

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **3 025 962**

51 Int. Cl.:

H01F 5/00 (2006.01)

G01R 15/18 (2006.01)

G01R 19/00 (2006.01)

H01F 38/32 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **29.07.2020** **PCT/US2020/044007**

87 Fecha y número de publicación internacional: **04.02.2021** **WO21021889**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.07.2020** **E 20846878 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.04.2025** **EP 4004956**

54 Título: **Sensores de corriente que emplean bobinas de Rogowski y métodos de uso de los mismos**

30 Prioridad:

29.07.2019 US 201962879700 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
10.06.2025

73 Titular/es:

GEORGIA TECH RESEARCH CORPORATION
(100.00%)

926 Dalney Street, NW
Atlanta, GA 30318, US

72 Inventor/es:

KULKARNI, SHREYAS y
DIVAN, DEEPAK

74 Agente/Representante:

SÁEZ MAESO, Ana

ES 3 025 962 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

Sensores de corriente que emplean bobinas de Rogowski y métodos de uso de los mismos

Referencia cruzada a solicitudes relacionadas

5 Esta solicitud reivindica el beneficio de la Solicitud Provisional de EE. UU. con No. de serie 62/879,700, presentada el 29 de julio de 2019.

Declaración de Investigación Patrocinada Federalmente

Esta invención se realizó con apoyo gubernamental mediante la concesión No. DE-OE0000877, otorgada por el Departamento de Energía. El gobierno tiene ciertos derechos sobre la invención.

Campo técnico de la invención

10 Las diversas realizaciones de la presente divulgación se refieren en general a sensores de corriente. Más particularmente, las diversas realizaciones de la presente divulgación se refieren a sensores de corriente que emplean bobinas de Rogowski.

Antecedentes de la invención

15 Las empresas eléctricas están instalando diversos sensores para un conocimiento avanzado de la situación en las redes de subtransmisión y distribución. Los sensores de corriente son fundamentales para registrar corrientes de estado estacionario y de falla en diferentes partes de la red. Se han utilizado normalmente transformadores de corriente por las empresas. Sin embargo, las limitaciones de coste y rango dinámico están impulsando a las empresas a adoptar soluciones más novedosas, como las bobinas de Rogowski. La implementación típica de una bobina de Rogowski se muestra en la Figura 1. Las bobinas de Rogowski exhiben
20 varias ventajas sobre los transformadores de corriente (CT) y otros sensores de efecto magnético, como los de efecto Hall o incluso los transductores de corriente basados en derivación. Las bobinas de Rogowski, que rodean los conductores, normalmente son de núcleo de aire y, por lo tanto, no se saturan debido a la ausencia de elementos magnéticos. Se puede lograr un alto ancho de banda, junto con una respuesta lineal en un amplio rango dinámico, en comparación con los CT con núcleos magnéticos. Las bobinas de Rogowski también son
25 resistentes al ruido térmico, conducido y radiado. Adicionalmente, ofrecen aislamiento y requieren un acondicionamiento de señal mínimo, lo que los hace ideales para aplicaciones de electrónica de potencia. En comparación con las bobinas de Rogowski, los CT pueden ser voluminosos y costosos.

30 Las empresas han utilizado diversos sensores para capturar señales de forma de onda, lo cual constituye un recurso útil para las operaciones de las empresas, particularmente en relés de protección. Estas señales de corriente de falla también pueden ayudar a identificar equipos defectuosos, realizar mantenimiento predictivo o análisis posteriores a eventos. Por ejemplo, se ha mostrado que los datos de forma de onda se pueden utilizar para reconocer tipos de fallas en líneas de distribución aérea. Adicionalmente, las bobinas de Rogowski se han utilizado para el diagnóstico de fallas del estator en las máquinas.

35 Con los recientes avances en las técnicas de fabricación, los diseñadores han integrado los devanados toroidales en placas de circuito impreso (PCB), logrando de esta manera un factor de forma compacto, bajo coste y buena reproducibilidad. La disponibilidad de amplificadores operacionales (op-amps) calibrado con precisión ha ayudado a lograr circuitos integradores analógicos (activos) con baja deriva, asentamiento rápido. La bobina de Rogowski emite una señal proporcional al diferencial de la corriente encerrada en esta (sensor di/dt). Los integradores analógicos pueden acondicionar las señales de la bobina de Rogowski y cargarlas a un
40 convertidor de datos y una unidad basada en microprocesador que puede registrar los datos o realizar ciertas acciones de control en base a estos. Se han desarrollado bobinas de Rogowski basadas en PCB tanto para frecuencias de línea de potencia (50/60 Hz) como para convertidores de potencia de modo conmutado.

45 Sin embargo, estos dispositivos convencionales presentan ciertas limitaciones que deben mejorarse. Por ejemplo, el rango dinámico de las bobinas de Rogowski está limitado por los circuitos de acondicionamiento de señal. Esto se debe a que los op-amps asociados se saturan a niveles de señal finitos, lo que causa distorsión y recorte de la señal. Estos circuitos también pueden agregar desplazamiento de fase en la señal, lo que puede agregar errores significativos cuando la señal se utiliza para la medición de potencia o para la operación de equipos de protección.

50 Con sistemas basados en microprocesadores y procesadores de señales digitales (DSP), la función de integración se puede realizar digitalmente, utilizando filtros para lograr una mejor respuesta de fase. Se ha utilizado un integrador digital basado en FPGA y un amplificador de ganancia programable (PGA) para controlar la ganancia y garantizar que el voltaje de la bobina se escale para la etapa del ADC (convertidor de datos analógico a digital). Se han propuesto técnicas de compensación digital tanto en el dominio-tiempo como en el dominio-frecuencia para reconstruir las señales de corriente de entrada. Sin embargo, estos enfoques agregan
55 costes de hardware, computación y consumo de potencia.

Adicionalmente, con una estructura tradicional de bobina cerrada, resulta difícil instalar estos sensores en conductores ya presentes en campo. En su lugar, las empresas eléctricas deben desenergizar los circuitos, cortar los conductores y pasarlos a través de la bobina de Rogowski como parte del proceso de instalación - una tarea que agrega significativamente costes generales. Por lo tanto, la capacidad de modernización es importante para un diseño económico y comercialmente viable. Pero, aunque se han propuesto varios diseños, las soluciones siguen siendo significativamente caras ($> \$150$) y no tienen otras ventajas.

Se han propuesto en la literatura varios sensores de bobina de Rogowski integrados en PCB, con sintonización precisa para las frecuencias de interés. El ancho de banda de la bobina de Rogowski está determinado por la frecuencia autorresonante (f_r), que depende de los parámetros concentrados (L , C , R) de la bobina. Por lo tanto, es importante comprender la dependencia de los parásitos en la construcción de la bobina. A frecuencias más bajas, la bobina puede actuar como una bobina autointegradora si la resistencia de terminación $R_t < \omega L$, y como un sensor dI/dt si $R_t > \omega L$; por lo tanto, la terminación de la bobina también es importante.

El diseño del integrador a frecuencias más bajas también puede ser complejo, ya que se puede acumular una deriva de desplazamiento de baja frecuencia o el condensador en la retroalimentación RC se puede descargar, causando errores. Es difícil diseñar un integrador de amplio ancho de banda que pueda medir tanto la línea de potencia (50/60 Hz) como las altas frecuencias (rango de varios kHz), como las que se encuentran en los convertidores de potencia conmutados. Con frecuencia, las implementaciones convencionales de bobinas de Rogowski de PCB cumplen con los requisitos de la línea de potencia o de alta frecuencia. La combinación de la respuesta en frecuencia de la propia bobina de PCB con el integrador analógico de 1º orden se muestra en la Figura 2. Los +20 dB/dec debidos a la bobina y los 20 dB/dec del integrador resultan en una respuesta de ganancia relativamente plana en el ancho de banda de integración. Un sintonización cuidadosa del integrador puede resultar en un diseño de ancho de banda amplio, que solo se limita por la ganancia de integración y la frecuencia de autorresonancia de la bobina, como se discute a continuación.

Como tal, un circuito de acondicionamiento de señal ideal puede implicar un diseño analógico preciso con un ancho de banda amplio, una deriva de fase casi nulo en frecuencias que varían desde la línea de potencia hasta varias decenas de kHz, y puede escalar y rastrear la señal de acuerdo con la corriente medida. Esto permitiría capturar transitorios rápidos y corrientes de falla sin las limitaciones impuestas por los circuitos de acondicionamiento de señal.

Una limitación importante del sistema de acondicionamiento de señal de Rogowski es el rango dinámico. Aunque las bobinas de Rogowski (con núcleo de aire) en sí mismas no se saturan y ofrecen un rango dinámico mayor que los CT basados en núcleo magnético (que sí se saturan), la principal limitación de los sensores convencionales basados en bobinas de Rogowski es el circuito de acondicionamiento de señal. El acondicionamiento de señal basado en integrador activo puede tener un rango dinámico limitado y comienza a saturarse (causando distorsión y recorte de la señal) cuando los niveles de señal alcanzan las tensiones del riel de suministro. Con una ganancia de integrador estática, el rango dinámico se dicta por las tensiones del riel. Esto implica un importante nivel de selección y sintonización en campo para adaptar las corrientes que fluyen hacia el propio sensor. En consecuencia, las empresas eléctricas se ven obligadas a emplear diferentes sensores dependiendo de la corriente nominal del activo, por ejemplo, de 10-5000A para estado estacionario en cinco etapas distintas, que no incluyen las corrientes de falla.

Como se muestra en la Figura 1, la mayoría de las soluciones convencionales de monitorización de activos basadas en bobinas de Rogowski tienen una bobina, una parte frontal analógica, un ADC, una MCU (unidad de microcontrolador) y una radio. Algunas aplicaciones utilizan sensores especializados como las μ -PMU (unidades de medición de microfasores) para una visibilidad avanzada de la red o para la extracción de corrientes d , q y de secuencia cero en sistemas trifásicos. La radio incluye una red celular o un protocolo estándar del Internet de las Cosas (IoT), con un dispositivo de enlace inalámbrico para la conectividad en la nube. Los sensores actuales suelen ser muy caros; un sensor típico de corriente/voltaje que cuesta más de \$1200 para monitorizar un transformador de valor similar, lo que dificulta enormemente la justificación de costes. Estos costes no incluyen el sistema de gestión de datos, que requiere personalización, instalación y mantenimiento. Como resultado, si bien la necesidad de una detección ubicua es bien conocida, su elevado coste ha limitado la implementación de estos sensores únicamente a aplicaciones de alto valor.

Por lo tanto, subsiste la necesidad de sensores de corriente mejorados que aborden uno o más de los problemas discutidos anteriormente. Diversas realizaciones de la presente divulgación abordan este deseo.

El documento CN 102 967 742 A divulga un transformador electrónico dentro de un amplio rango de inspección de corriente donde un circuito de control utiliza la magnitud de la señal analógica detectada para ajustar la ganancia de un amplificador variable. El circuito de control comprende un circuito analógico, un convertidor analógico a digital y un microprocesador. El documento US 8 264 215 B1 divulga otro sistema en el que se utiliza un sensor de corriente de bobina de Rogowski junto con un circuito de control similar que ajusta la ganancia en base a la magnitud de la señal analógica detectada.

El documento US 2017/315166 A1 divulga un dispositivo que comprende una placa de circuito, una bobina de Rogowski en la placa de circuito, un almacenamiento de datos persistente en la placa de circuito y un circuito de control en la placa de circuito para recolectar valores que representan la corriente detectada por la bobina y almacenarlos en la memoria persistente.

5 Breve resumen de la invención

La presente divulgación se refiere a sensores de corriente y métodos de medición de corriente.

Las realizaciones de la invención se establecen en las reivindicaciones adjuntas.

10 Estos y otros aspectos de la presente divulgación se describen en la Descripción Detallada de la Invención que figura a continuación y en las figuras acompañantes. Otros aspectos y características de las realizaciones de la presente divulgación resultarán evidentes para los expertos con conocimientos básicos en la técnica al
 15 revisar la siguiente descripción de realizaciones específicas, de ejemplo de la presente divulgación junto con las figuras. Si bien las características de la presente divulgación se pueden discutir en relación con ciertas realizaciones y figuras, todas las realizaciones de la presente divulgación pueden incluir una o más de las características discutidas en el presente documento. Además, si bien una o más realizaciones se pueden discutir por tener ciertas características ventajosas, una o más de dichas características también se pueden utilizar con las diversas realizaciones de la divulgación discutidas en el presente documento. De igual manera, si bien las realizaciones de ejemplo se pueden discutir a continuación como realizaciones de dispositivo, sistema o método, se debe entender que dichas realizaciones de ejemplo se pueden implementar en diversos dispositivos, sistemas y métodos de la presente divulgación.

20 Breve descripción de los dibujos

La siguiente Descripción Detallada se comprende mejor al leerse junto con los dibujos adjuntos. A modo de ilustración, en los dibujos se muestran realizaciones de ejemplo, pero el objeto no se limita a los elementos e instrumentos específicos divulgados.

25 La Figura 1 proporciona un esquema de una bobina de Rogowski utilizada en diversas realizaciones de la presente divulgación.

La Figura 2 proporciona un gráfico de la respuesta en frecuencia de una bobina de Rogowski basada en PCB, un integrador y una combinación de integrador y bobina.

La Figura 3 proporciona un esquema de un sensor de corriente, de acuerdo con una realización de ejemplo de la presente divulgación.

30 Las Figuras 4A y 4B ilustran la estructura de un sensor de corriente y un circuito equivalente, respectivamente, de acuerdo con una realización de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 5 proporciona una fotografía de cuatro sensores de corriente, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

35 Las Figuras 6A-D proporcionan gráficos de las tendencias de impedancia de los sensores de corriente sin carga mostrados en la Figura 5.

La Figura 7 proporciona un gráfico de las salidas de bobinas de los cuatro sensores mostrados en la Figura 5 cuando se excitan con una corriente primaria de $1.2 A_{RMS}$ a 60 kHz.

La Figura 8 proporciona la respuesta escalonada de la Bobina D de la Figura 5 para una corriente primaria de onda cuadrada de $333 mA_{pk}$ a 100 kHz.

40 La Figura 9 ilustra la variación de la inductancia mutua M con la posición del conductor dentro de las bobinas C y D de la Figura 5.

La Figura 10 ilustra un diagrama de bloques de un sensor de corriente de ejemplo, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

45 La Figura 11 ilustra un proceso de corrección del rango dinámico, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 12 ilustra el efecto de la varianza de ganancia durante un proceso de corrección del rango dinámico, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 13 ilustra un proceso de corrección del rango dinámico en un sensor de corriente, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

Las Figuras 14A-C ilustran un esquema de prueba, la configuración y el prototipo fabricado de un sensor de corriente, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

Las Figuras 15A-D ilustran la respuesta transitoria de un integrador: (A) simulaciones SPICE a 60 Hz; (B) proporciona pruebas de hardware a 60 Hz; (C) simulaciones SPICE a 600 Hz; y (D) pruebas de hardware a 600 Hz, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

Las Figuras 16A-B ilustran la salida del sensor de corriente a diversas frecuencias: 60 Hz, 600 Hz, 6 kHz, 60 kHz de excitación sinusoidal y a 15 kHz de excitación de onda cuadrada y triangular, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 17 proporciona un gráfico de la respuesta en frecuencia de un sensor de ejemplo desde $i_p(t)$ hasta la salida del sensor $v(t)$, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

Las Figuras 18A-B proporcionan un esquema y una configuración de prueba para un bucle de circulación de corriente, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 19 proporciona gráficos de las salidas de un sensor de corriente de ejemplo a diversos niveles de corriente de entrada a 60 Hz, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 20 proporciona gráficos de formas de onda de prueba para un algoritmo de corrección de rango dinámico, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

Las Figuras 21A-C proporcionan gráficas de una forma de onda de osciloscopio, datos muestreados del ADC en el sensor y proporciona una forma de onda reconstruida, respectivamente, para la captura de corriente de falla desde 410 A_{RMS} en estado estacionario hasta 21 kA_{RMS}, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

Las Figuras 22A-C proporcionan gráficos de una forma de onda de osciloscopio, datos muestreados del ADC en el sensor y proporciona una forma de onda reconstruida, respectivamente, para la recuperación de falla desde 50 kA_{RMS} hasta 330 A_{RMS}, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 23 proporciona un esquema y una configuración de prueba para generar un impulso de alta corriente utilizando un transformador de bobinado coaxial (CWT).

Las Figuras 24A-B proporcionan la forma de onda del osciloscopio y la forma de onda de corriente reconstruida, respectivamente, durante una prueba de pulso de un sensor de corriente, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 25 ilustra los espectros de ruido en diversas etapas de un sensor de corriente de ejemplo, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

La Figura 26 proporciona un esquema y una configuración de prueba para realizar una prueba de interferencia, en la que i_1 es la corriente medida e i_2 el ruido externo de origen, a una distancia de 6 cm de la bobina de Rogowski, de acuerdo con realizaciones de ejemplo de la presente divulgación.

Descripción detallada de la invención

Los componentes, etapas y materiales que se describen a continuación, como elementos de la invención están destinados a ser ilustrativos y no limitantes. Muchos componentes, etapas y materiales adecuados que realizarían funciones iguales o similares a las de los componentes, etapas y materiales descritos en el presente documento se incluyen en el alcance de la invención. Dichos otros componentes, etapas y materiales no descritos en el presente documento pueden incluir, pero no se limitan a, componentes o etapas similares que se desarrollan posteriormente al desarrollo de la invención.

Como se muestra en la Figura 3, diversas realizaciones de la presente divulgación incluyen una bobina de Rogowski 105 colocada sobre un sustrato 110. El sustrato 110 puede ser de diversos tipos. En una realización de ejemplo, el sustrato 110 puede ser una placa de circuito impreso (PCB). En algunas realizaciones, la PCB comprende múltiples capas.

El sustrato comprende una abertura 115. La abertura 115 está configurada para permitir el paso de un conductor 120 a través de la misma. Como se muestra en la Figura 3, la bobina de Rogowski 105 se puede colocar a lo largo del perímetro de la abertura 115. Por ejemplo, las pistas de la bobina se pueden integrar en el sustrato 110. La bobina de Rogowski 105 puede tener un radio interior y un radio exterior. Como también se muestra en la Figura 3, la bobina 105 puede incluir terminales 125. Cuando el conductor 120 que pasa a través de la abertura 115 transporta una corriente eléctrica alterna, la bobina de Rogowski 105 genera una señal de voltaje analógica en los terminales de la bobina 125, proporcional a la magnitud de la corriente transportada por el conductor 120.

El sustrato 110 puede ser una pieza continua, lo que significa que el conductor 120 se inserta normalmente a través de la abertura 115, o el sustrato puede ser "de tipo abrazadera", como se muestra en la Figura 3. En la configuración "de tipo abrazadera", el sustrato 110 comprende una primera porción 111 y una segunda porción 112. Una primera porción de la bobina de Rogowski 106 se puede colocar sobre la primera porción del sustrato 111, y una segunda porción de la bobina de Rogowski 107 se puede colocar sobre la segunda porción del sustrato 112. En algunas realizaciones, la primera y la segunda porción del sustrato 111 y 112 pueden comprender uno o más conectores (no mostrados) para conectar de forma desmontable las porciones 111 y 112. Los conectores pueden ser diversos, conocidos por los expertos en la técnica. Por lo tanto, las porciones primera y segunda del sustrato 111, 112 se pueden separar y colocar alrededor de un conductor 120 existente. La primera y segunda porciones 111, 112 entonces se pueden conectar entre sí, de tal manera que la primera y segunda porciones de la bobina de Rogowski 106, 107 estén en comunicación eléctrica entre sí. La configuración "de tipo abrazadera" puede ser beneficiosa para medir la corriente transportada por un conductor 120 sin tener que desconectar un extremo del conductor 120 y pasarlo por la abertura 115; es decir, se ininterumpe la operación del conductor 120.

Como se discutió anteriormente, varios sensores de corriente de la presente divulgación utilizan bobinas de Rogowski. Específicamente, varias realizaciones emplean una placa de circuito impreso (PCB) que tiene pistas de bobina integradas que forman una estructura toroidal. La vista superior y la vista lateral de dicha PCB se muestran en la Figura 4A (con un circuito equivalente mostrado en la Figura 4B). Si h es el grosor de la PCB, y a , b , son los diámetros interno y externo de la bobina de PCB, se puede derivar una expresión en forma cerrada, que relaciona la inductancia mutua del conductor primario que transporta corriente con la bobina como se muestra en la Ecuación 1:

$$H = \frac{i_p}{2\pi x} \Rightarrow B = \mu_0 \cdot \frac{i_p}{2\pi x}$$

Ecuación 1

donde H es la intensidad del campo magnético, B es la densidad de flujo magnético y μ_0 es la permeabilidad del espacio libre, $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

$$\phi = \int_{a/2}^{b/2} B \cdot dA = \int_{a/2}^{b/2} \frac{\mu_0 \cdot i_p}{2\pi x} \cdot h \cdot dx = \frac{i_p \mu_0 h}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Ecuación 2

Con N número de vueltas en la PCB; por la ley de Faraday, el voltaje inducido en la bobina, v_0 se muestra en la Ecuación 3:

$$v_0 = -N \cdot \frac{d\phi}{dt} = -N \cdot \frac{\mu_0 h}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \cdot \frac{di_p}{dt}$$

Ecuación 3

La inductancia mutua M , se puede representar mediante la Ecuación 4:

$$M = -N \cdot \frac{\mu_0 h}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Ecuación 4

Normalmente, para aplicaciones de líneas de potencia, la Ecuación 5 es verdadera:

$$i_p(t) = i_a e^{j\omega t} \Rightarrow v_0(t) = -N j \omega \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) i_a e^{j\omega t}$$

Ecuación 5

Se puede observar que el voltaje inducido varía directamente con la frecuencia de la corriente primaria, lo que hace que la bobina de Rogowski sea adecuada para mediciones de corriente de alta frecuencia, ya que v_0 es proporcional a ω .

Las características de frecuencia de la bobina también dependen de los parámetros concentrados. La bobina puede aproximarse como un circuito LCR y la autoinductancia L_s y la resistencia en serie R_s se pueden estimar como se muestra en las Ecuaciones 6 y 7:

Ecuación 6
$$L_s = \frac{N^2 \mu_0 h}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Ecuación 7
$$R_s = 2N\rho \frac{d_l}{d_h \cdot d_w}$$

Donde ρ es la resistividad eléctrica de las pistas de PCB (para cobre, $\rho = 1.68 \times 10^{-1} \Omega m$), d_l , d_h y d_w son la longitud, la altura y el ancho de las pistas de PCB, y ϵ_0 es la permitividad del espacio libre, $8.854 \times 10^{-12} F/m$.

- 5 Se puede derivar una expresión en forma cerrada para la capacitancia concentrada C_s de una bobina integrada en PCB mediante métodos de elementos finitos, y los valores medidos se utilizan en el modelo presentado en el presente documento.

Es evidente que el ancho de banda de una bobina basada en PCB es mayor que varios cientos de kHz, según lo determinado por los parámetros concentrados L_s y C_s . La frecuencia de resonancia f_r se muestra en la Ecuación 8:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

Ecuación 8

En base a estos principios, se fabricaron cuatro bobinas integradas en PCB para comparar su rendimiento. Estas bobinas se muestran en la Figura 5. Dos de estas bobinas (bobinas A y B) tenían una estructura cerrada y eran idénticas entre sí, con la única diferencia en el grosor de la PCB. Las bobinas C y D eran bobinas de Rogowski "de tipo abrazadera" (que se discuten a continuación), con estructuras similares pero diferente número de vueltas.

Para los parámetros de las bobinas que se muestran en la Figura 5, los datos experimentales obtenidos con un analizador de impedancia (Figuras 6A-D) en las cuatro bobinas construidas muestran que $f_r > 10$ MHz, lo que las hace adecuadas para frecuencias de hasta 1 MHz. Los valores esperados utilizando las Ecuaciones 4-8 y los resultados de las mediciones con un analizador de impedancia se proporcionan en la Tabla I.

Tabla I

Comparación de parámetros esperados y medidos de la bobina impresa a $f = 60$ Hz

Parámetro	Bobina A		Bobina B		Bobina C		Bobina D	
	Esperado	Medido	Esperado	Medido	Esperado	Medido	Esperado	Medido
L_s	3.552 μH	3.375 μH	5.645 μH	5.986 μH	2.255 μH	2.238 μH	2.96 μH	3.103 μH
R_s	5.95 Ω	5.59 Ω	7.798 Ω	7.738 Ω	7.358 Ω	7.045 Ω	10.72 Ω	11.392 Ω
C_s	N/A	7.4 pF	N/A	15.2 pF	N/A	5.799 pF	N/A	5.281 pF
M	16.2 nH	17 nH	41.27 nH	44.78 nH	15.68 nH	15.5 nH	19.61 nH	19.91 nH
f_r	39.3 MHz	> 10 MHz	21.18 MHz	> 10 MHz	44.18 MHz	> 10 MHz	39.31 MHz	> 10 MHz

Para evaluar el rendimiento de las bobinas, se excitaron con la misma corriente ($i_p = 1.2 A_{RMS}$ a 60 kHz) y se comparó su voltaje de salida ($M di_p/dt$). La Figura 7 muestra que las respuestas de las bobinas de tipo abrazadera son comparables a las de las bobinas de núcleo cerrado, siendo la inductancia mutua M el factor determinante. Se puede concluir que las versiones de tipo abrazadera (bobinas C y D) son equivalentes a las bobinas basadas en PCB (bobinas A y B). La respuesta al escalón de la bobina D se muestra en la Figura 8, muestra una salida di_p/dt de ajuste rápido para una corriente de excitación de $i_p = 333 mA_{pk-pk}$.

Para una bobina de Rogowski con hueco de aire sin compensación, la inductancia mutua M varía tan solo un 3.52 % cuando el conductor está cerca al hueco de aire. También presenta poca variación en otras ubicaciones arbitrarias dentro de la bobina, lo cual se confirma con nuestros hallazgos.

Se realizó una prueba para medir la variación de la inductancia mutua debido a la posición del conductor dentro de la bobina. La configuración de la prueba se muestra en la Figura 9, con las posiciones marcadas. En base a la excitación de la corriente primaria y el voltaje de salida de la bobina de Rogowski, se midió la inductancia mutua utilizando las Ecuaciones 4 y 5. Se observó que la inductancia mutua normalizada M varió dentro de un ± 3 % al cambiar la posición del conductor. Sin embargo, es importante destacar que el sensor de ejemplo fue diseñado para cables de grado industrial (ACSR o calibre 1/0), por lo que la variación posicional es mínima.

Los resultados experimentales muestran que la configuración de núcleo abierto, se tipo abrazadera (utilizada en las bobinas C y D) tiene un rendimiento comparable al de los diseños de núcleo cerrado (utilizados en las

bobinas A y B). También se puede observar que los conectores no introducen ruido ni parásitos significativos en el modelo concentrado de la bobina de Rogowski, como se deduce de la Tabla I. Asimismo, se observa que el rendimiento dinámico se encuentra dentro de las especificaciones, lo que hace que la configuración de tipo abrazadera sea beneficiosa para una aplicación de amplio ancho de banda.

5 Como se muestra en la Figura 9, los sensores de corriente de la presente divulgación también comprenden un controlador. El controlador comprende componentes para procesar la señal analógica generada por la bobina de Rogowski. El controlador comprende un circuito analógico, un convertidor analógico a digital (ADC) y una unidad de microcontrolador (MCU) (o microprocesador). El circuito analógico se puede dividir en tres secciones: un amplificador de entrada, un integrador de bajo ruido y un amplificador de ganancia programable adaptativo.

10 Amplificador de Entrada: Las bobinas de Rogowski pueden ser muy sensibles (por ejemplo, aproximadamente 25.45 $\mu\text{V/A}$ a 60 Hz); la señal generada por la bobina se puede amplificar primero, antes de integrarla. Esto se puede lograr mediante un amplificador de instrumentación de ganancia programable para eliminar el ruido de modo común, el error de desviación y los acoplamientos de señal no deseados. Para igualar la capacidad de generación de la bobina de Rogowski, esta etapa es deseablemente una etapa de entrada de alta impedancia.
15 Por lo tanto, en una realización de ejemplo, se seleccionó un amplificador de instrumentación con una corriente de desviación de 0.15 nA y se convirtió en un amplificador de ganancia programable mediante el uso de interruptores analógicos de estado sólido, con una pérdida de inserción ultrabaja. El rango dinámico agregado debido a esta etapa es de 1:1000, es decir, de +0 a +60 dB.

20 Integrador de bajo ruido: El amplificador de entrada puede acondicionar la señal di/dt entrante y alimentarla a un circuito integrador de bajo ruido, baja deriva, sintonizado para operar en un rango de frecuencia, por ejemplo, de 20 Hz a 15 kHz. Se pueden utilizar Op-amps con una voltaje de desviación ultrabaja para minimizar la deriva. Adicionalmente, se puede utilizar una etapa de filtro paso alto para eliminar cualquier desviación de CC remanente que pueda causar distorsiones en la señal.

25 Amplificador de Ganancia Programable Adaptativo: En el tercer estado del circuito analógico, se puede utilizar un amplificador de ganancia programable (PGA) para acondicionar la señal para el ADC. El PGA se puede controlar digitalmente en un rango de ganancia, por ejemplo, de 0.125 a 176, lo que puede agregar 1:1400 al rango dinámico (es decir, de -18 a +45 dB). Además de la ganancia, esta etapa puede desplazar el nivel de la señal y centrarla alrededor de la mitad del riel de voltaje (+1.65 V), estableciéndola para los ADC de un solo extremo y diferenciales.

30 Conversión de Analógico a Digital y Microcontrolador: En el sensor de ejemplo mostrado en la Figura 10, la MCU utilizada fue el procesador de señal mixta MSP432P401R, que tiene consumo de potencia ultrabajo, alta velocidad (48 MHz) y excelente integración del ADC. El ADC integrado tiene una arquitectura de aproximación sucesiva, con una frecuencia de muestreo de hasta 200 kS/s. Para el propósito del experimento, se configuró para muestrear a 10 kHz y una arquitectura de sobremuestreo y promedio de 10 para generar y almacenar los
35 datos de forma de onda (16 muestras/ciclo) en la memoria flash integrada en un búfer de memoria cíclica.

Las especificaciones del diseño analógico de ejemplo se resumen en la Tabla II. El sensor puede lograr una corrección de rango de -18 a +105 dB en las formas de onda de la corriente entrante. La MCU puede capturar datos del ADC y controlar las ganancias de las etapas anteriores mediante siete E/S de propósito general. A continuación se describe un algoritmo de ejemplo para controlar las ganancias.

40 Tabla II

Especificaciones del sensor

Parámetro	Valor	Notas
Sensibilidad de la bobina de Rogowski	0.42 $\mu\text{V/A-Hz}$ o 25.45 $\mu\text{V/A}$ @ 60 Hz	Sensibilidad de la bobina de Rogowski para generar señales di/dt basadas en corrientes encerradas
Ancho de banda	20 Hz a 15 kHz	Acomoda 20+ armónicas en frecuencias de línea de potencia y también puede funcionar con fuentes de alimentación conmutadas.
Tiempo de estabilización @ 60 Hz	40 ms	Tiempo de estabilización del integrador al conmutar la ganancia abruptamente
Error de fase @ 60 Hz	2°	Precisión dentro del grado de medición
Tiempo de estabilización @ 600 Hz	9 ms	Tiempo de estabilización del integrador al conmutar la ganancia abruptamente
Resolución	ADC de aproximación sucesiva de 14 bits	La resolución de medición real está regida por la configuración de ganancia y el algoritmo DRC.

Tiempo de conmutación de ganancia	400 ns	El tiempo de transición de ganancia satisface los requisitos de conmutación de alta velocidad
-----------------------------------	--------	---

En diversas realizaciones de la presente divulgación, la ganancia aplicada a la señal analógica generada por la bobina de Rogowski se puede variar, lo que permite que el sensor alcance una alta resolución manteniendo un alto grado de precisión. Por ejemplo, en algunas realizaciones, el sensor de corriente se puede configurar para medir la corriente eléctrica alterna relativa a una escala completa con una resolución de 1000:1 y una precisión del 1 %, en la que la escala completa puede superar los 5000:1.

Como se utiliza en el presente documento, "escala completa" se refiere a la corriente máxima que la combinación del circuito de acondicionamiento de señal y la etapa de adquisición de datos del sensor puede soportar, funcionando sin alinealidad ni distorsiones. La "resolución de 1000:1" define el rango de mediciones discretas y válidas que se pueden realizar correctamente con la ayuda de la etapa de adquisición de datos. Una "resolución de 1000:1" se refiere a 1000 etapas discretas en los que se puede asignar a las mediciones un valor digital o discreto utilizando la etapa de adquisición de datos. La "Precisión del 1 %" establece un límite superior de error del 1 % del valor real al operar a la escala nominal completa de la corriente. La frase "la escala completa puede variar por encima de 5000:1" se refiere a que la etapa de acondicionamiento adaptativo de señal puede variar la escala completa de operación en un rango desde 1x hasta 5000x.

Por ejemplo, supongamos que una implementación del sensor se configura para medir una corriente completa de 10 amperios con una resolución de 1000:1 y una precisión del 1 %. Esto indica que la corriente máxima que se puede medir con el sensor es de 10 amperios y la corriente mínima medida es de 0.01 amperios. Con una precisión del 1 %, el error máximo al medir una corriente de 10 amperios es de 0,1 amperios. Con el acondicionamiento adaptativo de señal, la escala completa (es decir, la entrada máxima medible) puede variarse en un rango de 5000:1, lo que indica que el sensor puede cambiar la escala completa de 10 amperios a 50,000 amperios, manteniendo una precisión del 1 % (error máximo de 500 amperios en la escala completa de 50,000 amperios) y una resolución de 1000:1 (es decir, es capaz de medir 50 amperios como la medición más baja).

En algunas realizaciones de la invención, la ganancia aplicada a la señal analógica generada por la bobina de Rogowski se varía utilizando una Corrección de Rango Dinámico Utilizando Inteligencia de Borde. El método de Corrección de Rango Dinámico puede ajustar la ganancia de los circuitos analógicos para que la corriente medida se mapee en un rango de escala completa del ADC (por ejemplo, 0-3.3 V), especialmente cuando la corriente cambia drásticamente en situaciones de fallo. Una ilustración de este concepto se muestra en la Figura 11, donde la corriente cambia repentinamente desde 14 A_{pk} hasta 400 A_{pk}. En este escenario, con una oscilación finita de riel a riel en el integrador analógico, la etapa analógica puede saturar y recortar la señal, lo que resulta en distorsión. Sin embargo, al ajustar dinámicamente las ganancias de la etapa analógica para que coincidan con los niveles de corriente, la señal analógica se puede "comprimir" para mantenerla dentro de la oscilación de riel a riel y se puede "descomprimir" durante el posprocesamiento. Esto crea una correspondencia efectiva entre la corriente de entrada $i(t)$ y el voltaje de salida del sensor $v(t)$, y se puede utilizar para conmutar las ganancias, como se muestra en la Figura 12. Sin embargo, en algunas realizaciones, la magnitud por sí sola no se utiliza para la corrección de rango, ya que puede provocar vibraciones. Por lo tanto, de acuerdo con la invención, la información di/dt también se utiliza, como sigue:

Considérese una corriente de entrada de estado estacionario $i(t)$ que fluye en el conductor de la red eléctrica. A partir de la Ecuación 5, el voltaje inducido en las bobinas de Rogowski es $v_o(t) = M di(t)/dt$. El integrador con una ganancia G produce una salida representada en la Ecuación 9:

$$v(t) = \int G.M. \frac{di(t)}{dt} = G.M.i(t) \implies \frac{dv}{dt} = K \frac{di}{dt}$$

Ecuación 9

Se puede observar que la salida del integrador dv/dt está relacionada con la entrada di/dt mediante una constante, K , que representa la ganancia total del sistema. Por lo tanto, cuando la entrada di/dt cambia drásticamente (por ejemplo, aumenta un umbral predeterminado) en caso de falla, la MCU puede calcular dv/dt y, conocer la ganancia del integrador, estimar el nivel de corriente en el conductor primario. En base a estos valores, se puede calcular una nueva ganancia para evitar la saturación de la etapa analógica, como se muestra en la Figura 13.

El dv/dt se puede calcular en el dominio discreto mediante $dv/dt = (v[n] - v[n-1]) \cdot f_s$ donde $f_s = 10$ kS/s; y utilizar para generar el siguiente valor de ganancia $G[n+1]$, que depende del valor de ganancia actual $G[n]$, la tendencia RMS del voltaje v_{rms} y el dv/dt calculado. Puede existir un mapeo preestablecido de ganancias correspondientes a diferentes niveles de corriente para los cuales la variación de corriente se mapea en el rango de escala completa del ADC. Por ejemplo, $i(t) \in [1, 10] \text{ A} \rightarrow dv/dt \in [K.w, 10.K.w]$; $i(t) \in [10, 100] \text{ A} \rightarrow dv/dt \in [10.K.w, 100.K.w]$ y así sucesivamente. La MCU luego establece la ganancia K para que $v[n+1]$ se mantenga dentro de 0-3.3V. Este procedimiento de ejemplo se resume en el Algoritmo 1. Por lo tanto, el sensor

de ejemplo puede detectar inteligentemente señales di/dt altas y ajustar la ganancia para obtener el mapeo de escala completa al ADC.

Algoritmo 1 Algoritmo para la Corrección de Rango Dinámico

Entrada del ADC: Muestreo el n^{avo} instante, $v[n]$

Entrada de la memoria: N muestras previas: $v[n - 1], v[n - 2] \dots v[n - N]$

Repetir:

1: Utilizar $v[n]$ y $v[n - 1]$ para calcular dv/dt

2: Calcular di/dt utilizando dv/dt y la ganancia actual G_i

3: Utilizar $\{v[n], v[n - 1] \dots v[n - N]\}$ para hallar v_{rms}

4: Utilizar v_{rms} y $G[n]$ para hallar $i(t)$

5: Utilizar di/dt , $G[n]$ e $i(t)$ clasificar $i(t)$ en modo normal o modo de falla

6: Si es modo de falla entonces

7: Seleccionar la ganancia más baja apropiada para $G[n + 1]$ correspondiente al di/dt calculado

8: Desencadenar un modo de captura de forma de onda y guardar los datos muestreados en una sección especial de la memoria

9: de lo contrario

10: Asegurarse de que $G[n + 1]$ sea adecuado para el $i(t)$ actual

11: Fin si

- 5 Los sensores divulgados en el presente documento también pueden incluir un transceptor. Los sensores pueden utilizar el transceptor para comunicarse con un dispositivo remoto. En algunas realizaciones, el transceptor es inalámbrico, es decir, un transceptor configurado para comunicarse con un dispositivo remoto (por ejemplo, un ordenador remoto, servidor, nube, etc.) mediante una señal inalámbrica. En algunas realizaciones, el sensor puede recibir una señal de comando desde un dispositivo remoto, que puede indicar que debe transmitir una señal de respuesta a dicho dispositivo, indicativa de la corriente medida por el sensor.
- 10 En algunas realizaciones, el sensor de corriente se puede configurar para transmitir dicha señal a un dispositivo remoto de acuerdo con un programa predeterminado.

Los sensores divulgados en el presente documento también pueden incluir una fuente de alimentación para alimentar el sensor de corriente. La fuente de alimentación puede ser una de las fuentes de alimentación conocidas en la técnica, que incluye, pero no se limita a, baterías, un panel solar, una conexión por cable a una red eléctrica/generador, etc.

15

Ejemplo

No se describirá el rendimiento de un sensor de corriente de ejemplo. El sensor de corriente de ejemplo se fabricó en una PCB compacta de 6 cm por 6 cm y la configuración de prueba en banco se muestra en las Figuras 14A-C. La Figura 14A ilustra un esquema del sensor de ejemplo probado, la Figura 14B ilustra la configuración de prueba y la Figura 14C ilustra el prototipo fabricado. Se utilizó una sonda de corriente de Pearson como medida de referencia para validar el rendimiento del sensor propuesto.

20

Respuesta Transitoria del Integrador: Para la captura de corriente de falla, la etapa del integrador se puede sintonizar para una respuesta transitoria rápida, idealmente estableciéndose en los valores esperados en unos pocos ciclos de línea y que no tiene sobreimpulsos significativos. Las Figuras 15A-D muestran las respuestas transitorias simuladas y experimentales de la etapa del integrador a señales di/dt a 60 Hz y 600 Hz, respectivamente. Se puede observar que el transitorio del integrador se estabiliza en dentro de 2 a 5 ciclos en un ancho de banda que acomoda 10 armónicos, sin un error de fase significativo.

25

Respuesta en Frecuencia: La respuesta del sensor de ejemplo a diversas frecuencias se muestra en las Figuras 16A-B. Como se observa, la salida del sensor sigue la forma de onda de la corriente según lo previsto, con un error de fase $< 2^\circ$ a 60 Hz. El ancho de banda medido se observó entre 20 Hz y 15 kHz, lo que permite un buen contenido armónico para el análisis de fallas en conductores de potencia. La Figura 17 ilustra la respuesta en

30

frecuencia del sensor de ejemplo desde $i_p(t)$ hasta la salida del sensor $v(t)$, en la que la magnitud de la respuesta puede ajustarse mediante un proceso de corrección de rango dinámico, como se discute a continuación.

Corrección de Rango Dinámico: Para corrientes más altas, se creó un bucle de circulación de corriente, como se muestra en la Figura 18. La salida del sensor a diversos niveles de corriente se muestra en la Figura 19, la salida está continuamente dentro del rango completo del ADC. Los resultados de la prueba del proceso de corrección del rango dinámico se muestran en la Figura 20, donde se aplicaron señales di/dt correspondientes a diferentes niveles de corriente de falla y variaron con el tiempo. El sensor adaptó las ganancias para mantener la salida analógica dentro de la escala completa del ADC, sin ninguna distorsión. La salida del sensor se comprimió eficazmente entre $t = 15 - 75$ s y se descomprimió entre $t = 75 - 115$ s, como se observa en la salida discreta del ADC. El sensor fue capaz de medir corrientes desde 25 mA hasta 50 kA sin saturación ni distorsión. Por lo tanto, el sensor de ejemplo logró un rango dinámico de 1:2,000,000.

Captura de Corriente de Falla y Reconstrucción de Forma de Onda: Para demostrar el algoritmo de corrección del rango dinámico de ejemplo, junto con la reconstrucción de la forma de onda utilizando inteligencia de borde, se realizó una prueba transitoria utilizando únicamente señales di/dt correspondientes a diferentes corrientes de falla. Se aplicó una señal di/dt correspondiente a un estado estacionario de $410 A_{RMS}$ y luego se conmutó al nivel di/dt correspondiente a un estado de corriente de falla de $21 k_{ARMS}$, como se muestra en la Figura 21. El sensor ajustó inteligentemente la ganancia para mantener la integridad de la señal y evitar la distorsión, como se observa en la señal muestreada por el ADC en la Figura 21B. El sensor reconstruyó la forma de onda y la transmitió a una computadora para visualización, como se muestra en la Figura 21C. Una prueba similar que muestra la recuperación de una corriente de falla de $50 k_{ARMS}$ al estado estacionario de $330 A_{RMS}$ se muestra en la Figura 22.

A continuación, para demostrar que la bobina de Rogowski y el integrador de corrección de rango dinámico no se saturaban a un nivel de corriente alto, se realizó una prueba de impulso utilizando la configuración que se muestra en la Figura 23. Se descargó un banco de condensadores (1 mF) en el devanado primario de un transformador de devanado coaxial (CWT) con una relación de vueltas de 50:1. El terminal secundario se cortocircuitó para generar una corriente de impulso alta a través de la vuelta única y el sensor propuesto se conectó a este terminal como se muestra en la Figura 23. La señal di/dt resultante generada por la bobina de Rogowski de tipo abrazadera y la salida del sensor integrado se muestran en la Figura 24. La salida del sensor no se saturó.

El error de fase de 2° depende de los parámetros del integrador y se mantuvo constante en las diferentes etapas de ganancia. Las etapas de ganancia conmutan en 400 ns, lo cual es suficientemente rápido para capturar con precisión corrientes de falla de 60 Hz, mientras que la respuesta transitoria garantiza un asentamiento rápido. Por lo tanto, se mantiene la misma precisión general y error de fase en todo el rango dinámico.

Circuito de Autodisparo para Ajuste De Ganancia: Un enfoque para ajustar dinámicamente las ganancias individuales de la parte frontal analógica consiste en utilizar la propia señal di/dt entrante. Los circuitos de disparo por nivel se pueden utilizar para conmutar las ganancias cuando las señales di/dt entrantes (la salida de la bobina de Rogowski) varían más allá de ciertos valores. Sin embargo, un análisis del ruido-espectro en las etapas individuales revela que esto no siempre es factible. La relación señal a ruido (SNR) a la salida del sensor de bobina de Rogowski de ejemplo fue de 20 dB a 60 Hz; es decir, la señal Mdi/dt fue 20 dB superior al umbral de ruido cuando $i_p = 2.67 A_{RMS}$. La señal no fue lo suficientemente potente como para garantizar el autodisparo si se utilizara para controlar una etapa de conmutación de ganancia antes de la etapa de integración. Dado que la bobina de ejemplo presenta una respuesta de ganancia de +20 dB/dec, se observa que la SNR mejora a frecuencias más altas.

Como se muestra en la Figura 25, las etapas analógicas combinadas puede asegurar una respuesta de ganancia plana en todo el ancho de banda de interés, y el sistema global logró alcanzar la misma SNR de aproximadamente 75 dB a la entrada del ADC en todas las frecuencias. En la cadena de señal, se observó una mejora de la SNR a 60 Hz desde 20 dB hasta 76 dB.

Errores de Deriva: El sensor de corriente de ejemplo se operó de forma continua durante 48 horas para cuantificar los errores de deriva en el sistema. Durante este periodo prolongado, la salida del sistema tenía una deriva de 0.1 mV en la salida y una deriva de fase de 0.1° . Esto se solucionó al reiniciar periódicamente el integrador para evitar una acumulación significativa de errores. En el sistema de ejemplo, la MCU puede desactivar el amplificador de entrada y el PGA adaptativo, lo que lleva la salida del integrador a cero y la restablece.

Inmunidad a Interferencia Externa: Dado que los sensores de bobina de Rogowski rodean el conductor, son relativamente inmunes a los campos magnéticos dispersos producidos por los conductores que los rodean. Esto se puede observar mediante la definición de inductancia mutua debida al conductor externo que transporta corriente, M_{ex} , que se muestra en la Ecuación 10:

$$M_{ex} = \frac{d\phi_{ex}}{di_{ex}} = \frac{d(\sum_{j=1}^N \int_C A_{ex}^j \cdot dl)}{di_{ex}}$$

Ecuación 10

donde N es el número de vueltas de la bobina y A_{ex}^j es el campo de potencial vectorial sobre la j^{ava} vuelta. Como se puede observar, dado que el área encerrada en un círculo se vuelve cero a medida que N aumenta lo suficiente, M_{ex} es aproximadamente cero. Para verificar esto, se realizó un experimento para cuantificar la interferencia externa utilizando la configuración que se muestra en la Figura 26. Como se observa en la Tabla III, el efecto de la interferencia, en el peor de los casos (es decir, cuando $i_2/i_1 = 10$), es inferior al 0.8 %.

5

Tabla IV

Resultados de la prueba de interferencia

i_1	Salida (mV _{RMS})			
	$i_2 = 0$	$i_2 = 1 \text{ A}$	$i_2 = 5 \text{ A}$	$i_2 = 10 \text{ A}$
1 A	131	131	131	130
5 A	742	742	742	742
10 A	175	175	175	175

- 10 Se entiende que las realizaciones y reivindicaciones divulgadas en el presente documento no se limitan en su aplicación a los detalles de construcción y disposición de los componentes expuestos en la descripción e ilustrados en los dibujos. Más bien, la descripción y los dibujos proporcionan ejemplos de las realizaciones previstas. La invención solo está limitada por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un sensor de corriente que comprende:
un sustrato (110) que comprende una abertura (115) configurada para recibir un conductor (120) que transporta una corriente alterna que se va a medir; y
- 5 una bobina de Rogowski (105) colocada a lo largo del perímetro de la abertura; en la que el sensor de corriente comprende además:
un circuito analógico, un convertidor analógico a digital y un microprocesador;
en el que la bobina de Rogowski está configurada para generar una señal analógica proporcional a una magnitud de la corriente transportada por el conductor;
- 10 en el que el circuito analógico está configurado para recibir la señal analógica desde la bobina de Rogowski y aplicar una ganancia variable a la señal analógica para generar una salida analógica con ganancia amplificada;
en el que el convertidor analógico a digital está configurado para recibir la salida analógica con ganancia amplificada y generar una señal digital; y
en el que el microprocesador está configurado para:
- 15 recibir la señal digital y generar una salida indicativa de la magnitud de la corriente transportada por el conductor;
reducir la ganancia variable aplicada a la salida analógica si la magnitud de la señal analógica excede un primer valor y la tasa de cambio de la magnitud de la señal analógica excede un segundo valor; y
- 20 aumentar la ganancia variable aplicada a la salida analógica si la magnitud de la señal analógica cae por debajo de un tercer valor y la tasa de cambio de la magnitud de la señal analógica cae por debajo de un cuarto valor.
2. El sensor de corriente de la reivindicación 1, en el que el microprocesador está configurado además para generar la señal de salida indicativa de la corriente eléctrica alterna transportada por el conductor en respuesta a una señal de comando recibida desde un dispositivo remoto.
3. El sensor de corriente de las reivindicaciones 1 o 2, en el que el circuito analógico del sensor de corriente comprende un amplificador de entrada, un integrador de bajo ruido, un amplificador de ganancia programable adaptativo.
4. El sensor de corriente de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el sustrato (110) comprende además una primera porción (111) y una segunda porción (112), en la que la primera porción del sustrato comprende una primera porción de la abertura, en la que la segunda porción del sustrato comprende una
- 30 segunda porción de la abertura, y en la que la primera porción del sustrato está conectada de forma desmontable a la segunda porción del sustrato.
5. El sensor de corriente de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, que comprende además una fuente de alimentación configurada para proporcionar potencia eléctrica al sensor de corriente.
6. El sensor de corriente de la reivindicación 5, en el que la fuente de alimentación comprende un panel solar.
- 35 7. El sensor de corriente de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, que comprende además un transceptor configurado para transmitir una señal a un dispositivo remoto;
en el que la señal es indicativa de la corriente eléctrica transportada por el conductor; y/o
en el que la señal es indicativa de la magnitud de la corriente eléctrica transportada por el conductor.
8. El sensor de corriente de la reivindicación 7, en el que el transceptor es un transceptor inalámbrico.
9. El sensor de corriente de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en el que el sensor de corriente está configurado para medir la corriente alterna relativa a una escala completa a una resolución de 1000:1 y a una precisión de 1 %, en el que la escala completa puede variar por encima de 5000:1.
10. Un método para medir la corriente alterna transportada por un conductor (120), el método comprende:
colocar un sensor de corriente alrededor del conductor, el sensor de corriente comprende un sustrato (110) que
- 45 tiene una abertura (115) y una bobina de Rogowski (105) que se extiende a lo largo del perímetro de la abertura, de tal manera que el conductor pasa a través de la abertura;

generar una señal analógica en una salida de la bobina de Rogowski, la señal analógica proporcional a una magnitud de la corriente alterna transportada por el conductor;

amplificar la señal analógica al aplicar una ganancia variable a la señal analógica para crear una salida analógica con ganancia amplificada;

- 5 convertir la salida analógica con ganancia amplificada en una salida digital con ganancia amplificada;

generar, en base a la salida digital con ganancia amplificada, una salida indicativa de la magnitud de la corriente transportada por el conductor;

reducir la ganancia variable si la magnitud de la señal analógica excede un primer valor y la tasa de cambio de la magnitud de la señal analógica excede un segundo valor; y

- 10 aumentar la ganancia variable si la magnitud de la señal analógica cae por debajo de un tercer valor y la tasa de cambio de la magnitud de la señal analógica cae por debajo de un cuarto valor.

11. El método de la reivindicación 10, que comprende además transmitir la salida indicativa de la magnitud de la corriente transportada por el conductor a un dispositivo remoto.

- 15 12. El método de la reivindicación 11, en el que la salida indicativa de la magnitud de la corriente transportada por el conductor se transmite a través de una señal inalámbrica.

13. El método de la reivindicación 11 o 12, que comprende además recibir un comando desde el dispositivo remoto, en el que la transmisión se realiza después de recibir el comando.

- 20 14. El método de cualquiera de las reivindicaciones 10 a 13, en el que el sensor de corriente está configurado para medir la corriente alterna relativa a una escala completa a una resolución de 1000:1 y una precisión del 1 %, en el que la escala completa puede variar por encima de 5000:1.

Figura 1

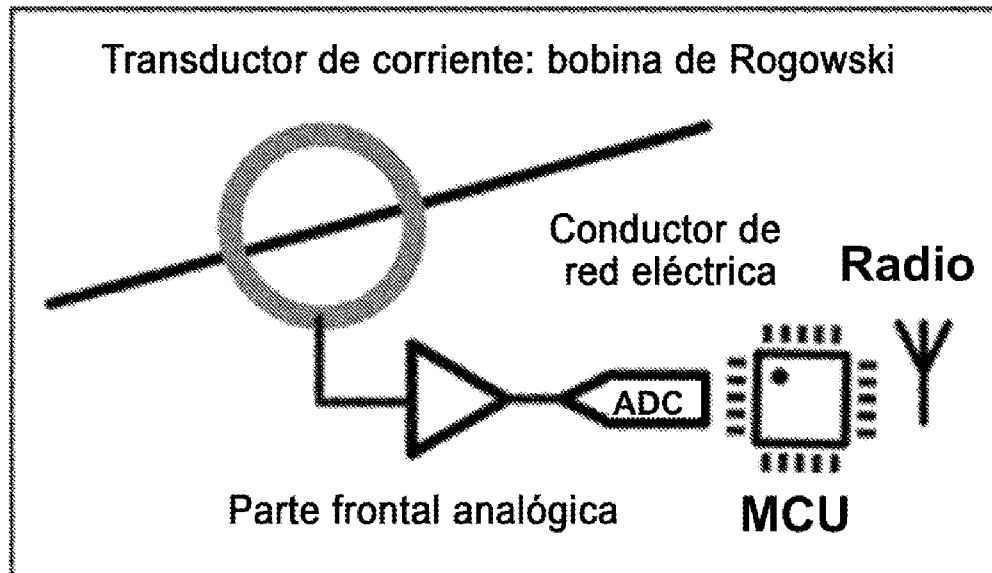


Figura 2

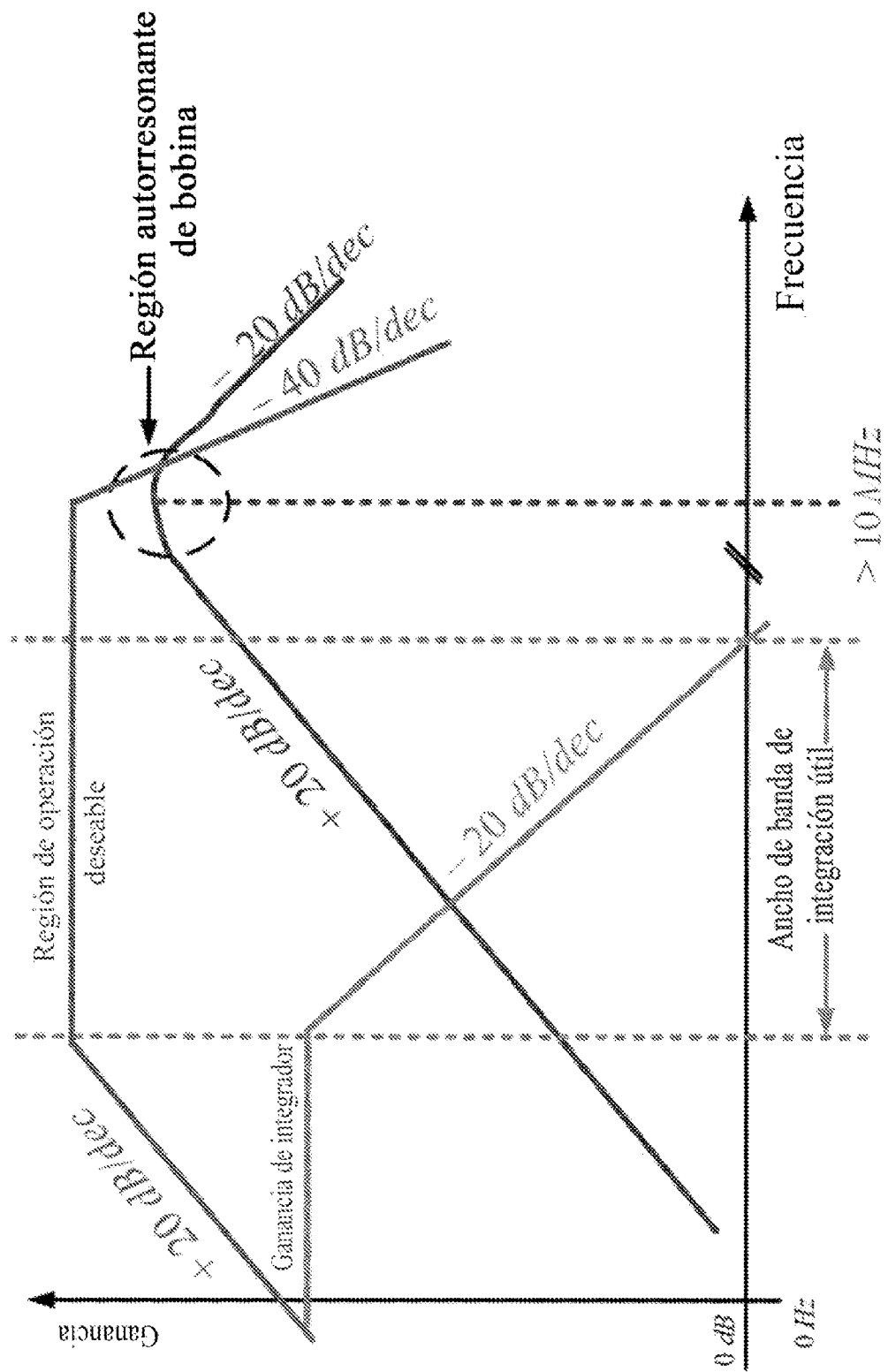


Figura 3

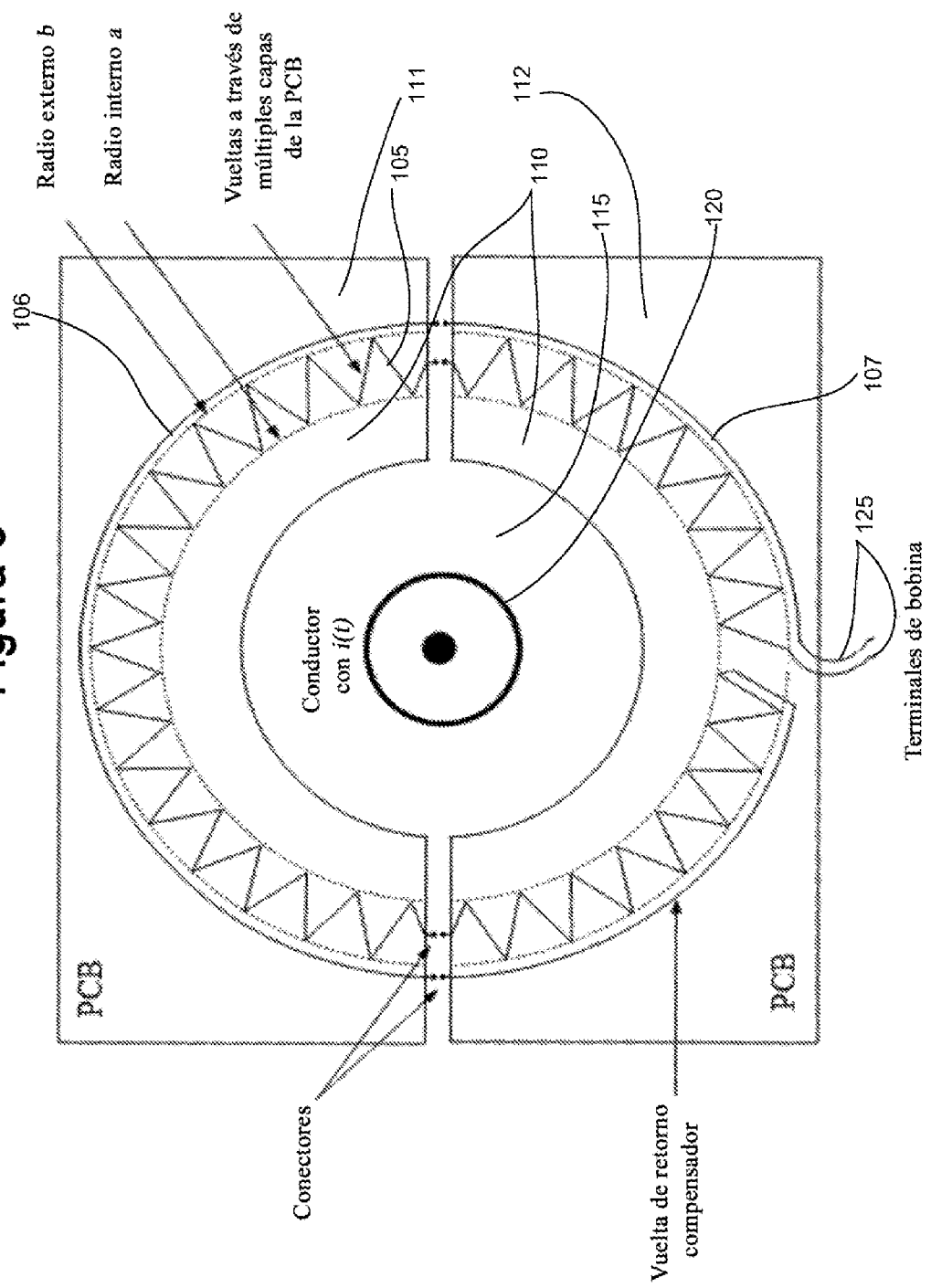


Figura 4

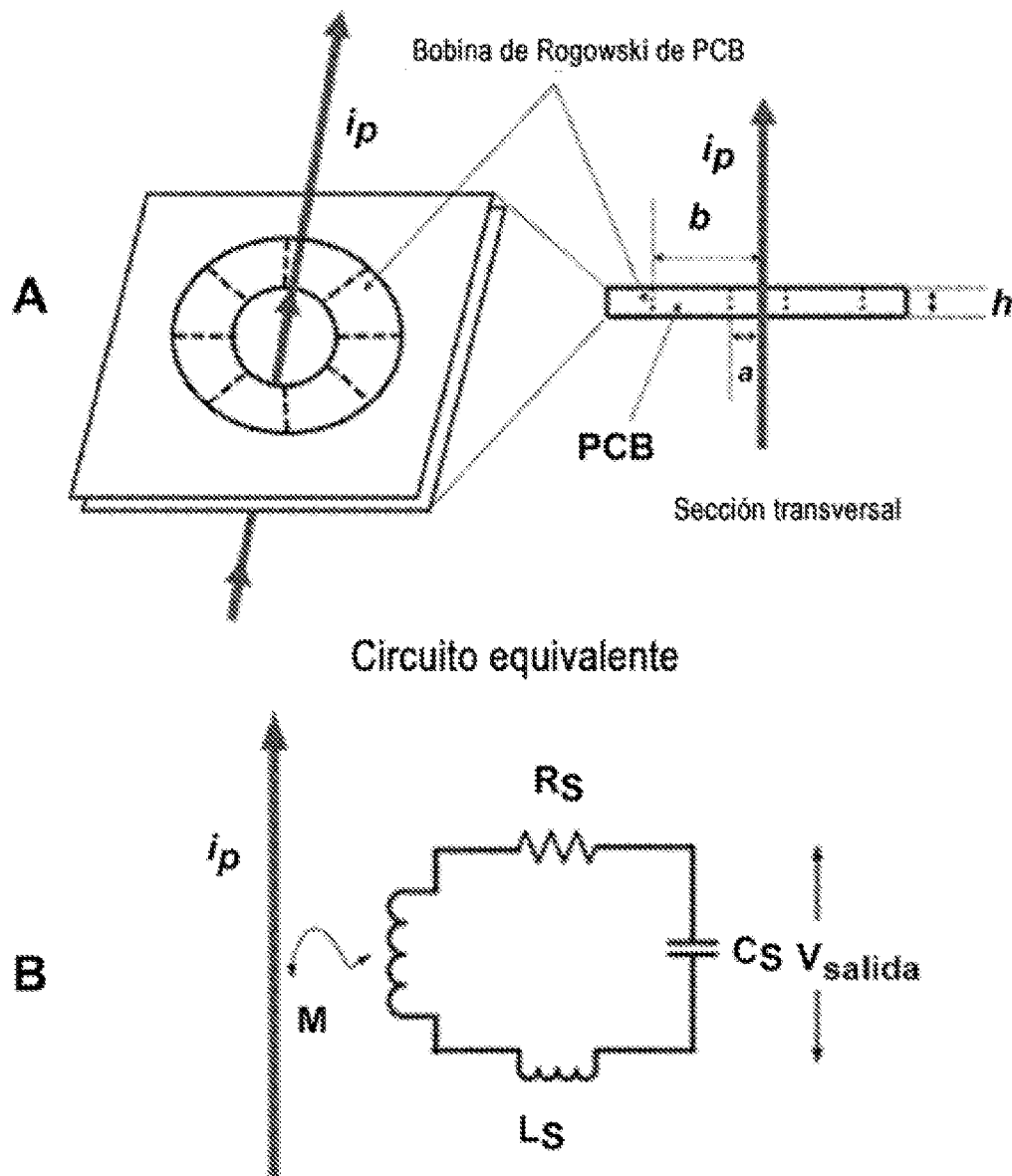


Figura 5

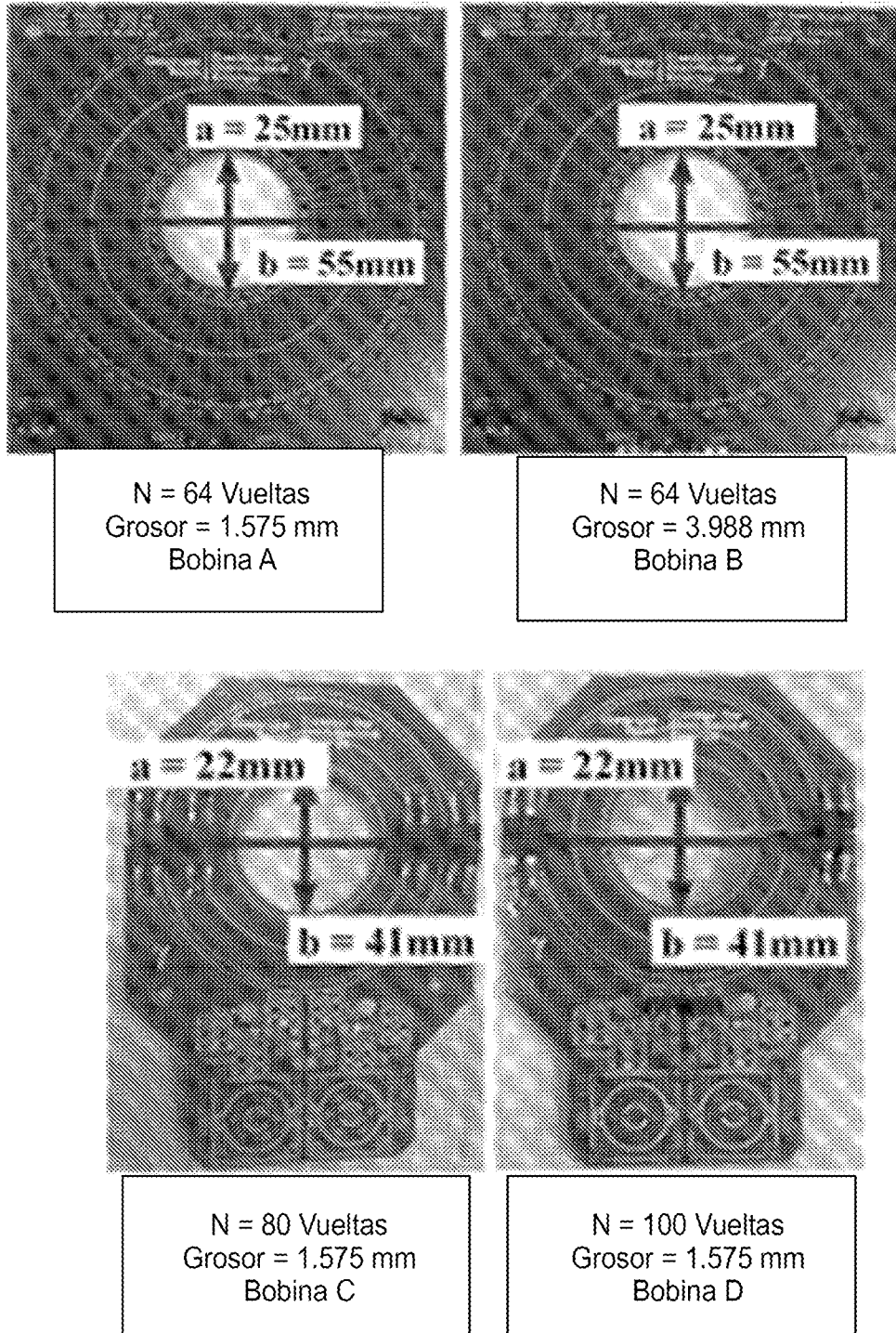
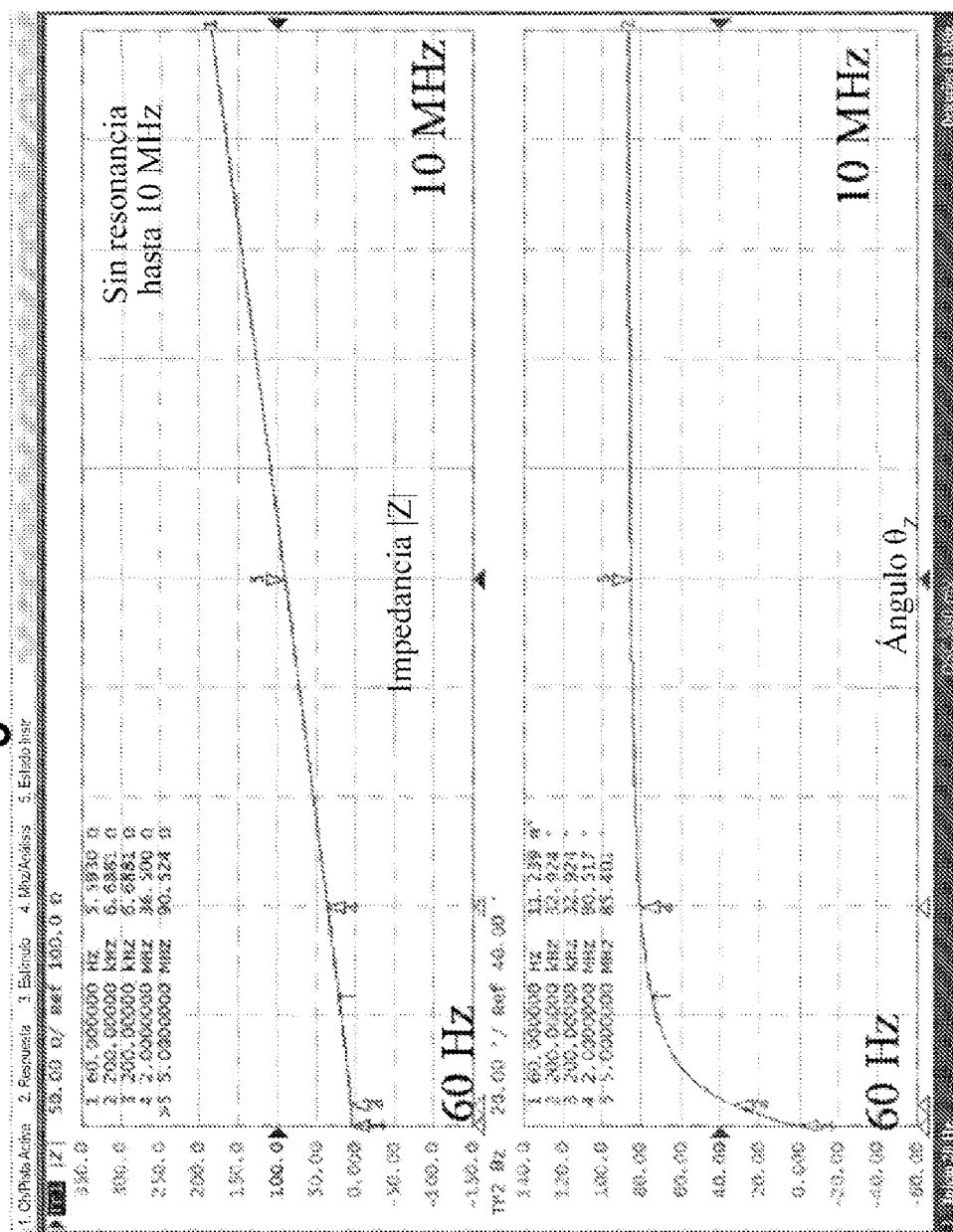


Figura 6A



Bobina A

Figura 6B

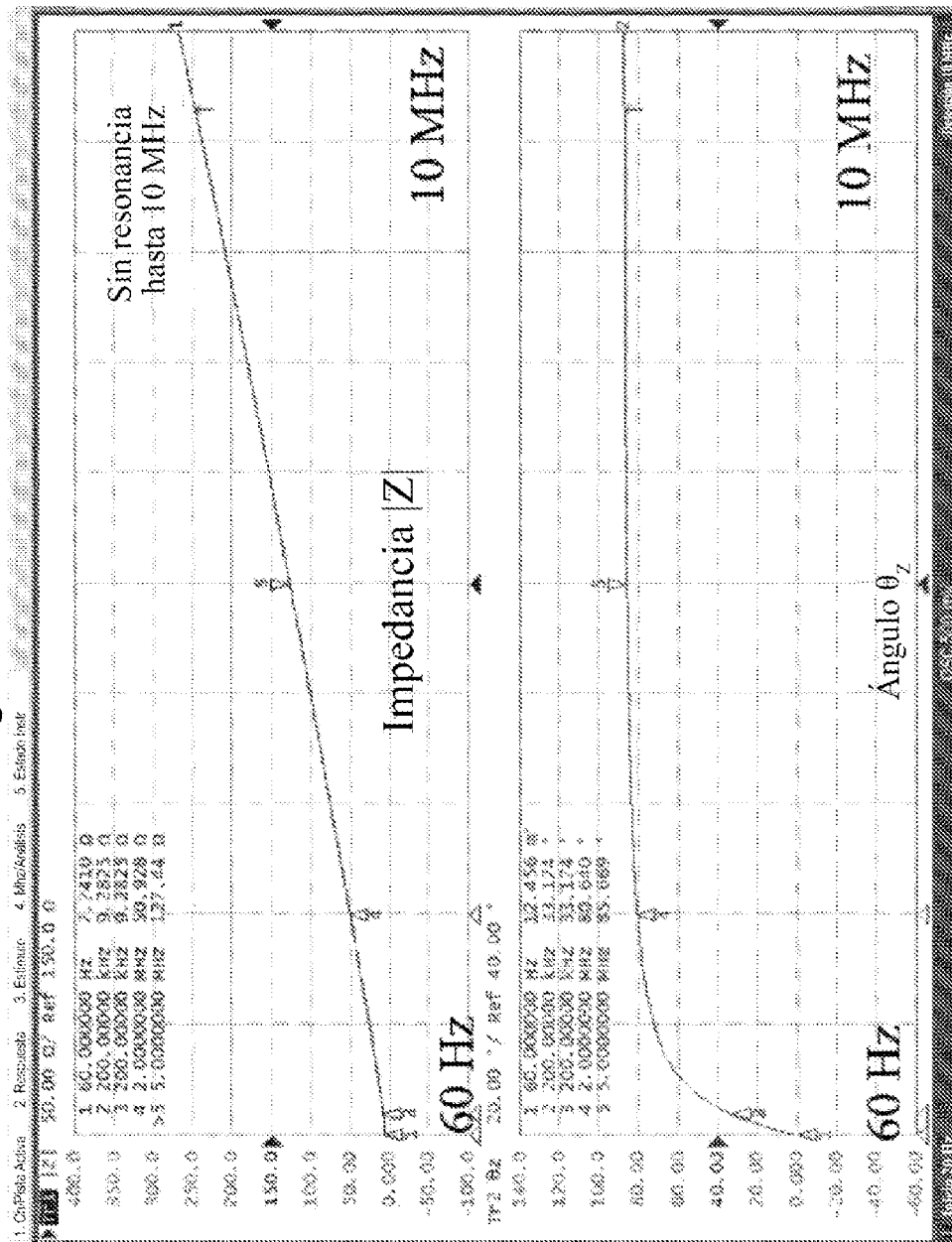
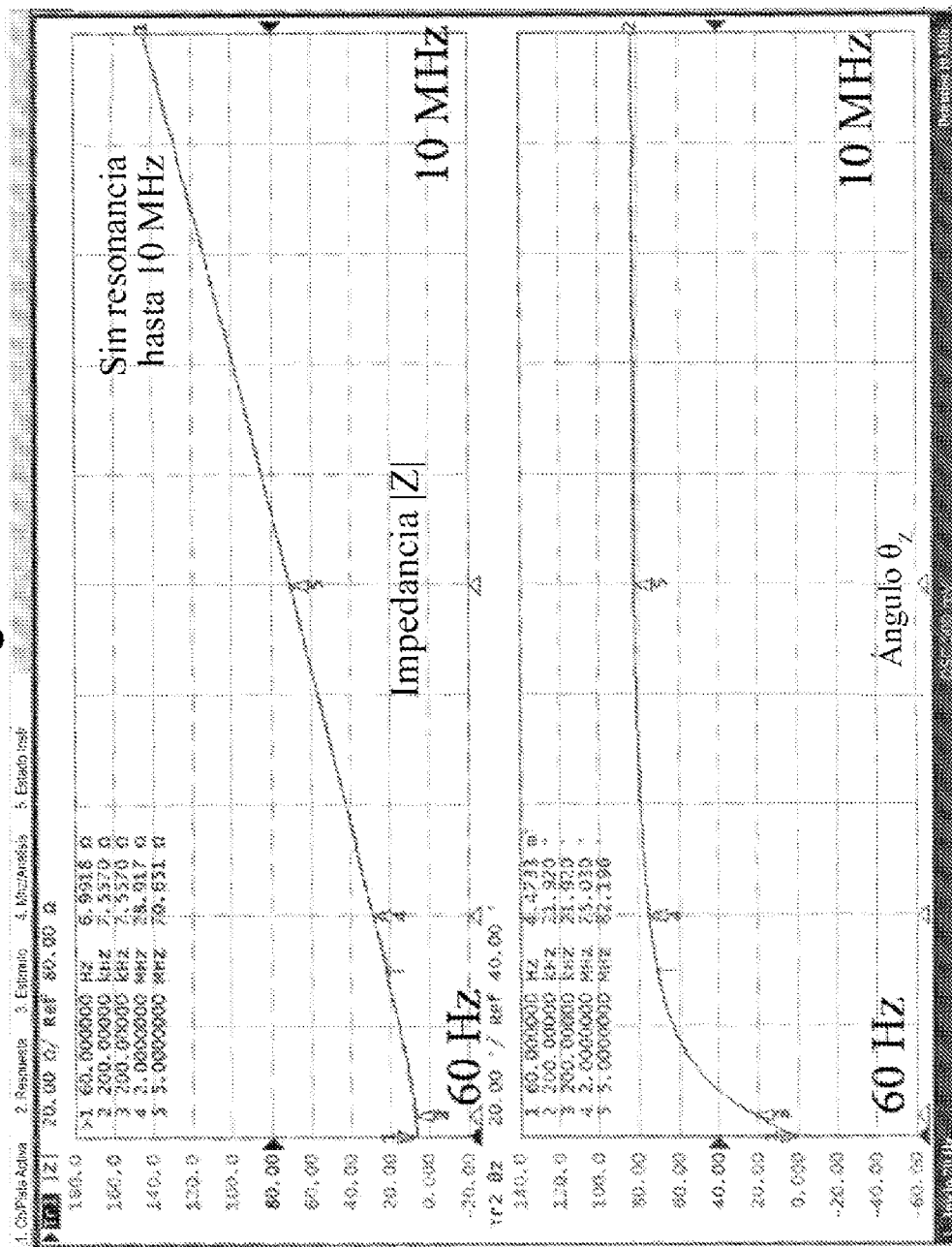
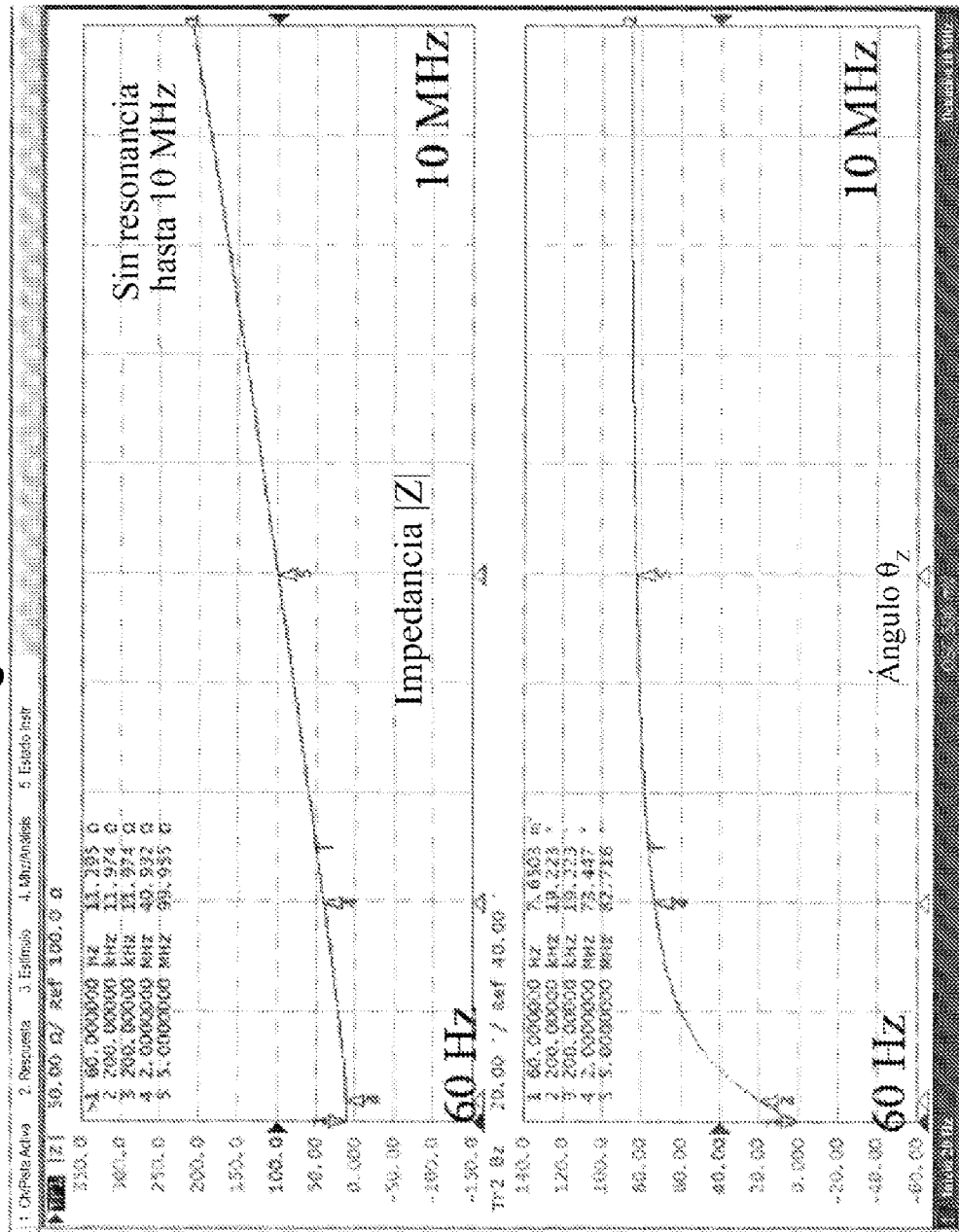


Figura 6C



Bobina C

Figura 6D



Bobina D

Figura 7

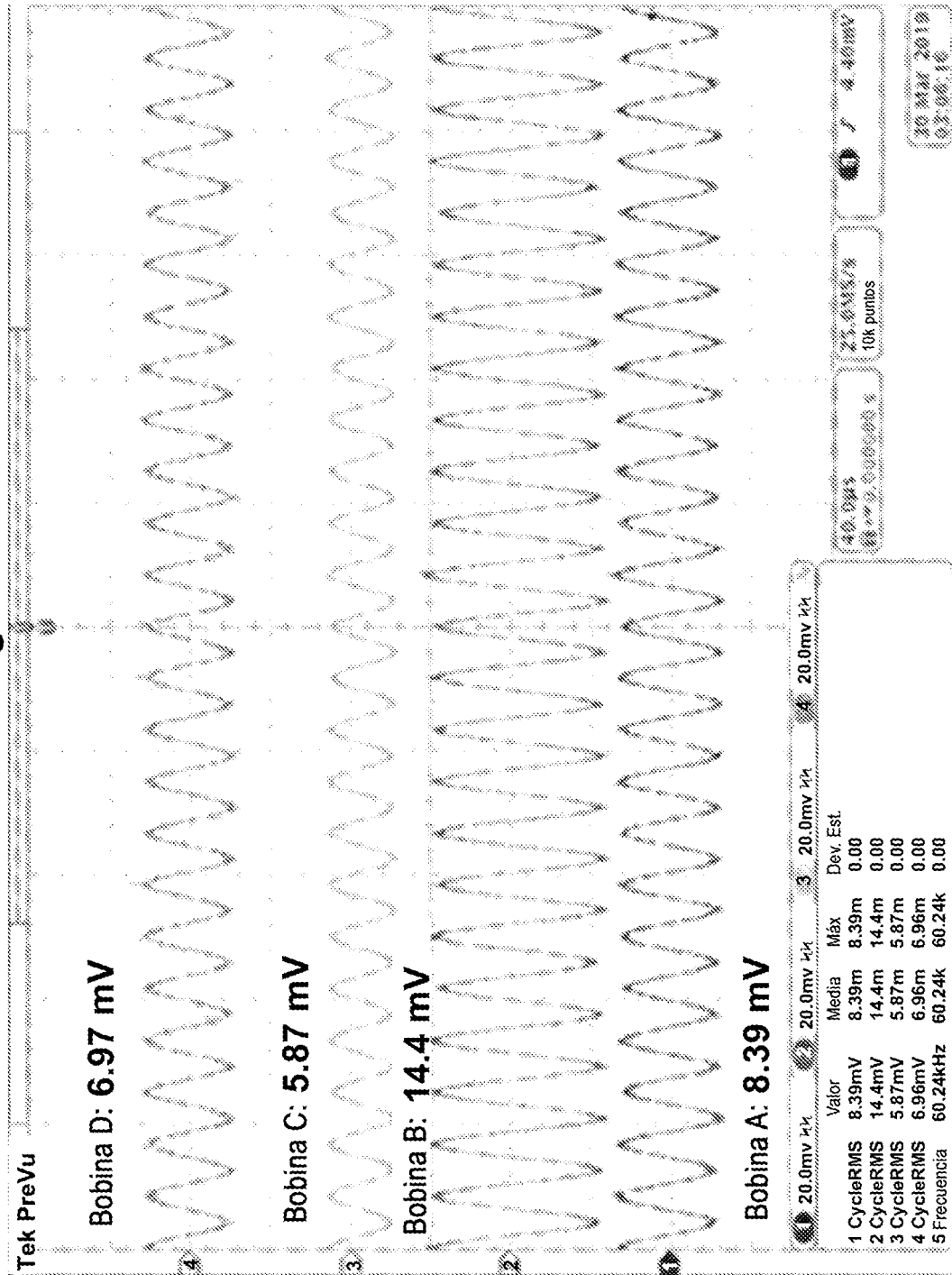


Figura 8

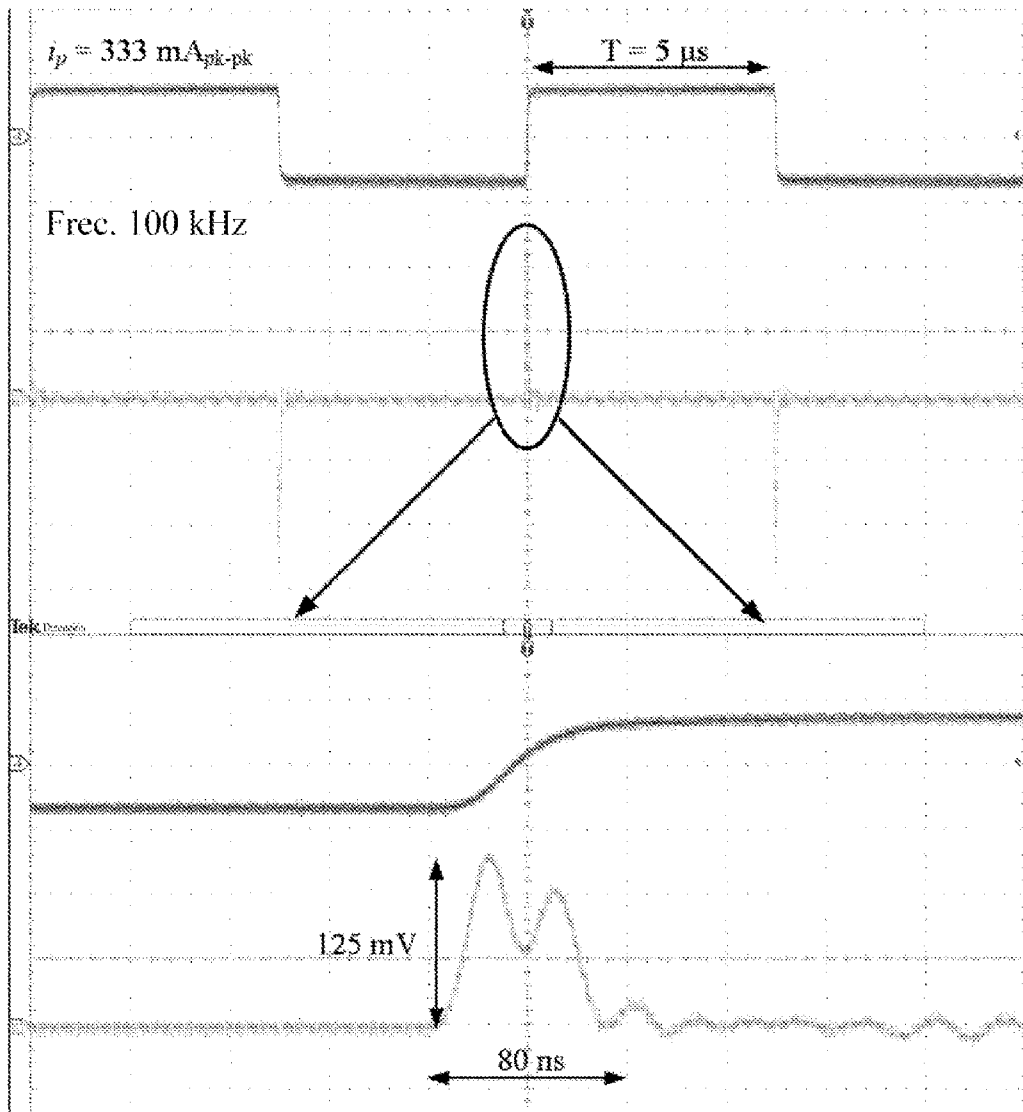


Figura 9

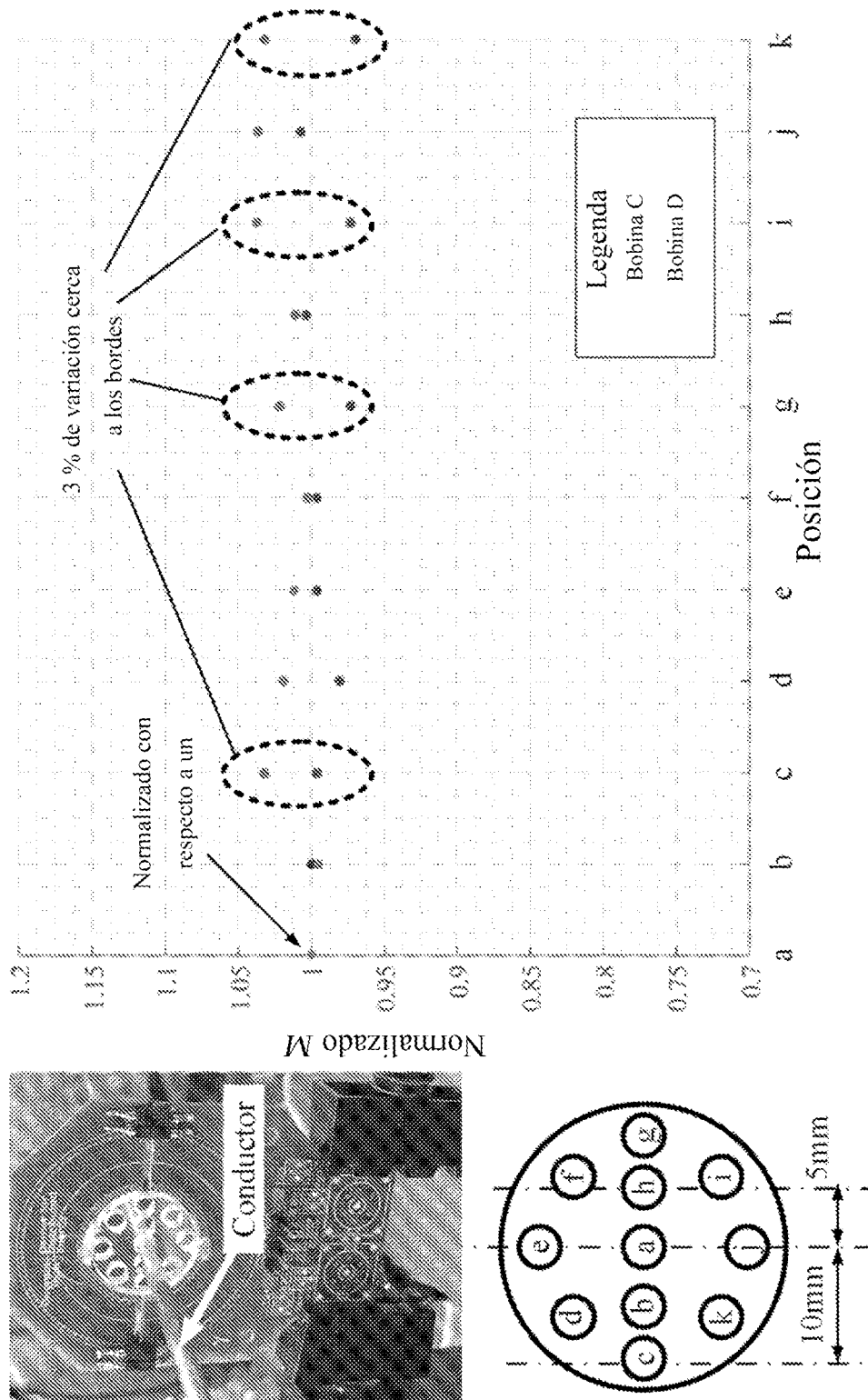


Figura 10

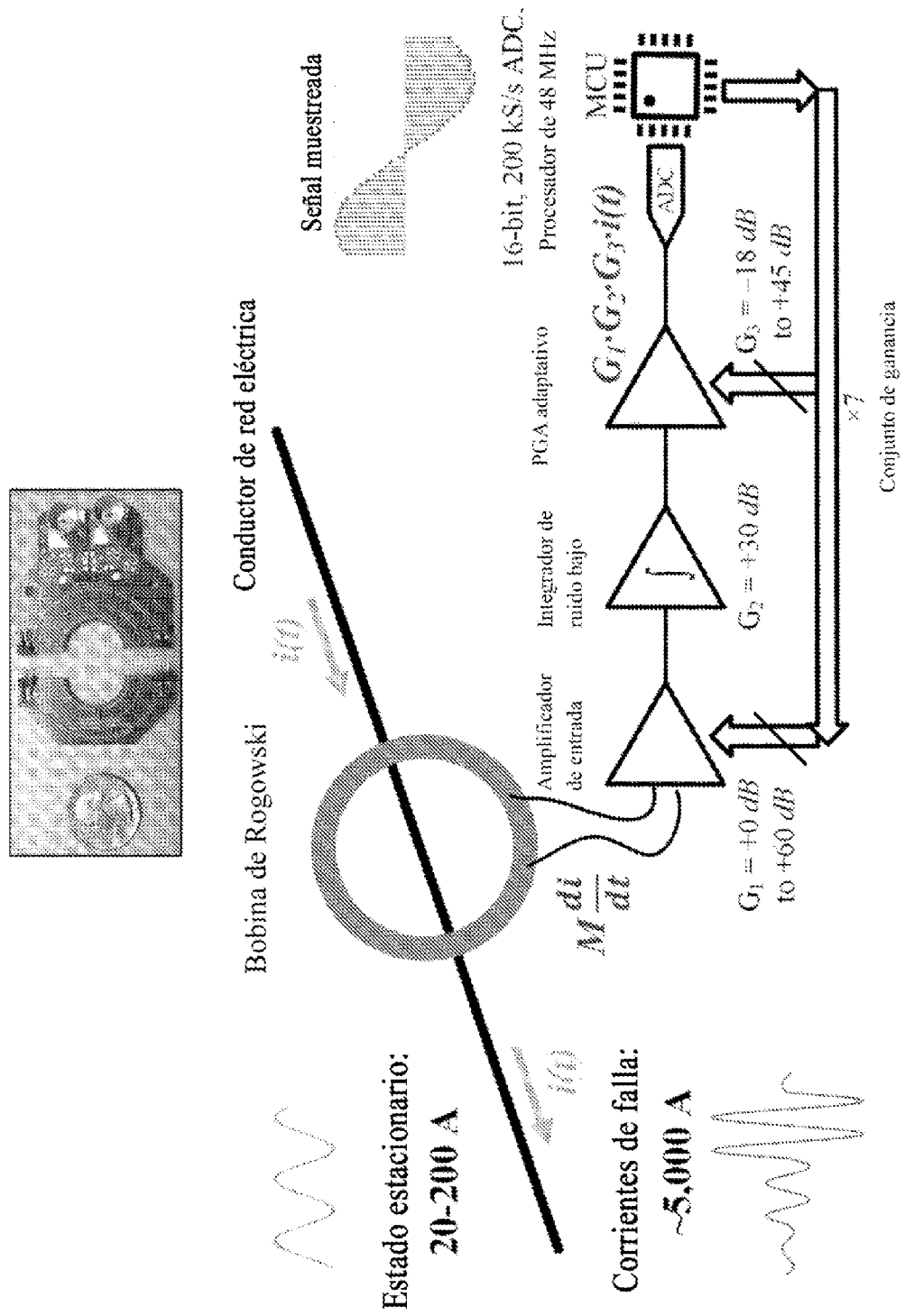


Figura 11

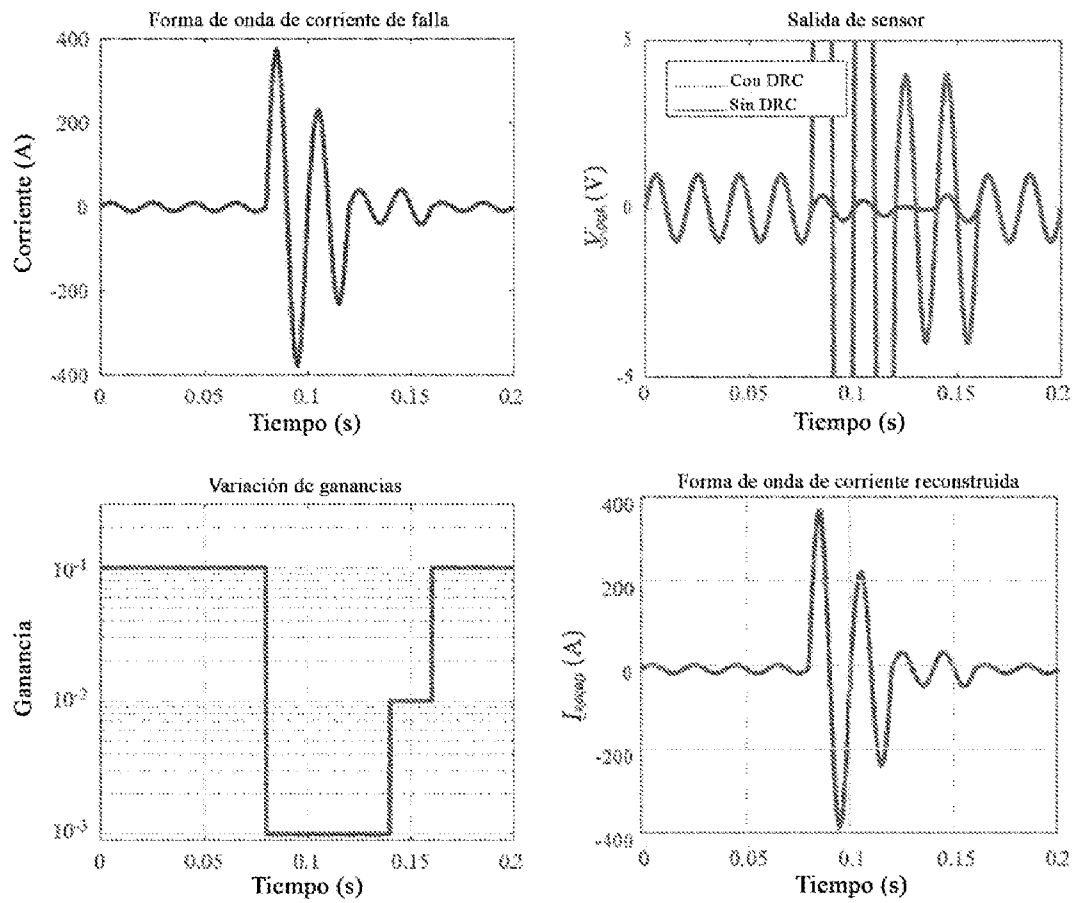


Figura 12

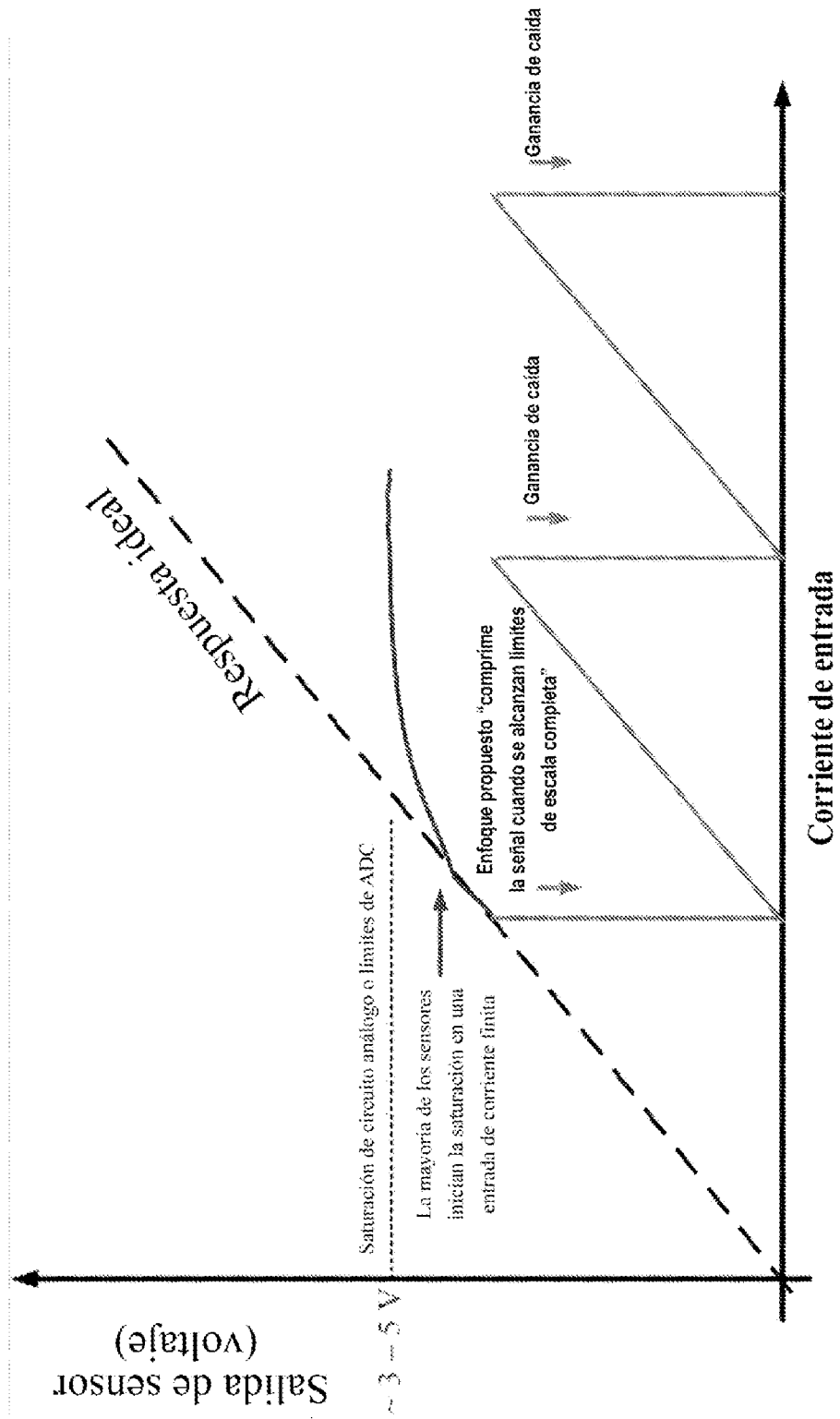
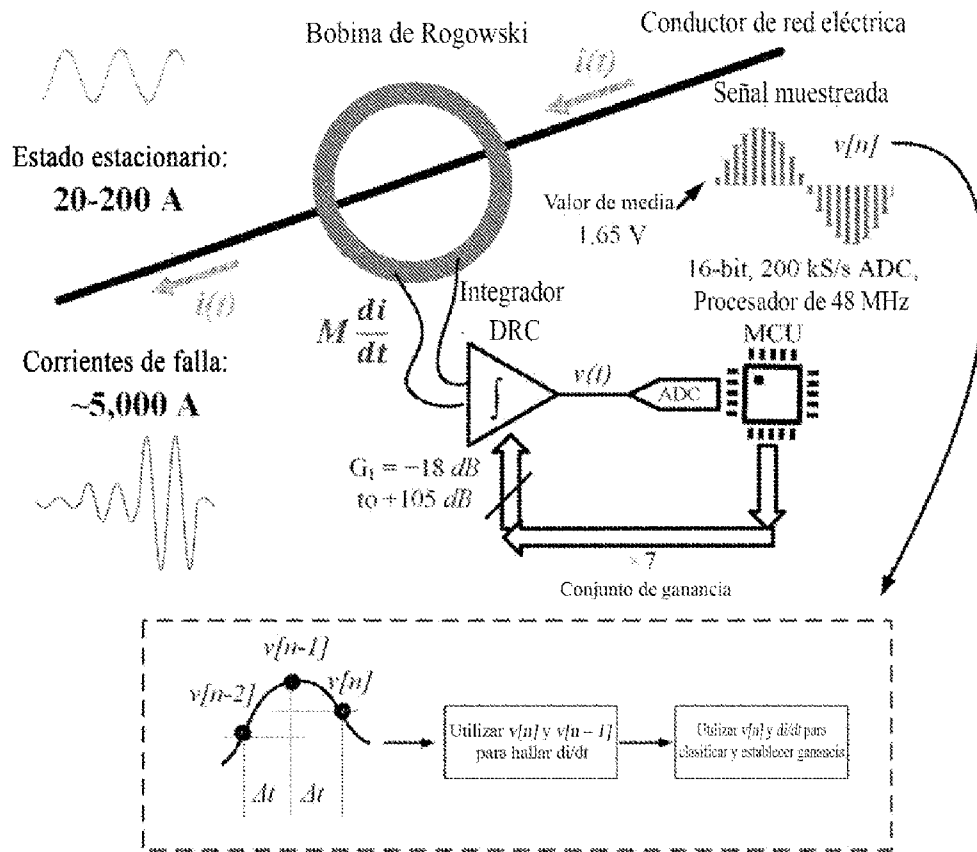


Figura 13



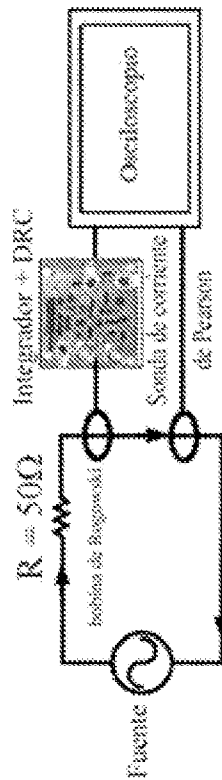


Figura 14A

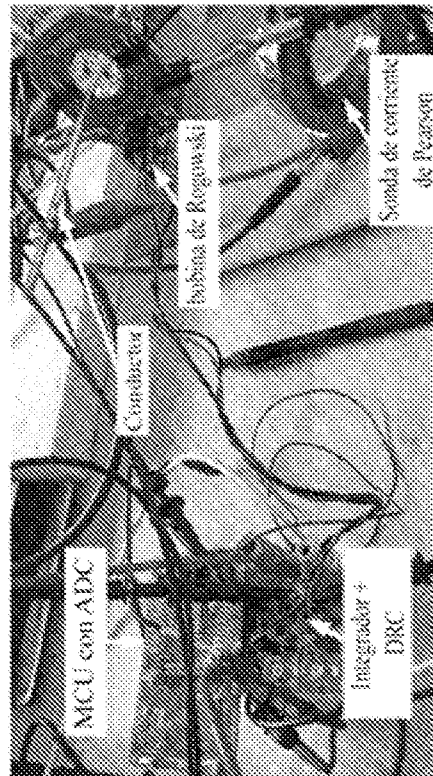


Figura 14B

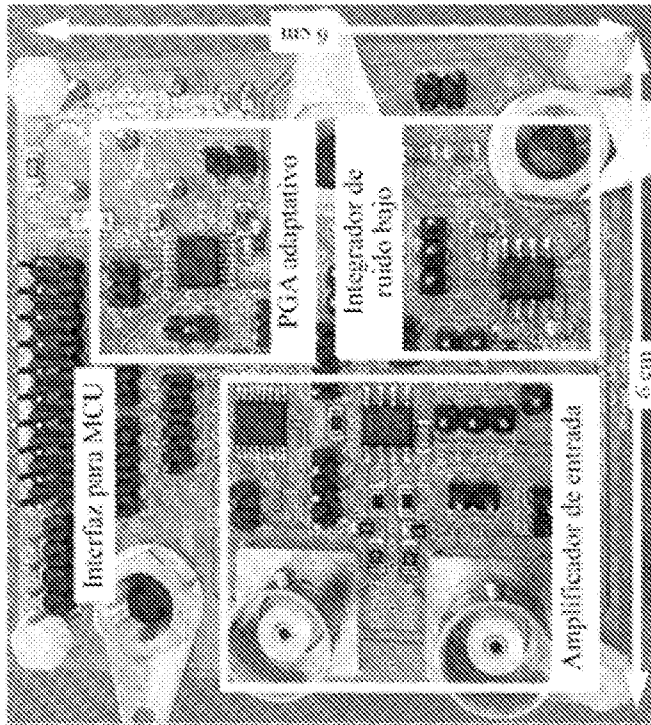


Figura 14C

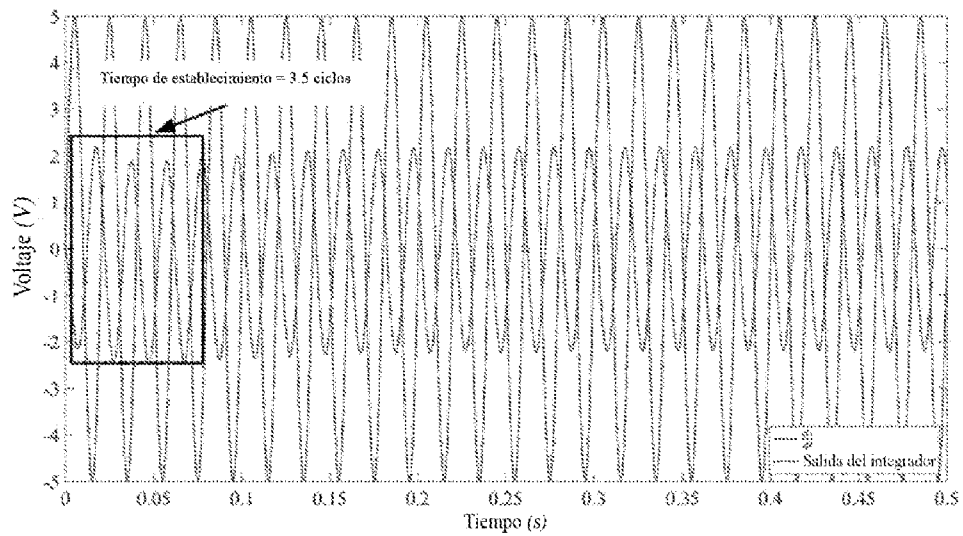


Figura 15A Respuesta transitoria simulada SPICE del integrador a 60 Hz

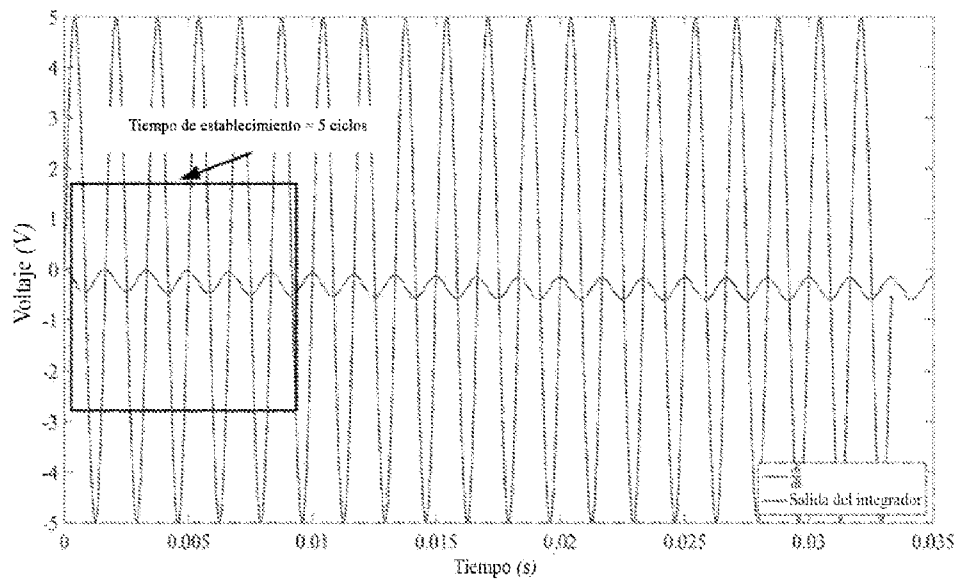


Figura 15C Respuesta transitoria simulada SPICE del integrador a 600 Hz

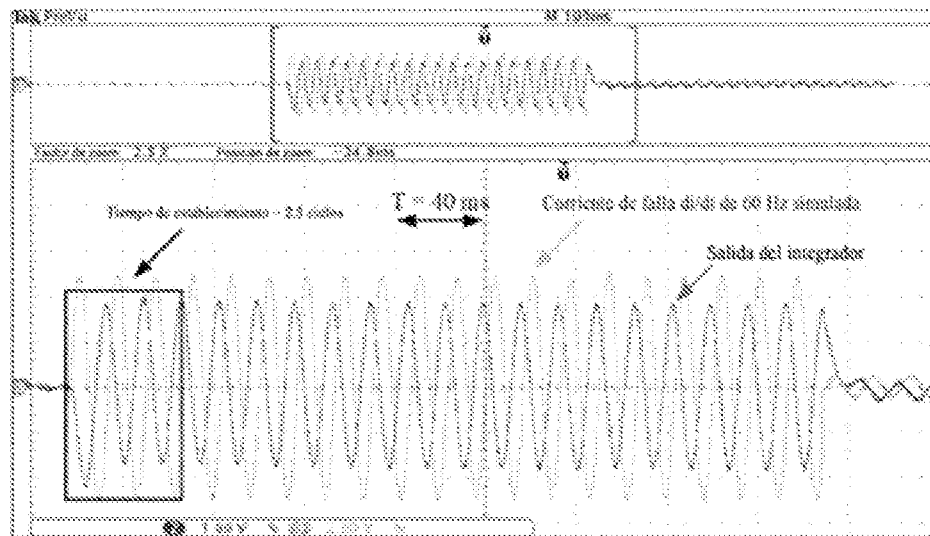


Figura 15B Pruebas de hardware de la respuesta transitoria a 60 Hz

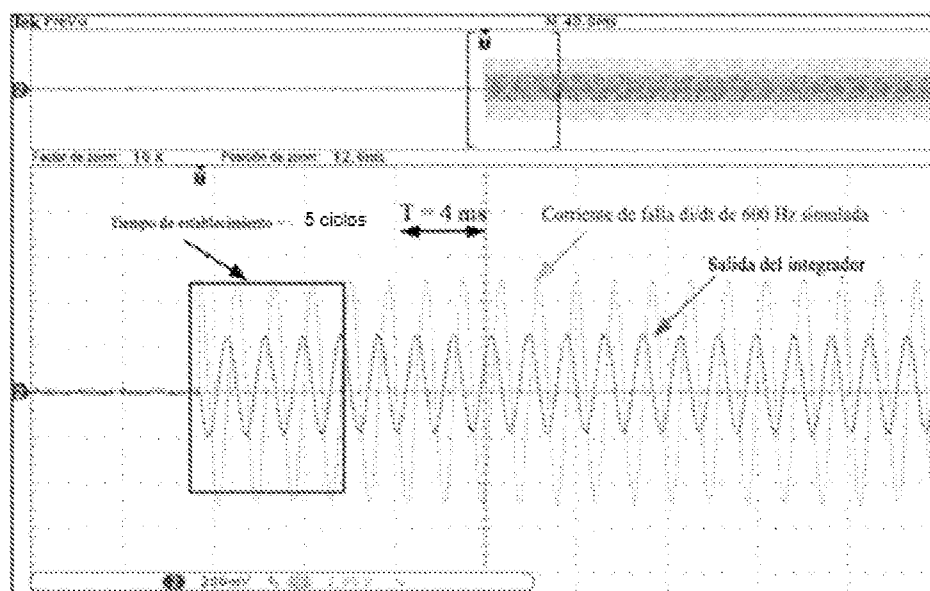


Figura 15D Pruebas de hardware de la respuesta transitoria a 600 Hz

Figura 16A

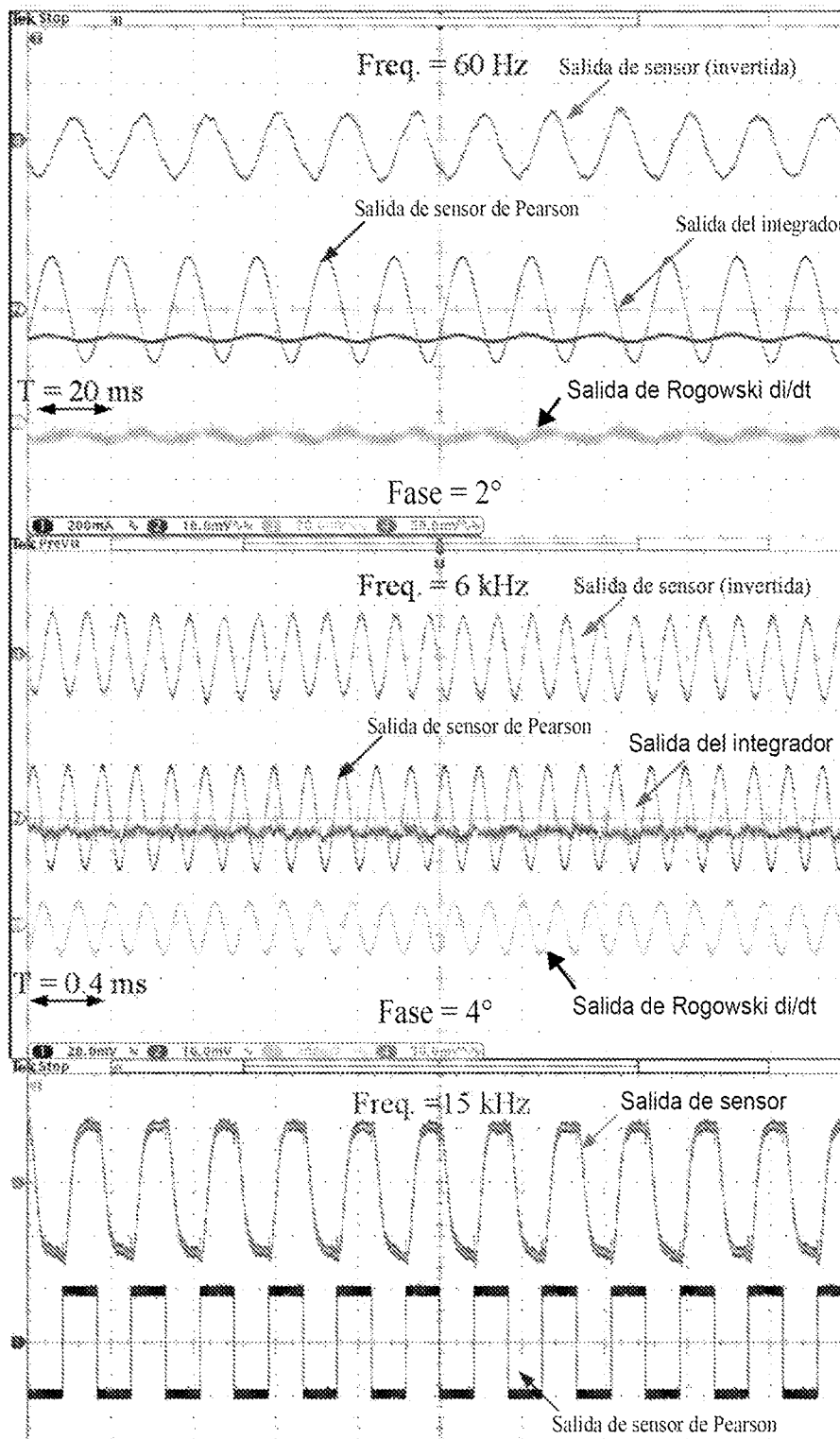


Figura 16B

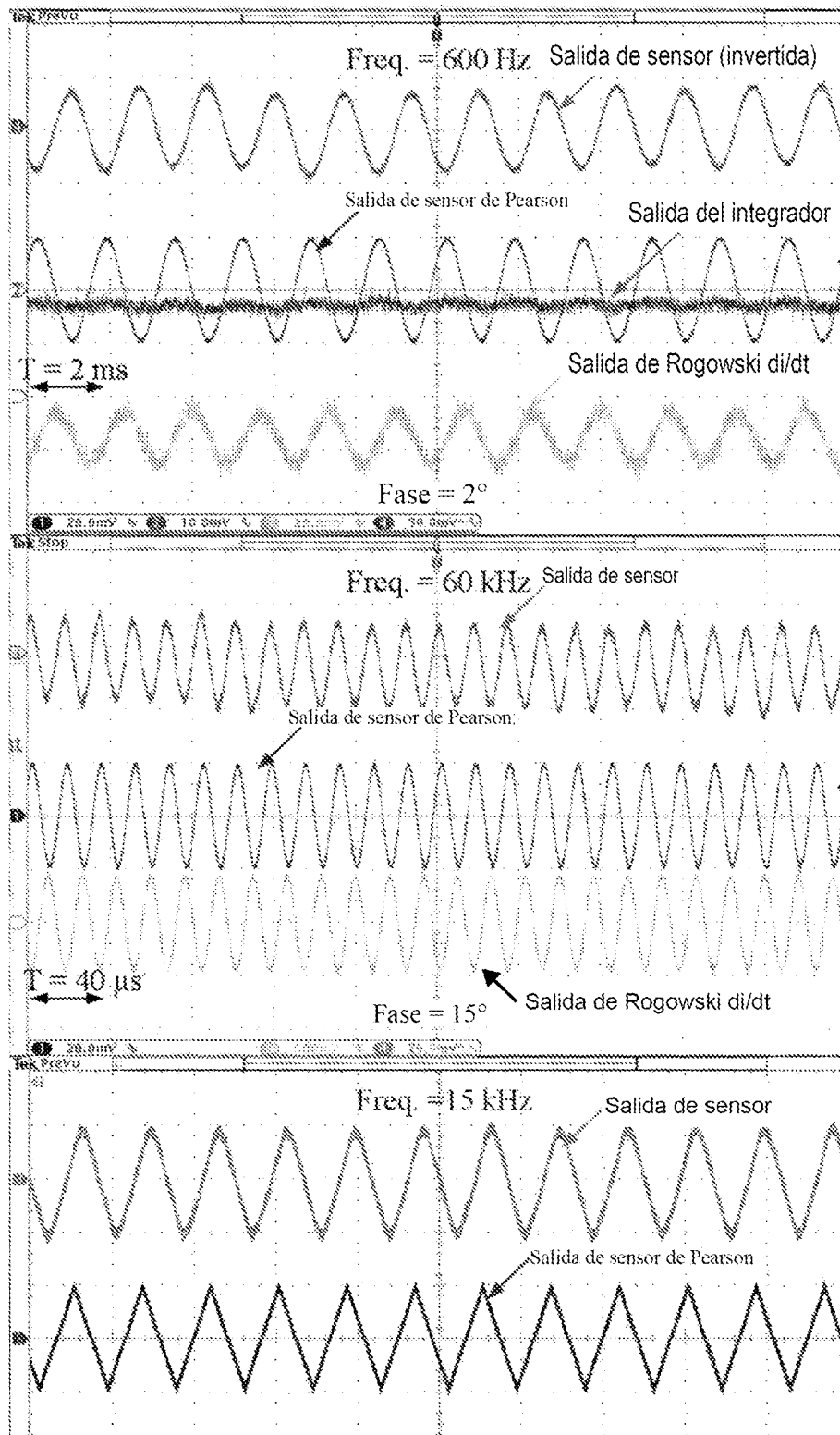
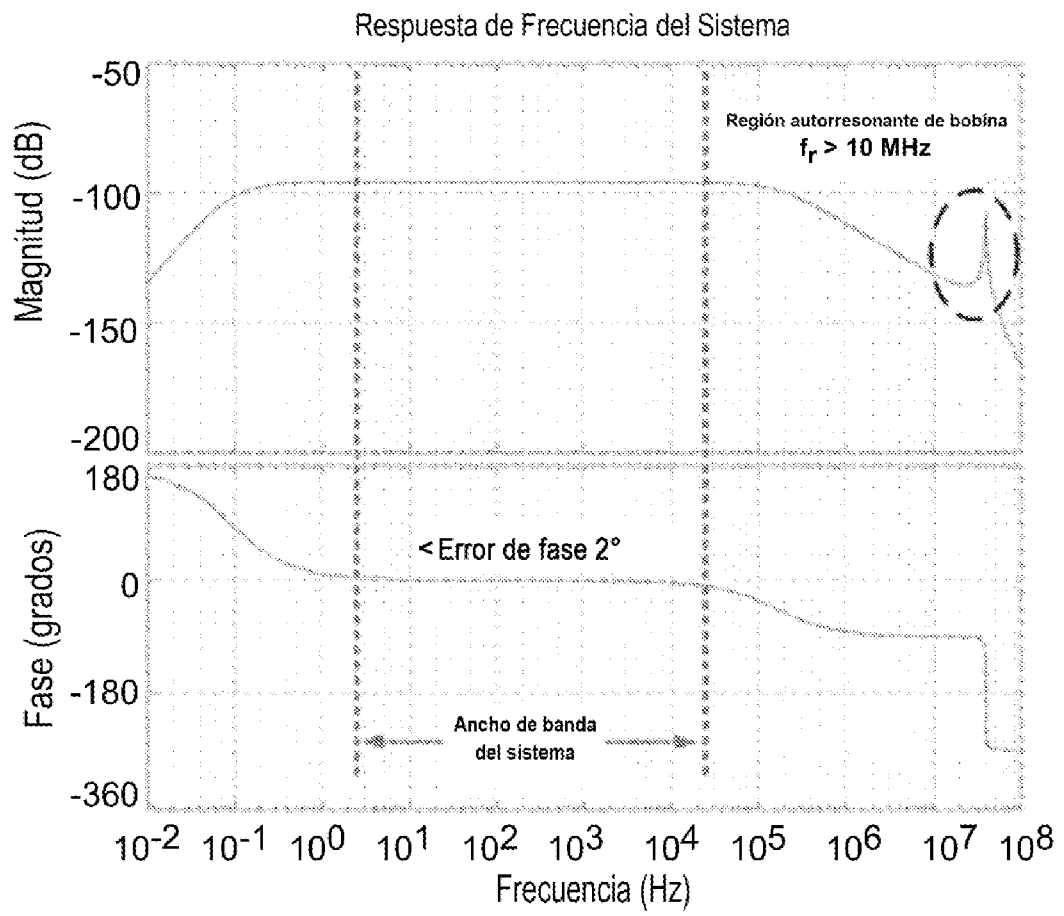


Figura 17



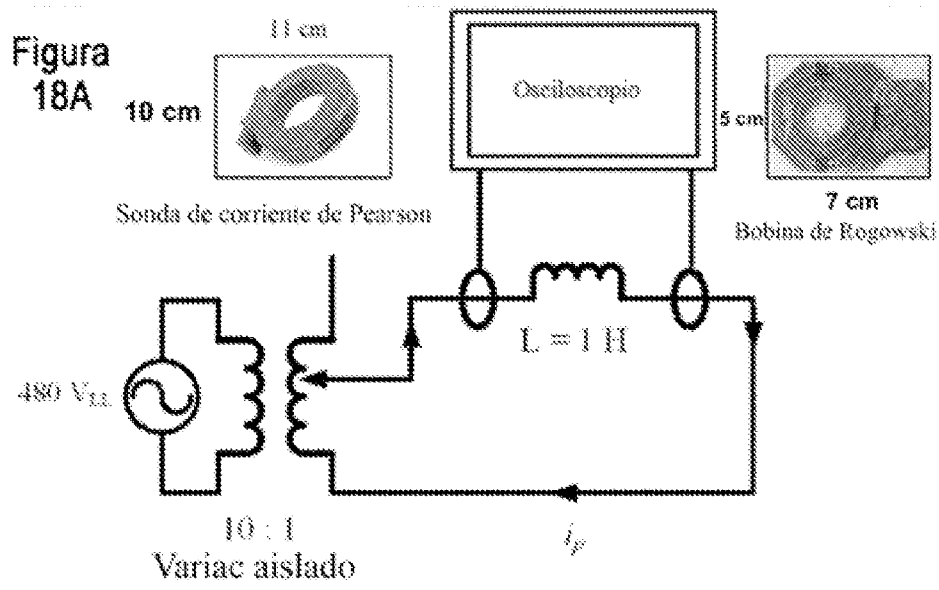


Figura 18B

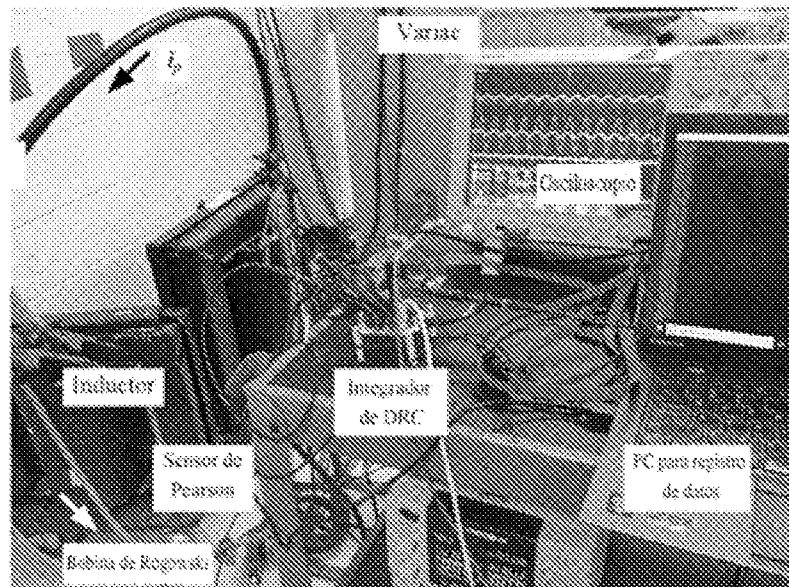


Figura 19

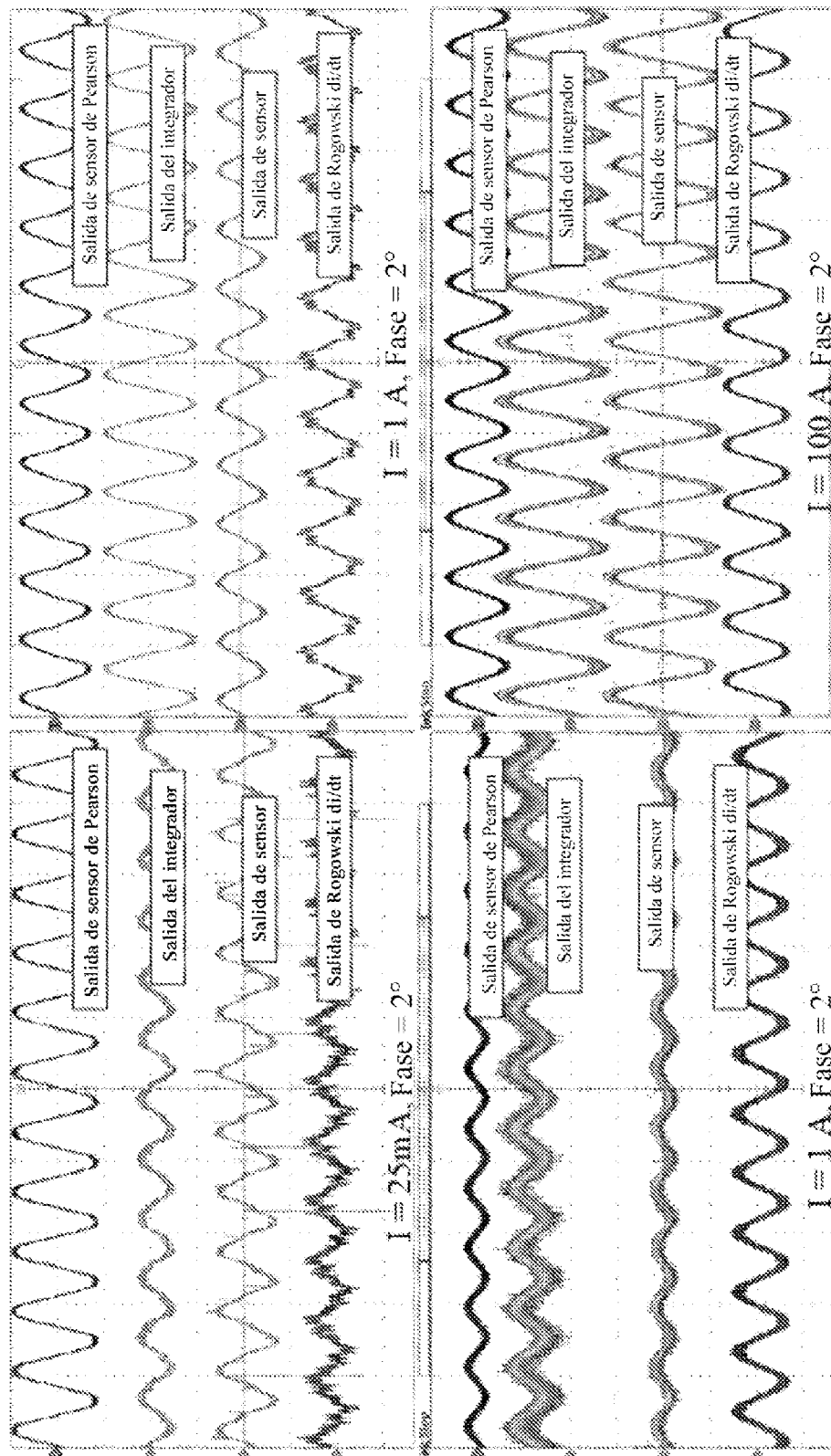
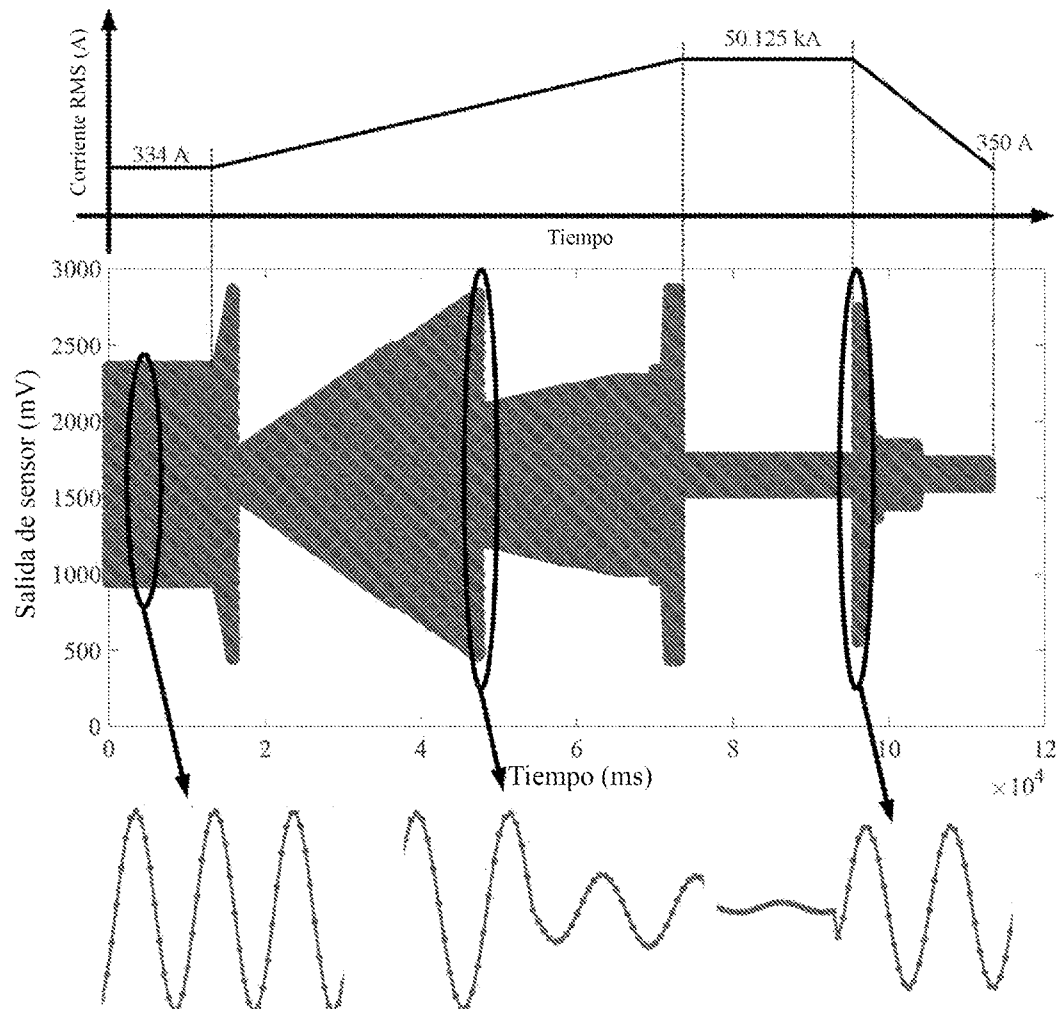


Figura 20



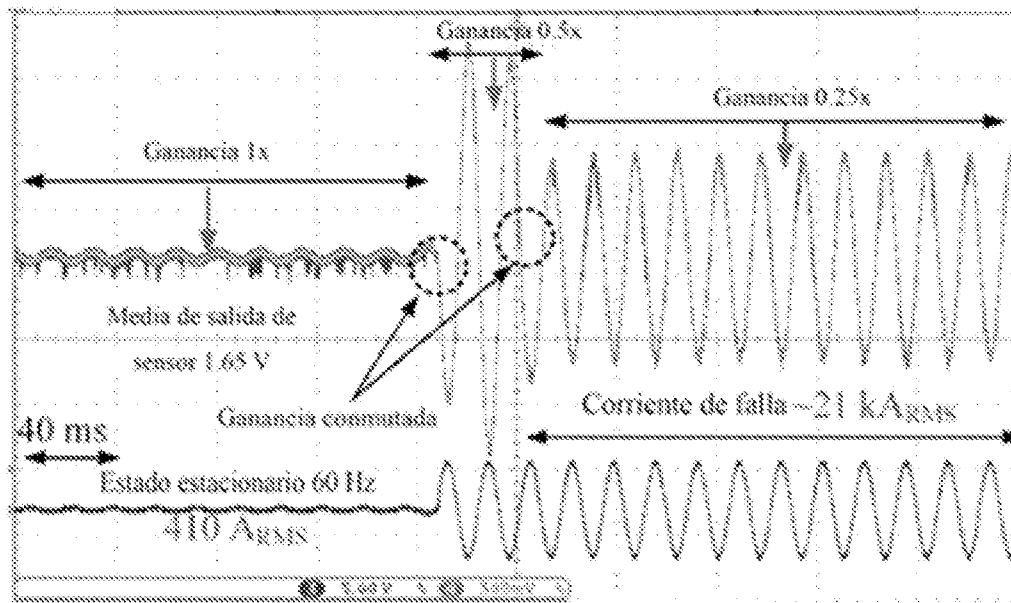


Figura 21A Formas de onda del osciloscopio

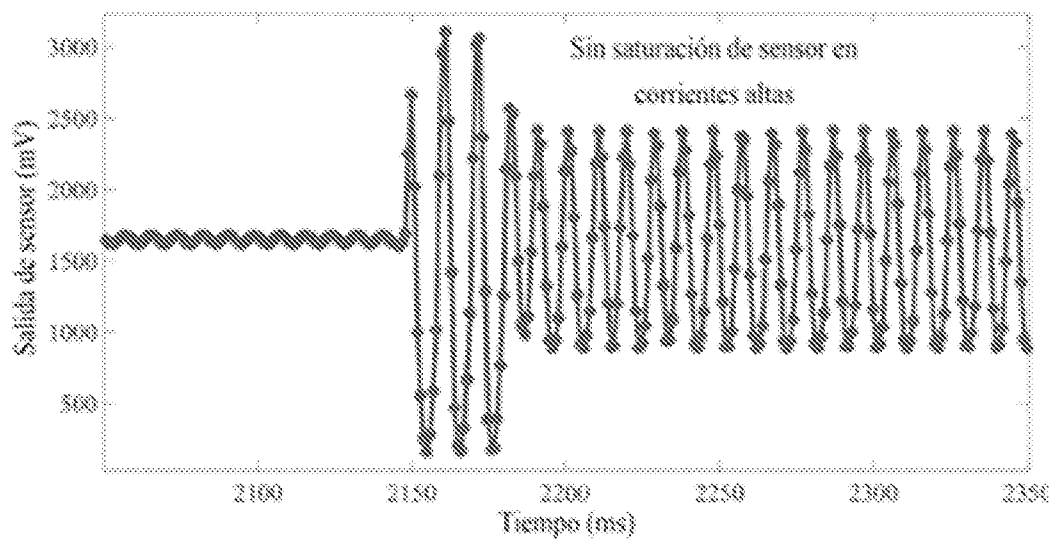


Figura 21B Datos muestreados de ADC en el sensor

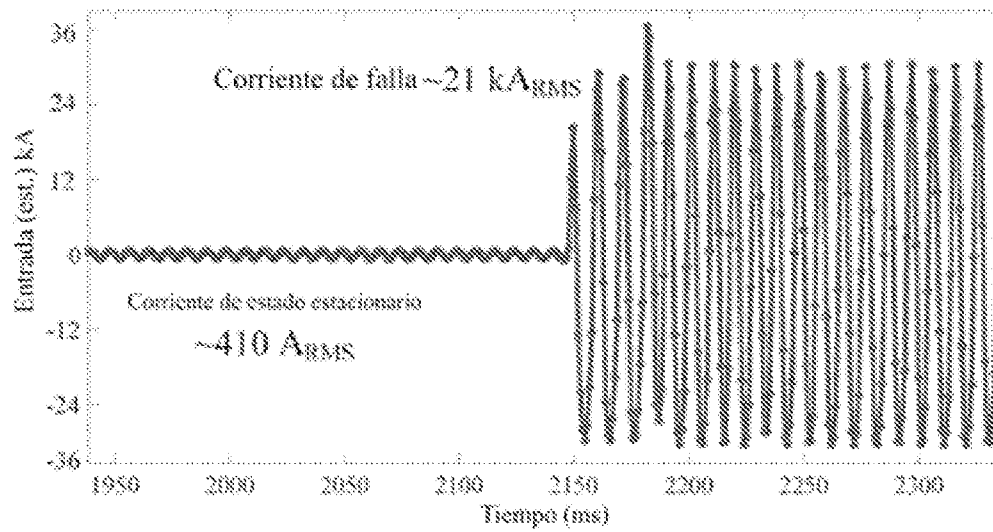


Figura 21C Forma de onda de corriente reconstruida

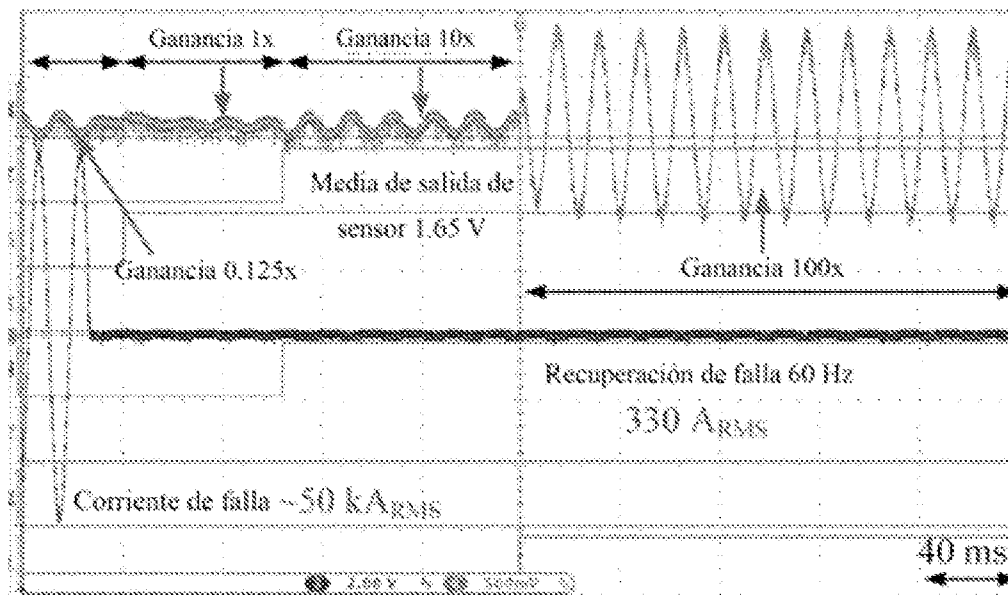


Figura 22A Formas de onda del osciloscopio

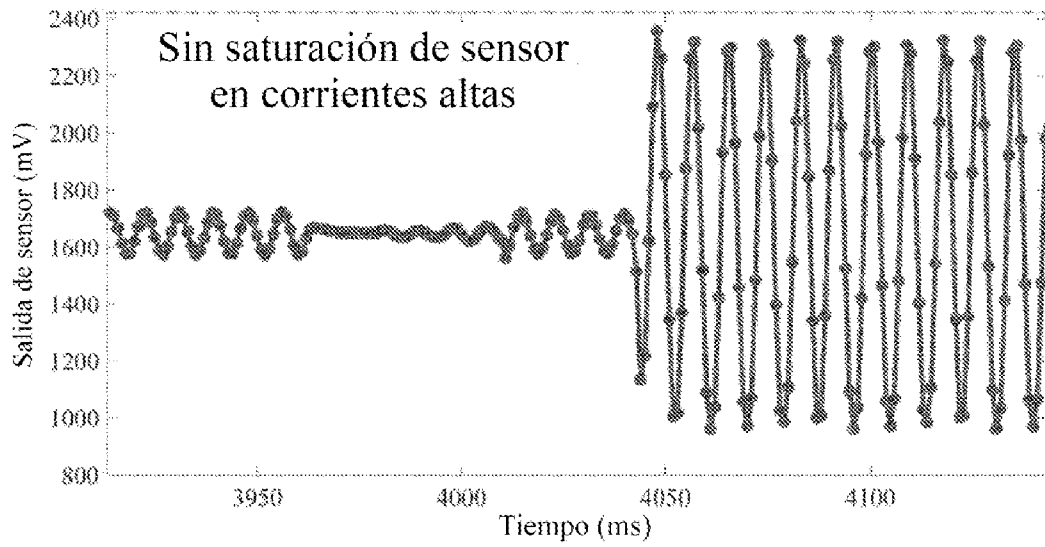


Figura 22B Datos muestreados de ADC en el sensor

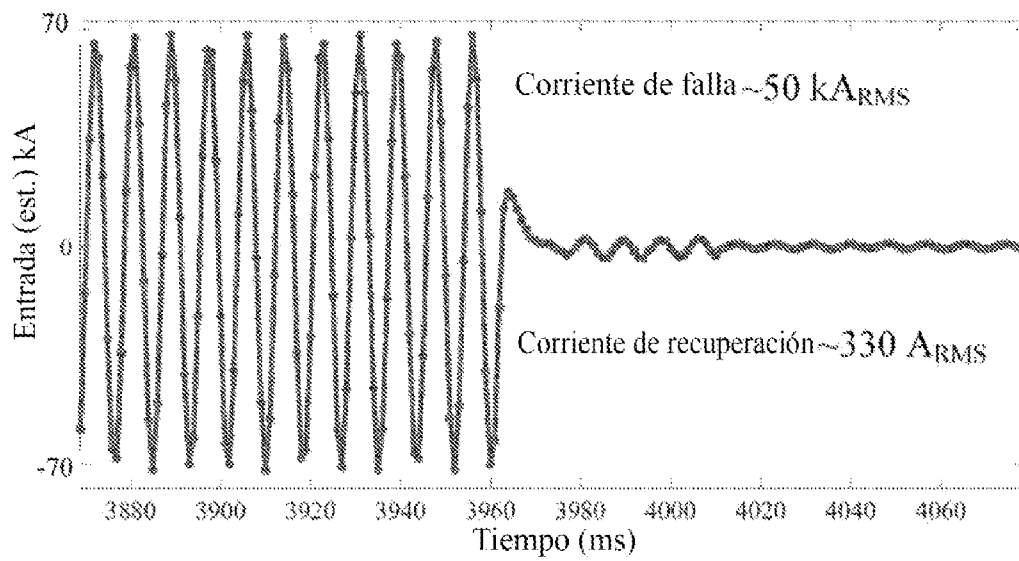
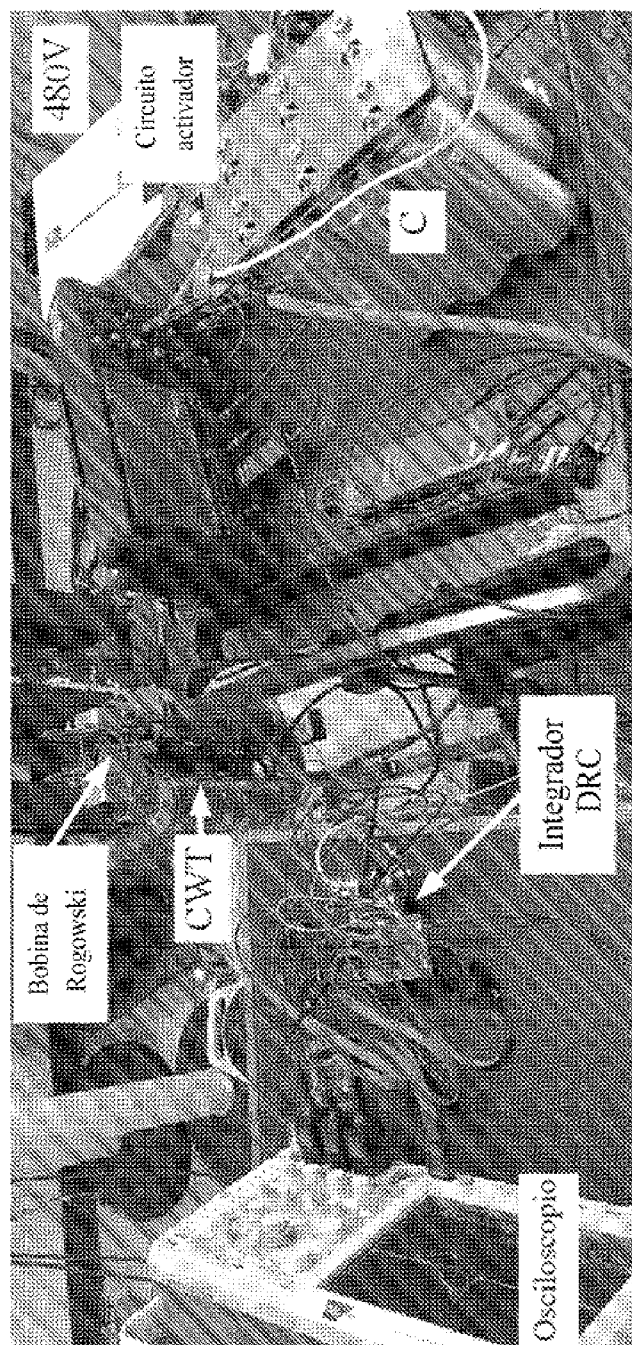
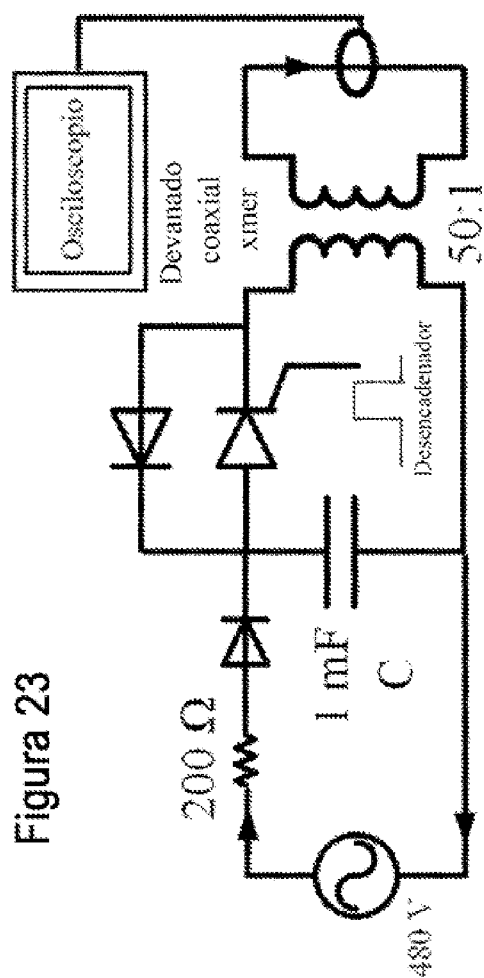
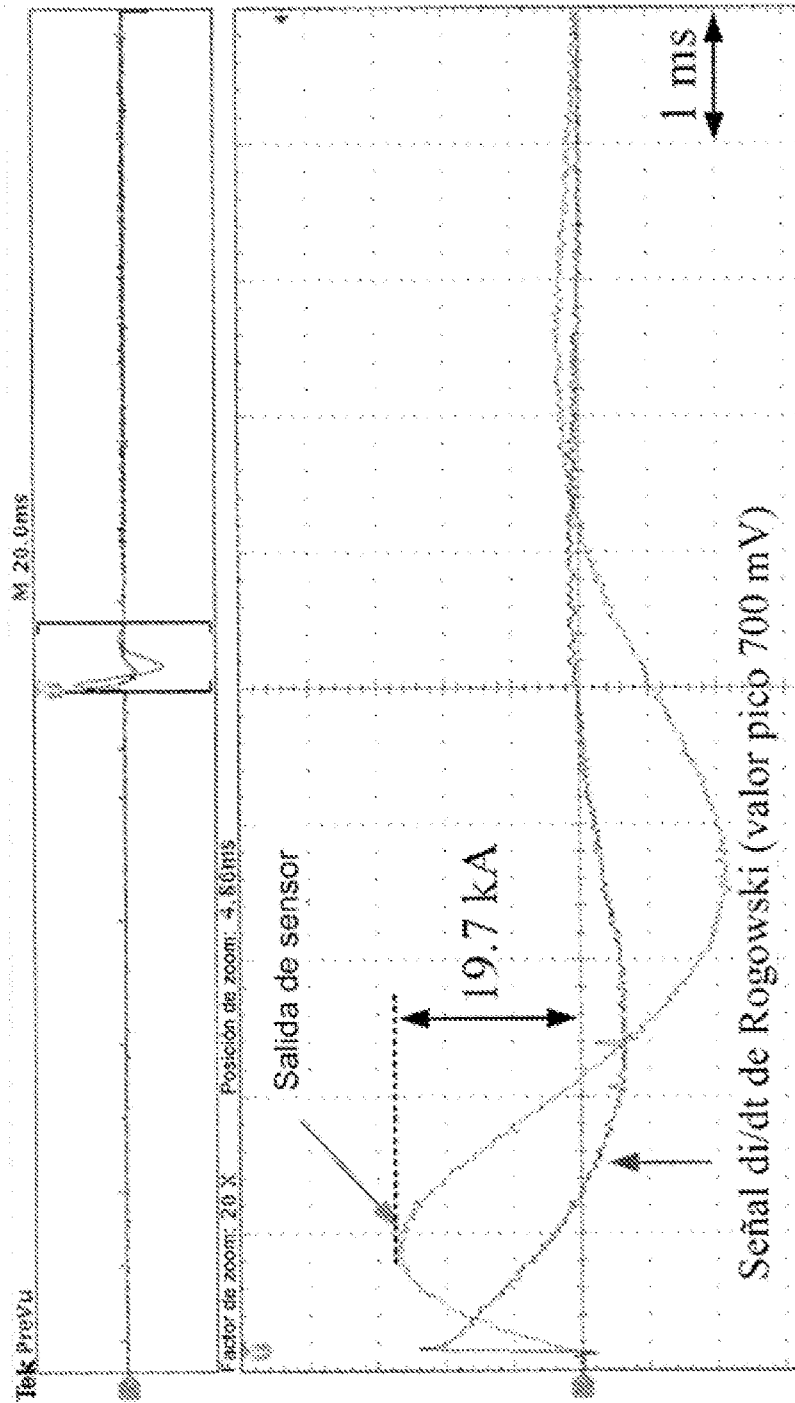


Figura 22C Forma de onda de corriente reconstruida

Figura 23





Formas de onda del osciloscopio

Figura 24A

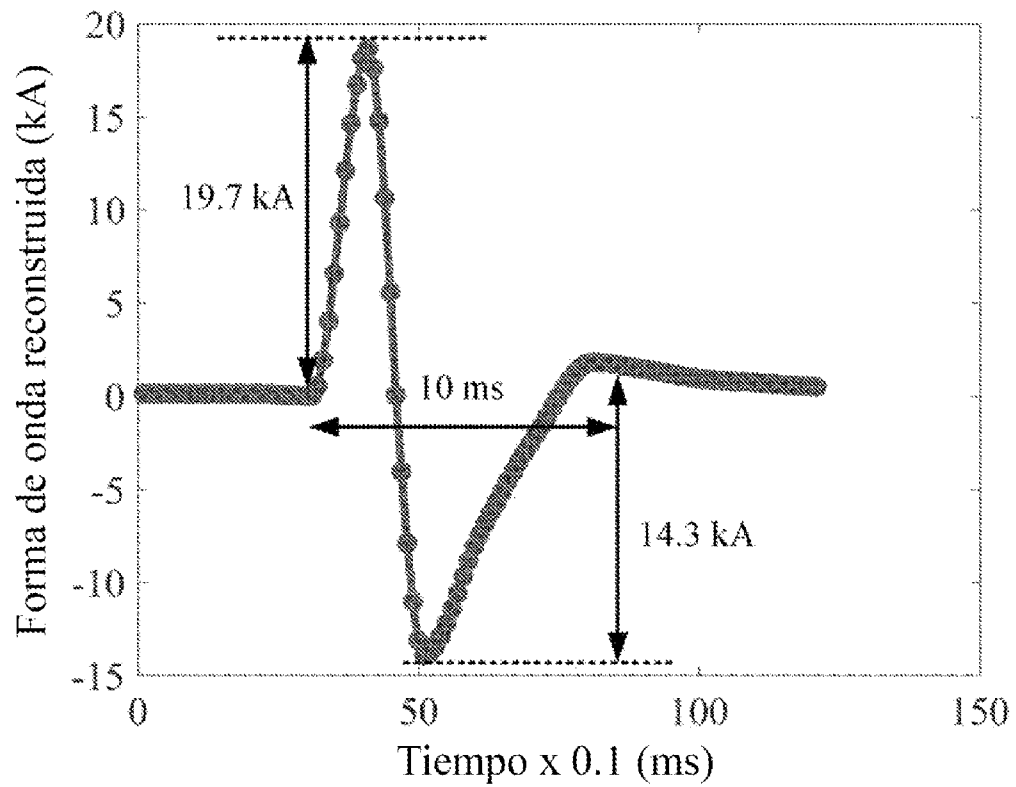


Figura 24B Forma de onda de corriente reconstruida

Figura 25

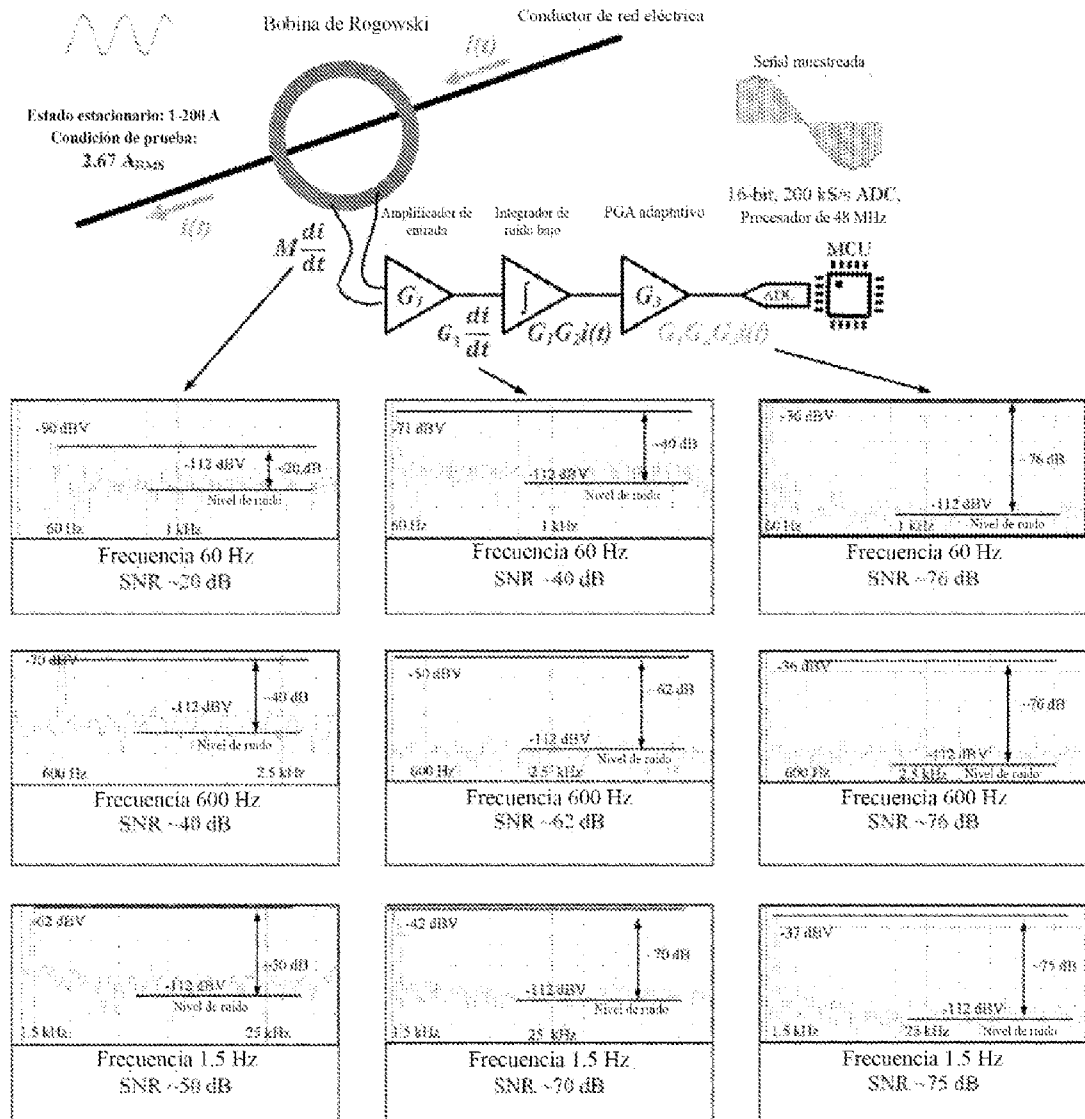


Figura 26

