

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 378 626**

51 Int. Cl.:
G01R 31/14 (2006.01)
G01R 31/12 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09753308 .7**
96 Fecha de presentación: **20.05.2009**
97 Número de publicación de la solicitud: **2281207**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **09.02.2011**

54 Título: **GENERADOR DE VLF PARA ENSAYOS.**

30 Prioridad:
28.05.2008 AT 8572008

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.04.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.04.2012

73 Titular/es:
Mohaupt High Voltage GmbH
Gewerbepark 4a
6142 Mieders, AT

72 Inventor/es:
Mohaupt, Peter

74 Agente/Representante:
Zea Checa, Bernabé

ES 2 378 626 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

Generador de VLF para ensayos

5 La presente invención se refiere a un generador de muy baja frecuencia (VLF) para generar una alta tensión con baja frecuencia a efectos de comprobar el aislamiento de cargas capacitivas, en especial de cables eléctricos.

10 Para el ensayo de aislamiento técnico-energético de cargas altamente capacitivas tales como sistemas de cables subterráneos se ha establecido el ensayo con altas tensiones de muy baja frecuencia ("very low frequency", VLF) en el rango de décimas de Hertz. Al contrario de las tensiones de ensayo a frecuencia de red o a frecuencias más altas, las tensiones de ensayo de VLF sólo provocan una reducida potencia reactiva en la carga capacitiva, de manera que el generador de ensayo puede ser diseñado con dimensiones correspondientemente más pequeñas; y en comparación con ensayos de tensión continua que se utilizaban anteriormente, las tensiones de ensayo de VLF impiden la formación de cargas de espacio y cargas remanentes perjudiciales en el sistema de cables, que más tarde podrían dar lugar a fallos disruptivos durante el funcionamiento.

15 La generación de tensiones de ensayo de VLF adecuadas en el ámbito de las altas tensiones, es decir con hasta varios cientos de kilovoltios, no resulta, sin embargo, nada fácil, ya que los transformadores de alta tensión no son practicables para frecuencias tan bajas. Por esto ya se habían propuesto los más diversos circuitos para generadores de ensayo de VLF, pero todos tienen o bien una alta complejidad en los circuitos o bien comprenden componentes costosos y susceptibles de fallos.

20 Por el documento DE 103 33 241 B, por ejemplo, se conoce un generador de ensayo de VLF del tipo mencionado anteriormente, que utiliza un transformador de regulación con ajuste motorizado a efectos de modular en amplitud una tensión alta a frecuencia de red mediante el ajuste periódico del transformador. La alta tensión de amplitud modulada es transformada al alza y, a continuación, se recupera la frecuencia de modulación como alta tensión de VLF con la ayuda de un demodulador. La utilización de un transformador de regulación accionado por electromotor hace que esta solución resulte poco manejable, susceptible de fallos y sólo aplicable a potencias de ensayo reducidas.

25 Otras construcciones conocidas utilizan costosos circuitos semiconductores de alta tensión para rectificar primero una alta tensión a frecuencia de red y regularla luego periódicamente con la ayuda de circuitos semiconductores controlados, a modo de un convertidor de alta tensión, por así decir, a efectos de generar una alta tensión de VLF. Estas construcciones no necesitan ciertamente componentes mecánicos, pero requieren una electrónica de potencia de gran envergadura, que también necesita mucha refrigeración.

30 La invención tiene como objetivo superar los inconvenientes del estado de la técnica conocido y dar a conocer un generador de ensayo de VLF para la generación de altas tensiones de muy baja frecuencia, el cual pueda ser realizado de forma sencilla y económica, tenga poco peso para su aplicación transportable in situ, sea robusto y no susceptible de fallos y necesite sólo una reducida potencia de enfriamiento.

35 Este objetivo se consigue con un generador de ensayo de VLF del tipo indicado anteriormente que, de acuerdo con la invención, se caracteriza por dos osciladores cuyas frecuencias de oscilación se diferencian entre sí en el doble de la baja frecuencia indicada, por un circuito resonante, alimentado con interferencia por los osciladores y sintonizado con las frecuencias de los mismos, para la sobre-elevación de tensión de las frecuencias de oscilación con interferencia, y por un demodulador para desacoplar del circuito resonante la alta tensión de muy baja frecuencia generada por la interferencia y aplicarla a la carga.

40 A diferencia de todas las soluciones conocidas, la invención se basa en el nuevo planteamiento de aprovechar la interferencia o batido de dos oscilaciones ligeramente diferentes para la generación de una modulación de baja frecuencia en un circuito resonante que provoca simultáneamente una sobre-elevación de tensión del producto de interferencia. De este modo, se puede generar una tensión de salida de muy gran amplitud y muy baja frecuencia con sorprendentemente pocos componentes. Se prescinde totalmente de elementos mecánicos susceptibles de fallos o de electrónicas de potencia costosas que requieren mucho enfriamiento. Debido a su reducido peso, su reducida necesidad de espacio y su robustez, el generador de ensayo de VLF, según la invención, resulta muy adecuado para su aplicación transportable en ensayos de aislamiento in situ, por ejemplo de cables eléctricos subterráneos.

45 50 En el generador de ensayo de VLF, según la invención, se pueden utilizar osciladores con frecuencias situadas muy por encima de la frecuencia de red, ya que sólo su diferencia de frecuencia es relevante para la generación de la tensión de ensayo de VLF. Preferentemente, las frecuencias de oscilación se sitúan en el rango de 100 Hz hasta 10 kHz, muy preferentemente en el rango de 500 Hz hasta 50 kHz y especialmente preferente en aproximadamente 1 kHz. Debido a ello, componentes críticos en lo que se refiere a su volumen y peso tales como, por ejemplo, la reactancia del circuito resonante o transformadores de adaptación opcionales pueden presentar dimensiones mucho más pequeñas.

5 Resulta muy ventajoso que la baja frecuencia mencionada se sitúe por debajo de 1 Hertz, preferentemente, aproximadamente en 0,1 Hertz. Tal como es conocido en sí, con frecuencias tan bajas se producen sólo potencias reactivas extremadamente pequeñas en el circuito de carga, de manera que el generador de ensayo puede ser dimensionado para una potencia correspondientemente pequeña.

10 Según una realización preferente de la invención, el factor de calidad del circuito resonante se sitúa entre 10 y 100, muy preferentemente entre 50 y 80. Esto constituye un compromiso excelente entre máxima sobre-elevación de tensión y una buena capacidad de sintonización del circuito resonante.

15 La interferencia de las frecuencias de oscilación puede realizarse tanto por interferencia de las corrientes de salida del oscilador, como también de las tensiones de salida del mismo. Preferentemente, la interferencia es una interferencia de tensión. Debido a ello, el circuito resonante ya puede ser excitado con la doble amplitud de tensión y tras la sobre-elevación de tensión en el circuito resonante se puede alcanzar la tensión doble de salida del generador.

20 La sobre-elevación de tensión en el circuito resonante proporciona sobre todo la posibilidad de utilizar convertidores semiconductores controlables convencionales para los osciladores tales como se conocen en forma de los denominados "módulos de potencia" (Power-Module) y que pueden generar, por ejemplo, a partir de una tensión de alimentación de 400 V a frecuencia de red, curvas de tensión de salida a discreción de hasta 400 V; sólo debido a la sobre-elevación de tensión en el circuito resonante se pueden obtener tensiones de salida en el rango de varias decenas de kV.

25 Es especialmente ventajoso que, de acuerdo con otra característica de la invención, los osciladores alimenten el circuito resonante a través de, como mínimo, un transformador, debido a lo cual se puede conseguir una separación galvánica de los osciladores con respecto al circuito resonante y, por lo tanto, el circuito de alta tensión, y se pueden evitar efectos retroactivos negativos de procesos transitorios del lado de alta tensión a los osciladores; además, de esta manera se puede proporcionar una carga inductiva para las salidas de los osciladores tal como la requieren, por ejemplo, los módulos de potencia mencionados.

30 Una forma de realización especialmente ventajosa de la invención se caracteriza porque los transformadores son utilizados simultáneamente para transformar las tensiones de salida de los osciladores en tensiones más elevadas para alimentar el circuito resonante. De esta manera, se puede conseguir otra elevación de la tensión de salida del generador de ensayo de VLF; debido a esta doble elevación de tensión, una vez por el transformador de alimentación o de excitación para el circuito resonante y una segunda vez por la sobre-elevación de tensión en el mismo circuito resonante, se pueden generar tensiones de ensayo de VLF de hasta varios centenares de kV, por ejemplo 400 kV, a partir de tensiones de salida de los osciladores de varios centenares de voltios. En el caso de la interferencia de tensión preferente de los osciladores, se consigue incluso una triple elevación de tensión; una vez por la interferencia de tensión, una vez por la transformación y una vez por la sobre-elevación de resonancia.

35 Si así se desea, los osciladores pueden ser conectados a una bobina primaria común del transformador, lo cual reduce el gasto en componentes. De acuerdo con una variante muy preferente de la invención, cada oscilador alimenta una bobina primaria propia de un transformador común que está conectado al circuito resonante. De esta manera, se puede conseguir una mutua separación galvánica de los osciladores.

40 Es especialmente ventajoso que la frecuencia de oscilación de uno de los osciladores derive de la frecuencia de oscilación del otro oscilador o, alternativamente, las frecuencias de los osciladores deriven de un sincronizador común. Debido al principio de la generación de muy baja frecuencia, según la invención, mediante el batido se compensan errores absolutos de las frecuencias de los osciladores de manera que, mediante un acoplamiento rígido de los osciladores, se puede conseguir una regularidad de frecuencia de la oscilación de muy baja frecuencia mucho mayor que con las soluciones conocidas.

45 La demodulación de la baja frecuencia a partir del producto de interferencia en el circuito resonante puede llevarse a cabo con la ayuda de cualquier circuito de demodulación conocido según el estado de la técnica. Una solución muy sencilla en cuanto a los circuitos eléctricos se obtiene cuando el demodulador – tal como se conoce por el documento mencionado DE 103 33 241 B – utiliza también la carga capacitiva y la transfiere mediante un rectificador al ritmo de la baja frecuencia.

50 También para el rectificador se puede utilizar cualquier circuito rectificador conocido según el estado de la técnica. Muy ventajoso resulta que – tal como se conoce por el documento DE 103 33 241 B – el rectificador sea conmutable en su dirección de paso y cambie con cada semionda de la baja frecuencia, a cuyo efecto el rectificador presenta preferentemente dos ramas de diodos antiparalelas, dotadas de interruptores, una solución que presenta una necesidad mínima en componentes.

65 Según otra realización preferente de la invención, cada rama de diodos está formada por una cadena de diodos e interruptores semiconductores intermedios, mediante lo cual se puede conseguir una alta rigidez dieléctrica para

tensiones de salida elevadas.

5 Según otra característica preferente de la invención, se prevé que durante la conmutación los interruptores estén cerrados simultáneamente durante un breve instante de forma solapada. Debido a ello, se minimiza el proceso transitorio de la tensión de salida del generador al conmutar el rectificador.

10 Se podrá facilitar una descarga muy rápida de la carga y, por lo tanto, se podrá impedir un salto de potencial indeseado durante el paso por cero de la tensión de salida del generador si, de acuerdo con una realización muy preferente de la invención, una resistencia de descarga para la carga capacitiva, que vuelve a conducir a la salida del circuito resonante, está dispuesta en paralelo al demodulador. En comparación con circuitos convencionales con una resistencia de descarga permanente, paralela a la carga, el circuito de la invención presenta una potencia de pérdida mucho menor; y comparado con soluciones que tienen una resistencia de descarga conmutable, paralela a la carga, la solución según la invención hace prescindible un interruptor separado; ya que la resistencia de descarga referida al potencial de salida del circuito resonante tiene un efecto muy grande, siempre que el producto de interferencia en el circuito resonante tenga su nodo en el circuito resonante y se acerque, por lo tanto, al potencial cero.

20 Es especialmente ventajoso en este caso que, de acuerdo con otra característica de la invención, se prevé adicionalmente un dispositivo de control para los osciladores que reduce la amplitud de sus tensiones de salida al final de cada segundo cuarto del período de la baja frecuencia, para favorecer la descarga de la carga a través de la resistencia de descarga.

25 Si el demodulador está formado, tal como se ha explicado anteriormente, por la acción conjunta de un rectificador y la carga capacitiva, otra realización ventajosa de la invención consistirá simplemente en el hecho de disponer en paralelo la resistencia de descarga con respecto al rectificador.

30 Otra simplificación se obtiene cuando, en el caso de que las ramas de diodos del rectificador están formadas por cadenas de diodos e interruptores semiconductores intermedios, cada diodo y cada interruptor semiconductor tiene una sola resistencia puesta en paralelo, las cuales todas juntas forman la mencionada resistencia de descarga. Debido a ello, también se puede reducir más todavía el número de componentes necesarios.

A continuación, se explicará con más detalle la invención en relación con un ejemplo de realización mostrado en los dibujos que se adjuntan. En estos dibujos se muestra:

35 En la figura 1, un esquema de circuito del generador de ensayo de VLF, según una primera realización de la invención;

En la figura 2, el producto de interferencia que se produce en el circuito resonante, la tensión de resonancia U_R ;

40 En la figura 3, la modulación de baja frecuencia de la tensión de resonancia U_R , de forma aumentada pero no a escala;

45 En la figura 4, un esquema de circuito del generador de ensayo de VLF, según una segunda realización de la invención;

En la figura 5, la regulación a la baja de las tensiones de salida de los osciladores en cada segundo cuarto de período de la baja frecuencia y las trayectorias de circuito del rectificador de la figura 4 para favorecer la descarga de la carga;

50 En las figuras 6 y 7, dos realizaciones alternativas para las ramas de diodos del rectificador y la resistencia de descarga de la figura 4; y

En las figuras 8 hasta 10, variantes de circuito alternativas para la conexión de los osciladores al circuito resonante.

55 En la figura 1 se muestra un generador de ensayo 1 que genera una alta tensión U_S en el rango de varias decenas hasta varios centenares 100 kV y con una frecuencia muy baja ("very low frequency", VLF) en el rango de unos cuantos hercios e incluso menos. El generador de ensayo de VLF 1 está destinado al ensayo de aislamiento de una carga capacitiva 2, por ejemplo un cable de alta tensión subterráneo. Estas cargas 2 tienen generalmente una capacidad en el rango de hasta varios μF . La restante disposición de medición para el ensayo de aislamiento de la carga 2 tras aplicación de la alta tensión de muy baja frecuencia U_S , en especial para la medición de la tensión de salida, para mediciones de diagnóstico adicionales tales como mediciones del factor de pérdidas o de descargas parciales, etc. no tiene relevancia en este caso y no se muestra.

65 El generador de prueba 1 está compuesto esencialmente de una parte de oscilador 3 y un demodulador 4 conectado a la misma. La parte de oscilador 3 genera en una salida 5 una alta tensión U_R de frecuencia más elevada que es modulada en su amplitud con la mencionada baja frecuencia, y el demodulador 4 demodula el producto de

modulación U_R para obtener de ello una alta tensión de muy baja frecuencia U_S como tensión de salida del generador y aplicarla a la carga 2.

Tal como se muestra en la figura 1, la parte de oscilador 3 comprende dos osciladores 6, 7 cuyas frecuencias f_1, f_2 se diferencian entre sí en el doble de la baja frecuencia deseada f_S de la tensión de salida del generador U_S , es decir, $f_2 - f_1 = 2f_S$. Las frecuencias f_1, f_2 de los osciladores son preferentemente mucho más elevadas que la frecuencia habitual de redes de suministro de energía eléctrica (50 ó 60 Hz), en general, concretamente en el rango de 100 Hz hasta 10 kHz, preferentemente en el rango de 500 Hz hasta 5 kHz, y muy preferentemente alrededor de aproximadamente 1 kHz, por ejemplo: $f_1 = 1000,0$ Hz y $f_2 = 1000,2$ Hz.

Los osciladores 6, 7, dispuestos en serie, alimentan conjuntamente un circuito resonante formado por una reactancia 8 y un condensador 9. Debido al solapamiento mutuo o a la interferencia de las tensiones de salida U_1, U_2 de los osciladores, se establece un producto de interferencia en el circuito resonante 8, 9 que puede ser interpretado como oscilación de la frecuencia

$$f_R = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

en adelante denominado tensión de resonancia U_R que es modulada en su amplitud por un batido con una frecuencia muy baja U_S

$$f_S = \frac{f_2 - f_1}{2}$$

tal como se muestra en las figuras 2 y 3.

Dado que en el ejemplo indicado $f_S = 0,1$ Hz, la tensión de resonancia U_R , cuya frecuencia está elevada en 10.000 veces, sólo se aprecia como superficie en la figura 2; para apreciarla mejor, en la figura 3 se muestra la tensión de resonancia U_R con un período aumentado no a escala.

Debido a la conexión en serie de los osciladores 6, 7, la amplitud de la tensión de excitación $U_1 + U_2$ del circuito resonante 8,9 corresponde al doble de las amplitudes de cada una de las tensiones de salida U_1, U_2 de los osciladores. El circuito resonante 8, 9 está sintonizado a la frecuencia f_R de la tensión de excitación $U_1 + U_2$, de manera que la tensión de resonancia U_R en el circuito resonante presenta una sobre-elevación de tensión por el factor de calidad Q del circuito resonante con respecto a las tensiones de excitación $U_1 + U_2$ de los osciladores y, de esta manera, alcanza $2Q$ veces una de las tensiones de salida U_1, U_2 de los osciladores.

Preferentemente, el factor de calidad Q del circuito resonante 8, 9 está situado entre 10 y 100, muy preferentemente entre 50 y 80. De este modo se puede generar, debido a la interferencia de tensión y la sobre-elevación de tensión en el caso de resonancia del circuito resonante 8, 9, una tensión de resonancia U_R en el rango de, por ejemplo, 60-80 kV a partir de tensiones U_1, U_2 de los osciladores en el rango de 3-400 V.

Para desacoplar la alta tensión de muy baja frecuencia U_S del circuito resonante 8,9 el demodulador 4 mostrado, aquí utiliza también la carga 2, concretamente transfiriéndola al ritmo de la muy baja frecuencia f_S a través de un rectificador conectado 10-13. A tal efecto, el demodulador 4 comprende dos ramas de diodos antiparalelos 10, 11 que son conectadas en cada semionda de la muy baja frecuencia f_S alternativamente a la salida 5 del circuito resonante 8, 9 mediante los interruptores adecuados 12, 13.

A efectos de evitar un eventual salto de tensión en el paso por cero de la tensión de salida U_S del generador, que puede ser debido, por ejemplo, a bajadas de tensión en el rectificador 10 – 13 y/o cargas remanentes en la carga 2, se puede conectar opcionalmente una resistencia de descarga 14 en paralelo a la carga 2. La resistencia de descarga 14 puede estar conectada permanentemente en paralelo a la carga 2 – o bien con la ayuda de un interruptor (no mostrado), sólo durante la fase del paso por cero de la tensión de salida U_S .

En lugar de una resistencia de descarga 14 de este tipo (conectable) en paralelo a la carga, que conlleva una elevada potencia de pérdida y/o la necesidad de una electrónica de circuitos adicional, se utiliza preferentemente el siguiente circuito de descarga, según la figura 4.

En la figura 4 se muestra una realización alternativa del generador de VLF de la figura 1, en el que las mismas partes reciben las mismas referencias. Como alternativa a la figura 1, en esta realización ambos osciladores 6, 7 están conectados en paralelo entre sí e interfieren a través de sus corrientes de salida, pero también se puede utilizar la conexión en serie, según la figura 1.

En la realización según la figura 4 hay, además, una resistencia de descarga 15 conectada en paralelo al demodulador 4 (o, concretamente, a sus ramas de diodos 10, 11 conectables) que descarga la carga 2 hacia el potencial de la salida 5 de la parte de oscilador 3. Debido a ello, la resistencia de descarga 15 resulta muy efectiva, precisamente en la fase del paso por cero de la tensión de salida U_S , porque ahí es donde también el potencial de la salida 5 se acerca a cero debido a los nodos de la frecuencia de resonancia U_R .

La efectividad de la resistencia de descarga 15 podrá ser aumentada, si se reduce de forma poco significativa las tensiones de salida U_1 , U_2 de los osciladores 6, 7, de acuerdo con la figura 5, cada segundo cuarto b, d de los cuatro cuartos a – d del período de la muy baja frecuencia f_S , en especial en la parte final b', d' de los cuartos b, d de manera que la curva envolvente de la tensión de resonancia U_R ya no presenta ahí una trayectoria sinusoidal exacta. El curso temporal concreto de esta reducción de tensión es regulado con la ayuda de una unidad de control 16, que mide la tensión de salida U_S del generador, en un circuito regulador de tal manera que, teniendo en cuenta las caídas de tensión en las ramas de diodos 10, 11 y en los interruptores 12, 13 así como las cargas remanentes, en la carga 2 se obtiene en su conjunto una curva, lo más sinusoidal posible, de la tensión de salida U_S del generador.

La resistencia de descarga 15 conectada en paralelo al demodulador 4 tiene como consecuencia una cierta diafonía entre la alta frecuencia f_R y la frecuencia de salida f_S . Mediante el dimensionado adecuado de la resistencia de descarga 15 y el control de la reducción de tensión en las zonas b', d' este efecto puede ser minimizado hasta el punto de que el grado o coeficiente de distorsión de la tensión de salida U_S del generador se sitúa, por ejemplo, debajo del 5% THD.

La descarga de la carga 2 al conmutar el rectificador 10 - 13 puede ser favorecido más todavía mediante otra medida. En la figura 5 se muestran los esquemas de circuito S_{12} , S_{13} de los interruptores 12, 13 en el transcurso del tiempo. Tal como se puede apreciar, los controles S_{12} , S_{13} de los interruptores 12, 13 pueden solaparse ligeramente durante el proceso de conmutación, concretamente de tal manera que inmediatamente después del paso por cero de la tensión de resonancia U_R ambos interruptores 12, 13 quedan cerrados simultáneamente durante un breve instante (zonas a', c'). Debido a ello, se puede minimizar el proceso transitorio de la tensión de salida U_S del generador al conmutar el rectificador 10 - 13 y conseguir, de esta manera, una aproximación mejor todavía a una curva sinusoidal ideal.

En el ejemplo mostrado de una duración de período de VLF $1/f_S$ de 10 s el solapamiento de cierre a', c' dura preferentemente 0,1 s, aproximadamente. En general, el solapamiento de cierre a', c' se sitúa en el rango de varias milésimas hasta varias centésimas de $1/f_S$.

En la figura 6 se muestra una primera realización práctica para la rama de diodos 10 y la resistencia de descarga 15 (rama de diodos 11 es invertido lateralmente). Tal como se conoce en la ingeniería de alta tensión, la rama de diodos 10 está formada preferentemente por una cadena de diodos individuales 10', 10'', etc. e interruptores semiconductores individuales 12', 12'', etc. que están dispuestos entremedio. Cada diodo 10', 10'' está conectado con una resistencia de limitación de corriente en serie 17', 17'', etc. una resistencia de ensayo paralela 18', 18'' etc. y un condensador de protección paralelo 19', 19'', etc.

El control de los interruptores semiconductores 12', 12'' está simbolizado esquemáticamente por una línea de control 21 dotada de resistencias 20', 20'', etc. a través de la cual se suministra la señal de conmutación S_{12} ; los circuitos de control concretos para los interruptores semiconductores 12', 12'' son conocidos por los expertos en la materia y no se muestran más detalladamente. La resistencia de descarga 15 está compuesta de resistencias individuales 15', 15'', etc. conectadas en serie para aumentar la rigidez dieléctrica.

Tal como se muestra en la figura 7, se pueden utilizar opcionalmente también las resistencias de ensayo paralelas 18', 18'' de los diodos 10', 10'' para constituir la resistencia de descarga 15. A tal efecto, se conectan resistencias 22', 22'', etc. en paralelo a los interruptores semiconductores 12', 12'', las cuales forman conjuntamente con las resistencias de ensayo 18', 18'', así como la cadena de resistencias dispuesto en paralelo a las mismas de la rama de diodos 11 lateralmente invertida (no mostrada), la resistencia de descarga 15.

En las figuras 8 hasta 10 se muestran diferentes realizaciones prácticas de los osciladores 6, 7 y su conexión al circuito resonante 8, 9 (mostrado sólo parcialmente). Los osciladores 6, 7 están formados en este caso por sendos convertidores semiconductores cuyas tensiones de salida son controladas por el microprocesador y pueden ser reguladas a discreción, tanto en lo que se refiere a su frecuencia como a su amplitud (los denominados "módulos de potencia").

Según la realización de la figura 8, cada oscilador 6, 7 alimenta el circuito resonante 8, 9 a través de un transformador de alta tensión propio 23, 24. Los transformadores 23, 24 sirven para varios fines: para la separación galvánica de los osciladores 6, 7 del circuito resonante 8, 9; para la separación galvánica entre sí, para presentar una carga inductiva para los osciladores 6, 7; y para transformar adicionalmente al alza las tensiones de salida U_1 , U_2 de los osciladores para la excitación del circuito resonante 8, 9. De esta manera, se pueden transformar al alza, por ejemplo, tensiones de salida U_1 , U_2 de los osciladores de aproximadamente 400 V a una tensión de excitación

ES 2 378 626 T3

del circuito resonante de aproximadamente 4 kV, de manera que mediante un circuito resonante con el factor de calidad $Q = 100$, se puede alcanzar una tensión de salida U_S del generador de aproximadamente 400 kV.

5 Según la realización de la figura 9, los dos osciladores 6, 7 comparten un transformador común 25, alimentando cada oscilador una bobina primaria propia 25', 25'' del transformador 25, las cuales están dispuestas en serie sobre el núcleo del transformador, de manera que en este caso se produce otra vez una interferencia de tensión en las tensiones de salida U_1 , U_2 de los osciladores.

10 En la figura 10, se muestra finalmente otra realización en la que se utiliza un solo transformador de alta tensión 26 a cuya bobina primaria están conectados los osciladores 6, 7 en una conexión galvánica en paralelo (o en serie, no mostrado), de manera que la interferencia de los osciladores se realiza por interferencia de corriente (o interferencia de tensión, no mostrado) en el circuito primario.

15 Tal como se simboliza mediante la flecha 27 en la figura 10, la frecuencia f_2 de uno de los osciladores 7 puede derivar de la frecuencia f_1 del otro oscilador 6, debido a lo cual se puede obtener una gran constancia de la frecuencia de batido $f_S = (f_2 - f_1)/2$. Alternativamente, las frecuencias f_1 , f_2 de los osciladores 6, 7 también pueden derivar de un sincronizador común 28, ver figura 9.

20 Si no se necesita una tensión de salida U_S muy alta, se podrán utilizar también transformadores de adaptación en lugar de los transformadores de alta tensión 23 - 26 que convierten la tensión, a efectos de adaptar impedancias y realizar la separación galvánica.

25 La invención no está limitada a los ejemplos de realización mostrados, sino que comprende todas las variantes y modificaciones, especialmente también cualquier combinación de los ejemplos de realización mostrados que se incluyen en el marco de las reivindicaciones que se acompañan.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Generador de ensayo de VLF (1) para generar una alta tensión (U_S) con muy baja frecuencia (f_S) para el ensayo de aislamiento de cargas capacitivas (2), en especial de cables eléctricos, caracterizado por dos osciladores (6, 7) cuyas frecuencias (f_1, f_2) se diferencian entre sí en el doble de la baja frecuencia indicada (f_S), por un circuito resonante (8, 9), alimentado con interferencia por los osciladores (6, 7) y sintonizado con las frecuencias (f_1, f_2) de los mismos, para la sobre-elevación de tensión (U_R) de las frecuencias de oscilación con interferencia, y por un demodulador para desacoplar del circuito resonante (8, 9) la alta tensión (U_S) de muy baja frecuencia generada por la interferencia y aplicarla a la carga (2).
- 10 2. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 1, caracterizado porque las frecuencias (f_1, f_2) de los osciladores están situadas en el rango de 100 Hz hasta 10 kHz, preferentemente en el rango de 500 Hz hasta 5 kHz, muy preferentemente en aproximadamente 1 kHz.
- 15 3. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 1 ó 2, caracterizado porque la muy baja frecuencia (f_S) está situada por debajo de 1 hercio, preferentemente en aproximadamente 0,1 hercio.
- 20 4. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 3, caracterizado porque el factor de calidad (Q) del circuito resonante (8, 9) es de 10 hasta 100, preferentemente 50 hasta 80.
5. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque la interferencia de las frecuencias (f_1, f_2) de los osciladores es una interferencia de tensión ($U_1 + U_2$).
- 25 6. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 5, caracterizado porque cada oscilador (6, 7) está formado por un convertidor semiconductor controlable.
7. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 6, caracterizado porque los osciladores (6, 7) alimentan al circuito resonante a través de, como mínimo, un transformador (23 – 26).
- 30 8. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 7, caracterizado porque el transformador (23 – 26) transforma al alza las tensiones de salida (U_1, U_2) de los osciladores.
- 35 9. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 7 ó 8, caracterizado porque cada oscilador (6, 7) alimenta una bobina primaria propia (25', 25'') de un transformador común (25), que está conectado al circuito resonante (8, 9).
10. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 9, caracterizado porque la frecuencia (f_2) de uno de los osciladores (7) deriva de la frecuencia (f_1) del otro oscilador (6).
- 40 11. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 9, caracterizado porque las frecuencias (f_1, f_2) de los osciladores (6, 7) derivan de un sincronizador común (28).
- 45 12. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 11, caracterizado porque el demodulador (4) utiliza también la carga capacitiva (2) y la transfiere mediante un rectificador (10 – 13) al ritmo de la baja frecuencia (f_2).
13. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 12, caracterizado porque el rectificador (10 – 13) es conmutable en su dirección de paso y cambia en cada semionda de la muy baja frecuencia (f_2).
- 50 14. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 13, caracterizado porque el rectificador (10 – 13) presenta dos ramas de diodos (10, 11) antiparalelas, dotadas de interruptores (12, 13).
- 55 15. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 14, caracterizado porque cada rama de diodos (10, 11) está formada por una cadena de diodos (10', 10'') e interruptores semiconductores intermedios (12', 12'').
16. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 14 ó 15, caracterizado porque durante la conmutación los interruptores (12, 13) son cerrados simultáneamente durante un breve instante de forma solapada (a', c').
- 60 17. Generador de ensayo de VLF, según una de las reivindicaciones 1 a 16, caracterizado porque una resistencia de descarga (15) para la carga capacitiva (2), que vuelve a llevar a la salida (5) del circuito resonante (8, 9), está dispuesta en paralelo al demodulador (4).
- 65 18. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 17, caracterizado porque se prevé un dispositivo de control (16) para los osciladores (6, 7) que reduce la amplitud de sus tensiones de salida (U_1, U_2) al final (b', d') de cada segundo cuarto (b, d) del período de la muy baja frecuencia (f_S), a efectos de favorecer la descarga de la carga (2) a través de la resistencia de descarga (15).

19. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 17 ó 18, junto con una de las reivindicaciones 12 a 16, caracterizado porque la resistencia de descarga (15) está conectada en paralelo al rectificador (10 – 13).
- 5 20. Generador de ensayo de VLF, según la reivindicación 19, junto con la reivindicación 15, caracterizado porque cada diodo (10', 10'') y cada interruptor semiconductor (12', 12'') tienen conectada en paralelo una sola resistencia (18', 18'', 22', 22''), y estas resistencias constituyen conjuntamente la resistencia de descarga (15) indicada.

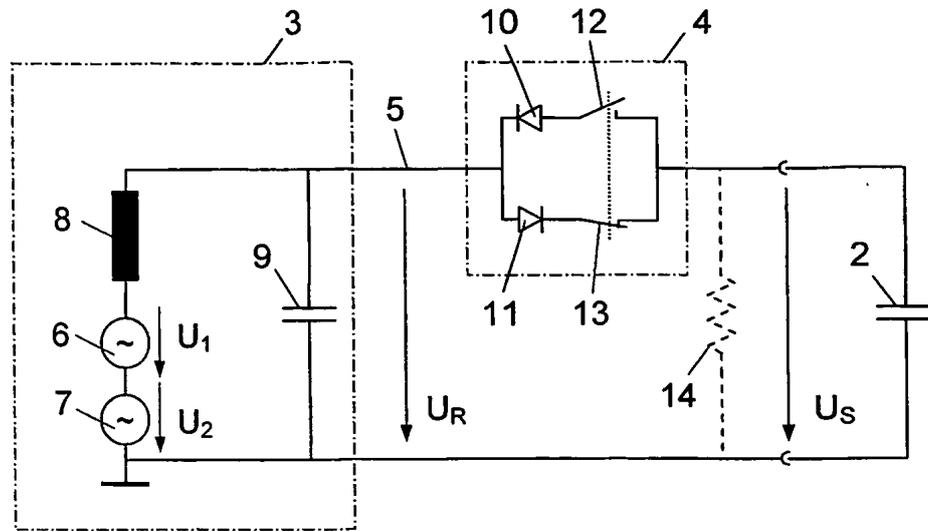


Fig. 1

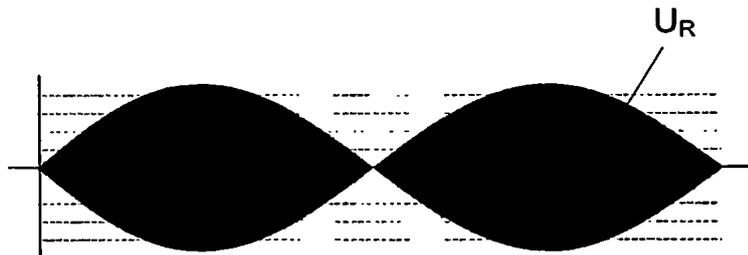


Fig. 2

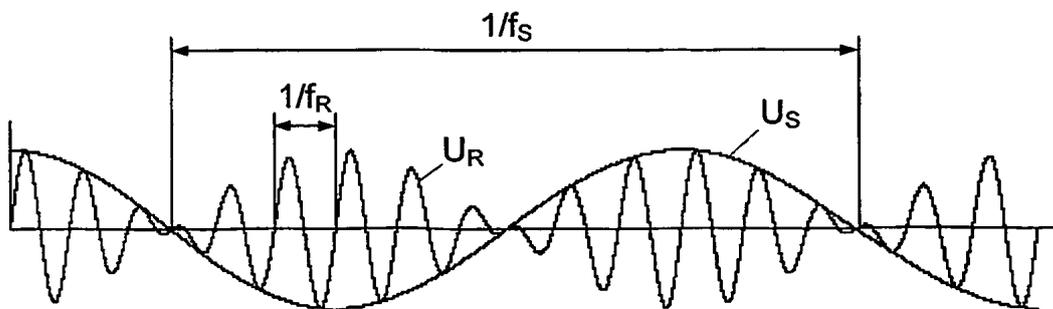


Fig. 3

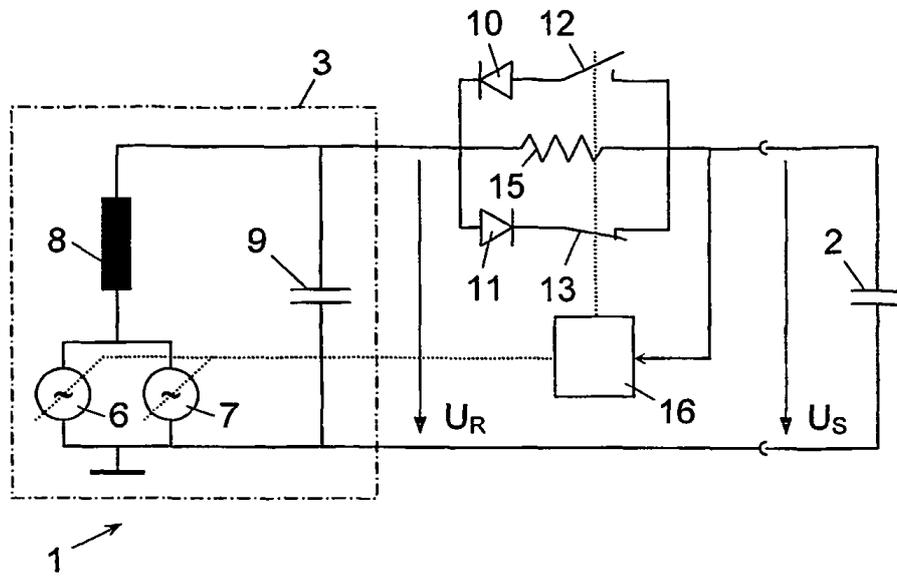


Fig. 4

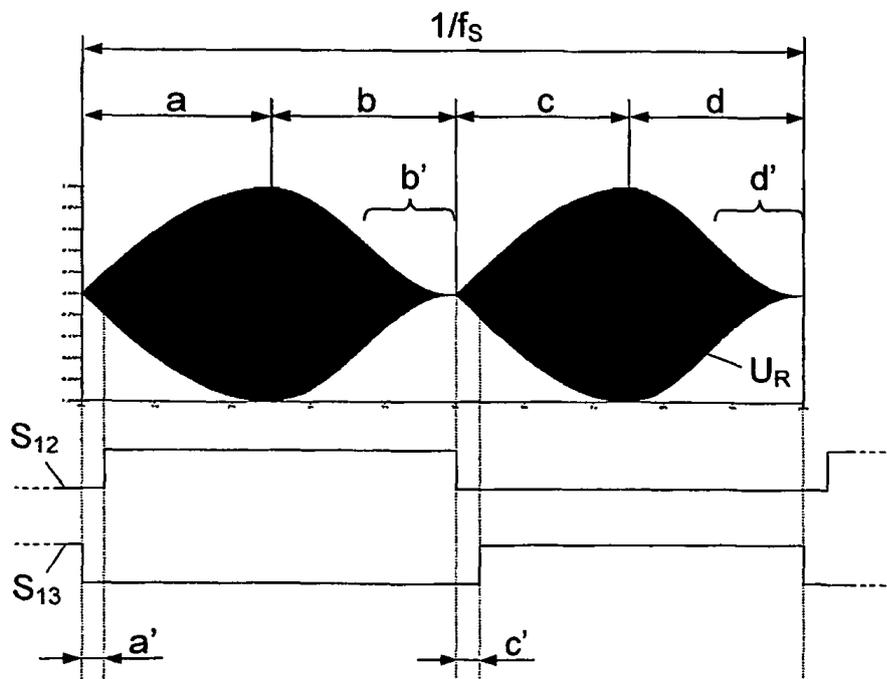


Fig. 5

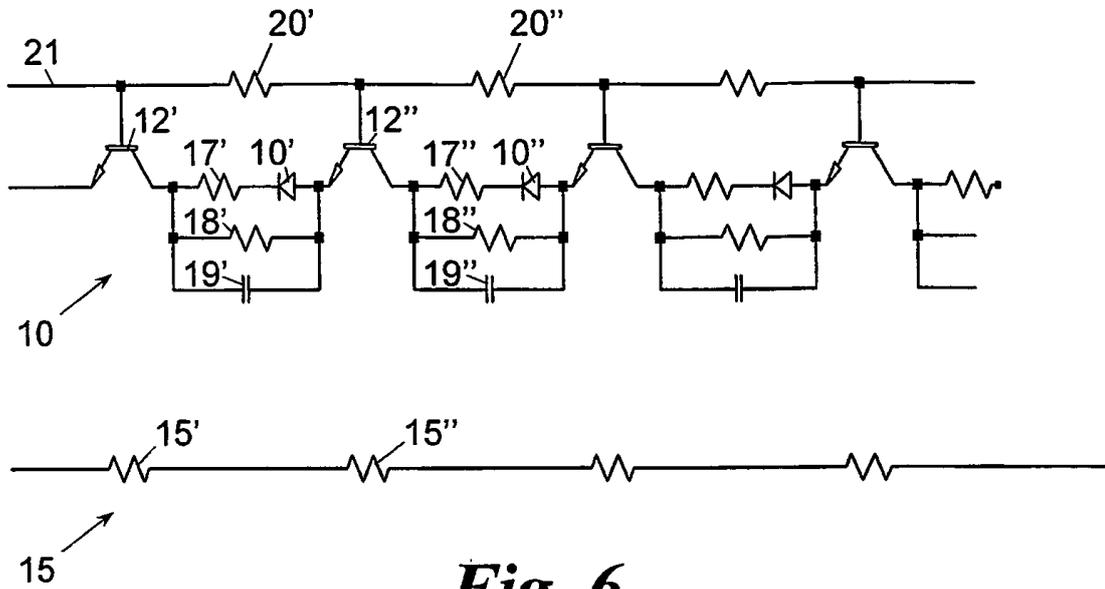


Fig. 6

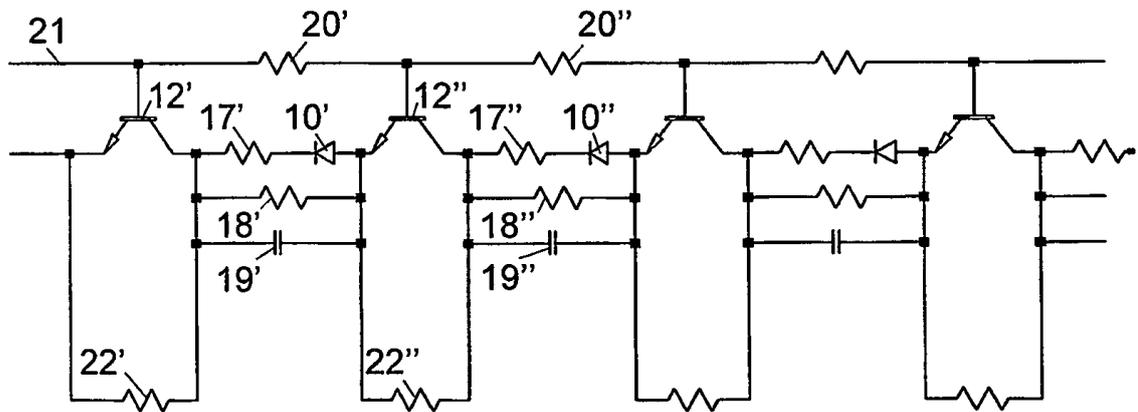


Fig. 7

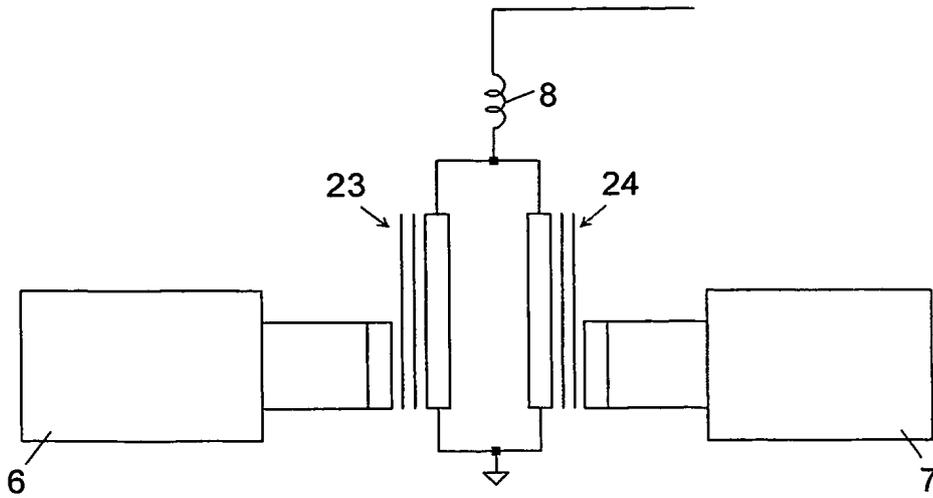


Fig. 8

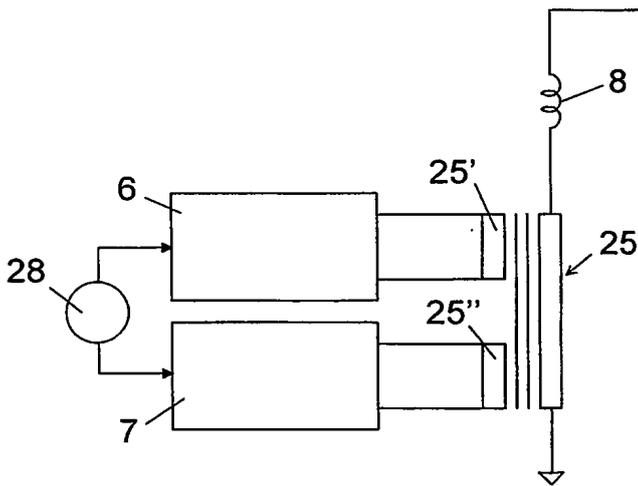


Fig. 9

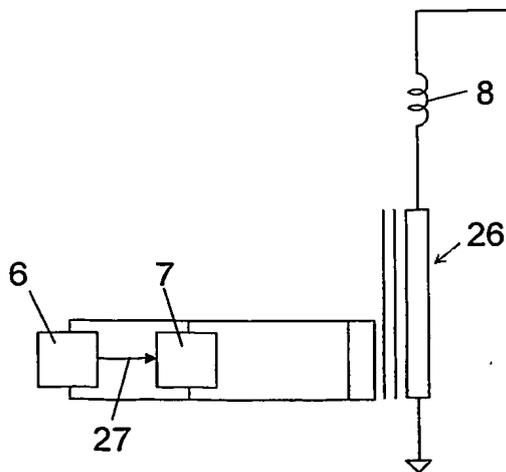


Fig. 10