con una regulación de temperatura activa.

Los amplificadores de semiconductores de HF para el rango de HF inferior son, por tanto, extraordinariamente difíciles de realizar y normalmente muy costosos.

De la solicitud de patente US 2002/0149445 A1 se conoce, entre otros, un dispositivo con un denominado “*dual directional harmonics dissipation filter*” (filtro de disipación de armónicos bidireccionales) con una conexión de entrada y una conexión de salida. La conexión de entrada de este dispositivo está unida a un amplificador de potencia de RF, que proporciona una señal de RF en un rango de frecuencia predefinido, y la conexión de salida está unida a una cámara de plasma y proporciona la señal de RF en un rango de frecuencia predefinido para la cámara de plasma. Entre la conexión de entrada y de salida está acoplado un filtro paso bajo, y en el filtro paso bajo están acoplados una pluralidad de filtros de paso alto. Los filtros de paso alto obtienen señales armónicas que superan el rango de frecuencia predefinido y absorben estas.

En la patente US 4.003.005 se describe entre otros una conmutación de filtro bidireccional con una entrada y una salida y características de impedancia esencialmente constantes en un rango de frecuencia deseado.

La solicitud de patente US 2004/0207483 describe, entre otros, un diplexor dual con un filtro paso bajo que une una conexión CH1 y una conexión CH2, un primer filtro paso alto que une la conexión CH1 con una conexión CH3, y un segundo filtro paso alto, que une la conexión CH2 con una conexión CH4.

En el artículo “A compact 500 MHz 4kw Solid-state Power Amplifier for accelerator applications” (Gaspar, M., et al. “A compact 500MHz 4kW Solid-State Power Amplifier for accelerator applications” Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment 637.1 (2011): 18-24) se presenta un amplificador de potencia de cuerpos sólidos de banda estrecha. Como rango de aplicación para un amplificador de potencia de cuerpos sólidos de este tipo se mencionan aceleradores para una nueva generación de fuentes de luz de sincrotrón.

El artículo “Modular 20 kW solid state RF amplifier for Indus-2 synchrotron radiation source” (Jain, Akhilesh, et al. “Modular 20kW solid state RF amplifier for Indus-2 synchrotron radiation source” Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment 676 (2012): 74-83.) describe el diseño y el desarrollo de un amplificador de RF para sólidos modular de 505,8 MHz, que puede poner a disposición 20 kW de potencia de RF continua. Este amplificador se encargó como fuente de potencia de RF de una fuente de radiación sincrotrón Indus-2.

Entre otros, es un objetivo de la presente invención superar las desventajas descritas anteriormente.

Este objetivo se logra mediante un sistema según la reivindicación 1 y un uso según la reivindicación 12. De las reivindicaciones de patente dependientes pueden desprenderse formas de realización ventajosas.

Las formas de realización de acuerdo con la invención y ejemplos de realización descritos a continuación tienen en común, entre otros, que posibilitan la protección de componentes de un componente de HF (por ejemplo, de una unidad de amplificador de un amplificador de HF, en particular de un amplificador de VHF) al menos frente a señales de interferencia que discurren hacia la salida del componente de HF.

El sistema de acuerdo con la invención comprende un dispositivo, en particular un amplificador de VHF o un módulo de amplificador para un amplificador de VHF, que comprende una o varias ramas de amplificador, y un acelerador de partículas, estando unido un resonador de aceleración del acelerador de partículas a una salida del dispositivo, comprendiendo cada rama de amplificador del dispositivo una disposición de conmutación y una unidad de amplificador, y comprendiendo la disposición de conmutación un tramo de filtro de pasaje entre un primer nodo de entrada y/o de salida y un segundo nodo de entrada y/o de salida, estando dispuesto en el tramo de filtro de pasaje un filtro de pasaje con característica de paso bajo o característica de paso banda, un primer tramo de filtro de absorción entre el segundo nodo de entrada y/o de salida y un tercer nodo, estando dispuesto en el primer tramo de filtro de absorción un primer filtro paso alto, y estando dispuesta en el tercer nodo una primera resistencia de carga, y un segundo tramo de filtro de absorción entre el primer nodo de entrada y/o de salida y un cuarto nodo, estando dispuesto en el segundo tramo de filtro de absorción un segundo filtro paso alto, y estando dispuesta en el cuarto nodo una segunda resistencia de carga.

Las formas de realización y los ejemplos de realización descritos a continuación de una disposición de conmutación de acuerdo con la invención y un dispositivo de acuerdo con la invención deben entenderse en cada caso como descripción de una disposición de conmutación y/o de un dispositivo de acuerdo con el sistema de acuerdo con la invención.

La disposición de conmutación de acuerdo con la invención comprende, por ejemplo, una red de componentes electrónicos discretos e/o integrados. El primer nodo de entrada y/o de salida, el segundo nodo de entrada y/o de salida, el tercer nodo y el cuarto nodo son, por ejemplo, nodos de red, distintos entre sí, de una red de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención. El primer nodo de entrada y/o de salida y el segundo nodo de entrada y/o de salida están realizados, por ejemplo, como bornes de conexión. Sirven, por ejemplo, como entrada y/o salida de la disposición de conmutación.

El tramo de filtro de pasaje debe entenderse en particular como unión eléctrica entre el primer nodo de entrada y/o

de salida y el segundo nodo de entrada y/o de salida. Por ejemplo, el tramo de filtro de pasaje es la única unión eléctrica entre el primer nodo de entrada y/o de salida y el segundo nodo de entrada y/o de salida.

5 El primer tramo de filtro de absorción (o el segundo tramo de filtro de absorción) debe entenderse, por consiguiente, en particular como unión eléctrica entre el segundo nodo de entrada y/o de salida (o el primer nodo de entrada y/o de salida) y el tercer nodo (o el cuarto nodo). Por ejemplo, el primer tramo de filtro de absorción (o el segundo tramo de filtro de absorción) es la única unión eléctrica entre el segundo nodo de entrada y/o de salida (o el primer nodo de entrada y/o de salida) y el tercer nodo (o el cuarto nodo).

10 En el tramo de filtro de pasaje puede estar dispuesto un filtro de pasaje con una característica de paso bajo, es decir, un filtro paso bajo o un medio para la filtración de paso bajo de una señal. Así se consigue, por ejemplo, una filtración de paso bajo de una señal transmitida a lo largo del tramo de filtro de pasaje (es decir, del primer nodo de entrada y/o de salida o el segundo nodo de entrada y/o de salida al otro nodo de entrada y/o de salida). En particular puede impedirse o atenuarse al menos esencialmente, así, la transmisión de porciones de señal de frecuencia más alta (indeseadas) (es decir, en particular porciones de señal con frecuencias por encima de la banda de aceptación del filtro de pasaje, por ejemplo porciones de señal de interferencia correspondientes de una señal de interferencia de una carga) a lo largo del tramo de filtro de pasaje.

20 Como alternativa, en el tramo de filtro de pasaje puede estar dispuesto un filtro de pasaje con una característica de paso banda, es decir, un filtro paso banda o un medio para la filtración de paso banda de una señal. De esta manera se consigue, por ejemplo, una filtración de paso banda de una señal transmitida a lo largo del tramo de filtro de pasaje (es decir, del primer nodo de entrada y/o de salida o el segundo nodo de entrada y/o de salida al otro nodo de entrada y/o de salida). En particular puede impedirse o atenuarse al menos esencialmente así la transmisión de porciones de señal de frecuencia más alta y de frecuencia baja (indeseadas) (es decir, en particular porciones de señal con frecuencias por encima y por debajo de la banda de aceptación del filtro de pasaje, por ejemplo porciones de señal de interferencia correspondientes de una señal de interferencia) a lo largo del tramo de filtro de pasaje. Un filtro de pasaje con una característica de paso banda puede formarse, por ejemplo, por la conmutación en serie de un filtro paso bajo y de un filtro paso alto.

30 En el primer tramo de filtro de absorción está dispuesto un primer filtro paso alto y en el segundo tramo de filtro de absorción está dispuesto un segundo filtro paso alto, es decir, medios para la filtración de paso alto de una señal. De esta manera se consigue, por ejemplo, una filtración de paso alto de una señal transmitida a lo largo del primer tramo de filtro de absorción (es decir, del segundo nodo de entrada y/o de salida al tercer nodo) o del segundo tramo de filtro de absorción (es decir, del primer nodo de entrada y/o de salida al cuarto nodo). En particular puede impedirse o atenuarse al menos esencialmente la transmisión de porciones de señal de frecuencia baja (es decir, en particular porciones de señal con frecuencias por debajo de la banda de aceptación del filtro paso alto) a lo largo del tramo de filtro de absorción. El primer y el segundo filtro paso alto son grupos constructivos diferentes. Pueden presentar, por ejemplo, la misma característica de filtro o una diferente. Por ejemplo, el primer y el segundo filtro paso alto pueden estar contruidos de manera idéntica. No obstante, es también concebible, por ejemplo, que estén contruidos de manera diferente.

40 Tanto el primer como el segundo tramo de filtro de absorción están cerrados por una resistencia de carga dispuesta en el tercer o en el cuarto nodo. La primera y la segunda resistencia de carga sirven, por ejemplo, para la absorción lo más completa posible de una señal transmitida a lo largo del primer o segundo tramo de filtro de absorción, por ejemplo en forma de un sumidero.

50 Debido a esta construcción, la disposición de conmutación de acuerdo con la invención actúa tanto para señales colocadas en el primer nodo de entrada y/o de salida como en el segundo nodo de entrada y/o de salida como diplexor. La disposición de conmutación de acuerdo con la invención se denomina por tanto diplexor bidireccional o bidiplexor y representa un componente novedoso. Es adecuada de manera ventajosa para la conmutación de protección en la salida de un componente de HF (por ejemplo, de una unidad de amplificador de un amplificador de HF, en particular de un amplificador de VHF). Por tanto, puede causar, entre otros, una protección del componente de HF frente a ondas superiores reflejadas en la salida de la señal de salida del componente de HF y frente a porciones de señal de frecuencia más alta emitidas hacia la salida y, dado el caso, porciones de señal de interferencia de frecuencia baja de una señal de interferencia de una carga que se encuentra en la salida, por ejemplo de un resonador, en particular de un resonador de aceleración de un acelerador de partículas.

60 De acuerdo con la invención se propone, por tanto, la disposición de conmutación de acuerdo con la invención entre la salida de una unidad de amplificador de un amplificador (por ejemplo, de un amplificador de semiconductores de HF, en particular de un amplificador de semiconductores de VHF) de un acelerador de partículas y conmutar el resonador de aceleración del acelerador de partículas para la protección del transistor de potencia de la unidad de amplificador frente a una señal de interferencia del resonador de aceleración.

65 Por ejemplo, la señal de salida de la unidad de amplificador se apoya en el primer nodo de entrada y/o de salida y la señal de interferencia del resonador de aceleración en el segundo nodo de entrada y/o de salida de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención. La disposición de conmutación de acuerdo con la invención posibilita en

este ejemplo al menos una protección doble del transistor de potencia de la unidad de amplificador: en la segunda resistencia de carga se absorben al menos esencialmente las ondas superiores de la señal de salida de la unidad de amplificador, de modo que se evita en gran medida una reflexión de las ondas superiores en dirección de la unidad de amplificador, y en la primera resistencia de carga se absorben al menos esencialmente las porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta de la señal de interferencia por el resonador de aceleración, de modo que estas porciones de señal de interferencia no alcanzan en absoluto, o solo de manera atenuada, la unidad de amplificador. Además, el filtro de pasaje con característica de paso banda puede atenuar también la transmisión de porciones de señal de interferencia de frecuencia baja de la señal de interferencia por el resonador de aceleración.

5
10 La señal de salida de la unidad de amplificador no está libre de ondas superiores. La potencia contenida en estas ondas superiores es inútil y puede separarse al menos esencialmente en la disposición de conmutación de acuerdo con la invención de la onda fundamental y absorberse en una resistencia de carga (por ejemplo, la segunda resistencia de carga). Esta potencia tampoco puede reflejarse de vuelta, por tanto, al transistor de potencia, por lo que se evita un calentamiento adicional perjudicial del área restringida (*junction*) del transistor de potencia de la
15 unidad de amplificador.

Como ya se explicó anteriormente, en el resonador de aceleración de un acelerador de partículas pueden originarse, por ejemplo, debido a corrientes de electrones libres arcos voltaicos de interferencia y, con ello, señales de interferencia con altas amplitudes de tensión (por ejemplo, señales de interferencia con amplitudes de tensión
20 mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V), que pueden conducir en amplificadores de semiconductores a la destrucción de los transistores de potencia. En la disposición de conmutación de acuerdo con la invención pueden no solo reflejarse y atenuarse al menos las porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta de estas señales de interferencia del resonador de aceleración, al igual que en el caso de diplexores sencillos. Más bien, estas porciones de señal de interferencia de
25 frecuencia más alta pueden suministrarse sin reflexión al menos esencialmente a una resistencia de carga (por ejemplo, a la segunda resistencia de carga) y absorberse ahí.

El peligro para el amplificador generado por este estado de operación indeseado se reduce de manera intensa mediante el uso de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención. La disposición de conmutación de
30 acuerdo con la invención actúa como conductor de potencia para las señales de interferencia por el resonador de aceleración. La absorción de las porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta de la señal de interferencia por el resonador de aceleración es más efectiva cuanto mayor es la frecuencia de la porción de señal de interferencia por encima de la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de
35 amplificador.

La ventaja del bidiplexor de acuerdo con la invención (es decir, de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención) radica, en particular, en que tanto las ondas superiores generadas por el amplificador como la potencia emitida por el resonador o porciones de señal de interferencia de las señales de interferencia emitidas por el resonador se atenúan con altas amplitudes de tensión.
40

Por ejemplo, el filtro de pasaje y el segundo filtro paso alto están configurados de tal modo que la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador se transmite al menos esencialmente a lo largo del tramo de filtro de pasaje, aunque se transmiten ondas superiores (con frecuencias, que ascienden a un múltiplo entero de la frecuencia de la onda fundamental) de la señal de salida de la unidad de amplificador (por ejemplo, las ondas
45 superiores con una frecuencia más alta que la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador) al menos esencialmente a lo largo del segundo tramo de filtro de absorción y a continuación se absorben al menos esencialmente en la segunda resistencia de carga. Además, el primer filtro paso alto está configurado, por ejemplo, de tal modo que porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta de la señal de interferencia se transmiten por el resonador de aceleración (por ejemplo, las porciones de señal de interferencia de
50 la señal de interferencia con una frecuencia más alta que la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador) al menos esencialmente a lo largo del primer tramo de filtro de absorción y a continuación se absorben al menos esencialmente en la primera resistencia de carga, aunque no tiene lugar al menos esencialmente ninguna transmisión de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador a lo largo del primer tramo de filtro de absorción. A este respecto, por la transmisión de una señal o de una porción
55 de señal al menos esencialmente a lo largo de un tramo en particular debe entenderse que al menos el 90 %, preferentemente al menos el 95 % de la potencia de la señal o de la porción de señal deben transmitirse a lo largo de este tramo. Una transmisión del 90 % de la potencia de una señal a lo largo de un tramo se corresponde con una atenuación de la señal a la transmisión de aproximadamente -0,46 dB.

La disposición de conmutación de acuerdo con la invención puede realizarse exclusivamente con elementos constructivos electrónicos pasivos, en particular no se requiere ninguna regulación de temperatura (activa) compleja. Puede producirse, por tanto, de manera sencilla y económica. La disposición de conmutación de acuerdo con la invención es adecuada, por tanto, de manera especialmente ventajosa para el uso en amplificadores de semiconductores de HF de un acelerador de partículas (en particular en amplificadores de semiconductores de VHF de un acelerador de partículas) en lugar de los circuladores usados hasta ahora.
60
65

De acuerdo con un ejemplo de realización de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, el filtro de pasaje y/o el primer filtro paso alto y/o el segundo filtro paso alto son filtros de segundo orden o superior, preferentemente de tercer orden. Por ejemplo, estos filtros pueden estar realizados como filtros activos y/o pasivos, por ejemplo como filtros de Butterworth, filtros de Sallen-Key, filtros elípticos o filtros de Chebyscheff. Mediante el uso de filtros de segundo orden o superior se consigue una mejor atenuación de las porciones de señal indeseadas más allá de la frecuencia límite.

De acuerdo con un ejemplo de realización de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, el filtro de pasaje y/o el primer filtro paso alto y/o el segundo filtro paso alto son filtros pasivos.

De acuerdo con un ejemplo de realización de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, el filtro de pasaje, en particular el filtro de pasaje con característica de paso bajo, se forma por al menos dos bobinas y al menos un condensador en conmutación en T. Por ejemplo, la inductividad de las al menos dos bobinas en el filtro de pasaje puede ascender, respectivamente, a 90 nH y la capacidad del al menos un condensador en el filtro de pasaje a 43 pF. Como alternativa es también concebible, por ejemplo, que el filtro de pasaje, en particular el filtro de pasaje con característica de paso bajo, se forme por al menos dos condensadores y al menos una bobina en conmutación PI. Además, pueden adoptarse, por ejemplo, elementos constructivos o grupos de elementos constructivos adicionales para la formación del filtro de pasaje.

De acuerdo con un ejemplo de realización de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, el primer y/o el segundo filtro paso alto se forman, respectivamente, por al menos dos condensadores y al menos una bobina en conmutación en T. Por ejemplo, la inductividad de la al menos una bobina puede ascender en el primer y el segundo filtro paso alto a 36 nH, la capacidad de uno de los al menos dos condensadores en el primer y el segundo filtro paso alto a 16 pF y la capacidad del otro de los al menos dos condensadores en el primer y el segundo filtro paso alto a 22 pF. Como alternativa es también concebible, por ejemplo, que el primer y/o segundo filtro paso alto se forme por al menos dos bobinas y al menos un condensador en conmutación en PI. Además, pueden adoptarse, por ejemplo, elementos constructivos o grupos de elementos constructivos adicionales para la formación del primer o del segundo filtro paso alto, tal como por ejemplo una bobina adicional en conmutación en serie con la conmutación en T a partir de los al menos dos condensadores y de la al menos una bobina.

De acuerdo con un ejemplo de realización de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, el filtro de pasaje con característica de paso bajo está formado de tal modo que su frecuencia límite es mayor que una frecuencia básica predefinida (también denominada primera armónica, f) de una onda fundamental y menor que la frecuencia ($2f$) de la segunda armónica de la onda fundamental, y el primer y el segundo filtro paso alto están formados, respectivamente, de tal modo que su respectiva frecuencia límite es mayor que la frecuencia básica predefinida (f) de la onda fundamental y menor que la frecuencia ($2f$) de la segunda armónica de la frecuencia básica.

Como frecuencia límite debe entenderse en particular la frecuencia a la que se disminuye la potencia de la señal de salida de un filtro hasta la mitad de la potencia de la señal de entrada del filtro, es decir, ocurre una atenuación de -3 dB. La frecuencia límite del filtro de pasaje con característica de paso bajo es, por ejemplo, el límite superior de la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso bajo. La frecuencia límite del filtro de pasaje con característica de paso bajo asciende, por ejemplo, al 150 %, preferentemente al 125 %, de manera especialmente preferente al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. La frecuencia básica predefinida de la onda fundamental se sitúa preferentemente en la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso bajo. De esta manera, se transmiten porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta de una señal de interferencia (es decir, en particular porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias por encima de la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso bajo, por ejemplo porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias, que son mayores que o iguales al 150 %, preferentemente mayores que o iguales al 125 %, de manera especialmente preferente mayores que o iguales al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental) no atenuadas en absoluto, o solo intensamente, del primer nodo de entrada y/o de salida o el segundo nodo de entrada y/o de salida al otro nodo de entrada y/o de salida.

Durante el uso de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención en un amplificador de HF de un acelerador de partículas se corresponde la frecuencia básica predefinida, por ejemplo, con la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador del amplificador de HF (por ejemplo, 72 MHz). De esta manera se posibilita que la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador se transmita casi sin atenuar del primer nodo de entrada y/o de salida o el segundo nodo de entrada y/o de salida al otro nodo de entrada y/o de salida. Las ondas superiores de la señal de salida (es decir, la segunda y más alta armónica de la onda fundamental de la señal de salida) y las porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta de la señal de interferencia por el resonador de aceleración (es decir, en particular porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias por encima de la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso bajo, por ejemplo porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias que son mayores que o iguales al 150 %, preferentemente mayores que o iguales al 125 %, de manera especialmente preferente mayores que o iguales al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental) se transmiten en cambio solo intensamente atenuadas del primer nodo de entrada y/o de salida o el segundo nodo de entrada y/o de salida al

otro nodo de entrada y/o de salida. Por el contrario, las ondas superiores de la señal de salida y las porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta de la señal de interferencia se transmiten por el resonador de aceleración casi sin atenuar a lo largo del primer o del segundo tramo de filtro de absorción y se absorben de la manera más completamente posible en la primera o segunda resistencia de carga, de modo que estas señales se aceptan solo intensamente atenuadas por la disposición de conmutación de acuerdo con la invención.

Por ejemplo, el filtro de pasaje y el primer y el segundo filtro paso alto pueden estar formados de tal modo que la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador durante la transmisión del primer nodo de entrada y/o de salida o el segundo nodo de entrada y/o de salida al otro nodos de entrada y/o de salida se atenúa en no más de -0,5 dB, aunque la segunda armónica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador se atenúan en al menos -10 dB y la tercera armónica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador en al menos -25 dB. Además, el filtro de pasaje y el primer y el segundo filtro paso alto pueden estar formados de tal modo que la señal reflejada desde la disposición de conmutación de acuerdo con la invención se atenúa en al menos -20 dB.

De acuerdo con un ejemplo de realización de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, el filtro de pasaje con característica de paso banda está formado de tal modo que su frecuencia límite inferior es menor que una frecuencia básica predefinida (también denominada primera armónica, f) de una onda fundamental y su frecuencia límite superior es mayor que una frecuencia básica predefinida (f) de una onda fundamental y menor que la frecuencia de la segunda armónica ($2f$) de la onda fundamental, y el primer y el segundo filtro paso alto están configurados, respectivamente, de tal modo que su respectiva frecuencia límite es mayor que la frecuencia básica predefinida (f) de la onda fundamental y menor que la frecuencia ($2f$) de la segunda armónica de la frecuencia básica.

La frecuencia límite superior del filtro de pasaje con característica de paso banda es, por ejemplo, el límite superior de la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso banda y la frecuencia límite inferior del filtro de pasaje con característica de paso banda es el límite inferior de la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso banda. La frecuencia básica predefinida de la onda fundamental se sitúa preferentemente en la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso banda. La frecuencia límite superior del filtro de pasaje con característica de paso banda asciende, por ejemplo, al 150 %, preferentemente al 120 %, de manera especialmente preferente al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. La frecuencia límite inferior del filtro de pasaje con característica de paso banda asciende, por ejemplo, al 50 %, preferentemente al 75 %, de manera especialmente preferente al 90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. Como se mencionó anteriormente, la frecuencia básica predefinida se corresponde durante el uso de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención en un amplificador de HF, por ejemplo, con la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador (por ejemplo, 72 MHz).

De esta manera se transmiten porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta y de frecuencia baja de la señal de interferencia (es decir, en particular porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias por encima y por debajo de la banda de aceptación del filtro de pasaje con característica de paso banda, por ejemplo porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias que son mayores que o iguales al 150 %, preferentemente mayores que o iguales al 125 %, de manera especialmente preferente mayores que o iguales al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental y que son menores que o iguales al 50 %, preferentemente menores que o iguales al 75 %, de manera especialmente preferente menores que o iguales al 90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental) no atenuados en absoluto, o solo intensamente, del primer nodo de entrada y/o de salida o el segundo nodo de entrada y/o de salida al otro nodo de entrada y/o de salida.

De acuerdo con un ejemplo de realización de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, la primera y segunda resistencia de carga se corresponden respectivamente con la resistencia de onda, en particular con la resistencia de onda de los conductos usados, en particular con la resistencia de onda de los conductos usados a la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador. Los conductos convencionales tienen, por ejemplo, una resistencia de onda de 50 Ω o 75 Ω . Mediante el uso de la resistencia de onda como resistencia de carga debe impedirse una reflexión de las señales o porciones de señal transmitidas a lo largo del primer o segundo tramo de filtro de absorción.

Un primer dispositivo de acuerdo con la invención, en particular un módulo de amplificador de acuerdo con la invención para un amplificador (por ejemplo, para un amplificador de HF, en particular para un amplificador de VHF), comprende una o varias ramas de amplificador, comprendiendo cada rama de amplificador la disposición de conmutación de acuerdo con la invención y una unidad de amplificador, en particular una unidad de amplificador de semiconductores.

De acuerdo con un ejemplo de realización del primer dispositivo de acuerdo con la invención, la salida de la unidad de amplificador está dispuesta en uno de los nodos de entrada y/o de salida de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención. En particular, la disposición de conmutación de acuerdo con la invención puede conmutarse entre la unidad de amplificador y una salida de la rama de amplificador. De esta manera puede causarse una protección de la unidad de amplificador al menos frente a porciones de señal de interferencia de frecuencia más

- alta (y, dado el caso, de frecuencia baja) de una señal de interferencia que discurren desde la salida de la rama de amplificador o desde una salida del dispositivo en dirección de la unidad de amplificador. Estas pueden ser, por ejemplo, señales de interferencia con altas amplitudes de tensión (por ejemplo, señales de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V) emitidas por una carga (por ejemplo, un resonador de aceleración), que se absorben y/o atenúan al menos parcialmente por la disposición de conmutación de acuerdo con la invención. Además, mediante la disposición de conmutación de acuerdo con la invención puede evitarse una reflexión de las ondas superiores de la señal de salida de la unidad de amplificador de vuelta a la unidad de amplificador.
- De acuerdo con un ejemplo de realización del primer dispositivo de acuerdo con la invención se engloban, en cada caso, las señales de salida de dos o varias ramas de amplificador de la una o varias ramas de amplificador por un combinador de señales, en particular un combinador híbrido 90°, hasta dar una señal. El combinador de señales es, por ejemplo, un combinador de señales de un primer nivel de combinadores de señales. La señal es, por ejemplo, una señal de salida del combinador de señales, por ejemplo una señal de salida de un primer nivel de combinación de señales. Al mismo tiempo, no obstante, la señal puede ser también una señal de entrada para un segundo combinador de señales y/u otros elementos constructivos y/o la señal de salida del dispositivo. Las señales de salida de dos o varios combinadores de señales del primer nivel pueden englobarse, por ejemplo, en cada caso por un combinador de señales de un segundo nivel, en particular un combinador híbrido 90°, hasta dar una señal (por ejemplo, una señal de salida del segundo nivel de combinación de señales).
- Por ejemplo, el combinador de señales puede o los combinadores de señales pueden conmutarse entre las ramas de amplificador y una salida del dispositivo.
- Son ejemplos de un combinador de señales (*combiner*), como se describe más adelante, un combinador Wilkinson y un combinador híbrido, en particular un combinador híbrido 90°.
- Un segundo dispositivo de acuerdo con la invención, en particular un módulo de amplificador de acuerdo con la invención para un amplificador (por ejemplo, para un amplificador de HF, en particular para un amplificador de VHF), comprende una o varias ramas de amplificador, comprendiendo cada rama de amplificador una unidad de amplificador, englobándose en cada caso las señales de salida de dos o varias ramas de amplificador de la una o varias ramas de amplificador por un combinador de señales, en particular un combinador híbrido 90°, hasta dar una señal. El combinador de señales es, por ejemplo, un combinador de señales de un primer nivel de combinadores de señales. La señal es, por ejemplo, una señal de salida del combinador de señales, por ejemplo una señal de salida de un primer nivel de combinación de señales. Al mismo tiempo, no obstante, la señal puede ser también una señal de entrada para un segundo combinador de señales y/u otros elementos constructivos y/o la señal de salida del dispositivo. Las señales de salida de dos o varios combinadores de señales del primer nivel pueden englobarse, por ejemplo, en cada caso por un combinador de señales de un segundo nivel, en particular un combinador híbrido 90°, hasta dar una señal (por ejemplo, una señal de salida del segundo nivel de combinación de señales).
- Por ejemplo, el combinador de señales puede o los combinadores de señales pueden conmutarse entre las ramas de amplificador y una salida del dispositivo.
- Son ejemplos de un combinador de señales (*combiner*) de este tipo un combinador Wilkinson y un combinador híbrido, en particular un combinador híbrido 90°.
- Los combinadores híbridos 90° tienen una adaptación excelente (en inglés, *matching*) de la compuerta de salida común (en inglés, *common port*) tanto en el caso de la sintonización de las unidades de amplificador de semiconductores individuales o ramas de amplificador a una potencia de salida máxima, a un grado de eficiencia máximo así como a una amplificación máxima. Además, los combinadores híbridos 90° tienen una reducción muy baja del aislamiento entre los amplificadores de semiconductores o ramas de amplificador individuales en el caso de una carga mal adaptada en la compuerta de salida (en inglés, *mismatched common port*) así como una mayor robustez (en inglés, *immunity*) de las unidades de amplificador de semiconductores o ramas de amplificador debido a su combinación en un combinador híbrido 90° como en el caso de un amplificador de semiconductores o rama de amplificador aislada.
- Los combinadores Wilkinson, cuya compuerta de salida se adapta a una carga 50 Ω, exigen una adaptación de las unidades de amplificador de semiconductores o ramas de amplificador que van a combinarse a 50 Ω, de otro modo, una combinación según Wilkinson es inefectiva. Un cambio de la adaptación ocurre, no obstante, en caso de que las unidades de amplificador de semiconductores o ramas de amplificador se operen en estados de operación diferentes. Además, en el caso de los combinadores Wilkinson puede producirse una reducción del aislamiento entre las puertas de entrada en caso de que se produzca una inadaptación de la compuerta de salida. Una ventaja de los combinadores Wilkinson radica en la construcción simétrica y en la simplificación del diseño.
- En particular debido a los pasajes capacitivos, los combinadores híbridos 90° son de banda más estrecha que los combinadores Wilkinson. Por tanto, tienen una función de transmisión más a modo de paso banda que los combinadores Wilkinson. Mediante la conmutación intermedia de combinadores híbridos 90° adaptados

correspondientemente entre las unidades de amplificador y la salida puede causarse, por tanto, una protección frente a porciones de señal de frecuencia más alta y de frecuencia baja de interferencia de una señal de interferencia que discurren desde la salida del dispositivo en dirección de la unidad de amplificador. Estas pueden ser, por ejemplo, señales de interferencia con altas amplitudes de tensión (por ejemplo, señales de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V) emitidas por una carga (por ejemplo, un resonador de aceleración) hacia la salida, que se atenúan al menos parcialmente por la función de transmisión más a modo de paso banda de los combinadores híbridos 90°.

Un módulo de amplificador es, por ejemplo, la unidad modular y/o intercambiable más pequeña de un amplificador, por ejemplo de un amplificador de acuerdo con la invención. Un módulo de amplificador comprende, por ejemplo, al menos cuatro ramas de amplificador y al menos dos niveles de combinadores.

Un amplificador de acuerdo con la invención, por ejemplo un amplificador de HF de acuerdo con la invención, en particular un amplificador de VHF de acuerdo con la invención, comprende uno o varios de los primeros y/o segundos dispositivos de acuerdo con la invención.

Un tercer dispositivo de acuerdo con la invención, en particular un amplificador de acuerdo con la invención (por ejemplo, un amplificador de HF de acuerdo con la invención, en particular un amplificador de VHF de acuerdo con la invención), comprende una o varias ramas de amplificador, comprendiendo cada rama de amplificador una unidad de amplificador, una salida, y uno o varios filtros de protección, estando conmutados el uno o los varios filtros de protección entre las unidades de amplificador de las ramas de amplificador y la salida.

La salida es la salida del dispositivo, por ejemplo la salida de amplificador de un amplificador de acuerdo con la invención.

La unidad de amplificador de una rama de amplificador del tercer dispositivo de acuerdo con la invención (y también del primer y segundo dispositivo de acuerdo con la invención) comprende, por ejemplo, una disposición de conmutación de transistor con al menos un transistor de potencia, por ejemplo un transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) y/o un transistor LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor). Un ejemplo de un transistor LDMOS adecuado es el transistor BLF 574 de NXP. Preferentemente, la disposición de conmutación de transistor está formada como conmutador de amplificador de transistor en contrafase o como disposición de conmutación de amplificador de transistor en contrafase. Una unidad de amplificador de semiconductores se caracteriza, por ejemplo, por que al menos el transistor de potencia o los transistores de potencia, preferentemente la totalidad de la disposición de conmutación de transistor están formadas en un modo constructivo de semiconductores (por ejemplo, como circuito integrado). La unidad de amplificador se refiere, además de a la unidad de amplificador de semiconductores, por ejemplo, también a formas de realización en otro modo constructivo y/o con componentes discretos.

La frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador se sitúa, por ejemplo, en el rango de HF, por ejemplo en el rango de HF, preferentemente entre 30 MHz y 150 MHz, de manera especialmente preferente entre 30 MHz y 100 MHz. Por ejemplo, la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador asciende a 72 MHz.

Entre las salidas de las unidades de amplificador de las ramas de amplificador y la salida existe preferentemente una unión eléctrica, por ejemplo a través de filtros de protección y, dado el caso, uno o varios niveles de combinadores de señales y/o elementos constructivos adicionales.

Por ejemplo, están conmutados filtros de protección entre las unidades de amplificador de las ramas de amplificador y la salida de tal modo que los filtros de protección filtran señales que discurren hacia las unidades de amplificador desde la salida (es decir, al menos proporciones de señal de estas señales se atenúan). Así puede causarse una protección de las unidades de amplificador al menos frente a porciones de señal de interferencia de una señal de interferencia que discurren desde la salida en dirección de la unidad de amplificador, en particular porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias por fuera de la banda de aceptación de los filtros de protección. Estas pueden ser, por ejemplo, señales de interferencia con altas amplitudes de tensión (por ejemplo, señales de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V) emitidas por una carga (por ejemplo, un resonador de aceleración) hacia la salida, que se atenúan al menos parcialmente por el filtro de protección.

De acuerdo con un ejemplo de realización del tercer dispositivo de acuerdo con la invención, los filtros de protección están formados como filtro paso alto y/o como filtro paso banda. Los filtros de protección pueden presentar, por tanto, una característica de paso alto y/o una característica de paso banda. Preferentemente, los filtros de protección están formados de manera idéntica. No obstante, también es concebible que se usen filtros de protección diferentes.

La frecuencia límite de un filtro de protección formado como filtro paso alto puede ser, por ejemplo, menor que una frecuencia básica predefinida de una onda fundamental. La frecuencia límite de un filtro de protección formado como filtro paso alto asciende, por ejemplo, al 50 %, preferentemente al 75 %, de manera especialmente preferente al

90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. La frecuencia límite inferior de un filtro de protección formado como filtro paso banda puede ser, por ejemplo, menor que una frecuencia básica predefinida de una onda fundamental y la frecuencia límite superior mayor que una frecuencia básica predefinida de una onda fundamental. La frecuencia límite inferior de un filtro de protección formado como filtro paso banda asciende, por ejemplo, al 50 %, preferentemente al 75 %, de manera especialmente preferente al 90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. La frecuencia límite superior de un filtro de protección formado como filtro paso banda asciende, por ejemplo, al 150 %, preferentemente al 125 %, de manera especialmente preferente al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. Preferentemente, la frecuencia básica de la onda fundamental se sitúa en la banda de aceptación del filtro de protección. Preferentemente, la frecuencia básica predefinida se corresponde con la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de las unidades de amplificador (por ejemplo, 72 MHz).

Los filtros de protección son, por ejemplo, filtros de primer orden, preferentemente filtros de segundo orden o superior. Por ejemplo, estos filtros pueden estar realizados como filtros activos y/o pasivos, por ejemplo como filtros de Butterworth, filtros de Sallen-Key, filtros elípticos o filtros de Chebyscheff. Mediante el uso de filtros de segundo orden o superior se consigue una mejor atenuación de las porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia más allá de la frecuencia límite.

Un filtro de protección, en particular un filtro de protección formado como filtro paso alto puede formarse, por ejemplo, al menos por dos condensadores y una bobina en conmutación en T. Por ejemplo, los condensadores tienen una capacidad de 47,5 pF y la bobina una inductividad de 107 nH, de modo que la frecuencia límite del filtro de protección asciende aproximadamente a 65 MHz (es decir, aproximadamente al 87 % de 72 MHz). Un filtro de protección de este tipo de primer orden presenta una atenuación de aproximadamente -6 dB a 40 MHz, de aproximadamente -14 dB a 30 MHz, de aproximadamente -25 dB a 20 MHz, de aproximadamente -44 dB a 10 MHz y de aproximadamente -62 dB a 5 MHz. Como alternativa, es también concebible, por ejemplo, que un filtro de protección formado como filtro paso alto se forme por al menos dos bobinas y al menos un condensador en conmutación PI. Además, pueden adoptarse, por ejemplo, elementos constructivos adicionales o grupos de elementos constructivos para la formación del filtro paso alto adicional. Un filtro de protección formado como filtro paso banda puede formarse, por ejemplo, por la conmutación en serie de un filtro paso alto y de un filtro paso bajo.

En caso de que los filtros de protección estén configurados como filtros de paso alto, se causa mediante filtros de protección una protección de las unidades de amplificador al menos frente a porciones de señal de interferencia de frecuencia baja de una señal de interferencia (es decir, en particular porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias por debajo de la banda de aceptación del filtro de protección, por ejemplo porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias que son menores que o iguales al 50 %, preferentemente menores que o iguales al 75 %, de manera especialmente preferente menores que o iguales al 90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental) que discurren desde la salida en dirección de la unidad de amplificador. En el caso de que los filtros de protección estén formados como filtros paso banda, se causa mediante filtros de protección una protección de la unidad de amplificador al menos frente a porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta y de frecuencia baja, que discurren desde la salida en dirección de la unidad de amplificador, de una señal de interferencia (es decir, en particular porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias por debajo y por encima de la banda de aceptación del filtro paso banda adicional, por ejemplo porciones de señal de interferencia de la señal de interferencia con frecuencias que son mayores que o iguales al 150 %, preferentemente mayores que o iguales al 125 %, de manera especialmente preferente mayores que o iguales al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental y que son menores que o iguales al 50 %, preferentemente menores que o iguales al 75 %, de manera especialmente preferente menores que o iguales al 90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental). Estas pueden ser, por ejemplo, señales de interferencia emitidas por una carga (por ejemplo, un resonador de aceleración) hacia la salida.

De acuerdo con un ejemplo de realización del tercer dispositivo de acuerdo con la invención, cada rama de amplificador comprende, además, una disposición de conmutación de acuerdo con la invención o un diplexor.

Por ejemplo, una disposición de conmutación de acuerdo con la invención puede estar conmutada en cada una de las ramas de amplificador entre la unidad de amplificador y una salida de la rama de amplificador. Por ejemplo, están unidos eléctricamente la salida de la unidad de amplificador a uno de los nodos de entrada y/o de salida de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención y el otro nodo de entrada y/o de salida de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención con la salida de la rama de amplificador o la salida del dispositivo. En particular, la disposición de conmutación de acuerdo con la invención puede estar conmutada entre la unidad de amplificador y la salida de la rama de amplificador o la salida del dispositivo. De esta manera puede causarse, entre otros, una protección adicional de la unidad de amplificador frente a porciones de señal de interferencia de frecuencia más alta (y, dado el caso, de frecuencia baja), que discurren desde la salida en dirección de la unidad de amplificador, de una señal de interferencia. Además, mediante la disposición de conmutación de acuerdo con la invención puede evitarse una reflexión de las ondas superiores de la señal de salida de la unidad de amplificador de vuelta a la unidad de amplificador.

Por ejemplo, un diplexor puede estar conmutado en cada una de las ramas de amplificador entre la unidad de

amplificador y una salida de la rama de amplificador.

Un diplexor es, por lo general, un multiplexor que une una entrada con dos salidas. Es una red de división de frecuencias y sirve para desacoplar dos rangos de frecuencia. Por ejemplo, el diplexor puede servir en el amplificador de acuerdo con la invención para separar una onda fundamental con respecto a las ondas superiores de la onda fundamental (por ejemplo, de la segunda armónica de la onda fundamental y la armónica superior de la onda fundamental). Por ejemplo, están unidas eléctricamente la salida de la unidad de amplificador a la entrada del diplexor y una salida del diplexor a la salida de la rama de amplificador o la salida de amplificador. En particular, el diplexor puede estar conmutado entre la unidad de amplificador y una salida de la rama de amplificador o la salida de amplificador.

Preferentemente, el diplexor puede comprender en el tercer dispositivo de acuerdo con la invención el tramo de filtro de pasaje y el segundo tramo de filtro de absorción con la segunda resistencia de carga de manera correspondiente a la disposición de conmutación de acuerdo con la invención, de modo que se diferencia debido a la falta del primer tramo de filtro de absorción con la primera resistencia de carga con respecto a la disposición de conmutación de acuerdo con la invención y sus ejemplos de realización descritos anteriormente. En este ejemplo podría estar unida eléctricamente la salida de la unidad de amplificador al primer nodo de entrada y/o de salida del diplexor y el segundo nodo de entrada y/o de salida del diplexor con la salida de la rama de amplificador o la salida del dispositivo.

Como se describió anteriormente, el filtro de pasaje del tramo de filtro de pasaje está configurado, por ejemplo, de tal modo que la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador se transmite al menos esencialmente a lo largo del tramo de filtro de pasaje, y el segundo filtro paso alto del segundo tramo de filtro de absorción está configurado, por ejemplo, de tal modo que se transmiten ondas superiores de la señal de salida de la unidad de amplificador (por ejemplo, las ondas superiores con una frecuencia más alta que la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador) esencialmente a lo largo del segundo tramo de filtro de absorción y a continuación se absorben al menos esencialmente en la segunda resistencia de carga. Así, mediante el diplexor puede evitarse, entre otros, una reflexión de las ondas superiores de la señal de salida de la unidad de amplificador de vuelta a la unidad de amplificador.

De acuerdo con un ejemplo de realización del tercer dispositivo de acuerdo con la invención, el tercer dispositivo de acuerdo con la invención comprende además un primer nivel de combinadores de señales, comprendiendo el primer nivel de combinadores de señales uno o varios combinadores de señales, en particular uno o varios combinadores híbridos 90°, estando conmutados los combinadores de señales del primer nivel de combinación de señales entre las ramas de amplificador y la salida de amplificador. Por ejemplo, los combinadores de señales del primer nivel de combinación de señales están conmutados entre las ramas de amplificador y la salida de amplificador de tal modo que se engloban en cada caso las señales de salida de dos o varias ramas de amplificador de la una o varias ramas de amplificador por un combinador de señales del primer nivel de combinación de señales, en particular un combinador híbrido 90°, hasta dar una señal. La señal es, por ejemplo, una señal de salida del combinador de señales, por ejemplo una señal de salida de un primer nivel de combinación de señales. No obstante, al mismo tiempo la señal puede ser también una señal de entrada para un segundo combinador de señales y/u otros elementos constructivos y/o la señal de salida del dispositivo. Las señales de salida de dos o varios combinadores de señales del primer nivel pueden englobarse, por ejemplo, en cada caso por un combinador de señales de un segundo nivel, en particular un combinador híbrido 90°, hasta dar una señal (por ejemplo, una señal de salida del segundo nivel de combinación de señales).

Son ejemplos de un combinador de señales de este tipo (*combiner*), como se describió anteriormente, un combinador Wilkinson y un combinador híbrido, en particular un combinador híbrido 90°.

Por ejemplo, el tercer dispositivo de acuerdo con la invención (y también el primero y segundo dispositivo de acuerdo con la invención) puede comprender varios niveles de combinadores de este tipo, preferentemente al menos dos niveles de combinadores, de manera especialmente preferente al menos tres niveles de combinadores. Esto es, por ejemplo, significativo para englobar las señales de salida (o potencia de salida) de varias ramas de amplificador hasta dar una señal de salida (o una potencia de salida) del dispositivo. Una unidad de amplificador de una rama de amplificador está unida eléctricamente, por tanto, por ejemplo, a través de filtros de protección y los niveles de combinadores a la salida.

Por ejemplo, el tercer dispositivo de acuerdo con la invención (y también el primero y segundo dispositivo de acuerdo con la invención) puede comprender al menos dos niveles de combinadores (por ejemplo, de combinadores híbridos), englobando los combinadores del primer nivel, respectivamente, las señales de salida al menos de dos ramas de amplificador hasta dar una señal de salida del primer nivel, y englobando los combinadores del segundo nivel, respectivamente, al menos dos señales de salida del primer nivel hasta dar una señal de salida del segundo nivel.

Un módulo de amplificador de un amplificador de acuerdo con la invención comprende, por ejemplo, al menos cuatro ramas de amplificador y al menos dos niveles de combinadores.

- La señal de entrada del tercer dispositivo de acuerdo con la invención (y también del primero y segundo dispositivo de acuerdo con la invención) puede dividirse, por ejemplo, por un divisor de señales (*splitter* o divisor) en varias ramas de amplificador. Son ejemplos de un divisor de este tipo un divisor Wilkinson y un divisor híbrido, en particular un divisor híbrido 90°. Por ejemplo, el tercer dispositivo de acuerdo con la invención (y también el primer y segundo dispositivo de acuerdo con la invención) puede comprender varios niveles de divisores de este tipo, preferentemente al menos dos niveles de divisores, de manera especialmente preferente al menos tres niveles de divisores. En particular, el número de los niveles de divisores (o el número de los divisores) puede corresponderse con el número de los niveles de combinadores (o con el número de los combinadores).
- 5
- 10 Un módulo de amplificador de un amplificador de acuerdo con la invención comprende, por ejemplo, al menos dos niveles de divisores, cuatro ramas de amplificador y dos niveles de combinadores.
- De acuerdo con un ejemplo de realización del tercer dispositivo de acuerdo con la invención, los filtros de protección están conmutados entre el primer nivel de combinación de señales y la salida. De esta manera puede reducirse el número de los filtros de protección necesarios.
- 15
- Por ejemplo, los filtros de protección pueden conmutarse entre el primer nivel de combinación de señales y un segundo nivel de combinación de señales. Para necesitar solo un filtro de protección para todas las unidades de amplificador puede estar dispuesto el filtro de protección, por ejemplo, entre el último nivel de combinadores y la salida (es decir, en la salida).
- 20
- De acuerdo con un ejemplo de realización del tercer dispositivo de acuerdo con la invención, el tercer dispositivo de acuerdo con la invención comprende solo un filtro de protección, estando dispuesto el filtro de protección en la salida de amplificador.
- 25
- De acuerdo con un ejemplo de realización del tercer dispositivo de acuerdo con la invención, cada rama de amplificador comprende además uno de los filtros de protección. Esto es, por ejemplo, ventajoso para mantener la carga de los filtros de protección individuales lo más baja posible.
- 30
- Un uso es el uso de uno o varios filtros de protección en un amplificador para un acelerador de partículas para la protección de las unidades de amplificador del amplificador frente a señales de interferencia que salen del resonador de aceleración y discurren hacia la salida de amplificador del amplificador. Por ejemplo, los filtros de protección están conmutados entre las unidades de amplificador y la salida del amplificador o el resonador de aceleración. Los filtros de protección son, por ejemplo, filtros de paso alto y/o filtros de paso banda. La frecuencia límite de un filtro de protección formado como filtro paso alto asciende, como se explicó anteriormente, por ejemplo al 50 %, preferentemente al 75 %, de manera especialmente preferente al 90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. La frecuencia límite inferior de un filtro de protección formado como filtro paso banda asciende, por ejemplo, al 50 %, preferentemente al 75 %, de manera especialmente preferente al 90 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. La frecuencia límite superior de un filtro de protección formado como filtro paso banda asciende, por ejemplo, al 150 %, preferentemente al 125 %, de manera especialmente preferente al 110 % de la frecuencia básica de la onda fundamental. El amplificador se corresponde, por ejemplo, con uno de los dispositivos de acuerdo con la invención. El uso de los filtros de protección sirve a este respecto, entre otros, para la atenuación de porciones de señal de interferencia (de frecuencia baja y/o de frecuencia más alta) que discurren hacia la salida del amplificador de una señal de interferencia por el resonador de aceleración del acelerador de partículas (por ejemplo, de una señal de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V).
- 35
- 40
- 45
- Un uso adicional es el uso de uno o varios combinadores de señales en un amplificador para un acelerador de partículas para la protección de las unidades de amplificador del amplificador frente a señales de interferencia que salen del resonador de aceleración y que discurren hacia la salida de amplificador del amplificador. Por ejemplo, el uno o varios combinadores de señales están conmutados entre las unidades de amplificador y la salida del amplificador o el resonador de aceleración. El amplificador se corresponde, por ejemplo, con uno de los dispositivos de acuerdo con la invención. El uso de los combinadores de señales sirve, a este respecto, entre otros para la atenuación de porciones de señal de interferencia (de baja frecuencia y/o de frecuencia más alta) de una señal de interferencia que discurren hacia la salida del amplificador por el resonador de aceleración del acelerador de partículas (por ejemplo, de una señal de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V).
- 50
- 55
- El uso de acuerdo con la invención es el uso de una o varias disposiciones de conmutación de acuerdo con la invención en un amplificador para un acelerador de partículas para la protección de las unidades de amplificador del amplificador frente a señales de interferencia que salen del resonador de aceleración y discurren hacia la salida de amplificador del amplificador. Por ejemplo, la una o varias disposiciones de conmutación de acuerdo con la invención están conmutadas entre las unidades de amplificador y la salida del amplificador o el resonador de aceleración. El amplificador se corresponde, por ejemplo, con uno de los dispositivos de acuerdo con la invención. El uso de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención sirve, a este respecto, entre otros, para la atenuación de porciones de señal de interferencia (de frecuencia baja y/o de frecuencia más alta) de una señal de
- 60
- 65

interferencia que discurre hacia la salida del amplificador por el resonador de aceleración del acelerador de partículas (por ejemplo, de una señal de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V). Además, el uso de la disposición de conmutación de acuerdo con la invención sirve para evitar una reflexión de las ondas superiores de la señal de salida de la unidad de amplificador de vuelta a la unidad de amplificador.

Los ejemplos de realización a modo de ejemplo, descritos en esta solicitud, de la presente invención deben estar desvelados también en todas las combinaciones entre sí.

Otras configuraciones a modo de ejemplo ventajosas de la invención pueden deducirse de la siguiente descripción detallada de algunas formas de realización a modo de ejemplo de la presente invención, en particular en relación con las figuras.

Las figuras adjuntas a la solicitud deben servir, no obstante, solo para el fin de la aclaración y no para determinar el ámbito de protección de la invención. Los dibujos adjuntos no son a escala y deben reproducir a modo de ejemplo únicamente el concepto general de la presente invención. En particular, no deben tenerse en cuenta características que están contenidas en las figuras de ninguna manera como parte integrante necesaria de la presente invención.

Breve descripción de los dibujos

En las figuras muestran

- la Figura 1: un diagrama de bloques de un ejemplo para un sistema de acuerdo con la invención con un amplificador de HF y un acelerador de partículas;
- la Figura 2a: una representación esquemática de un ejemplo para un módulo de amplificador de acuerdo con la invención de un amplificador de HF;
- la Figura 2b: una representación esquemática de un ejemplo para un módulo de amplificador de acuerdo con la invención de un amplificador de HF;
- la Figura 2c: una representación esquemática de un ejemplo para un módulo de amplificador de acuerdo con la invención de un amplificador de HF;
- la Figura 2d: una representación esquemática de un ejemplo para un módulo de amplificador de acuerdo con la invención de un amplificador de HF;
- la Figura 2e: una representación esquemática de un ejemplo para una rama de amplificador de acuerdo con la invención de un amplificador de HF;
- la Figura 2f: una representación esquemática de un ejemplo para una rama de amplificador de acuerdo con la invención de un amplificador de HF;
- la Figura 3: un esquema de conmutación de un diplexor clásico;
- la Figura 4: un esquema de conmutación de un ejemplo para una disposición de conmutación de acuerdo con la invención o un bidiplexor y
- la Figura 5 dos respuestas de frecuencia del ejemplo para una disposición de conmutación de acuerdo con la invención o un bidiplexor de la Figura 4.

Descripción detallada de algunas formas de realización a modo de ejemplo de la presente invención

A continuación se explican componentes de una forma de realización a modo de ejemplo de un amplificador de VHF de acuerdo con la invención de acuerdo con el primer aspecto de la invención, que en esta sección se denomina siempre amplificador CRE312B. Cada rama de amplificador de este amplificador dispone de una disposición de conmutación de acuerdo con la invención, que a continuación se denomina siempre diplexor bidireccional o bidiplexor y en las figuras se caracteriza con la referencia 100. El amplificador CRE312B está optimizado para la operación a 72 MHz y para el abastecimiento de alta frecuencia de un resonador de aceleración de un acelerador de partículas. En principio, la presente invención no está limitada, no obstante, a una aplicación a esta frecuencia especial y en este campo de uso, sino que puede aplicarse en la totalidad del rango de HF (aproximadamente 30 MHz a aproximadamente 30 GHz), en particular en el rango de frecuencia por debajo de 100 MHz. Un campo de uso adicional concebible de la invención es, por ejemplo, instalaciones emisoras de radio y televisión.

La Figura 1 muestra un diagrama de bloques del amplificador CRE312B. La señal de entrada del amplificador de VHF se suministra durante la operación de un acelerador de partículas por un generador de señales, que se modula

mediante la electrónica de control y de regulación denominada sistema de control Digital Low Level RF (DLLRF). La electrónica de control DLLRF supervisa la fase y amplitudes del campo de aceleración en el resonador de aceleración del acelerador de partículas. Para el amplificador CRE 312B este es el resonador de aceleración de un ciclotrón de protones 250 MeV con focalización de sector y una frecuencia de operación de 72 MHz. La altura de la señal de entrada del amplificador asciende a 0 dBm (1 mW). El trayecto de esta señal y su amplificación hasta como máximo 150 kW está esbozado en la Figura 1.

La señal de la electrónica de control DLLRF consigue en primer lugar la compuerta de alta frecuencia (compuerta de HF o puerta de RF), es el primer elemento del nivel de entrada del amplificador. La apertura y el cierre de la compuerta de HF se controla por el sistema de control AmCon. La compuerta de RF ofrece la posibilidad temporalmente más rápida de eliminar la señal de salida del amplificador CRE312B y, con ello, deshabilitar, por ejemplo, el haz del acelerador de partículas.

El sistema de control de amplificador AmCon registra un gran número de valores de medición característicos, que se suministran por los grupos constructivos del amplificador CRE312B y supervisa y regula las funciones del amplificador CRE312B.

Tras pasar la compuerta de HF se amplifica la señal de entrada para el procesamiento posterior en un amplificador de entrada de bajo ruido hasta el nivel necesario para los siguientes circuitos electrónicos. La señal de entrada consigue entonces los primeros grupos constructivos de amplificador del amplificador CRE312B. Un grupo constructivo de amplificador está definido por un divisor en la entrada y un combinador correspondiente en la salida del grupo constructivo.

Los divisores de señales (*splitter*) y combinadores de señales (*combiner*) son grupos constructivos necesarios en un amplificador de alta potencia de VHF transistorizado. Los transistores potentes para el rango de VHF suministran en función del tipo potencias de salida entre 400 y 800 vatios. Si se tienen en cuenta las pérdidas en la red de combinadores, pueden estar contenidos hasta 500 transistores en un amplificador de alta potencia. En el amplificador CRE 312B, que está equipado con el transistor BLF 574 de la empresa NXP, hay 480 transistores. La señal de entrada del amplificador CRE312B tiene que dividirse, por tanto, en varios niveles, en total 480 veces. Al contrario, tienen que combinarse 480 veces las 480 señales de salida de los transistores de potencia en varios niveles de combinadores. Esto ocurre de manera conveniente de tal modo que un nivel de combinadores con un combinador de factor Nc se corresponde con un nivel de divisor con un divisor de factor Nc.

El amplificador CRE312B está construido en conjunto a partir de los siguientes grupos constructivos de amplificador:

- divisiones de amplificador (*amplifier divisions*), que están compuestas por secciones de amplificador,
- secciones de amplificador, que están compuestas por módulos de amplificador,
- módulos de amplificador, que están compuestos por dos amplificadores de semiconductores simétricos o cuatro ramas de amplificador,
- amplificadores de semiconductores simétricos, que están compuestos por dos transistores de potencia o dos ramas de amplificador.

El amplificador CRE312B comprende 6 estaciones, en las que están alojados los grupos constructivos de amplificador. Las estaciones se componen, respectivamente, de una sección de amplificador superior y una inferior. Estas están montadas preferentemente arriba o abajo en un armario electrónico estándar de 19".

La división de amplificador #1 (véase la Figura 1) del amplificador CRE312B se compone de las secciones de amplificador superiores de las 6 estaciones de amplificador y la división de amplificador #2 (véase la Figura 1) de las 6 secciones de amplificador inferiores de las estaciones de amplificador. Cada sección se compone de 10 módulos de amplificador.

El módulo de amplificador es el elemento constructivo electrónico central del amplificador CRE312B. Las señales de salida de los 10 módulos de amplificador de una sección de amplificador se añaden en un combinador de factor diez en diseño de tubería coaxial a una señal total de una sección de amplificador. Otros combinadores de capacidad portante de potencia cada vez mayor guían juntas las señales desde, en total, 12 combinadores de factor diez.

El módulo de amplificador en el amplificador CRE312B está construido a partir de los siguientes elementos:

- un divisor de doble factor en la entrada del módulo de amplificador,
- dos amplificadores simétricos (comprendiendo respectivamente un divisor de doble factor, dos ramas de amplificador y un combinador de doble factor),
- un combinador de doble factor,
- un acoplador de potencia de HF bidireccional en la salida del módulo de amplificador.

La Figura 2a, la Figura 2b, la Figura 2c y la Figura 2d muestran esquemáticamente ejemplos de un módulo de amplificador en el amplificador CRE312B.

El módulo de amplificador 600 de la Figura 2a comprende dos niveles de divisores Wilkinson 610, cuatro ramas de amplificador 300 y dos niveles de combinadores Wilkinson 620.

5 El módulo de amplificador 500 de la Figura 2b comprende dos niveles de divisores híbridos 510, cuatro ramas de amplificador 300 (véase la Figura 2e) y dos niveles de combinadores híbridos 520. Los módulos de amplificador 500' de la Figura 2c y 500" de la Figura 2d representan variantes del módulo de amplificador 500 con uno o varios filtros de paso alto 400 como filtros de protección.

10 El módulo de amplificador 500' de la Figura 2c comprende asimismo dos niveles de divisores híbridos 510 y dos niveles de combinadores híbridos 520. Además, el módulo de amplificador 500' comprende cuatro ramas de amplificador 300' modificadas (véase la Figura 2f), en las que está dispuesto, respectivamente, un filtro paso alto 400 como filtro de protección en la salida de la rama de amplificador.

15 El módulo de amplificador 500" de la Figura 2d comprende asimismo dos niveles de divisores híbridos 510 y dos niveles de combinadores híbridos 520 así como cuatro ramas de amplificador 300. En el módulo de amplificador 500" está conmutado el filtro paso alto 400 como filtro de protección entre el último nivel de los combinadores híbridos 520 y la salida del módulo de amplificador 500".

20 La frecuencia límite del filtro paso alto 400 se sitúa, a este respecto, por debajo de la frecuencia fundamental del amplificador CRE312B de 72MHz. El filtro paso alto 400 es aquí, a modo de ejemplo, un filtro de primer orden y se forma por dos condensadores ($C=47,5$ pF) y una bobina ($L=107$ nH) en conmutación en T, de modo que la frecuencia límite del filtro paso alto 400 asciende aproximadamente a 65 MHz. Un filtro paso alto de este tipo de primer orden presenta una atenuación de aproximadamente -6 dB a 40 MHz, de aproximadamente -14 dB a 30 MHz, de aproximadamente -25 dB a 20 MHz, de aproximadamente -44 dB a 10 MHz y de aproximadamente -62 dB a 5 MHz.

25 Tanto en el caso del módulo de amplificador 500' como en el caso del módulo de amplificador 500", el filtro paso alto atenúa, por tanto, porciones de señal de interferencia (de frecuencia baja) de una señal de interferencia que discurre desde la salida del módulo de amplificador (o desde la salida de amplificador del amplificador CRE312B) en dirección de las unidades de amplificador o de las unidades de amplificador de semiconductores 200 con frecuencias por debajo de la frecuencia límite de 65 MHz.

30 Los combinadores híbridos 90° tienen una adaptación excelente (en inglés, *matching*) de la compuerta de salida común (en inglés, *puerta común*) tanto en el caso de la sintonización de las unidades de amplificador de semiconductores o ramas de amplificador individuales a la máxima potencia de salida, al máximo grado de eficacia así como a la máxima amplificación. Además, los combinadores híbridos 90° tienen una reducción muy baja del aislamiento entre los amplificadores de semiconductores o ramas de amplificador individuales en el caso de una carga mal adaptada en la compuerta de salida (en inglés, *mismatched common port*) así como una robustez mayor (en inglés, *immunity*) de las unidades de amplificador de semiconductores o ramas de amplificador debido a su combinación en un combinador híbrido 90° como en el caso de un amplificador de semiconductores aislado o rama de amplificador. Los combinadores híbridos 90° son de banda más estrecha que los combinadores Wilkinson.

35 Los combinadores Wilkinson, cuya compuerta de salida está adaptada a un 50Ω de carga, exigen una adaptación de las unidades de amplificador de semiconductores o ramas de amplificador que van a combinarse a 50Ω , de otro modo una combinación según Wilkinson es inefectiva. Un cambio de la adaptación ocurre, no obstante, en caso de que las unidades de amplificador de semiconductores o ramas de amplificador se operen en diferentes estados de operación. Además, en el caso de combinadores Wilkinson puede producirse una reducción del aislamiento entre las compuertas de entrada, en caso de que no se produzca ninguna inadaptación de la compuerta de salida. Una ventaja de los combinadores Wilkinson radica en la construcción simétrica y en la simplicidad del diseño.

40 La Figura 2e muestra esquemáticamente una rama de amplificador 300 del módulo de amplificador 600, 500 y 500". La rama de amplificador 300 comprende al menos dos elementos: la unidad de amplificador o la unidad de amplificador de semiconductores 200 en el diseño de un nivel en contrafase con el transistor LDMOS BLF 574 y el diplexor bidireccional 100 con las dos resistencias de carga 21 y 31. Para la construcción y las propiedades del transistor BLF 574 de NXP se remite explícitamente a la ficha técnica "BLF574, HF / VHF power LDMOS Transistor, Rev. 02-24 febrero de 2009, Product data sheet", que actualmente está disponible en el URL "http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BLF574.pdf".

45 El diplexor bidireccional 100 es un perfeccionamiento del diplexor clásico, en particular para la aplicación especial en un amplificador de semiconductores para el abastecimiento de HF de un resonador de aceleración.

50 La Figura 2f muestra esquemáticamente una rama de amplificador 300' modificada del módulo de amplificador 500'. La rama de amplificador 300' modificada comprende aparte de la unidad de amplificador o la unidad de amplificador de semiconductores 200 el diplexor bidireccional 100 con las dos resistencias de carga 21 y 31 así como el filtro paso alto 400 como filtro de protección. El filtro paso alto 400 está conmutado entre el bidiplexor 100 y la salida de la rama de amplificador.

ES 2 627 277 T3

- El diplexor clásico 100' mostrado en la Figura 3 es un multiplexor que une una entrada (IN) con dos salidas (OUT, RF). El diplexor clásico 100' es una red de división de frecuencias y tiene el objetivo de desacoplar dos rangos de frecuencia entre sí. Para ello, el diplexor clásico 100' dispone de un filtro paso alto y un filtro paso bajo. El filtro paso bajo está dispuesto entre el nodo de entrada 1' y el nodo de salida 2' y puede realizarse, por ejemplo, por la conmutación representada en la Figura 3 de las bobinas L1' (L=96 nH) y L2' (L=50 nH) así como los condensadores C1' (C=21,5 pF) y C2' (C=21,5 pF). El filtro paso alto está dispuesto entre el nodo de entrada 1' y el nodo de salida 3' y puede realizarse, por ejemplo, por la conmutación representada en la Figura 3 de la bobina L3' (L=43 nH) así como los condensadores C4' (C=8 pF), C5' (C=8 pF) y C6' (C=25 pF).
- La frecuencia fundamental de la unidad de amplificador de semiconductores 200 de 72 MHz, es decir, la frecuencia básica de la onda fundamental de la señal de salida de la unidad de amplificador de semiconductores se transmite atenuada lo menos posible de la entrada del diplexor clásico a la salida del diplexor, mientras que todas las frecuencias más altas, en particular la segunda y tercera armónica, se suministran a una resistencia de carga. En este diplexor especial se absorben todas las señales de HF, con frecuencias que se sitúan claramente por encima de la frecuencia fundamental, en una resistencia de carga.
- El "diplexor cruzado" 100' de 120 MHz de la Figura 3 atenúa la frecuencia fundamental de 72 MHz en aproximadamente -0,1 dB, la segunda armónica 144 MHz en aproximadamente -9,5 dB, y la tercera armónica de 216 MHz en aproximadamente -19 dB. La señal reflejada en el diplexor 100' se sitúa en todo el rango de frecuencia 20 dB bajo la señal incidente.
- Una particularidad del amplificador CRE312B es el uso del diplexor bidireccional 100 de acuerdo con la invención o bidiplexor 100 en la salida de cada unidad de amplificador de semiconductores para la protección de los transistores de potencia de la unidad de amplificador de semiconductores. El esquema de conmutación de un ejemplo para un bidiplexor 100 se muestra en la Figura 4. Los parámetros ahí representados de los componentes deben entenderse únicamente como a modo de ejemplo.
- El bidiplexor 100 presenta un primer nodo de entrada y/o de salida 1, un segundo nodo de entrada y/o de salida 2, un tercer nodo 3 y un cuarto nodo 4. El primer nodo de entrada y/o de salida 1 y el segundo nodo de entrada y/o de salida 2 están unidos entre sí eléctricamente por el tramo de filtro de pasaje 10. El segundo nodo de entrada y/o de salida 2 y el tercer nodo 3 están unidos entre sí eléctricamente por el primer tramo de filtro de absorción 20. El primer nodo de entrada y/o de salida 1 y el cuarto nodo 4 están unidos entre sí eléctricamente por el segundo tramo de filtro de absorción 30.
- En el tramo de filtro de pasaje 10 está dispuesto un filtro de pasaje con característica de paso bajo (es decir, un filtro paso bajo) formado por las bobinas L1 (por ejemplo, L=90 nH) y L3 (por ejemplo, L=90 nH) así como el condensador C1 (por ejemplo, C=43 pF). Las bobinas L1 y L3 así como el condensador C1 están dispuestos en una conmutación en T. En el primer tramo de filtro de absorción 20 está dispuesto un primer filtro paso alto formado por las bobinas L6 (por ejemplo, L=36 nH) y L8 (por ejemplo, L=10 nH) así como los condensadores C5 (por ejemplo, C=22 pF) y C6 (por ejemplo, C=1665 pF). Un filtro paso alto de este tipo de primer orden presenta una atenuación de aproximadamente -6 dB a 40 MHz, aproximadamente de -1465 MHz. Un filtro paso alto de este tipo de primer orden presenta una atenuación de aproximadamente -6 dB a 40 MHz, de aproximadamente -14 dB a 30 MHz, de aproximadamente -25 dB a 20 MHz, de aproximadamente -44 dB a 10 MHz y de aproximadamente -62 dB a 5 MHz. A 30 MHz, aproximadamente -25 dB a 20 MHz, aproximadamente -44 dB a 10 MHz y aproximadamente -62 dB a 5 MHz). Los condensadores C5 y C6 así como la bobina L6 están dispuestos en una conmutación en T, estando orientados el condensador C6 hacia el segundo nodo de entrada y/o de salida 2 y el condensador C5 hacia el tercer nodo 3. La bobina L8 está conmutada entre el condensador C5 y el tercer nodo 3. En el segundo tramo de filtro de absorción 30 está dispuesto un segundo filtro paso alto formado por las bobinas L2 (por ejemplo, L=36 nH) y L7 (por ejemplo, L=10 nH) así como los condensadores C3 (por ejemplo, C=22 pF) y C2 (por ejemplo, C=16 pF). La conmutación de las bobinas L2 y L7 así como de los condensadores C3 y C2 del segundo filtro paso alto se corresponde con la conmutación explicada anteriormente de las bobinas L6 y L8 así como los condensadores C5 y C6 del primer filtro paso alto.
- El primer tramo de filtro de absorción 20 está cerrado con la resistencia de carga 21 (por ejemplo, R=50 Q), que está dispuesta en el tercer nodo 3. El segundo tramo de filtro de absorción 30 está terminado con la resistencia de carga 31 (por ejemplo, R=50 Q), que está dispuesta en el cuarto nodo 4.
- El diplexor bidireccional 100 de la Figura 4 actúa para señales de HF, que inciden partiendo de la unidad de amplificador de semiconductores, al igual que para señales de HF que proceden del resonador del ciclotrón.
- El "bidiplexor cruzado bidireccional de 130 MHz" de la Figura 4, es decir, el bidiplexor 100, atenúa la frecuencia fundamental de 72 MHz en aproximadamente -0,15 dB, la segunda armónica 144 MHz en aproximadamente -10,5 dB, y la tercera armónica de 216 MHz en aproximadamente -25 dB. Esta característica de atenuación del bidiplexor 100 para una señal transmitida del primer nodo de entrada y/o de salida 1 al segundo nodo de entrada y/o de salida 2 (es decir, una señal transmitida a lo largo del tramo de filtro de pasaje 10) puede extraerse también a la respuesta de frecuencia dB(S(2,1)) en la Figura 5. La característica de atenuación del bidiplexor opd8100 para una señal

transmitida del primer nodo de entrada y/o de salida 1 al cuarto nodo 4 (es decir, una señal transmitida a lo largo del tramo de filtro de absorción 30) puede extraerse de la respuesta de frecuencia dB(S(4,1)) en la Figura 5. La señal reflejada en el bidiplexor 100 se sitúa en todo el rango de frecuencia 20 dB bajo la señal incidente.

- 5 El significado del bidiplexor 100 para la protección del transistor de potencia en la unidad de amplificador o la unidad de amplificador de semiconductores 200 surge de manera conveniente: evitando ondas superiores reflejadas y absorbiendo emisiones de frecuencia alta del resonador de aceleración.

10 La señal de salida del nivel de contrafase (es decir, la unidad de amplificador de semiconductores 200) no está libre de ondas superiores. La potencia contenida en estas ondas superiores es inútil y se separa en el bidiplexor 100 al menos esencialmente de la onda fundamental y se absorbe en una resistencia de terminación. Por tanto, esta potencia tampoco puede reflejarse sobre el transistor de potencia, por lo que se evita un calentamiento dañino adicional del área restringida (*junction*) del transistor.

15 Como se describe en detalle en la sección anterior "Antecedente de la invención", pueden originarse en el resonador de aceleración debido a las corrientes de electrones libres y (electrón) en particular debido a descargas de gas y arcos voltaicos de interferencia repentinas, señales de interferencia con altas amplitudes de tensión (por ejemplo, señales de interferencia con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 130 V, en particular con amplitudes de tensión mayores que o iguales a 150 V).

20 El peligro para el amplificador CRE312B generado por este estado operacional indeseado se reduce mediante el uso del bidiplexor 100. El bidiplexor 100 actúa como divisor de potencia para las señales de interferencia, que proceden del resonador de aceleración. La influencia del acoplador bidireccional es más efectiva cuando más alta se sitúa la frecuencia de la señal de resonador por encima de la frecuencia fundamental de la unidad de amplificador de semiconductores. La ventaja del bidiplexor 100 radica, entre otros, en que tanto la armónica mayor generada por el amplificador (es decir, en particular porciones de señal de interferencia con una frecuencia por encima de la frecuencia límite del filtro de pasaje) como aquella de una señal de interferencia emitida por el resonador de aceleración se atenúan. De esta manera puede garantizarse una protección de los transistores de potencia de las unidades de amplificador de semiconductores 200 frente a estas porciones de señal de interferencia.

30 El bidiplexor 100 es adecuado, por tanto, de manera especialmente ventajosa para el uso en un amplificador de VHF al igual que en el amplificador CRE312B.

35 Aparte de las señales de interferencia de frecuencia más alta indeseadas puede producirse, como se explicó anteriormente, aunque también para la generación de señales de interferencia de frecuencia bajas en el resonador de aceleración, que pueden conducir asimismo a la destrucción de los transistores de potencia de las unidades de amplificador. Adicionalmente al bidiplexor 100 puede usarse, por tanto, en el amplificador CRE312B también uno (véase módulo de amplificador 500") o varios (véase módulo de amplificador 500') filtros paso alto 400 (y/o uno o varios filtros paso banda) como filtros de protección. La ventaja del filtro paso alto 400 radica, entre otros, en que se atenúan las porciones de señal de interferencia de frecuencia baja (es decir, en particular porciones de señal de interferencia con una frecuencia por debajo de la frecuencia límite de 65 MHz) de una señal de interferencia emitida por el resonador de aceleración. De esta manera puede garantizarse una protección adicional de los transistores de potencia de las unidades de amplificador de semiconductores 200 frente a estas porciones de señal de interferencia.

45 Como alternativa o adicionalmente pueden protegerse los transistores de potencia de las unidades de amplificador mediante el uso de combinadores híbridos 90°, que son de banda más estrecha que los combinadores Wilkinson, frente a señales de interferencia que salen del resonador de aceleración.

50 Por tanto, es posible prever en el amplificador CRE312B distintos planos de protección para la protección de los transistores de potencia de las unidades de amplificador de semiconductores 200 frente a señales de interferencia. El módulo de amplificador 500' de la Figura 2c comprende, por ejemplo, cuatro planos de protección de este tipo, en concreto el bidiplexor 100 (primer plano de protección), el filtro paso alto 400 (segundo plano de protección), los combinadores híbridos 90° del primer nivel (tercer plano de protección) y el combinador híbrido 90° del segundo nivel (cuarto plano de protección).

55 En una forma de realización especialmente sencilla del amplificador CRE312B es en principio también concebible que se prescindiera completamente del bidiplexor 100 y el filtro paso alto 400 cuando se usan combinadores híbridos 90° como combinadores de señales. Una forma de realización sencilla de este tipo garantizaría solo debido a la función de transmisión de banda estrecha de los combinadores híbridos 90° una protección de los transistores de potencia de las unidades de amplificador de semiconductores 200 frente a porciones de señal de interferencia de una señal de interferencia emitida por el resonador de aceleración.

65 En otra forma de realización sencilla del amplificador CRE312B es en principio también concebible que se prescindiera completamente del bidiplexor 100 (véase la Figura 2f) y se use únicamente el filtro paso alto 400 como filtro de protección. A este respecto, el filtro paso alto 400 puede estar dispuesto, por ejemplo, en una o varias (por ejemplo, en todas las) ramas de amplificador y/o detrás de un nivel de combinadores (por ejemplo, detrás del último nivel de

combinadores). Una forma de realización sencilla de este tipo garantizaría solo una protección de los transistores de potencia de las unidades de amplificador de semiconductores 200 frente a porciones de señal de interferencia de frecuencia baja de una señal de interferencia emitida por el resonador de aceleración. Dado que en circunstancias determinadas pueden predominar las porciones de señal de interferencia de frecuencia baja, puede causarse mediante esta forma de realización especialmente sencilla una protección suficiente.

10 En otra forma de realización sencilla del amplificador CRE312B es en principio concebible que en lugar del bidiplexor 100 se use el diplexor 100' junto con el filtro paso alto 400 para la protección de los transistores de potencia de las unidades de amplificador de semiconductores 200. Una forma de realización sencilla de este tipo garantizaría una protección de los transistores de potencia de las unidades de amplificador de semiconductores 200 frente a porciones de señal de interferencia de frecuencia baja de una señal de interferencia emitida por el resonador de aceleración y frente a ondas superiores reflejadas de la señal de salida de las unidades de amplificador de semiconductores 200.

15 La invención se describió por medio de formas de realización a modo de ejemplo y ejemplos de realización. Las características individuales de estas formas de realización y ejemplos de realización no deben verse, no obstante, siempre y cuando no se subraye explícitamente, como esenciales para la invención. La presente invención no está limitada al amplificador de semiconductores CRE 312B concreto y/o al transistor BLF574; puede aplicarse igualmente en cualquier amplificador de semiconductores basado en un transistor.

20

REIVINDICACIONES

1. Sistema, que comprende:

5 - un dispositivo, en particular un amplificador de VHF o un módulo de amplificador para un amplificador de VHF, que comprende uno o varias ramas de amplificador (300, 300'), y
 - un acelerador de partículas,
 estando unido un resonador de aceleración del acelerador de partículas a una salida del dispositivo, comprendiendo cada rama de amplificador (300, 300') del dispositivo una unidad de amplificador (200) y una disposición de
 10 conmutación (100) dispuesta en la salida de la unidad de amplificador y comprendiendo la disposición de conmutación (100) lo siguiente:

15 - un tramo de filtro de pasaje (10) entre un primer nodo de entrada y/o de salida (1) y un segundo nodo de entrada y/o de salida (2), estando dispuesto en el tramo de filtro de pasaje (10) un filtro de pasaje con una característica de paso bajo,
 - un primer tramo de filtro de absorción (20) entre el segundo nodo de entrada y/o de salida (2) y un tercer nodo (3), estando dispuesto en el primer tramo de filtro de absorción (20) un primer filtro paso alto y estando dispuesto en el tercer nodo (3) una primera resistencia de carga (21), y
 20 - un segundo tramo de filtro de absorción (30) entre el primer nodo de entrada y/o de salida (1) y un cuarto nodo (4), estando dispuesto en el segundo tramo de filtro de absorción (30) un segundo filtro paso alto y estando dispuesta en el cuarto nodo (4) una segunda resistencia de carga (31).

2. Sistema según la reivindicación 1, siendo el filtro de pasaje y/o el primer filtro paso alto y/o el segundo filtro paso alto filtros de segundo orden o superior.

25 3. Sistema según una de las reivindicaciones 1 y 2, siendo el filtro de pasaje y/o el primer filtro paso alto y/o el segundo filtro paso alto filtros pasivos.

30 4. Sistema según una de las reivindicaciones 1 a 3, estando formado el filtro de pasaje por al menos dos bobinas (L1, L3) y al menos un condensador (C1) en conmutación en T, y/o estando formados el primer y el segundo filtros paso alto, respectivamente, por al menos dos condensadores (C2, C3; C5, C6) y al menos una bobina (L2; L6) en conmutación en T.

35 5. Sistema según una de las reivindicaciones 1 a 4, correspondiéndose la primera y la segunda resistencias de carga (21, 31), respectivamente, con la impedancia característica.

6. Sistema según una de las reivindicaciones 1 a 5, comprendiendo el dispositivo varias ramas de amplificador.

40 7. Sistema según una de las reivindicaciones 1 a 6, estando unidos el primer o el segundo nodos de entrada y/o de salida (1, 2) de la disposición de conmutación (100) a la salida de la unidad de amplificador (200).

45 8. Sistema según una de las reivindicaciones 1 a 7, englobándose, en cada caso, las señales de salida de dos o varias ramas de amplificador (300, 300') de la una o varias ramas de amplificador mediante un combinador de señales (520, 620), en particular un combinador híbrido 90°, en una señal.

9. Sistema según una de las reivindicaciones 1 a 8, comprendiendo el dispositivo, además, lo siguiente:

50 - una salida, y
 - uno o varios filtros de protección, estando conmutados filtros de protección entre las unidades de amplificador de las ramas de amplificador y la salida.

10. Sistema según la reivindicación 9, comprendiendo el dispositivo, además, lo siguiente:

55 - un primer nivel de combinadores de señales, comprendiendo el primer nivel de combinadores de señales uno o varios combinadores de señales, en particular uno o varios combinadores híbridos 90°, estando conmutados los combinadores de señales del primer nivel de combinadores de señales entre las ramas de amplificador y la salida.

60 11. Sistema según una de las reivindicaciones 9 y 10, comprendiendo cada rama de amplificador, además, uno de los filtros de protección.

65 12. Uso de una o varias disposiciones de conmutación (100) en un amplificador para un acelerador de partículas para la protección de unidades de amplificador (200) del amplificador frente a señales de interferencia que salen del resonador de aceleración y que discurren hacia la salida de amplificador del amplificador, comprendiendo la disposición de conmutación (100) lo siguiente:

- un tramo de filtro de pasaje (10) entre un primer nodo de entrada y/o de salida (1) y un segundo nodo de entrada y/o de salida (2), estando dispuesto en el tramo de filtro de pasaje (10) un filtro de pasaje con una característica de paso bajo,
- un primer tramo de filtro de absorción (20) entre el segundo nodo de entrada y/o de salida (2) y un tercer nodo (3), estando dispuesto en el primer tramo de filtro de absorción (20) un primer filtro paso alto y estando dispuesta en el tercer nodo (3) una primera resistencia de carga (21), y
- un segundo tramo de filtro de absorción (30) entre el primer nodo de entrada y/o de salida (1) y un cuarto nodo (4), estando dispuesto en el segundo tramo de filtro de absorción (30) un segundo filtro paso alto y estando dispuesta en el cuarto nodo (4) una segunda resistencia de carga (31).

5

10

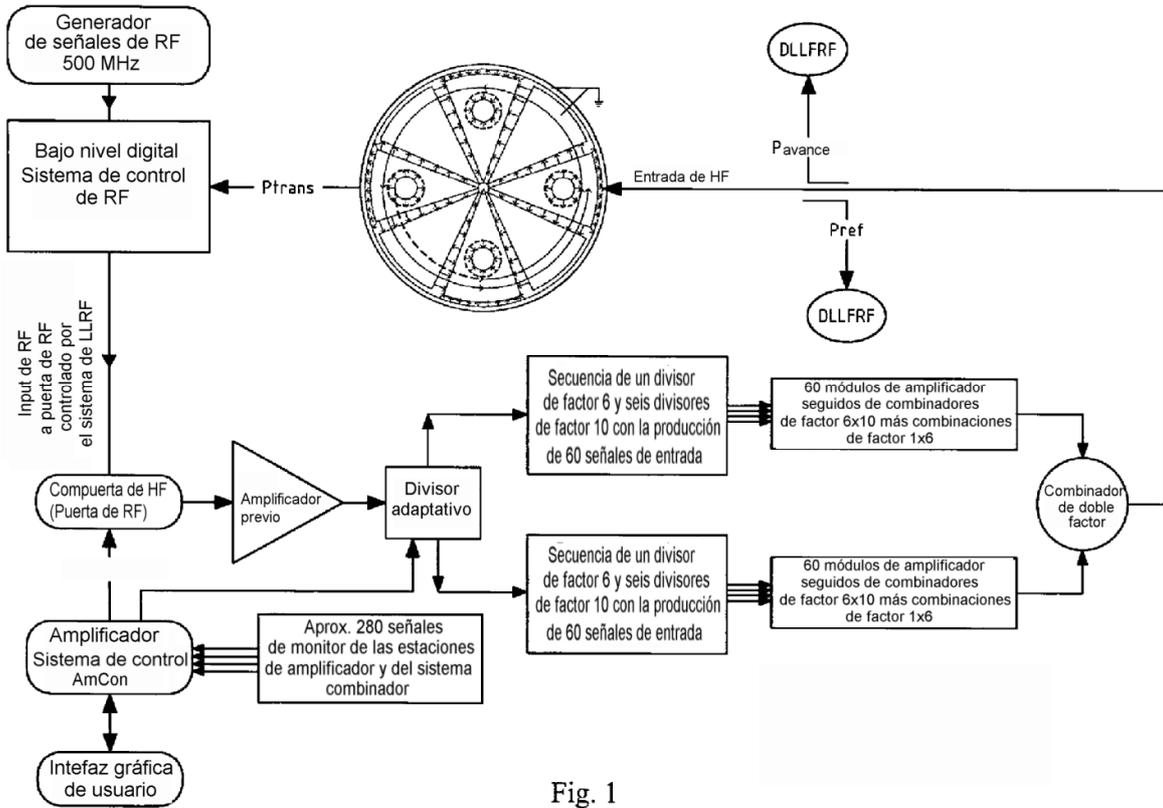


Fig. 1

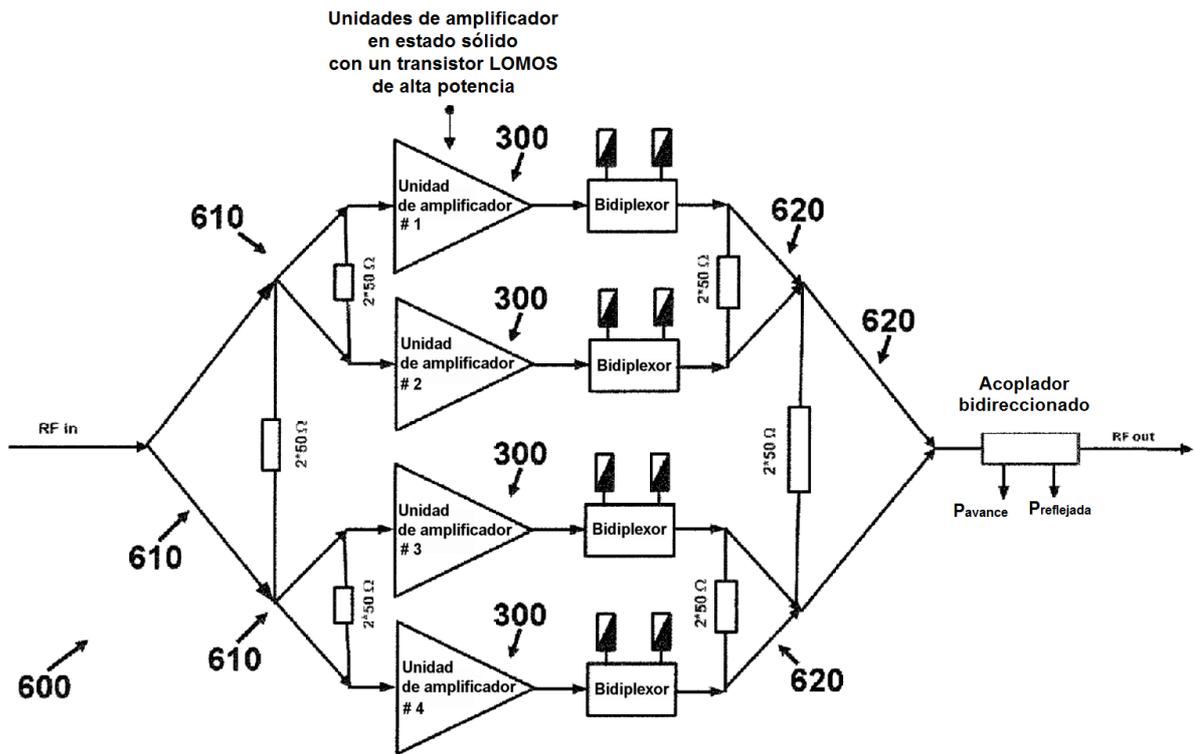


Fig. 2a

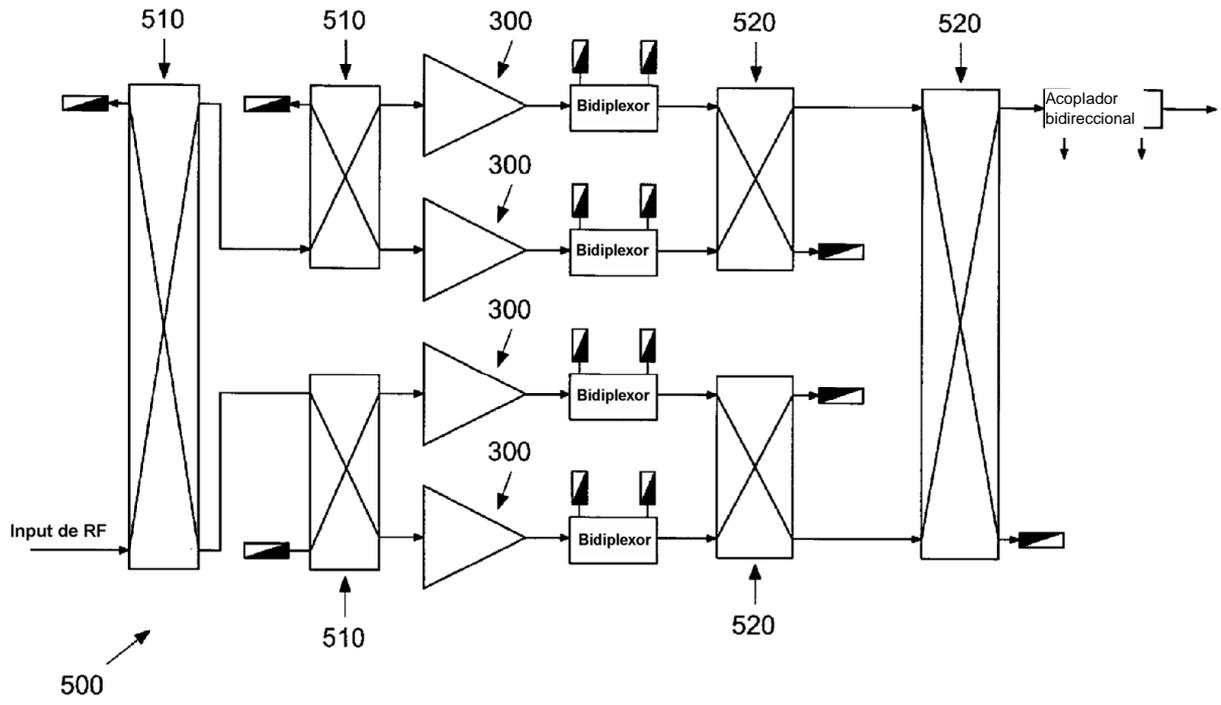


Fig. 2b

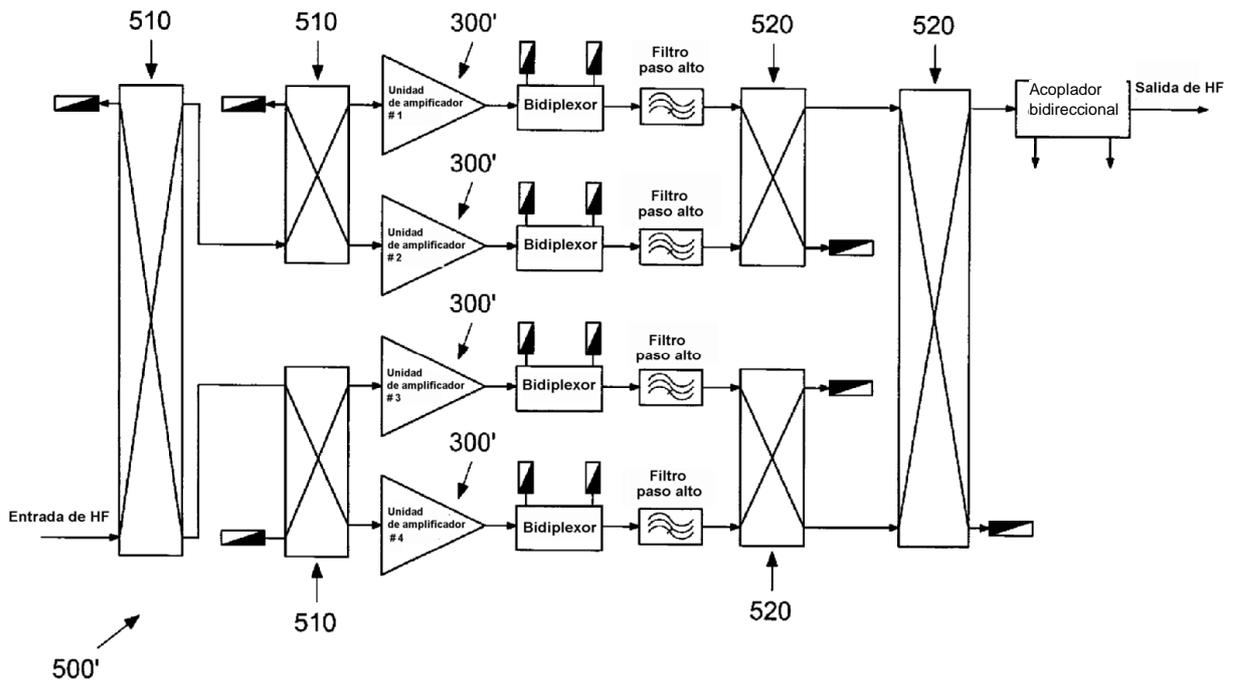


Fig. 2c

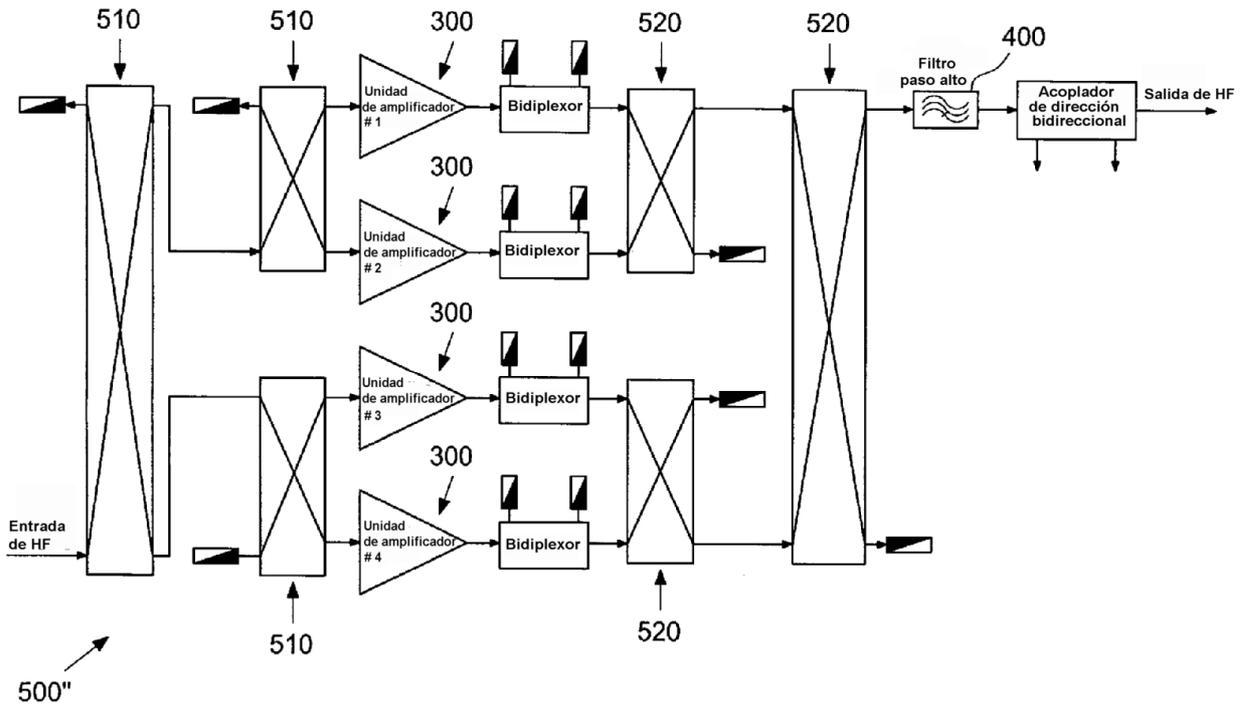


Fig. 2d

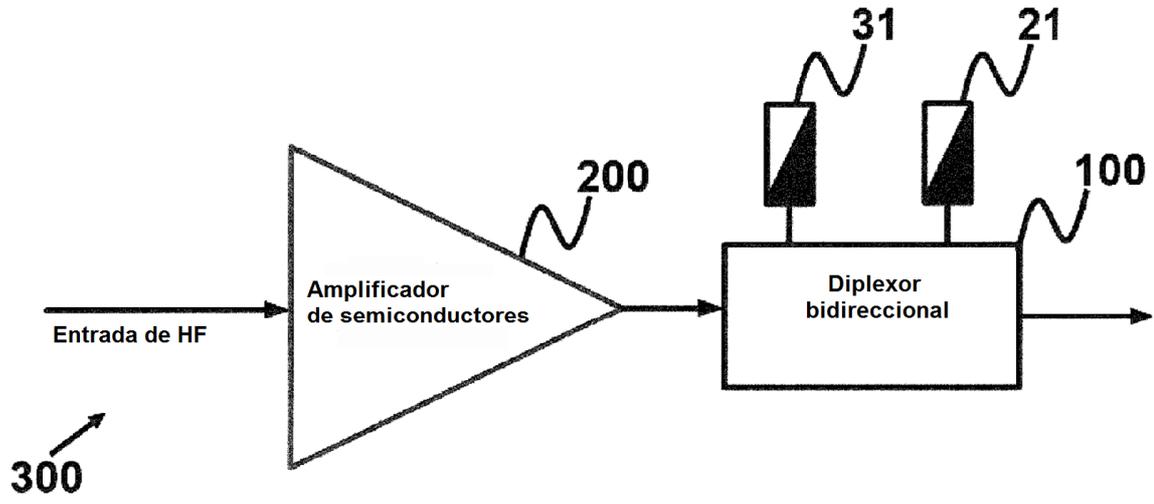


Fig. 2e

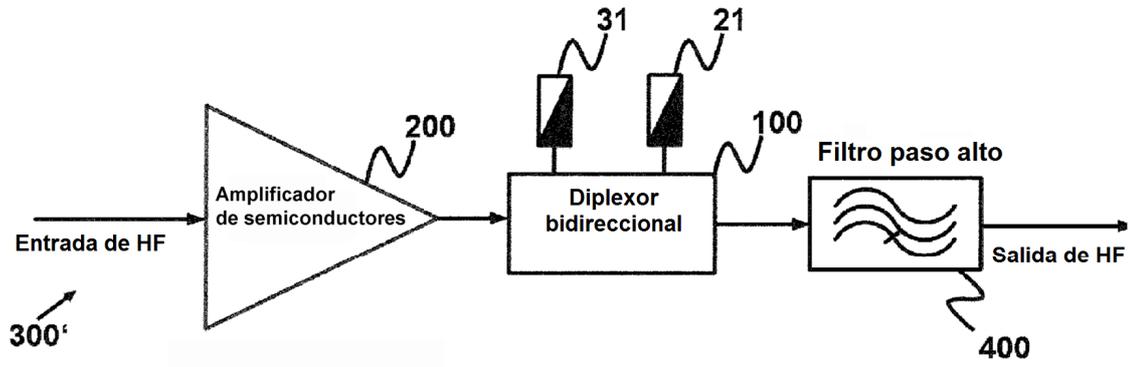


Fig. 2f

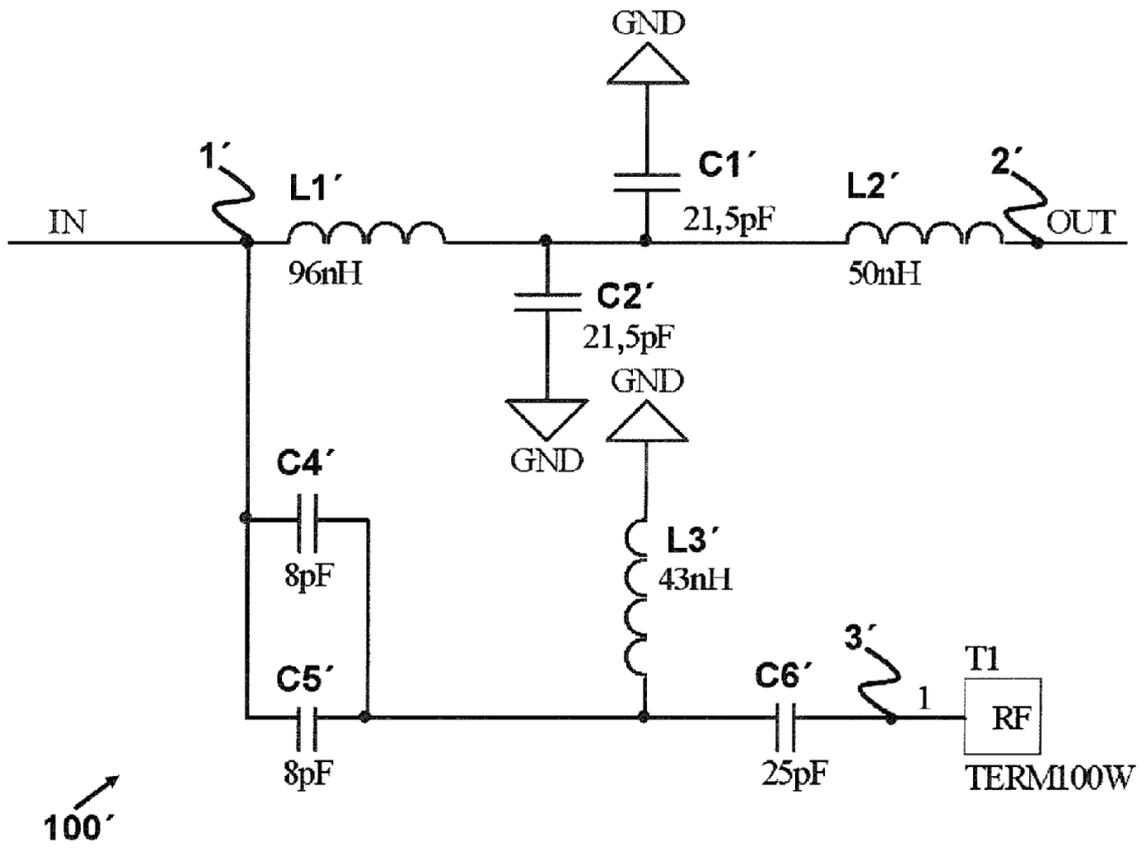


Fig. 3

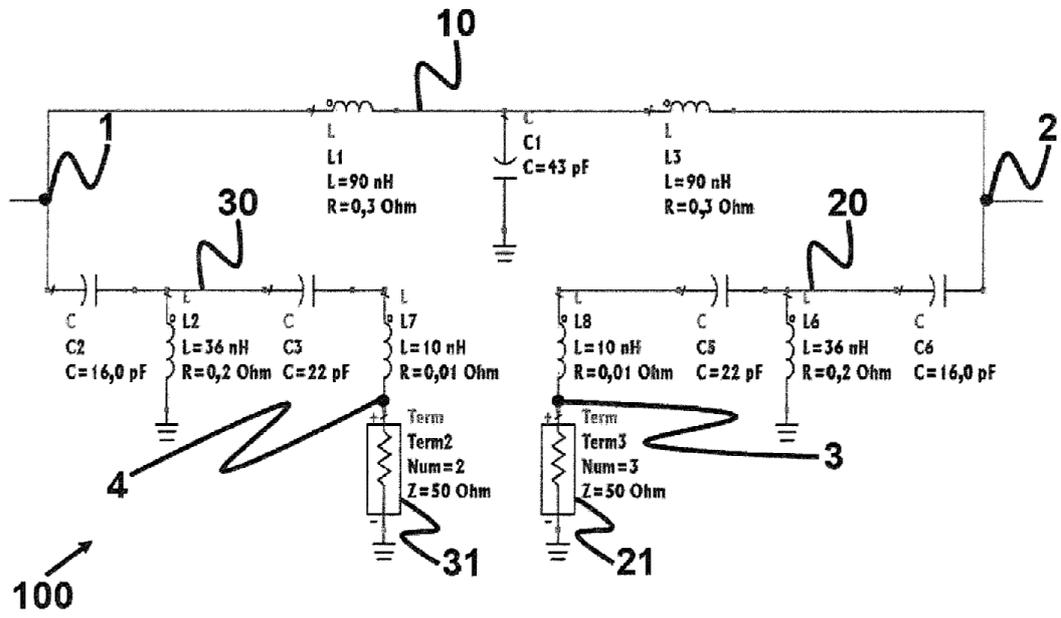


Fig. 4

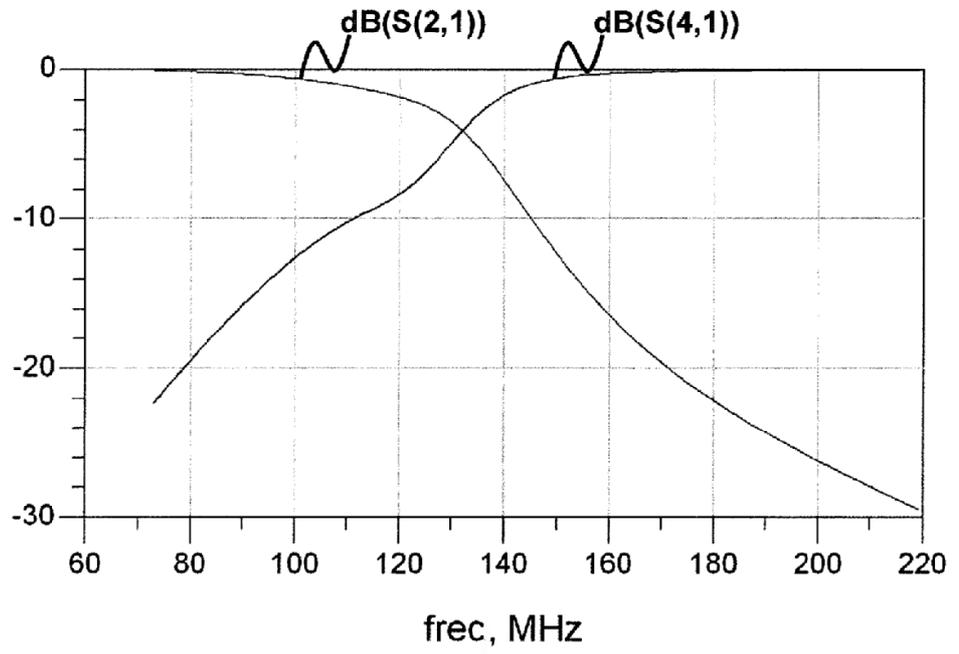


Fig. 5