

Universidad Nacional de Mar del Plata

Facultad de Ingeniería

Departamento de Ingeniería Eléctrica

**“Diseño y Construcción de Sensor de Corriente de Bobina
Rogowski”**

Autor/es

Nombres y Apellidos: Andrés Octavio Rodríguez

DNI: 37893359 Nro. Legajo Alumno: 9827

Mail de contacto: r.andresoctavio@gmail.com

Carrera Ingeniería Electromecánica

Director/es del Proyecto

Director: Dr.Ing. Jorge Strack

Codirector: Dr.Ing. Carlos Orallo

Mar del Plata, **18 de diciembre de 2023**



RINFI es desarrollado por la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la
Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar
documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y
Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto
de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo
con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad
entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons
Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0
Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Universidad Nacional de Mar del Plata

Facultad de Ingeniería

Departamento de Ingeniería Eléctrica

**“Diseño y Construcción de Sensor de Corriente de Bobina
Rogowski”**

Autor/es

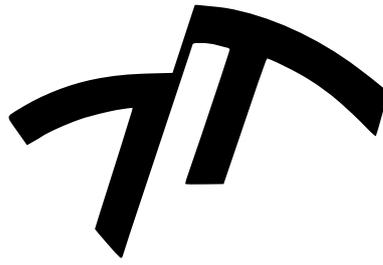
Nombres y Apellidos: Andrés Octavio Rodríguez
DNI: 37893359 Nro. Legajo Alumno: 9827
Mail de contacto: r.andresoctavio@gmail.com
Carrera Ingeniería Electromecánica

Director/es del Proyecto

Director: Dr.Ing. Jorge Strack

Codirector: Dr.Ing. Carlos Orallo

Mar del Plata, **18 de diciembre de 2023**



DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE
SENSOR DE CORRIENTE DE
BOBINA ROGOWSKI

Proyecto Final de Grado
Ingeniería Electromecánica

Andrés Octavio Rodríguez
Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de Mar del Plata
18 de diciembre de 2023

Índice general

Agradecimientos	vii
Resumen	1
Introducción	3
1. El sensor de corriente flexible	13
1.1. Tensión inducida en la bobina	15
1.1.1. La ley de Ampere	15
1.1.2. La ley de Faraday-Lenz	15
1.1.3. La tensión de salida	16
1.2. Inductancia mutua M	19
1.2.1. Efecto de r_i en la inductancia mutua	20
1.2.2. Efecto de e en la inductancia mutua	21
1.3. Circuito acondicionador	21
1.3.1. Autointegración	22
1.3.2. Integrador pasivo	23
1.3.3. Integrador activo	23
1.4. Influencia del conductor primario	24
1.4.1. Posición del conductor	25
1.4.2. Inclinación del conductor	27
1.4.3. Conductor externo	28
1.5. Conclusiones	29
2. Bancos de pruebas	31
2.1. Banco de pruebas de frecuencia	31
2.1.1. Descripción del banco	32
2.1.2. Caracterización del banco	34

2.2.	Banco de pruebas de corriente	40
2.2.1.	Descripción del banco	41
2.3.	Conclusiones	42
3.	Desarrollo de sonda Rogowski	43
3.1.	Requerimientos	43
3.1.1.	Consideraciones técnicas	44
3.1.2.	Consideraciones operativas	47
3.1.3.	Consideraciones constructivas	49
3.2.	Diseño del cabezal	50
3.2.1.	Núcleo y devanado	50
3.2.2.	Requerimientos de la aislación: Análisis de la norma BS EN-61010	51
3.2.3.	Conector	58
3.3.	Diseño del integrador	59
3.3.1.	Esquema eléctrico	59
3.3.2.	Modelado del sistema en PSpice	61
3.4.	Cable y conector de salida	65
3.5.	Conclusiones	66
4.	Construcción del prototipo y caracterización	67
4.1.	Cabezal	67
4.2.	Cable	70
4.3.	Conector	71
4.4.	Integrador	72
4.5.	Caracterización	75
4.5.1.	Exactitud	75
4.5.2.	Error de fase a 50 [Hz]	77
4.5.3.	Sensibilidad a la posición	78
4.5.4.	Campo externo	79
4.5.5.	Respuesta en frecuencia	81
4.5.6.	Máxima di/dt	82
4.6.	Conclusiones	86
5.	Estudio de caso: Ecomec TI-FLEX 400	89
5.1.	Descripción del fabricante	89

5.1.1. Geometría	89
5.1.2. Características técnicas	90
5.2. Caracterización	90
5.2.1. Exactitud	91
5.2.2. Error de fase a 50 [Hz]	92
5.2.3. Sensibilidad a la posición	93
5.2.4. Campo externo	93
5.2.5. Respuesta en frecuencia	94
5.3. Conclusiones	94
6. Comparación entre la sonda prototipo y la sonda comercial	97
6.1. Conclusiones	98
7. Análisis de costos	99
7.1. Costo de materiales	99
7.2. Selección de componentes	100
7.3. Precio de sondas comerciales	100
7.4. Conclusión	102
8. Conclusiones	103
Bibliografía	105
A. Efecto en M debido al desplazamiento del conductor respecto del centro	109
B. Efecto en M debido a la inclinación del conductor respecto del centro	115
C. Tablas de valores registrados de los ensayos de caracterización de las sondas prototipo y TI-FLEX	123
C.1. Exactitud	123
C.2. Sensibilidad a la posición	123
C.3. Campo externo	123
C.4. Respuesta en frecuencia	123

Agradecimientos

En primer lugar, debo expresar mi gratitud hacia mi familia, a mis padres Luis y Cecilia, quienes me han apoyado en las decisiones que he tomado, y han hecho un esfuerzo formidable durante toda mi vida para brindarme las mejores condiciones en las cuales he podido desarrollarme como persona. A mis hermanos que me han acompañado y ayudado siempre que lo necesité. El día de hoy mi padre está presente en mi memoria, en este momento tan importante de mi vida. Siempre lo voy a recordar como la excelente persona que fué, y por todo lo que hizo por sus hijos y su familia.

En segundo lugar, quiero agradecer a mis amigos, que han entendido lo que significa para mí esta carrera. A mis amigos de siempre, a los que he hecho durante este camino, y a aquellos que me han acompañado a la par durante gran parte de mi carrera. Ellos han hecho que todo este tiempo haya sido tan ameno y mi recuerdo de la carrera sea totalmente positivo. Quiero agradecer especialmente a Agustín, uno de mis mas grandes amigos que me ha dado la facultad, con quien hemos compartido grandes momentos en la carrera.

Agradezco también a mis directores el Dr. Ing. Jorge Strack y el Dr. Ing. Carlos Orallo, por haberme guiado durante todo el proyecto y haberme dedicado el tiempo que he necesitado. Quiero mencionar también al Dr. Ing. Ignacio Carugatti, quien ha participado y junto con Jorge me ha guiado desde el inicio.

Andrés

Resumen

Este trabajo presenta el proceso de diseño y construcción de un prototipo de sensor de corriente de tecnología Rogowski, que tenga un desempeño adecuado y comparable con sondas comerciales, en aplicaciones de monitoreo de calidad de la energía en la industria. En el marco del desarrollo de medidores de calidad de la energía llevado a cabo por el Laboratorio de Instrumentación y Control de la Universidad Nacional de Mar del Plata, se ha evaluado la posibilidad de construir los accesorios para la recolección de información necesaria, siendo los sensores de corriente uno de los dos elementos requeridos para tal fin, junto con las sondas de tensión.

Este estudio comienza presentando el principio de funcionamiento de los sensores de Rogowski y su fundamento físico, a modo de entender cuáles son los parámetros que tendrán incidencia en el rendimiento final del producto y lograr un adecuado diseño. Se presenta el desarrollo de los bancos experimentales que permiten controlar magnitudes físicas tales como la corriente y la frecuencia, que se desean medir para evaluar el diseño. El diseño y el proceso constructivo surge a partir de ciertas consideraciones constructivas y características eléctricas deseadas, obteniéndose el primer prototipo de sonda Rogowski. Luego de su construcción, el prototipo es ensayado junto con una sonda comercial de referencia, para determinar las características principales que servirán para comparar el desempeño entre ambas.

Finalmente se realiza un análisis de costos de materiales del prototipo y se compara con el costo de sondas comerciales disponibles actualmente en el mercado.

Nomenclatura

δ	Ángulo de discontinuidad
δ	Ángulo de discontinuidad
λ	Ángulo de inclinación del conductor central
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío
Φ	Flujo magnético
\vec{B}	Vector Densidad de flujo magnético
\vec{H}	Vector Intensidad del campo magnético
A	Área transversal de la espira
a	Distancia del conductor al punto P
b	Distancia del conductor primario al eje central de la sonda
C_c	Capacitancia de la bobina
d	Diámetro de la espira
$f.s.$	Fondo de escala
i	Corriente del conductor primario
i_B	Corriente del banco
L_c	Inductancia propia de la bobina
M	Inductancia mutua
N	Número de vueltas de la bobina

R	Radio medio de la bobina
R_c	Resistencia de la bobina
rdg	Valor leído
RMS	Valor eficaz (Root mean square)
S	Sección transversal de la espira
t	Tiempo
v_g	Tensión del generador
v_c	Tensión inducida en la bobina
v_{esp}	Tensión inducida en una espira
r_i	Radio interno de la bobina
r_o	Radio externo de la bobina

Introducción

La calidad de la energía está relacionada con desviaciones respecto de valores nominales de parámetros eléctricos como la tensión, la corriente, la frecuencia, la forma de onda, el desfasaje entre tensión y corriente, etc. En la norma IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) 1159-2019 se hace referencia al término “Calidad de la energía” como *una amplia variedad de fenómenos electromagnéticos que caracterizan la tensión y la corriente, en un determinado lugar y momento en la red eléctrica*. La IEC (*International Electrotechnical Commission*) lo define como *las características eléctricas en un determinado punto del sistema eléctrico evaluado contra un conjunto de parámetros técnicos de referencia* [1].

Las desviaciones de la forma de onda de la corriente se deben a la naturaleza de la carga y a la forma de onda de la tensión en los puntos de consumo. Pueden darse corrientes reactivas, que tengan contenido armónico, que estén desbalanceadas, que presenten picos elevados, entre otras perturbaciones que afectan su calidad de onda [2]. El monitoreo de la calidad de la energía permite detectar los problemas que trae asociados para tomar las medidas adecuadas de mitigación. Generalmente, los efectos causados por una deficiente calidad de la energía debido a la variación de la forma de onda de corriente se ven reflejados de alguna forma en mayores costos económicos en el consumidor [3].

Monitorear la calidad de la energía requiere medir constantemente la tensión y la corriente de manera de recolectar los datos que serán posteriormente transformados en información útil. La norma IEC 61000-4-30 presenta la cadena de medición como el conjunto de elementos necesarios para convertir, medir y evaluar una señal eléctrica como la forma de onda de tensión o corriente. La cadena de medición está compuesta por un transductor, una unidad de medición y una unidad de evaluación, figura 1. El primer elemento convierte la señal eléctrica a medir en una señal proporcional capaz de ser medida por la unidad de medición [1].

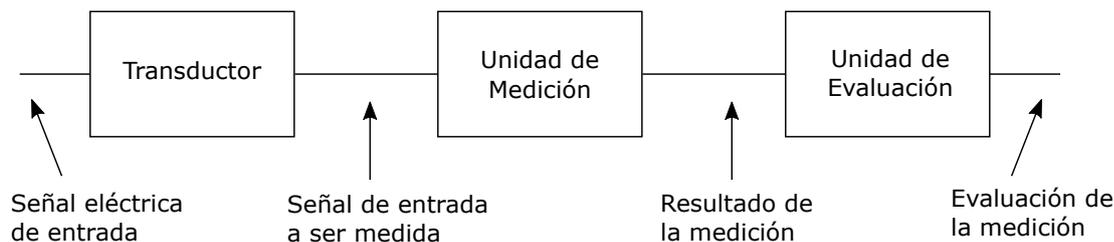


Figura 1: Cadena de medición

Siendo parte de la cadena de medición, el transductor resulta indispensable en el monitoreo de la calidad de la energía. Como interface entre la unidad de medición y la señal eléctrica, este elemento debe ser capaz de reproducir la forma de onda de corriente o tensión, de manera que los resultados de la medición representen correctamente la magnitud a medir. Cumplir con los requisitos para la medición de corriente puede ser un problema más complejo que para la medición de tensión. No solo requiere un amplio rango dinámico de medición, sino que también debe tener un amplio rango de frecuencias dada la cantidad de contenido armónico que puede existir en la onda de corriente.

Tecnologías comunmente utilizadas

En el mercado existen diversas tecnologías de transductores para la medición de corriente, como la resistencia shunt, el transformador de corriente, el sensor de efecto Hall, y la bobina de Rogowski entre otras. Cada uno de estos sensores presentan ciertas características que los hacen adecuados para distintas aplicaciones. A continuación, se describe el principio de funcionamiento de cada uno de ellos.

Sensores de corriente alterna

Transformador de corriente (TI)

Este tipo de sensor se basa en el principio de funcionamiento de los transformadores electromagnéticos. A través de un núcleo toroidal de material de alta permeabilidad pasa el conductor portador de la corriente a medir. El devanado secundario de “ n ” vueltas arrollado en el núcleo de hierro, está conectado a una carga nominal de baja impedancia conocida como prestación, que está dada por la impedancia interna de los instrumentos de medición que se conecten (bobinas

de amperímetros de hierro móvil, bobinas amperométricas de vatímetros, impedancia de entrada del instrumento, etc). La corriente del secundario a través de la impedancia de carga genera un flujo magnético en el núcleo que actúa para contrarrestar el flujo magnético generado por el conductor primario. Los tipos de transformadores de corriente utilizados para la medición de corriente pueden ser del “núcleo cerrado”, de “núcleo partido” o del tipo “pinza”. Estos últimos se pueden colocar alrededor del conductor o barra colectora, sin necesidad de interrumpir el circuito en ningún momento [4,5].

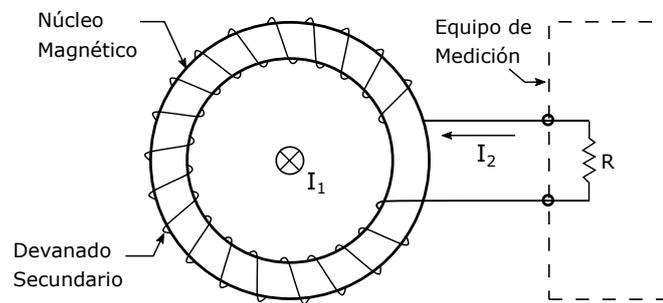


Figura 2: Esquema de un transformador de corriente con impedancia de carga para generar la señal de tensión que será procesada.

La característica de histéresis que presenta el material magnético provoca que existan limitaciones debido a la saturación del núcleo. A medida que se requiera medir corrientes más altas, el área transversal del núcleo debe ser mayor para evitar la saturación, resultando en sensores más costosos, pesados y de mayor volumen.

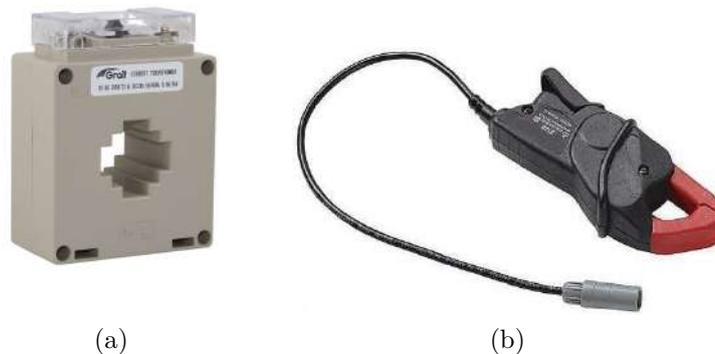


Figura 3: Ejemplos: (a) TI de núcleo cerrado, (b) TI del tipo pinza

Bobina Rogowski

Este dispositivo consiste en una bobina de una sola capa uniformemente enrollada sobre un núcleo no magnético flexible de forma típicamente circular el cual rodea al conductor por donde circula la corriente a ser medida. Se suele incluir una vuelta extra interior a la bobina con el fin anular la tensión inducida por campos externos.

$$v_c = -M \cdot \frac{di}{dt} \quad (1)$$

La ecuación 1 muestra la tensión generada en los terminales de la bobina a partir de la corriente del conductor encerrado, M es la inductancia mutua entre el conductor y la bobina y di/dt es la variación de la corriente del conductor central respecto del tiempo. La inductancia M depende de la geometría de la bobina y del número de vueltas. Dado que la tensión generada es proporcional a la derivada de la corriente respecto del tiempo, la bobina Rogowski no es capaz de medir la componente continua de la corriente, además, es necesario un circuito integrador para convertir la señal di/dt en una señal proporcional a $i(t)$ para su posterior procesamiento. La sensibilidad de la bobina Rogowski es muy pequeña, por lo que también deberá contar con una etapa de amplificación en el circuito acondicionador de la señal. Dado que este dispositivo no cuenta con un núcleo magnético no presenta saturación, lo que le permite mantener la linealidad en un amplio rango de corrientes a medir [5–7].

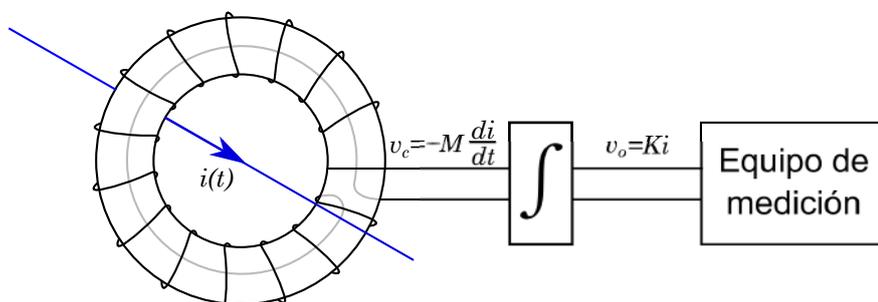


Figura 4: Esquema básico del conjunto bobina Rogowski-circuito acondicionador. Aquí se observa la espira interna en sentido contrario



Figura 5: Sensor de bobina Rogowski comercial

Sensores de efecto Hall

El efecto Hall indica que una tensión será producida en un material semiconductor bajo la influencia de un campo magnético, cuando es atravesado por una corriente eléctrica, según se ilustra en la figura 6. La relación que describe la tensión producida es la siguiente:

$$V_H = K_H \cdot B \cdot I \quad (2)$$

En donde I es la corriente de polarización que pasa por el semiconductor en forma longitudinal, B es el flujo magnético que pasa a través del semiconductor en forma perpendicular, y K_H es una constante que define la sensibilidad del sensor y que incluye tanto la geometría del semiconductor como su resistividad. La mayoría de sensores de efecto Hall incluyen un circuito integrado que proporciona la corriente de polarización, y el amplificador diferencial para mejorar la sensibilidad de la tensión de salida.

De la misma manera que el transformador de corriente, se utiliza un núcleo de alta permeabilidad para concentrar el campo y lograr mayores densidades de flujo magnético. El núcleo suele ser un toroide y cuenta con una abertura en donde se coloca el sensor de efecto hall. Este tipo de sensor conocido como sensor de lazo abierto, figura 7(a); permite medir corriente continua y puede ser utilizado dentro de un rango de frecuencias aceptable para aplicaciones industriales.

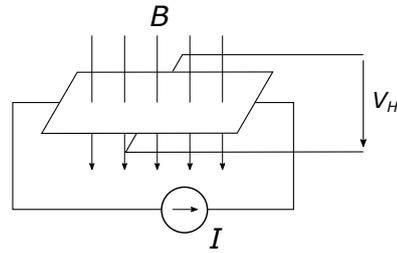


Figura 6: Esquema de la placa semiconductor en donde ocurre el efecto Hall

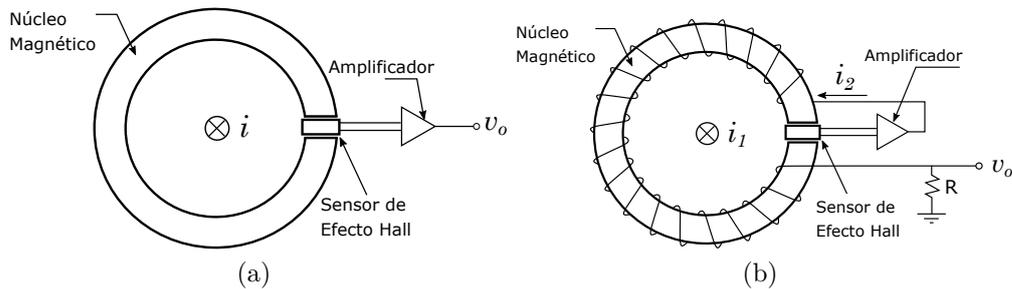


Figura 7: Esquema de sensores de efecto Hall, siendo v_0 la tensión procesada por el instrumento. (a) Sensor de Hall a lazo abierto, (b) Sensor de Hall a lazo cerrado

El sensor de efecto Hall presenta varias limitaciones que restringen su uso como un dispositivo de precisión. Errores de linealidad y ganancia que se derivan tanto del núcleo magnético como del sensor de efecto Hall limitan su exactitud.

Para corregir este tipo de errores se incorpora una retroalimentación negativa a través de un devanado de “ N ” vueltas alrededor del núcleo magnético, por el cual circula una corriente cuyo campo magnético es opuesto al generado por el conductor de corriente a medir. Cuando la corriente neta que pasa a través del toroide es cero, el flujo magnético del toroide es también cero. Esta corriente de retroalimentación pasa a través de una resistencia conocida sobre la cuál es medida su caída de tensión, ver figura 7(b).

Este tipo de sensor es conocido como sensor de lazo cerrado y una ventaja significativa de su uso es que, debido a que el flujo neto en el toroide es cero, el rango sobre el cual la corriente puede ser medida está limitado únicamente por la capacidad del circuito para entregar la corriente de retroalimentación. Por este motivo es posible hacer sensores de corriente capaces de medir corrientes mayores a los de lazo abierto, ya que no se llega a la saturación del núcleo magnético ni del sensor de efecto Hall [7,8].

Shunts de corriente de baja resistencia

La resistencia shunt es una resistencia de precisión de bajo valor que es insertada en serie en el circuito a ser medido, y convierte la corriente en un valor proporcional de tensión dado por $V = I \cdot R$. El uso de shunts requiere interrumpir el circuito y dividir el conductor, por lo tanto no siempre es viable medir con este transductor. Su principal característica, es que no tiene las limitaciones en el ancho de banda, a diferencia de dispositivos como el transformador de corriente. El shunt es afectado por su propio calentamiento por efecto joule, por lo que una sobrecorriente podría dejar al sensor permanentemente dañado. Además, la tensión medida suele ser de algunos milivolts, debido a esto, el sistema es susceptible al ruido y a interferencia electromagnética. Otra desventaja es la falta de aislación eléctrica entre el circuito a medir y el circuito de medición, dado que en este caso ambos forman parte del mismo circuito [4].

Comparación

En la tabla 1 se valoran algunas características técnicas y costo de mercado de las tecnologías en sensores mencionadas.

- La resistencia shunt presenta inconvenientes como el de no aislar el circuito de medición respecto al de potencia, tiene un rendimiento muy bajo debido al efecto Joule y aporta un error de inserción a la medición, y otros errores sistemáticos [4].

- El transformador de corriente es ampliamente utilizado en la medición de corriente alterna, en especial por su robustez para aplicaciones industriales, pero carece de una respuesta lineal en un amplio ancho de banda, por lo cual no es el indicado para la medición de componentes armónicas y cualquier tipo de perturbación que sature su núcleo ferromagnético por elevada frecuencia o amplitud.

- Aunque es útil para muchas aplicaciones, el sensor de efecto Hall presenta varias limitaciones que restringen su uso como un dispositivo de gran exactitud y precisión. Errores de linealidad y ganancia que se derivan tanto del núcleo magnético como del propio sensor de efecto Hall, limitan su nivel de exactitud.

- Finalmente la bobina de Rogowski, cuenta con un núcleo que está formado por aire o por un material dieléctrico que presenta una característica de gran linealidad en un amplio rango de frecuencias. Esta característica la hace muy útil para la reproducción de la onda de corriente con buena exactitud en un amplio

Tecnología	Shunt de corriente	Transformador de corriente	Sensor de efecto Hall	Bobina Rogowski
Costo	Muy Bajo	Medio	Alto	Bajo
Linealidad en el rango de medición	Muy Buena	Buena	Pobre	Muy Buena
Consumo de potencia	Alto	Bajo	Medio	Bajo
Problema de saturación de corriente DC	No	Si	Si	No
Variación de salida con respecto a la temperatura	Medio	Bajo	Alto	Muy Bajo
Problema de offset de DC	Si	No	Si	No
Problema de saturación e histéresis	No	Si	Si	No

Cuadro 1: Comparativo de las diversas tecnologías de sensores de corriente. Fuente: analog.com

rango de frecuencias o perturbaciones de elevada amplitud sin saturación del núcleo.

Normas para el diseño

Al momento de diseñar cualquier tipo de transductor de corriente se deben respetar ciertos requisitos, establecidos generalmente por las normas internacionales vigentes. En este caso, se deben seguir las especificaciones de compatibilidad electromagnética definidas por la norma IEC 61326 [11] y las especificaciones de seguridad para equipos de medición definidas por la norma *British Standards European Norm* BS EN 61010 [9]. La norma BS EN 61010 se divide en dos partes: La parte 1 indica los requisitos generales que son aplicables a los equipos incluidos dentro del alcance de esta norma. Para ciertos tipos de equipos, los requisitos

definidos en la parte 1 serán reemplazados o suplementados por lo especificado en la parte 2.

BS EN 61010 - Parte 1

En esta parte se detallan los requisitos de seguridad de equipos eléctricos especificados y sus accesorios, los cuales incluyen equipos de medición. El propósito de esta norma es asegurar que los peligros hacia los usuarios de los equipos y los alrededores sean reducidos a niveles tolerables. La misma hace referencia a peligros como descargas eléctricas, peligros mecánicos, propagación de fuego desde el equipo y temperaturas excesivas [9].

BS EN 61010 - Parte 2-032

En este apartado se detallan los requisitos de seguridad aplicables en sensores de corriente de uso manual o manipulados con la mano para pruebas y mediciones eléctricas, los cuales no necesariamente tienen que estar sostenidos durante la medición. Por lo tanto, incluye sondas que son colocadas manualmente. En esta parte se clasifica los tipos de sensores de corriente en cuatro tipos en función de la aplicación destinada. En base a esta clasificación se establecen las cláusulas que reemplazarán a las definidas en la parte 1 o que se adicionarán a las existentes [10].

IEC 61326 - Parte 1

Esta norma indica los requisitos que deben cumplir ciertos equipos eléctricos en cuanto a la emisión e inmunidad contra perturbaciones electromagnéticas presentes en el entorno en que se encuentran. En cuanto a la inmunidad electromagnética, aquí se detallan los fenómenos, sus valores de prueba y el criterio de aprobación para cada ensayo sobre el equipo en función del entorno electromagnético en el cual se espera que será utilizado. Los límites de emisión electromagnética estarán definidos en función de la categoría del equipo, teniendo en cuenta el entorno donde será utilizado y sus requisitos. Los límites están definidos en las normas CISPR:11 *del Francés: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*, IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-3 [11].

Propuesta

El objetivo de esta tesis es el desarrollo de un prototipo de sensor de corriente de tecnología Rogowski orientado a aplicaciones industriales de monitoreo de calidad de la energía, con un desempeño comparable a sondas comercialmente disponibles, que sean económicas y simples en su fabricación. Considerando las tecnologías existentes de sensores comerciales descritas anteriormente, las sondas Rogowski presentan la mayor simplicidad para su fabricación debido a los materiales que emplea. Al no contar con un núcleo de hierro ni elemento semiconductor como los sensores de efecto Hall, el costo en materiales y la complejidad en la fabricación (debido a la disposición de estos materiales) disminuye notablemente comparado con otras tecnologías. Resulta simple en su implementación dado a que no se requiere interrumpir el circuito a medir y sus prestaciones permiten ser utilizados en una amplia cantidad de aplicaciones en función de su diseño. Se llevará a cabo un estudio del efecto de variaciones en la geometría y configuración sobre parámetros de interés en el diseño utilizando el software de cálculo numérico MATLAB. Se definirán las características que debe presentar la sonda a construir y se diseñará el circuito eléctrico acondicionador, verificando su funcionamiento a través de simulaciones en PSpice. Se seleccionarán materiales según las características y criterios de seguridad basados en la norma BS-EN-61010.

Capítulo 1

El sensor de corriente flexible

En 1887 fue descrita por primera vez por A. P. Chattock una bobina de núcleo flexible con un número par de capas de vueltas como parte de un dispositivo para medir la diferencia de potencial magnético (integral de línea del campo H) [12]. En 1912, W. Rogowski y W. Steinhaus construyen un dispositivo similar al descrito por Chattock al cuál denominan voltímetro magnético, dado que se pretendía medir con él la fuerza magnetomotriz de un circuito magnético generada por la corriente circulante en una bobina [13]. Es por este trabajo que se le atribuye el nombre de Rogowski a este tipo de bobinas de núcleo no magnético, también llamadas bobinas con núcleo de aire.

Las primeras aplicaciones de esta tecnología estaban limitadas debido a que la tan baja señal de tensión a la salida era inadecuada para impulsar el equipamiento de medición de la época. A medida que la sensibilidad de los equipos de medición mejoraba, las bobinas Rogowski comenzaban a ser utilizadas en una variedad de aplicaciones especializadas en el monitoreo de corriente alterna. La electrónica de estado sólido y el uso incrementado de microprocesadores han proporcionado oportunidades de aplicación a la tecnología Rogowski en un rango cada vez más amplio de aplicaciones. Recientemente, los sensores de bobina Rogowski se ha incorporado a los productos comercialmente disponibles en una variedad de configuraciones, incluyendo el conocido sensor de corriente flexible. Estos productos ofrecen varias ventajas distintivas sobre otros métodos de medición de corriente, y en algunos casos, a menor costo. Características como su exactitud, rango de medición, ancho de banda, prácticamente ilimitada tolerancia a cortocircuitos y diseño flexible han generado rápidamente interés en un gran número de

aplicaciones. Algunas de ellas son el monitoreo de la calidad de la energía, monitoreo de rectificadores, medición de corrientes para relés de protección, incluso para la medición de corrientes en celdas de media tensión como alternativa a los tradicionales TI.

La bobina Rogowski entrega una señal de tensión proporcional a la variación de corriente respecto del tiempo. Para que la señal pueda ser procesada posteriormente por la unidad de medida, debe ser integrada mediante un circuito acondicionador adecuado a su aplicación, de tal forma de obtener a la salida del conjunto una señal de tensión proporcional al valor instantáneo de corriente [14, 15].

Algunas características que presentan los transductores basados en esta tecnología son las siguientes [16]:

- Amplio ancho de banda (desde bajas frecuencias hasta el orden de los 10 $[MHz]$ según el tipo de integrador)
- Capacidad de medir altas corrientes (del orden de los 100 $[kA]$)
- No saturación debido a su núcleo de aire
- Medición no invasiva y aislación entre el circuito a medir y el transductor
- Económico y fácil de usar
- Buena linealidad debido a la ausencia de materiales magnéticos
- Compacto y liviano

De acuerdo a las cualidades enumeradas anteriormente que hacen a la sonda de Rogowski un transductor muy versátil en sus aplicaciones. En este capítulo se presentará el desarrollo matemático para la obtención de la ecuación 1 que describe el funcionamiento de la sonda de Rogowski, de acuerdo a sus principios físicos de electromagnetismo. Se describirán los principales parámetros de diseño, como la inductancia mutua M , se analizará su comportamiento en función de la geometría de la bobina de sección circular típicamente comercializada y se introducirán los requerimientos del integrador y amplificador necesarios para el acondicionamiento de la señal entregada por la sonda.

1.1. Tensión inducida en la bobina

1.1.1. La ley de Ampere

La ley circuital de Ampere permite calcular la intensidad de un campo magnético a partir de la corriente eléctrica que lo genera. La misma fue modelada por André Marie Ampère en el año 1826. La ley de Ampère determina que la circulación (integral de camino) del campo magnético B a lo largo de una línea cerrada es equivalente a la suma algebraica de las intensidades de las corrientes que atraviesan la superficie delimitada por la línea cerrada, multiplicada por la permitividad del medio. De manera de definir el signo de las corrientes, aquellas en donde el lazo circula de manera anti horaria (visto en contra al sentido de la corriente) serán corrientes positivas. Aquellas en donde el lazo circule de manera horaria, visto en contra al sentido de la corriente, serán corrientes negativas. Lo mencionado queda representado en la siguiente expresión.

$$\oint_c \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_m \sum i \quad (1.1)$$

De manera de independizarse del medio donde se encuentra el lazo, se suele expresar en términos de la intensidad de campo H , siendo esta la relación entre la densidad de flujo magnético B y la permeabilidad del medio material μ_m .

$$\vec{B} = \mu_m \cdot \vec{H} \quad (1.2)$$

Finalmente, la ley de Ampere puede expresarse de la siguiente manera:

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i \quad (1.3)$$

1.1.2. La ley de Faraday-Lenz

La Ley de Inducción electromagnética de Faraday, conocida simplemente como Ley de Faraday, fue formulada por el científico británico Michael Faraday en 1831. Esta ley cuantifica la relación entre un campo magnético variable en el tiempo y el campo eléctrico creado por estos cambios. El enunciado de dicha ley sostiene que la tensión inducida en un circuito cerrado es directamente proporcional a la razón de cambio en el tiempo del flujo magnético que atraviesa una superficie cualquiera con el circuito mismo como borde. Esto queda expresado mediante la

siguiente ecuación:

$$fem = \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.4)$$

En donde fem es la fuerza electromotriz (tensión) inducida en el circuito cerrado.

La Ley de Lenz sirve de complemento a la Ley de Faraday y proviene de la aplicación del principio de conservación de la energía. Indica que la fem inducida tiene una dirección tal que produce una corriente, cuyo flujo es opuesto al flujo que origina dicha fem . En términos matemáticos, esto se traduce en la inclusión de un signo negativo en la expresión anterior. La expresión de Faraday-Lenz resulta la siguiente:

$$fem = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (1.5)$$

1.1.3. La tensión de salida

El comportamiento de la tensión inducida en la bobina se puede deducir a partir de las leyes de Ampere y Faraday-Lenz. La primera relaciona la intensidad de campo magnético con la corriente eléctrica que la genera. Esto queda representado por la ecuación 1.6:

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = i \quad (1.6)$$

En donde \vec{H} es el vector Intensidad del campo magnético, $d\vec{l}$ es el vector diferencial de longitud del camino, c es la trayectoria cerrada de integración y i es la corriente eléctrica que circula por el conductor.

En el caso más simple, el conductor estará ubicado en el centro del toroide. Según la figura 1.1, si se considera un camino cerrado c circular de radio r , en todos los puntos de este camino, el vector \vec{H} y el diferencial de longitud $d\vec{l}$ tendrán la misma dirección y sentido, y en dichos puntos existirá una intensidad de campo magnético de módulo según lo indica la ecuación 1.7.

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_0^l H \cdot dl = H \cdot 2\pi \cdot r = i$$

$$H = \frac{i}{2\pi r} \quad (1.7)$$

La intensidad del campo magnético en un determinado punto del espacio es inversamente proporcional a la distancia que se encuentra respecto al conductor.

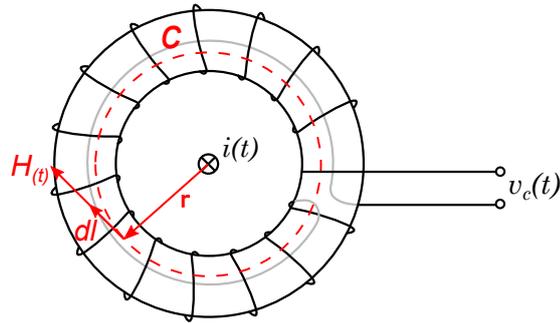


Figura 1.1: Dirección y sentido de los vectores \vec{H} y $d\vec{l}$ en el camino c

La intensidad del campo \vec{H} generará un determinado valor de *densidad de flujo magnético* en función del medio en donde se encuentre. En este tipo de sensores, en general el medio que encierran las espiras suele ser aire o algún otro material paramagnético [17, 18], cuya permeabilidad relativa es muy cercana a la unidad. Por lo tanto, la densidad de flujo magnético queda definida por la ecuación 1.8.

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (1.8)$$

En donde \vec{B} es el vector Densidad de flujo magnético o Inducción magnética y μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío.

Para el caso planteado en la figura 1.1 y según las ecuaciones 1.7 y 1.8, el valor absoluto de inducción magnética queda definida según la ecuación

$$B = \frac{\mu_0 i}{2\pi r} \quad (1.9)$$

Por otra parte, la ley de Faraday-Lenz indica que la tensión que se induce en una espira es proporcional y de signo contrario a la variación en el tiempo del flujo magnético que atraviesa en dicha espira (ecuación 1.10).

$$v_{esp} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (1.10)$$

En donde v_{esp} es la tensión inducida en una espira, Φ es el flujo magnético que atraviesa a la espira y t es el tiempo.

Teniendo en cuenta el efecto de las N espiras que conforman la bobina, se obtiene la tensión inducida total en los bornes.

$$v_c = Nv_{esp} \quad (1.11)$$

El flujo magnético es una medida de la cantidad de "líneas" de densidad de flujo magnético que atraviesan una determinada sección. Esto queda representado por la ecuación 1.12.

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (1.12)$$

Como se ha mencionado, la densidad de flujo magnético en un punto del espacio es función de la distancia a la que se encuentre respecto del conductor según la ecuación 1.9. Esto quiere decir que los puntos del espacio más alejados que encierre una espira van a tener un valor de inducción menor, y los puntos pertenecientes al interior de la espira dependen de la forma que esta tenga. En este caso el vector \vec{B} y el vector $d\vec{S}$ son colineales en todos los puntos interiores de la espira.

A modo de simplificación, se puede considerar que la inducción magnética se mantiene constante dentro de la región que encierran las espiras, por lo tanto el flujo magnético se determina según la ecuación 1.13, en donde A es el área transversal de la espira.

$$\Phi = B \cdot A \quad (1.13)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones 1.9, 1.11 y 1.13, se obtiene la siguiente la expresión de la tensión inducida en los bornes de la bobina.

$$v_c = -N \frac{d\Phi}{dt} = -N \frac{d}{dt} \left(\frac{\mu_0 A i}{2\pi r} \right) = -\frac{\mu_0 N A}{2\pi r} \frac{di}{dt} \quad (1.14)$$

En donde

$$M = \frac{\mu_0 N A}{2\pi r} \quad (1.15)$$

Al factor M se lo conoce como inductancia mutua y es la constante de proporcionalidad que relaciona la tensión inducida con la tasa de variación de corriente

en el conductor.

$$v_c = -M \frac{di}{dt} \quad (1.16)$$

La expresión 1.16 indica que la tensión a la salida de una bobina toroidal es proporcional a la variación en el tiempo de la corriente del conductor al que encierra, y la constante de proporcionalidad es la inductancia mutua. El signo menos en la ecuación indica que la corriente que existiría en el bobinado si sus extremos estuvieran cortocircuitados, circularía en sentido tal que su campo magnético inducido estaría en contraposición con el generado por el conductor encerrado.

En el desarrollo de la expresión 1.16 no se tienen en cuenta los parámetros eléctricos de la bobina (resistencia, inductancia y capacidades parásitas).

A modo de simplificación se ha considerado que la inducción magnética es constante en la región encerrada por las espiras.

1.2. Inductancia mutua M

La inductancia mutua depende de la geometría de la bobina [19]. En esta sección veremos particularmente el comportamiento de la inductancia para una bobina de sección transversal circular según se muestra en la figura 1.2, en donde se observa la posición centrada del conductor. En la figura, R es la distancia entre el conductor y el radio medio de la bobina, r_i y r_o son las distancias entre el conductor y los radios interno y externo de la bobina respectivamente. r es la distancia entre el conductor y cualquier punto situado dentro de la bobina. Finalmente, la diferencia entre r_i y r_o es el diámetro de la espira d .

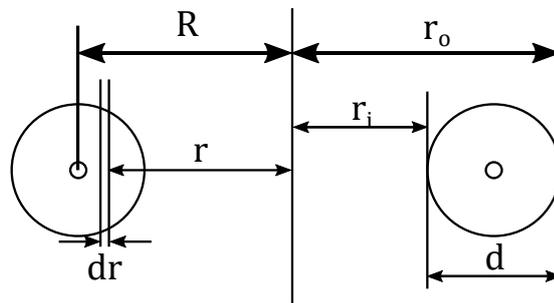


Figura 1.2: Corte transversal de la bobina de sección circular

Con la geometría descrita, la inductancia mutua puede ser expresada matemáticamente de la siguiente forma, según se desarrolla en el trabajo de Draxler [20]:

$$M = \frac{\mu_0 N}{2} (r_i + r_o - 2\sqrt{r_i \cdot r_o}) \quad (1.17)$$

La inductancia mutua depende de la cantidad de vueltas N de manera proporcional y de las dimensiones r_i y r_o . El valor de M es de importancia para el diseño del circuito acondicionador, ya que en gran medida este define la ganancia de los amplificadores y por lo tanto, el valor de tensión a la salida del transductor [21]. Resulta necesario analizar la influencia de estos parámetros para determinar la forma óptima de la bobina.

1.2.1. Efecto de r_i en la inductancia mutua

El radio interno de la bobina influye en el valor de inductancia mutua no solamente por la distancia que impone entre las espiras y el conductor principal, sino que también define de cierta forma la cantidad de vueltas que pueden conformar la bobina. Para un determinado diámetro del conductor del devanado e , la cantidad de vueltas N será menor mientras menor sea r_i , ya que para garantizar la uniformidad del devanado no deben superponerse, y por lo tanto el máximo número de vueltas para un determinado r_i estará determinado por la ecuación 1.18.

$$N < \frac{2\pi r_i}{e} \quad (1.18)$$

Si disminuye el valor de r_i , lo que se “*gana*” por concatenar un flujo magnético de mayor magnitud se “*pierde*” por no poder incluir más espiras que concatenen dicho flujo. Esto lo vemos representado en la figura 1.3, en donde se representa las curvas para distintos diámetros d de la espira.

Para calcular el número de espiras se adopta un diámetro del conductor de $e = 0,35[mm]$, debido a su disponibilidad en el mercado. Se observa que la inductancia mutua aumenta conforme aumenta el radio interno r_i de la bobina debido al incremento del número de vueltas.

De la figura 1.3 se observa que el efecto debido a un pequeño aumento en el diámetro de la espira d es mucho más significativo que el aumento del radio interno de la bobina.

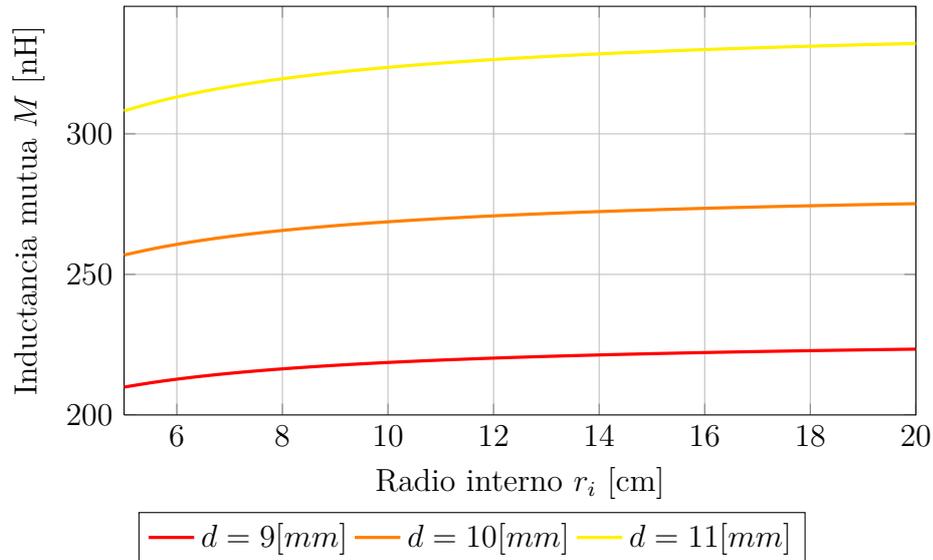


Figura 1.3: Inductancia mutua en función del radio interno de la bobina para distintos diámetros de espira, teniendo en cuenta que el número de vueltas disponible es menor cuanto menor sea r_i

1.2.2. Efecto de e en la inductancia mutua

Un factor que debe ser considerado es el diámetro del conductor que formará la bobina. Como se vió anteriormente, esto también define la cantidad de espiras que puede contener la bobina. Si la bobina consiste en un devanado homogéneo en donde las espiras están una al lado de la otra, mientras más delgado sea el conductor, mayor cantidad de vueltas se pueden lograr para una geometría determinada.

En la figura 1.4 se muestra como varía la inductancia mutua con el diámetro del conductor y el diámetro de la espira. Para ello se adopta un valor de $r_i = 7,5$ [cm]. Se observa que ambos efectos son comparables y deben ser analizados en conjunto durante el diseño de la bobina.

1.3. Circuito acondicionador

La bobina rogowski entrega una señal de salida proporcional a di/dt . La señal de salida debe ser integrada para reproducir la corriente deseada. Varios métodos de integración han sido empleados en base a los requerimientos necesarios.

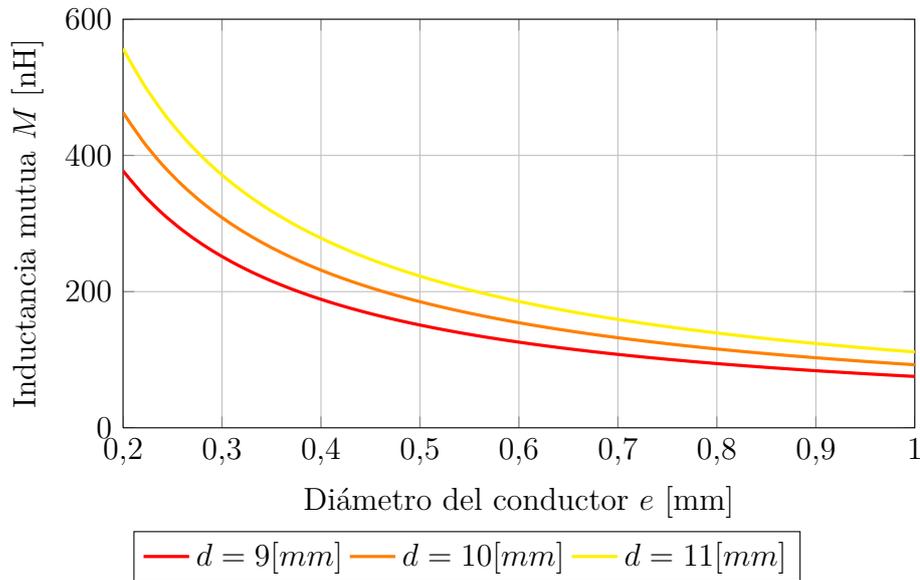


Figura 1.4: M en función del diámetro del conductor e para distintos diámetros de espira

1.3.1. Autointegración

Este tipo de bobina autointegrable es utilizada generalmente para medir corrientes impulsivas [22–24]. El integrador utiliza los parámetros propios de la bobina mediante un adecuado diseño para lograr las prestaciones deseadas en su aplicación. La tensión de salida que debe ser medida se obtiene a través de una resistencia de terminación R_T . [24]

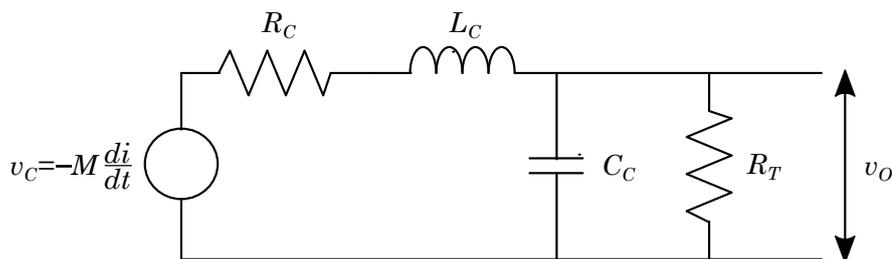


Figura 1.5: Circuito equivalente de la bobina Rogowski autointegrable basada en el modelo de los parámetros concentrados

Debido a su aplicación, se han logrado sondas autointegrables de ancho de banda de entre decenas de $[kHz]$ a unos pocos $[MHz]$, sensibilidades comprendidas entre 3 y 5 $[V/kA]$ con errores en el valor pico de corriente entre 0,3 a 1,3 % [23].

1.3.2. Integrador pasivo

También conocido como integrador RC, se trata de una variable de la bobina autointegrable, en donde se añade una resistencia y un capacitor (Fig. 1.6) de tal forma de definir el límite inferior de ancho de banda o frecuencia de corte baja f_l [21].

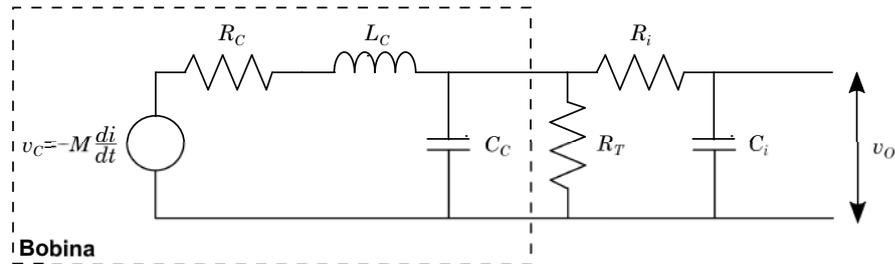


Figura 1.6: Circuito equivalente de la bobina Rogowski con integrador RC basado en el modelo de los parámetros concentrados

La principal desventaja de este método de integración es que tanto la ganancia como la frecuencia de corte baja f_l son inversamente proporcionales al producto de R_i y C_i . Por lo tanto, si se busca una f_l baja también será menor la sensibilidad.

1.3.3. Integrador activo

La integración de la señal se logra a través de un circuito compuesto por un amplificador operacional retroalimentado por un capacitor y una resistencia en paralelo. En función de los valores de capacidad y resistencia quedará definida la frecuencia de corte, a partir de la cuál se obtendrá una salida que será proporcional a la integral de la señal de tensión en la entrada. La señal proveniente de la bobina es amplificada por otro amplificador operacional, que por lo general está antes de la etapa de integración en el circuito, según se muestra en la figura 1.7. Ambas etapas requieren de la alimentación de sus circuitos integrados para poder operar, por lo que esta técnica de integración requiere de una fuente de alimentación externa.

En este tipo de integrador, la frecuencia de corte está dada por $f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_1}$. Se busca que este valor de frecuencia sea menor que 50 [Hz]. La respuesta en frecuencia esperada en bobinas con este integrador se ve representada en la figura 1.8.

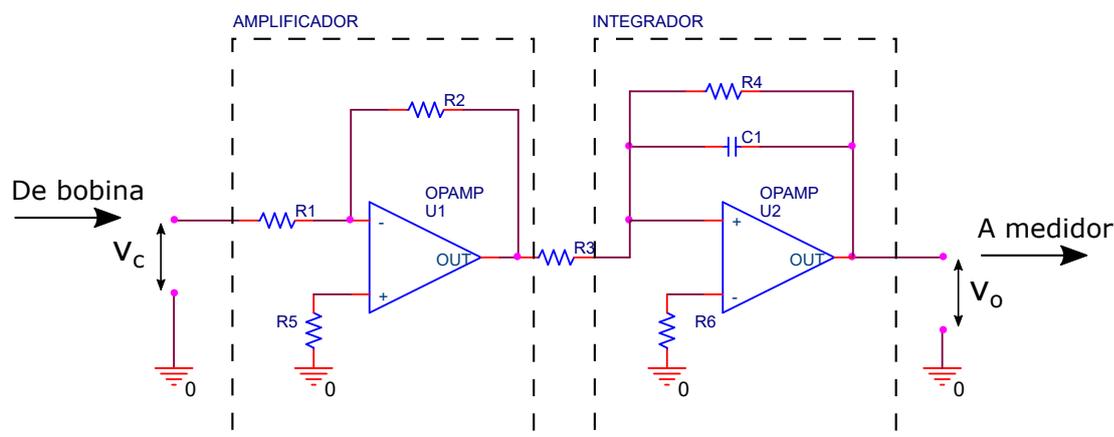


Figura 1.7: Esquema del circuito integrador activo, donde se muestran las etapas de amplificación y de integración

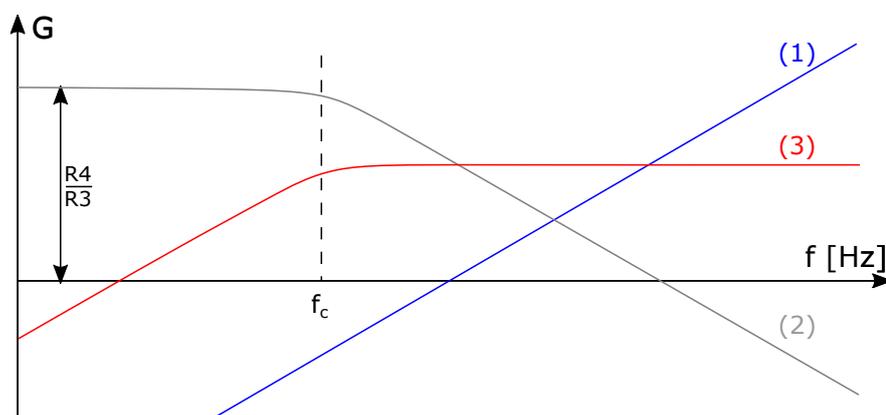


Figura 1.8: Representación de las respuestas en frecuencias de (1): la tensión de la bobina amplificada, (2): el integrador, (3): la tensión de salida v_o

Comparado con los otras formas de integración, el método activo permite definir la sensibilidad deseada a la salida y la frecuencia de corte mínima de manera prácticamente independiente, logrando de esta forma una respuesta adecuada en un amplia banda de frecuencias, particularmente para frecuencias industriales.

1.4. Influencia del conductor primario

Con el fin de usar una bobina Rogowski para la medición de corriente, todas las cantidades que influyen y sus contribuciones deben ser reconocidas y analizadas. Como se vió anteriormente, un mayor número de vueltas del devanado resulta en una mayor sensibilidad, y por esta razón, para ello se utilizan conductores

de menor diámetro e . Debido a las imperfecciones que existen en la realización de la primer y última vuelta, surge alguna discontinuidad, aún si el resto de las vueltas están perfectamente enrolladas [25]. Esta imperfección suele estar dada por el espacio existente necesario del conector. Esto puede ser representado por un sector de la bobina en donde no hay ninguna espira, el cuál es indicado como un ángulo δ (ver Anexo A).

A continuación, se presentan dos casos en los que, combinados con la discontinuidad δ , producen desviaciones del valor de inductancia mutua esperado, o del caso ideal 1.17. Estos son los efectos de la posición del conductor dentro de la bobina y la inclinación del conductor respecto del eje de la bobina.

1.4.1. Posición del conductor

Durante la medición de corriente, que el conductor no quede centrado en la sonda es algo que puede ocurrir muy fácilmente, es por esto que se debe conocer cómo puede afectar a la medición y determinar qué tan significativo puede ser. Algunos fabricantes recomiendan no posicionar el conductor cerca de la discontinuidad, o especifican errores relativos en determinadas regiones dentro de la sonda [26–28]. En las hojas de datos se pueden encontrar errores de hasta el $\pm 6\%$ en las regiones más alejadas del centro. Algunas incluso indican solamente que el error puede ser mayor a 4% , sin definir hasta que valor se puede elevar dicho error.

A partir del modelo matemático desarrollado en el Anexo A, se podrá tener una idea de cómo se distribuye el error de la inductancia mutua dentro de la sonda. Debido a que la inductancia mutua es un factor que aplica directamente sobre la ganancia del transductor, cualquier variación que exista sobre este valor será el mismo que existirá sobre la tensión de salida v_o .

El desarrollo de este modelo está descrito en el apéndice A, en donde se detalla la expresión de la inductancia mutua M en función de la posición del conductor y de la discontinuidad. En la figura A.1 se representa al conductor en una posición genérica dentro de la sonda, el cual se sitúa a una distancia b del centro a un ángulo de referencia ϵ respecto de la posición de la discontinuidad.

La resolución de la ecuación A.16 ha sido resuelta numéricamente con el software MATLAB para distintos tamaños de discontinuidad y posición del conductor. El procedimiento para obtener la distribución de inductancia mutua en el espacio es, en primer lugar, definir la geometría de la sonda: r_i y r_o . En este

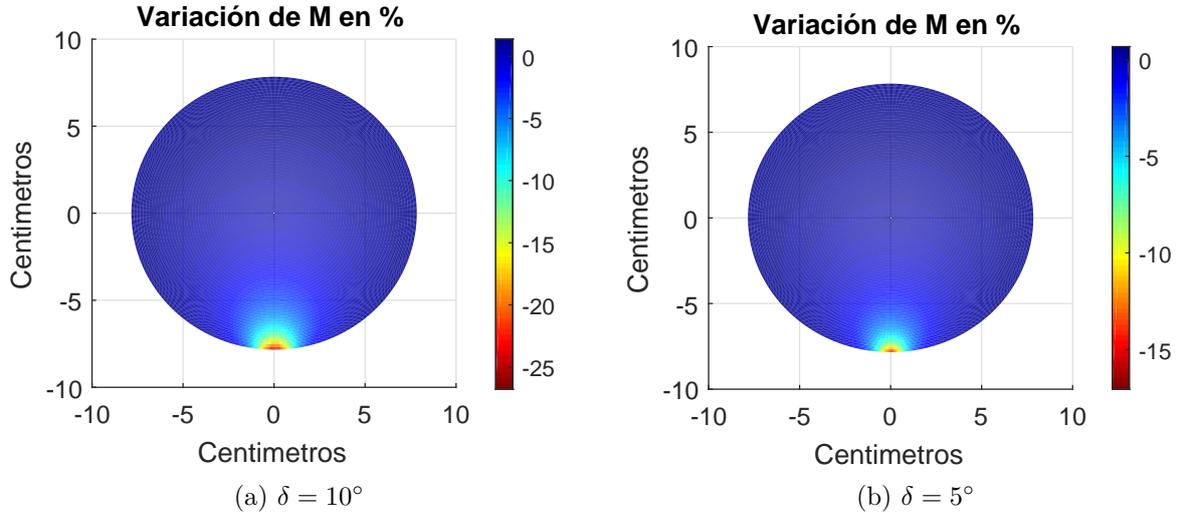


Figura 1.9: Distribución de la variación porcentual de M en función de la posición del conductor dentro de la bobina

caso se tomarán valores cercanos a las sondas comerciales y para el número de vueltas se tomará un valor cercano al que se puede lograr con un conductor de $e = 0,35[mm]$ para dicha geometría.

En segundo lugar, se define la distancia b y se resuelve la integral A.17 para una cantidad de ángulos ϵ definidos. De esta forma, tendremos calculados los valores de inductancia para la posición del conductor en toda la circunferencia de radio b respecto del centro. Luego se repite este procedimiento para distintos valores de b desde el centro hasta r_i de forma de obtener la distribución de valores dentro de la región interior de la bobina.

Finalmente, mediante la expresión A.18 es posible calcular la variación porcentual respecto al valor en el centro en todos los puntos previamente calculados.

Para la simulación se definió un número de vueltas de $N = 1500$, un radio interior de $r_i = 8[cm]$ y un radio exterior de $r_o = 9[cm]$.

De la figura 1.9 se observa que en las inmediaciones de la discontinuidad se encuentran las mayores desviaciones, alcanzando valores cercanos a 25 % con una discontinuidad de $\delta = 10^\circ$. Para una discontinuidad de $\delta = 5^\circ$ la desviación disminuye en todas las regiones. Para un valor de $\delta = 0^\circ$, la inductancia mutua es la misma independientemente de donde se encuentre el conductor. Resulta evidente que para minimizar el efecto de la posición en el conductor se deben lograr discontinuidades muy pequeñas.

1.4.2. Inclinación del conductor

Durante el uso de la sonda, muchas veces no es posible ubicarla de tal forma que el conductor esté perpendicular al plano de la bobina. Esto puede traer desviaciones en el valor esperado de M [29]. Por lo general este efecto no se especifica en los manuales de usuarios de los fabricantes, sin embargo, puede afectar significativamente a la señal de salida. A continuación, se presenta el análisis para una bobina con la misma geometría y cantidad de vueltas que el caso anterior, en donde el conductor se encuentra centrado e inclinado un determinado ángulo λ respecto del eje de la bobina. De la misma forma, en el anexo B se presenta el desarrollo de la variación de M en función de λ y la dirección ϵ en la cual el conductor es inclinado respecto de la discontinuidad δ .

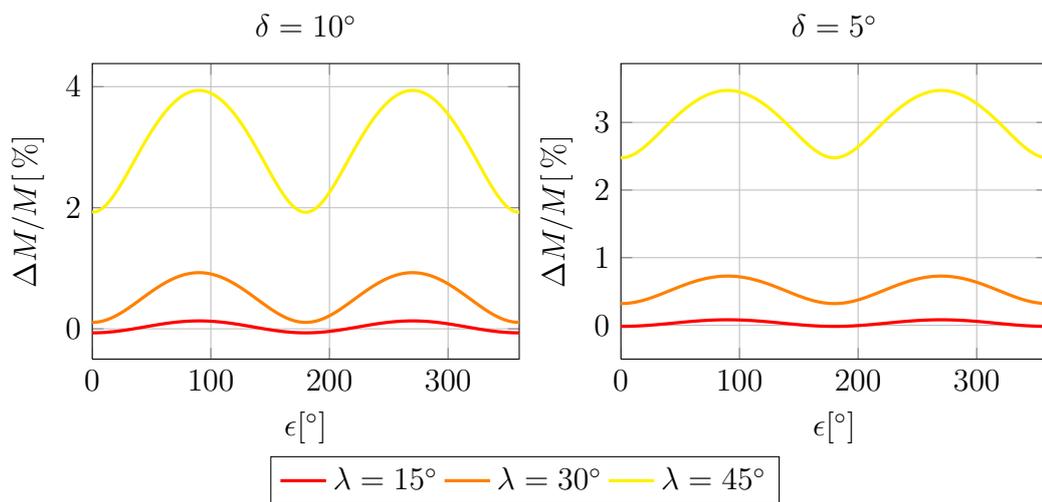


Figura 1.10: Inductancia mutua en función de la dirección de la inclinación ϵ para distintas inclinaciones λ

En la figura 1.10 se puede observar que la desviación de M incrementa con el ángulo de inclinación λ y la discontinuidad δ . Las mayores desviaciones se producen cuando el conductor se inclina en $\epsilon = 90^\circ$ y $\epsilon = 270^\circ$, siendo nula cuando el conductor se encuentra colocado de manera perpendicular al plano de la bobina, es decir, cuando $\lambda = 0^\circ$.

Por más que la bobina sea perfectamente construida ($\delta = 0^\circ$), aún existe el efecto de la inclinación del conductor y puede ser muy significativo cuando la inclinación superan los 40° según la figura 1.11. El efecto del conductor inclinado

no depende de la discontinuidad y se debe tener en cuenta al momento de utilizar el sensor en aplicaciones prácticas.

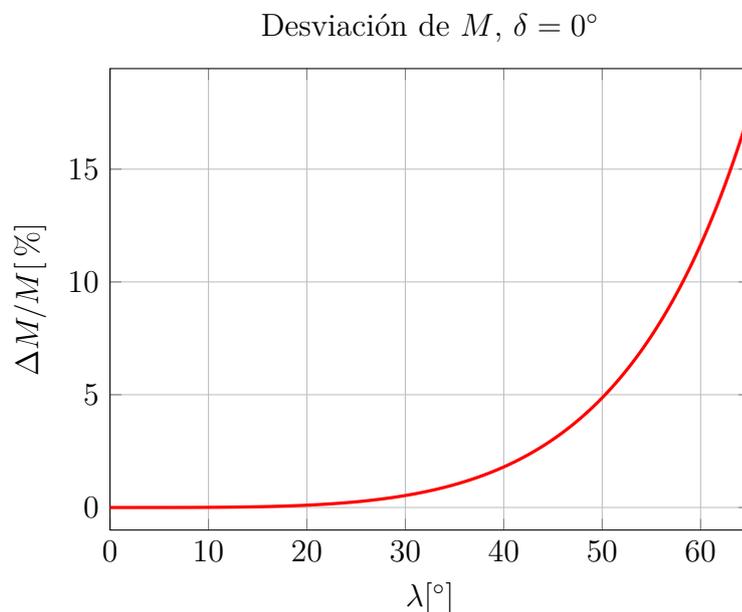


Figura 1.11: Inductancia mutua en función de la inclinación λ con $\delta = 0^\circ$

1.4.3. Conductor externo

Cuando la sonda no encierra ningún conductor, es esperable no tener ninguna lectura de corriente. Sin embargo, si existen conductores alrededor de la bobina puede existir una lectura debido a la inductancia mutua que existe entre la sonda y el conductor externo. Los valores instantáneos del valor de salida debido al conductor interno y el conductor externo se suman. De esto se desprende que el error en la lectura en % debido al conductor externo depende en parte de la cantidad de corriente que se esté intentando medir.

A diferencia de las secciones anteriores, aquí no será apropiado analizar la variación en la inductancia mutua, ya que se trata de dos inductancias (o más) que se combinan de alguna forma en la tensión de salida de la bobina. Se analizará el valor de inductancia mutua debido al conductor externo en las regiones cercanas a la sonda, y se observara en que zonas es más significativo este efecto y si es comparable con los valores de inductancia del conductor central.

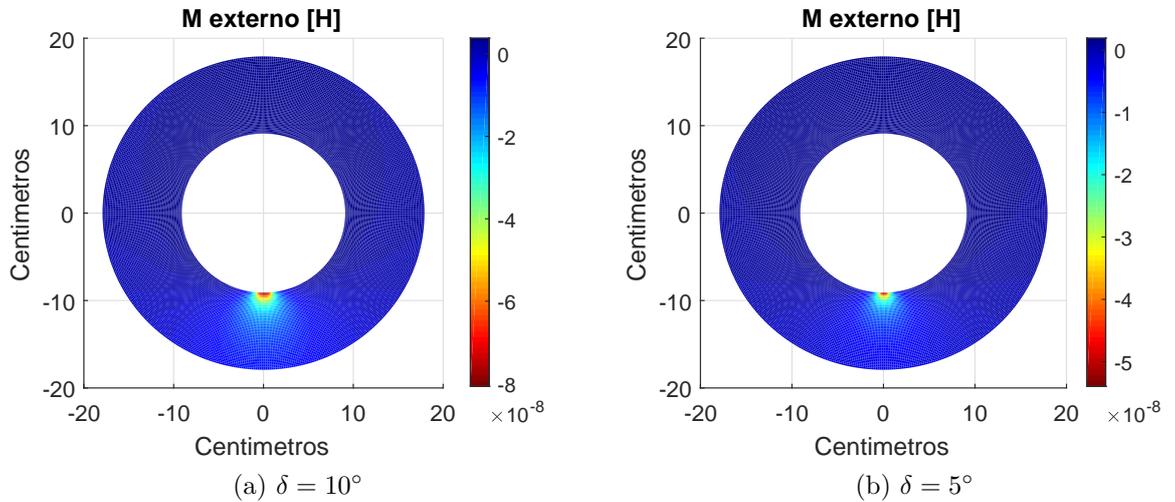


Figura 1.12: Distribución de M en función de la posición del conductor por fuera de la bobina

El análisis para determinar la expresión de M es la descrita en el apéndice A, con un desplazamiento en donde el conductor queda por fuera de la sonda. La expresión de la inductancia mutua es la de la ecuación A.17. De la misma forma que para el análisis del desplazamiento, los valores se obtienen a partir de la resolución de dicha ecuación en el software Matlab, y se representan gráficamente por medio de un mapa de calor.

El efecto del conductor externo disminuye a medida que la discontinuidad es más pequeña. Los valores de inductancia más significativos se encuentran cerca de la discontinuidad, sin embargo, estos valores son un orden de magnitud más pequeños que los del interior de la sonda.

1.5. Conclusiones

En este capítulo hemos introducido algunas características de los sensores de corriente del tipo bobina Rogowski. Dado a su principio de funcionamiento simple, sus materiales económicos y su capacidad de aplicaciones resulta conveniente a la hora de construir una sonda comparado con otros métodos de medición. Aquí se han mencionado cuestiones que deberán ser tenidas en cuenta en el desarrollo de una nueva sonda de corriente, tales como la inductancia mutua. Este parámetro definirá como debe ser el circuito acondicionador para la salida requerida. El mismo está relacionado con el número de vueltas y la geometría que se elija. Se

ha observado que una mayor sección del núcleo y una mayor cantidad de vueltas (un espesor más fino del conductor) implican un incremento en este parámetro. Se han visto los distintos métodos de integración de la señal, siendo particularmente útil en aplicaciones industriales el método de integración activa.

Por último, se ha hecho un análisis de cómo afecta el elemento a ser medido en la propia medición, llegando a la conclusión de que los efectos adversos son menores en tanto menor sea la discontinuidad. Este detalle deberá ser tenido en cuenta en el diseño del cabezal del sensor. Para poder analizar estos efectos es necesario contar con bancos de pruebas que permitirán simular las condiciones de operación de la sonda a construir. A continuación, se describen los dos bancos de ensayos que se utilizarán para este fin.

Capítulo 2

Bancos de pruebas

Para poder estudiar el alcance y las limitaciones del sensor de corriente es necesario contar con un banco de pruebas que sea capaz de simular el comportamiento de un conductor cargado dentro de un rango adecuado de amplitud y frecuencia.

2.1. Banco de pruebas de frecuencia

En este caso será necesario que la corriente del banco esté en el orden de la corriente máxima capaz de medir por la sonda a probar y que el ancho de banda sea algo mayor. Generalmente, las sondas suelen tener capacidad de medir corrientes del orden de los cientos, y en ocasiones, miles de Amperes. Estos niveles de corriente en un conductor resultan complicados de alcanzar a partir de una fuente con esos valores nominales. Es por esta razón que aquí se propone el uso de un banco con bobina multiplicadora.

Con la bobina multiplicadora es posible simular un conductor cargado a cierto valor de corriente máxima, con un generador de valor nominal tantas veces más bajo como cantidad de vueltas de la bobina multiplicadora. Esto presenta una gran ventaja para lograr grandes corrientes, sin embargo, debido a que se trata de un inductor, lo que se gana en corriente máxima por la cantidad de vueltas se pierde en ancho de banda por el aumento de la inductancia. Por esta razón no se puede hacer un multiplicador de una cantidad extremadamente alta de vueltas ya que podría no cumplir los requisitos en frecuencia.

A continuación se presenta el banco desarrollado para la caracterización de las sondas a probar, sus componentes y las características de corriente y frecuencia alcanzadas en el diseño.

2.1.1. Descripción del banco

El banco consiste en un generador de ondas de tensión cuya salida es conectada a un amplificador de alta corriente con ganancia unitaria. La salida de tensión del amplificador alimenta una carga resistiva a través de la bobina multiplicadora, en donde se encuentra la *salida de corriente*. Lo descrito se observa en la figura 2.1

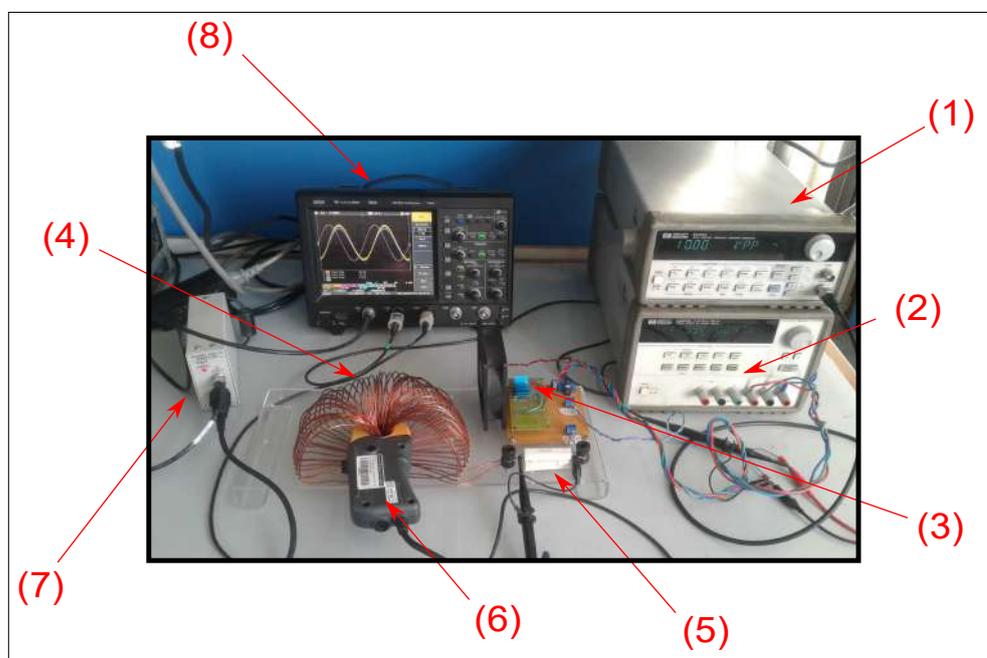


Figura 2.1: Fotografía del banco de ensayos y elementos para la caracterización

En la figura se observan también los elementos necesarios para la caracterización del banco, los cuales consisten en una sonda de corriente patrón y el equipo de medición, en este caso un osciloscopio. A continuación se detallan los elementos enumerados en la figura 2.1

Componentes

En base a lo enumerado en la figura 2.1 se pueden mencionar los siguientes elementos:

1. Generador de ondas HP 3310A

Este elemento es el encargado de generar la forma de onda de tensión que alimentará la carga. Es capaz de generar ondas sinusoidales, ondas triangulares y ondas cuadradas con una amplitud máxima de salida *pico a pico* de 30 [V_{pp}] y un rango de frecuencia que va desde 0,5 [mHz] hasta 5 [MHz]. Con este generador se podrá hacer tanto barrido de frecuencias como respuestas al escalón gracias a su capacidad de generar ondas cuadradas.

2. Fuente de alimentación HP E3631A

Este elemento es el encargado de alimentar el amplificador unitario y su ventilador que colabora con la disipación térmica del disipador montado en el amplificador de alta corriente.

3. Amplificador unitario OPA546

Dado que el generador de ondas no es capaz de entregar corrientes elevadas, es necesario usar un amplificador de alta corriente. Este elemento se encarga de reproducir la onda entregada por el generador, y es capaz de entregar la potencia necesaria para alimentar la carga.

4. Inductor

Consiste en un devanado de alambre esmaltado de cobre de 50 vueltas conectado en serie con la carga. La sonda colocada encerrando las 50 vueltas medirá una corriente (*corriente del banco*) 50 veces mayor a la *corriente de carga*.

5. Carga

La carga del banco definirá la corriente del banco. Es conveniente seleccionar una carga tal que provea la mayor corriente del banco, teniendo en cuenta las limitaciones del amplificador unitario.

6. Sonda de corriente Hioki CT6843

Este elemento no es un componente del banco, sino un instrumento que servirá para su caracterización. La sonda de corriente será el transductor que proveerá la onda de tensión proporcional a la corriente del banco. Debido a sus características es posible usarla como sonda patrón.

7. Unidad de sensado Hioki 9555-10

La unidad de sensado se encarga de alimentar y recibir la señal provista por la sonda patrón. Su salida será proporcional a la señal de la sonda y entregará la forma de onda que será leída en el osciloscopio.

8. Osciloscopio LeCroy WaveJet 324A

En este equipo se visualizarán las formas de onda provenientes de la sonda patrón, el generador de ondas y la caída de tensión en la carga. De esta forma será posible comparar la respuesta del banco contra la del generador para su caracterización.

2.1.2. Caracterización del banco

Para ensayar cualquier sonda, es necesario conocer el comportamiento del banco. A continuación se busca representar la respuesta en frecuencia del banco a través de un modelo matemático y observar qué distorsión de la onda de corriente presenta en función de la frecuencia de ensayo. Para ello se realizarán las siguientes pruebas:

- **Barrido de frecuencias**
- **Análisis de la respuesta al escalón**
- **Análisis de THD (*Total Harmonic Distortion*)**

En la figura 2.2 se muestra esquemáticamente cómo se llevan a cabo los ensayos. Aquí veremos cuáles serán las señales leídas por el osciloscopio. Dado que el parámetro de ajuste de corriente del banco es la tensión del generador, la respuesta del banco obtenida de la sonda Hioki y su unidad de sensado será comparada con esta señal que es la que la origina. De esta forma se obtendrá una ganancia o una relación $[A/V]$ característica del banco con la carga seleccionada y que

tendrá una respuesta en frecuencia dada por la inductancia en la bobina multiplicadora.

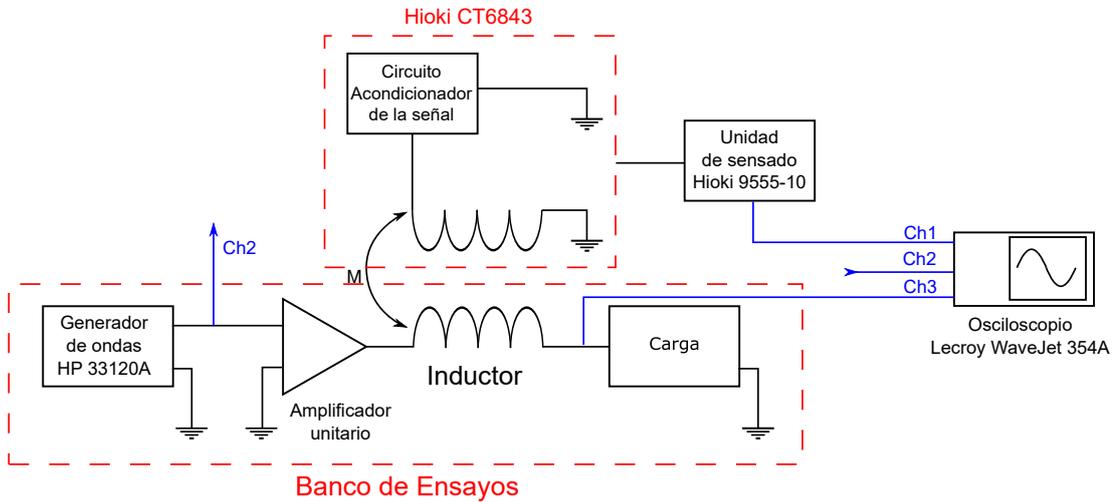


Figura 2.2: Esquema del circuito para la caracterización del banco

Esos ensayos nos servirán para conocer las limitaciones del banco en frecuencia y ganancia. Dado que las sondas comerciales deben ser capaces de medir frecuencias comprendidas entre la frecuencia industrial ($50[Hz]$) y frecuencias que contengan por lo menos al armónico número 50 ($2500[Hz]$), se espera que este banco tenga una respuesta cuyos límites contengan estos valores. A continuación se describen los ensayos realizados y los resultados. Por otra parte se describirá la sonda patrón que será utilizada para la adquisición de datos del banco.

Sonda patrón

Es el elemento de adquisición de datos del banco de pruebas. Su función es medir los valores de corriente del banco con un grado de precisión lo suficientemente alto. Se trata de la sonda de corriente tipo pinza Hioki CT6843 de tecnología fluxgate. Algunas características destacables se enumeran en el cuadro 2.1.

En la figura 2.3 se detallan las características de amplitud y fase en frecuencia típicas de la sonda.

Corriente primaria nominal	200 [A] AC/DC
Corriente máxima de entrada	400 [Arms] (570 [Apico])
Características de frecuencia	DC a 500 [kHz]
Tensión de salida	0,01 [V/A]
Precisión básica ($DC < f \leq 100[Hz]$)	Precisión de amplitud: $\pm 0,3\%rdg$ $\pm 0,01\%f.s.$, Precisión de fase: $\pm 0,1deg$
Temperatura y humedad de precisión garantizada	0 a $40^{\circ}C$, 80 % hr o menos
Coefficiente de temperatura	$-40^{\circ}C$ a $0^{\circ}C$ y $40^{\circ}C$ a $85^{\circ}C$ sensibilidad de amplitud: $\pm 0,01\%rdg./^{\circ}$ o menos, offset voltage: $\pm 0,005\%f.s./^{\circ}C$ o menos
Temperatura y humedad de operación. Temperatura y humedad de almacenamiento	$-40^{\circ}C$ a $85^{\circ}C$, 80 % hr o menos
Efecto de la posición del conductor	$\pm 0,1\%rdg$ o menos

Cuadro 2.1: Especificaciones de sonda patrón Hioki CT6843. *rdg*: valor leído, *f.s.*: fondo de escala, *deg*: grados, *RMS*: valor eficaz

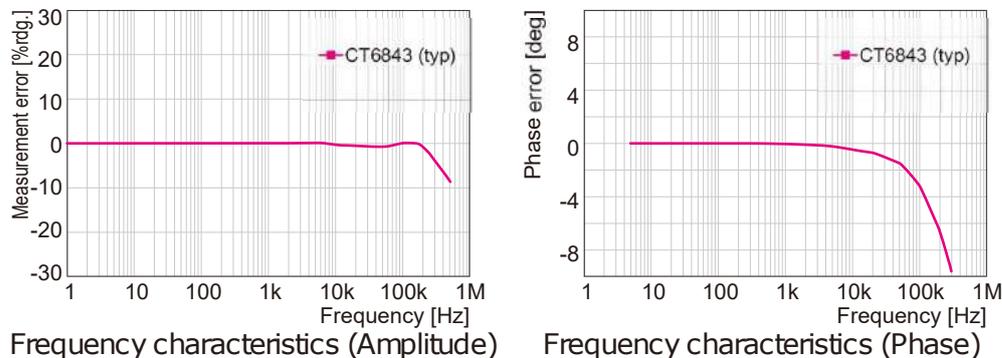


Figura 2.3: Característica en frecuencia de CT6843

La sonda CT6843 tiene una respuesta que supera a la de las sondas comerciales, y por lo tanto, las esperadas para el banco de pruebas. Es posible realizar mediciones con suficiente precisión hasta frecuencias en el orden de los 200 [kHz] teniendo en cuenta el desfase de la propia sonda. Para los ensayos, la carga del banco está compuesta por tres resistencias cerámicas en paralelo de 33[Ω] cada una. Por lo tanto, la corriente del banco máxima esperada (tensión del generador en 20 [V_{pp}]) será de $i_B = 91 [A_{pp}]$, siendo menor al valor máximo admitido por la sonda.

Barrido de frecuencias

La carga es alimentada con una onda de tensión sinusoidal proporcionada por el generador, provocando una onda de corriente en el inductor, la cual será medida por la sonda de corriente y visualizada en el osciloscopio según se indica en la figura 2.2, junto con la onda de tensión de alimentación. Serán comparados los valores pico de tensión y corriente para una banda de frecuencias que va desde 10 [Hz] hasta 300 [kHz]. De la misma forma se compara el desfase entre las formas de onda, de manera de obtener las características de amplitud y fase del banco.

Siendo conocido el valor pico de tensión de alimentación y su frecuencia, se observa en el display del osciloscopio el valor pico de la onda de corriente y su retraso en el tiempo respecto de la onda de tensión. El ensayo se llevó a cabo para tensiones del generador de 10, 15 y 20 [V_{pp}]. Para que sean comparables las tres pruebas, la respuesta en frecuencia se representa en [dB] según la ecuación 2.2, dado que a menor tensión de generador menor corriente del banco. La característica de fase del banco se obtiene a partir de los valores leídos de desfase en el tiempo según lo indica la ecuación 2.1.

$$\theta_B = -360 \cdot f \cdot \Delta t \quad (2.1)$$

$$G_B = 20 \cdot \log \left(\frac{i_B}{v_g} \right) \quad (2.2)$$

En donde f es la frecuencia de la tensión del generador, Δt es el retraso de la onda de corriente respecto a la tensión del generador, i_B es la corriente del banco y v_g es la tensión del generador.

Los resultados del barrido de frecuencia se ven representados en la figura 2.4. Lo primero que se puede observar es que las limitaciones en frecuencia de la sonda con la cual se llevó a cabo las lecturas de corriente no presentan un gran problema dentro de la banda del barrido efectuado. La frecuencia de corte del banco (cerca de 20 [kHz]) se encuentra contenida dentro de los límites de operación de la sonda.

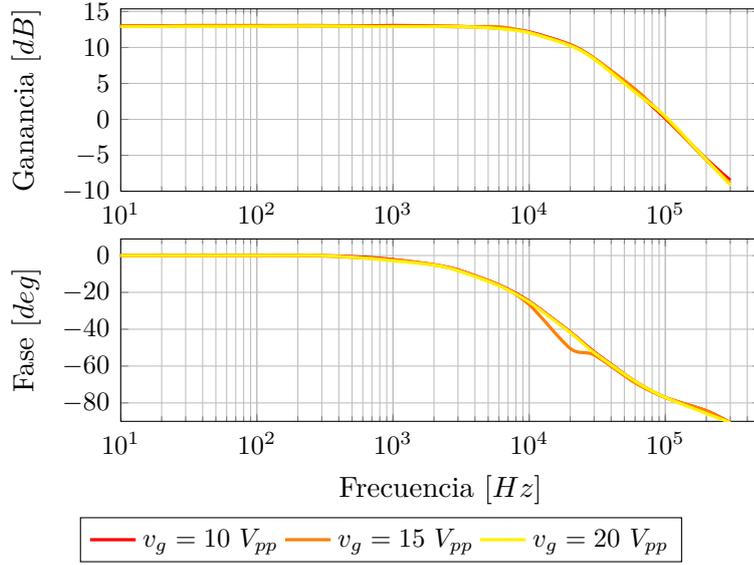


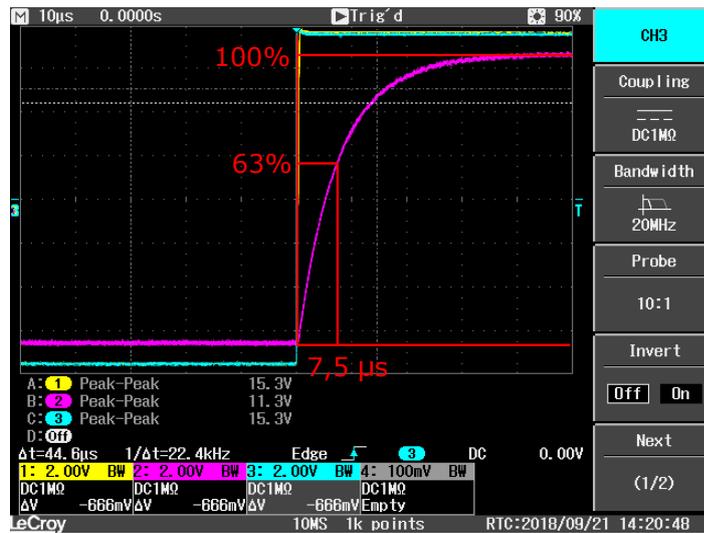
Figura 2.4: Característica del banco obtenida del barrido de frecuencias

Respuesta al escalón

La respuesta al escalón del sistema nos permite saber cuánto tarda el sistema en alcanzar el estado estacionario. Por otra parte, es posible determinar ciertos parámetros que nos permiten reconstruir su respuesta en frecuencia, como la constante de tiempo y la relación entre la salida y la entrada. En este caso la entrada es un escalón de tensión y la salida es la respuesta de la corriente en la bobina multiplicadora. Este ensayo se llevó a cabo con el mismo set-up de la figura 2.2. De la misma forma que con el barrido en frecuencia, se determina la respuesta al escalón para tensiones de 15, y 20 [V_{pp}] (Fig. 2.5).

En la figura 2.5 se observa en amarillo la tensión del generador (onda cuadrada) y en violeta la respuesta del banco censada por la sonda Hioki. En sistemas de primer orden, es posible determinar la constante de tiempo de manera gráfica observando el tiempo que le toma al sistema en alcanzar el 63% del valor máximo. Para ambos casos, el sistema demora $\tau = 7,5[\mu s]$. A partir de este valor, la frecuencia de corte se puede determinar según la ecuación 2.3.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi \cdot 7,5[\mu s]} = 21221[Hz] \quad (2.3)$$

(a) $v_g = 15V_{pp}$ (b) $v_g = 20V_{pp}$ Figura 2.5: Respuesta al escalón obtenida para distintas v_g

Por otra parte, la ganancia se determina como la relación entre el valor de salida y el valor de entrada. Teniendo en cuenta la escala de la sonda, de la figura 2.5 se obtienen las ganancias para la tensión del generador en 15 $[V_{pp}]$ y 20 $[V_{pp}]$ respectivamente:

$$k_{15} = 4,4[A/V] , k_{20} = 4,45[A/V] \quad (2.4)$$

Con estos valores, es posible reconstruir la función de transferencia para los distintos valores de v_g . Esto queda expresado mediante las ecuaciones 2.5. En la figura 2.6 se representa la respuesta en frecuencia obtenida a partir de los

parámetros obtenidos de la respuesta al escalón para ambas tensiones de prueba.

$$G_{15}(s) = \frac{4,4}{\frac{s}{21221} + 1} [A/V] , G_{20}(s) = \frac{4,45}{\frac{s}{21221} + 1} [A/V] \quad (2.5)$$

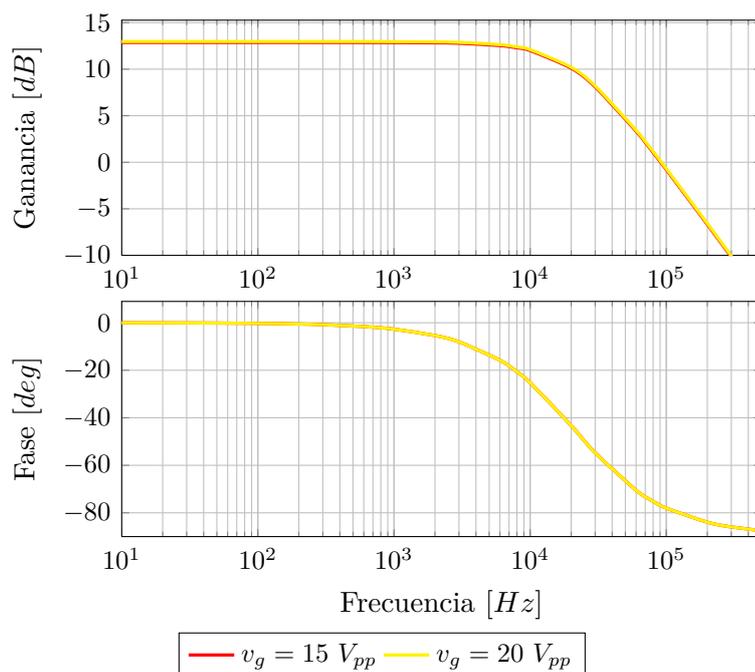


Figura 2.6: Característica del banco obtenida de la respuesta al escalón

La respuesta en frecuencia del banco obtenidas a partir de la respuesta al escalón (figura 2.6) y la obtenida a partir del barrido de frecuencia (figura 2.4) son coincidentes, lo cuál valida el modelo del banco obtenido en las expresiones 2.5.

2.2. Banco de pruebas de corriente

Se busca generar corrientes de la magnitud de la corriente nominal de la sonda. Con un banco capaz de generar estas corrientes a través de un conductor es posible determinar características como la exactitud en su rango de operación, efecto de no centrar el conductor, el efecto de un conductor externo y características que son de interés en este informe.

2.2.1. Descripción del banco

El banco de inyección de corriente primaria consiste en un transformador de potencia alimentado desde una fuente variable de tensión y con el devanado secundario en cortocircuito. El devanado secundario pasa a través de un TI de clase 0,2s utilizado como instrumento patrón. De esta forma es posible tener una corriente conocida a partir de la medición del TI. Lo descrito se visualiza en la figura 2.7

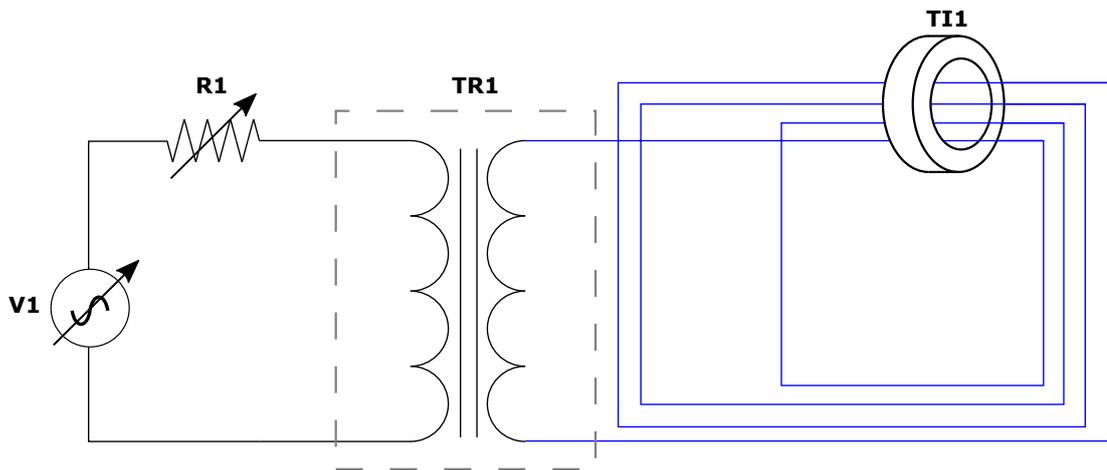


Figura 2.7: Representación del banco de corriente

Para lograr un ajuste fino de la tensión se añade en serie al circuito la resistencia variable $R1$. El secundario del transformador está formado por una barra conductora aislada. El transformador de corriente $TI1$ está montado en la parte del circuito de corriente de cuatro vueltas. La parte del circuito de una y dos vueltas es utilizada para montar los sensores de corriente a ensayar. Este banco de pruebas es capaz de generar corrientes de hasta 2000 [A] en la zona de $N = 4$ a la frecuencia de la red.



Figura 2.8: Fotografía del banco de corriente

2.3. Conclusiones

El modelo de la ecuación 2.5 representa la respuesta en frecuencia del banco de ensayos en frecuencias. El mismo es capaz de ser utilizado dentro de una banda comprendida entre 10 y 3000 [Hz] sin atenuación en la corriente ni mayores desfases. En cualquier caso, el desfase podría no ser considerado en los ensayos en donde el parámetro de referencia sea la propia corriente del banco. Si se desea ajustar el valor de corriente a partir de la tensión del generador, se debe tener en cuenta la atenuación del banco que comienza a ser significativa a partir de 3000 [Hz]. Para este valor particularmente, la atenuación es del 1% respecto del valor a 50 [Hz]. En cuanto a la distorsión armónica del banco, este prácticamente no la presenta.

Con el banco de pruebas de corriente será posible estudiar el comportamiento de los sensores de corriente a su capacidad nominal.

A continuación se describe el proceso de desarrollo de la sonda de corriente a construir y caracterizar.

Capítulo 3

Desarrollo de sonda Rogowski

Al momento de seleccionar un equipo de medición se deben tener en cuenta las características que lo definen, de tal forma de conocer sus alcances y sus limitaciones y determinar si el equipo será adecuado para la aplicación destinada. En los transductores de corriente se busca que sean capaces de imitar la forma de onda de la manera más precisa posible y convertirla en una señal de tensión apropiada para su posterior procesamiento.

Consideraciones como el error, la respuesta en frecuencia, la sensibilidad y demás características eléctricas serán estudiadas en este capítulo, de forma tal de definir cuáles serán los valores que se busca alcanzar en el desarrollo de la sonda. Además de las características eléctricas, el diseño de este tipo de sensores debe tener en cuenta cuestiones constructivas que permitan un uso del transductor de manera cómoda y capaz de ser colocado adecuadamente en los lugares de medición. En este capítulo se abordará también el estudio y aplicación de normas que afectarán al diseño de manera de cumplir los correspondientes requisitos.

3.1. Requerimientos

Generalmente, los instrumentos suelen incluir una hoja de datos en donde se enumeran sus especificaciones, las cuales son todas aquellas características que lo describen. En esta sección se analizarán las características que son de interés en el diseño de la sonda de corriente, las cuales serán agrupadas en cuestiones técnicas, operativas y constructivas.

3.1.1. Consideraciones técnicas

Aquí se estudiarán aquellas características que definen a la sonda por sus parámetros eléctricos, los cuales pueden indicar rangos de operación como la corriente nominal y el ancho de banda, o valores de importancia como la exactitud y la sensibilidad.

Corriente nominal

El nivel de corriente que es capaz de medir el sensor definirá en parte sus posibles aplicaciones, o en qué punto de la instalación podrá ser colocado. Si suponemos una instalación industrial alimentada por un transformador de 400 [kVA], en barras de BT (*baja tensión*) el valor de corriente eficaz podría llegar a los 608 [A] por fase, lo que corresponde a 860 [A] de valor pico. Si se desea medir en este punto, la sonda deberá ser capaz de alcanzar estos valores de corriente. A medida que nos desplazamos aguas abajo en la instalación, la corriente será cada vez menor. Podría ser un caso de aplicación el estudio de una parte puntual de la instalación o un equipo en particular donde es sabido que contribuye en la inyección de armónicos, en donde evidentemente los valores máximos de corriente serán menores a los de las barras de alimentación antes mencionadas. Por otra parte, comercialmente se encuentran sondas de corriente con valores nominales comprendidos entre algunos cientos a algunos miles de amperes. Para que la sonda desarrollada sea una opción a considerar entre este tipo de sondas comerciales, deberá ser capaz de alcanzar estos valores. Por esta razón es que el diseño en este trabajo contemplará un alcance de corriente de 1000 [A]. Con este valor la sonda será capaz de ser utilizada en instalaciones con grandes demandas de potencia.

Existen sondas que pueden ser ajustadas en distintos rangos de medición, esto puede ser a través de un selector de rango incluido. El valor de corriente estará definido por el circuito acondicionador. Será cuestión de determinar los valores de resistencia necesarios en el amplificador para obtener la salida deseada.

Sensibilidad de salida

El sensor de corriente está pensado principalmente para ser utilizado con los instrumentos medidores de calidad de la energía (PQ Meters) LICPM2, los cuales admiten una lectura de tensión de 1 [V_P]. Teniendo en cuenta la corriente nominal deseada, la sensibilidad del sensor debe ser de 1 [mV/A].

Exactitud

La exactitud de un instrumento se refiere a su capacidad para proporcionar mediciones precisas y cercanas al valor real de la magnitud que se está evaluando. Usualmente se expresa como un porcentaje del valor leído.

Linealidad

Muchos fabricantes especifican esta característica como un porcentaje de la lectura dentro de un rango del fondo de escala, usualmente entre el 10 % y el 100 % del alcance. Dado a que este tipo de sensores no tiene un núcleo magnético, su respuesta suele ser muy lineal incluso para altos valores de corrientes, y sus limitaciones están dadas principalmente por el circuito acondicionador de la señal.

Ancho de banda

Para el análisis del contenido armónico en un determinado punto de la instalación, es necesario que el sensor responda correctamente a la onda de corriente dentro de un rango de frecuencias adecuado. Muchos equipos analizadores de calidad de la energía especifican el grupo de armónicos que son capaces de identificar [30]. Comúnmente suelen medir en CC (*corriente continua*) y grupos de 1 a 50: grupos de armónicos de acuerdo con la norma IEC 61000-4-7. Esto quiere decir que, para sistemas eléctricos de 50 y 60 [Hz], indicarán los armónicos correspondientes hasta frecuencias de 2500 y 3000 [Hz] respectivamente. Existen analizadores de calidad de energía con aplicaciones aeronáuticas y militares con frecuencia fundamental de 400 [Hz] y que también especifican grupos de armónicos hasta el orden 50, lo cual indica que son capaces de registrar ondas de corriente de hasta 20000 [Hz]. En tal caso, los sensores deberán tener como mínimo un ancho de banda que contenga dicho valor límite. Esta tesis está enfocada en aplicaciones industriales, por lo que los límites de ancho de banda de la sonda estarán definidos por la cantidad de armónicos que se desee registrar con frecuencia fundamental de 50 [Hz].

Las prácticas recomendadas y requisitos para el control de armónicos establecidos en la norma IEEE 519:2014, establece niveles límites de THD contemplados hasta el armónico de orden 50. De hecho, en su propia definición del THD considera el contenido armónico de las componentes hasta el orden 50, y que las componentes mayores serán incluidas sólo si es necesario [31]. Algunos autores

incluso consideran el THD solo hasta el armónico 40 [32], otros aseguran que los armónicos de orden superior (entre 25 y 50) son despreciables y no pueden causar daños en un sistema de potencia, pero que son capaces de causar interferencia en ciertos dispositivos electrónicos [33]. Por otra parte, la norma IEC 6100-4-7 define la distorsión armónica total según la siguiente expresión:

$$THD_Y = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} \left(\frac{Y_{H,h}}{Y_{H,1}} \right)^2} \quad (3.1)$$

En donde el símbolo Y representa una magnitud eléctrica que puede ser corriente o tensión, y el subíndice H, h corresponde al componente armónico de orden h . Según su definición, el valor de h_{max} es 40 si los límites no están definidos por otra norma en cuestión.

Equipos como hornos o soldadoras de arco, variadores de velocidad y fuentes conmutadas de tensión aportan grandes niveles de armónicos en un sistema de potencia. En este último caso, dado el principio de operación en donde la onda es rectificadora y filtrada en varias etapas, resulta en demandas de pulsos de corriente. Estos pulsos contienen gran contenido armónico, llegando a ser apreciable armónicos cercanos al orden 40 con valores cercanos al 1 % de la fundamental [32].

Dado que a partir del orden 50 no existen aportes considerables que contribuyan a la distorsión total de la onda de corriente y que por esta razón no son tenidos en cuenta en la medición, la sonda de corriente debe ser diseñada con un ancho de banda que contenga al menos hasta este nivel de armónicos. Considerando la frecuencia industrial de 50 [Hz], la frecuencia máxima de trabajo debe ser como mínimo de 2500 [Hz].

Sensibilidad a la posición

Sobre esta cuestión no existen normas que puedan ser usadas como referencia. Es posible definir ciertos límites en base a los errores permitidos a la salida. Muchos fabricantes especifican el error respecto del valor central en ciertas regiones en donde se ubique el conductor dentro de la sonda. En el capítulo 1 se ha encontrado que, para geometrías que pueden ser encontradas comercialmente, en la región más crítica se alcanzan desviaciones del orden del 16 % en zonas muy próximas a la discontinuidad pero que disminuía considerablemente a medida que se acerca al centro. Sondas comerciales especifican desviaciones de entre 4 % y 6 % en dicha zona. Algunos autores han estudiado el efecto de añadir un

material magnético blando en la región de la discontinuidad, en lo cual se basan ciertas sondas Rogowski comerciales, y han obtenido desviaciones máximas de 0,5% manteniendo la linealidad hasta corrientes de 6000 [A] [34].

Incluir este tipo de materiales en el diseño implica una mayor complejidad en el proceso de construcción, por lo que se opta abordar el aspecto de la sensibilidad a la posición con una geometría adecuada y disminuyendo lo máximo posible la discontinuidad. Una manera para evitar mediciones en esta zona podría ser incluir una barrera física que impida al conductor posicionarse en la región más crítica. Un ejemplo es la abrazadera que se incluye en la sonda de la figura 3.1. La misma cumple dos funciones: separar el conductor de la zona crítica de medición y ofrecer un método de colocación segura en el caso de ser utilizado en barras desnudas.



Figura 3.1: Sonda tipo Rogowski con abrazadera de Phoenix Contact. Fuente: phoenixcontact.com

3.1.2. Consideraciones operativas

Temperatura de funcionamiento

El sensor está ideado para ser utilizado en instalaciones de baja tensión, en donde los cables de potencia admiten temperaturas máximas de 70 [°C] o 90 [°C] en el conductor, según se trate de cables aislados con PVC (*cloruro de polivinilo*) o XLPE (*polietileno reticulado*) respectivamente. En muchas instalaciones, los gabinetes suelen tener calefacción manteniendo una determinada temperatura por

lo general en el orden de los 30 [°C]. La temperatura de la vaina del cable, la cual estará en contacto con la sonda, probablemente se encuentre comprendida entre la temperatura del ambiente y la máxima admitida por el cable. Por otra parte, un sistema de barras suele diseñarse a una temperatura de servicio de 65 [°C] [35]. Si se desea colocar la sonda para medir la corriente de una barra, probablemente el cabezal entre en contacto con ella durante el tiempo que esté sensando, alcanzando la misma temperatura. Para el diseño se tomará 65 [°C] como temperatura máxima alcanzable para cualquier componente de la sonda. Los elementos que la componen deberán ser capaces de operar normalmente al menos hasta este valor de temperatura. Será necesario determinar los valores máximos de temperatura que pueden soportar tanto los materiales como los componentes electrónicos del integrador.

Existen normas que proponen ensayos para asegurar la integridad de los equipos mientras funcionan a condiciones ambientales extremas. Una de ellas es la norma IEC 60068. Particularmente las partes 2-1 y 2 establecen las pruebas para el funcionamiento a temperaturas bajas y calor seco respectivamente.

Humedad de funcionamiento

La humedad es la cantidad de vapor de agua presente en el aire en términos de humedad relativa. Cuando el aire húmedo entra en contacto con superficies más frías puede condensar parte del agua que contiene. En circuitos electrónicos esto puede provocar un mal funcionamiento de los integrados o cortocircuitos en los PCBs (*Circuitos impresos*), resultando en un funcionamiento inadecuado del equipo. Es por esta razón que se deben considerar, o especificar los niveles de humedad en los cuales la sonda puede permanecer operativa sin inconvenientes. No se ha encontrado bibliografía que especifique los niveles mínimos de humedad en los cuales debe operar un instrumento, sin embargo se ha encontrado en especificaciones de múltiples sondas comerciales que operan normalmente en rangos comprendidos entre 15 % y 85 %.

Grado de protección

El grado de protección IP (del Inglés: *Ingress Protection*) hace referencia a la norma internacional IEC 60529 [36]. Se define grado de protección como el nivel de protección proporcionado por una envolvente contra el acceso a partes peligrosas, contra la penetración de cuerpos sólidos extraños y/o contra la penetración

de agua verificado por métodos de ensayos normalizados. El código IP es un sistema de codificación para indicar los grados de protección proporcionados por la envolvente y suministrar información adicional referida a la protección.

El código consiste en las letras *IP* seguidas de dos cifras características. La primera indica la protección contra el ingreso de objetos sólidos extraños. La cifra es un número del 0 al 6 indicando el diámetro de la partícula o polvo, cifras mayores corresponden a protecciones contra partículas más pequeñas. El segundo número indica la protección contra la penetración de agua con efectos perjudiciales. La cifra puede ser un número del 0 al 8 indicando las condiciones que es capaz de soportar el equipo en presencia de agua.

El código puede estar seguido de dos letras adicionales: la primera indica la protección del usuario contra el acceso a partes peligrosas, la segunda indica cierta información suplementaria especificada en la norma.

Para el caso de la sonda de corriente, no se ha encontrado una norma que especifique el grado mínimo de protección que deban cumplir. Sondas comerciales especifican este código con mayor o menor grado de protección, y será criterio del usuario cual es el nivel requerido.

3.1.3. Consideraciones constructivas

Materiales de la sonda

Dadas las características de este tipo de sondas, los materiales que componen el núcleo y aislantes eléctricos deben ser flexibles, al menos lo suficiente como para poder encerrar un conductor del tamaño del cabezal, es decir que el conector debe poder separarse una distancia $2r_i$ y retraerse a su posición normal sin deformar permanentemente ninguna parte de la sonda, ni dañar los materiales. Las sondas de tecnología Rogowski suelen ser llamadas *de núcleo de aire*, sin embargo, en la práctica no suelen existir sondas cuyo núcleo sea de aire, sino que se buscan materiales sólidos no magnéticos. Un núcleo sólido evitaría la deformación de las espiras ante una sollicitación mecánica. Por lo general se suelen usar cilindros flexibles de material termo-plástico como núcleo.

Diámetro de la sonda

En el capítulo 1 se vio cómo puede afectar esta variable en la inductancia mutua y por lo tanto, en los elementos del integrador para la salida deseada, pero

principalmente el tamaño del cabezal dependerá de la aplicación buscada para la sonda. En este caso se busca desarrollar una sonda capaz de medir la corriente en la fuente de alimentación principal en baja tensión. Siendo así, la sonda debe ser capaz de encerrar barras de cobre utilizadas para la distribución de circuitos de BT, o los conductores que alimenten dichas barras, que en ocasiones podría tratarse de varios conductores en paralelo por fase.

3.2. Diseño del cabezal

3.2.1. Núcleo y devanado

El núcleo está formado por un cilindro de polietileno de $4,7 [mm]$ de diámetro y $50 [cm]$ de longitud. Con esta geometría se logra un radio interno del cabezal de $7,72 [cm]$.

Para la fabricación del devanado se utiliza alambre esmaltado de cobre. Para el desarrollo de la sonda se busca que el valor de inductancia mutua M sea lo más grande posible. La inductancia mutua incrementa con el número de vueltas del devanado. Para lograr un mayor número de vueltas con una geometría del núcleo definida se debe recurrir a conductores más delgados. El uso de un conductor delgado también trae ventajas económicas, dado que la cantidad en masa de cobre que se requiere para cubrir la superficie del núcleo de polietileno es menor si se utilizan conductores de menor espesor.

La masa de cobre que se utilizará aumenta linealmente con el espesor del alambre de cobre. En la figura 3.2 se muestra la masa de cobre requerida para la geometría del núcleo dada en función del espesor del alambre de cobre a utilizar, dada por la ecuación 3.2.

$$m = \frac{\delta_c d \pi^3 r_i}{2} \cdot e \quad (3.2)$$

En donde δ_c es la densidad del cobre, d es el diámetro del núcleo, r_i es el diámetro interno de la bobina y e es el espesor del alambre.

Un alambre de cobre delgado permite aumentar la sensibilidad de la bobina y reducir el costo de cobre utilizado. Comercialmente se encuentran alambres de $0,35 [mm]$ de espesor, el cual es el elegido para hacer la bobina.

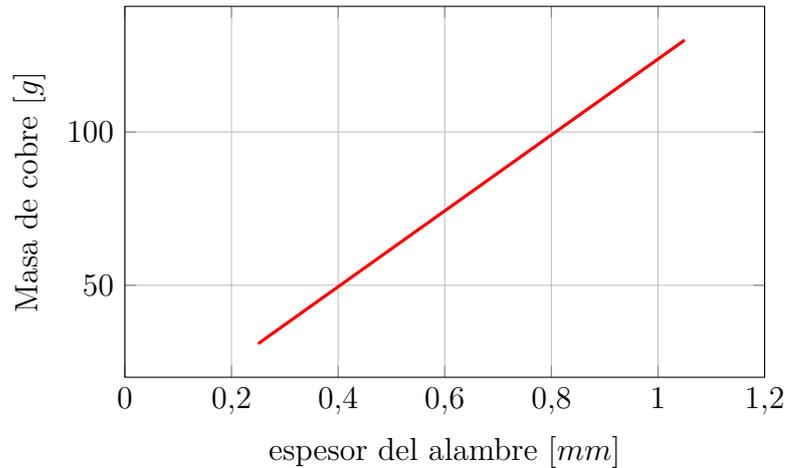


Figura 3.2: Masa de cobre en función del espesor del alambre para la geometría dada

3.2.2. Requerimientos de la aislación: Análisis de la norma BS EN-61010

La norma BS EN-61010 parte 1 está conformada por 17 cláusulas y sus anexos correspondientes, los cuales dan las pautas a seguir para el diseño y pruebas a llevar a cabo sobre equipos de medición y ensayos eléctricos en cuanto a requisitos de seguridad. Esta norma está basada en la IEC-61010.

Las cláusulas 1, 2 y 3 indican el alcance, la normativa de referencia y las definiciones respectivamente. En la cláusula 1 se indican los equipos incluidos en el alcance, en donde en la parte 2-032 se detallan los tipos de sensores de corriente a los que se aplica la norma.

La sonda Rogowski entra en la categoría *Tipo B*: Sensor de corriente el cual tiene protección contra cortocircuitos entre cables o barras cuando es colocado, pero sin estar definidas qué partes manipuladas o sostenidas con la mano proporcionan protección contra descargas eléctricas. Medios de protección adicionales son necesarios para evitar descargas eléctricas desde el conductor *peligroso* que no puede ser des-energizado durante la aplicación o remoción del sensor de corriente. Se citan como ejemplo las sondas de corriente flexible.

La cláusula 4 indica la forma en la que se deben llevar a cabo las pruebas para la verificación de conformidad del equipo respecto a la norma. En la misma se indican las condiciones de referencia de los ensayos, tanto en condiciones ambientales como del propio equipo.

La cláusula 5 indica las marcas que debe llevar impresas el equipo, las cuales hacen referencia a sus características o las advertencias en su uso. También se indica la información necesaria que debe contener la documentación adjunta al equipo.

Las cláusulas 6 a 17 indican los requisitos de protección contra distintas fuentes de peligros que podrían derivarse del uso del equipo en *condiciones normales*, y en ocasiones, en *condiciones de falla simple*. Las condiciones de falla simple se refieren a las condiciones en las cuales un medio de protección está defectuoso o se puede presentar peligro en caso de una falla.

Cláusula 6: Protección contra descargas eléctricas

En esta cláusula se definen las partes del equipo consideradas como *accesibles* y se establecen valores de tensión, corriente y carga, a partir de los cuales las partes *accesibles* comienzan a ser *peligrosas*. Además se especifican los medios primarios y suplementarios de protección de las partes *accesibles* que evitan que se conviertan en partes *peligrosas*. Para las sondas de corriente Rogowski aplican únicamente medios de protección basados en aislación básica y suplementaria.

La subcláusula 6.7.1.5, inciso aa) añadido en la parte 2-032 especifica los requisitos de aislamiento a cumplir por equipos de *Categoría de Medición II, III y IV*.

La *Categoría de Medición* es una clasificación de los equipos de medición y ensayos de acuerdo a la parte del circuito en una red eléctrica a la cual están destinados a ser conectados para su medición o ensayo. Esto se ve representado en la figura 3.3, la cual muestra un ejemplo de una instalación típica y el detalle de la categoría del equipo en función de su ubicación destinada. En este trabajo se busca desarrollar una sonda que aplique para las categorías III y IV, de forma de ser apto para mediciones en la fuente de alimentación como lo es el lado de BT de un transformador de potencia, y cualquier circuito derivado de la distribución de tensión.

Los requisitos de aislamiento a cumplir dependen también del valor eficaz de tensión nominal del circuito que se pretende medir. Los requisitos en instalaciones de hasta 600 $[V_{RMS}]$ de tensión fase-neutro para categoría IV son los mismos que los de categoría III para tensión fase-neutro de 1000 $[V_{RMS}]$. Este requisito está basado en la comprobación de la rigidez dieléctrica del material aislante. La conformidad es validada si el aislamiento supera dos pruebas: una verificación

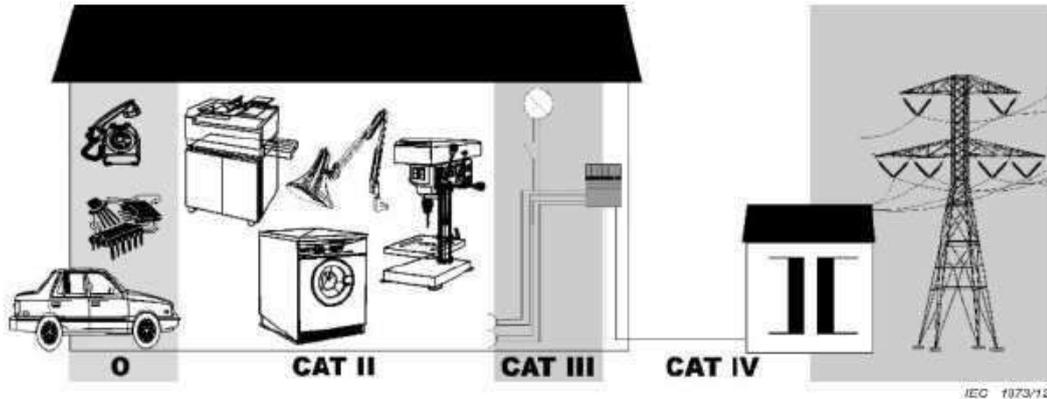


Figura 3.3: Ubicación las categorías de medición [9]

contra solicitaciones de corta duración y otra de larga duración. En ningún caso se debe producir la ruptura dieléctrica del aislante.

Nominal a.c. r.m.s. line-to-neutral or d.c. voltage of MAINS being measured V	Impulse test voltage					
	V peak					
	BASIC INSULATION and SUPPLEMENTARY INSULATION			REINFORCED INSULATION		
	MEASUREMENT CATEGORY II	MEASUREMENT CATEGORY III	MEASUREMENT CATEGORY IV	MEASUREMENT CATEGORY II	MEASUREMENT CATEGORY III	MEASUREMENT CATEGORY IV
≤ 50	500	800	1 500	800	1 280	2 400
> 50 ≤ 100	800	1 500	2 500	1 280	2 400	4 000
> 100 ≤ 150	1 500	2 500	4 000	2 400	4 000	6 400
> 150 ≤ 300	2 500	4 000	6 000	4 000	6 400	9 600
> 300 ≤ 600	4 000	6 000	8 000	6 400	9 600	12 800
> 600 ≤ 1 000	6 000	8 000	12 000	9 600	12 800	19 200
> 1 000 ≤ 1 500	8 000	10 000	15 000	13 500	17 900	27 100
> 1 500 ≤ 2 000	12 000	15 000	18 000	21 400	27 100	32 000
> 2 000 ≤ 3 000	15 000	18 000	20 000	27 100	32 000	36 000

Figura 3.4: Tensión de impulso para ensayo de rigidez dieléctrica de aislamiento sólida en circuitos de medición clasificados según su *categoría de medición* [9]

Para estos niveles de tensión, la prueba de corta duración puede ser una de las siguientes: mediante una tensión aplicada durante 5 segundos de 4260 [V_{RMS}] si se trata de aislamiento básico/suplementario y 7400 [V_{RMS}] si se trata de aislamiento reforzado, o mediante un pulso de tensión de 8000 [V_{PICO}] para aislamiento básico/suplementario y 12800 [V_{PICO}] para aislamiento reforzado. Para superar la prueba contra solicitaciones de larga duración, el aislamiento no se debe romper con las siguientes dos condiciones: por la aplicación de tensión alterna durante

Nominal a.c. r.m.s. line-to-neutral or d.c. voltage of MAINS being measured V	Test voltage			
	1-min a.c. test V r.m.s.		1-min d.c. test V d.c.	
	BASIC INSULATION and SUPPLEMENTARY INSULATION	REINFORCED INSULATION	BASIC INSULATION and SUPPLEMENTARY INSULATION	REINFORCED INSULATION
≤ 50	1 250	2 500	1 750	3 500
> 50 ≤ 100	1 300	2 600	1 850	3 700
> 100 ≤ 150	1 350	2 700	1 900	3 800
> 150 ≤ 300	1 500	3 000	2 100	4 200
> 300 ≤ 600	1 800	3 600	2 550	5 100
> 600 ≤ 1 000	2 200	4 400	3 100	6 200
> 1 000 ≤ 1 500	3 000	6 000	4 250	8 500
> 1 500 ≤ 2 000	3 750	7 500	5 300	10 600
> 2 000 ≤ 3 000	5 250	10 500	7 400	14 800

Figura 3.5: Tensión de prueba para el ensayo de resistencia a largo plazo en el aislamiento sólido de circuitos de medición clasificados según su *categoría de medición* [9]

1 minuto de 2200 [V_{RMS}] si se trata de aislamiento básico/suplementario o 4400 [V_{RMS}] si se trata de aislamiento reforzado, y por la aplicación de tensión continua de 3100 [V] para aislamiento básico/suplementario o 6200 [V] para aislamiento reforzado.

Los requisitos de la forma de onda de tensión para las pruebas se detallan en las subcláusulas 6.8.3.1, 6.8.3.2 y 6.8.3.3 para las ondas de AC (*corriente alterna*), tensión continua e impulso respectivamente.

La subcláusula 6.9.101 añadida en la parte 2-032 indica los requisitos constructivos de aislamiento que deben cumplir la *mordaza* y los *extremos de mordaza*. Se llama *mordaza* a la parte del sensor que rodea total o parcialmente al conductor bajo prueba, y *extremos de mordaza* a la parte de la *mordaza* que se divide para poder encerrar al conductor bajo prueba.

Particularmente la parte 4 de esta subcláusula indica los requisitos para sensores de corriente flexibles. La misma indica que “*el cable flexible usado como mordaza con indicador de desgaste debe proveer al menos doble aislamiento o aislamiento reforzado cuando es nuevo y al menos aislamiento básico cuando el indicador de desgaste es visible. Si el cordón flexible tiene indicador de desgaste, el color debe contrastar cuando el límite es alcanzado. Si no tiene indicador de*

desgaste, el cable flexible debe proveer al menos doble aislamiento o aislamiento reforzado cuando es nuevo y luego de transcurrida la vida útil típica”.

Los valores de tensión de prueba para la conformidad son los establecidos para equipos de *Categoría de Medición III y IV* para 1000 $[V_{RMS}]$ y 600 $[V_{RMS}]$ respectivamente. En la misma subcláusula se indica la cantidad de pruebas que se deben hacer, con la metodología para simular el desgaste del material aislante y la sollicitación térmica.

Por lo general, los tubos termocontraíbles presentan buenas características dieléctricas ya que suelen ser utilizados en aplicaciones eléctricas. Los mismos presentan un valor de rigidez dieléctrica que suele estar entre 12 y 16 $[KV/mm]$. Los tubos se venden comercialmente en múltiples diámetros con distintos tamaños de pared y características particulares, como por ejemplo, ser ignífugos. Pipelfex es un fabricante argentino de accesorios plásticos para la industria eléctrica. Entre sus productos se encuentra una variedad de tubos termocontraíbles ignífugos de pared fina que son apropiados para esta aplicación. El fabricante asegura un espesor de pared de 2,3 $[mm]$ luego de ser contraído, y una rigidez dieléctrica de al menos 15 $[KV/mm]$.

Con estas características se asegura el cumplimiento del requisito de aislamiento reforzado y un espesor que podría ser apropiado para la prueba de desgaste. Además, el rango de temperaturas de trabajo de este material se encuentra entre los $-55^{\circ}C$ y $125^{\circ}C$, por lo que debería ser capaz de cumplir los requisitos de estrés térmico previo al ensayo de rigidez dieléctrica establecidos en la subcláusula 10.5.2.

Cláusula 7: Protección contra peligros mecánicos

En esta cláusula se mencionan los peligros que podrían traer asociados los equipos eléctricos en cuanto a su capacidad de producir lesiones. La misma hace mención a peligros causados por bordes filosos, partes móviles que puedan provocar aplastamiento o penetrar la piel, inestabilidad del equipo pudiendo caer sobre el usuario, peligros asociados a su transporte, caída del equipo si se soporta sobre la pared, y partes expulsadas desde el equipo. De todas estas fuentes de peligro la única que aplica en el diseño de la sonda es la posible existencia de bordes filosos. Esto se debe tener en cuenta principalmente en el diseño del conector y en el terminal de salida de la sonda.

Cláusula 8: Resistencia a solicitaciones mecánicas

En esta cláusula se especifican los ensayos que deben llevarse a cabo sobre la *cubierta* en función del tipo de equipo del que se trate. La misma indica que “*el equipo no debe resultar en un peligro cuando es sometido a solicitaciones mecánicas probables de ocurrir durante su uso normal*”. Las sondas de corriente flexible cumplen las especificaciones de resistencia si superan las pruebas mencionadas en las subcláusulas 8.2.1: Prueba de sollicitación estática , y la 8.3.2: Prueba de caída para *equipos de mano*.

Cláusula 9: Protección contra la propagación del fuego

En esta cláusula se especifican los requisitos que debe cumplir el equipo para evitar la propagación del fuego fuera del equipo en *condiciones normales* o en *condiciones de falla simple*. En este caso, se verificará que el equipo es conforme a esta cláusula si se cumple con lo enunciado en el inciso 9.1 c): si ocurre un incendio (por falla del equipo), será contenido dentro del equipo. La subcláusula 9.3.2 indica los requisitos constructivos que se deben cumplir para que la propagación sea reducida a niveles tolerables. El inciso a) de esta subcláusula indica que los conectores y aislantes sobre los que los componentes se montan deben ser de un material con clasificación de inflamabilidad V-2 o mejor, según IEC 60895-11-10. Debido a que la *cubierta* solamente cubre circuitos *energéticamente limitados* (la tensión que aparece en el circuito es menor que $30 [V_{RMS}]$) ni contiene líquidos inflamables, no son aplicables el resto de los requisitos constructivos mencionados en esta subcláusula. Por otra parte, dado que la sonda no es energizada por una fuente de alimentación en baja tensión, los requisitos de protección contra sobrecorriente no aplican sobre este equipo.

El fabricante del material utilizado como aislante en el cabezal asegura que el tubo termocontraíble cumple con los requisitos de inflamabilidad establecidos por la norma ASTM-D2671 y que el material es retardante de llama y auto-extinguible.

Cláusula 10: Temperaturas límites y resistencia al calor

En esta cláusula se especifican los valores de temperatura límites para las superficies que pueden ser tocadas fácilmente y de devanados que componen el equipo, como así también los métodos para las pruebas y conformidad de los

valores especificados. Por otra parte se mencionan los requisitos de resistencia al calor. En este apartado aplican los requisitos de la cláusula 10.5.2 de integridad de *cubiertas* no metálicas. Aquí se menciona el tratamiento del material previo al ensayo de rigidez dieléctrica especificado en la cláusula 6.

Cláusula 101 (Parte 2-032): Circuitos de medición

En esta cláusula se especifica la conformidad de la protección contra peligros que podrían surgir del *uso normal* del equipo o de un *razonablemente predecible mal uso* (por ejemplo, conectar la señal de tensión en la entrada de corriente de un determinado equipo). En este caso aplica el inciso c) de la subcláusula 101.1: *Cualquier interconexión entre el equipo y otros dispositivos o accesorios destinados a ser usados con el equipo no debe provocar un peligro incluso si la documentación o marcas prohíben dicha interconexión cuando el equipo es usado para propósitos de medición*. Estos requisitos se deben cumplir en el conector de salida, por donde se alimenta el circuito acondicionador y por donde se envía la señal luego de ser acondicionada hacia el equipo de procesamiento.

Cláusula 102 (Parte 2-032): Prevención de peligros debidos a arcos eléctricos y cortocircuitos

Esta cláusula hace referencia a los peligros que pueden ocasionar los arcos eléctricos o cortocircuitos entre conductores de potencia que podrían ocurrir en dos situaciones: durante la aplicación del sensor de corriente y el sensor ya colocado en posición cerrado.

Se especifica el método del ensayo a realizar sobre la sonda, simulando la forma en la que la *mordaza* podría ocasionar un cortocircuito durante su aplicación. Los *extremos de la mordaza* (conector) entran en contacto con un elemento de prueba el cual consiste en dos placas de material conductor separadas por un material aislante, sobre las cuales se impone un cierto nivel de tensión en función de la tensión nominal de la sonda. El ensayo no debe ocasionar la ruptura de ningún material dieléctrico.

En cuanto a la sonda ya colocada en posición cerrada, se debe cumplir con los requisitos de aislamiento básico entre la *cubierta* de la *mordaza* y cualquier parte conductora de la sonda. Este requisito es cumplido si se cumplen los requisitos de la cláusula 6.

Cláusulas no aplicables

Dado que la norma contempla cualquier equipo de ensayo y mediciones eléctricas, ciertas cláusulas y múltiples subcláusulas no son de aplicación en este caso particular de diseño de un sensor de corriente. Tal es el caso de las cláusulas “12: *Protección contra radiación y ondas de presión generadas internamente*”; “13: *Protección contra gases y sustancias liberadas, explosión e implosión*”; “14: *Componentes y subconjuntos*” y “15: *Protección por enclavamientos*”. La cláusula 14 especifica los requisitos que deben cumplir los circuitos impresos, sin embargo sólo aplica a circuitos que no sean *circuitos energéticamente limitados* según la subcláusula 9.4.

Por otra parte, las cláusulas “16: *Peligros resultantes de su aplicación*” y “17: *Evaluación de riesgo*” son aplicables e incluyen peligros que no quedan del todo cubiertos en las cláusulas 6 a 15, y que se derivan del estudio del caso particular. Su conformidad queda verificada luego de haber llevado a cabo y documentado la evaluación de riesgo y asegurando que los riesgos fueron eliminados o llevados al menos a niveles tolerables.

3.2.3. Conector

El conector es el elemento conformado por dos piezas que se colocan en los *extremos de la mordaza* de tal forma de permitir la apertura y el cierre del sensor durante su colocación. En el diseño de este elemento se deben tener en cuenta los requisitos establecidos en la cláusula 7: no debe poseer bordes filosos. Además debe ser construido de un material aislante de forma de cumplir con la cláusula 102.

El diseño consiste en un conector tipo bayoneta (BNC) teniendo en cuenta la geometría requerida. Ambas piezas deben encajar en el diámetro exterior de la *mordaza*. La *mordaza* queda compuesta por un núcleo de material no magnético de 4,7 [mm] de diámetro, el cual sostiene un devanado de una sola capa de conductor de 0,35 [mm]. Este conjunto es cubierto por una capa aislante de termocontraíble cuyo espesor final resulta de 2,3 [mm]. De esta forma el diámetro total del cable de la sonda resulta de 10 [mm] por lo que el diseño contempla un diámetro de 13 [mm] en la parte que quedará sujeta a la *mordaza*, de modo de dejar cierto huelgo para el pegamento entre las piezas. El diseño fue desarrollado en el software Solidworks y ambas piezas se presentan en la figura 3.6.

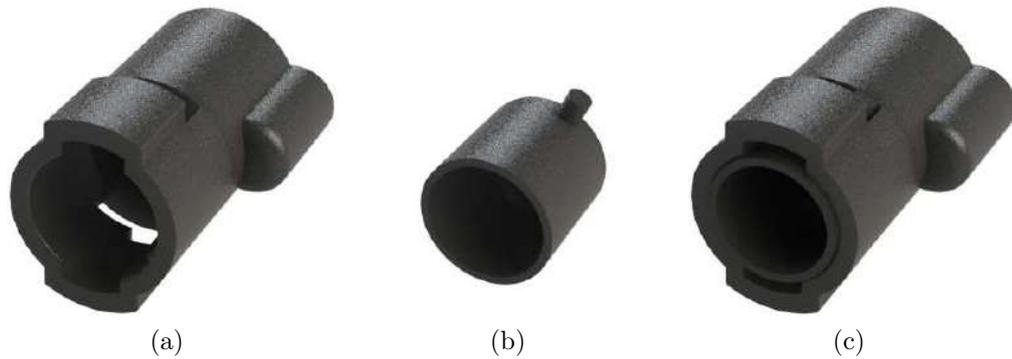


Figura 3.6: Diseño del conector. (a) conector hembra, (b) conector macho, (c): ensamble

Se debe tener en cuenta que el conector debe quedar bien sujetado a la *mordaza* y resistir cualquier fuerza que pudiera existir durante el uso normal. Esto está especificado en la subcláusula 6.9.101.5 de BS-EN 61010-2-032, en donde se detalla el procedimiento de prueba para su conformidad.

3.3. Diseño del integrador

Como se mencionó en el capítulo 1, el propósito del integrador es acondicionar la señal para que pueda ser procesada posteriormente por el equipo de medición. Para ello consta fundamentalmente de dos etapas: la amplificación y la integración. La señal acondicionada debe cumplir ciertos requisitos de manera tal que el equipo de medición la interprete correctamente. En este caso se considera un valor instantáneo máximo a la salida de 1 [V] correspondiente a un valor instantáneo de corriente de 1000 [A].

3.3.1. Esquema eléctrico

La etapa de amplificación consiste en un amplificador de instrumentación y una resistencia R_G cuyo valor define la ganancia a la salida. Luego de que la señal sea procesada por el amplificador integrador se obtiene la señal de salida proporcional a la corriente.

Previo al amplificador se coloca un filtro pasa bajos según se observa en la figura 3.7. Esto permite filtrar el ruido inducido en la bobina o en el cable entre la bobina y el circuito integrador. Las frecuencias de corte para señales de modo

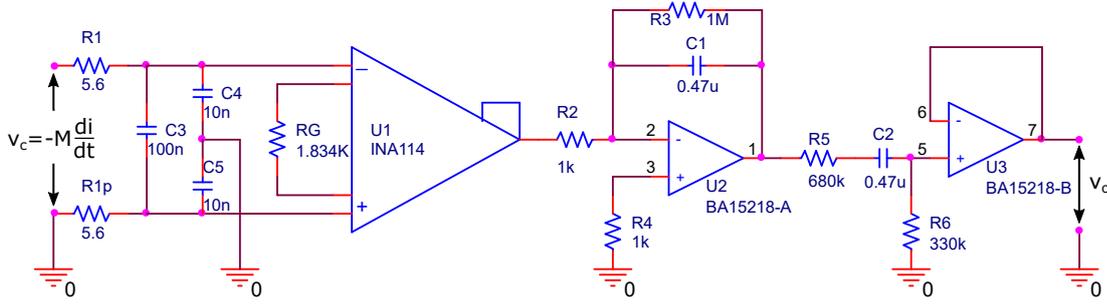


Figura 3.7: Esquema eléctrico del circuito acondicionador

común y modo diferencial están definidas por los valores de resistencias R_1 , R_{1P} , y capacidades C_3 , C_4 y C_5 . La expresión de estas frecuencias son las de las ecuaciones 3.3 y 3.4 respectivamente. Para ello necesariamente se tiene que cumplir que $R_1 = R_{1P}$ y $C_4 = C_5$.

$$f_{c_{cm}} = \frac{1}{2\pi R_1 C_4} = 2842 [kHz] \quad (3.3)$$

$$f_{c_{dm}} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_3 + C_4/2)} = 135,5 [kHz] \quad (3.4)$$

La ganancia proporcionada por el amplificador INA114 está definida según la expresión 3.5. La frecuencia de corte del integrador está definida por la ecuación 3.6. Para los valores de R_3 y C_1 de la figura 3.7, la frecuencia de corte resulta $f_c = 2,95 [Hz]$. La ganancia en el integrador está dada por la relación entre las resistencias R_3 y R_2 , siendo la tensión de salida 1000 veces mayor que la entrada.

$$G_{INA114} = 1 + \frac{50[k\Omega]}{R_G} \quad (3.5)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (3.6)$$

Posterior a la etapa de integración se coloca un atenuador para ajustar la amplitud de la señal de salida y filtrar la componente de continua generada en las etapas anteriores, y un amplificador *buffer* a modo de acople de impedancias entre la sonda y el equipo de medición. Para observar el comportamiento en frecuencia y el análisis temporal del circuito se recurre a un modelo SPICE según se verá a continuación.

3.3.2. Modelado del sistema en PSpice

La herramienta de simulación de circuitos analógicos de PSpice es un complemento del programa OrCAD Capture que permite ejecutar distintos tipos de análisis a partir del esquemático de un circuito, previos a la etapa de diseño y fabricación. Es posible incluir librerías con modelos de componentes existentes de múltiples proveedores los cuales permiten simular su comportamiento en el circuito. Los modelos de PSpice de los integrados utilizados están disponibles en la web del fabricante, Texas Instruments. El amplificador de instrumentación es un INA114 y el integrador y el *buffer* están diseñados a partir de dos operacionales de un integrado dual BA15218.

El objetivo de realizar un modelo con componentes reales es comprobar que no existan fallas en el funcionamiento esperado del circuito o identificar y corregir los problemas existentes previos a la selección final de cada elemento.

El conductor cargado a medir y la bobina se pueden modelar mediante una fuente de corriente alimentando un inductor de inductancia igual a la inductancia mutua de la bobina según se observa en la figura 3.8. La fuente de corriente se intercambia por una fuente de ondas sinusoidales a frecuencia definida para el análisis temporal y por una fuente de AC para el análisis en frecuencia. El mismo es el esquema que representa a todo el sistema conductor-bobina-integrador, del cual se realizan las simulaciones para el estudio en el tiempo y frecuencia.

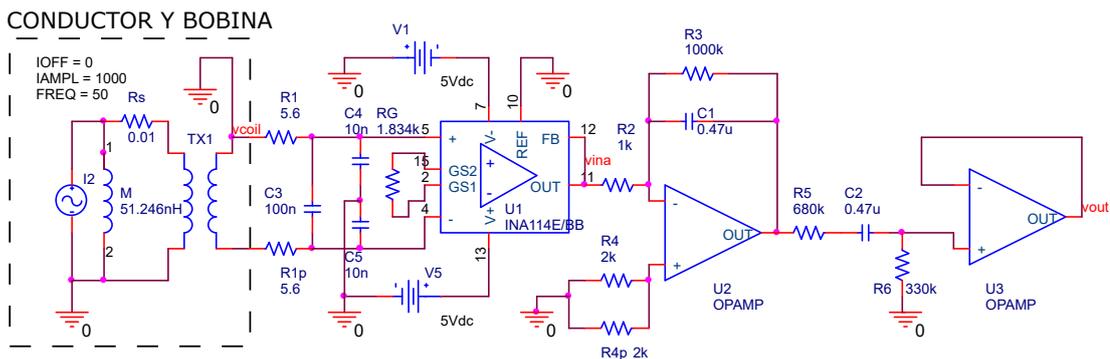


Figura 3.8: Modelo eléctrico del sistema conductor-sonda de corriente

La resistencia R_s es necesaria para la simulación del modelo. El circuito acondicionador está vinculado a la bobina M a través del transformador de tensión $TX1$ de relación 1:1, de manera tal que la tensión de entrada en el circuito sea igual a la caída de tensión en la bobina. Para anular el efecto del transformador

en el modelo, se establece un valor de inductancia en devanados muy alta comparado con la inductancia de la bobina. La fuente de corriente $I2$ representa la corriente del conductor cargado. En este caso se establece para la simulación una corriente de $1000 [A]$ de amplitud, esperando una tensión de salida muy próxima a $1 [V]$ de amplitud.

Respuesta en frecuencia

A partir del circuito de la figura 3.8 se obtuvo la respuesta en frecuencia del modelo, representada por la figura 3.9. Dentro del rango de frecuencias de operación de la sonda, entre $50 [Hz]$ y $2500 [Hz]$ la tensión de salida se mantiene constante y con una relación de $1,0068 [V]$ con una corriente de $1000 [A]$ en el conductor a medir. El desfase de la onda de tensión de salida respecto a la entrada de corriente es de $-6,18^\circ$ en $2500 [Hz]$ y en la frecuencia industrial, el desfase es de $0,638^\circ$.

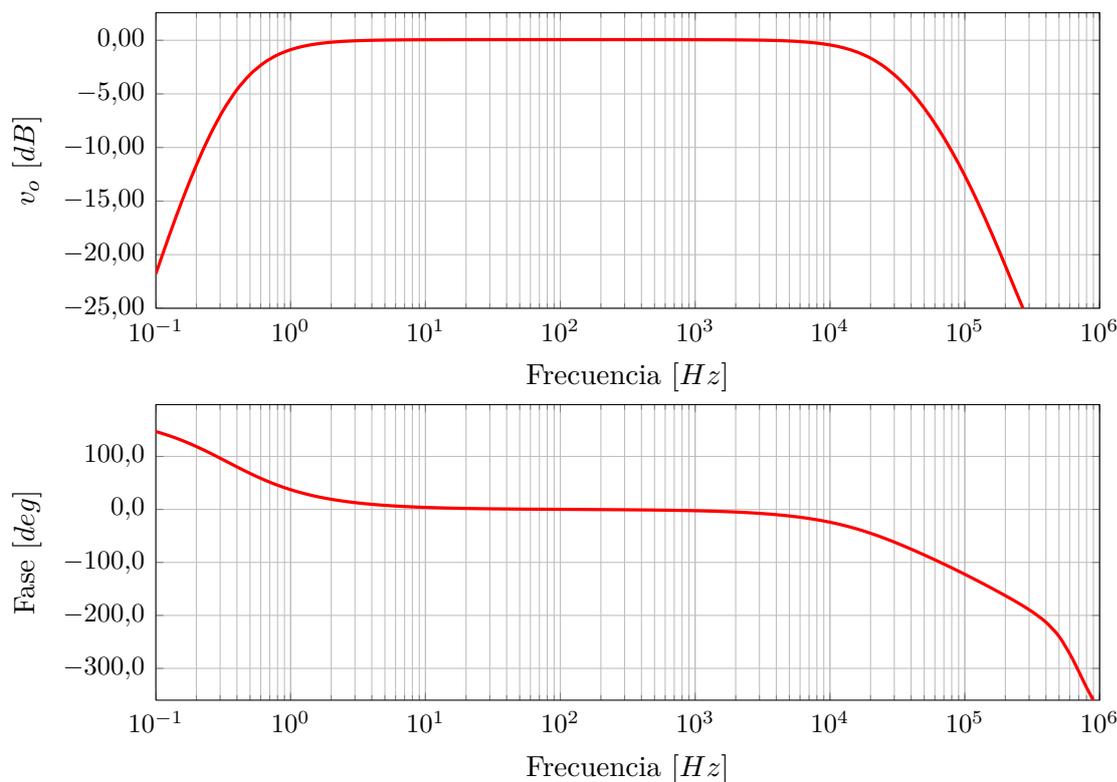


Figura 3.9: Respuesta en frecuencia de v_o obtenida de la simulación

Muchos fabricantes definen el ancho de banda por una atenuación de $3[dB]$ de la señal de salida. Si se sigue este criterio, el ancho de banda está comprendido entre $f = 0,52 [Hz]$ y $f = 28,5 [kHz]$.

Análisis temporal

En la figura 3.10 se observa la señal temporal de la onda de corriente a medir (Rojo) y la onda de tensión a la salida (Amarillo) para una frecuencia de $50 [Hz]$. Se puede observar un muy leve desfase entre las ondas dado por su respuesta en frecuencia. La onda de tensión es perfectamente sinusoidal, lo cual indica que no existe saturación en ninguno de los amplificadores utilizados. Conociendo las condiciones a partir de la cual los componentes saturan es posible determinar la máxima di/dt .

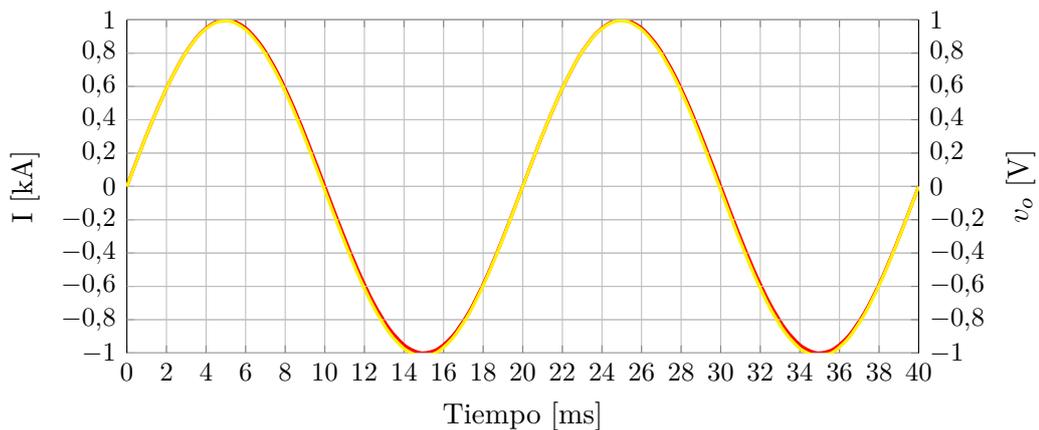


Figura 3.10: Onda de corriente (rojo) y tensión v_o (amarillo) obtenida de la simulación

La tensión inducida en la bobina aumenta cuando aumenta la variación temporal de la corriente según la ecuación 1. Esta tensión inducida es amplificada por el INA114 la cual luego será integrada. La señal de tensión a la salida no puede superar cierto valor, que suele ser menor a la tensión de alimentación del integrado. Este valor está definido en la hoja de datos y es función de la corriente de salida y temperatura de funcionamiento. En este caso, con una alimentación de $\pm 5 [V_{cc}]$, la tensión máxima que puede entregar el INA114 es de $3,7 [V]$ en el ciclo positivo, lo que corresponde a una tensión diferencial en la entrada de $0,131 [V]$. Dado que la inductancia mutua M es constante, este valor de tensión límite en la entrada se da teóricamente cuando la variación di/dt es de $2555 [A/ms]$.

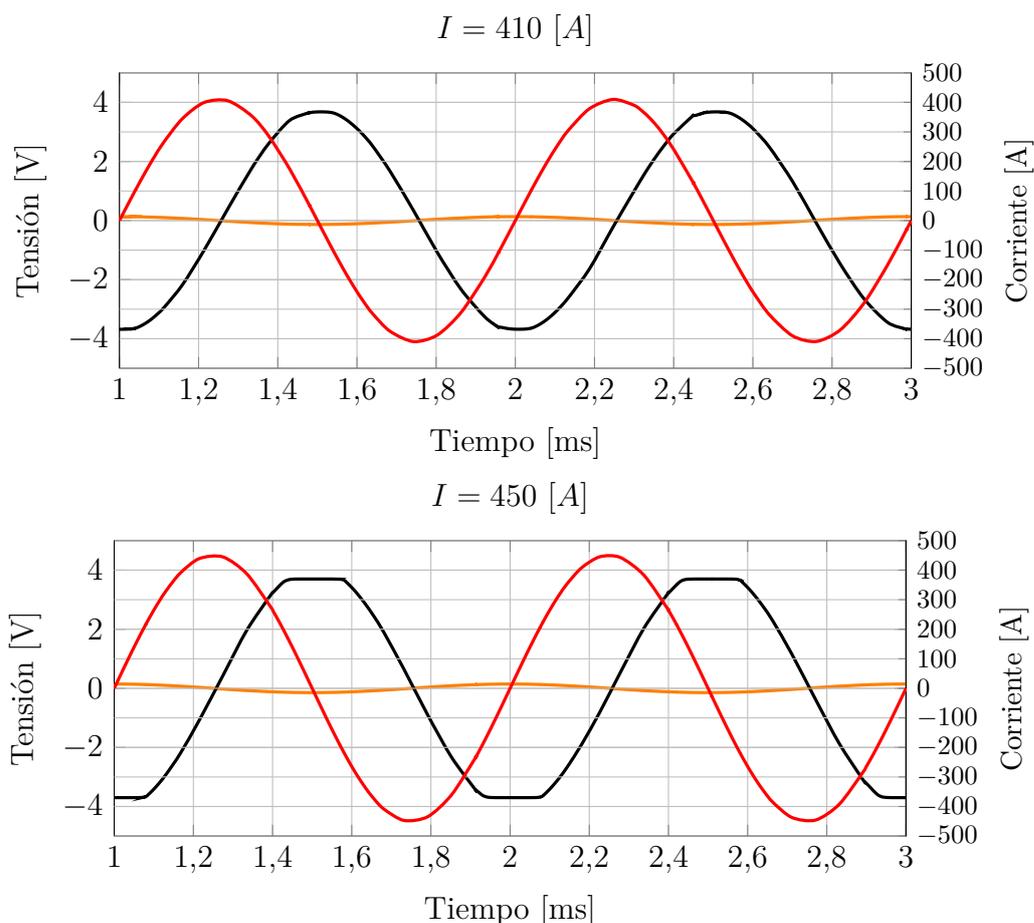


Figura 3.11: Tensión a la salida del INA114 (Negro) y tensión inducida en la bobina (Naranja) para distintas amplitudes de onda de corriente (Rojo) a una frecuencia de 1 $[kHz]$

En la figura 3.11 se observan dos situaciones. En la primera se observa la forma de onda de tensión a la salida del INA114 para una corriente sinusoidal en la entrada de 407 $[A]$ de amplitud a una frecuencia de 1 $[kHz]$. La máxima di/dt en esta situación es de 2557 $[A/ms]$, la tensión pico inducida en la bobina es de $v_c = 0,131 [Vp]$. Con la ganancia del amplificador $G_{INA} = 28,26$, resulta en una tensión de salida de 3,7 $[Vp]$. En esta situación no existe saturación del integrado. En el segundo caso, la corriente de entrada tiene un valor pico de 450 $[A]$ y la misma frecuencia. La máxima di/dt resulta de 2827 $[A/ms]$, generando una tensión inducida pico de $v_c = 0,145 [Vp]$. Sin saturación, la tensión pico de salida del INA debería ser de 4,095 $[Vp]$, sin embargo, debido a que la saturación existe, la onda se ve recortada en 3,7 $[V]$.



Figura 3.12: Piezas del conector de salida. (a) Prensacable, (b) Conector hembra

Otro aspecto a tener en cuenta es la tensión de offset a la salida del circuito. Si bien el circuito incluye un filtro pasa altos para eliminar la componente de continua generada, esta componente no es eliminada totalmente a la salida ya que luego del buffer no existe ningún filtro. La tensión continua que se genera a la salida depende de la corriente de bias del amplificador $U3$ y de la resistencia $R6$. La caída de tensión en dicha resistencia debido a la corriente de bias, es la tensión resultante a la salida, que se sumará a la señal de tensión v_o .

3.4. Cable y conector de salida

El dispositivo contará con un conector de salida del tipo CPC (Conector Plástico Circular) de 4 polos. Dos polos serán utilizados para alimentar el circuito con $\pm 5 [V_{cc}]$. El tercer polo será la conexión a tierra y el cuarto será la señal de salida. El conector está compuesto por 3 piezas: el conector hembra, que contará con los cuatro polos mencionados; el prensa-cables plástico, que será la vinculación entre el cable que transmite la señal de la bobina al circuito; y un cuerpo en el centro que contendrá el circuito acondicionador.

Este tipo de conector está disponible comercialmente por múltiples fabricantes y es comúnmente utilizado en aplicaciones donde se prioriza el bajo costo y se requieren grandes cantidades. Los contactos del conector hembra se conectan a los cables por crimpado.

El cable de transmisión de la señal desde la bobina consiste en un cable coaxial RG58 de 2 [m] de longitud. El conductor central estará conectado en un extremo de la bobina y será el que transmita la señal de tensión hacia el circuito acondicionador. La malla estará conectada al otro extremo de la bobina y en la otra punta estará conectado a la tierra del circuito.

3.5. Conclusiones

En este capítulo hemos visto varios requisitos que debe cumplir el sensor para ser apto en aplicaciones industriales. El mismo ha sido diseñado en base a estos requisitos y siguiendo las normas de seguridad establecidas en la IEC 61010. Si bien para la conformidad de las normas se deben ejecutar los ensayos especificados y detallados los resultados en un informe de pruebas por un ente autorizado, la sonda ha sido pensada para que eventualmente sea capaz de superar estas pruebas. Se han definido los materiales a utilizar en el cabezal, la geometría y la cantidad de vueltas. Se ha diseñado el circuito acondicionador y se ha hecho un análisis de sus características temporales y en frecuencia. Se ha hecho un diseño del conector del cabezal y se ha seleccionado el tipo de vinculación al equipo de medición. Teniendo en cuenta este diseño, en el siguiente capítulo se describirá el proceso de construcción de la sonda de corriente y posteriormente se caracterizará mediante ensayos, verificando el modelo de PSpice y las simulaciones.

Capítulo 4

Construcción del prototipo y caracterización

La sonda de corriente está compuesta fundamentalmente por tres partes. El cabezal es el elemento sensor. En este elemento se concatena el campo magnético generado por el conductor portador de la corriente a medir y se genera una tensión inducida que es proporcional a la variación de dicha corriente. Luego el cable de la sonda es el encargado de transmitir la señal de tensión generada al circuito acondicionador. El circuito acondicionador debe ser diseñado de tal forma de convertir la señal de tensión a su entrada en una tensión proporcional a la corriente a medir y amplificarla para que el instrumento de medición sea capaz de procesarla. El diseño de estas tres partes del sensor deben satisfacer ciertos requisitos eléctricos y mecánicos mencionados en el capítulo 3.

4.1. Cabezal

El cabezal debe ser flexible. Como núcleo se utiliza el interior dieléctrico de un cable coaxial RG6 de 4,7 [mm] de diámetro. Sobre el núcleo se arrolla el alambre de cobre esmaltado de 0,35 [mm] de espesor.

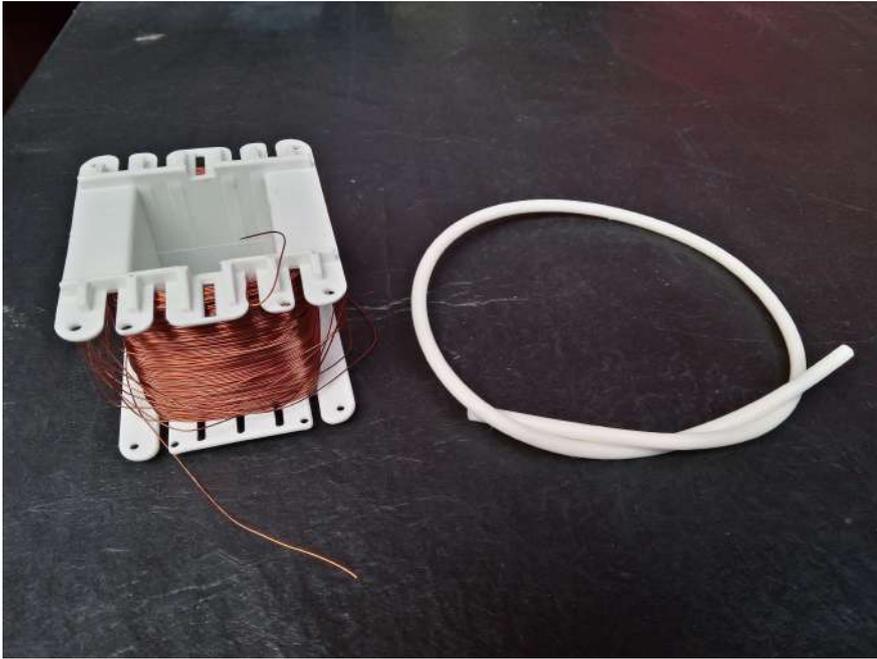


Figura 4.1: Materiales del núcleo y devanado

Se intenta arrollar el alambre de cobre sobre el material dieléctrico con la curvatura en su posición “cerrado”, se procura que las espiras no se superpongan entre sí para obtener la mayor uniformidad en el devanado.



Figura 4.2: Alambre arrollado sobre el núcleo de manera uniforme

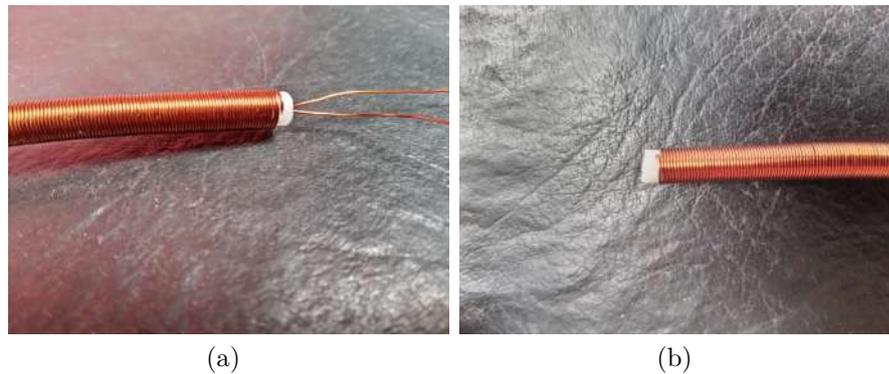


Figura 4.3: Mínima discontinuidad lograda en el devanado. (a) Extremo 1, (b) Extremo 2

Durante el arrollamiento, se debe dejar el menor espacio posible entre la última espira y el extremo del núcleo flexible, de manera de minimizar los efectos que produce la discontinuidad δ de la sonda cerrada.

En la figura 4.3 se observa que en el extremo 2 se introduce por el interior del núcleo la vuelta en sentido contrario compensatoria y como sale desde el extremo 1. Esta vuelta también es conveniente constructivamente ya que permite hacer la apertura y cierre de la sonda sin interrumpir el circuito. De esta manera se ha logrado un devanado con una cantidad de 1175 vueltas. Para cumplir los requisitos de aislamiento, flexibilidad y protección mecánica, se recubre el devanado con una manguera cristal de PVC de 9 [mm] de diámetro externo y 6 [mm] de diámetro interno.



Figura 4.4: El devanado aislado con un material flexible de PVC

De manera de tener un segundo aislamiento y protección mecánica se incluye una capa de material aislante extra que recubre la manguera. A su vez también proporciona una manera de indicación de desgaste del material. El material extra consiste en un termocontraíble. Durante la aplicación de este material resulta muy importante contraerlo aplicando calor con todo el conjunto en posición cerrado, de manera que mantenga la forma circular cuando se inserta alrededor del conductor con la corriente a medir.



Figura 4.5: Cabezal del sensor con cubierta de material termocontraíble

Una vez armado el cabezal se deben unir los extremos de la bobina al cable transmisor de la señal hacia el circuito acondicionador.

4.2. Cable

El cable de la sonda debe ser capaz de transmitir la señal desde el cabezal hasta el circuito acondicionador, debe ser flexible de manera de poder ser manipulado

con facilidad durante la aplicación del sensor. Para esto se utiliza un cable coaxial RG58. Su conductor interior formado por múltiples hilos de cobre estañado y su pantalla metálica de trenza de cobre estañado le dan la flexibilidad necesaria para esta aplicación. Este material conductor permite que el estaño fundido se adhiera fácilmente y resulte sencillo unirlo a los extremos de la bobina.

Para unir el cable a la bobina, se debe tener precaución de que ambos extremos no queden en contacto. La vuelta de compensación se vincula a la pantalla metálica del cable coaxial y el devanado se vincula al conductor interior del cable coaxial. Esto se ilustra en la figura 4.6.



Figura 4.6: Vinculación de los extremos de la bobina con el cable transmisor

La unión entre la bobina y el cable debe quedar protegida de manera de evitar un desprendimiento accidental. Para ello se recubre esta zona con otra capa de material termocontraible. En este proceso se debe tener la precaución de no aumentar demasiado la discontinuidad con material sobrante. En la figura 4.5 se observa el resultado de la aplicación de esta protección. Sobre esta cubierta se insertará el conector.

4.3. Conector

El conector es el elemento que mantiene ambos extremos del cabezal unidos durante la medición de corriente. El mismo ha sido descrito en el capítulo tres

y se ilustra en la figura 3.6. En la figura 4.7 se muestran las piezas del conector impreso en 3D con material de PLA y colocado en los extremos de la sonda en posición cerrado.



Figura 4.7: Cabezal terminado con cable de transmisión vinculado y conector colocado

4.4. Integrador

Los elementos que constituyen el circuito acondicionador se han montado en una placa experimental perforada y se han utilizado componentes THT (*del Inglés: Through-Hole Technology*) para la construcción del prototipo.

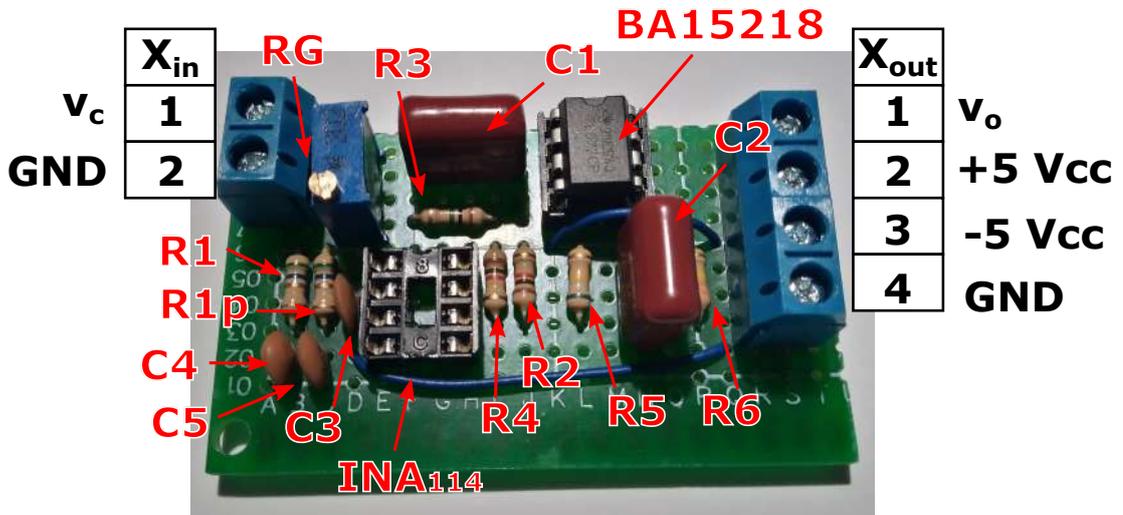


Figura 4.8: Prototipo de circuito acondicionador

Los elementos componentes enumerados a continuación y con los que se ha construido el prototipo son los descritos en modelo de la figura 3.7. El valor de resistencia R_G se ajusta durante la calibración del prototipo.

Componente	Valor
R1	5,6 [Ω]
R1p	5,6 [Ω]
R2	1 [$K\Omega$]
R3	1 [$M\Omega$]
R4	1 [$K\Omega$]
R5	680 [$K\Omega$]
R6	330 [$K\Omega$]
R_G	1,834 [$K\Omega$]
C1	0,47 [μF]
C2	0,47 [μF]
C3	100 [nF]
C4	10 [nF]
C5	10 [nF]
INA 114	-
BA15218	-

En la figura 4.8 se indica que la conexión en los bornes de entrada X_{in} y salida X_{out} :

X_{in} : 1: Se conecta el conductor central del cable de transmisión de la señal desde la bobina. Esta será la señal de tensión inducida respecto de tierra.

X_{in} : 2: Se conecta la pantalla metálica del cable de transmisión, vinculado a tierra en el circuito.

X_{out} : 1: De este borne sale la señal de tensión respecto de GND procesada y será la lectura del instrumento de medida.

X_{out} : 2: Alimentación auxiliar de los circuitos integrados $+5 [V_{cc}]$.

X_{out} : 3: Alimentación auxiliar de los circuitos integrados $-5 [V_{cc}]$.

X_{out} : 4: Referencia de tierra para los circuitos integrados y la señal de entrada v_c y de salida v_o .



Figura 4.9: Prototipo completo de la sonda de corriente

4.5. Caracterización

4.5.1. Exactitud

La exactitud de un instrumento de medida es su capacidad de acercarse al valor real o verdadero. Un instrumento exacto debe ser a su vez, preciso. Es decir, que distintas mediciones independientes presenten cierta repetitividad. La exactitud en este tipo de instrumentos se expresa en términos del error de medición en la lectura a 50 [Hz]. Para determinar el error de la sonda se debe contrastar con instrumentos patrón, de tal forma de tener una lectura lo más cercana posible al valor verdadero con el cual comparar. Para realizar el contraste se utilizó el banco de pruebas de la figura 4.10. El mismo consiste en un transformador de potencia (TR1) alimentado por una fuente variable de tensión. El devanado secundario del transformador está en cortocircuito, de manera de obtener una fuente variable de corriente a partir de la regulación de la tensión de alimentación.

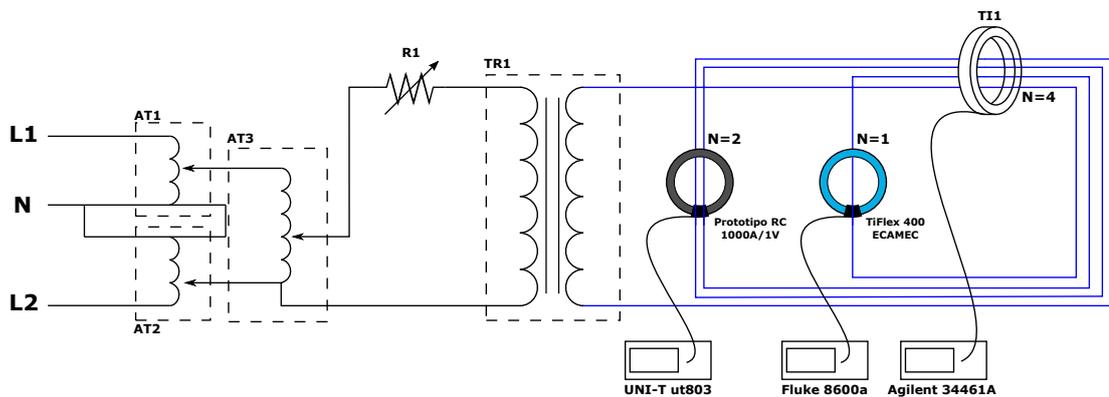


Figura 4.10: Banco de pruebas para la determinación de la influencia de un campo generado por un conductor externo

La regulación de tensión de alimentación se logra a partir de dos autotransformadores monofásicos alimentados por dos fases diferentes. Para el ajuste fino se emplea la resistencia variable R1 en serie, de manera de ajustar su caída de tensión. El circuito de corriente está representado en azul. Dada la configuración del banco de la figura 1, el instrumento patrón sensará una corriente cuatro veces mayor que la sonda ECAMEC y dos veces mayor que la del prototipo. Para este ensayo, las sondas de corriente fueron posicionadas con el conductor pasante lo más centrado posible en el cabezal.

La salida de corriente del TI patrón está conectada al multímetro digital Agilent 34461A en su función de amperímetro con un rango de 10 [A]. La salida del prototipo está conectada al multímetro digital UNI-T ut803 en su función de voltímetro con un rango de 600 [mV] y 6 [V] según sea necesario.

Dado que el valor máximo de tensión que será entregado es de 1 [V_{pico}], las mediciones se llevaron a cabo con una corriente tal que la tensión eficaz a la salida sea de 750 [mV]. De esta forma se pretende incluir el valor máximo dentro del rango de pruebas.

Partiendo desde el banco sin excitación, es decir a 0 [A], se lleva el sistema progresivamente a los distintos puntos de evaluación accionando sobre el sistema de regulación. Los puntos de evaluación están definidos por la lectura de los instrumentos asociados al sensor a ser contrastados. En cada punto es registrada la lectura de corriente del instrumento asociado al patrón. Este proceso es llevado a cabo dos veces de manera ascendente hasta llegar al valor máximo de tensión y descendente hasta llegar al cero, obteniendo cuatro lecturas en cada punto.

En el anexo C se muestran los resultados del contraste para cada punto de evaluación para la sonda ECAMEC y el prototipo respectivamente. El propósito de tomar cuatro valores y determinar un promedio es obtener un valor que represente mejor la medición en cada punto. El error en el punto de evaluación “i” se determina mediante la siguiente expresión:

$$E_i \% = 100 \cdot \frac{I_{C_i} - I_{prom_i}}{I_{prom_i}} \quad (4.1)$$

En la figura se ven representados de manera gráfica los errores de la sonda prototipo. En el rango analizado, el error de la sonda prototipo no supera el 1 %.

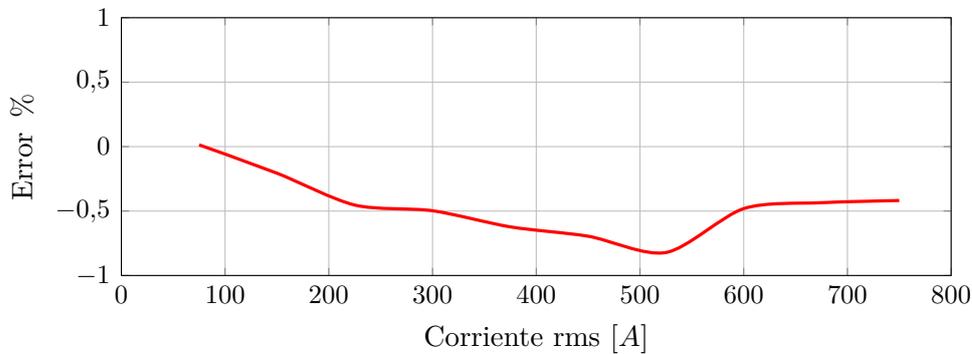


Figura 4.11: Error de la sonda prototipo respecto de la corriente medida

En la figura 4.13 se muestra una captura del osciloscopio con las formas de onda de tensión entregada por la sonda prototipo (Amarilla), la forma de onda de tensión entregada por el transductor Kyoritsu 8113 proporcional al secundario del TI (Violeta). El esquema del banco se observa en la figura 4.12

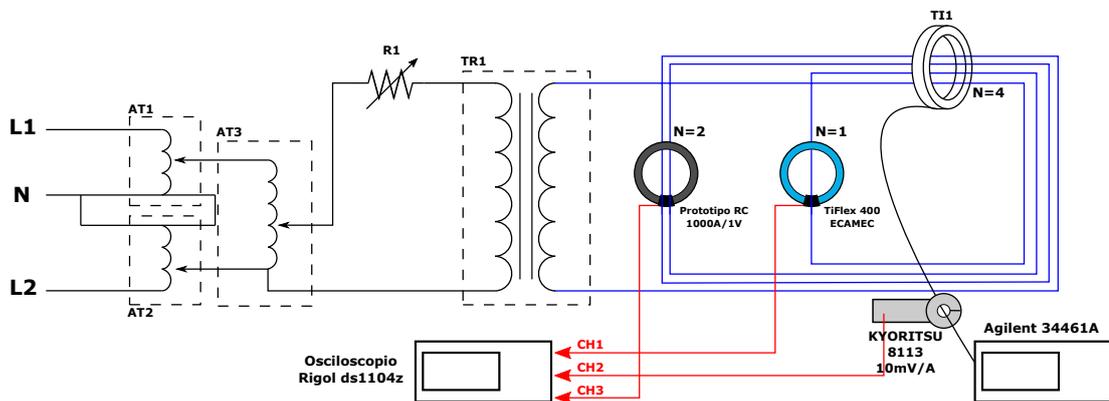


Figura 4.12: Esquema del banco para la obtención de las capturas de las formas de onda de tensión



Figura 4.13: Forma de onda de la tensión de la sonda prototipo (Amarilla) y Transductora Kyoritsu 3118 (Violeta) sin ningún tipo de filtrado. Corriente del banco: 750 [Arms]

4.5.2. Error de fase a 50 [Hz]

Para determinar el error de fase se compararon en el osciloscopio las ondas de tensión registradas por el transductor Kyoritsu 8113 y el prototipo según se

observa en la figura 4.14.



Figura 4.14: En violeta la onda del prototipo y en celeste la onda de la sonda Kyoritsu. El Δt ($BX - AX$) es de 54 [μs] en adelante

Un adelanto de 54 [μs] representa un ángulo de desfase de $0,97^\circ$.

4.5.3. Sensibilidad a la posición

El valor de corriente medida por el sensor varía en función de la posición del conductor dentro del cabezal como ya se ha mencionado. A medida que el conductor está más próximo a la discontinuidad, menor es el flujo magnético concatenado por las espiras, por lo que la inductancia mutua M es menor y por lo tanto la tensión de salida proporcional a la corriente también será menor. El procedimiento para determinar la sensibilidad a la posición es el mismo que para determinar la exactitud, con la diferencia de que la sonda es colocada de forma tal que el conductor pase lo más cerca posible del conector, es decir, donde se encuentra la discontinuidad. Los resultados de las mediciones se observan en la tabla C.3.

En la figura 4.15 se observa el error de la sonda prototipo en función de la corriente sensada con el conductor en posición central (Rojo) y en posición cerca a la discontinuidad (Naranja).

El valor de tensión a la salida de la sonda es menor cuando el conductor se encuentra próximo a la discontinuidad en ambos casos, siendo los errores más negativos comparados con los resultados con el conductor centrado.

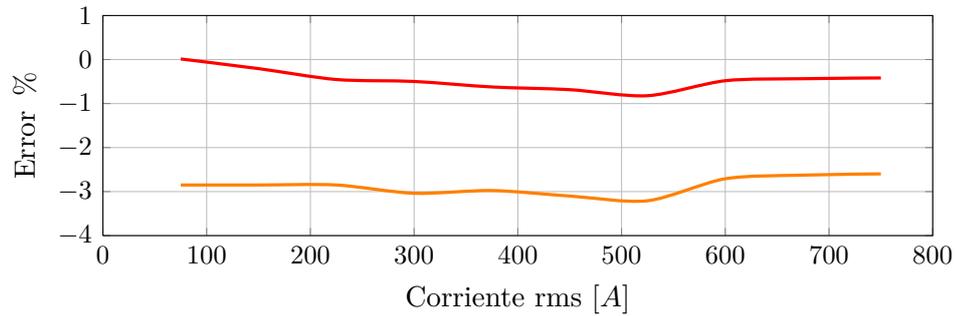


Figura 4.15: Error de la sonda prototipo para dos posiciones del conductor

4.5.4. Campo externo

Una bobina Rogowski con un devanado perfectamente uniforme en toda su circunferencia no se ve afectado por campos externos dado que la sumatoria de los flujos concatenados por todas sus espiras es cero, y su salida siempre será nula mientras no existan corrientes en su interior. En la práctica por más que se intente lograr una uniformidad en el devanado siempre va a existir la discontinuidad en la zona del conector para poder abrir y cerrar la sonda para ser colocada. Esta discontinuidad permite que exista una inductancia mutua entre el devanado y el conductor externo y por lo tanto que exista una lectura de corriente. Para analizar este fenómeno se recurre al banco experimental de la figura 4.16. Las sondas de corriente son separadas del conductor una distancia d conocida, se inyecta distintos valores de corriente en el banco, los cuáles son registrados por un multímetro digital a través del transformador de corriente TI1. Para cada valor de corriente existirá una lectura por parte de las sondas correspondiente a un porcentaje de la corriente real del conductor.

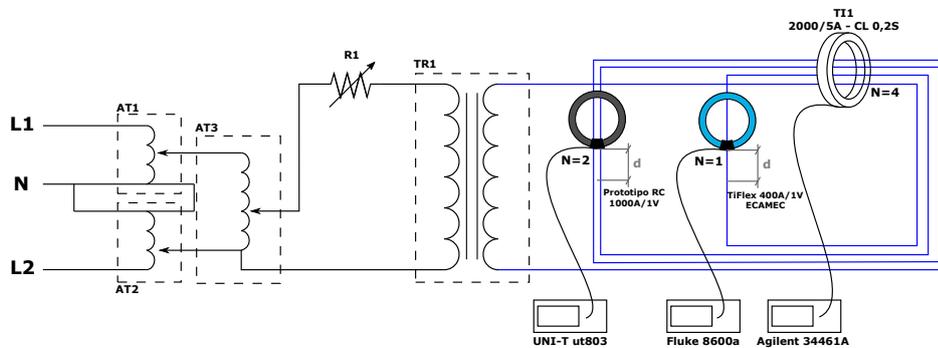


Figura 4.16: Banco de pruebas para la determinación de la influencia de un campo generado por un conductor externo

En la tabla C.5 se muestran los valores de tensión v_o entregada por la sonda prototipo, para distintos valores de corriente I_P del banco. Siendo conocida la corriente del banco y la tensión entregada por las sondas, es posible determinar el porcentaje de la corriente banco correspondiente a la lectura de los medidores asociados a los sensores a partir de la siguiente expresión:

$$\%I_P = 100 \cdot \frac{I_{cprom}}{I} \quad (4.2)$$

En la figura 4.17 se ve como el efecto del conductor externo es menor a medida que se aleja de la discontinuidad, y que el porcentaje de la corriente leída es independiente de la corriente que pasa por el conductor. La curva gris corresponde a los valores de distancia $d = 0$ [mm] en el extremo opuesto a la discontinuidad, en donde se puede ver que la influencia en regiones lejanas a la discontinuidad tiene un menor efecto en la lectura, independientemente de que el conductor esté muy próximo a la sonda.

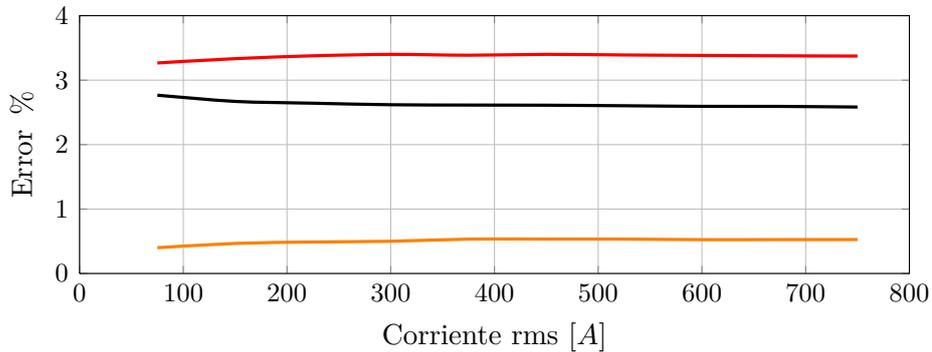


Figura 4.17: Lectura de la sonda prototipo en $\%I$ respecto de la corriente del banco para distintas distancias d . Curva roja $d = 1,7$ [cm], curva negra $d = 10,4$ [cm], curva naranja $d = 0$ [cm] (lado opuesto a la discontinuidad)

De manera de entender de mejor manera la relación que existe entre el porcentaje de corriente leída y la distancia entre el conductor y la discontinuidad se realizó la prueba con un único valor de corriente y se registraron los valores de tensión de la sonda para distintas distancias. Los resultados se ven representados gráficamente en la figura 4.18

Se puede ver como la influencia del conductor es menor a medida que la distancia se incrementa. A partir de cierta distancia existe una lectura de corriente

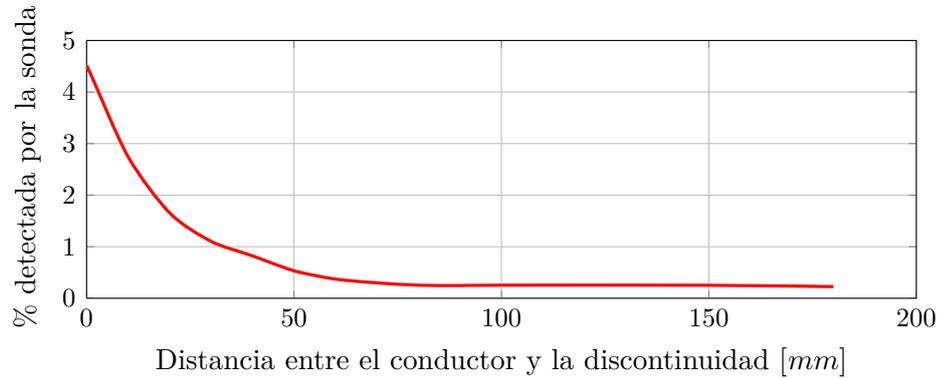


Figura 4.18: Lectura de la sonda prototipo en %I respecto de la distancia d para una corriente de banco de 750 [Arms]

permanente que podría ser causado por los campos magnéticos variables presentes en el ambiente.

4.5.5. Respuesta en frecuencia

Este tipo de sondas están diseñadas para ser utilizadas en aplicaciones de monitoreo de calidad de la energía en instalaciones industriales, por lo que deberá responder de manera adecuada dentro de una banda de frecuencias comprendida entre los 50 [Hz] y 2500 [Hz]. Es decir que su salida de tensión debe ser capaz de imitar la forma de onda de corriente sin atenuarla y sin un incremento significativo de fase dentro de ese rango. En la figura se muestra un esquema del banco de ensayos utilizados para la determinación de la respuesta en frecuencias de ambas sondas. La forma de onda estará dada por el generador de ondas, el cuál alimenta una carga de 10 [Ω] a través de un amplificador de alta corriente y un inductor de 50 vueltas. La onda de corriente que estará sensando la bobina Rogowski será la corriente en la carga multiplicada por el número de vueltas del inductor. La corriente en la carga es registrada indirectamente midiendo la caída de tensión sobre la resistencia R . Por otra parte, dado que la corriente del banco estará en fase con la tensión en la resistencia, es posible determinar el desfasaje entre la señal de la sonda y la corriente observando la caída en la resistencia.

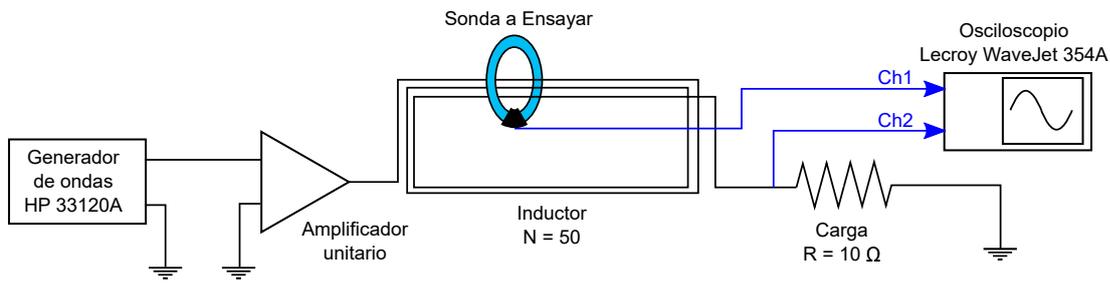


Figura 4.19: Banco de ensayos para la determinación de la respuesta en frecuencia de las sondas.

En las tablas C.7 se muestran los valores obtenidos del barrido en frecuencias: la caída de tensión pico a pico en la resistencia V_R , la tensión pico a pico entregada por la sonda V_c y el desfase en el tiempo entre ambas ondas ΔT . Con estos valores es posible determinar los parámetros de interés para la respuesta en frecuencia: desfase en grados $\Delta\Theta$ y la sensibilidad del sonda. En la figura 4.20 se ve representada la sensibilidad y el desfase en la banda de frecuencias de prueba.

Para llevar a cabo este ensayo, se utilizó en el osciloscopio la función promedio, ya que el propio ruido introducido por la punta de medición del osciloscopio dificultaba la lectura de los valores pico a pico de corriente. El valor medio del ruido es cero, y promediar la onda eliminaría la lectura de todas las fuentes de ruido. Sin embargo, para determinar la atenuación de la señal y el desfase en frecuencia resulta conveniente, dado los niveles de corriente alcanzables con el banco experimental y su relación señal-ruido. En la figura 4.21 se observan las formas de onda sin filtro y con la función promedio en el osciloscopio bajo las mismas condiciones de tensión de generador.

En la figura 4.22 se muestran algunas capturas del osciloscopio con la función promedio en la banda de frecuencias analizada.

4.5.6. Máxima di/dt

La máxima di/dt que es capaz de reproducir la sonda está relacionada con su capacidad para sensar corrientes de naturaleza impulsiva. Este valor está limitado por el circuito acondicionador de la señal a la salida. Es el incremento máximo de corriente en el tiempo que es capaz de reproducir la sonda antes de que alguno de sus componentes llegue a la saturación. Mientras mayor sea la máxima di/dt

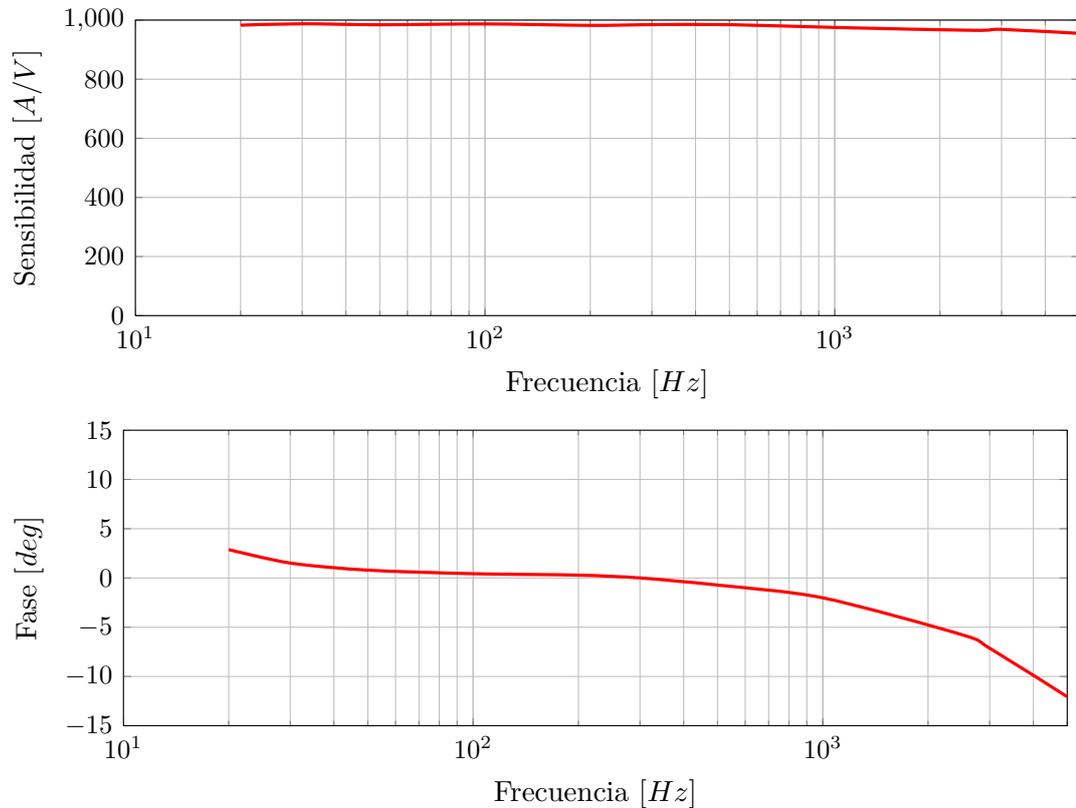


Figura 4.20: Respuesta en frecuencia del prototipo

de la sonda, mayor será su capacidad para medir corrientes en las frecuencias de orden superior.

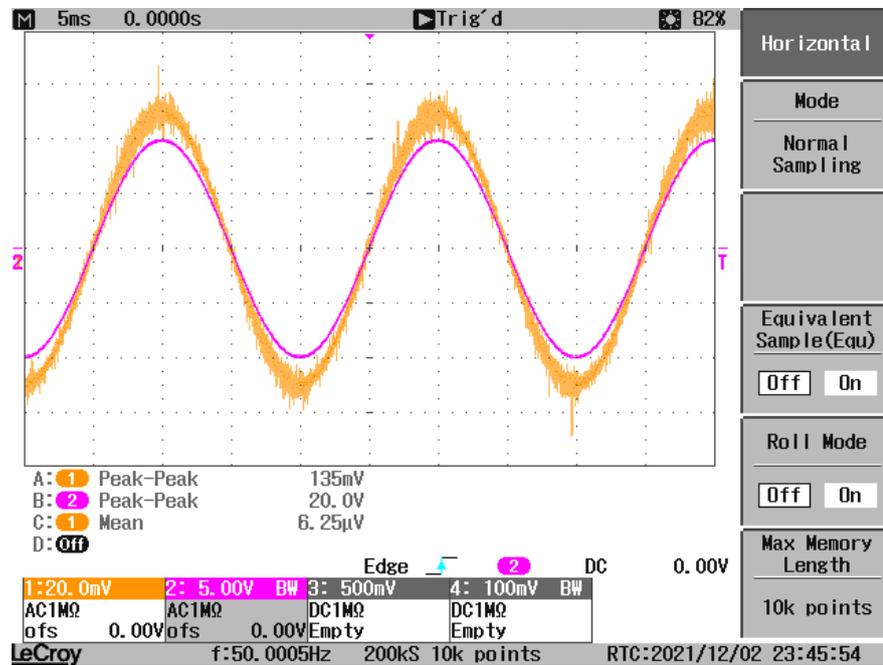
La máxima di/dt se puede determinar a partir de la observación de las ondas a la salida de los integrados, inyectando una corriente sinusoidal conocida y registrando el valor de frecuencia en el cual algún componente comienza a saturar.

En el momento de la saturación, la corriente del banco es de la forma:

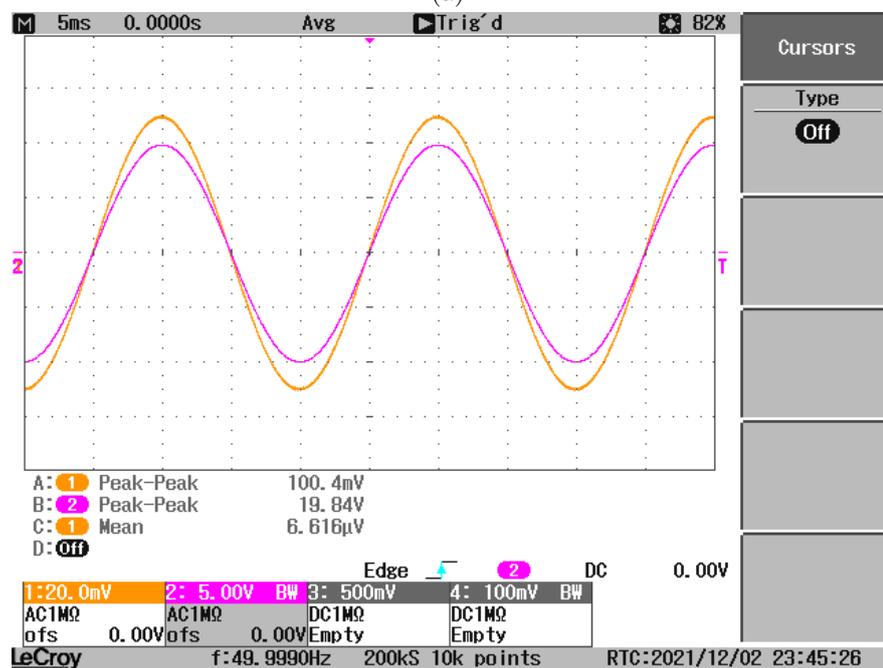
$$i_{(t)} = I_p \cdot \sin(\omega t) \quad (4.3)$$

Su variación respecto del tiempo es de la siguiente forma:

$$\frac{di_{(t)}}{dt} = \omega \cdot I_p \cdot \cos(\omega t) = 2\pi f \cdot I_p \cdot \cos(2\pi f t) \quad (4.4)$$



(a)



(b)

Figura 4.21: Forma de onda de tensión del prototipo (naranja) y tensión en la resistencia (violeta). (a) Sin filtro, (b) Con función promedio

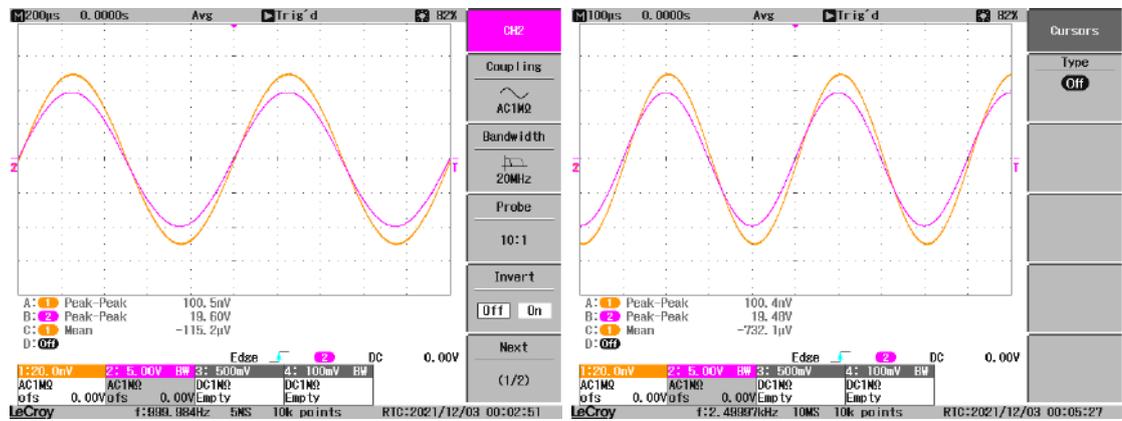
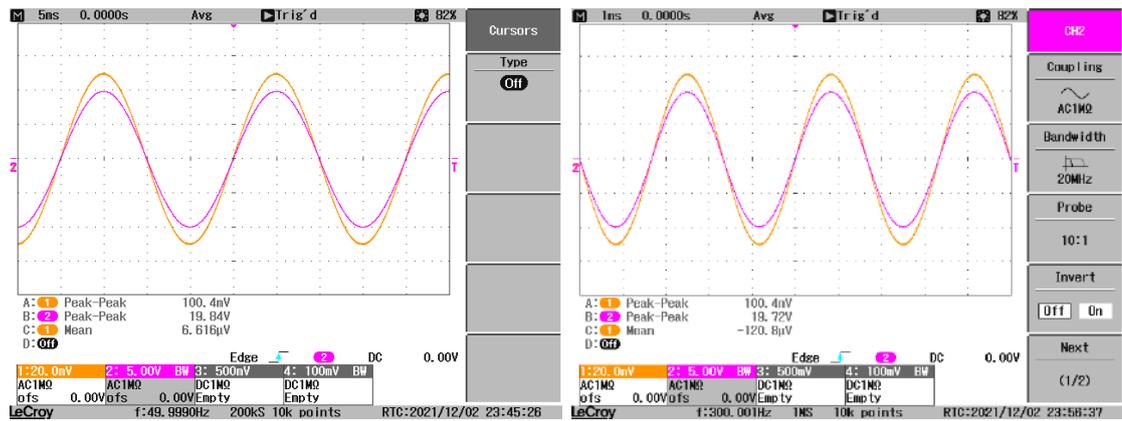


Figura 4.22: Capturas del osciloscopio con las ondas de tensión de salida del prototipo (naranja) y tensión en la resistencia (violeta) para distintas frecuencias

Por lo tanto, la máxima di/dt será:

$$\frac{di(t)}{dt}_{max} = 2\pi f \cdot I_p \quad (4.5)$$

Para determinar la máxima di/dt se recurre al mismo banco de pruebas de la figura 4.1. En este caso se añade un canal de medida a la salida del INA114 y se observa el comportamiento de las tres ondas para distintos valores corriente del banco, a medida que se incrementa la frecuencia.

En la figura 4.23 se observa el comportamiento para tres valores de corriente distintos. La onda naranja (canal 1) corresponde a la señal de salida del prototipo, la onda violeta (canal 2) corresponde a la caída de tensión en la resistencia con la cuál es determinada la corriente del banco, en celeste (canal 3) se observa la señal a la salida del amplificador INA114. Se observa que lo primero en saturar es el integrado INA114, lo que genera una señal de salida de la sonda distorsionada.

En la tabla 4.1 se muestran los valores calculados de máxima di/dt .

$V_R [V_{pp}]$	$I_R = V_R/R [A_{pp}]$	$I_B = 50 \cdot I_R [A_{pp}]$	Frecuencia [Hz]	$di/dt [A/mS]$
17,71	1,771	88,55	10000	5564
15,52	1,552	77,6	11400	5558
13,14	1,314	65,7	13400	5531

Cuadro 4.1: Máxima di/dt obtenida de la lectura de frecuencia y corriente del banco en la saturación

4.6. Conclusiones

Se ha logrado construir con materiales accesibles en el mercado un prototipo de sonda de corriente Rogowski siguiendo las consideraciones mencionadas en el Capítulo 3, y se ha logrado caracterizar parámetros eléctricos de interés utilizando los bancos de pruebas del Capítulo 2. En el próximo capítulo, se estudiará el comportamiento de una sonda de corriente comercial disponible en el mercado.

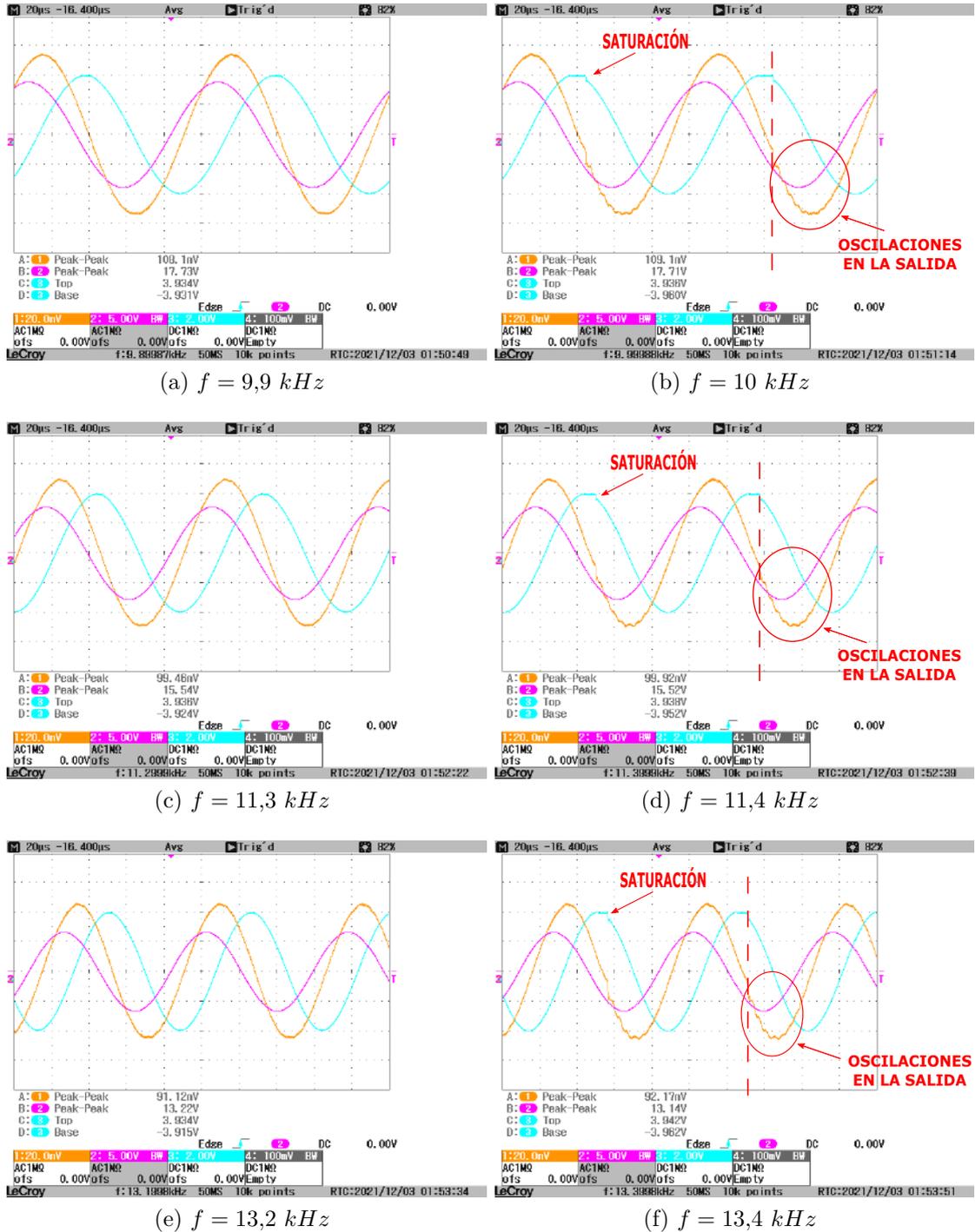


Figura 4.23: Saturación en la salida del INA114 (celeste)

Este análisis tiene como objetivo evaluar las prestaciones del dispositivo en las mismas condiciones de prueba de la sonda prototipo para luego ser comparadas.

Capítulo 5

Estudio de caso: Ecamec TI-FLEX 400

El desempeño de la sonda Rogowski desarrollada debe ser comparable con las sondas comerciales existentes actualmente. El parámetro de comparación en este trabajo será la sonda de tecnología Rogowski modelo *TI-FLEX 400* de Ecamec. En este capítulo se busca describir las características geométricas, técnicas y de diseño de la sonda TI-Flex. Se llevará a cabo la caracterización de la sonda mediante los mismos ensayos realizados al prototipo y posteriormente serán comparados los resultados.

5.1. Descripción del fabricante

5.1.1. Geometría

Las dimensiones de la sonda TI-Flex según la hoja de datos del fabricante son las siguientes:

- Longitud de la bobina: 430 [mm]
- Diámetro de la ventana: 120 [mm]
- Diámetro del núcleo: 13 [mm]
- Longitud del cable: 2 [m]
- Peso: 175 [g]



Figura 5.1: Sensor de corriente ECAMEC TI-Flex 400

5.1.2. Características técnicas

La hoja de datos del sensor indica las siguientes características:

- **Exactitud:** $\pm 1\%$ entre 1% y 100% de fondo de escala
- **Sensibilidad:** $2,5[mV/A]$
- **Ángulo de fase:** $\theta < 0,1^\circ$
- **Resp. en frec.:** $10 [Hz]$ a $2500 [Hz]$ a $10 [A]$
- **Tensión de trabajo:** $600 [V_{ac}]$ $50/60 [Hz]$
- **Alimentación:** $\pm 5 [V_{dc}]$

5.2. Caracterización

Los ensayos realizados a la sonda TI-Flex son los mismos a los realizados a la sonda prototipo descritos en el capítulo 4. De manera de obtener resultados en las mismas condiciones, la sonda TI-Flex se ha ensayado en simultáneo con la sonda prototipo en los mismos bancos. En el caso de los ensayos ejecutados en el banco de corriente, la sonda TI-Flex se ha posicionado en la zona de $N = 1$.

5.2.1. Exactitud

La sonda de corriente fue colocada en el banco de manera tal que el conductor portante de la corriente pase por el centro del cabezal. El esquema de conexiones se muestra en la figura 4.10.

La salida de corriente del TI patrón está conectada al multímetro digital Agilent 34461A en su función de amperímetro con un rango de 10 [A]. La salida de la sonda ECAMEC está conectada a la entrada de tensión del multímetro digital Fluke 8600a con un rango de 200 [mV] y 2 [V] según sea necesario. Todos los instrumentos miden el verdadero valor eficaz de tensión y corriente.

En la figura se representa el error respecto al patrón, obtenido a partir de las mediciones de tensión registradas y la ecuación 4.1.

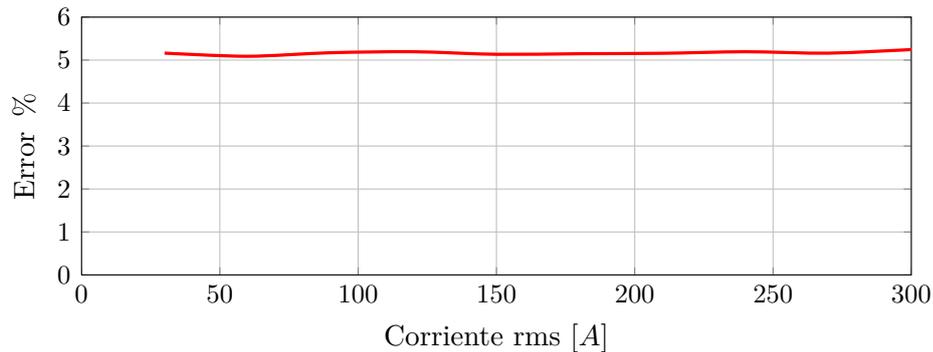


Figura 5.2: Error de la sonda TI-Flex respecto de la corriente medida

Respecto al prototipo la sonda TI-Flex presenta menor dispersión del error en relación a la magnitud de la corriente del conductor. Sin embargo presenta un error superior al 5% debido a una posible falta de calibración de la sonda, si es que tiene la posibilidad de ser calibrada.

En la figura 5.3 se muestra una captura del osciloscopio con las formas de onda de tensión entregada por la sonda TI-Flex (Celeste) y la forma de onda de tensión entregada por la sonda transductora Kyoritsu 8113 proporcional al secundario del TI (Violeta).



Figura 5.3: Forma de onda de la tensión de la sonda ECAMEC (Celeste) y Transductora Kyoritsu 3118 (Violeta) sin ningún tipo de filtrado. Corriente del banco: 300 [Arms]

5.2.2. Error de fase a 50 [Hz]

Para determinar el error de fase se compararon en el osciloscopio las ondas de tensión registradas por el transductor Kyoritsu 8113 y de la sonda de prueba según se observa en la figura 5.4.



Figura 5.4: En violeta la onda de la sonda Ecamec y en celeste la onda de la sonda Kyoritsu. El Δt ($BX - AX$) es de 47,2 [μs] en adelante

Un adelanto de 47,2 [μs] representa un ángulo de desfase $0,85^\circ$.

5.2.3. Sensibilidad a la posición

De la misma forma que con la sonda prototipo, se repite el ensayo de exactitud con el conductor posicionado lo más próximo posible del conector de la sonda TI-Flex. De esta manera se obtiene el gráfico de la figura 5.5, en donde se observa el error respecto del patrón con el conductor centrado y con el conductor cerca de la discontinuidad.

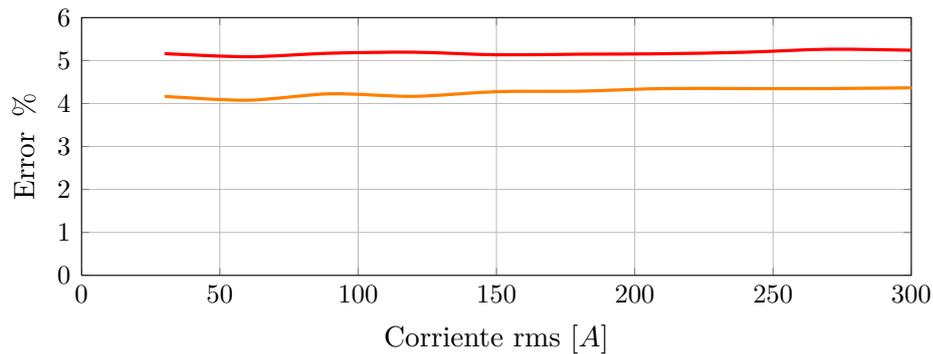


Figura 5.5: Error de la sonda TI-Flex para dos posiciones del conductor. La curva roja corresponde al conductor centrado, la curva naranja corresponde al conductor cerca de la discontinuidad

Al estar el conductor posicionado cerca de la discontinuidad, se obtiene una lectura de tensión menor respecto al conductor centrado, lo que se manifiesta en un error más negativo, según se observa en el gráfico 5.5. Una lectura de tensión menor producida por la posición del conductor es debida a la disminución de la inductancia mutua respecto del centro, según se observa en el resultado del modelo de este efecto ilustrado en la figura 1.9.

5.2.4. Campo externo

Para observar el efecto de un campo externo sobre la sonda TI-Flex se ha procedido como se indica en el capítulo 4.5.4 y según se ilustra en la figura 4.16

La tensión inducida por la influencia del campo magnético generado por el conductor externo es menor en cuanto el conductor esta más alejado de la discontinuidad de la sonda. Esto se observa en la figura 1.12, en donde se ilustra el valor de inductancia mutua entre la bobina del cabezal del sensor y el conductor externo en función de la posición. El comportamiento de la tensión a la salida es equivalente al comportamiento de la inductancia mutua.

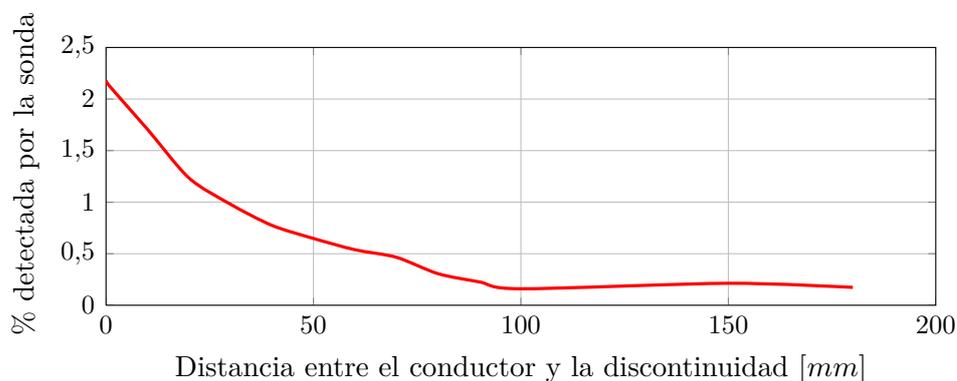


Figura 5.6: Lectura de la sonda prototipo en %I respecto de la distancia d para una corriente de banco de 300 [$Arms$]

5.2.5. Respuesta en frecuencia

Para determinar la respuesta en frecuencia se procedió según se describe en la sección 4.5.5, utilizando el banco de pruebas de frecuencia.

En la figura 5.8 se muestran capturas del osciloscopio con la función promedio en la banda de frecuencias analizada de las ondas de tensión de salida de la sonda TI-Flex y la caída de tensión en la carga del banco de frecuencia.

Respecto del valor de sensibilidad a 50 [Hz] y dentro del rango de operación, la sonda ECAMEC tiene una desviación máxima de $-1,11\%$ en 500 [Hz], mientras que la desviación máxima del prototipo es de $-1,9\%$ en 2500 [Hz]. El desfase en la sonda ECAMEC a 50 [Hz] es de $1,008^\circ$ mientras que en el prototipo es de $0,792^\circ$.

5.3. Conclusiones

En este capítulo se llevaron a cabo los ensayos de la sonda comercial bajo las mismas condiciones previamente establecidas. Los resultados obtenidos proporcionan una base para la comparación con los datos obtenidos durante la prueba del prototipo, según se detalló en el capítulo 4. Los hallazgos permitirán evaluar el rendimiento de ambas sondas. En el próximo capítulo, se llevará a cabo una comparación entre los resultados obtenidos con la sonda prototipo y la sonda

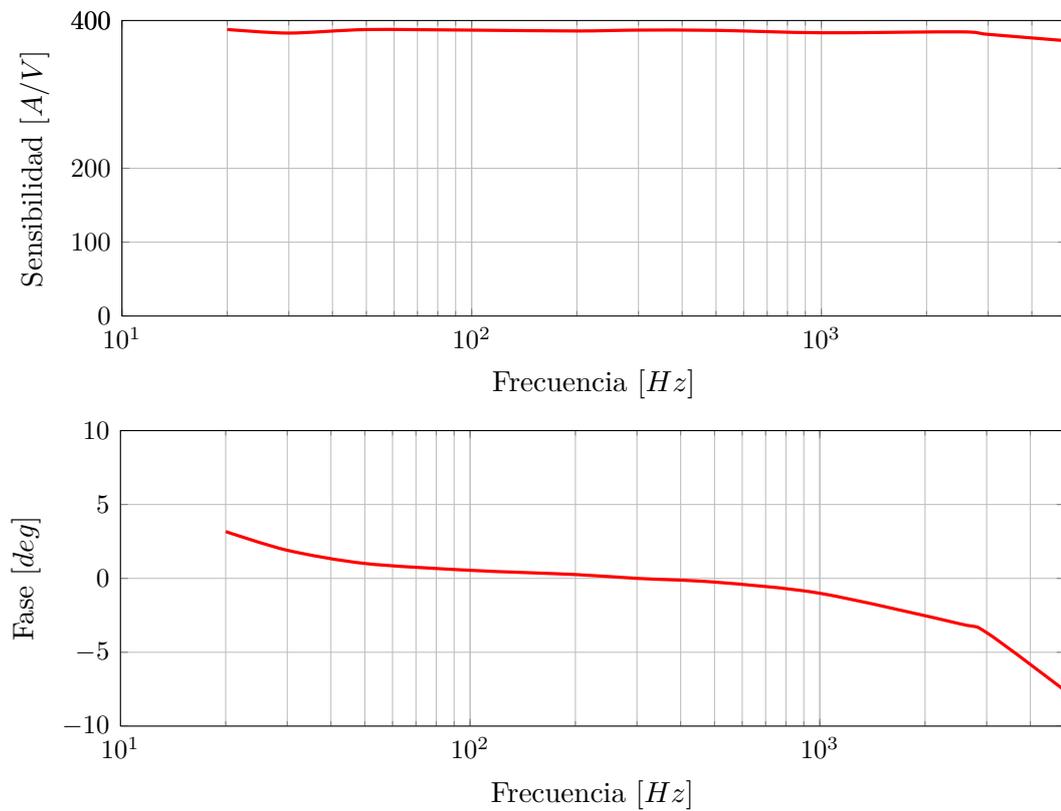


Figura 5.7: Respuesta en frecuencia de la sonda TI-Flex

comercial. Este análisis permitirá identificar disparidades significativas y destacar las fortalezas y limitaciones de cada dispositivo. Este enfoque comparativo contribuirá a la identificación de posibles mejoras en el prototipo.

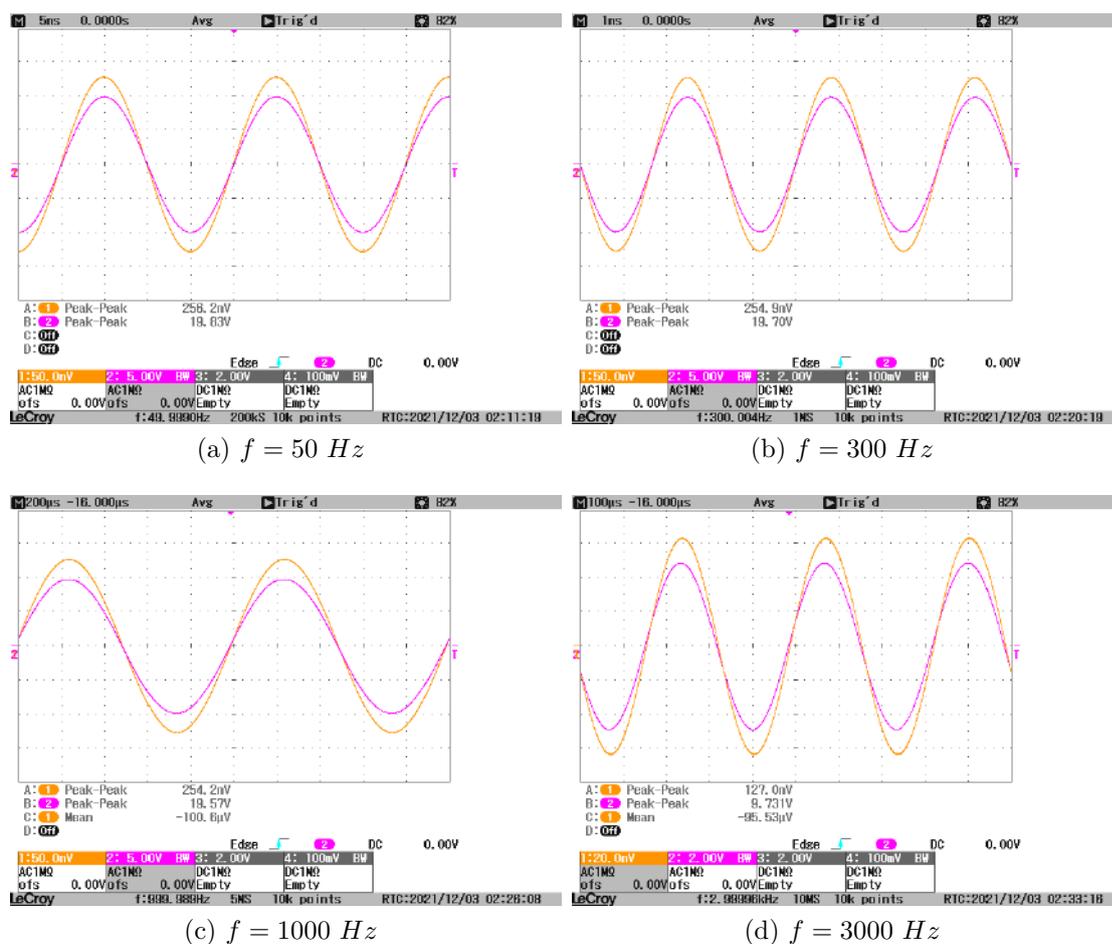


Figura 5.8: Capturas del osciloscopio con las ondas de tensión de salida de TI-Flex (naranja) y tensión en la resistencia (violeta) para distintas frecuencias

Capítulo 6

Comparación entre la sonda prototipo y la sonda comercial

Con el fin de sintetizar los resultados obtenidos de los ensayos sobre la sonda prototipo y la sonda comercial, y a modo comparativo, se presenta en la figura 6.1 una tabla con las características que han podido ser evaluadas en ambos casos.

	 TI-FLEX 400	 PROTOTIPO
CARACTERISTICAS		
Especificaciones eléctricas		
Rango de corriente	400A	1000A
Sensibilidad a la salida	1V / 400A	1V / 1000A
Exactitud	5% rdg	1% rdg
Respuesta en frecuencia 50 - 2500 Hz	SI	SI
Error de fase (50 Hz)	0,85°	0,97°
Exactitud cerca de la discontinuidad	4% rdg	3,2% rdg
Campo externo > 100 mm del cabezal	0,25% del rango	0,25% del rango
Alimentación	± 5 Vcc	± 5 Vcc
Especificaciones generales		
Longitud del cabezal	430 mm	500 mm
Diámetro del cabezal	120 mm	160 mm
Longitud del cable (cabezal al circuito)	2 m	2 m

Figura 6.1: características de sonda TI-Flex y Prototipo

Las características eléctricas de ambas sondas son comparables y se encuentran en el mismo orden. La exactitud de la sonda Ecamec podría ser reducida si es que existe una resistencia variable en su circuito acondicionador con el propósito de

calibración como fue colocada en la sonda prototipo. La respuesta en frecuencia fue evaluada en la banda de interés y ambas logran mediciones sin atenuación.

En ambas sondas de corriente, el valor leído disminuyó cuando el conductor se posicionó cerca de la discontinuidad, tal como se ha indicado en el capítulo 1. En este aspecto la sonda ECAMEC es más regular que el prototipo, dado que la variación entre la lectura del conductor centrado y del conductor cerca del conector es solo de 1 %, mientras que en el prototipo esta variación es del 2,2 %. Es posible que esta variación se pueda disminuir, con un diseño que disminuya la discontinuidad en la sonda prototipo según lo indicado en el capítulo 1.

En cuanto a las características geométricas, se ha buscado construir algo que sea similar a lo ofrecido en el mercado. Es posible variar las dimensiones de la sonda sin afectar significativamente su comportamiento, incluso distintos rangos en función del diseño del circuito acondicionador.

En cuanto al circuito integrador, es posible reducir su tamaño si se implementan componentes SMD (*del Inglés: Surface Mounted Device*) en una placa de circuito impreso.

6.1. Conclusiones

En este capítulo hemos completado la comparación de las prestaciones entre la sonda prototipo y la sonda comercial bajo condiciones similares. Los resultados detallados proporcionan una comprensión clara de las fortalezas y debilidades de cada dispositivo en el contexto de nuestras aplicaciones específicas. Esta evaluación nos ha permitido obtener información que orientará las potenciales mejoras del diseño.

En el capítulo 7, nos adentraremos en un aspecto crucial de nuestro estudio: el análisis de costos asociados con la construcción de la sonda prototipo en comparación con la adquisición de sondas comerciales disponibles en el mercado. Este enfoque nos permitirá evaluar no solo el rendimiento técnico de las sondas, sino también su viabilidad económica. La comparación de estos elementos, tanto técnicos como financieros, contribuirá significativamente a la conclusión general del proyecto.

Capítulo 7

Análisis de costos

La generación de un bien requiere invertir dinero en su producción, es decir, generar costos. Estos costos deben ser mantenidos tan bajos como sea posible sin modificar significativamente las prestaciones del producto. De manera general, los costos de producción se pueden dividir en costos directos e indirectos. Los costos directos están relacionados directamente con la producción del bien, tales como mano de obra, materia prima, suministros, envases, mantenimiento, y son proporcionales a la cantidad producida. A continuación será analizado el costo de materiales para la construcción del prototipo.

7.1. Costo de materiales

Se trata de los materiales que forman el producto final. El costo de los materiales se estima en función de los componentes necesarios, la cantidad requerida por unidad y el costo por unidad. La sumatoria de los costos de cada componente comprenden el costo de materiales del producto.

Se ha consultado a distintos proveedores en Argentina para la estimación del costo de materiales necesarios para la construcción del prototipo. En la tabla 7.1 se resume este tipo de costo.

En cuanto a los costos de materiales, la principal debilidad está en el amplificador diferencial INA 114, cuyo valor representa el % 63 del costo total [37].

Componente	Cantidad	Precio	Costo	Proporción del costo total
RG6	0,5 [m]	32,20 [\$/m]	\$ 16,10	0,63 %
Cobre (e = 0,35 mm)	18 [m]	7,03 [\$/m]	\$ 126,46	4,95 %
Manguera	0,5 [m]	62,76 [\$/m]	\$ 31,38	1,23 %
Termocontraible	0,5 [m]	71,06 [\$/m]	\$ 35,53	1,39 %
Conector de PLA	5 [g]	2,39 [\$/g]	\$ 11,97	0,47 %
RG58	2 [m]	60,80 [\$/m]	\$ 121,60	4,76 %
Conector 4 vias	10 [g]	2,39 [\$/g]	\$ 23,94	0,94 %
Resistencia cerámica	7 [u]	20,00 [\$/u]	\$ 140,00	5,48 %
Capacitores cerámicos	5 [u]	6,00 [\$/u]	\$ 30,00	1,17 %
Preset	1 [u]	225,00 [\$/u]	\$ 225,00	8,81 %
INA 114	1 [u]	1620,00 [\$/u]	\$ 1.620,00	63,43 %
BA15218	1 [u]	172,00 [\$/u]	\$ 172,00	6,73 %
Total			\$ 2.553,98	100,00 %

Cuadro 7.1: Costo de componentes necesarios para la construcción de la sonda prototipo. Octubre 2022

7.2. Selección de componentes

Independientemente del fabricante, el costo de la mayoría de los componentes rondan el mismo precio. El elemento que tiene mayor relevancia en los costos es el amplificador de instrumentación INA 114 de Texas Instruments. Se puede considerar su reemplazo por uno más económico que cumpla con características de interés, tales como ancho de banda, tensión de alimentación, tensión máxima de salida, rango de ganancia y ruido. Una alternativa con prestaciones de interés suficientes podría ser el AD623 de Analog Devices cuyo costo según la referencia [37] es un 42 % menor. De esta manera el costo total de materiales se reduciría un 27 %.

7.3. Precio de sondas comerciales

Fabricantes como ECAMEC o MEATROL cuentan con sondas de corriente de prestaciones similares a precios que rondan los \$ 30000,00. Phoenix Contact cuenta con sondas que rondan un precio de \$ 18000,00 sin incluir el transductor. El conjunto sonda/transductor está en el orden de los \$ 50000,00. En páginas de comercio electrónico extranjeras se pueden encontrar sondas de origen chino que

rondan los \$ 12000,00 sin el circuito integrador, el cual se comercializa aparte; y sin incluir el costo del envío.

ECAMEC TIFLEX

- Rango disponible: de 100 [A] a 5000 [A]
- Ancho de banda: 10 a 2500 [Hz]
- Diámetro de ventana: 120 a 240 [mm]
- **Precio:** Aprox. \$30000,00

MEATROL BR-TCF

- Rango disponible: de 600 [A] a 6000 [A]
- Ancho de banda: 1 a 100000 [Hz] (-3 [dB])
- Diámetro de ventana: 200 a 800 [mm]
- **Precio:** Aprox. \$29300,00

PHOENIX CONTACT RCP-D95

- Rango disponible: de 100 [A] a 4000 [A]
- Ancho de banda: 40 a 20000 [Hz]
- Diámetro de ventana: 95 [mm]
- Posibilidad de salidas de tensión 0 – 10 [V] o señales de corriente de 4 – 20 [mA]
- **Precio:** Aprox. \$50000,00

Estas sondas de corriente cuentan con homologaciones de normas de aislamiento como la mencionada IEC-61010 y de compatibilidad electromagnética IEC-61000.

7.4. Conclusión

En cuanto a las prestaciones requeridas, tales como rango de medición y ancho de banda, los sensores anteriormente mencionados cumplen con lo buscado. El fabricante MEATROL considera un ancho de banda definido por una atenuación de $-3 [dB]$, lo cual también implica un desfasaje considerable. El fabricante Phoenix Contact es el más costoso pero cabe destacar que presenta un gran ancho de banda y la posibilidad de salidas para distintos equipos, lo cual le da una mayor versatilidad en aplicaciones. Si bien para la sonda prototipo desarrollada no ha sido constatada su conformidad con las normas vigentes de aislamiento, sí ha sido tomada en cuenta en el diseño. Pese a no haberse tenido en cuenta otros costos en la fabricación del producto, es posible construir una sonda que sea comparable dentro del rango deseado de aplicación con sondas comerciales y que resulte considerablemente más económica que la compra de las mismas.

Capítulo 8

Conclusiones

A partir de la investigación en los principios fundamentales de esta tecnología y su aplicación ha sido posible evaluar los parámetros que inciden en el desempeño y por lo tanto a tener en cuenta en el diseño del sensor. Se ha observado que la sensibilidad de la salida depende en cierta medida de la geometría de la sonda y que será adecuada a través de un circuito electrónico que amplificará y acondicionará la señal que será procesada por el instrumento de medida. En cuanto a la geometría, es importante tener en cuenta la uniformidad de las espiras y la discontinuidad del conector. Estos dos aspectos son importantes para lograr que el error de medición sea lo más independiente posible respecto a la posición del conductor dentro del sensor. La discontinuidad de la sonda también provoca que existan lecturas indeseadas debido a la influencia de campos externos. Idealmente, una sonda sin discontinuidad no presenta variación en la salida respecto de la posición, ni los campos externos influyen en su medición. En cuanto al circuito acondicionador, se ha adoptado un diseño del tipo activo que requiere una fuente de alimentación externa. De esta forma se pueden lograr diseños en un amplio espectro de frecuencia y amplitud. La capacidad de definir el rango de frecuencias está dada por sus filtros. Por otra parte, se ha estimado el comportamiento del sensor frente a impulsos y se ha observado que la limitación para imitar este tipo de ondas está dado por la saturación del amplificador diferencial, que está dada en parte por la característica de diseño M y la resistencia de regulación R_G .

Se ha hecho una revisión de la norma IEC 61010 para tener en cuenta criterios de diseño en cuanto a los requisitos de seguridad eléctrica para el usuario y la instalación. A partir de esto se han definido algunos materiales que podrían cumplir con lo mencionado en tal norma.

Se ha observado que es conveniente un mayor número de vueltas con un conductor más delgado, tanto económicamente como técnicamente. A partir de la inductancia mutua obtenida para la geometría de la bobina y simulaciones del sistema completo ha sido posible construir el primer prototipo de sonda de tecnología Rogowski, capaz de medir corrientes dentro del rango de amplitud y frecuencia deseada. El resultado se ha comparado con una sonda comercial y bajo los mismos ensayos, sus resultados han sido similares.

Este trabajo indica las consideraciones a tener en cuenta a la hora de construir sondas con distintas características, o mejorar la sonda construida. Las aplicaciones son amplias y se propone el desarrollo en asuntos que podrán ser abordados en futuros trabajos, tales como:

- Los parámetros eléctricos de la bobina diseñada y construida no han incidido significativamente en su desempeño. Su resistencia, impedancia y capacidades parásitas podrían incidir en su respuesta en frecuencia según el diseño. Se propone el estudio de la incidencia de estos parámetros en el desempeño en bobinas de mayor cantidad de espiras.
- Se ha mencionado la importancia de mantener una discontinuidad lo más pequeña posible cuando el sensor está cerrado. Se debe trabajar sobre el proceso de fabricación para disminuir la discontinuidad o eliminarla.
- Desarrollo del circuito acondicionador en SMD y conector de salida
- Poner a prueba el aislamiento de la sonda y hacer pruebas preliminares para la conformidad con IEC 61010
- Estudio de la norma IEC 61326 y ensayar la sonda de manera preliminar para su conformidad.
- Poner a prueba la sonda para determinar su grado de protección según IEC 60529

Bibliografia

- [1] International Electrotechnical Commission, “Electromagnetic compatibility (EMC) Part 4-30: Testing and measurement techniques Power quality measurement methods,” *IEC Standard*, vol. 61000-4-30, p. 150, 2003.
- [2] F. Jingyang, *Power Quality and Stability Improvement of More-Electronics Power Systems*. Springer, 2018.
- [3] J. Schlabbach, D. Blume, and T. Stephanblome, *Voltage fluctuations and flicker*. John Wiley and Sons, Ltd, 2011.
- [4] IEEE Power and Energy Society, “IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,” *IEEE Standard 1159-2019 (Revision of IEEE Std 1159-2009)*, vol. 2019, pp. 1–98, 2019.
- [5] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. C. Iu, and L. J. Borle, “Current sensing techniques: A review,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 354–376, 2009.
- [6] W. Koon, “Current sensing for energy metering, William Koon, Analog Devices, Inc.” *Conference and Exhibition and the Embedded Systems Conferences*, 2002. [Online]. Available: <http://www.analog.com/en/technical-articles/current-sensing-for-energy-metering.html>
- [7] B. Mammano, “Current Sensing Solutions for Power Supply Designers.”
- [8] E. Ramsden, *Wiegand effect sensors: Theory and applications*. Elsevier, 1998.
- [9] British Standards Institution, “Safety requirements for electrical equipment for measurement, control and laboratory use - Part 1: General requirements,” *BS EN 61010-1*, 2010.
- [10] —, “Safety requirements for electrical equipment for measurement, control and laboratory use - Part 2-032: Particular requirements for hand-held and hand-manipulated current sensors for electrical test and measurement,” *BS EN 61010-2-032*, 2012.

- [11] International Electrotechnical Commission, “Electrical equipment for measurement, control and laboratory use - EMC requirements - Part 1: General requirements,” *IEC Standard 61326-2012*, p. 45, 2012.
- [12] A. Chattock, “IX. On a magnetic potentiometer,” *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. 24, no. 146, pp. 94–96, 1887.
- [13] W. Rogowski and W. Steinhaus, “Die Messung der magnetischen Spannung,” *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 1, no. 4, pp. 141–150, 1912.
- [14] W. F. Ray and C. R. Hewson, “High performance Rogowski current transducers,” *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, vol. 5, pp. 3083–3090, 2000.
- [15] M. H. Samimi, A. Mahari, M. A. Farahnakian, and H. Mohseni, “A Review on the Rogowski Coil Principles and Applications,” *IEEE Sensors Journal*, no. 1, pp. 1–8, 2014.
- [16] C. Xiao, L. Zhao, T. Asada, W. G. Odendaal, and J. D. Van Wyk, “An Overview of Integratable Current Sensor Technologies,” *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, vol. 2, pp. 1251–1258, 2003.
- [17] D. E. Shepard and D. W. Yauch, “An Overview of Rogowski Coil Current Sensing Technology,” p. 13, 2010.
- [18] E. Abdi-Jalebi and R. McMahon, “High-performance low-cost Rogowski transducers and accompanying circuitry,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 3, pp. 753–759, 2007.
- [19] F. Pang, L. Gao, Y. Yuan, Q. Bu, and J. Ji, “Effects of geometrical parameters on the performance of Rogowski coil for current measuring,” *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC*, vol. 2016-Decem, pp. 232–236, 2016.
- [20] K. Draxler, R. Styblikova, J. Hlavacek, and R. Prochazka, “Calibration of Rogowski coils with an integrator at high currents,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 7, pp. 2434–2438, 2011.
- [21] W. Limcharoen and P. Yutthagowith, “Rogowski coil with an active integrator for measurement of switching impulse current,” *2013 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2013*, vol. 25, no. 1, 2013.
- [22] D. G. Pellinen, M. S. Di Capua, S. E. Sampayan, H. Gerbracht, and M. Wang, “Rogowski coil for measuring fast, high-level pulsed currents,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 51, no. 11, pp. 1535–1540, 1980.

- [23] I. A. Metwally, “Design of different self-integrating and differentiating rogowski coils for measuring large-magnitude fast impulse currents,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 8, pp. 2303–2313, 2013.
- [24] —, “Self-integrating Rogowski coil for high-impulse current measurement,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 2, pp. 353–360, 2010.
- [25] L. Ferković, D. Ilić, and R. Malarić, “Analysis of the mutual inductance of a precise Rogowski coil,” *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 20–23, 2007.
- [26] Fluke Corporation, “i430 Flexi TF II 6000 A Flexible AC Current Probe — Instrucciones.” [Online]. Available: <https://dam-assets.fluke.com/s3fs-public/i430flexisspa0300.pdf>
- [27] —, “i6000sFlex AC Current Probe — Hoja de instrucciones,” 2021. [Online]. Available: <https://www.fluke.com/es-ar/producto/accesorios/pinzas-de-corriente/fluke-i6000sflex>
- [28] E. Manual, “UT281A/C/E —Instrucciones de abrazadera flexible.” [Online]. Available: <https://www.uni-trend.com/uploadfile/cloud/Englishmanual/GeneralMeters/UT281EnglishManual.pdf>
- [29] L. Ferković, D. Ilić, and I. Leniček, “Influence of Axial Inclination of the Primary Conductor on Mutual Inductance of a Precise Rogowski Coil,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 11, pp. 3045–3054, 2015.
- [30] Fluke Corporation, “Analizadores de calidad eléctrica y energía 434-II y 435-II de Fluke,” 2021. [Online]. Available: <https://www.fluke.com/es-ar/producto/comprobacion-electrica/calidad-electrica/434-435>
- [31] IEEE Power and Energy Society, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,” *IEEE Standard 519-2014 (Revision of IEEE Standard 519-1992)*, vol. 2014, 2014.
- [32] S. R. Durdhavale and D. D. Ahire, “A Review of Harmonics Detection and Measurement in Power System,” *International Journal of Computer Applications*, vol. 143, no. 10, pp. 975–8887, 2016. [Online]. Available: <https://pdfs.semanticscholar.org/a6d7/07d82d05aca6876230b5de65b93d50aaa783.pdf>
- [33] M. K. Soni and N. Soni, “Review of Causes and Effect of Harmonics on Power System,” *International Journal of Science, Engineering and Technology Research*, vol. 3, no. 2, pp. 214–220, 2014.

-
- [34] W. Teppan, P. Turpin, and M. Beguin, “IEC 61869 Compliant Rogowski Coil for Volume Production,” *2016 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, pp. 1–6, 2016.
- [35] Bown Boveri Cie, *Manual de las instalaciones de distribución de energía eléctrica*. Bilbao: Urmo, 1983.
- [36] International Electrotechnical Commission, “Degrees of protection provided by enclosures (IP Code),” *IEC Standard 60529*, 1989.
- [37] Mouser.com, “Catalogo de productos — Amplificadores de instrumentacion,” 2022. [Online]. Available: <https://ar.mouser.com/c/semiconductors/amplifier-ics/instrumentation-amplifiers/>

Apéndice A

Efecto en M debido al desplazamiento del conductor respecto del centro

A continuación se presenta un modelo matemático de la distribución de la variación en la inductancia mutua debido al desplazamiento del conductor respecto del eje central. Para el presente análisis se toma como referencia el trabajo de Ferkovic [25], en donde analiza el comportamiento de la inductancia mutua para una bobina de sección transversal rectangular. En este caso se hace el análisis para la bobina de sección circular.

En la situación de referencia, el conductor primario está ubicado en el eje central de la bobina y no existe discontinuidad entre las espiras que lo conforman. De esta forma se obtiene que la inductancia mutua de la bobina de sección transversal circular es la de la ecuación 1.17.

En el caso real existe una discontinuidad en el devanado, generalmente debido al espacio ocupado por las piezas del conector para abrir y cerrar la sonda. Se analizará cómo varía la inductancia mutua respecto del caso ideal considerando la discontinuidad y la posición del conductor primario que encierra la bobina. En el estudio se considera que las espiras son infinitamente delgadas. En la figura A.1 se representa el caso real, con el detalle de la geometría para el análisis en el punto “P”, con la posición genérica del conductor.

En la figura se detallan los siguientes parámetros geométricos:

P : Punto genérico dentro de la espira.

a : Distancia del conductor al punto P .

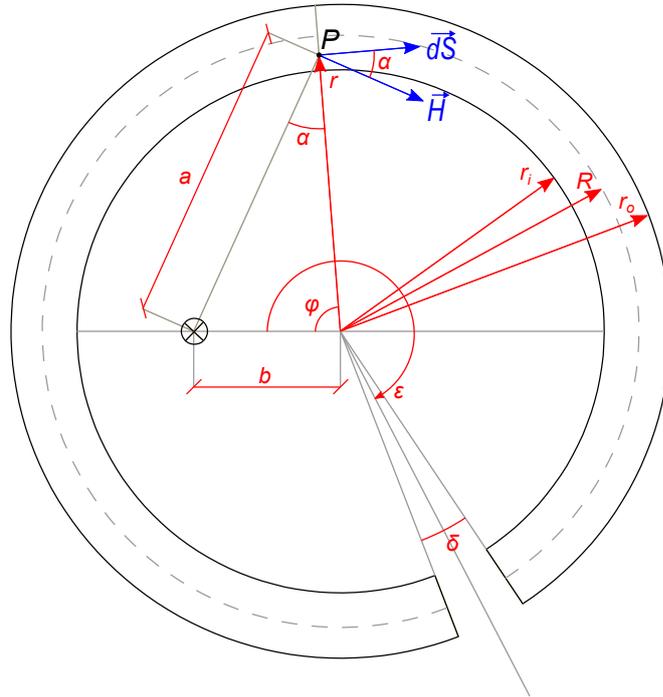


Figura A.1: Geometría de la bobina y el conductor no centrado

b : Distancia del conductor primario al eje central de la sonda.

r : Distancia entre el eje central y el punto P .

r_i : Radio interno de la bobina.

r_o : Radio externo de la bobina.

R : Radio medio de la bobina.

δ : Ángulo de discontinuidad.

El ángulo ϵ es el ángulo que existe entre una línea imaginaria que pasa por el medio de la discontinuidad y una línea imaginaria que pasa entre el conductor y el centro de la sonda. Es una forma de indicar en qué dirección fue desplazado el conductor respecto de la discontinuidad. Por ejemplo, cuando $\epsilon = 0^\circ$, el conductor se desplazó en línea recta desde el centro hacia la discontinuidad. Para el análisis de la inductancia mutua, se estudia el flujo concatenado por las espiras en un diferencial de ángulo $d\varphi$ y se integrará en todo el ángulo en donde exista continuidad de espiras, es decir, $2\pi - \delta$. Si las N espiras que conforman la bobina están uniformemente distribuidas en $2\pi - \delta$ radianes, entonces la cantidad de espiras que existen en $d\varphi$ puede expresarse como:

$$dN = \frac{N}{2\pi - \delta} d\varphi \quad (\text{A.1})$$

Esta cantidad de espiras concatenan una cantidad del flujo magnético total. Esto queda expresado en la siguiente ecuación:

$$d\Psi = dN\Phi = \frac{N}{2\pi - \delta} \Phi d\varphi \quad (\text{A.2})$$

Siendo Φ el flujo magnético que atraviesa perpendicularmente por la superficie de una espira. Se puede expresar de la siguiente forma:

$$\Phi = \int_S \mu_0 \vec{H} \cdot d\vec{S} = \int_S \mu_0 H \cdot dS \cdot \cos(\alpha) \quad (\text{A.3})$$

En el punto P , el módulo del campo magnético H generado por la corriente que pasa por el conductor primario se expresa de la siguiente forma:

$$H = \frac{I}{2\pi a} \quad (\text{A.4})$$

Observando la figura 1, el coseno del ángulo α se puede expresar según el teorema del coseno como:

$$\cos(\alpha) = \frac{a^2 + r^2 - b^2}{2ar} \quad (\text{A.5})$$

De esta forma, el flujo magnético Φ resulta:

$$\begin{aligned} \Phi &= \int_S \mu_0 \frac{I}{2\pi a} \cdot \frac{a^2 + r^2 - b^2}{2ar} \cdot dS \\ \Phi &= \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left(\int_S \frac{1}{2r} dS + \int_S \frac{r}{2a^2} dS - \int_S \frac{b^2}{2a^2 r} dS \right) \\ \Phi &= \frac{\mu_0 I}{2\pi} (I_1 + I_2 - I_3) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Los terminos I_1 , I_2 e I_3 son las integrales dentro del paréntesis

$$I_1 = \int_S \frac{1}{2r} dS \quad (\text{A.7})$$

$$I_2 = \int_S \frac{r}{2a^2} dS \quad (\text{A.8})$$

$$I_3 = \int_S \frac{b^2}{2a^2 r} dS \quad (\text{A.9})$$

El diferencial de sección dS para una bobina de sección circular se puede escribir mediante la expresión A.10.

$$dS = 2\sqrt{(R - r_i)^2 - (R - r)^2} \cdot dr \quad (\text{A.10})$$

Por otra parte, por teorema del coseno, se puede expresar la variable a en función de r y el ángulo ϕ :

$$a^2 = r^2 + b^2 - 2rb\cos(\varphi) \quad (\text{A.11})$$

Las integrales I_1 , I_2 e I_3 pueden reescribirse de la siguiente forma:

$$I_1 = \int_{r_i}^R \frac{2\sqrt{(R - r_i)^2 - (R - r)^2}}{2r} dr + \int_R^{r_o} \frac{2\sqrt{(R - r_i)^2 - (r - R)^2}}{2r} dr \quad (\text{A.12})$$

$$I_2 = \int_{r_i}^R \frac{2r\sqrt{(R - r_i)^2 - (R - r)^2}}{2(r^2 + b^2 - 2rb \cdot \cos(\varphi))} dr + \int_R^{r_o} \frac{2r\sqrt{(R - r_i)^2 - (r - R)^2}}{2[r^2 + b^2 - 2rb \cdot \cos(\varphi)]} dr \quad (\text{A.13})$$

$$I_3 = \int_{r_i}^R \frac{2b^2\sqrt{(R - r_i)^2 - (R - r)^2}}{2r(r^2 + b^2 - 2rb \cdot \cos(\varphi))} dr + \int_R^{r_o} \frac{2b^2\sqrt{(R - r_i)^2 - (r - R)^2}}{2r[r^2 + b^2 - 2rb \cdot \cos(\varphi)]} dr \quad (\text{A.14})$$

La expresión del diferencial de flujo magnético total concatenado resulta:

$$d\Psi = \frac{N}{2\pi - \delta} \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi} [I_1(\varphi) + I_2(\varphi) + I_3(\varphi)] d\varphi \quad (\text{A.15})$$

Esta expresión debe ser integrada en todo el ángulo en donde exista flujo concatenado. Según la figura A.1, los límites de integración quedan definidos por $\varphi_1 = \epsilon + \delta/2$ y $\varphi_2 = 2\pi + \epsilon - \delta/2$. Por lo tanto, el flujo magnético total resulta

$$\Psi = \frac{N}{2\pi - \delta} \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi} \int_{\epsilon + \frac{\delta}{2}}^{2\pi + \epsilon - \frac{\delta}{2}} [I_1(\varphi) + I_2(\varphi) + I_3(\varphi)] d\varphi \quad (\text{A.16})$$

Y finalmente, la expresión de la inductancia mutua resulta

$$M = \frac{\Psi}{I} = \frac{N}{2\pi - \delta} \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{\frac{\delta}{\epsilon + \frac{\delta}{2}}}^{\frac{\delta}{2\pi + \epsilon - \frac{\delta}{2}}} [I_1(\varphi) + I_2(\varphi) + I_3(\varphi)] d\varphi \quad (\text{A.17})$$

Si en esta expresión se definen las características geométricas de una bobina en particular y el valor de la discontinuidad δ , la inductancia mutua depende únicamente de la distancia del conductor primario al centro b y la dirección del desplazamiento del conductor ϵ . Conociendo el valor de inductancia en cada punto del espacio dentro de la sonda, es posible determinar cómo varía respecto del valor de inductancia ideal (o con el conductor centrado). Una forma de hacerlo es determinando la variación porcentual a partir de la siguiente ecuación:

$$\Delta M_{(b,\epsilon)} \% = \frac{M_{(b,\epsilon)} - M_{(0)}}{M_{(0)}} \cdot 100 \quad (\text{A.18})$$

En donde:

$M_{(b,\epsilon)}$: Inductancia mutua con el conductor posicionado a una distancia b del centro en la dirección ϵ .

$M_{(0)}$: Inductancia mutua ideal o con el conductor centrado.

A través del software Matlab es posible calcular los valores de $M_{(b,\epsilon)}$ para los puntos del espacio que puede ocupar el conductor.

Una forma de representar la variación de inductancia de manera gráfica es a través de un mapa de calor. Esto permite entender en cuáles regiones se produce la mayor variación y lo que eso implica en los errores de medición.

Apéndice B

Efecto en M debido a la inclinación del conductor respecto del centro

A continuación se presenta un modelo matemático de la variación de la inductancia mutua en función de la inclinación del conductor central respecto del eje de la bobina. Para el presente análisis se toma como referencia el trabajo de Ferkovic [29], en donde analiza el comportamiento de la inductancia mutua para una bobina de sección transversal rectangular. En este caso se hace el análisis para la bobina de sección circular.

En la situación ideal, el conductor primario está centrado en dirección eje central de la bobina y no existe discontinuidad entre las espiras que la conforman. De esta forma se obtiene que la inductancia mutua de la bobina de sección transversal circular es la de la ecuación 1.17.

En el caso real existe una discontinuidad en el devanado, generalmente debido al espacio ocupado por las piezas del conector para abrir y cerrar la sonda.

Se analizará como varía la inductancia mutua respecto del caso ideal considerando la discontinuidad y la inclinación del conductor primario que encierra la bobina. En el estudio se considera que las espiras son infinitamente delgadas.

En la figura B.1 se observa una representación del caso real, con el detalle de la geometría para el análisis en el punto P , con la inclinación genérica del conductor.

En la figura se observa el conductor (línea sólida negra) con una inclinación λ en el plano yz respecto del eje central de la bobina (eje z). También se observa

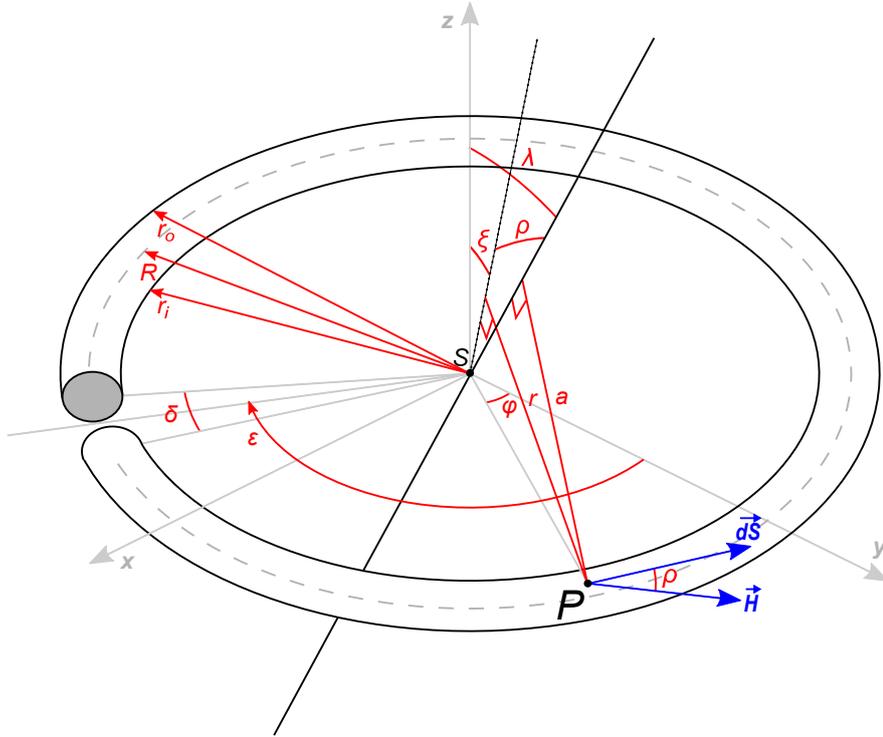


Figura B.1: Geometría de la bobina y el conductor inclinado un ángulo λ

la proyección del conductor sobre el plano que contiene al eje central y el punto de análisis P (línea de puntos negra). El conductor y su proyección forman un ángulo ρ , mientras que el eje central de la bobina y la proyección del conductor forman un ángulo ξ . La distancia del conductor al punto P es a , y r es la distancia desde la proyección del conductor al punto P .

Para el análisis de la inductancia mutua, se estudia el flujo concatenado por las espiras en un diferencial de ángulo $d\varphi$ y se integrará en todo el ángulo en donde exista continuidad de espiras, es decir, $2\pi - \delta$.

Si las N espiras que conforman la bobina están uniformemente distribuidas en $2\pi - \delta$ radianes, entonces la cantidad de espiras que existen en $d\varphi$ puede expresarse como:

$$dN = \frac{N}{2\pi - \delta} d\varphi \quad (\text{B.1})$$

Esta cantidad de espiras concatenan una cantidad del flujo magnético total. Esto queda expresado en la siguiente ecuación:

$$d\Psi = dN\Phi = \frac{N}{2\pi - \delta} \Phi d\varphi \quad (\text{B.2})$$

Siendo Φ el flujo magnético que atraviesa perpendicularmente por la superficie de una espira. Se puede expresar de la siguiente forma:

$$\Phi = \int_S \mu_0 \vec{H} \cdot d\vec{S} = \int_S \mu_0 H \cdot dS \cdot \cos(\rho) \quad (\text{B.3})$$

En el punto P , el módulo del campo magnético H generado por la corriente que pasa por el conductor primario se expresa de la siguiente forma:

$$H = \frac{I}{2\pi a} \quad (\text{B.4})$$

Es conveniente definir la distancia r desde el punto P a la proyección del conductor, para integrar el flujo magnético en una determinada espira y luego, integrar las espiras contenidas en toda la bobina. Para el análisis es necesario definir los ángulos ξ y ρ en función de la variable de integración φ y el ángulo de inclinación λ . Para ello se recurre a la figura B.2, en donde se observa el tetraedro formado por el eje central de la bobina, el conductor, su proyección en el plano de análisis, y una cara paralela al plano xy .

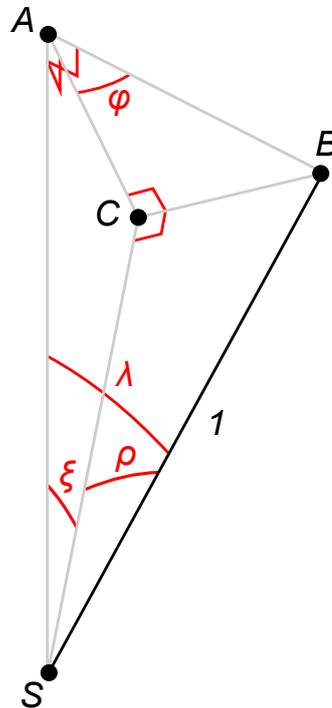


Figura B.2: Tetraedro formada por el eje z , el conductor y su proyección

En la figura se indican con los vértices A , B , C , y S y se define una longitud unitaria a una de sus aristas (SB). Se obtienen las siguientes relaciones entre las

aristas:

$$AB = \text{sen}(\lambda) \quad (\text{B.5})$$

$$AS = \text{cos}(\lambda) \quad (\text{B.6})$$

$$AC = \text{sen}(\lambda) \cdot \text{cos}(\varphi) \quad (\text{B.7})$$

$$BC = \text{sen}(\lambda) \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (\text{B.8})$$

$$CS = \text{cos}(\rho) = \frac{\text{cos}(\lambda)}{\text{cos}(\xi)} \quad (\text{B.9})$$

Del triángulo SBC se obtiene la siguiente relación:

$$\text{cos}^2(\rho) = 1 - \text{sen}^2(\lambda) \cdot \text{sen}^2(\varphi) \quad (\text{B.10})$$

Del triángulo SAC se obtiene la siguiente relación:

$$\text{cos}^2(\xi) = \frac{1}{1 + \text{tg}^2(\lambda) \cdot \text{cos}^2(\varphi)} \quad (\text{B.11})$$

Debido a que los ángulos ρ y ξ son positivos para cualquier ángulo φ se pueden reescribir las anteriores relaciones como:

$$\text{cos}(\rho) = \sqrt{1 - \text{sen}^2(\lambda) \cdot \text{sen}^2(\varphi)} \quad (\text{B.12})$$

$$\text{cos}(\xi) = \sqrt{\frac{1}{1 + \text{tg}^2(\lambda) \cdot \text{cos}^2(\varphi)}} \quad (\text{B.13})$$

En la figura B.3 se representa el plano de la proyección del conductor en donde se observa la espira en dicho plano y donde se detalla la geometría.

La menor distancia entre la espira y la proyección del conductor está representada por r'_i . En esa misma dirección se detallan las distancia máxima y media como r'_o y R' respectivamente. El radio de la espira queda definido por $R - r_i$. Por otra parte la distancia media R' para el correspondiente ángulo ξ queda definida como:

$$R' = R \cdot \text{cos}(\xi) = \frac{R}{\sqrt{1 + \text{tg}^2(\lambda) \cdot \text{cos}^2(\varphi)}} \quad (\text{B.14})$$

Las distancia mínima y máxima pueden expresarse como:

$$r'_i = R' - (R - r_i) = \frac{R}{\sqrt{1 + \text{tg}^2(\lambda) \cdot \text{cos}^2(\varphi)}} - R + r_i \quad (\text{B.15})$$

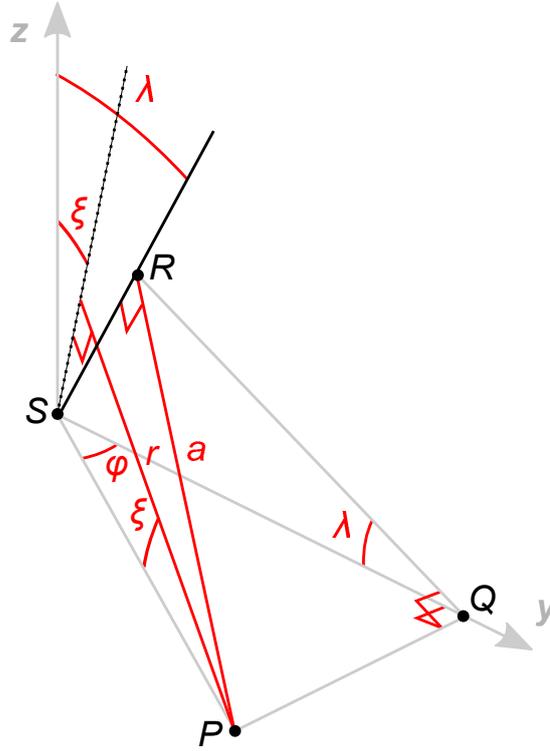


Figura B.4: Representación del conductor y su proyección

$$PQ = r \frac{\text{sen}(\varphi)}{\text{cos}(\xi)} \quad (\text{B.20})$$

$$SQ = r \frac{\text{cos}(\varphi)}{\text{cos}(\xi)} \quad (\text{B.21})$$

$$QR = r \frac{\text{cos}(\varphi) \cdot \text{cos}(\lambda)}{\text{cos}(\xi)} \quad (\text{B.22})$$

Del triángulo formado por los puntos RPQ se obtiene que:

$$a = RP = \sqrt{PQ^2 + QR^2} = \frac{r}{\text{cos}(\xi)} \sqrt{\text{sen}^2(\varphi) + \text{cos}^2(\varphi) \cdot \text{cos}^2(\lambda)} \quad (\text{B.23})$$

$$a = r \sqrt{1 + \text{tg}^2(\lambda) \cdot \text{cos}^2(\varphi)} \sqrt{\text{sen}^2(\varphi) + \text{cos}^2(\varphi) \cdot \text{cos}^2(\lambda)} \quad (\text{B.24})$$

Las ecuaciones B.12, y B.24 quedan expresadas en función de los ángulos λ y φ , como así también la ecuación B.17 y los límites de integración r'_i , R' y r'_o en B.15, B.14 y B.16 respectivamente. De esta forma es posible expresar la ecuación B.3 del flujo magnético en función de λ y φ .

$$\Psi = \frac{\mu_0 N I}{2\pi(2\pi - \delta)} \int_{r_i'}^{r_o'} \int_{\epsilon + \delta/2}^{2\pi + \epsilon - \delta/2} \frac{2\sqrt{1 - \text{sen}^2(\lambda) \cdot \text{sen}^2(\varphi)} \sqrt{(R - r_i)^2 - (R' - r)^2}}{r \sqrt{1 + \text{tg}^2(\lambda) \cdot \text{cos}^2(\varphi)} \sqrt{\text{sen}^2(\varphi) + \text{cos}^2(\varphi) \cdot \text{cos}^2(\lambda)}} dr d\varphi \quad (\text{B.25})$$

$$M = \frac{\mu_0 N}{2\pi(2\pi - \delta)} \int_{\epsilon + \delta/2}^{2\pi + \epsilon - \delta/2} \frac{[r_i'(\varphi) + r_o'(\varphi) - 2\sqrt{r_i'(\varphi)r_o'(\varphi)}] \text{cos}(\lambda)}{\sqrt{\text{sen}^2(\varphi) + \text{cos}^2(\varphi)\text{cos}^2(\lambda)}} d\varphi \quad (\text{B.26})$$

Si en esta expresión se definen las características geométricas de una bobina en particular y el valor de la discontinuidad δ , la inductancia mutua depende únicamente de la inclinación λ del conductor primario respecto al eje central de la bobina y la posición relativa de la discontinuidad representada por el ángulo ϵ . Conociendo el valor de inductancia para un determinado ángulo λ , es posible determinar cómo varía respecto del valor de inductancia ideal (o con el conductor centrado). Una forma de hacerlo es determinando la variación porcentual a partir de la siguiente ecuación:

$$\frac{\Delta M_\lambda(\epsilon)}{M_0} \% = \frac{M_\lambda(\epsilon) - M_0}{M_0} \cdot 100 \quad (\text{B.27})$$

En donde:

$M_\lambda(\epsilon)$: Inductancia mutua en función de la posición ϵ de la discontinuidad con el conductor inclinado un ángulo λ respecto del eje central.

M_0 : Inductancia mutua ideal o con el conductor centrado y $\lambda = 0$.

A través del software Matlab es posible calcular los valores de $M_\lambda(\epsilon)$ para distintos valores de inclinación λ .

Apéndice C

Tablas de valores registrados de los ensayos de caracterización de las sondas prototipo y TI-FLEX

A continuación se presentan los valores medidos y calculados de los ensayos de caracterización mencionados en los capítulos 4 y 5:

C.1. Exactitud

C.2. Sensibilidad a la posición

C.3. Campo externo

C.4. Respuesta en frecuencia

APÉNDICE C. TABLAS DE VALORES REGISTRADOS DE LOS ENSAYOS
124 DE CARACTERIZACIÓN DE LAS SONDAS PROTOTIPO Y TI-FLEX

PROTOTIPO 1000A/1V							
Punto de evaluación		Contrastado		Patrón			E %
		Vc [mV rms]	Ic [A rms]	Ip [A rms]	I [A rms]	I prom [A rms]	
1	Ascendente 1	75	75	0,375	75	74,99	0,013
	Descendente 1	75	75	0,3733	74,66		
	Ascendente 2	75	75	0,3755	75,1		
	Descendente 2	75	75	0,376	75,2		
2	Ascendente 1	150	150	0,751	150,2	150,31	-0,206
	Descendente 1	150	150	0,7517	150,34		
	Ascendente 2	150	150	0,7515	150,3		
	Descendente 2	150	150	0,752	150,4		
3	Ascendente 1	225	225	1,128	225,6	226,025	-0,453
	Descendente 1	225	225	1,1285	225,7		
	Ascendente 2	225	225	1,129	225,8		
	Descendente 2	225	225	1,135	227		
4	Ascendente 1	300	300	1,507	301,4	301,5	-0,497
	Descendente 1	300	300	1,507	301,4		
	Ascendente 2	300	300	1,507	301,4		
	Descendente 2	300	300	1,509	301,8		
5	Ascendente 1	375	375	1,884	376,8	377,35	-0,623
	Descendente 1	375	375	1,885	377		
	Ascendente 2	375	375	1,884	376,8		
	Descendente 2	375	375	1,894	378,8		
6	Ascendente 1	450	450	2,265	453	453,15	-0,695
	Descendente 1	450	450	2,265	453		
	Ascendente 2	450	450	2,263	452,6		
	Descendente 2	450	450	2,27	454		
7	Ascendente 1	525	525	2,646	529,2	529,35	-0,822
	Descendente 1	525	525	2,647	529,4		
	Ascendente 2	525	525	2,644	528,8		
	Descendente 2	525	525	2,65	530		
8	Ascendente 1	600	600	3,015	603	602,9	-0,481
	Descendente 1	600	600	3,014	602,8		
	Ascendente 2	600	600	3,013	602,6		
	Descendente 2	600	600	3,016	603,2		
9	Ascendente 1	675	675	3,391	678,2	677,95	-0,435
	Descendente 1	675	675	3,389	677,8		
	Ascendente 2	675	675	3,389	677,8		
	Descendente 2	675	675	3,39	678		
10	Ascendente 1	750	750	3,766	753,2	753,15	-0,418
	Descendente 1	750	750	3,767	753,4		
	Ascendente 2	750	750	3,765	753		
	Descendente 2	750	750	3,765	753		

Cuadro C.1: Tabla de valores del contraste del prototipo

APÉNDICE C. TABLAS DE VALORES REGISTRADOS DE LOS ENSAYOS DE CARACTERIZACIÓN DE LAS SONDAS PROTOTIPO Y TI-FLEX 125

SONDA 400A/1V							
Punto de evaluación		Contrastado		Patrón			E %
		Vc [mV rms]	Ic [A rms]	Ip [A rms]	I [A rms]	I prom [A rms]	
1	Ascendente 1	75	30	0,2846	28,46	28,5275	5,162
	Descendente 1	75	30	0,285	28,5		
	Ascendente 2	75	30	0,2855	28,55		
	Descendente 2	75	30	0,286	28,6		
2	Ascendente 1	150	60	0,571	57,1	57,095	5,088
	Descendente 1	150	60	0,5718	57,18		
	Ascendente 2	150	60	0,572	57,2		
	Descendente 2	150	60	0,569	56,9		
3	Ascendente 1	225	90	0,855	85,5	85,575	5,171
	Descendente 1	225	90	0,857	85,7		
	Ascendente 2	225	90	0,857	85,7		
	Descendente 2	225	90	0,854	85,4		
4	Ascendente 1	300	120	1,14	114	114,075	5,194
	Descendente 1	300	120	1,143	114,3		
	Ascendente 2	300	120	1,143	114,3		
	Descendente 2	300	120	1,137	113,7		
5	Ascendente 1	375	150	1,426	142,6	142,675	5,134
	Descendente 1	375	150	1,428	142,8		
	Ascendente 2	375	150	1,429	142,9		
	Descendente 2	375	150	1,424	142,4		
6	Ascendente 1	450	180	1,7115	171,15	171,1875	5,148
	Descendente 1	450	180	1,713	171,3		
	Ascendente 2	450	180	1,714	171,4		
	Descendente 2	450	180	1,709	170,9		
7	Ascendente 1	525	210	1,996	199,6	199,7	5,158
	Descendente 1	525	210	1,999	199,9		
	Ascendente 2	525	210	1,999	199,9		
	Descendente 2	525	210	1,994	199,4		
8	Ascendente 1	600	240	2,281	228,1	228,15	5,194
	Descendente 1	600	240	2,284	228,4		
	Ascendente 2	600	240	2,285	228,5		
	Descendente 2	600	240	2,276	227,6		
9	Ascendente 1	675	270	2,566	256,6	256,75	5,161
	Descendente 1	675	270	2,569	256,9		
	Ascendente 2	675	270	2,574	257,4		
	Descendente 2	675	270	2,561	256,1		
10	Ascendente 1	750	300	2,851	285,1	285,05	5,244
	Descendente 1	750	300	2,852	285,2		
	Ascendente 2	750	300	2,854	285,4		
	Descendente 2	750	300	2,845	284,5		

Cuadro C.2: Tabla de valores del contraste ECAMEC TI Flex 400

APÉNDICE C. TABLAS DE VALORES REGISTRADOS DE LOS ENSAYOS
126 DE CARACTERIZACIÓN DE LAS SONDAS PROTOTIPO Y TI-FLEX

PROTOTIPO 1000A/1V							
Punto de evaluación		Contrastado		Patrón			E %
		Vc [mV rms]	Ic [A rms]	Ip [A rms]	I [A rms]	I prom [A rms]	
1	Ascendente 1	75	75	0,386	77,2	77,2	-2,85
	Descendente 1	75	75	0,386	77,2		
2	Ascendente 1	150	150	0,772	154,4	154,4	-2,85
	Descendente 1	150	150	0,772	154,4		
3	Ascendente 1	225	225	1,158	231,6	231,6	-2,85
	Descendente 1	225	225	1,158	231,6		
4	Ascendente 1	300	300	1,546	309,2	309,4	-3,038
	Descendente 1	300	300	1,548	309,6		
5	Ascendente 1	375	375	1,933	386,6	386,5	-2,975
	Descendente 1	375	375	1,932	386,4		
6	Ascendente 1	450	450	2,322	464,4	464,4	-3,101
	Descendente 1	450	450	2,322	464,4		
7	Ascendente 1	525	525	2,711	542,2	542,4	-3,208
	Descendente 1	525	525	2,713	542,6		
8	Ascendente 1	600	600	3,083	616,6	616,7	-2,708
	Descendente 1	600	600	3,084	616,8		
9	Ascendente 1	675	675	3,463	692,6	693,2	-2,625
	Descendente 1	675	675	3,469	693,8		
10	Ascendente 1	750	750	3,85	770	770	-2,597
	Descendente 1	750	300	3,85	770		

Cuadro C.3: Tabla de valores del contraste del prototipo con el conductor cercano a la discontinuidad

APÉNDICE C. TABLAS DE VALORES REGISTRADOS DE LOS ENSAYOS DE CARACTERIZACIÓN DE LAS SONDAS PROTOTIPO Y TI-FLEX 127

ECAMEC 400A/1V							
Punto de evaluación		Contrastado		Patrón			E %
		Vc	Ic	Ip	I	I prom	
		[mV rms]	[A rms]	[A rms]	[A rms]	[A rms]	
1	Ascendente 1	75	30	0,288	28,8	28,8	4,167
	Descendente 1	75	30	0,288	28,8		
2	Ascendente 1	150	60	0,577	57,7	57,65	4,076
	Descendente 1	150	60	0,576	57,6		
3	Ascendente 1	225	90	0,864	86,4	86,35	4,227
	Descendente 1	225	90	0,863	86,3		
4	Ascendente 1	300	120	1,152	115,2	115,2	4,167
	Descendente 1	300	120	1,152	115,2		
5	Ascendente 1	375	150	1,439	143,9	143,85	4,275
	Descendente 1	375	150	1,438	143,8		
6	Ascendente 1	450	180	1,726	172,6	172,6	4,287
	Descendente 1	450	180	1,726	172,6		
7	Ascendente 1	525	210	2,013	201,3	201,25	4,348
	Descendente 1	525	210	2,012	201,2		
8	Ascendente 1	600	240	2,301	230,1	230	4,348
	Descendente 1	600	240	2,299	229,9		
9	Ascendente 1	675	270	2,589	258,9	258,75	4,348
	Descendente 1	675	270	2,586	258,6		
10	Ascendente 1	750	300	2,875	287,5	287,45	4,366
	Descendente 1	750	300	2,874	287,4		

Cuadro C.4: Tabla de valores del contraste de la sonda ECAMEC con el conductor cercano a la discontinuidad

d [mm]	PROTOTIPO, I = 750 [A rms]			d [mm]	TI-Flex 400, I = 300 [A rms]		
	Vc [mV rms]	Ic [A rms]	% de I		Vc [mV rms]	Ic [A rms]	% de I
0	33,7	33,7	4,493	0	16,4	6,56	2,187
1	32,6	32,6	4,347	1	15,89	6,356	2,119
10	20,6	20,6	2,747	10	12,8	5,12	1,707
20	12,43	12,43	1,657	20	9,26	3,704	1,235
30	8,28	8,28	1,104	30	7,35	2,94	0,98
40	6,17	6,17	0,823	40	5,81	2,324	0,775
50	4	4	0,533	50	4,86	1,944	0,648
60	2,79	2,79	0,372	60	4,04	1,616	0,539
70	2,24	2,24	0,299	70	3,49	1,396	0,465
80	1,9	1,9	0,253	80	2,3	0,92	0,307
90	1,85	1,85	0,247	90	1,7	0,68	0,227
100	1,9	1,9	0,253	100	1,2	0,48	0,16
150	1,89	1,89	0,252	150	1,6	0,64	0,213
180	1,69	1,69	0,225	180	1,3	0,52	0,173

Cuadro C.5: Table 3.3 - Tensión de la sonda obtenida para distintas distancias con corriente máxima para sonda ECAMEC y prototipo

APÉNDICE C. TABLAS DE VALORES REGISTRADOS DE LOS ENSAYOS
128 DE CARACTERIZACIÓN DE LAS SONDAS PROTOTIPO Y TI-FLEX

f [Hz]	Referencia (RL = 10[Ω])			ECAMEEC				
	VR [Vpp]	IR [App]	IB = 50.IR [App]	Vc [mVpp]	Ic = 0,4.Vc [App]	Δ T [uS]	ΔΘ = 360.f.ΔT [deg]	IB/Vc [A/V]
20	19,24	1,924	96,2	248	99,2	-440	3,168	387,9
30	19,61	1,961	98,05	256	102,4	-176	1,9008	383
50	19,86	1,986	99,3	256,1	102,44	-56	1,008	387,7
100	19,86	1,986	99,3	256,6	102,64	-15,16	0,54576	387
200	19,77	1,977	98,85	256,2	102,48	-3,6	0,2592	385,8
300	19,73	1,973	98,65	254,9	101,96	0	0	387
500	19,65	1,965	98,25	254,1	101,64	1,4	-0,252	386,7
1000	19,57	1,957	97,85	255,2	102,08	2,8	-1,008	383,4
2500	9,77	0,977	48,85	127	50,8	3,4	-3,06	384,6
3000	9,73	0,973	48,65	127,6	51,04	3,4	-3,672	381,3
5000	4,789	0,4789	23,945	64,25	25,7	4,2	-7,56	372,7

Cuadro C.6: Valores de VR, Vc y ΔT obtenidos del barrido de frecuencias para la sonda ECAMEEC.

f [Hz]	Referencia (RL = 10[Ω])			PROTOTIPO				
	VR [Vpp]	IR [App]	IB = 50.IR [App]	Vc [mVpp]	Ic = 0,4.Vc [App]	Δ T [uS]	ΔΘ = 360.f.ΔT [deg]	IB/Vc [A/V]
20	19,6	1,96	98	99,71	99,71	-400	2,88	982,8
30	19,85	1,985	99,25	100,5	100,5	-140	1,512	987,6
50	19,86	1,986	99,3	100,9	100,9	-44	0,792	984,1
100	19,8	1,98	99	100,3	100,3	-12	0,432	987
200	19,72	1,972	98,6	100,4	100,4	-4	0,288	982,1
300	19,73	1,973	98,65	100,2	100,2	0	0	985
500	19,73	1,973	98,65	100,2	100,2	4	-0,72	985
1000	19,6	1,96	98	100,5	100,5	5,6	-2,016	975,1
2500	19,48	1,948	97,4	100,9	100,9	6,4	-5,76	965,3
3000	19,43	1,943	97,15	100,3	100,3	6,6	-7,128	968,6
5000	19,08	1,908	95,4	99,89	99,89	6,7	-12,06	955,1

Cuadro C.7: Valores de VR, Vc y ΔT obtenidos del barrido de frecuencias para el prototipo.