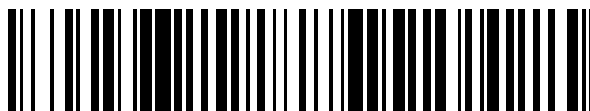


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 709 100**

51 Int. Cl.:

G01R 15/18 (2006.01)

G01R 19/32 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **01.02.2013 PCT/GB2013/050242**

87 Fecha y número de publicación internacional: **08.08.2013 WO13114137**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **01.02.2013 E 13705533 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **02.01.2019 EP 2810088**

54 Título: **Medición de la corriente compensada por la temperatura**

30 Prioridad:

03.02.2012 GB 201201992

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

15.04.2019

73 Titular/es:

**POWER ELECTRONIC MEASUREMENTS LTD
(100.0%)**

**Gloucester House Wellington Street Long Eaton
Nottingham, Nottinghamshire NG10 4HT, GB**

72 Inventor/es:

**RAY, WILLIAM, FREDERICK;
HEWSON, CHRISTOPHER RENE y
ABERDEEN, JOANNE MARIE**

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 709 100 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

Medición de la corriente compensada por la temperatura

5 Esta invención se refiere a un procedimiento y sistema para aplicar una compensación de la temperatura en la medición de la corriente. Se refiere en particular a dispositivos para medir corrientes eléctricas, comúnmente llamados transductores Rogowski, y para los cuales la compensación de la temperatura está dispuesta para proporcionar un resultado de alta frecuencia correctamente amortiguado.

10 Antecedentes

El principio de funcionamiento de los transductores Rogowski es bien conocido. Los detalles del diseño y el funcionamiento de los transductores Rogowski se pueden encontrar, por ejemplo, en "Wide bandwidth Rogowski current transducers - Part 1: The Rogowski Coil" European Power Electronics Journal Vol 3 n.º 1 marzo 1993 págs. 15 51-59 de W F Ray & RM Davis y en "Wide bandwidth Rogowski current transducers - Part 2: The Integrator" European Power Electronics Journal Vol 3 n.º 2 de junio de 1993, páginas 116-122, de W F Ray. Estos artículos enseñan las bobinas de Rogowski con redes de carga con amortiguación.

Las bobinas de Rogowski con redes de carga con compensación de la temperatura se conocen a partir de "Rogowski Coil: Exceptional Current Measurement Tool For Almost Any Application", de Dupraz y col., Power Engineering Society General Meeting, 2007, IEEE, Conference Proceedings, páginas 1-8; 'An Electronic Current Transformer Based on Rogowski Coil', de Faifer y col., 2008, IEEE, Instrumentation and Measurement Technology Conference; y el documento US2008/007249.

25 En términos generales, un transductor Rogowski comprende una bobina de Rogowski y un integrador. Una bobina de Rogowski es una bobina eléctricamente conductora que tiene una densidad de vueltas sustancialmente uniforme de N (vueltas/m) enrollada en una estructura referida en el presente documento como un "cuerpo". El cuerpo comprende un material no magnético, típicamente plástico, de área A (m²) en sección transversal y la bobina está dispuesta para formar un bucle cerrado. A fin de medir el valor de una corriente en un conductor eléctrico, la bobina de Rogowski se 30 coloca alrededor del conductor para inducir una tensión (E) en el mismo y proporcionar una señal de salida del transductor indicativa de la corriente detectada en el conductor.

La Figura 1 muestra esquemáticamente un transductor de Rogowski que comprende una bobina de Rogowski típica para la cual se puede abrir y cerrar el bucle de la bobina (generalmente llamada "abrazadera" de bobina) y para la cual la sección transversal de la bobina es circular. Este tipo de bobina es muy conocido. En la Figura 1, el transductor Rogowski utiliza una bobina de Rogowski 11 tradicional enrollada en un cuerpo de plástico que tiene una sección transversal circular. El devanado de la bobina tiene un extremo fijo 13 conectado a un integrador 12 y un extremo libre 14. El extremo libre 14 se devuelve al extremo fijo 13 utilizando un hilo 15 situado en un agujero a lo largo del eje central del cuerpo.

40 Siempre que la bobina de la Figura 1 tenga una densidad de vueltas uniforme N (vueltas/m), cada vuelta tiene la misma sección transversal A (m²), y la bobina está dispuesta para formar un bucle cerrado que rodea la corriente I₁ (Amperios) a medir, entonces la tensión E (V) inducido en la bobina es proporcional al índice de cambio de la corriente medida dI₁/dt según la ecuación

45

$$E = \mu \cdot NA \frac{dI_1}{dt} = H \frac{dI_1}{dt} \tag{1}$$

donde H = μ.NA es la sensibilidad de la bobina (Vs/Amp) y μ es la permeabilidad magnética del material del cuerpo (normalmente 4π10⁻⁹ H/m).

50 La tensión del terminal de bobina E₁ está conectada a un integrador de manera que la tensión de salida del integrador V_{sal} viene dada por

55

$$V_{sal} = \frac{1}{T_I} \int E_1 \cdot dt \tag{2}$$

donde T_I es la constante de tiempo del integrador.

Si la tensión de terminación de la bobina E₁ se supone que es la misma que la tensión inducida E, la tensión de salida general del transductor V_{sal} es instantáneamente proporcional a la corriente medida I₁ según la relación

60

$$V_{sal} = \frac{H}{T_I} I_1 \quad (3)$$

La forma de onda actual se muestra en la Figura 1 como una onda cuadrada. Como apreciará el lector experto, esto es conveniente para ilustrar el funcionamiento básico de la bobina de Rogowski, pero en la práctica esta forma de onda podría tener cualquier forma y/o podría comprender pulsos discontinuos. Además, el integrador podría ser de forma analógica o digital, como es ya bien conocido.

En otras formas, el integrador comprende un amplificador operacional 21, una resistencia de entrada y un condensador de realimentación en la configuración invertida conocida como se muestra en la Figura 2. Un ejemplo de esto es el documento GB 2034487 A.

La Figura 3 muestra una forma alternativa de la bobina de Rogowski conocida, para la cual el bucle de la bobina está permanentemente cerrado (generalmente llamada bobina "fija") y para la cual la sección transversal de la bobina es rectangular. Este tipo de bobina se describe, por ejemplo, en la patente "Rogowski Coil" JP2001102230, presentada el 29.09.99, publicada el 13.04.2001, de O Akira y I Satoru. Para este tipo de bobina generalmente se usa una placa de circuito impreso (PCB) en el cuerpo de la bobina y cada vuelta de la bobina comprende tiras de circuito impreso en las superficies principales de la placa junto con agujeros pasantes niquelados que unen las tiras para hacer las vueltas de la bobina tal como se muestran. La bobina está conectada a un integrador como se muestra esquemáticamente en la Figura 1 y el principio de la medición de la corriente es el mismo tal como se define en las ecuaciones (1) a (3). Se conocen otras disposiciones de circuito impreso de las bobinas de Rogowski.

En la Figura 3, la parte anterior de la placa comprende un sustrato no conductor hecho de resina epoxi que se llena preferentemente con vidrio estratificado, o un material cerámico. En la Figura 3 se usa una PCB de cuatro capas, en la que la PCB tiene las superficies primera 31, segunda 32, tercera 33 y cuarta 34, tal como se muestra. Las tiras conductoras se depositan o graban en las superficies exteriores (primera 31 y cuarta 34) utilizando procedimientos conocidos de fotorresistencia. Estas tiras están conectadas a través de agujeros pasantes niquelados 39 para formar una bobina helicoidal que avanza en una primera dirección alrededor del sustrato.

Un conductor de retorno 37, que se extiende en dirección opuesta a la bobina, se deposita en las superficies interiores (segunda 32 y tercera 33). La bobina y el conductor de retorno 37 están conectados para proporcionar un recorrido de "ida y vuelta" que minimiza la influencia de los conductores fuera de la bobina de Rogowski.

La medición de la corriente utilizando bobinas de Rogowski de acuerdo con los procedimientos conocidos es propensa a la inexactitud. Por ejemplo, si una bobina de Rogowski no es uniforme, la tensión inducida en la bobina E variará en función de la posición de la corriente I dentro del bucle de la bobina de Rogowski. Además, las corrientes externas fuera del bucle de la bobina de Rogowski pueden contribuir a la tensión inducida E, lo que provoca un error de medición. Para una buena exactitud, por lo tanto, es deseable que la densidad de vueltas (N) y el área (A) sean uniformes alrededor del bucle completo. Las bobinas de circuito impreso del tipo que se muestra en la Figura 3 son particularmente buenas a este respecto y, por lo tanto, a menudo se utilizan en aplicaciones donde es importante una alta exactitud.

Otra fuente de inexactitud en los transductores Rogowski conocidos es la disposición mediante la cual una bobina de Rogowski se conecta a su terminación. En la Figura 3 se muestran los primeros 35 y segundos 36 extremos del devanado del circuito impreso. El conductor interno del circuito impreso 37 está conectado al primer extremo 35 y se extiende dentro de las vueltas de la bobina en un recorrido circular hasta un punto de conexión 38 adyacente al segundo extremo 36. Las conexiones externas a la bobina se hacen al segundo extremo 36 y al punto de conexión 38. El motivo de esta disposición es minimizar o eliminar las tensiones inducidas en la bobina debido a los campos magnéticos perpendiculares al plano del bucle de la bobina, como se describe, por ejemplo, en "Machinable Rogowski Coil, Design and Calibration", IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, Vol. 45, n.º 2 de abril de 1996, páginas 511-515, de J D Rambos. Hay otras disposiciones que consiguen este objetivo, por ejemplo, tener dos devanados, uno dentro del otro, uno que proporciona un recorrido hacia adelante para la bobina y el otro una trayectoria de retorno.

Otra fuente conocida de inexactitud en los transductores Rogowski es el error que surge debido a los cambios de temperatura de la bobina. Los dispositivos o instrumentos de medición a menudo necesitan operar en un entorno caluroso que puede tener un efecto de calentamiento en el dispositivo o instrumento de medición. Si la temperatura de la bobina aumenta, el cuerpo se expandirá. Esto da como resultado tanto el alargamiento de su longitud como la ampliación de su zona de sección transversal. El alargamiento tiene el efecto de reducir la densidad de vueltas N del devanado y, por lo tanto, de reducir la sensibilidad H de la bobina, mientras que el aumento en el área A de la sección transversal aumenta la sensibilidad H de la bobina. Para una corriente dada I₁, los cambios en la sensibilidad de la bobina producirán cambios en la tensión de salida V_{sal} como se especifica en la ecuación (3).

Las precauciones para minimizar los errores mencionados anteriormente son conocidas. En el caso de un error debido al cambio de temperatura, los medios principales para eliminar dicho error se explican en el documento GB 2034487 mencionado anteriormente.

- 5 El cambio en la sensibilidad de una bobina de Rogowski cuando está sometida a una expansión térmica puede representarse por la relación lineal

$$H = H_0 (1 + \alpha_H \theta) \quad (4)$$

- 10 donde H_0 es la sensibilidad nominal a una temperatura ambiente nominal (por ejemplo, 20 °C), θ es la diferencia de temperatura entre la temperatura real de la bobina y el umbral de temperatura de 20 °C, y α_H es el coeficiente de temperatura correspondiente a la sensibilidad de la bobina (°C⁻¹), que se puede predefinir para una bobina de Rogowski concreta. Por ejemplo, se puede obtener experimentalmente calentando la bobina.

- 15 La compensación de la temperatura descrita en el presente documento es particularmente, aunque no exclusivamente, aplicable a los transductores Rogowski para los cuales, cuando la temperatura de la bobina aumenta, el aumento resultante en el área A predomina sobre la disminución en la densidad de vueltas N, en cuyo caso el coeficiente de temperatura α_H es positivo.

- 20 La compensación de la temperatura para la medición de la corriente se aplica igualmente a los casos de aumento y disminución de la temperatura. En el caso que disminuya, α_H permanece positivo y la sensibilidad de la bobina disminuirá para una disminución de la temperatura. Es decir, aplicando la ecuación (4) a este tipo de escenario; e es negativo y, para un α_H positivo, H se vuelve menor que H_0 .

- 25 La resistencia R_1 de la bobina comprende la suma de la resistencia de todas sus vueltas. Esta resistencia R_1 aumenta con la temperatura cuando las vueltas están hechas de hilo de cobre (o tira de cobre en el caso de una bobina de circuito impreso) u otro material conductor.

- 30 La resistencia de la bobina R_1 aumenta linealmente con la temperatura y se puede representar con la relación

$$R_1 = R_{10} (1 + \alpha_R \theta) \quad (5)$$

- 35 donde R_{10} es la resistencia nominal a 20 °C, θ es la diferencia de temperatura entre la temperatura real de la bobina y el umbral de temperatura de 20 °C y α_R es el coeficiente de temperatura correspondiente (°C⁻¹) para los devanados de la bobina. El coeficiente de temperatura para el cobre es $\alpha_R = 3,8 \cdot 10^{-3} \text{ °C}^{-1}$. Para poner este valor en contexto, el coeficiente de temperatura para una resistencia de alta calidad típicamente es de $1,5 \cdot 10^{-5} \text{ °C}^{-1}$. Mediante el uso de una resistencia de alta calidad para la impedancia de terminación R_2 se puede suponer que R_2 es relativamente constante y no se ve afectado por los cambios de temperatura.

- 40 La constante de tiempo para el integrador que se muestra en la Figura 2 viene dada por $T_1 = (R_1 + R_2) \cdot C$. Por tanto, de (3)

$$\frac{V_{sat}}{I_1} = \frac{H_0 (1 + \alpha_H \theta)}{(R_{10} (1 + \alpha_R \theta) + R_2) \cdot C} = \frac{H_0 (1 + \alpha_H \theta)}{(R_{10} + R_2 + R_{10} \alpha_R) \cdot C}$$

- 45 Tomando el valor nominal constante de tiempo $T_{10} = (R_{10} + R_2) \cdot C$

$$\frac{V_{sat}}{I_1} = \frac{H_0 (1 + \alpha_H \theta)}{T_{10} \left\{ 1 + \left(\frac{R_{10}}{R_{10} + R_2} \right) \alpha_R \theta \right\}} \quad (6)$$

- 50 Así, eligiendo R_2 de manera que

$$\left(\frac{R_{10}}{R_{10} + R_2} \right) \alpha_R = \alpha_H \quad (7)$$

el efecto de la temperatura θ se puede eliminar y $\frac{V_{sat}}{I_1} = \frac{H_0}{T_{10}}$ para todos los valores de θ .

El documento GB 2034487 prevé una disposición "para conseguir una alta exactitud en una banda de frecuencia amplia que se extiende en particular a frecuencias muy bajas". Sin embargo, la disposición que se muestra en el documento GB 2034487 tiene un circuito integrador sin ningún límite de baja frecuencia como se muestra en la Figura 2. Una disposición de este tipo estaría afectada por un ruido y una deriva de baja frecuencia muy significativos. Los integradores prácticos requieren un límite de baja frecuencia colocando algo en paralelo con el condensador integrador, por ejemplo, una red de filtros, como se explica en "Wide bandwidth Rogowski current transducers - Part 2: The Integrator", European Power Electronics Journal Vol 3 n.º 2 de junio de 1993, páginas 116-122, de W F Ray.

El documento GB 2034487 tampoco enseña cómo conseguir un resultado satisfactorio a altas frecuencias de la salida del transductor. Para obtener un resultado satisfactorio, es necesario que la bobina de Rogowski esté amortiguada adecuadamente. Sin ninguna resistencia de terminación (por ejemplo, con el circuito abierto de la bobina), la salida del transductor es susceptible de oscilaciones sostenidas debido a la interacción de la inductancia y la capacitancia de la bobina.

Un objetivo de las realizaciones descritas en el presente documento es proporcionar una compensación de la temperatura a bajas frecuencias y una amortiguación a frecuencias más altas de la salida del transductor.

Una invención se expone en las reivindicaciones.

La frecuencia por debajo de la cual la impedancia de terminación proporciona una compensación de la temperatura correcta y por encima de la cual la impedancia de terminación proporciona una amortiguación correcta, por conveniencia, se denomina la frecuencia umbral f_{TH} . La amortiguación solo es necesaria en, o alrededor de, la frecuencia natural de la bobina f_0 . Por tanto, f_{TH} debe disponerse lo más alta posible para proporcionar un amplio intervalo de frecuencias sobre el cual se proporciona la compensación de la temperatura mientras está sometida al requisito de que f_{TH} debe ser suficientemente inferior a f_0 para permitir una amortiguación satisfactoria en f_0 .

De acuerdo con un aspecto, se proporciona un dispositivo de medición de la corriente, dicho dispositivo de medición de la corriente comprende una bobina conductora que está dispuesta para producir una tensión como resultado de una corriente medida por el dispositivo. La bobina conductora tiene un factor de sensibilidad dependiente de la temperatura de la bobina. El dispositivo comprende además una impedancia de terminación conectada a la bobina conductora, en el que la impedancia de terminación puede tomar un primer valor por debajo de un umbral de frecuencia predeterminado, en el que ese primer valor es adecuado para proporcionar una cancelación del error compensado por la temperatura, y puede tomar un segundo valor diferente por encima del umbral de frecuencia predeterminado, en el que ese segundo valor es adecuado para proporcionar una amortiguación en la bobina. El umbral de frecuencia predeterminado se puede disponer para que sea más alto que la frecuencia máxima de la corriente a medir, pero más bajo que la frecuencia natural o resonante de la bobina.

La impedancia de terminación también conecta la bobina conductora a un circuito de salida, por ejemplo, un integrador, en el que el circuito de salida está dispuesto para producir una tensión de salida que es un análogo de la corriente que se mide. La impedancia de terminación atenúa la tensión producida por la bobina conductora con un factor de atenuación que depende de la temperatura. El primer valor de la impedancia de terminación se dispone de modo que cuando hay un cambio de temperatura en la bobina conductora que produce un cambio en el factor de sensibilidad de la bobina, el factor de atenuación también cambia en la misma proporción, de modo que el valor de la tensión de salida producida por el dispositivo se mantiene sustancialmente sin cambios como resultado del cambio de temperatura.

El segundo valor de la impedancia de terminación se puede disponer para que sea sustancialmente igual a la impedancia característica de la bobina.

La bobina es preferentemente una bobina de Rogowski. El circuito de salida del dispositivo incluye preferentemente un integrador.

La bobina de Rogowski es preferentemente una bobina de Rogowski de circuito impreso. La conexión de la bobina a la impedancia de terminación puede ser mediante un cable.

La impedancia de terminación es preferentemente una resistencia o se comporta como una resistencia para el intervalo de frecuencias para las cuales se requiere la medición de la corriente.

De acuerdo con un aspecto de las realizaciones descritas, la impedancia de terminación comprende una primera resistencia en serie con la combinación en paralelo de una segunda resistencia y un condensador donde la primera resistencia es el valor de la resistencia de terminación necesaria para amortiguar la bobina y donde la suma de las resistencias da resistencia de terminación necesaria para la compensación de la temperatura. El valor del condensador se elige para proporcionar una frecuencia umbral adecuada de la salida del transductor por encima de la cual se aplica la amortiguación y por debajo de la cual se aplica la compensación de la temperatura.

Se pueden usar otras combinaciones de resistencias y condensadores para proporcionar impedancias de terminación que proporcionan tanto la compensación de la temperatura como la amortiguación de acuerdo con la invención.

5 Por lo tanto, se proporcionan medios sofisticados pero fáciles de implementar para compensar los efectos del cambio de temperatura en una bobina como una bobina de Rogowski de modo que no comprometan la exactitud de la medición de la corriente que se puede obtener en un intervalo aceptable de frecuencias usando un dispositivo que comprende la bobina, por ejemplo, un transductor Rogowski al mismo tiempo que se asegura que la bobina es amortiguada adecuadamente en, y alrededor de, su frecuencia natural.

Figuras

- 10 A continuación se describirán las realizaciones, solo a modo de ejemplo, en referencia a las Figuras, de las cuales:
- Las Figuras 1 y 2 muestran esquemáticamente ejemplos de una bobina de Rogowski conectada a un integrador electrónico.
- 15 La Figura 3 muestra otro ejemplo de una bobina de Rogowski implementada en una PCB multicapa y que muestra el conductor de retorno.
- La figura 4 muestra un circuito eléctrico equivalente para la conexión de una bobina de Rogowski a un integrador electrónico e incluye una impedancia de terminación que comprende una resistencia.
- 20 La Figura 5 muestra un circuito eléctrico equivalente para la conexión de una bobina de Rogowski a un integrador electrónico e incluye una impedancia de terminación que comprende una combinación de resistencia y condensador para los casos en que la resistencia de terminación necesaria para la corrección de errores de temperatura es mayor que el valor necesario para amortiguar la bobina.
- 25 La Figura 6 muestra un circuito equivalente eléctrico adicional para la conexión de la bobina al integrador electrónico e incluye una impedancia de terminación que comprende una combinación alternativa de resistencia y condensador para los casos en que la resistencia de terminación necesaria para la corrección de errores de temperatura es mayor que el valor necesario para amortiguar la bobina.
- 30 La Figura 7 muestra la variación de la magnitud de la impedancia de terminación con la frecuencia para las Figuras 5 y 6.
- La Figura 8 muestra la variación general de la sensibilidad con la frecuencia a altas frecuencias para la Figura 5.
- 35 La Figura 9 muestra la variación general de la sensibilidad con la frecuencia a altas frecuencias para la Figura 6.
- La Figura 10 muestra un circuito equivalente eléctrico para la conexión de la bobina al integrador electrónico e incluye una impedancia de terminación que comprende una combinación de resistencia y condensador para los casos en que la resistencia de terminación necesaria para la corrección de errores de temperatura es menor que el valor necesario para amortiguar la bobina.
- 40 La Figura 11 muestra la variación general de la sensibilidad con la frecuencia a altas frecuencias para la Figura 10.
- 45 La Figura 12 muestra un ejemplo adicional de una bobina de Rogowski implementada en una PCB multicapa y con devanados concéntricos conectados como un circuito de ida y vuelta.

Descripción general

- 50 En general, se proporcionan un sistema y un procedimiento para mejorar la exactitud de la medición de la corriente eléctrica utilizando transductores Rogowski, en particular para minimizar los errores en dichas mediciones debido a los cambios de temperatura. El procedimiento y el sistema comprenden mejoras en la terminación eléctrica de las bobinas de Rogowski, en las que la terminación eléctrica puede ayudar a minimizar los errores debidos a cambios de temperatura sin perjudicar el comportamiento dinámico del sistema.
- 55 La terminación eléctrica mejorada comprende la conexión de una impedancia de terminación a través de la salida de la bobina de Rogowski en un transductor Rogowski, en la que esa impedancia de terminación atenúa la salida de tensión de la bobina con un factor de atenuación K. La impedancia de terminación se selecciona cuidadosamente de modo que sus propiedades de atenuación compensen los efectos de la sensibilidad de la bobina en la salida del transductor Rogowski si la temperatura del transductor Rogowski, o de la bobina dentro del transductor, cambia durante el funcionamiento. Un aumento de temperatura generalmente tiene el efecto de expandir el núcleo de una bobina de Rogowski y, por lo tanto, aumentar su sensibilidad. Esto puede causar un cambio en la tensión de salida del transductor que no refleja ningún cambio en la corriente que se está midiendo.
- 60 De acuerdo con los procedimientos y aparatos descritos, al elegir una disposición adecuada de los componentes para terminar la bobina de Rogowski, el factor de atenuación puede cambiar con la temperatura de manera que, para un
- 65

intervalo adecuado de frecuencias, sus efectos cancelen cualquier efecto del cambio en la sensibilidad de la bobina al mismo tiempo que el comportamiento dinámico a frecuencias más altas no se ve afectado.

Descripción detallada

5 Para que las mejoras aquí descritas se comprendan mejor, es necesario considerar un circuito equivalente general para conectar una bobina de Rogowski a un integrador electrónico y considerar el comportamiento dinámico de la bobina debido a su inductancia y capacitancia.

10 La Figura 4 muestra un circuito de este tipo para, por ejemplo, un transductor Rogowski como se muestra en la Figura 3 en la que la bobina 320 está conectada a un integrador 340. El integrador 340 puede estar unido estrechamente a la bobina 320 o conectado mediante un cable 360 de cualquier longitud práctica. La bobina 320 puede estar representada por la tensión inducida E y los componentes R₁ y L₁ que representan la resistencia de la bobina y la inductancia. La capacitancia C_{1A} de la bobina 320 y la capacitancia C_{1B} del cable 360 (si está presente) se añaden para dar una capacitancia combinada C₁. La bobina 320 y el cable 360 generalmente están terminados por una resistencia de terminación R₂ que proporciona una amortiguación eléctrica para la bobina 320 y evita transitorios de corriente repentinos que producen oscilaciones a alta frecuencia debido a la combinación de inductancia y capacitancia. Idealmente para una buena amortiguación R₂ tiene el valor R₂ ≈ √(L₁/C₁).

20 La resistencia de terminación R₂ comprende una resistencia R_{2X} mostrada en la Figura 4 en paralelo con la impedancia de entrada R₃ del integrador 340. En la Figura 4 la resistencia de terminación R₂ viene dada por:

$$R_2 = \frac{R_{2X} \cdot R_3}{R_{2X} + R_3}.$$

25 La siguiente descripción primero establece el valor para la resistencia de terminación R₂ que para un intervalo adecuado de frecuencias proporciona una medición de la corriente compensada por temperatura, y, a continuación, muestra cómo la resistencia de terminación puede ser modificada también para proporcionar una amortiguación satisfactoria para la bobina.

30 La medición de la corriente de compensada por temperatura descrita en el presente documento es aplicable a los transductores Rogowski para los cuales la resistencia de terminación R₂ es sustancialmente constante y no se ve afectada por los cambios de temperatura. Esto puede ser porque R_{2X} y R₃ tienen unos coeficientes de temperatura insignificantes o porque están alejados de la bobina 320 y no experimentan el cambio de temperatura experimentado por la bobina 320. En esta invención se supone que la exactitud del transductor de Rogowski en general no se ve afectada sustancialmente por los cambios en R₂. Este supuesto se ha examinado en relación con la ecuación (5) anterior, y no afecta la exactitud general del enfoque descrito en el presente documento.

Como se ha descrito anteriormente (véase la ecuación (7)), se ha reconocido que el valor de R₂ se puede seleccionar de manera que, el error debido al cambio en la sensibilidad de la bobina cuando cambia la temperatura de una bobina de Rogowski, tal como se define en la ecuación (4), se elimina sustancialmente.

40 Para la mayoría del intervalo de frecuencias en las cuales funciona un transductor Rogowski típico y en las cuales se requiere una medición exacta de la corriente, la impedancia del componente L₁ que representa la inductancia de la bobina 320 viene dada por 2πfL₁ (donde f es la frecuencia) y es mucho menor que R₂. Además, la impedancia del componente C₁ que representa la capacitancia de la bobina 320 (y del cable 360) viene dada por 1/(2πfC₁) y es mucho mayor que R₂.

Porque la impedancia de L₁ es relativamente muy baja y la impedancia de C₁ es relativamente muy alta, el experto en la técnica reconocerá que en la práctica L₁ y C₁ se pueden ignorar para el intervalo de medición relevante. Cuando se ignora la impedancia de esos dos componentes, hay un factor de atenuación K (K < 1) entre la tensión inducida por la bobina E y la tensión terminal E₁ a través de la resistencia de terminación R₂, que viene dada por

$$K = \frac{E_1}{E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{8}$$

55 La relación general para el transductor Rogowski, la ecuación (3) anterior, se convierte así en

$$V_{sal} = \frac{KH}{T_I} I_1 \tag{9}$$

en la que V_{sal} es la tensión de salida del integrador 340 y T_I es la constante de tiempo del integrador.

Si la temperatura de la bobina aumenta, dado que el material del devanado de la bobina es típicamente de cobre o un material conductor similar, el valor de la resistencia de la bobina R_1 aumentará. Como resultado, el valor del factor de atenuación K disminuirá de acuerdo con la relación

$$K = \frac{K_0}{1 + \alpha_K \theta} \quad (10)$$

donde K_0 es la atenuación nominal a 20 °C, θ es la diferencia de temperatura entre la temperatura real de la bobina y el umbral de temperatura de 20 °C y α_K es el coeficiente de temperatura correspondiente a K (°C⁻¹). El valor de α_K se puede obtener a partir de valores que están predeterminados o se pueden determinar fácilmente de manera experimental, tal como se muestra en las ecuaciones que se indican a continuación (12).

Se ha reconocido en el presente documento que, si los coeficientes de temperatura para la sensibilidad de la bobina H y la atenuación K son iguales (es decir, $\alpha_H = \alpha_K$), se eliminará cualquier error en las mediciones de corriente debido al aumento de temperatura en la bobina.

Esto se puede ver al expandir las ecuaciones (4), (9) y (10) anteriores:

Si se sustituye en (9) por K (de (10)) y H (de (4)) se obtiene

$$V_{sal} = \frac{K_0 H_0 (1 + \alpha_H \theta)}{(1 + \alpha_K \theta) T_I} I_1 \quad \text{o} \quad V_{sal} = \frac{K_0 H_0}{T_I} I_1 \quad \text{si} \quad \alpha_H = \alpha_K \quad (11)$$

De ahí que se elimine el efecto del cambio de temperatura θ .

Tal como se ha mencionado anteriormente, α_H se puede predefinir (u obtener fácilmente de manera experimental) para una bobina de Rogowski concreta. Además, y como se establece a continuación, se ha reconocido en el presente documento que α_K se puede determinar a partir de los valores de resistencia y el coeficiente de temperatura de la resistencia α_R , todo lo cual puede determinarse experimentalmente y/o puede conocerse (y, de hecho, puede seleccionarse) por adelantado para un circuito de transductor Rogowski concreto. Por lo tanto, es posible seleccionar y/o manipular los valores de resistencia y/o los valores de los coeficientes de temperatura α_H y α_K en un circuito transductor Rogowski a fin de hacer V_{sal} independiente de la temperatura tal como se muestra en (11) arriba.

Los valores de atenuación nominal K_0 y el coeficiente de temperatura de atenuación α_K se pueden determinar de la siguiente manera. Al sustituir las ecuaciones (5) y (8) por "K" en la ecuación (10) y tomar R_2 para que no se vea afectada por el cambio de temperatura, se puede mostrar que, el factor de atenuación K para el circuito que se muestra en la Figura 4 en el presente documento, está relacionado con la resistencia nominal de la bobina de Rogowski R_{10} mediante las siguientes relaciones

$$K = \frac{R_2}{R_2 + R_{10} (1 + \alpha_R \theta)} = \frac{\left\{ \frac{R_2}{R_2 + R_{10}} \right\}}{1 + \left\{ \frac{R_{10}}{R_2 + R_{10}} \right\} \alpha_R \theta} = \frac{K_0}{1 + \alpha_K \theta}$$

Por lo tanto:

$$K_0 = \frac{R_2}{R_{10} + R_2} \quad \text{y} \quad \alpha_K = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_2} \alpha_R \quad (12)$$

El valor de α_R para el cobre es bien conocido y, por lo tanto, al elegir el valor de R_2 para una R_{10} dada, se puede obtener el valor deseado para α_K ($= \alpha_H$). De forma alternativa, α_R podría medirse experimentalmente calentando la bobina, y α_K se puede determinar mediante la ecuación (12) anterior.

En términos generales, la impedancia de terminación R_2 preferentemente comprende, o al menos se comporta como, una resistencia para el intervalo de frecuencias en las cuales se requiere la medición de la corriente por el transductor Rogowski.

Ya que para la cancelación del error $\alpha_H = \alpha_K$, y porque generalmente es deseable que R_2 es sustancialmente mayor que R_{10} , las relaciones definidas en la ecuación (12) anterior muestran que es preferible que el coeficiente de temperatura de la resistencia α_R sea sustancialmente mayor que el coeficiente de temperatura de la sensibilidad de la bobina α_H . Este es el caso de las bobinas de circuito impreso, pero también puede aplicarse a las bobinas tradicionales, como se muestra en la Figura 1. Por lo tanto, la compensación de la temperatura descrita en el presente documento puede funcionar para ambos tipos de bobinas de Rogowski.

Tal como se ha mencionado anteriormente, la resistencia de terminación R_2 en el circuito del transductor Rogowski también debe proporcionar un efecto de amortiguación en algunas frecuencias. Sin embargo, el valor de la resistencia de terminación R_2 necesario para producir la cancelación de los cambios de temperatura es poco probable que tenga el mismo valor que el ideal para amortiguar la bobina ($\sqrt{L_1/C_1}$).

En el caso de que R_2 sea sustancialmente mayor que $\sqrt{L_1/C_1}$ la bobina estará amortiguada en las frecuencias alrededor de la frecuencia natural de la bobina. Para formas de onda de corriente sinusoidal continua, la falta de una amortiguación adecuada no resultará en una desventaja indebida, siempre que la frecuencia natural de la bobina sea sustancialmente mayor que el intervalo de frecuencias para la medición de la corriente necesaria. Sin embargo, si la corriente a medir contiene saltos significativos repentinos o transitorios, esto puede producir oscilaciones sustanciales en la forma de onda medida, lo que puede dar lugar a errores y lo cual, en cualquier caso, no es deseable. La impedancia de terminación puede disponerse además para cumplir los requisitos de la cancelación del error por temperatura y de amortiguación de la bobina.

Si el valor de la resistencia de terminación para la cancelación es mayor que el valor ideal para la amortiguación, que suele ser el caso, este objetivo se puede conseguir mediante la impedancia de terminación que se muestra en el circuito equivalente de la Figura 5. La resistencia de terminación única R_{2X} que se muestra en la Figura 4 se sustituye por una impedancia de terminación que comprende una resistencia R_{2A} en serie con una combinación de una resistencia R_{2B} en paralelo con un condensador C_2 . El valor del condensador C_2 se elige de manera que para el intervalo de frecuencias en las que se requiere una medición exacta (hasta una frecuencia arbitraria que sea sustancialmente menor que la frecuencia natural de la bobina de Rogowski) la impedancia de C_2 (dada por $1/(2\pi f C_2)$) es mucho mayor que R_{2B} . El efecto de C_2 , por lo tanto, es insignificante para este intervalo de frecuencias y la impedancia de terminación actúa como una resistencia que comprende $(R_{2A} + R_{2B})$ en paralelo con R_3 , la cual puede estar dispuesta para tener el valor necesario R_2 para la cancelación del error por temperatura.

Sin embargo, en frecuencias alrededor, y por encima de la frecuencia natural de la bobina, la impedancia del condensador C está dispuesta a ser mucho menor que R_{2B} de manera que C_2 actúa como un cortocircuito a través de R_{2B} . La impedancia de terminación actúa, por lo tanto, sustancialmente como una resistencia de R_{2A} en paralelo con R_3 que se puede disponer para que tenga el valor necesario $\sqrt{L_1/C_1}$ para amortiguar la bobina.

La combinación de R_{2A} , R_{2B} y C_2 en la Figura 5 tiene una impedancia Z_2 dada por

$$Z_2 = R_{2A} + \frac{R_{2B}}{1 + j.(f / f_{TH})} \quad (13)$$

Donde f_{TH} es una frecuencia umbral:

$$f_{TH} = \frac{1}{2\pi.R_{2B}.C_2} \quad (14)$$

El operador $j = \sqrt{-1}$ y se utiliza para representar cantidades fasoriales: variaciones sinusoidales que tienen un desplazamiento de fase entre sí como conocerá el lector experto.

Por lo tanto, si la frecuencia $f \ll f_{TH}$, $Z_2 \approx R_{2A} + R_{2B}$, pero si $f \gg f_{TH}$, $Z_2 \approx R_{2A}$.

La impedancia de terminación es Z_2 en paralelo con R_3 .

Por lo tanto, de acuerdo con una realización, la impedancia de terminación conectada a través de la salida de la bobina y el cable comprende la impedancia de entrada del integrador en paralelo con una segunda impedancia, la segunda impedancia comprende una primera resistencia en serie con una combinación de una segunda resistencia en paralelo con un condensador, el valor del condensador se selecciona de manera que en una parte baja del intervalo de frecuencias (por debajo de la frecuencia natural de la bobina) la impedancia de terminación actúa como una resistencia que tiene el valor necesario para cancelar la variación de la sensibilidad con la temperatura y de manera que en la frecuencia natural de la bobina la impedancia de terminación actúa como una resistencia que tiene el valor necesario para amortiguar las oscilaciones de la bobina.

A continuación, la invención se ilustrará más detalladamente mediante ejemplos en los cuales los dos primeros ejemplos muestran cómo el valor de la resistencia de terminación de la bobina R_2 necesario para la compensación de la temperatura se puede reducir a frecuencias más altas para proporcionar una amortiguación correcta en la bobina.

- 5 En el caso de que R_2 sea sustancialmente menor que $\sqrt{L_1/C_1}$ la bobina se sobre-amortiguará a las frecuencias altas alrededor de la frecuencia natural de la bobina. Esto reducirá sustancialmente el ancho de banda de la bobina y puede reducir el intervalo de frecuencias de las corrientes medidas. Sin embargo, la impedancia de terminación también puede ajustarse para remediar, al menos, en parte este efecto, como se analiza en el tercer ejemplo.

10 **Primer ejemplo**

Para ilustrar el comportamiento de la disposición de la Figura 3 tal como se representa en el diagrama de circuito en la Figura 4, a continuación se proporcionan los valores para el diseño a modo de ejemplo. Estos valores son típicos y no son críticos para conseguir la compensación de la temperatura provista en el presente documento; en su lugar, se podrían usar otros valores:

- 15 Sensibilidad de la bobina, $H \approx 25,6$ nVs/A
 Inductancia de la bobina, $L_1 \approx 2,56$ μ H
 Bobina + capacitancia del cable, $C_1 \approx 400$ pF
 20 Resistencia ideal a la amortiguación, $\sqrt{L_1/C_1} \approx 80$ Ω .
 Constante de tiempo natural para la bobina y el cable, $\sqrt{L_1/C_1} \approx 32$ ns
 Frecuencia natural de la bobina $\approx 5,0$ MHz
 Resistencia de la bobina a 20 °C, $R_{10} \approx 22,7$ Ω .
 Coeficiente de temperatura para el cobre, $\alpha_R = 3,8 \cdot 10^{-3}$ °C⁻¹.
 25 Coeficiente de temperatura para la sensibilidad de la bobina, $\alpha_H = 7,8 \cdot 10^{-5}$ °C⁻¹.

Normalmente, el material del sustrato se expande con la temperatura en la dirección z que se muestra en la Figura 3. La expansión es pequeña y provoca un aumento en el área A de vuelta de la bobina de Rogowski, pero ningún cambio en la densidad de vueltas de la bobina N. El coeficiente de temperatura típico para la expansión en la dirección z es 30 $7,8 \cdot 10^{-5}$ °C⁻¹. De ahí el coeficiente de temperatura $\alpha_H = 7,8 \cdot 10^{-5}$ °C⁻¹.

De la ecuación (12), para la cancelación del error debido a los cambios de temperatura (es decir, para conseguir un grado de atenuación K de manera que $\alpha_K = \alpha_H$) el valor deseado de resistencia de terminación es $R_2 = 47,7 \cdot R_{10}$, dando $R_2 \approx 1080$ Ω .

35 El valor anteriormente definido para R_2 se determina a partir de los valores de los coeficientes de temperatura para la sensibilidad de la bobina H y la resistencia de la bobina R_1 y de la propia resistencia de la bobina R_1 . Todos ellos pueden ser medidos y, de este modo, se puede determinar un valor exacto para R_2 . En la práctica el valor de R_2 solo necesita ser lo suficientemente exacto para ofrecer una cancelación del error razonable. Por ejemplo, sin 40 compensación, el error debido a un cambio de temperatura de 50 °C sería del 0,39 %. Si se puede reducir a 0,05 % o menos, la compensación se consideraría satisfactoria en la mayoría de las aplicaciones del mundo real.

Una vez que se ha calculado su valor objetivo, la resistencia de terminación deseada R_2 se puede implementar fácilmente utilizando componentes electrónicos conocidos. Por ejemplo, para un integrador con una resistencia de 45 entrada $R_3 \gg 1080$ Ω , una resistencia $R_{2X} = 1080$ Ω podría ajustarse para conseguir la compensación deseada. De forma alternativa, si por ejemplo $R_3 = 2200$ Ω , entonces sería necesaria una resistencia $R_{2X} = 2120$ Ω . En cualquier caso la combinación en paralelo $R_2 = 1080$ Ω es significativamente mayor que la resistencia de terminación ideal desde una perspectiva de amortiguación, que sería de alrededor de 80 Ω . Por lo tanto, el transductor sería susceptible a las 50 oscilaciones en presencia de saltos significativos en la corriente que se está midiendo.

La disposición de la Figura 3 en combinación con el circuito de la Figura 5 aborda este posible problema de oscilación y permite tanto la cancelación del error debido al cambio de temperatura como la amortiguación adecuada de la bobina de Rogowski a alta frecuencia. El diseño de un sistema de este tipo se ilustra utilizando la lista de valores numéricos 55 anteriores, para los cuales el valor deseado de la resistencia de terminación para la cancelación de errores es $R_2 \approx 1080$ Ω , el valor deseado para la amortiguación de la bobina es ≈ 80 Ω y $R_3 \gg 1080$ Ω .

En referencia a la Figura 5, el valor de la resistencia R_{2A} se hace = 80 Ω y $R_{2B} = 1000$ Ω de manera que a frecuencias bajas, para lo cual C_2 es un circuito efectivamente abierto, el valor de la resistencia es ≈ 1080 Ω y a frecuencias altas, para lo cual C_2 es efectivamente un cortocircuito, el valor de la resistencia es ≈ 80 Ω . Un valor adecuado para C_2 es 60 860 pF.

$$Z_2 = 80 + \left(\frac{1000}{1 + j \cdot (f/185)} \right) \cdot \Omega,$$

De la ecuación (13) anterior, la impedancia de terminación es donde f es la frecuencia en kHz.

De la (14) anterior, poniendo $R_{2B} = 1000 \Omega$ y $C_2 = 860 \text{ pF}$ da $f_{TH} = 185 \text{ kHz}$. Esta será la frecuencia umbral por debajo de la cual es adecuada la compensación de la temperatura. La frecuencia natural de la bobina es de alrededor de 5 MHz para la cual se requiere amortiguación y es sustancialmente mayor que la f_{TH} .

La Figura 7 muestra la variación de la magnitud de la impedancia de terminación R_2 con frecuencia para el circuito de la Figura 5. La impedancia es principalmente resistiva (es decir, tiene un ángulo de fase cero) a frecuencias bajas y altas, aunque en frecuencias de alrededor de 185 kHz habrá un ángulo de fase significativo. Por esta razón, es permisible tratar la impedancia como equivalente a una resistencia con fines de compensación de la temperatura ($f \ll f_{TH}$) y con fines de amortiguación ($f \gg f_{TH}$). Sin embargo, la Figura 7 muestra la magnitud de la impedancia para todas las frecuencias.

Como se ve en la Figura 7, el circuito se comporta como una resistencia de 1080Ω hasta una frecuencia de aproximadamente 20 kHz, que es un intervalo de frecuencias suficiente para la mayoría de las mediciones actuales. Para este intervalo, la resistencia de la bobina y la resistencia de terminación proporcionan una atenuación a la tensión inducida de la bobina E tal como se define en la ecuación (8). Según los valores utilizados en el ejemplo anterior, el factor de atenuación $K_0 = 0,9794$.

Nuevamente, en relación con la Figura 7, se puede ver que a 5 MHz, la frecuencia natural de la bobina y el cable, la impedancia se comporta aproximadamente como una resistencia de 80Ω , que es el valor deseado para amortiguar la bobina. Por lo tanto, el comportamiento del circuito en la práctica se mantiene con la teoría presentada en el presente documento.

Como se muestra en las Figuras 4 y 5, la tensión del terminal de la bobina E_1 está conectado a un integrador. El integrador mostrado es un integrador de inversión tradicional que utiliza un amplificador operacional, una resistencia integradora R_3 y un condensador integrador C_3 . La constante de tiempo integradora $T_1 = C_3 R_3$. Esta constante de tiempo se puede configurar para proporcionar la sensibilidad general deseada V_{sal}/I_1 para el transductor tal como se define en la ecuación (9). En el ejemplo anterior una constante de tiempo $T_1 = 25 \mu\text{s}$ daría una sensibilidad típica de aproximadamente 1 mV/Amp .

A una frecuencia muy baja (inferior al intervalo necesario para la medición), el integrador debe estabilizarse para evitar la deriva y el ruido excesivo a baja frecuencia. Esto se puede conseguir utilizando la resistencia R_4 mostrada en las Figuras 4 y 5 para limitar la ganancia a baja frecuencia. Preferentemente, se pueden usar redes de resistencia-condensador para esta estabilización, como es sabido por el lector experto. También se podrían usar otras formas de integrador, por ejemplo, no inversor o digital.

La Figura 8 muestra la variación de la sensibilidad global con la frecuencia para el sistema de medición del integrador-bobina combinado en frecuencias superiores a 100 kHz para el circuito de la Figura 5, aplicando los valores numéricos dados anteriormente. La magnitud se ha normalizado de manera que la sensibilidad a frecuencias más bajas es la unidad (0dB). Hay una ligera resonancia a aproximadamente 2,7 MHz de aproximadamente 1,5 dB, lo que demuestra la amortiguación provista por la impedancia de terminación de la Figura 5.

Tener la impedancia de entrada del integrador $R_3 \gg R_2$, tal como se ha utilizado anteriormente en este ejemplo, no es una condición necesaria para los fines de la compensación de la temperatura descrita en el presente documento. Para demostrar esto, ahora se tomará R_3 como 2200Ω con $R_2 \approx 1080 \Omega$ y $\sqrt{L_1/C_1} = 80 \Omega$ como anteriormente.

En el circuito de la Figura 5, el valor combinado de la resistencia R_{2A} en paralelo con R_3 debe ser $\approx 80 \Omega$. Esto da $R_{2A} = 83 \Omega$.

El valor de R_{2B} es de manera que $R_{2A} + R_{2B}$ en paralelo con R_3 da el valor deseado para R_2 . Es decir

$$R_2 = \frac{(R_{2A} + R_{2B}) \cdot R_3}{R_{2A} + R_{2B} + R_3} = 1080 \Omega$$

Para $R_{2A} = 83 \Omega$ y $R_3 = 2200 \Omega$, el valor adecuado de R_{2B} es 2040Ω . El valor de C_2 debe permanecer 860 pF para conseguir la misma relación básica entre la impedancia de terminación y la frecuencia que se muestra en la Figura 7.

La impedancia de terminación viene dada por $\frac{2200 \cdot Z_2}{2200 + Z_2} \Omega$, donde $Z_2 = 83 + \left(\frac{2040}{1 + j \cdot (f/90.7)} \right) \Omega$ y f es la frecuencia en kHz. La variación resultante de la magnitud de la impedancia de terminación con la frecuencia es muy similar a la Figura 7 y la variación general de la sensibilidad normalizada con la frecuencia es muy similar a la Figura 8.

Por lo tanto, este ejemplo demuestra la capacidad de una resistencia de terminación seleccionada cuidadosamente para proporcionar la compensación de la temperatura y la amortiguación de un transductor Rogowski.

5 **Segundo ejemplo**

10 Otra realización del circuito para un transductor Rogowski se muestra en la Figura 6 que es similar a los circuitos de las Figuras 4 y 5. En este caso la impedancia de terminación comprende una resistencia R_{2X} en paralelo con la combinación de una resistencia R_{3A} en serie con un condensador C_2 . Con el fin de proporcionar una exactitud mejorada a través de la compensación de la temperatura para el transductor Rogowski, tal como se describe en el presente documento, el valor del condensador C_2 puede elegirse de manera que para el intervalo de frecuencias en las que se requiere una medición exacta (hasta una frecuencia arbitraria que sea sustancialmente menor que la frecuencia natural de la bobina de Rogowski), la impedancia de C_2 (dada por $1/(2\pi f C_2)$) es mucho mayor que R_{3B} . El efecto de C_2 , por lo tanto, es insignificante en este intervalo de frecuencias y la impedancia de terminación actúa como una resistencia de valor $R_3 = R_{3A} + R_{3B}$ en paralelo con R_{2X} . La combinación en paralelo se puede disponer para que tenga el valor necesario (R_2) para la cancelación del error compensado por temperatura. Es decir

$$R_2 = \frac{(R_{3A} + R_{3B}) \cdot R_{2X}}{R_{3A} + R_{3B} + R_{2X}}$$

20 Sin embargo, en frecuencias alrededor y por encima de la frecuencia natural de la bobina, la impedancia del condensador C_2 está dispuesto a ser menor que R_{3B} de manera que la impedancia de terminación actúa como una resistencia de valor R_{3A} en paralelo con R_{2X} . La combinación en paralelo se puede disponer para que tenga el valor necesario para amortiguar la bobina en esas frecuencias alrededor y por encima de la frecuencia natural.

25 Mirando hacia atrás en el ejemplo numérico anterior, el valor necesario de $R_2 \approx 1080 \Omega$ en la compensación de la temperatura $R_2 \approx 80 \Omega$ para amortiguar la bobina también se puede conseguir con el circuito de la Figura 6. Para una resistencia de entrada del integrador $R_{3B} = 2200 \Omega$ igual que antes los valores adecuados para R_{2X} y R_{3A} son $R_{2X} = 2050 \Omega$ y $R_{3A} = 83 \Omega$. El valor para C_2 debe permanecer 860 pF para conseguir la misma relación básica entre la impedancia de terminación y la frecuencia que se muestra en la Figura 7.

30 La impedancia de terminación viene dada por $\frac{2050 \cdot Z_3}{2050 + Z_3} \Omega$, donde $Z_3 = 83 + \left(\frac{2200}{1 + j \cdot (f/84.1)} \right) \Omega$ y f es

la frecuencia en kHz. La variación de la magnitud de la impedancia de terminación con la frecuencia es nuevamente muy similar a la de la Figura 7.

35 La Figura 9 muestra la variación de la sensibilidad global normalizada con la frecuencia para el sistema de medición del integrador-bobina combinado de la Figura 6. Esto es similar a la Figura 8, pero la amortiguación de la bobina mejora y no hay resonancia. Por tanto, es ventajoso utilizar un circuito como se muestra en la Figura 6 para la compensación de la temperatura en un transductor Rogowski.

40 Las realizaciones de la Figura 5 y la Figura 6 dan resultados muy similares a los demostrados por los ejemplos numéricos dados anteriormente. Sin embargo, en general, la realización de la Figura 6 proporciona más flexibilidad en la elección de valores adecuados para conseguir el doble criterio de compensación de la temperatura para la cancelación de errores y la amortiguación satisfactoria de la bobina.

45 **Tercer ejemplo**

Las realizaciones de las figuras 5 y 6 son adecuadas cuando la resistencia de terminación para la cancelación del error por temperatura es sustancialmente mayor que la impedancia ideal para amortiguar la bobina. Sin embargo, este no siempre será el caso. El circuito de la Figura 10 es adecuado para el caso en que la resistencia de terminación para la cancelación del error por temperatura sea sustancialmente menor que el valor necesario para amortiguar la bobina.

55 Si la resistencia de terminación R_2 es sustancialmente menor que $\sqrt{L_1/C_1}$ entonces la bobina estará excesivamente sobreamortiguada y la sensibilidad general disminuirá en las frecuencias por encima de un límite de alta frecuencia $f_H = 1/(2\pi T_H)$, donde la constante de tiempo $T_H = L_1/R_2$ y donde f_H es sustancialmente menor que la frecuencia de tiempo natural en la bobina $= 1/(2\pi\sqrt{L_1/C_1})$. Esta reducción en el ancho de banda de la bobina puede dar como resultado una reducción del intervalo de frecuencias de las corrientes medidas, lo cual sería indeseable. Sin embargo, la impedancia de terminación se puede ajustar de la siguiente manera para remediar, o remediar parcialmente, este efecto.

60

ES 2 709 100 T3

5 Cuando la R_2 deseada sea sustancialmente menor que $\sqrt{(L_1/C_1)}$ la sensibilidad de la sonda se reduce a altas frecuencias. Esto se puede ver en el ejemplo de la Figura 11 (línea discontinua). No hay una forma razonable en la que podamos controlar la resistencia de terminación de manera que se comporte como el valor bajo R_2 a bajas frecuencias y se comporte como $\sqrt{(L_1/C_1)}$ a altas frecuencias (al contrario de los ejemplos 1 y 2). Así que simplemente ajustamos la R_2 deseada y en lugar de alterar R_2 alteramos el comportamiento del integrador.

10 Utilizando la combinación de C_2 , R_{3A} , R_{3B} mostrada en la Figura 10, disponemos que a bajas frecuencias el integrador tenga una constante de tiempo eficaz $T_1 = C_3 (R_{3A} + R_{3B})$ y en altas frecuencias $T_1 = C_3 R_{3B}$. Dado que la ganancia del integrador es inversamente proporcional a su constante de tiempo, y para $R_{3A} \gg R_{3B}$, la ganancia del integrador a alta frecuencia será mayor que la ganancia del integrador a baja frecuencia. Por lo tanto, podemos hacer que la sensibilidad de la sonda vuelva a su valor nominal a altas frecuencias como se muestra en la Figura 11 (línea continua).

15 La combinación de C_2 , R_{3A} , R_{3B} en la entrada de un amplificador operacional es la bien conocida "red principal", que será familiar para el lector experto.

20 En la Figura 10 se eligen los valores para el condensador C_2 y resistencia R_{3A} , por ejemplo, la constante de tiempo $C_2 R_{3A} \approx T_H = L_1/R_2$ y R_{3B} se elige de manera que $R_{3B} \ll R_{3A}$. Por lo tanto, para las frecuencias sustancialmente por debajo del límite de alta frecuencia f_H la impedancia de C_2 es sustancialmente mayor que R_{3A} , mientras que para las frecuencias sustancialmente por debajo de f_H la impedancia de C_2 es sustancialmente mayor que R_{3A} . Por lo tanto, para las frecuencias inferiores a f_H , C_2 actúa como un circuito abierto a través de R_{3A} y la constante de tiempo del integrador viene dada por $T_1 = C_3 (R_{3A} + R_{3B}) \approx C_3 R_3$. Por otro lado, para las frecuencias por encima de f_H , C_2 actúa como un cortocircuito a través de R_{3A} y la constante de tiempo del integrador viene dada por $T_1 = C_3 R_{3B}$.

25 Para frecuencias inferiores a f_H la impedancia de terminación resultante para la bobina es equivalente a la resistencia R_{2X} en paralelo con $R_{3A} + R_{3B}$ que se puede establecer igual al valor necesario R_2 para la compensación de la temperatura. Generalmente $R_{3A} \gg R_{2X}$ de manera que $R_{2X} \approx R_2$.

30 Dado que la sensibilidad global es inversamente proporcional a la constante de tiempo del integrador T_1 , el efecto de la red C_3 , R_{3A} , R_{3B} es elevar la sensibilidad general en frecuencias por encima de f_H en comparación con las frecuencias por debajo de f_H por el factor $(R_{3A} + R_{3B}) / R_{3B}$ donde $R_{3A} \gg R_{3B}$. El efecto resultante es que para frecuencias por encima de f_H la ganancia del integrador aumenta para compensar la reducción de la sensibilidad debido a la sobreamortiguación de la bobina.

35 La constante de tiempo integradora para la sensibilidad nominal $T_1 = C_3 (R_{3A} + R_{3B})$ se puede configurar para dar la sensibilidad general deseada V_{sal}/I_1 para el transductor tal como se define en la ecuación (6).

40 Para ilustrar el comportamiento del transductor de la Figura 3 que comprende representa el circuito de la Figura 10, a continuación se proporcionan los valores para el diseño a modo de ejemplo. Estos valores son típicos, pero no son críticos para los fines de la compensación de la temperatura descrita en el presente documento; se podrían usar otros valores.

Sensibilidad de la bobina, $H \approx 250$ nVs/A
Inductancia de la bobina, $L_1 \approx 100$ μ H
Bobina + capacitancia del cable, $C_1 \approx 100$ pF
45 Resistencia ideal a la amortiguación, $\sqrt{(L_1/C_1)} \approx 1000$ Ω .
Constante de tiempo natural para la bobina y el cable, $\sqrt{(L_1/C_1)} \approx 100$ ns
Frecuencia natural de la bobina $\approx 1,6$ MHz
Resistencia de la bobina a 20 °C, $R_{10} \approx 1,68$ Ω .
Coeficiente de temperatura para el cobre, $\alpha_R = 3,8 \cdot 10^{-3}$ °C⁻¹.
50 Coeficiente de temperatura para la sensibilidad de la bobina, $\alpha_H = 7,8 \cdot 10^{-5}$ °C⁻¹.
Frecuencia límite $f_H = 127$ kHz

55 De la ecuación (7), para conseguir la atenuación K deseada para la cancelación de error ($\alpha_K = \alpha_H$), el valor deseado de la resistencia de terminación es $R_2 = 47,7 \cdot R_{10}$, dando $R_2 \approx 80$ Ω . Esto es mucho más bajo que el valor deseado para amortiguar la bobina (1000 Ω).

60 La Figura 11 muestra (línea discontinua) la variación de la sensibilidad global normalizada con la frecuencia para el sistema de medición del integrador-bobina combinado sin ninguna compensación de la red de terminación (es decir, el condensador C_2 no está conectado). Se verá que para frecuencias por encima de $f_H = 127$ kHz la sensibilidad disminuye sustancialmente.

65 La Figura 11 también muestra (línea continua) la variación de la sensibilidad global normalizada con la frecuencia con valores para la red de compensación de $C_2 = 100$ pF, $R_{3A} = 12,500$ Ω (de manera que $C_2 R_{3A} = 1,25$ μ s) y $R_{3B} = 100$ Ω . Se verá que la disminución de la sensibilidad se compensa y la sensibilidad permanece en su valor nominal hasta aproximadamente 3 MHz. Por lo tanto, la disposición en la Figura 10 (o similar) se puede usar para proporcionar una

compensación de la temperatura eficaz y una amortiguación cuando la impedancia de terminación deseada para la compensación de la temperatura es menor que la impedancia necesaria con fines de amortiguación.

El valor de la resistencia de terminación para conseguir el objetivo de la compensación de la temperatura es generalmente diferente del valor necesario para amortiguar la bobina. A frecuencias más altas, para las cuales es necesaria la amortiguación, el valor de la resistencia cambia al necesario para la amortiguación. En realizaciones, esto implica el uso de una impedancia de terminación que comprende algunas resistencias y condensadores que, a frecuencias más bajas, para las cuales se requiere una medición exacta, se comportaron como una resistencia con el valor necesario para la compensación de la temperatura, y que a frecuencias más altas se comportaron como una impedancia con el valor necesario para la amortiguación de la bobina.

Variantes

Las realizaciones y los ejemplos descritos anteriormente demuestran cómo se puede aplicar la compensación de la temperatura en una bobina de Rogowski usando una resistencia de terminación, en ambos casos donde el valor deseado de la resistencia de terminación para conseguir la cancelación del error compensado por la temperatura es mucho mayor que el valor necesario para amortiguar la bobina y viceversa. Sin embargo, los mismos principios pueden aplicarse a los casos en que la diferencia entre los valores deseados de la resistencia de terminación para estos dos fines es menos significativa.

Las realizaciones descritas han incluido un circuito impreso de bobina de Rogowski como se muestra en la Figura 3. Sin embargo, se pueden utilizar formas alternativas de bobinas de Rogowski de PCB, un ejemplo de las cuales se proporciona en la Figura 12.

El cuerpo de la bobina de Rogowski de la Figura 12, igual que en la Figura 3, utiliza una PCB de cuatro capas que tiene las superficies exteriores 31, 34 e interiores 32, 33, tal como se muestra. Las tiras conductoras se depositan o graban en las superficies exteriores 31, 34 utilizando procedimientos conocidos de fotorresistencia. Estas tiras están conectadas a través de agujeros pasantes niquelados, tal como se muestra, para formar un primer devanado helicoidal que avanza en una primera dirección alrededor del sustrato. Sin embargo, a diferencia de la Figura 3, las tiras conductoras también se depositan o graban en las superficies interiores 32, 33. Estas tiras también están conectadas a través de agujeros pasantes niquelados, como se muestra, para formar un segundo devanado helicoidal que se encuentra dentro del primer devanado helicoidal, tal como se muestra, y que avanza en una dirección opuesta alrededor del sustrato.

Los dos devanados están conectados en serie para proporcionar una bobina con un recorrido de "ida y vuelta" que minimiza la influencia de los conductores fuera de la apertura de la bobina de Rogowski. Una bobina de Rogowski similar a la Figura 12 ha sido publicada anteriormente en "High Precision Rogowski Current Transformer", patente US 7,579,824 B2, presentada el 29.09.06, publicada el 03.04.2008, de D Rea, K Kaye y M Zawisa, pero no tiene devanados interiores y exteriores con densidades de vuelta uniformes, tal como se muestra en la realización de la Figura 12. Una densidad de vueltas uniforme es esencial para que una bobina de Rogowski rechace corrientes externas a la apertura de la bobina.

También es posible usar otros tipos de bobinas de Rogowski dentro de un transductor Rogowski para conseguir la compensación de la temperatura y la exactitud mejorada de la medición de la corriente tal como se describe en el presente documento. Las bobinas de Rogowski pueden implementarse en una PCB o en un material similar. O, en algunos casos, se pueden utilizar bobinas de Rogowski tradicionales en forma de abrazadera.

A efectos ilustrativos, el umbral de temperatura aplicado en las ecuaciones y ejemplos anteriores es de 20 °C. Sin embargo, se puede aplicar cualquier otro umbral de temperatura adecuado.

Se han dado algunos ejemplos numéricos para mostrar cómo los principios descritos en el presente documento funcionan en la práctica.

Sin embargo, estos valores numéricos no son limitantes. Los principios descritos en el presente documento se pueden utilizar para conseguir la compensación de la temperatura utilizando una resistencia de terminación para una amplia gama de bobinas y para una amplia gama de requisitos numéricos. El valor de la resistencia de terminación necesaria para la compensación de la temperatura se puede implementar mientras se proporciona una amortiguación exacta y fiable del circuito a ciertas frecuencias, tal como se describe en detalle con respecto a las Figuras 5, 6 y 10 anteriores.

El transductor Rogowski se puede usar para medir la corriente en cualquier dispositivo o componente eléctrico adecuado. La compensación de la temperatura y la amortiguación descritas en el presente documento sirven para mejorar la exactitud de la medición de la corriente proporcionada por el transductor Rogowski, independientemente de si, o cuánto, cambia su temperatura en funcionamiento, o al mismo tiempo que proporciona una amortiguación satisfactoria para la bobina de Rogowski.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un dispositivo de medición de la corriente que comprende una bobina conductora, estando dicha bobina conductora dispuesta para producir una tensión (E) como resultado de una corriente (I_1) que se mide en el dispositivo, teniendo dicha bobina conductora un factor de sensibilidad de la bobina dependiente de la temperatura (H) asociado con el mismo;
- 10 el dispositivo comprende, además, una impedancia de terminación (Z_2) conectada a la bobina conductora, estando dicha impedancia de terminación dispuesta para atenuar la tensión (E) producida por la bobina conductora con un factor de atenuación dependiente de la temperatura (K) y para conectar la bobina conductora a un circuito de salida, estando dicho circuito de salida dispuesto para producir una tensión de salida (V_{sal}) indicativa de la corriente (I_1) que se mide, en el que la impedancia de terminación (Z_2) comprende una combinación de una resistencia y un condensador;
- 15 en el que la impedancia de terminación (Z_2) tiene un primer valor de impedancia por debajo de una frecuencia umbral predeterminada para la tensión de salida (V_{sal}) y un segundo valor de impedancia, diferente, por encima de dicha frecuencia umbral predeterminada, en el que el primer valor de impedancia está dispuesto de modo que, cuando hay un cambio de temperatura en la bobina conductora que produce un cambio correspondiente en el factor de sensibilidad de la bobina (H), el factor de atenuación (K) también cambia, de modo que el valor de la tensión de salida (V_{sal}) permanece sustancialmente sin cambios, y en el que dicho segundo valor de impedancia se determina de modo que proporciona amortiguación en la bobina conductora.
- 20 2. Un dispositivo de medición de la corriente según la reivindicación 1, en el que la bobina conductora comprende una bobina de Rogowski.
- 25 3. Un dispositivo de medición de la corriente según la reivindicación 2, en el que la bobina de Rogowski comprende cualquiera de: una abrazadera de bobina, una bobina de circuito cerrado, una bobina de Rogowski de circuito impreso y una bobina enrollada en un cuerpo no conductor.
- 30 4. Un dispositivo de medición de la corriente según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el circuito de salida incluye un integrador.
- 35 5. Un dispositivo de medición de la corriente según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que, en funcionamiento, la impedancia de terminación (Z_2) se comporta como una resistencia, al menos en un intervalo de frecuencias predeterminado.
- 40 6. Un dispositivo de medición de la corriente según la reivindicación 1, en el que dicho umbral de frecuencia predeterminado es inferior a la frecuencia natural de la bobina conductora.
- 45 7. Un dispositivo de medición de la corriente según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la bobina conductora tiene una resistencia de bobina asociada (R_1), en el que el valor de la resistencia de la bobina (R_1) es menor que el valor de la impedancia de terminación (Z_2), al menos sobre parte del intervalo de frecuencias operativo del dispositivo.
- 50 8. Un dispositivo de medición de la corriente según la reivindicación 7, en el que el valor de la resistencia de la bobina (R_1) asociada con la bobina conductora es dependiente de la temperatura.
9. Un procedimiento para medir la corriente, comprendiendo el procedimiento la etapa de usar un dispositivo de medición de la corriente según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8.

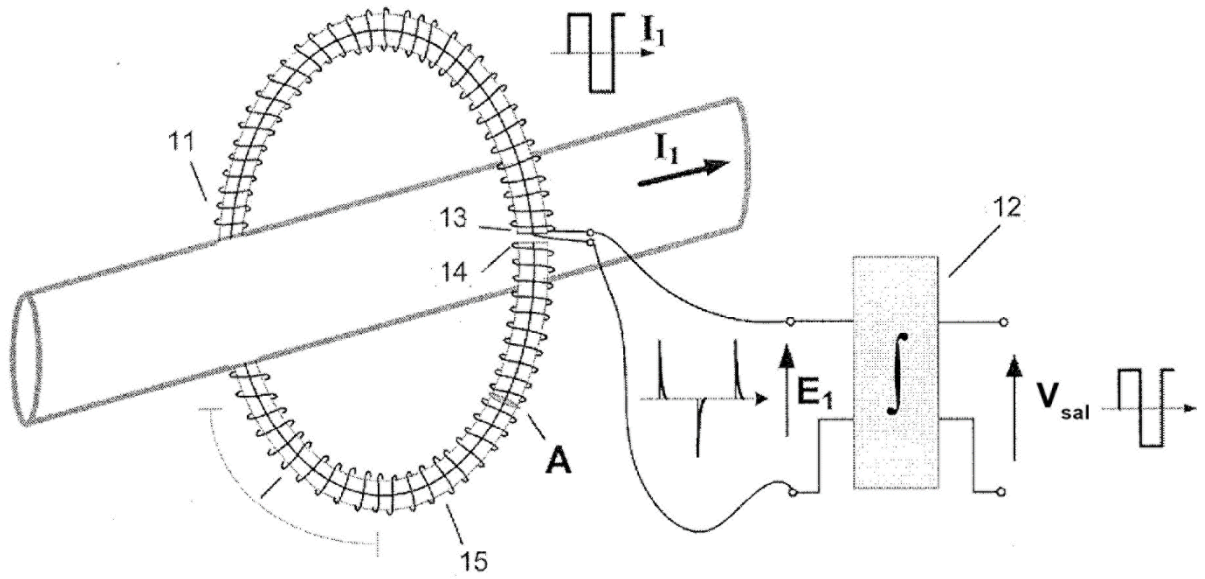


Fig. 1

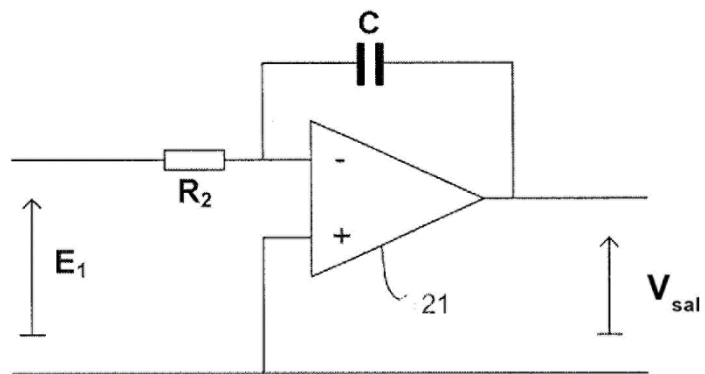


Fig. 2

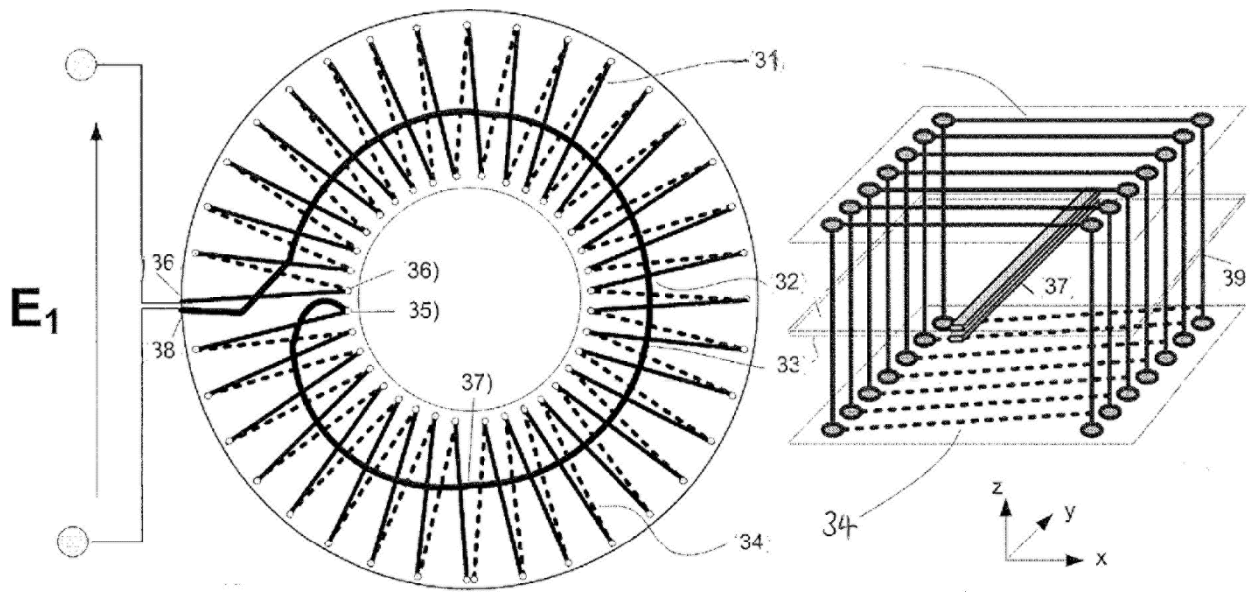


Fig. 3

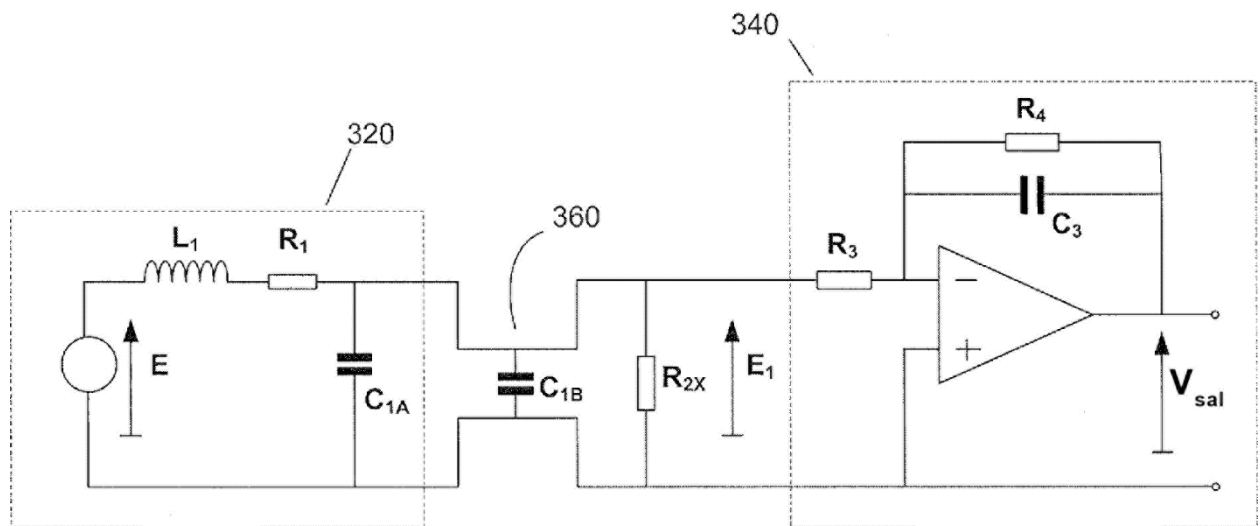


Fig. 4

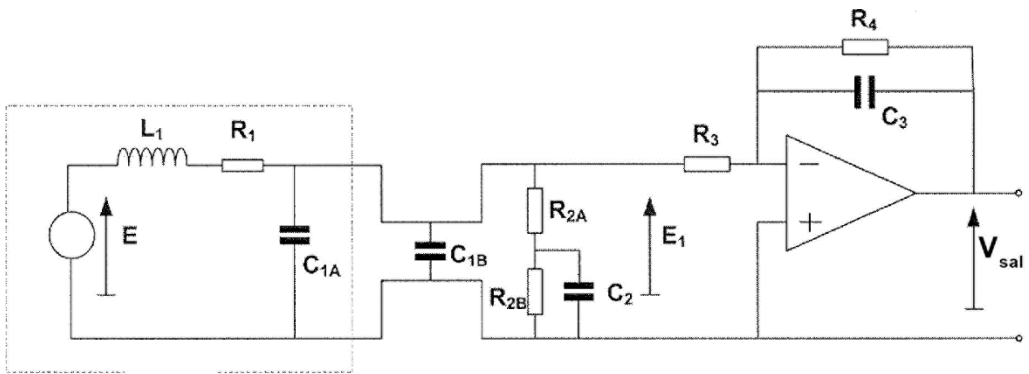


Fig. 5

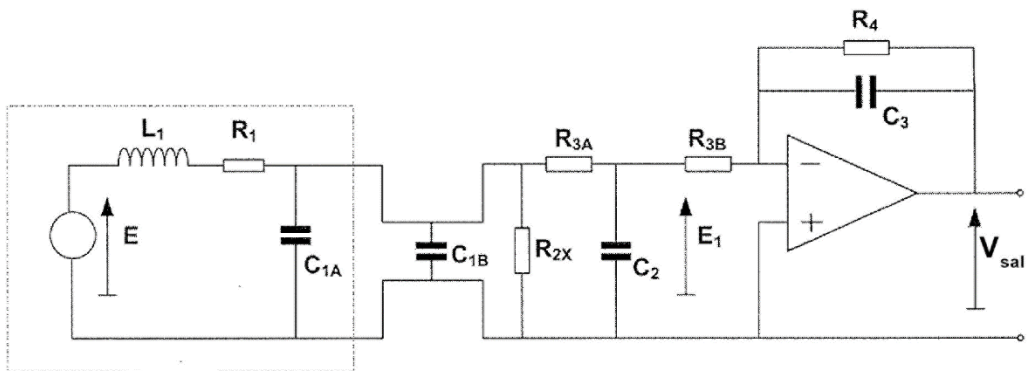


Fig. 6

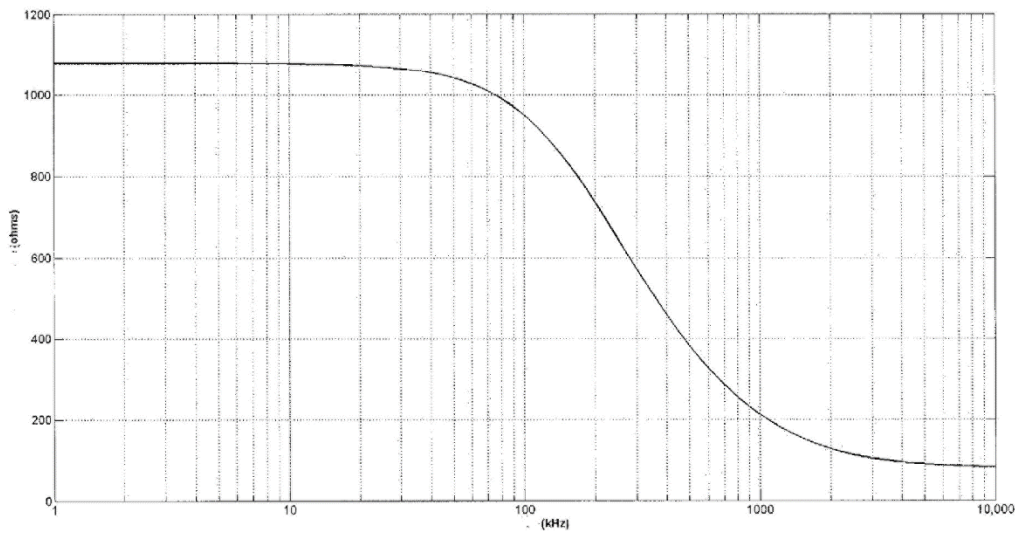


Fig. 7

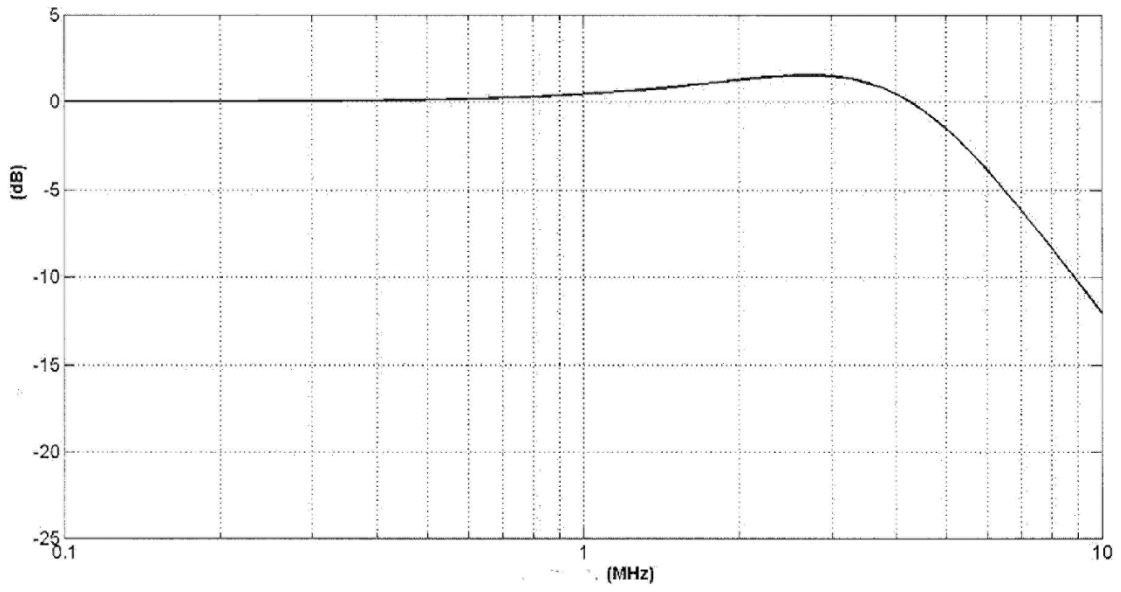


Fig. 8

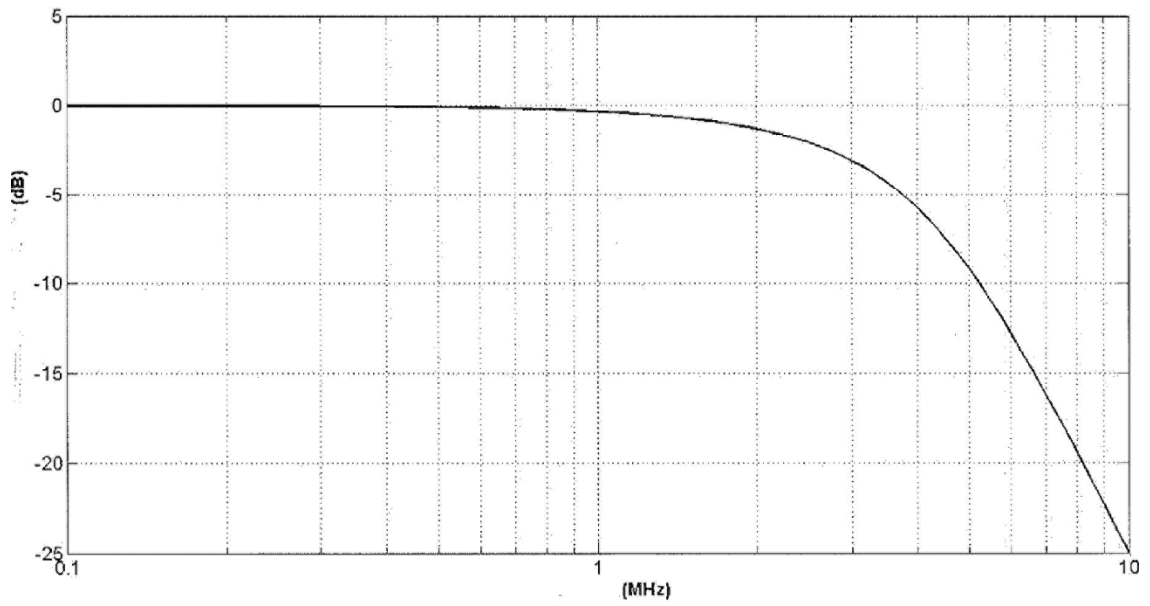


Fig. 9

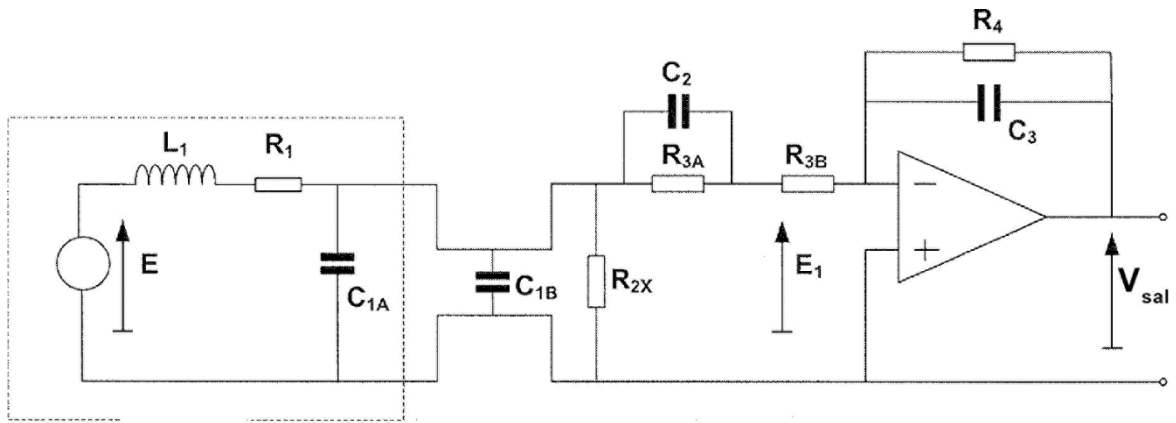


Fig. 10

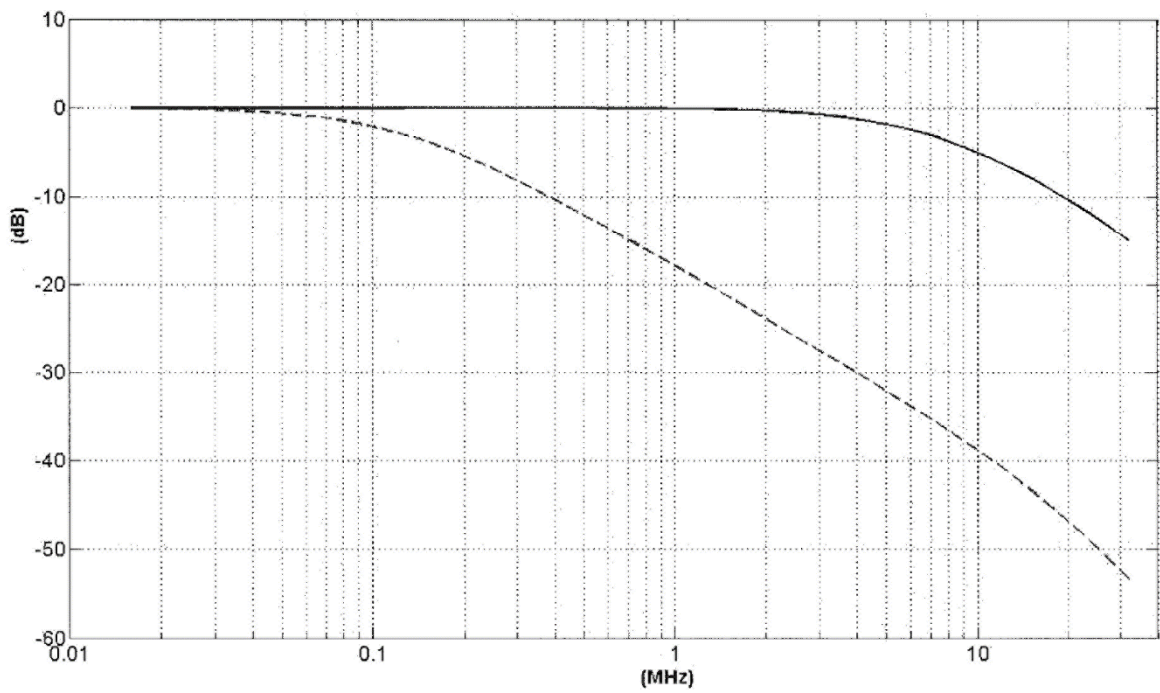


Fig. 11

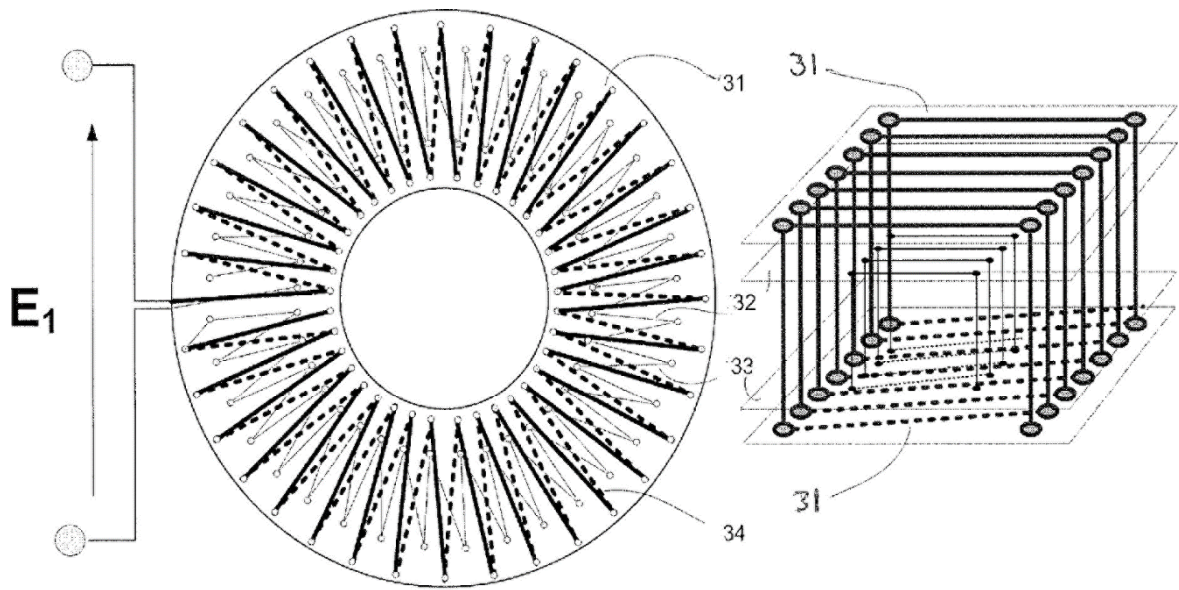


Fig. 12