



REPÚBLICA DEL ECUADOR

Escuela Politécnica Nacional

" E S C I E N T I A H O M I N I S S A L U S "

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

EVALUACIÓN DEL AISLAMIENTO ELÉCTRICO A TRAVÉS DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA A ALTOS VOLTAJES DE IMPULSO Y DE FRECUENCIA INDUSTRIAL

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO ELÉCTRICO

CRISTIAN PAÚL TIGSILEMA GAONA
cristian.tigsilema@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. MIGUEL ÁNGEL LUCIO CASTRO MSc.
miguel.lucio@epn.edu.ec

CODIRECTOR: ING. CARLOS FABIÁN GALLARDO QUINGATUÑA PhD.
carlos.gallardo@epn.edu.ec

Quito, octubre 2019

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Cristian Paúl Tigsilema Gaona, bajo mi supervisión.

**ING. MIGUEL LUCIO MSc.
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

**ING. CARLOS GALLARDO PhD.
CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, CRISTIAN PAÚL TIGSILEMA GAONA, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

CRISTIAN PAÚL TIGSILEMA GAONA

DEDICATORIA

A mi hermana Zulay, quien me ha inspirado a pesar del destino que le ha tocado vivir. A mi madre Neli, por ser el eje fundamental de mi vida e inculcarme su sinceridad. A mi padre Víctor, por enseñarme que no siempre es bueno preocuparse de más. A mi abuela María Lastenia y a mi abuelo José por ser mis ejemplos para seguir. A mi tío Alci, quien me hizo inclinarme por tan bella rama de estudio: la electricidad. A mi tía Flor y a su esposo Frank que me apoyaron constantemente y de muchas formas a lo largo de mi carrera. A mi tío Edwin, que con sus charlas y conversaciones amenas siempre supo darme ánimos. A mi vecina Teresa, su esposo Freddy y sus hijos: Paúl, Bryan y Jefferson, por recibirme siempre con los brazos abiertos en su hogar. A Rashell y Vicky por demostrarme su cariño siempre. A Gonzalo y su familia, porque los considero también mi familia. A Jazmín, porque siempre supo hacerme sonreír, y con su amor incondicional siempre supo acompañarme. A mis amigos de universidad, con quienes hemos pasado muchas noches de esfuerzo, de estrés constante, y desafíos que hemos sabido sobrellevar, pero también muchos momentos de alegría, de unión y regocijo, de dicha; en especial a Fernando, mi hermano de otra madre, Jorge, Oscar E. y Oscar C., Alexis y Alejandro. A Juan, José, Pablo T., Richard, Paulo y Jandry, a quienes aprecio mucho. A todos aquellos que me enseñaron a ser mejor persona, que me ayudaron y me permitieron ayudarlos, y a los que hicieron posible cumplir mis metas. Este trabajo es para ustedes y por ustedes.

AGRADECIMIENTO

Agradezco infinitamente al Ing. Juan Ramírez, ya que me ha permitido crecer en el ámbito científico. Sin su guía constante, su apoyo y sus conocimientos, este trabajo no hubiera sido posible. También agradezco al Ing. Miguel Lucio, por su infinita bondad y paciencia.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VIII
ABSTRACT	IX
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 MARCO TEÓRICO.....	3
1.3.1 DIELECTRICOS.....	3
1.3.1.1 Polarización de un dieléctrico.....	3
1.3.1.2 Respuesta en frecuencia de dieléctricos	4
1.3.1.3 Pérdidas en dieléctricos	5
1.3.2 HERRAMIENTAS DE ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA... 6	
1.3.2.1 Transformada de Fourier.....	6
1.3.2.1.1 Transformada Discreta de Fourier (TDF)	7
1.3.2.1.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)	8
1.3.2.2 Transformada wavelet.....	8
1.3.2.2.1 Transformada Wavelet Continua	9
1.3.2.2.2 Transformada Wavelet Discreta (TWD)	10
1.3.2.2.3 Tipos de Wavelets	11
1.3.2.2.3.1 Wavelet Haar [26].....	11
1.3.2.2.3.2 Wavelet Shanon [26]	12
1.3.2.2.3.3 Wavelet Mexican Hat [26].....	12
1.3.2.2.4 Reducción de ruido a base de Wavelets.....	14
1.3.3 ALTOS VOLTAJES DE IMPULSO.....	17

1.3.3.1	El impulso estándar.....	17
1.3.3.2	Generador de impulsos.....	18
1.3.3.3	Análisis de respuesta en frecuencia FRA.....	19
2	METODOLOGÍA.....	20
2.1	MATERIALES AISLANTES Y DISPOSICIÓN DE ELECTRODOS.....	20
2.1.1	CONEXIÓN DE LAS MUESTRAS.....	20
2.1.2	MUESTRAS Y ELECTRODOS.....	21
2.2	ESTUDIO CON ALTO VOLTAJE DE FRECUENCIA INDUSTRIAL.....	26
2.2.1	MÉTODO DE CONVERSIÓN AL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.....	26
2.2.1.1	Circuito de medición.....	26
2.2.1.2	Adquisición de datos.....	27
2.2.1.3	Suavizado de las señales.....	28
2.2.1.4	Conversión al dominio de la frecuencia y resultados.....	30
2.2.1.4.1	Zero Padding [48].....	30
2.2.1.4.2	Filtro Hampel.....	32
2.2.2	MÉTODO EN EL DOMINIO DEL TIEMPO PARA OBTENER FACTORES DE DISIPACIÓN.....	33
2.2.2.1	Circuito de medición.....	33
2.2.2.2	Adquisición de datos.....	35
2.2.2.3	Procesamiento de datos.....	36
2.3	ESTUDIO CON VOLTAJES DE IMPULSO.....	38
2.3.1	GENERACIÓN DE VOLTAJES DE IMPULSO.....	38
2.3.2	CIRCUITO DE MEDICIÓN.....	39
2.3.3	ADQUISICIÓN DE DATOS.....	40
2.3.3.1	Selección del nivel de voltaje de impulso aplicado a las muestras aislantes.....	40
2.3.4	ANÁLISIS DE DATOS EN MATLAB.....	41
2.3.4.1	Reducción de ruido.....	41
2.3.4.2	Respuesta en frecuencia.....	43
3	RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	46
3.1	VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE CONVERSIÓN AL DOMINIO DE LA FRECUENCIA APLICANDO AVFI.....	46

3.1.1	AISLADOR ANSI 56-1	47
3.1.2	AISLADOR ANSI 56-2	49
3.1.3	ACEITE DIELECTRICO MINERAL TIPO I	51
3.1.4	BARRA AISLANTE DE PAPEL	53
3.1.5	CASCO DE SEGURIDAD	55
3.1.6	BOTAS DE SEGURIDAD	56
3.1.7	DISCUSIÓN DE RESULTADOS	58
3.2	RESULTADOS APLICANDO AVFI	59
3.2.1	AISLADOR ANSI 56-1	59
3.2.2	AISLADOR ANSI 56-2	63
3.2.3	ACEITE DIELECTRICO MINERAL TIPO I	66
3.2.4	BARRA AISLANTE DE PAPEL	70
3.2.5	CASCO Y BOTAS DE SEGURIDAD	74
3.3	RESULTADOS APLICANDO AVI	79
3.3.1	AISLADOR PIN 55-5	80
3.3.1.1	Resultados aplicando impulsos de 24.9 kV	80
3.3.1.2	Comparación de la respuesta frente a impulsos de distinta magnitud	85
3.3.2	AISLADOR PIN 55-4	89
3.3.2.1	Resultados aplicando impulsos de 14.9 kV	89
3.3.2.2	Resultados aplicando impulsos de 65.6 kV	93
3.3.3	ACEITE DIELECTRICO MINERAL TIPO I	97
3.3.3.1	Resultados al comparar el mismo aceite degradado aplicando impulsos de 45.4 kV	97
3.3.3.2	Resultados al comparar muestras de aceites distintos aplicando impulsos de 45.6 kV	101
4	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	107
4.1	CONCLUSIONES	107
4.2	RECOMENDACIONES	108
5	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	110
	ANEXOS	115

RESUMEN

El aislamiento eléctrico es parte fundamental de los sistemas de transmisión y distribución pero puede verse degradado por varios motivos: el envejecimiento, la humedad, la temperatura, y la contaminación biológica o industrial. Por ello es necesario ejecutar el diagnóstico del aislamiento de manera periódica. En este trabajo se desarrolla un método de evaluación del aislamiento, a través de la respuesta en frecuencia obtenida al aplicar altos voltajes de frecuencia industrial y de impulso. Las ventajas principales, en comparación con los métodos convencionales son: el diagnóstico en línea, el bajo costo de implementación y el análisis en el dominio de la frecuencia. Para validarlo, se comparan los factores de disipación obtenidos al aplicar alto voltaje de frecuencia industrial con los conseguidos por otro método, basado en el dominio del tiempo. Este último utiliza un dispositivo de adquisición de datos (DDAQ) cuya velocidad de muestreo es de 10kHz, y un capacitor estándar con factor de disipación muy cercano a cero. Una vez que se valida el método, se arma un circuito generador de impulsos estándar (1,2/50 μ s) con los elementos disponibles en el Laboratorio de Alto Voltaje de la Escuela Politécnica Nacional (EPN). Luego se evalúa el aislamiento aplicando altos voltajes de impulso. El ruido de las mediciones realizadas en esta etapa se disminuye con la ayuda de la transformada wavelet discreta.

PALABRAS CLAVE: aislamiento, respuesta en frecuencia, factor de disipación, wavelet, voltaje de impulso, DAQ.

ABSTRACT

Electrical insulation is a fundamental part of the transmission and distribution systems and can be degraded for several reasons: aging, humidity, temperature, and biological or industrial contamination. For this reason, it is necessary to execute insulation diagnosis periodically. In this work a method of insulation evaluation is developed, through the frequency response obtained by applying low-frequency high voltage and standard impulse voltage. The main advantages, compared to conventional methods, are online diagnosis, low cost of implementation and analysis in the frequency domain. To validate it, the dissipation factors obtained by applying low-frequency high voltage are compared with those obtained by another method, based on the time domain. The latter uses a data acquisition device (DDAQ) whose sampling rate is 10kHz, and a standard capacitor with dissipation factor very close to zero. Once the method is validated, an impulse voltage generator (1.2/50 μ s) is assembled with the elements available in the High Voltage Laboratory of the National Polytechnic School. The insulation is then evaluated by applying high impulse voltages. The noise of the measurements made in this stage is decreased with the help of the discrete wavelet transform.

KEYWORDS: insulation, frequency response, dissipation factor, wavelet, impulse voltage, DAQ.

1 INTRODUCCIÓN

Los aislantes eléctricos pueden degradarse por muchas causas (humedad, contaminación, calor, etc.) y deben ser evaluados para evitar fallas en los sistemas eléctricos. Se ha comprobado que los porcentajes elevados de humedad, tanto en la superficie como en el interior de los aislantes, afectan la rigidez dieléctrica y pueden reducir de manera brusca su vida útil [1].

Los sobrevoltajes que aparecen en los sistemas eléctricos también juegan un papel importante en la degradación del aislamiento provocando en muchas veces un daño irreversible. A sí mismo, la contaminación ambiental a la que se ven sometidos degrada el estado del aislamiento en los sistemas de electricidad [2], y si no se evalúan de manera periódica, es muy probable que se produzcan fallas intempestivas, lo que implicaría la utilización de una mayor cantidad de recursos para tratar de solventar los problemas ocasionados.

En los aisladores de las líneas de distribución y transmisión pueden depositarse capas de polvo, smog o partículas salinas, en la Costa, que en combinación con la humedad pueden volverse muy conductoras [3]. En las zonas cercanas a volcanes activos, se forman capas de ceniza que con la presencia de lluvia, rocío o neblina pueden provocar flameos continuos que pueden llevar a la falla del aislamiento [4]. Se suman a las causas de la degradación del aislamiento la luz ultravioleta, el efecto corona, y la temperatura [5]. Sin importar cuál sea el motivo de la degradación, resulta imperante un método, como el propuesto en este trabajo, que permita evaluar el aislamiento en cualquiera de esas condiciones.

Es necesario recalcar que en el Laboratorio de Alto Voltaje de la Escuela Politécnica Nacional la evaluación del aislamiento solo contempla la aplicación de altos voltajes de descarga y la medición de resistencia de aislamiento. Si bien es cierto que estas pruebas son útiles, es ineludible disponer de un análisis de respuesta en frecuencia como complemento. Por esta razón en este trabajo de titulación se propone el método de evaluación del aislamiento a través de la respuesta en frecuencia, en base a los elementos de medición y de prueba disponibles en el laboratorio. De esa manera se podrían conocer: valores de capacitancias, factores de disipación, espectros, etc., logrando así un diagnóstico integral de los aislamientos bajo prueba.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

- Determinar el estado dieléctrico de aislamientos sólidos y líquidos mediante análisis de la respuesta en frecuencia ante altos voltajes de impulso y de frecuencia industrial en el laboratorio de alto voltaje de la EPN.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Analizar la respuesta en frecuencia de aislamientos aplicando altos voltajes de impulso y de frecuencia industrial.
- Desarrollar una metodología para la medición del factor de disipación de aislamientos aplicando altos voltajes de frecuencia industrial.
- Verificar la efectividad del método propuesto al comparar los valores del factor de disipación, obtenidos al aplicar altos voltajes de frecuencia industrial, con otro método de medición de factor de disipación.
- Comparar la respuesta dieléctrica de los aislamientos en distintos estados: secos, húmedos, envejecidos, etc.

1.2 ALCANCE

El trabajo busca determinar el estado de aislamientos eléctricos mediante la respuesta en frecuencia, obtenida al aplicar altos voltajes de impulso y de frecuencia industrial. Las señales de voltaje y corriente obtenidas serán analizadas con el software MATLAB a fin de realizar el tratamiento matemático pertinente utilizando la transformada de Fourier. El trabajo incluye la parte práctica en la que se obtendrán medidas de capacitancia, espectros de potencia e impedancia aplicando voltajes de frecuencia industrial y de tipo impulso. También se obtendrán factores de disipación aplicando únicamente alto voltaje de frecuencia industrial. Los aislantes que servirán para la aplicación y comprobación de la metodología pertenecen al laboratorio de Alto Voltaje de la EPN. A continuación, se mencionan algunos: aceite dieléctrico, papel dieléctrico, aisladores, protectores dieléctricos, entre otros. Los aislantes disponibles son de tipo sólido o líquido, por eso no se considera la aplicación de la metodología en gases.

También se realizará la validación del método propuesto al comparar los factores de disipación medidos con otro método en el dominio del tiempo. Este requiere de un dispositivo de adquisición de datos (DDAQ) para obtener las señales y poder procesarlas

en un computador. La validación se hará únicamente aplicando alto voltaje de frecuencia industrial al aislamiento, debido a que la velocidad de muestreo del DDAQ es de tan solo de 10 KHz y no se pueden muestrear señales de impulso. Es importante señalar que sale del alcance cualquier producto final demostrable ya que es un trabajo de estudio e investigación que busca desarrollar un método de evaluación del aislamiento, más no diseñar ni construir un dispositivo que logre hacerlo.

1.3 MARCO TEÓRICO

Los materiales aislantes son materiales con baja conductividad, o alta resistividad, que impiden el paso de corriente [6]. Para entender cómo se comportan se debe comprender sus características dieléctricas. En realidad la naturaleza dieléctrica es una cualidad distinta a la incapacidad de conducir corriente, y está relacionada con la capacidad del aislante para disminuir el valor del campo eléctrico en el interior del material [7].

1.3.1 DIELECTRICOS

1.3.1.1 Polarización de un dieléctrico

Se denomina material dieléctrico al material aislante que puede polarizarse bajo la influencia de un campo eléctrico, debido a los dipolos eléctricos que existen en él. Una de las varias formas de polarización, es la polarización electrónica, en donde los orbitales de un electrón sujetos a una fuerza, se distorsionan como en la Figura 1.1, creando un momento dipolar \vec{p}_{elect} . La suma de todas las polarizaciones crean el momento dipolar \vec{p} que puede definirse con la Ecuación 1.1 [8]:

$$\vec{p} = \epsilon_0 \chi \vec{E} \quad (1.1)$$

Donde:

χ : susceptibilidad dieléctrica.

\vec{E} : campo eléctrico aplicado.

ϵ_0 : permitividad del vacío.

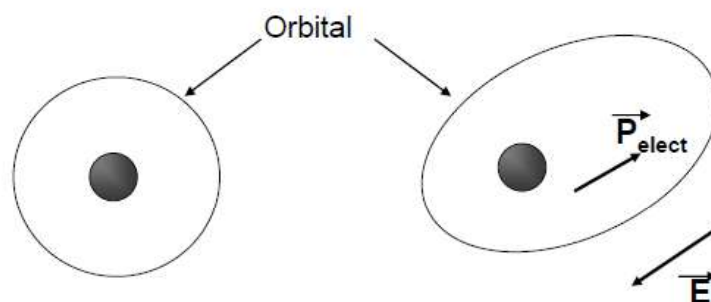


Figura 1.1. Orbitales, con y sin presencia de campo eléctrico. [8]

Cuando un capacitor de valor C_o en vacío se llena con un material dieléctrico, su capacitancia se incrementa a C . La razón entre el nuevo valor de capacitancia con respecto a su valor en vacío se conoce como susceptibilidad dieléctrica, χ , según la Ecuación 1.2 [9].

$$\chi = \frac{C - C_o}{C_o} = \frac{C}{C_o} - 1 \quad (1.2)$$

La razón entre la capacitancia C y la capacitancia C_o se conoce como permitividad relativa, ϵ_r . Esto se expresa en la Ecuación 1.3:

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_o} \quad (1.3)$$

Al usar las definiciones de χ y ϵ_r , en la Ecuación 1.1, se obtiene la Ecuación 1.4:

$$\vec{p} = \epsilon_0(\epsilon_r - 1)\vec{E} \quad (1.4)$$

1.3.1.2 Respuesta en frecuencia de dieléctricos

En el caso de que un campo eléctrico varíe en el tiempo, $\vec{E}(\omega, t)$, la polarización inducida en un dieléctrico, $\vec{p}(\omega, t)$, se define con la Ecuación 1.5 [8]:

$$\vec{p}(\omega, t) = \epsilon_0 \cdot \chi(\omega) \cdot \vec{E}(\omega, t) \quad (1.5)$$

Un campo variable en el tiempo se puede resolver en campos sinusoidales con la transformada de Fourier [10]. Como la reacción del material al campo eléctrico no es instantánea, los valores de polarización y de la permitividad relativa dependen de la facilidad con la que los momentos dipolares se reorienten a sí mismos cuando la dirección del campo varía [8]. En otras palabras depende de la estructura interna del material aislante y de la no homogeneidad del campo aplicado. El tiempo que toma la reorientación se conoce como tiempo de relajación. Dado que las relajaciones están relacionadas con la agitación térmica, la frecuencia de relajación, f , del material es una función de la temperatura [8].

También es importante mencionar que ϵ , al igual que la susceptibilidad y la capacitancia, son números complejos. En la Ecuación 1.6 se indican las componentes reales e imaginarias de la permitividad compleja [10]:

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' = (\epsilon'_r - j\epsilon''_r)\epsilon_0 \quad (1.6)$$

Donde ϵ'_r se denomina constante dieléctrica y ϵ''_r representa las pérdidas [10]. Con estas magnitudes es posible calcular la tangente del ángulo de pérdidas δ , también conocido como factor de disipación FD, mediante la Ecuación 1.7 [10]:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (1.7)$$

La comparación entre la susceptibilidad y la permitividad relativa complejas demuestra que $\chi'' = \varepsilon_r''$ y $\chi' = \varepsilon_r' - 1$ [9].

La ventaja de considerar la tangente delta es su característica de no depender de la geometría. La Ecuación 1.3 se reescribe en el dominio de la frecuencia en la Ecuación 1.8 [11], y de ella se extrae que la capacitancia compleja, al escribirse en términos de la permitividad compleja $\varepsilon(\omega)$, también varía con la frecuencia.

$$C^* = C_0 \varepsilon(\omega) \quad (1.8)$$

Donde C_0 , denominada capacitancia en vacío o capacitancia geométrica, es la capacitancia entre los electrodos sin ningún dieléctrico entre ellos [11].

En la Ecuación 1.9 se muestra la parte real e imaginaria de la capacitancia compleja [11]:

$$C^* = C' - jC'' \quad (1.9)$$

Al igual que ε_r'' , C'' también representa las pérdidas en el material [11].

La tangente δ también se puede calcular con ambas componentes de la capacitancia compleja, a través de la Ecuación 1.10 [11]:

$$\tan \delta = \frac{C''}{C'} \quad (1.10)$$

1.3.1.3 Pérdidas en dieléctricos

Cuando se aplica un voltaje a un dieléctrico ideal, existe una corriente que lo circula con un desfase de 90 grados. En los dieléctricos reales, aparte de esa corriente, puede fluir otra corriente en fase con el campo aplicado. Esta última indica una pérdida de conductividad en el material [9] y es de carácter resistivo. La relación entre la componente resistiva y capacitiva de la corriente que circula por el dieléctrico es el factor de disipación (FD). Si se conoce la impedancia del dieléctrico, el FD o tangente delta se halla mediante la razón entre la resistencia efectiva R y la reactancia capacitiva X [12], tal como se muestra en la Ecuación 1.11, o puede hallarse mediante las ecuaciones 1.7 o 1.9.

$$\tan \delta = \frac{R}{X} \quad (1.11)$$

El ángulo de pérdidas δ es una magnitud importante cuando se aplica voltaje alterno, y más aún cuando se aplican altas frecuencias. En bajas frecuencias δ es más trascendental en condensadores y cables, mientras que a altas frecuencias, todos los

aislamientos de un equipo deben ser estudiados desde este punto de vista [13]. En resumen, δ es un parámetro importante que sirve para caracterizar la idealidad de un dieléctrico [7].

Los valores de tangente delta no son los mismos en el interior del aislante si este no es homogéneo o si el campo es heterogéneo [14]. El factor de pérdidas también depende de la frecuencia; generalmente llega a un máximo y luego muestra un comportamiento inversamente proporcional a la frecuencia, tal como se observa en la Figura 1.2. Otros factores que producen un cambio en el FD son: la temperatura, la humedad y el voltaje aplicado [14].

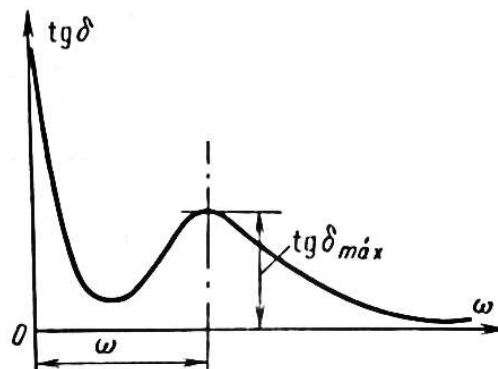


Figura 1.2. Dependencia teórica del FD en función de la frecuencia del voltaje aplicado a un dieléctrico. [14]

1.3.2 HERRAMIENTAS DE ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

1.3.2.1 Transformada de Fourier

Jean Baptiste Joseph Fourier es el precursor de la transformada de Fourier. En el año 1822 introdujo la solución de la ecuación del calor en el libro llamado “The Analytical Theory of Heat”. El núcleo principal de la idea de Fourier era que cada función periódica podía ser bien aproximada por una combinación lineal de términos senoidales y cosenoidales [15]. Posteriormente el método se expandiría para funciones no periódicas, llegando al desarrollo de la transformada de Fourier.

Existe mucha información valiosa que no puede ser vista en el dominio del tiempo, pero que si puede estudiarse en el dominio de la frecuencia. De ahí la utilidad de la transformada de Fourier, que permite la representación de señales de dominio temporal en el dominio de la frecuencia para un análisis más profundo [16]. El resultado de la

transformación son los coeficientes de Fourier [17], que representan la contribución de las señales senoidales para cada frecuencia.

La definición matemática de la transformada está dada por la Ecuación 1.12:

$$\hat{f}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega t} f(t) dt \quad (1.12)$$

Donde:

$f(t)$: función integrable en el tiempo

$\hat{f}(\omega)$: el espectro de frecuencia de la señal $f(t)$.

También se puede representar de forma polar para determinar los componentes fasoriales con la Ecuación 1.13:

$$\hat{f}(\omega) = R(\omega) + iX(\omega) = A(\omega) \exp \{i\theta(\omega)\} \quad (1.13)$$

Donde:

$A(\omega) = |\hat{f}(\omega)|$ es la amplitud del espectro.

$\theta(\omega) = \arg\{\hat{f}(\omega)\}$ es la fase del espectro. [18]

Por otro lado, la transformada inversa de Fourier está dada por la Ecuación 1.14:

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega t} \hat{f}(\omega) d\omega \quad (1.14)$$

Se puede notar que las ecuaciones 1.12 y 1.14 son simétricas.

1.3.2.1.1 Transformada Discreta de Fourier (TDF)

Las ecuaciones presentadas en el apartado anterior son útiles cuando se trabaja con modelos matemáticos [19], pero cuando se trabaja con señales adquiridas punto a punto se requiere de modelos discretos y finitos. Cualquier instrumento digital de medición utiliza esta técnica [20]. La TDF por tanto es útil para su aplicación en dispositivos de cálculo digital.

La TDF está descrita por la Ecuación 1.15:

$$\hat{f}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} f(t_k) w^{-nk} \quad (1.15)$$

Donde:

$f(t_k)$: señal discretizada.

N : número de puntos de $f(t_k)$.

$$w = e^{\frac{2\pi j}{N}}$$

La transformada inversa se muestra en la Ecuación 1.16 [18]:

$$f(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f(k) w^{nk} \quad (1.16)$$

Siendo $f(n)$ la señal en tiempo discreto.

Las principales aplicaciones de la TDF son: [21]:

- Estimación espectral.
- Determinación de la salida temporal de un sistema LTI cuando la entrada o respuesta al impulso es extensa.
- Estimación de la función de transferencia de un sistema desde su respuesta en frecuencia.

Esta última resulta interesante en el campo de la ingeniería eléctrica.

1.3.2.1.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

La transformada rápida de Fourier o FFT por sus siglas en inglés (Fast Fourier Transform), es un algoritmo computacional utilizado para calcular la transformada discreta de Fourier [22] en menor tiempo y número de operaciones. La transformada discreta requiere N^2 multiplicaciones pero el algoritmo de la FFT se pueden reducir dichas multiplicaciones a un número proporcional a $N \log_2 N$ [18]. Por ejemplo para $N=8$ serían 64 multiplicaciones, y al utilizar algún algoritmo de la FFT serían 24.

Si bien hay una amplia variedad de algoritmos, la gran mayoría de FFT implementadas emplean una variación del algoritmo presentado por Cooley-Tukey en 1965. Aunque la diferencia en el número de operaciones aritméticas para vectores cuyo número de puntos es potencia de 2, entre el algoritmo de Cooley-Tukey ($5N \log_2 N$) y el algoritmo de menor operaciones conocido ($\frac{34}{9} N \log_2 N$) es de solo 25% [23].

1.3.2.2 Transformada wavelet

La transformada wavelet es una herramienta matemática desarrollada a mediados de la década de 1980. En comparación con la transformada de Fourier es más eficiente cuando se analizan señales no estacionarias con transitorios rápidos de banda ancha. [24]

Desde el punto de vista semántico "Wavelet" es una onda pequeña. Varios autores prefieren el término ondellete, ondícula u ondita, sin embargo, al no existir consenso del término en español [25], se utilizará la palabra "wavelet" a lo largo de este trabajo.

Las wavelets se generan a partir de una función única, llamada wavelet madre, a través de operaciones de traslación, o desplazamiento en el tiempo, y dilatación, o modificación de la escala [26], según la Ecuación 1.20, tal como se ve en la Figura 1.3; lo que permite estudiar una señal en el dominio tiempo- frecuencia. El análisis temporal se realiza con una wavelet modelo contraída, de alta frecuencia, mientras que el estudio frecuencial se realiza con una wavelet modelo dilatada y de baja frecuencia [16].

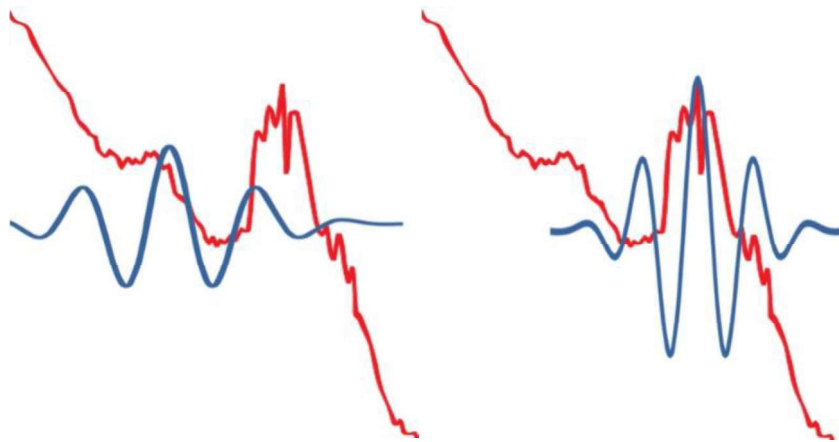


Figura 1.3. Dilatación y desplazamiento de una wavelet. Imagen tomada de [27].

Desde el punto de vista matemático una función Ψ que satisface la Ecuación 1.17 [26]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi(t) dt = 0 \quad (1.17)$$

representa una wavelet porque esta condición implica que Ψ cambia de signo en $(-\infty, \infty)$ y desaparece en $-\infty$ y $+\infty$.

La condición de admisibilidad de una wavelet está dada por la Ecuación 1.18 [26],

$$0 < C_{\Psi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\hat{\Psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (1.18)$$

donde $\hat{\Psi}(\omega)$ es la transformada de Fourier de la wavelet. Además, si $\Psi \in L^2(\mathbb{R})$ y satisface la Ecuación 1.17 o algunas veces la Ecuación 1.18, entonces se denomina wavelet Madre [26].

1.3.2.2.1 Transformada Wavelet Continua

La transformada wavelet continua de una función $f(t) \in Z$ es una descomposición de $f(t)$ en un conjunto de wavelets $\Psi_{b,a}(t)$, y está definida por la Ecuación 1.19:

$$W_f(b, a) = \int f(t) \Psi_{b,a}^*(t) dt, \quad b \in \mathbb{R}, a \in \mathbb{R} \setminus \{0\} \quad ($$

1.19)

La Ecuación 1.20 permite obtener wavelets a partir de la wavelet madre $\Psi(t)$:

$$\Psi_{b,a}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (1.20)$$

Donde:

a : factor de escala

b : el factor de traslación.

Las wavelets son dilatadas si la escala $a > 1$ y contraídas cuando $a < 1$. Todas las wavelets generadas a partir de $\Psi_{b,a}(t)$ tendrán la misma forma, a pesar de que sean trasladadas o contraídas [24].

1.3.2.2.2 Transformada Wavelet Discreta (TWD)

Muchas veces se requiere trabajar con señales que vienen dadas por un conjunto finito de datos. Para su análisis es necesario utilizar la transformada wavelet discreta, en donde los parámetros a y b , se discretizan de la siguiente manera:

$$a = a_0^m \text{ y } b = a_0^m n b_0; \quad a_0 > 1 \text{ y } b_0 > 0$$

La transformada wavelet discreta de f está dada por la Ecuación 1.21:

$$f(m, n) = (Wf)(m, n) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \Psi_{m,n}^*(x) dx \quad (1.21)$$

Donde las wavelets están dadas por la función que se muestra en la Ecuación 1.22:

$$\Psi_{m,n}(x) = a_0^{-\frac{m}{2}} \Psi(a_0^{-m} x - n b_0) \quad (1.22)$$

Aunque generalmente $a_0 = 2$ y $b_0 = 1$ [28]; Por tanto las wavelets toman la forma de la Ecuación 1.23:

$$\Psi_{m,n}(x) = 2^{-\frac{m}{2}} \Psi(2^{-m} x - n) \quad (1.23)$$

Siendo m y n enteros que dilatan y trasladan la wavelet madre para generar wavelets.

Para analizar los datos en diferentes resoluciones, se usa la Ecuación 1.24:

$$\varphi(x) = \sum_{k=-1}^{N-2} (-1)^k c_{k+1} \Psi(2x + k) \quad (1.24)$$

Donde:

φ : función de escala para la wavelet madre.

c_k : coeficientes de wavelet.

Una función $f \in L^2(\mathbb{R})$ se puede determinar completamente por su transformada discreta wavelet mediante la Ecuación 1.25 o de reconstrucción, si las wavelets forman una base ortonormal en $L^2(\mathbb{R})$ [26].

$$f(x) = \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} (Wf)(m,n) \Psi_{m,n} \quad (1.25)$$

O en términos de la función escala con la Ecuación 1.26:

$$f(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \varphi_n(x) + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_{m,n} \Psi_{m,n} \quad (1.26)$$

Donde los coeficientes c_n y $d_{m,n}$ vienen dados por Ecuación 1.27 y Ecuación 1.28:

$$c_n = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \varphi_n(x) dx \quad (1.27)$$

$$d_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \Psi_{m,n}(x) dx \quad (1.28)$$

Los resultados finales serán distintos según el tipo de wavelet madre. Por tal motivo se debe considerar la elección de la wavelet madre, como una etapa dentro del estudio con wavelets [29]. En la siguiente sección se indican los tipos de wavelets más usados.

1.3.2.2.3 Tipos de Wavelets

1.3.2.2.3.1 Wavelet Haar [26]

La wavelet Haar, que se muestra en la Figura 1.4, está localizada en el tiempo y desaparece fuera de un intervalo finito, pero no es continua y por tanto es no derivable.

$$\Psi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \frac{1}{2} \\ -1, & \frac{1}{2} \leq t < 1 \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases}$$

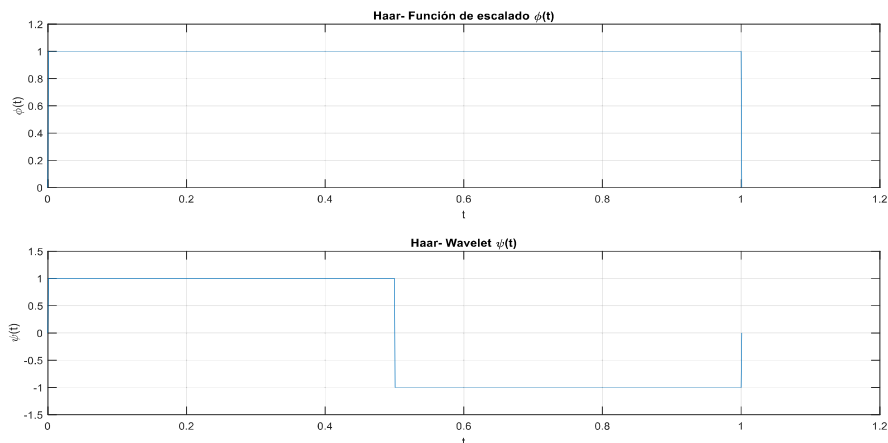


Figura 1.4. Wavelet Haar. Imagen elaborada por el autor.

Claramente esta función cumple con la Ecuación 1.17.

1.3.2.2.3.2 Wavelet Shanon [26]

Se muestra en la Figura 1.5, y está definida a través de la transformada de Fourier:

$$\widehat{\Psi}(\omega) = \chi_I(\omega) := \begin{cases} 1, & \omega \in I \\ 0, & \omega \in \mathbb{R} \setminus I, \end{cases}$$

Donde: $I = [-2\pi, -\pi] \cup [\pi, 2\pi]$.

Tiene localización temporal pobre, pero su transformada de Fourier tiene buena localización frecuencial y soporte compacto.

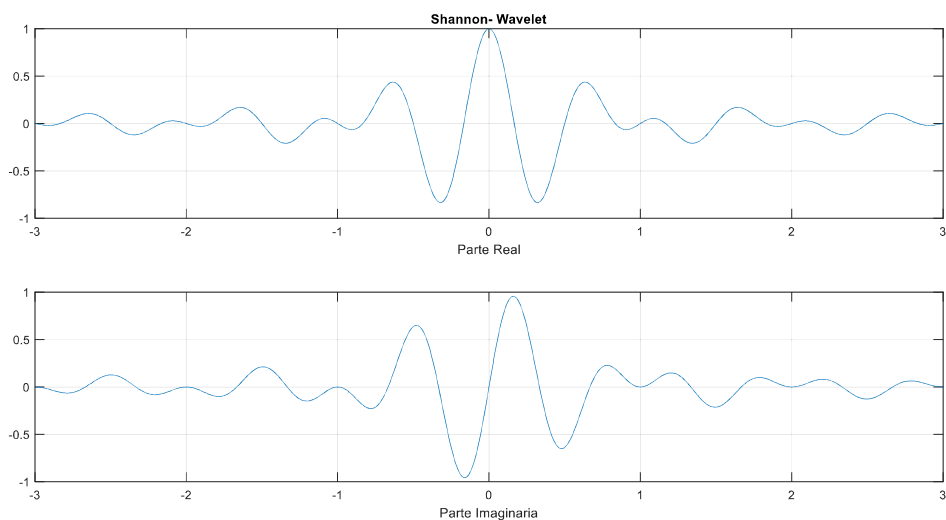


Figura 1.5. Wavelet Shanon. Imagen elaborada por el autor.

1.3.2.2.3.3 Wavelet Mexican Hat [26]

Es una función bien localizada en el dominio del tiempo,

$$\Psi(t) = (1 - t^2)e^{-\frac{t^2}{2}}$$

y frecuencia,

$$\hat{\Psi}(\omega) = \sqrt{2\pi}\omega^2 e^{-\frac{\omega^2}{2}}$$

En la Figura 1.6 se muestra la función en el dominio del tiempo.

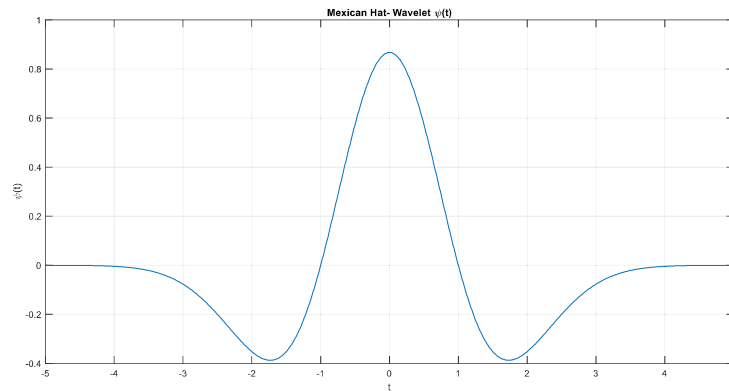


Figura 1.6. Wavelet Mexican Hat. Imagen elaborada por el autor.

A continuación se indican mediante figuras otros tipos de wavelets: en la Figura 1.7, la wavelet Symlet 4; en la Figura 1.8, la Daubechies 10; en la Figura 1.9, las wavelets Biorotogonal 3 y Meyer; por último en la Figura 1.10 se muestran las wavelets de Morlet y de Coiflet.

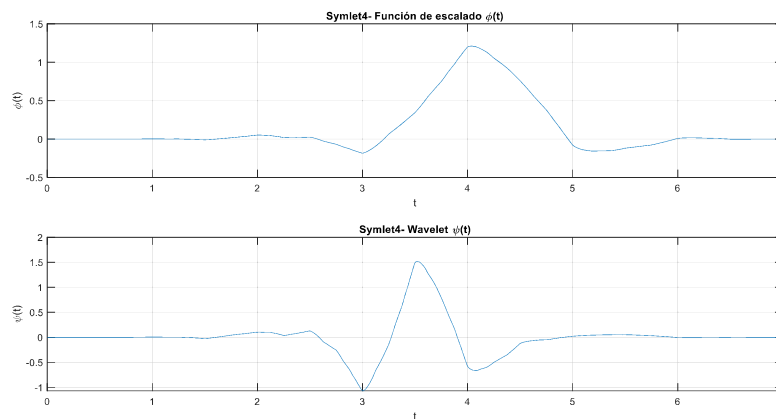


Figura 1.7. Wavelet Symlet 4. Imagen elaborada por el autor.

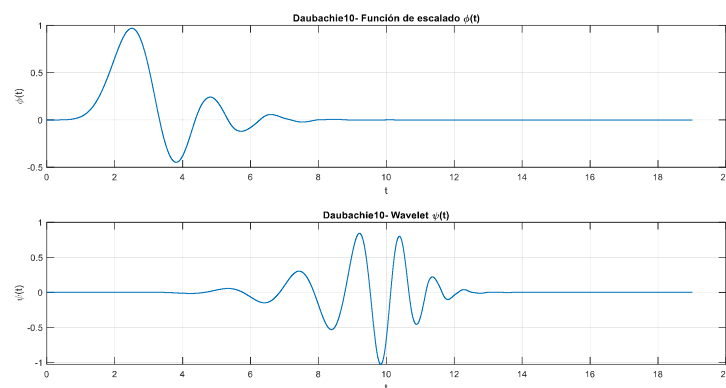


Figura 1.8. Wavelet Daubechies 10. Imagen elaborada por el autor.

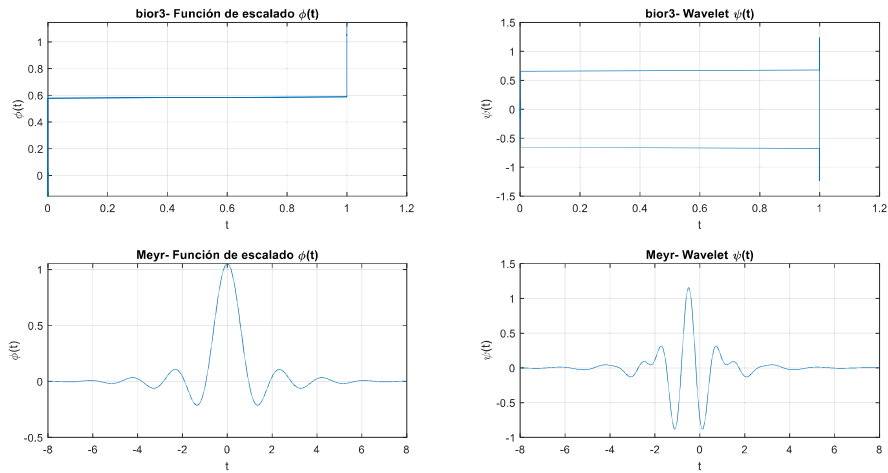


Figura 1.9. Wavelets Biortogonal 3 y Meyer. Imagen elaborada por el autor.

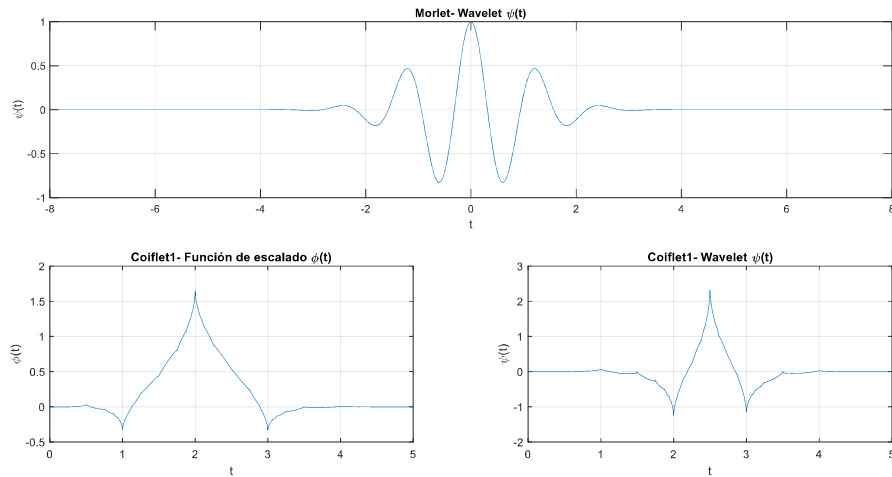


Figura 1.10. Wavelets Morlet y Coiflet. Imagen elaborada por el autor.

1.3.2.2.4 Reducción de ruido a base de Wavelets

La reducción de ruido se puede lograr en tres etapas [28]:

1. Descomposición: se analiza la señal utilizando la transformada wavelet discreta y se obtienen los coeficientes según las Ecuaciones 1.27 y 1.28.
2. Umbralización o contracción: se aplica un tipo de umbral especificado que puede ser duro, suave o mixto [30]; independiente o dependiente de un intervalo.
3. Reconstrucción: se reconstruye la señal con la Ecuación 1.25, a partir de los coeficientes wavelet que pasaron por la umbralización.

Siguiendo la metodología aplicada en [28], se explica el proceso de reducción de ruido utilizando la señal ideal discreta, s , de la Figura 1.11.

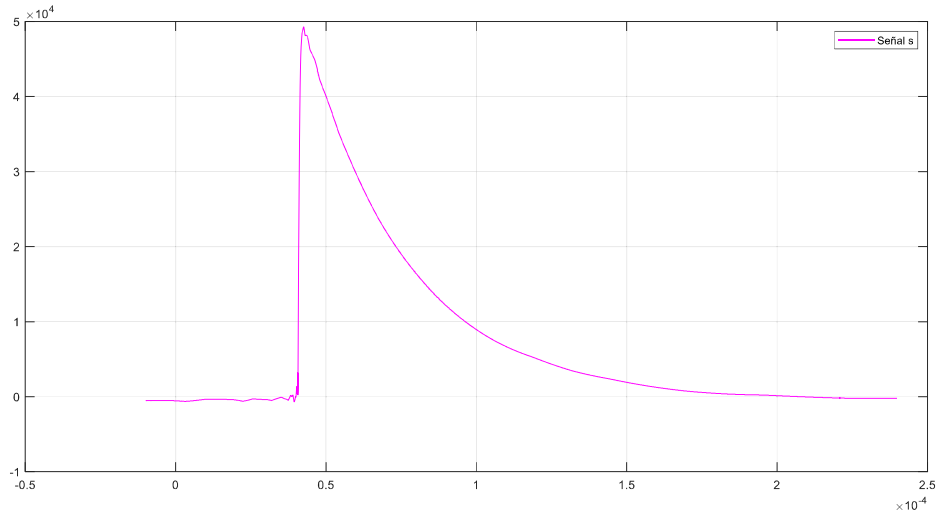


Figura 1.11. Señal discreta s . Imagen elaborada por el autor.

Al aplicar la TWD a s , se obtienen los coeficientes c wavelet y de escala, que se pueden expresar de forma matricial según la Ecuación 1.29:

$$c = Ws \tag{1.29}$$

donde W es la matriz de componentes wavelet, que dependerá de la wavelet elegida. Resolviendo para s , se obtiene la Ecuación 1.30, que indica la posibilidad de reconstruir la señal s con los coeficientes wavelet c .

$$s = W^T c \tag{1.30}$$

Cuando la señal s , se distorsiona con la señal de ruido r , de la Figura 1.12, se obtiene la señal \tilde{s} , de la Figura 1.13.

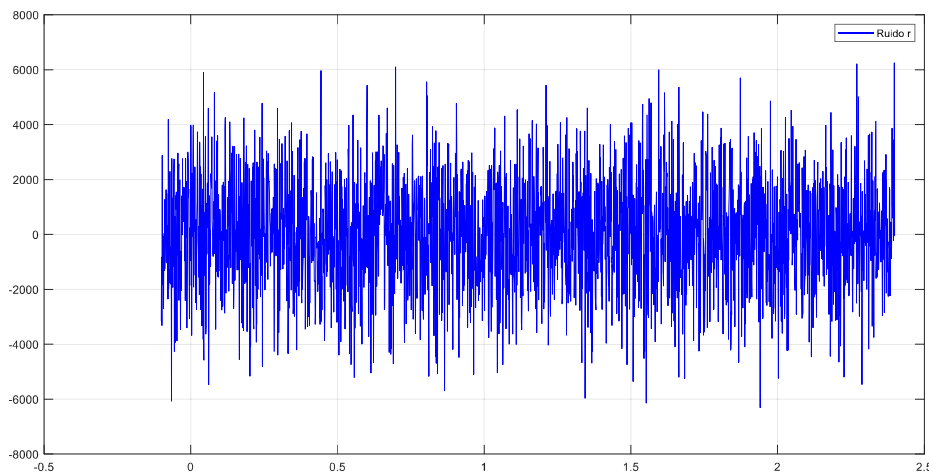


Figura 1.12. Señal de ruido r . Imagen elaborada por el autor.

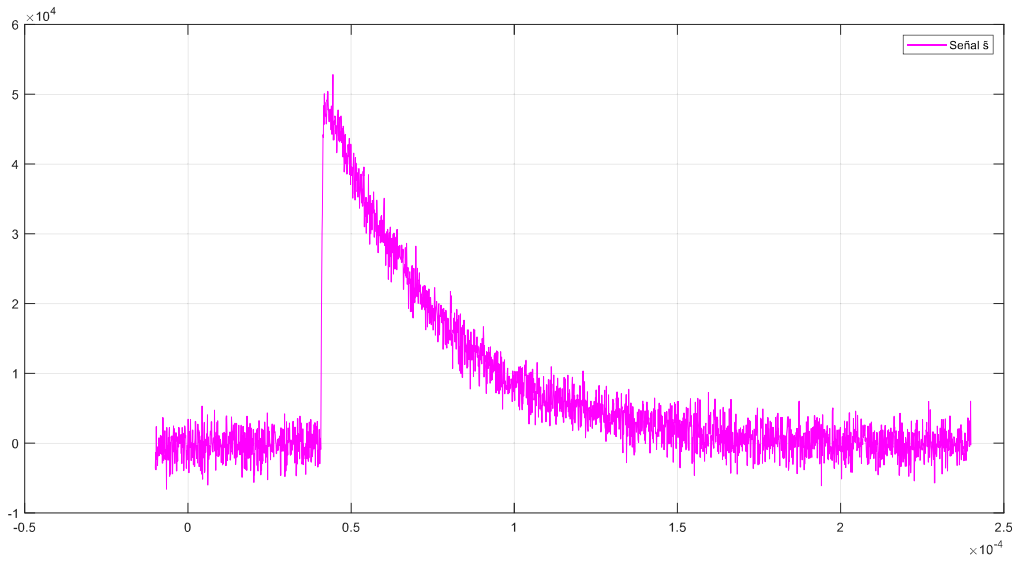


Figura 1.13. Señal distorsionada \tilde{s} . Imagen elaborada por el autor.

Para eliminar r de \tilde{s} , se aplica una transformación no lineal T a los coeficientes wavelet de \tilde{s} , denominados \tilde{c} , obteniendo los coeficientes \bar{c} , tal como se ve en la Ecuación 1.31:

$$\bar{c} = T(\tilde{c}) \quad (1.31)$$

Una vez que se obtienen los nuevos coeficientes, se reconstruye la señal \bar{s} aplicando la Ecuación 1.25, es decir la TWD inversa. La señal resultante \bar{s} se indica en la Figura 1.14.

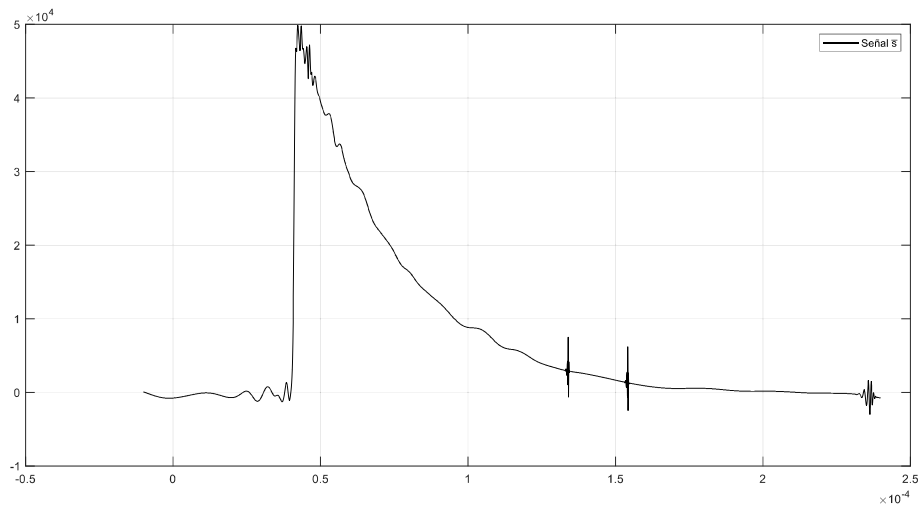


Figura 1.14. Señal \bar{s} , obtenida luego de la reducción de ruido wavelet aplicada a \tilde{s} . Imagen elaborada por el autor.

En la Figura 1.15. se comparan las señales s y \bar{s} , siendo la última el resultado del proceso de la reducción de ruido aplicado a \tilde{s} . Aquí se puede ver la eficacia del uso de la TWD para la reducción del ruido.

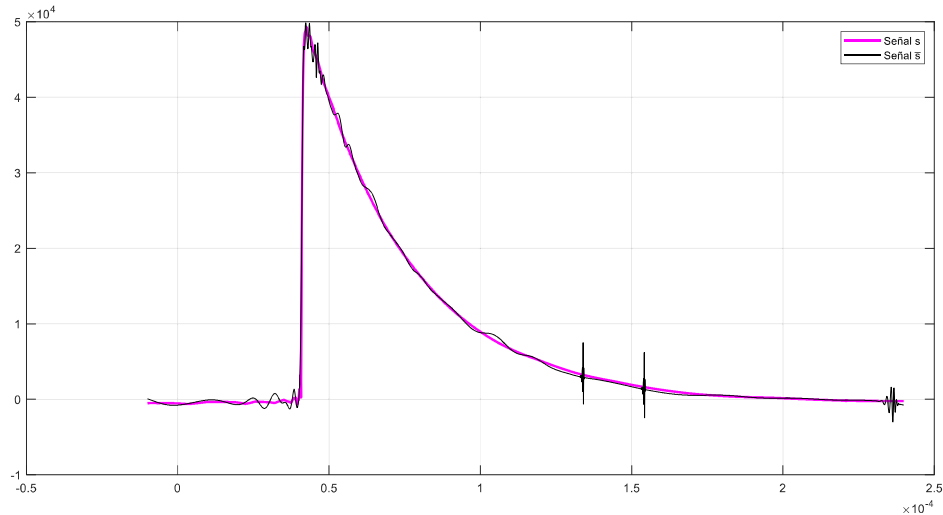


Figura 1.15. Señal s , en magenta. Señal resultante \bar{s} , en negro. Imagen elaborada por el autor.

1.3.3 ALTOS VOLTAJES DE IMPULSO

1.3.3.1 El impulso estándar

En los sistemas eléctricos de distribución y de transmisión la mayor parte de las perturbaciones son causadas por voltajes transitorios cuya amplitud excede los valores de operación normal. Los sobrevoltajes transitorios son causados generalmente por maniobras en el sistema eléctrico, así como también por descargas atmosféricas. Estos últimos provocan la aparición de amplitudes tan altas que pueden alcanzar los 1000 kV o más, causando muchas veces efectos no deseados para el sector eléctrico como el daño de elementos aislantes, corte del suministro eléctrico, explosiones e incendios [31].

A través de mediciones exhaustivas, los sobrevoltajes causados por rayo se han caracterizado como de corta duración (en el orden de los microsegundos). En vista de la necesidad de estudiar los voltajes de impulso se construyen generadores de impulso en los laboratorios. Para diferentes estudios, las normas nacionales e internacionales, como el estándar IEC 60, definen los voltajes de impulso estándar como un impulso aperiódico que alcanza su valor pico en 1.2 microsegundos y disminuye a la mitad de este en 50 microsegundos [32] tal como se muestra en la Figura 1.16.

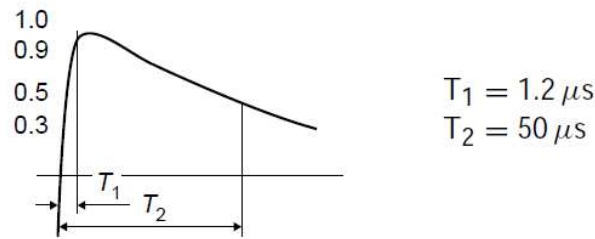


Figura 1.16 Impulso estándar. [32]

1.3.3.2 Generador de impulsos

Los circuitos de generación de voltajes de impulso se pueden clasificar en dos tipos: generadores de etapa simple y generadores multietapa. En este apartado se explicará de manera breve el funcionamiento de los circuitos de una sola etapa debido a que el modelo que se puede armar en el laboratorio pertenece a esta clase.

Para la generación de voltajes de impulso se utiliza el circuito básico que se observa en la Figura 1.17. Este consiste en un capacitor de impulso C_s , que se carga a un voltaje U_0 lentamente, a través de un rectificador de corriente alterna y de la resistencia de carga R_L . Las esferas de ignición denotadas por FS están separadas una distancia d . La distancia puede modificarse, y permite controlar la magnitud del voltaje de impulso obtenido en el capacitor C_b : a mayor distancia, mayor es el impulso resultante. Cuando el voltaje U_0 vence la rigidez dieléctrica del aire que separa las esferas se produce la descarga del capacitor C_s , a través del circuito formado por las resistencias de amortiguamiento y descarga (R_d y R_e respectivamente), y el capacitor de carga C_b . Si se desea invertir la polaridad del impulso, simplemente se debe invertir el rectificador G.

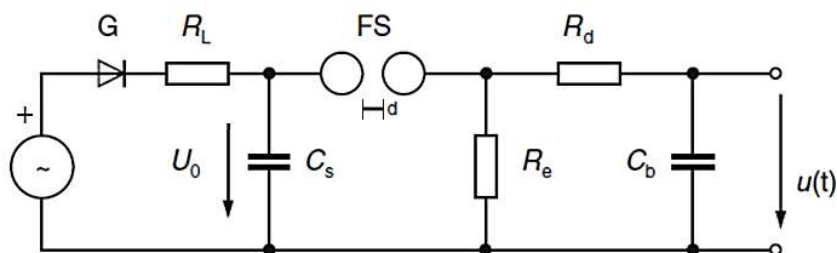


Figura 1.17. Circuito de etapa simple para generar impulsos hasta 300 kV. [33]

1.3.3.3 Análisis de respuesta en frecuencia FRA

Las pruebas con altos voltajes de impulso están orientadas, en su mayoría, a la aplicación en aisladores y transformadores. Aunque los mecanismos de estudio son distintos, se usan para el mismo fin: la evaluación del aislamiento. Hoy en día existe una normativa que indica las maneras en las que se deben realizar diferentes ensayos. Pero las pruebas FRA surgieron como una alternativa a los análisis de las señales en el dominio del tiempo, debido a que éstas adolecen de la sensibilidad necesaria para detectar fallas [34].

FRA, o análisis de respuesta en frecuencia, es una técnica usada para monitorear la condición de los transformadores [35]. Consiste en medir la admitancia o impedancia de los elementos capacitivos e inductivos que componen los devanados del transformador. La interpretación del estudio FRA se basa en una comparación visual de las respuestas en frecuencia previamente medidas en la misma unidad, una idéntica o entre mismas fases de un transformador trifásico. Debido a su gran utilidad, en los últimos 15 años, se han publicado interpretaciones de los resultados para hacerla más objetiva y cuantitativa [36].

Existen dos métodos FRA según la naturaleza de las señales inyectadas:

- Análisis de respuesta en frecuencia usando impulsos, IFRA
- Análisis de respuesta en barrido de frecuencia, SFRA.

En el primero se usa una señal no periódica como entrada, que se aplica en cualquiera de las terminales disponibles de un transformador. Su máximo valor alcanza cientos de voltios [35] y el ancho de banda de la frecuencia alcanza los 300 kHz.

Generalmente la función de respuesta en frecuencia está definida como la relación entre las transformadas de Fourier de la salida y de la entrada de un sistema. Pero últimamente, para el análisis frecuencial se ha propuesto utilizar la transformada continua Wavelet en vez de la transformada discreta de Fourier, ya que mejora la repetitividad y eliminación de resonancias para media y alta frecuencia [37]. Al ser compleja, puede representarse de varias maneras, aunque la representación más usada es en módulo y fase.

Para realizar un estudio FRA se deben tener en cuenta las siguientes modificaciones de la respuesta en frecuencia:

- Cambios en las formas de onda

- Aparición de nuevas frecuencias de resonancia.
- Supresión de una frecuencia de resonancia.
- Desplazamientos de las frecuencias de resonancias.

Con respecto a las gráficas FRA, es muy común que los valores de admitancia o impedancia versus frecuencia se muestren en decibeles (dB). Esto facilita la inspección de resonancias y simplifica la visualización de los cambios exponenciales de admitancias o impedancias. Las gráficas también se pueden presentar en términos de Ohmios o Siemens versus la frecuencia [38].

2 METODOLOGÍA

El trabajo está dividido en dos estudios: uno aplicando alto voltaje de frecuencia industrial (AVFI), y otro aplicando alto voltaje de impulso (AVI). Además los materiales que se someten a pruebas son los disponibles en el laboratorio de alto voltaje como: Líquidos dieléctricos como el aceite, sólidos dieléctricos como el papel, aisladores de cerámica, entre otros.

2.1 MATERIALES AISLANTES Y DISPOSICIÓN DE ELECTRODOS

En este capítulo se detallan las características de los aislantes que se someten a alto voltaje de frecuencia industrial y de impulso, junto con la disposición de los electrodos.

2.1.1 CONEXIÓN DE LAS MUESTRAS

Se definen los puntos eléctricos a y b como los puntos de conexión entre el aislante y el circuito de medición. El punto a, representa el electrodo que recibirá alto voltaje, mientras que el punto b, representa el electrodo que se conectará a tierra a través de una

resistencia. Los electrodos se denominan según el punto al que se encuentren conectados, tal como se muestra en la Figura 2.1.

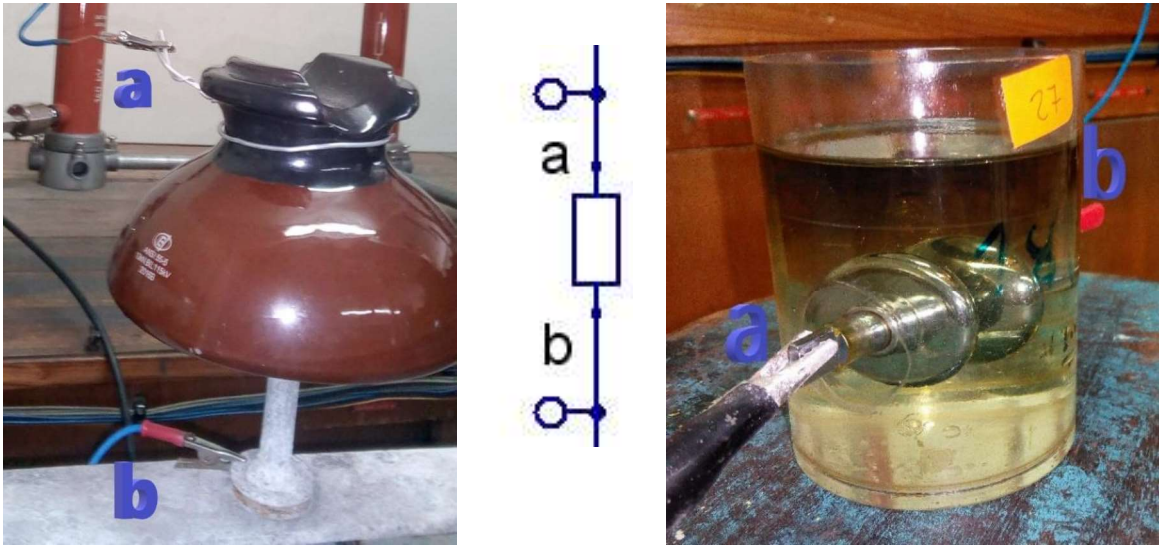


Figura 2.1. Puntos de conexión de los aislantes y denominación de electrodos.

2.1.2 MUESTRAS Y ELECTRODOS

En la Tabla 2.1 se detallan las muestras y el tipo de electrodos que se usarán en las pruebas de alto voltaje.

Tabla 2.1. Muestras y disposición de electrodos.

	<p>Zapatos Dieléctricos</p> <p>Zapatos de seguridad dieléctricos de cuero hidrofugado, con punta de policarbonato.</p> <p>Cumple con las especificaciones de la norma: ASTM F 2413-11 M I/75 C/75 EH PR. Nivel de aislamiento: 18 kV</p> <p>Electrodos: a: Balines de acero. b: Lámina de cobre.</p> <p>Voltaje de Prueba: AVI.</p>
--	--

	<p>Botas Dieléctricas</p> <p>Botas de seguridad tipo EH. Cumple con la norma: ASTM F 2413-18, F2412-18 A Nivel de aislamiento: 20 kV</p> <p>Electrodos: a: Balines de acero b: Lámina de cobre</p> <p>Voltaje de Prueba: AVFI.</p>
	<p>Casco Dieléctrico</p> <p>Casco de seguridad tipo 1, clase 1, que cumple con la norma ANSI/ISEA Z89.1 Nivel de aislamiento: 20 kV</p> <p>Electrodos: a: Balines de acero b: Lámina de cobre.</p> <p>Voltaje de Prueba: AVFI.</p>
	<p>Barra aislante</p> <p>Formada por papel dieléctrico; está en uso desde 1966 [39]. Nivel de aislamiento AC: 100 kV Nivel de aislamiento DC: 140 kV Longitud: 1 m</p> <p>Electrodos: La barra incluye terminaciones de aluminio que se usan como electrodos.</p> <p>Voltaje de Prueba: AVFI.</p>



Aceite Dieléctrico

Aceite aislante mineral Tipo 1, con contenido antioxidante menor o igual a 0,08% en peso.
 Nivel de aislamiento según la norma IEC 60156: 70 kV, y según ASTM- D 877 >30 kV.

Características:

Aspecto visual: Claro y brillante.
 Resistividad volumétrica: $2 \times 10^{15} \Omega \cdot cm$
 Punto de inflamación: 145 ° C mín.
 Voltaje de ruptura de impulso: 145 kV mín.
 Factor de potencia máximo a 60 Hz: 0,05

Electrodos:

a y b: Semiesféricos de latón pulido que cumplen con las especificaciones VDE y cuyo diámetro es de 36 mm. La separación entre electrodos es 2 mm.

Voltaje de Prueba: AVFI y AVI



Aislador ANSI 55-4

Distancias en pulgadas:

Distancia de fuga: 12
 Distancia de arco en seco: 6- 1/4
 Mínima altura del perno pin: 6

Valores eléctricos en kV:

Descarga de baja frecuencia en seco: 85
 Descarga de baja frecuencia en húmedo: 45
 Impulso positivo crítico de descarga: 140
 Impulso negativo crítico de descarga: 170
 Voltaje de rotura de baja frecuencia: 115

Electrodos:

a: Conductor de aluminio.
 b: Cruceta de acero galvanizado.

Voltaje de Prueba: AVI.



Aislador ANSI 55-5

Distancias en pulgadas:

Distancia de fuga: 15
 Distancia de arco en seco: 8
 Mínima altura del perno pin: 7-1/2

Valores eléctricos en kV:

Descarga de baja frecuencia en seco: 100
 Descarga de baja frecuencia en húmedo: 50
 Impulso positivo crítico de descarga: 150
 Impulso negativo crítico de descarga: 170
 Voltaje de rotura de baja frecuencia: 135


Electrodos:

a: Conductor de aluminio.
 b: Cruceta de acero galvanizado.

	<p>Voltaje de Prueba: AVI.</p> <p>Aislador ANSI 56-1</p> <p>Distancias en pulgadas: Distancia de fuga: 13 Distancia de arco en seco: 7 Mínima altura del perno pin: 6</p> <p>Valores eléctricos en kV: Descarga de baja frecuencia en seco: 95 Descarga de baja frecuencia en húmedo: 60 Impulso positivo crítico de descarga: 150 Impulso negativo crítico de descarga: 190 Voltaje de rotura de baja frecuencia: 130</p> <p>Electrodos: a: Conductor cobre. b: Cruceta de acero galvanizado.</p> <p>Voltaje de Prueba: AVFI.</p>
	<p>Aislador ANSI 56-2 [40]</p> <p>Distancias en pulgadas: Distancia de fuga: 17 Distancia de arco en seco: 8 Mínima altura del perno pin: 7</p> <p>Valores eléctricos en kV: Descarga de baja frecuencia en seco: 110 Descarga de baja frecuencia en húmedo: 70 Impulso positivo crítico de descarga: 175 Impulso negativo crítico de descarga: 225 Voltaje de perforación de baja frecuencia: 145</p> <p>Electrodos: a: Conductor de aluminio. b: Cruceta de acero galvanizado.</p> <p>Voltaje de Prueba: AVFI.</p>

En la Tabla 2.2 se indica el origen de varios aceites usados en el estudio de alto voltaje de impulso. Las muestras fueron tomadas en noviembre del año 2018.

Tabla 2.2. Origen de los aceites usados para el estudio AVI

	<p>Muestra de aceite nuevo</p> <p>Muestra de aceite dieléctrico IEC, cuyas especificaciones se proporcionaron en la Tabla 2.1.</p> <p>Año de la muestra: 2018</p>
---	--

	<p>Muestra 1</p> <p>Se obtuvo del transformador TR- WKV1, fabricado por MACE, S.A. de C.V.</p> <p>Datos de Placa del Transformador: Potencia: 4000 kVA Serie: 30241 Voltaje: 13,2 kV/690 V</p> <p>Año de instalación: 2011</p>
	<p>Muestra 8</p> <p>Se obtuvo del transformador auxiliar TR- WKV2, fabricado por MACE, S.A. de C.V.</p> <p>Datos de Placa del Transformador: Potencia: 100 kVA Serie: 30197 Voltaje: 13,2 kV/220 V</p> <p>Año de instalación: 2011</p>
	<p>Muestra 18</p> <p>Se obtuvo del transformador TR- E2, fabricado por ECUATRAN S.A.</p> <p>Datos de Placa del Transformador: Potencia: 3000 kVA Serie: 790308 Voltaje: 22- 13,2Y/7,62 kV</p> <p>Año de instalación: 2016</p>

Es importante mencionar que algunos aislantes se degradarán intencionalmente con agua o con una mezcla lodosa de ceniza que ha sido recogida de las actividades volcánicas registradas en Cotopaxi y Tungurahua en el año 2015 y 2016 respectivamente. El agua usada es la distribuida en el Distrito Metropolitano de Quito por la EPMAPS (Empresa Pública Metropolitana de Agua Potable y Saneamiento), y cumple con las especificaciones de la Norma INEN 1108 vigente.

2.2 ESTUDIO CON ALTO VOLTAJE DE FRECUENCIA INDUSTRIAL

Se aplica alto voltaje de frecuencia industrial (AVFI) a distintos materiales aislantes, tal como se muestra en la Figura 2.2. Para analizar la respuesta en frecuencia, se emplea la TDF en las señales temporales de corriente y voltaje. Así se pueden obtener varias características como: impedancia, admitancia, factores de disipación, entre otras, en el dominio de la frecuencia.

Para validar el método propuesto, los FDs obtenidos en el dominio de la frecuencia se comparan con los FDs obtenidos en el dominio del tiempo a través del método que se explica en la sección 2.2.2.

2.2.1 MÉTODO DE CONVERSIÓN AL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

2.2.1.1 Circuito de medición

Para medir la señal de voltaje se usa un divisor capacitivo, mismo que está conformado por el capacitor de transformación C_t y el capacitor $Corc$. La señal se observa en el canal 1 de un osciloscopio marca Tektronix, cuyas especificaciones se indican en la Tabla 2.3.

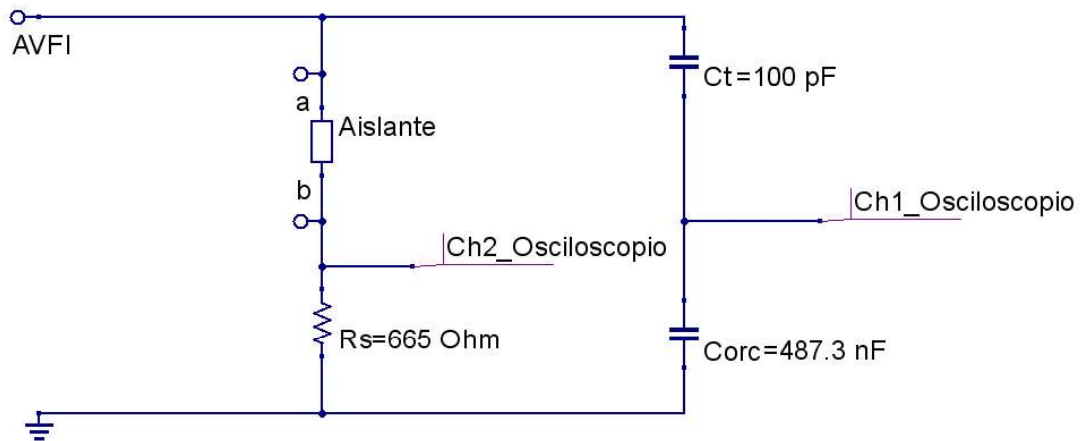


Figura 2.2. Circuito de medición al aplicar voltajes de frecuencia industrial.

Tabla 2.3. Características del osciloscopio Tektronix TDS1012B

Ancho de Banda	100 [MHz]
Canales	2
Velocidad de muestreo	1.0 [Gs/s]
Resolución	8 bits
Máximo voltaje de entrada	300 [Vrms]




De manera simultánea se mide el voltaje de la resistencia R_s , V_{rs} , mismo que se observa en el canal 2 del osciloscopio. El valor de la corriente I_{rs} que circula por el material aislante se calcula con la Ecuación 2.1. La magnitud de R_s es de 675Ω .

$$I_{rs} = \frac{V_{rs}}{R_s} \quad (2.1)$$

Las sondas utilizadas para captar las señales del canal 1 y 2 son una Tektronix P2200, y una Agilent 10076 respectivamente. Sus especificaciones se presentan en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4. Sondas de medición

Característica	Tektronix P2200	Agilent 10076 A
Atenuación	1x/10x	1x/100x
Ancho de Banda	200 [MHz]	500 [MHz]
Resistencia de entrada	10 [MΩ]	66.7 [MΩ]
Compensación	15- 25 [pF]	6 a 19 [pF]
Capacitancia de entrada	17 [pF]	3 [pF]
Fotografía:		

2.2.1.2 Adquisición de datos

En el osciloscopio, la adquisición de datos se efectúa con el modo promediado, que consiste en adquirir un número determinado de formas de onda, 4, 16 o 128, según el ajuste, para promediarlas y así obtener una onda menos ruidosa [41]. Se selecciona “128” como el número de promedios.

Para capturar la onda resultante, se inserta una memoria flash, de 1 Gbyte de almacenamiento al osciloscopio, ya que unidades de mayor espacio (superiores a 1 Gbyte) no son aceptadas. Luego se presiona el botón IMPRIMIR. El instrumento automáticamente guardará en ella un archivo de tipo CSV (comma separated values), que será útil para procesar las señales mediante un software computacional. Los datos guardados se exportan a Matlab para ser analizados.

2.2.1.3 Suavizado de las señales

Las medidas obtenidas con el osciloscopio presentan ruido que puede deberse a distintos factores, tanto internos como externos al instrumento de medición. Uno de los factores externos es el ruido presente en la red de suministro, también conocido como ruido eléctrico. Este se define como una señal no deseada, que se superpone al voltaje del sistema eléctrico, cuyo contenido espectral es menor a los 200 kHz [42]. Entre las causas del ruido eléctrico se tienen: circuitos de control, cargas con rectificadores de estado sólido, equipos de arco, entre otros; y puede afectar el funcionamiento de dispositivos electrónicos como los microcontroladores y controladores programables [43].

Dentro de los factores internos al instrumento de medición que pueden causar ruido se encuentra la cuantificación, ya que es un proceso no lineal [44]. Es decir, el ruido producido depende de los niveles digitales que posee un instrumento y puede ser significativo si el rango dinámico no está ajustado a la señal que se desea medir [45]. Además, en [46] se definen otros dos tipos de ruidos: la interferencia, que es efecto de una interacción entre campos eléctricos y magnéticos externos y el sistema de medición; y el ruido aleatorio que se produce por el movimiento aleatorio de los electrones y otros portadores de carga en conductores y componentes electrónicos.

Para intentar reducir el ruido de las señales medidas a 60 Hz se probaron dos métodos en Matlab. El primero fue el filtro suavizante de Savitzky-Golay que también se conoce como filtro de suavizado de mínimos cuadrados ya que minimiza el error de mínimos cuadrados al ajustar un polinomio con datos ruidosos. [47]

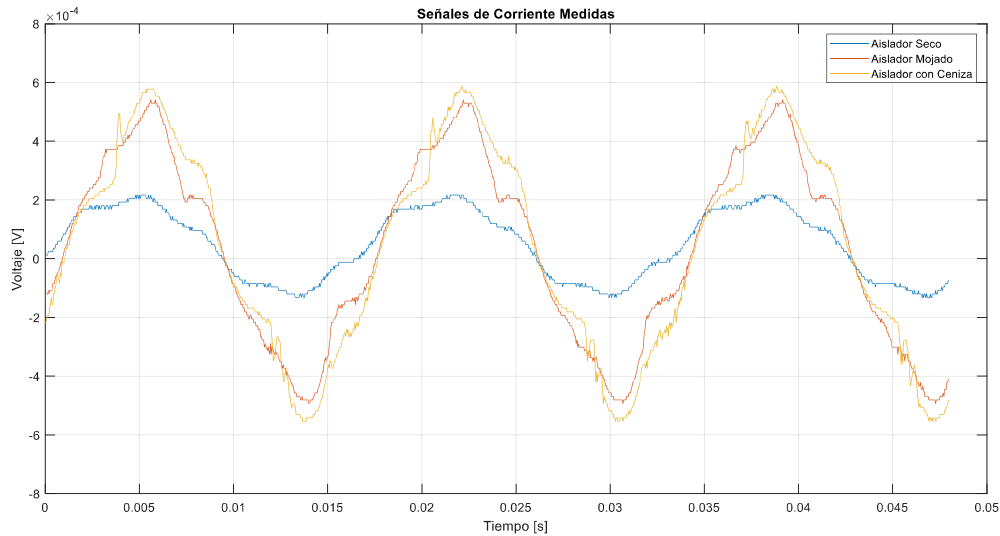


Figura 2.3. Señales de corriente medidas, al aplicar AVFI en un aislador clase ANSI 56-1.

En la prueba se usaron las señales medidas de corriente que se obtuvieron al aplicar AVFI en un aislador ANSI clase 56-1. Estas se muestran en la Figura 2.3. Sin embargo, se desestimó el uso de este filtro, debido a que elimina algunos picos de la señal que no son propiamente ruido, tal como se puede ver en la Figura 2.4.

La segunda alternativa fue aplicar la reducción de ruido wavelet. Como las señales de corriente obtenidas con el osciloscopio se promediaron 128 veces, la incidencia del método es casi imperceptible. Por lo que, en las mediciones de frecuencia industrial, se trabaja con las señales tal y como se adquieren en el osciloscopio.

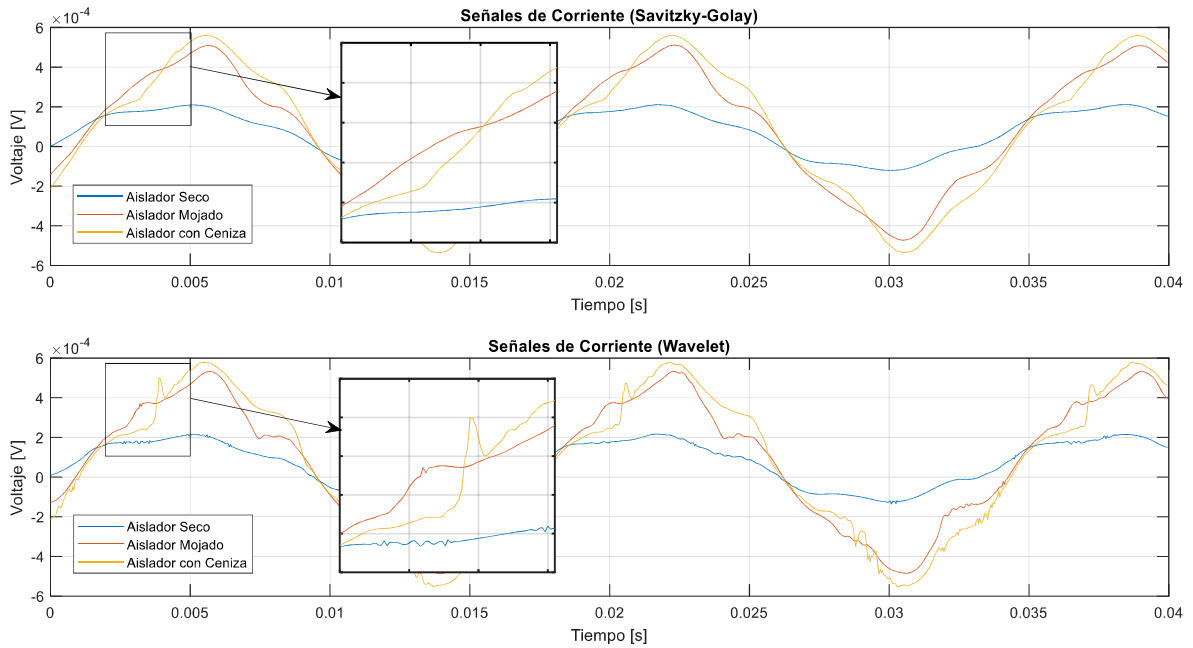


Figura 2.4. Señales corregidas con: Savitzky-Golay en la parte superior, y reducción de ruido wavelet en la parte inferior.

El método de reducción de ruido con la transformada wavelet se indicará más a fondo en la sección 2.3.4.1.

2.2.1.4 Conversión al dominio de la frecuencia y resultados.

Las señales obtenidas en el dominio del tiempo se llevan al dominio de la frecuencia a través de la transformada discreta de Fourier (TDF). Para agilizar el procesamiento se emplea el algoritmo de la transformada rápida de Fourier FFT cuyos fundamentos fueron descritos en el marco teórico. La función de Matlab que permite esto se denomina `fft`, y utiliza la Ecuación 1.14 para descomponer la señal. Conjuntamente se aplica el proceso de zero padding.

2.2.1.4.1 Zero Padding [48]

Es una técnica común asociada con las FFTs que sirve para añadir una cadena de ceros a los datos temporales con el propósito de que el número de puntos sea una potencia de dos. Como el espaciado de datos en el dominio de la frecuencia es inversamente proporcional al número de datos en el dominio del tiempo, el espectro resultante tendrá más puntos en el mismo rango de frecuencia. Las ventajas son una conversión sea más eficiente y una imagen mejorada en el dominio de la frecuencia. Para entender el efecto de zero padding se hallará el espectro la señal de voltaje discreta, `Voltaje_S`, de la Figura 2.5, cuya longitud es de 1200 puntos.

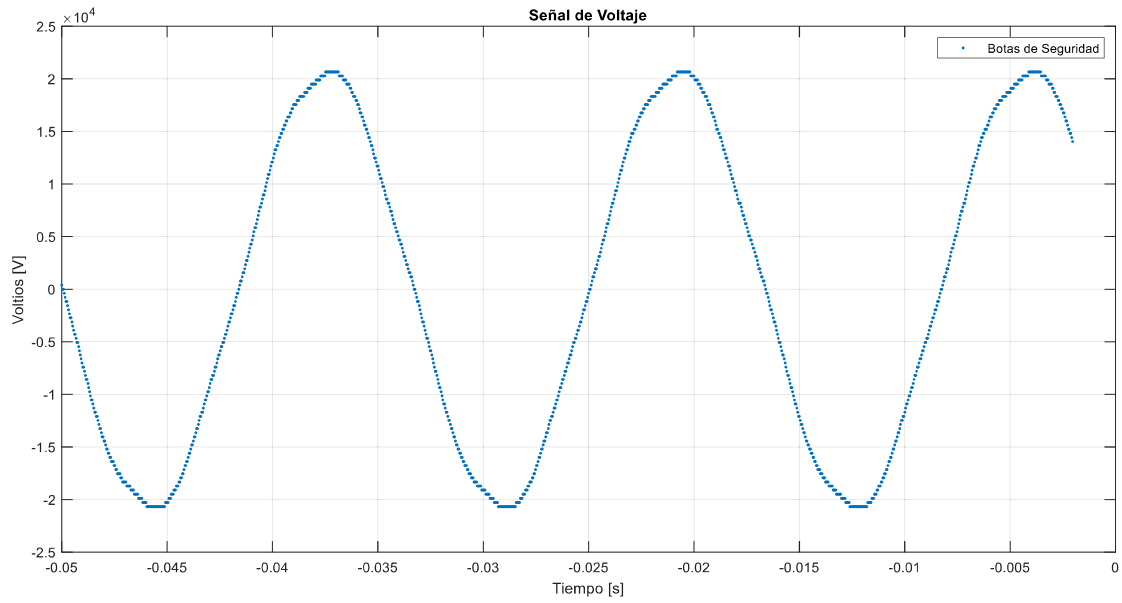


Figura 2.5. Señal de voltaje discreta, Voltaje_S.

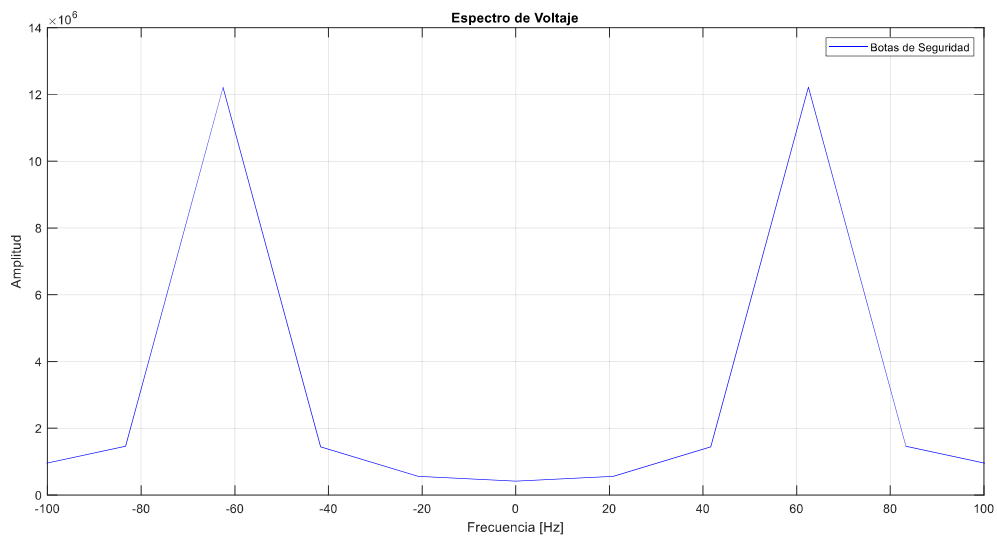


Figura 2.6. Espectro de la señal Voltaje_S, sin cero padding.

En la Figura 2.6. se observa el espectro de la señal Voltaje_S en el dominio de la frecuencia. La longitud del vector resultante sigue siendo 1200 puntos.

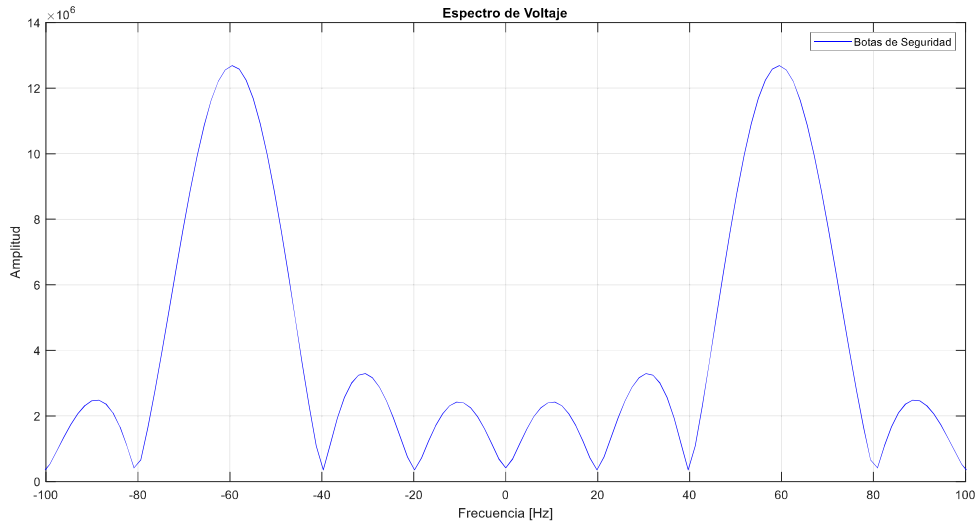


Figura 2.7. Espectro de la señal Voltaje_S, con cero padding.

En la Figura 2.7 se muestra el espectro de Voltaje_S obtenido luego de aplicar zero padding en la señal temporal, incrementado el número de puntos a 65536. Como se observa en la gráfica, la resolución en el dominio de la frecuencia ha mejorado y se puede ver con más detalle el espectro de Voltaje_S.

Una vez que se llevan las señales de voltaje y corriente con zero padding al dominio de la frecuencia, se calculan las impedancias, admitancias, capacitancias complejas, y demás magnitudes.

2.2.1.4.2 Filtro Hampel

Los resultados que se presentan en la sección 3.1 se obtuvieron con la aplicación del filtro Hampel de Matlab (función Hampel), que sirve para detectar y eliminar valores atípicos. Un claro ejemplo de la utilidad del filtro es el que se observa en la Figura 2.8. Aquí se muestra el vector de tangentes delta de un casco de seguridad (sección 3.1.5), en azul y el resultado de aplicar el filtro, en negro, donde los valores atípicos han sido eliminados.

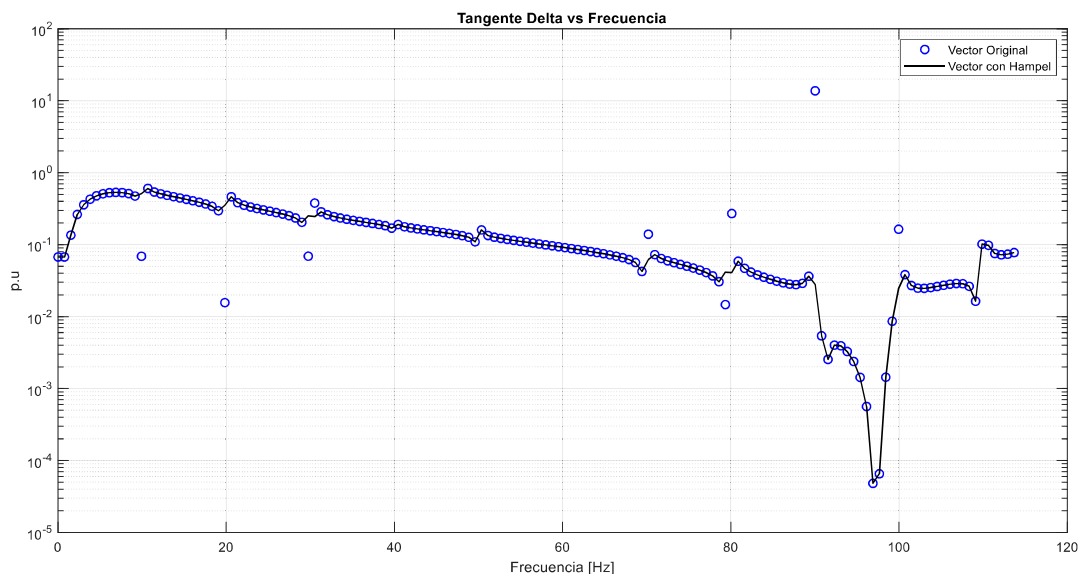


Figura 2.8. Uso del filtro Hampel sobre un vector de tangentes delta, en azul. La curva en negro es el vector resultante.

Para cada valor de un vector, en este caso el de tangentes delta, el filtro calcula la mediana de una ventana formada por el valor mencionado, y n valores aledaños, según se especifique, uno por cada lado. También calcula la desviación estándar de cada valor en relación con la mediana de la ventana. Si un valor difiere de la mediana por más de tres desviaciones estándar, se sustituye con la mediana [49].

2.2.2 MÉTODO EN EL DOMINIO DEL TIEMPO PARA OBTENER FACTORES DE DISIPACIÓN.

2.2.2.1 Circuito de medición

El circuito de medición se indica en la Figura 2.9. En la rama derecha, se emplea el capacitor estándar C_{est} cuyas características se indican en la Tabla 2.5, y que posee un FD o tangente de pérdidas muy cercano a 0. Es decir, si se calcula la tangente de la diferencia angular entre las corrientes que cruzan por el capacitor C_{est} y el elemento aislante, se obtendría el FD del aislante.

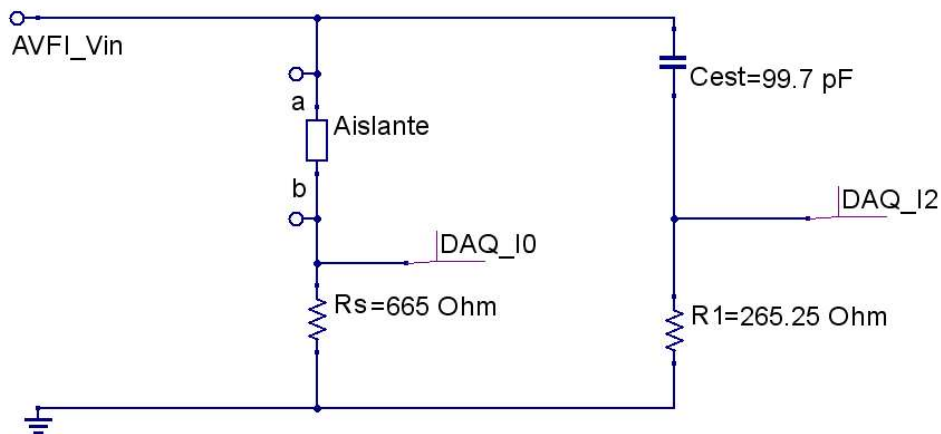


Figura 2.9. Circuito de medición utilizando un capacitor estándar.

Como no se disponía de un dispositivo digital de medición de corrientes, que permita visualizarlas, se conectaron las resistencias $R1$ y R_s en serie con el capacitor y el aislante, respectivamente. Para medir los voltajes $VR1$ y VR_s causados por el flujo de dichas corrientes, se usó un dispositivo de adquisición de datos (DDAQ) USB multifunción de bajo costo que posee las características de la Tabla 2.6. Se debe indicar que R_s , es un puente de resistencias cuyo valor fue calibrado por prueba y error hasta obtener señales en el DDAQ sin distorsiones.

Tabla 2.5. Características del capacitor estándar Nissin Electric

Capacitancia nominal	100 [pF]
Capacitancia real	99.7 [pF]
Presión del gas	4 [kg/cm ²]
Peso	320 kg
Dieléctrico	SF6



2.2.2.2 Adquisición de datos

Para medir los voltajes VR1 y VRs, se usan las entradas analógicas I0 e I2 del DDAQ respectivamente. Este dispositivo se debe conectar a un computador, a través de un circuito limitador de voltaje, que puede lograrse con diodos Zener en paralelo, tal como se observa en la Figura 2.10.

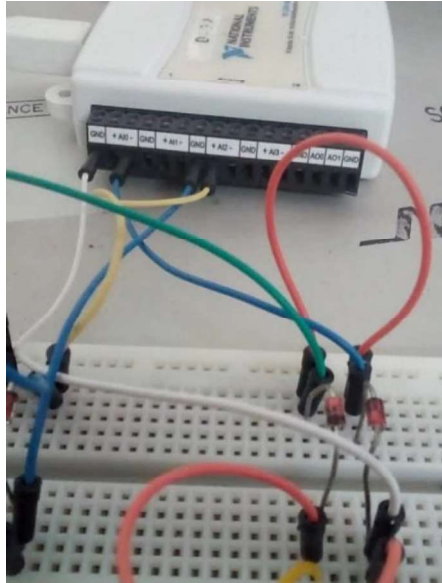


Figura 2.10. DDAQ conectado a un circuito limitador de voltaje.

Tabla 2.6. Características del dispositivo DAQ NI USB-6008

Resolución- entrada analógicas	12 bits, en modo diferencial
Entradas analógicas	8 simples, 4 diferenciales
Velocidad de muestreo	10 [kS/s]
Salidas analógicas	2
Máximo voltaje de entradas analógicas	± 10 [V]
Precisión vertical DC	± 3 %
Precisión a ± 10 [V] y 25° C	± 7.73 [mV]

2.2.2.3 Procesamiento de datos

Las señales adquiridas en I0 e I2, de VR1 y VRs, se procesan con el software de ingeniería de sistemas LabVIEW de National Instruments, que emplea programación gráfica para facilitar el desarrollo de algoritmos de análisis de datos [50]. Primero se convierten en fasores para obtener el desplazamiento angular, luego se calcula la tangente de la diferencia de dichos desplazamientos, con el diagrama de bloques que se muestra en la Figura 2.11.

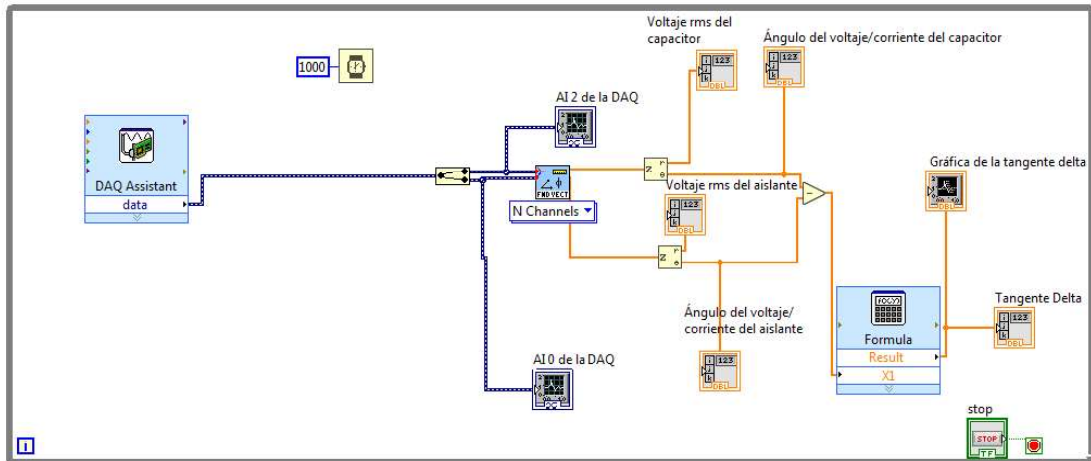


Figura 2.11. Diagrama de bloques en LabVIEW, para la medición del FD de distintos materiales aislantes.

En la Figura 2.12 se muestra la vista del panel frontal del programa desarrollado en LabVIEW. En la Figura 2.13, se visualizan los voltajes de las resistencias de cada rama del circuito de la Figura 2.9, y las tangentes delta calculadas, en un intervalo de 100 segundos, de un aislador ANSI 55-5, cuando el DDAQ permanece activo.

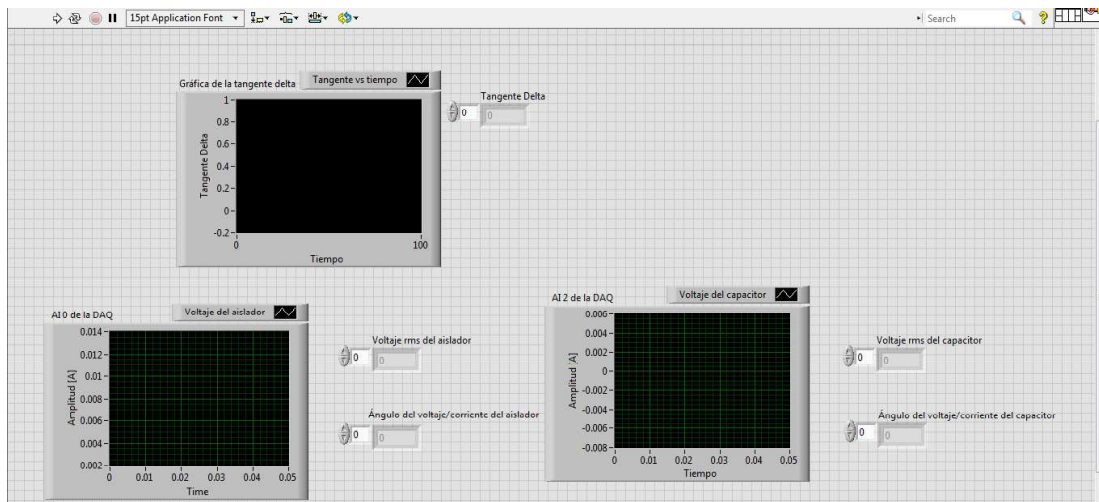


Figura 2.12. Vista del panel frontal.

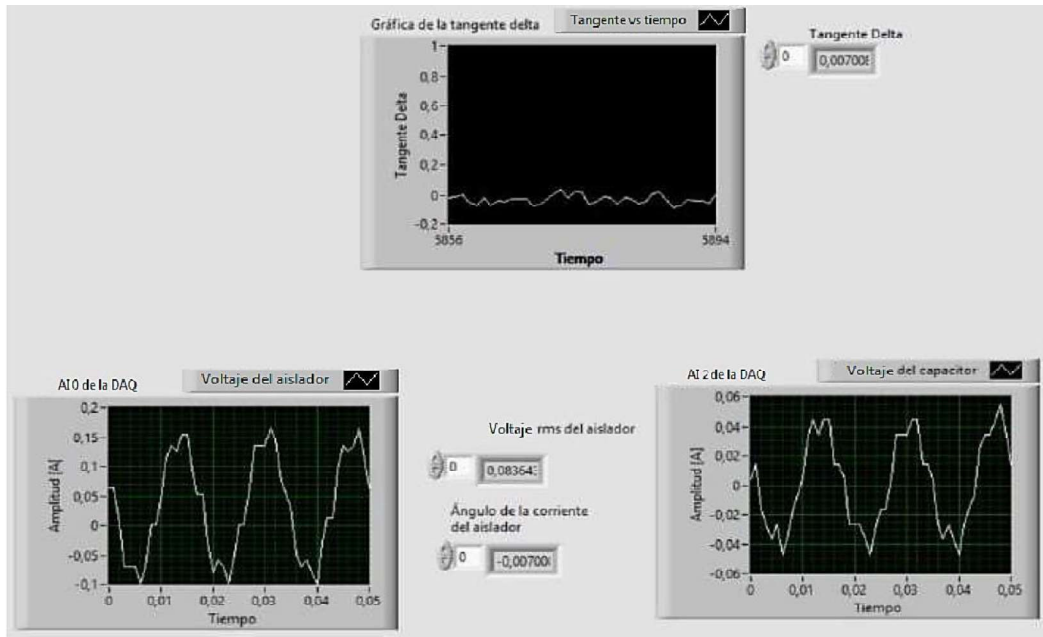


Figura 2.13. Panel frontal con DAQ activa.

En la Figura 2.14 se presenta la conexión del DDAQ a un computador y al circuito limitador de voltaje. También se observan dos cables gruesos, rojo y azul, que conducen las corrientes del aislante y del capacitor respectivamente.

Como se explicó anteriormente, los voltajes de las resistencias R_1 y R_s , se adquieren con 2 de las 4 entradas analógicas del DDAQ y se visualizan en un computador. Los FDs calculados se exportan a Excel, en donde se promedian para obtener un único valor, que se compara a través del error absoluto, con el FD a 60 Hz obtenido previamente en el dominio de la frecuencia. El proceso se repite en cada material aislante puesto a prueba.



Figura 2.14. DDAQ conectado al puente de resistencias R_s , y a un computador. En la parte superior izquierda se observa la medición simultánea con el osciloscopio.

2.3 ESTUDIO CON VOLTAJES DE IMPULSO

2.3.1 GENERACIÓN DE VOLTAJES DE IMPULSO

El laboratorio de Alto Voltaje de la Escuela Politécnica Nacional posee un Kit que contiene elementos necesarios para construir un circuito de generación de voltajes de impulso de etapa simple. Como se mencionó en la sección 1.3, la onda aceptada de impulso tiene un tiempo de subida de $1,2 \mu\text{s}$ y de cola de $50 \mu\text{s}$. Para lograr esto se utilizan los elementos que se exponen en la Tabla 2.7. El esquema de conexión se muestra en la Figura 2.15, junto con los elementos de medición. Ahí también se observa un transformador elevador TGZ de 220 V/100 KV y 5 kVA de potencia con el que se obtiene alto voltaje de frecuencia industrial mientras que el alto voltaje de impulso se obtiene en el nodo AVI.

En la Figura 2.16 se puede ver el circuito terminado.

Tabla 2.7. Elementos del generador de impulsos

Nombre	Símbolo	Valor
Capacitor de transformación	Ct	100 [pF]
Resistencia de carga	RL	10 [MΩ]
Rectificador de selenio (2)	G	500 [KΩ]
Capacitor de impulso	Cs	6000 [pF]
Resistencia de amortiguamiento (2)	Rd	416 [Ω]
Resistencia de descarga	Re	9500 [Ω]
Capacitor de carga	Cb	1200 [pF]
Resistencia de medición DC	Rdc	140 [MΩ]
Capacitor de medición -Osciloscopio	Corc	487.3 [nF]
Transformador TGZ	T	5 [kVA]

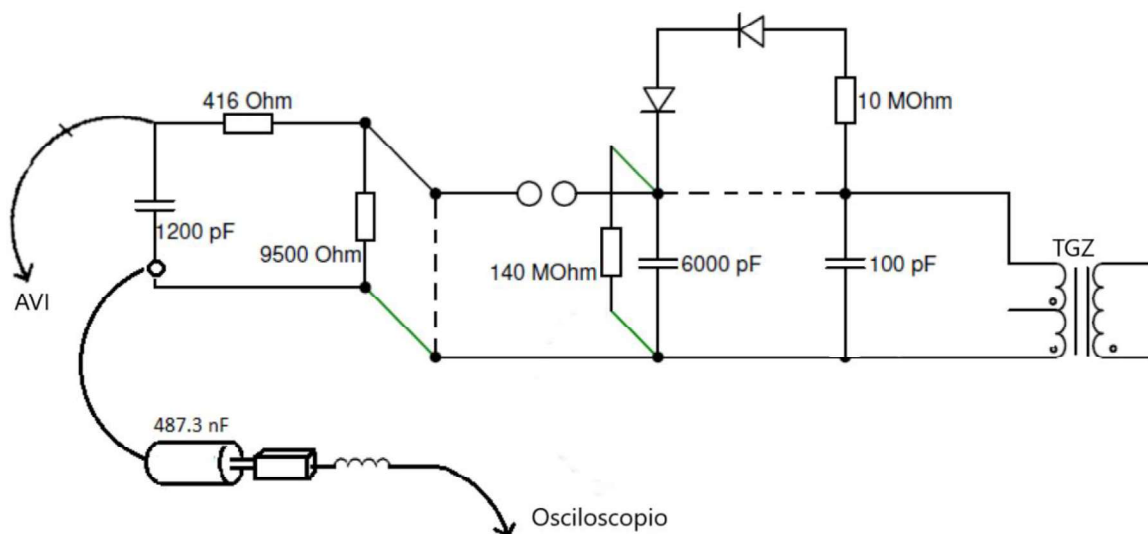


Figura 2.15. Esquema del generador de impulsos.



Figura 2.16. Generador de Impulsos.

2.3.2 CIRCUITO DE MEDICIÓN

El circuito se muestra en la Figura 2.17, y es muy similar al implementado con AVFI. El voltaje de impulso, aplicado de manera directa al material aislante, se mide a través del divisor capacitivo formado por el capacitor de carga C_b y C_{orc} . En el canal 1 del osciloscopio se mide el voltaje de C_{orc} , mientras que el voltaje de la resistencia R_s , V_Rs , se mide en el canal 2, a través de las sondas de la Tabla 2.4.

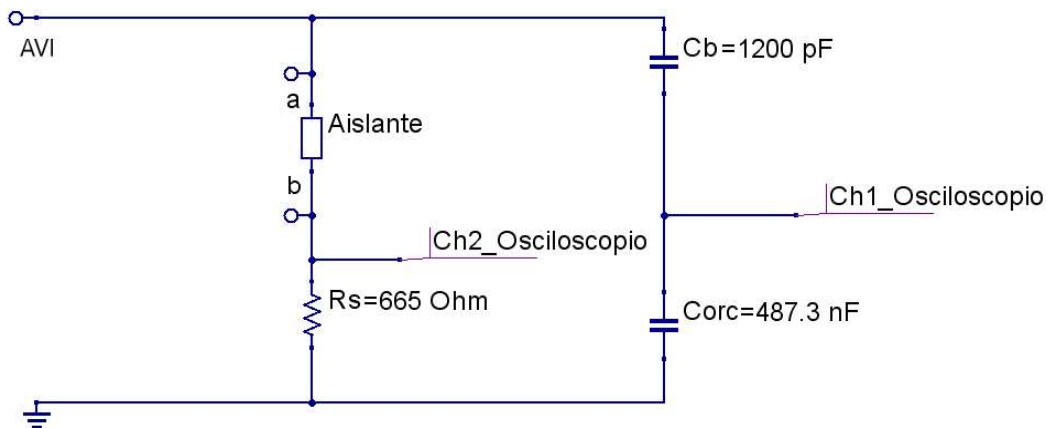


Figura 2.17. Circuito de adquisición de datos al aplicar voltajes de impulso.

La corriente que circula por el aislante se calcula con la Ecuación 2.1.

2.3.3 ADQUISICIÓN DE DATOS

Las señales que se observan en los canales 1 y 2 del osciloscopio tienen una cantidad considerable de ruido. Este se puede reducir levemente con el modo promediado, sin embargo mientras mayor es el número de promedios, mayor es la diferencia entre las señales originales y las promediadas tal como se observa en la Figura 2.18. Por ello, en el modo promediado se ajusta a 4 señales en vez de 128.

Existe una manera más eficaz de reducir el ruido, esta es la utilización de la transformada wavelet, cuyo procedimiento se detalló en la sección 1.3.2.2.4.

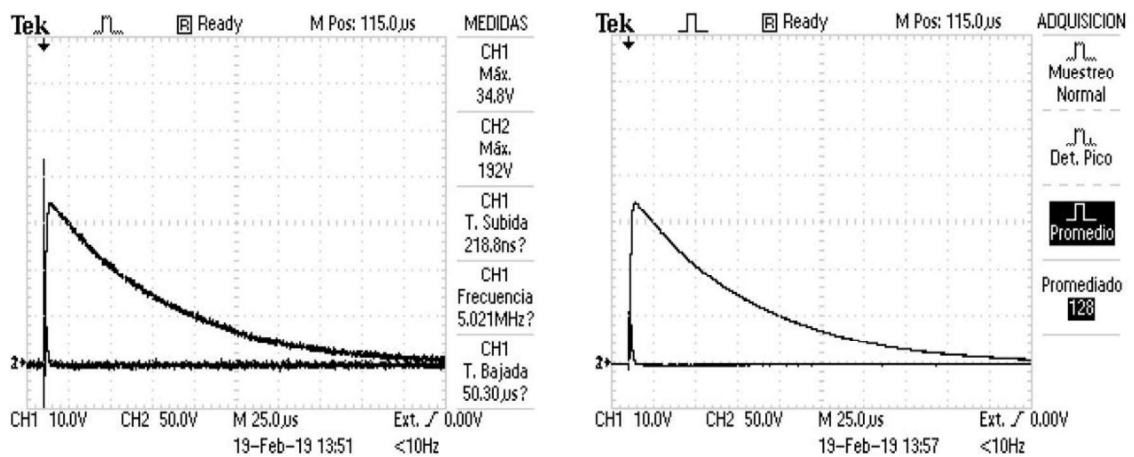


Figura 2.18. Voltajes de impulso obtenidas con el modo de adquisición normal, a la izquierda, y promediado, a la derecha.

Luego se capturan cinco señales de voltaje y corriente, por cada nivel de voltaje de impulso que se aplique a las muestras aislantes. Entiéndase por nivel el valor pico del impulso en kilo Voltios (kV).

2.3.3.1 Selección del nivel de voltaje de impulso aplicado a las muestras aislantes

En la fecha presente, el Kilovoltímetro del laboratorio de Alto Voltaje de la EPN se encuentra descompuesto y resulta más fácil hacer mediciones en el lado de bajo voltaje del transformador TGZ con un multímetro industrial Fluke 87V, cuyas especificaciones se presentaron en la Tabla 2.8. Por esta razón, para generar un voltaje de impulso, de determinado nivel, se eleva el voltaje de TGZ hasta que la medición en el multímetro sea un múltiplo de 10. Es decir, el nivel del voltaje de impulso aplicado a las muestras aislantes está definido por la medición en el lado de bajo voltaje tal como se indica en la

Tabla 2.9. A cada medida en el Fluke, le corresponde un valor pico en el osciloscopio que se multiplica por 407.08, correspondiente a la constante del divisor capacitivo formado por C_b y C_{orc} , para obtener el pico del impulso aplicado.

Además los niveles de voltaje de los impulsos generados son menores al BIL, que fue encontrado de manera experimental. Se determinó que el BIL de la mayoría de los aislantes probados era superior a 140 V medidos en el lado de bajo voltaje. Por esa razón el voltaje aplicado es inferior al mencionado.

Tabla 2.8. Características del multímetro FLUKE 87V [52].

Voltaje Continuo	Voltaje Máximo	1000 [V]
	Precisión	$\pm (0.05\% + 1)$
	Resolución	10 [μ V]
Voltaje Alterno	Voltaje Máximo	1000 [V]
	Precisión	$\pm (0.07\% + 3)$ valor eficaz
	Ancho de banda	20 [kHz]
	Resolución	0.1 [mV]
Categoría de sobrevoltaje	EN 61010–1 a 1000 V CAT III, 600 V CAT IV	

Tabla 2.9. Niveles de voltaje de impulso

Medición en el lado de baja del transformador TGZ $\pm 3\%$ [V]	Voltaje Pico $\pm 5\%$ [kV]
40	15.6
60	25.9
80	35.2
100	45.6
120	56.5
140	65.2

2.3.4 ANÁLISIS DE DATOS EN MATLAB

2.3.4.1 Reducción de ruido

La señal de impulso es de naturaleza aperiódica y transitoria y la TWD se considera más apropiada que la TDF para analizar este tipo de señales [24]. Es decir, la mejor alternativa de reducción de ruido es el método explicado en la sección 1.3.2.2.4, o

también conocido como wavelet denoising en inglés. Por este motivo, se crea la función `noisywavelet`, en base al código presentado en [53] y cuya umbralización es dependiente del intervalo. Algunas funciones de Matlab que se usan en [53] y en `noisywavelet` se describen a continuación:

- `Wavedec`: descompone un vector o matriz aplicando los conceptos de la transformada discreta wavelet.
- `utthrset_cmd`: calcula los intervalos y los umbrales usados para la reducción de ruido dependiente de un intervalo.
- `Wthresh`: realiza umbralización suave o dura.
- `Waverec`: reconstruye una señal aplicando los conceptos de la transformada inversa discreta wavelet.

`Noisywavelet` toma una señal ruidosa, la descompone y obtiene los coeficientes wavelet con la TWD. Luego los umbraliza y reconstruye la señal, reduciendo el ruido. El resultado de aplicar la función `noisywavelet` a una señal de voltaje de impulso, medida con el osciloscopio Tektronix se observa en la Figura 2.19, y el código en Matlab de la función se presenta en el ANEXO D, sección D.2.

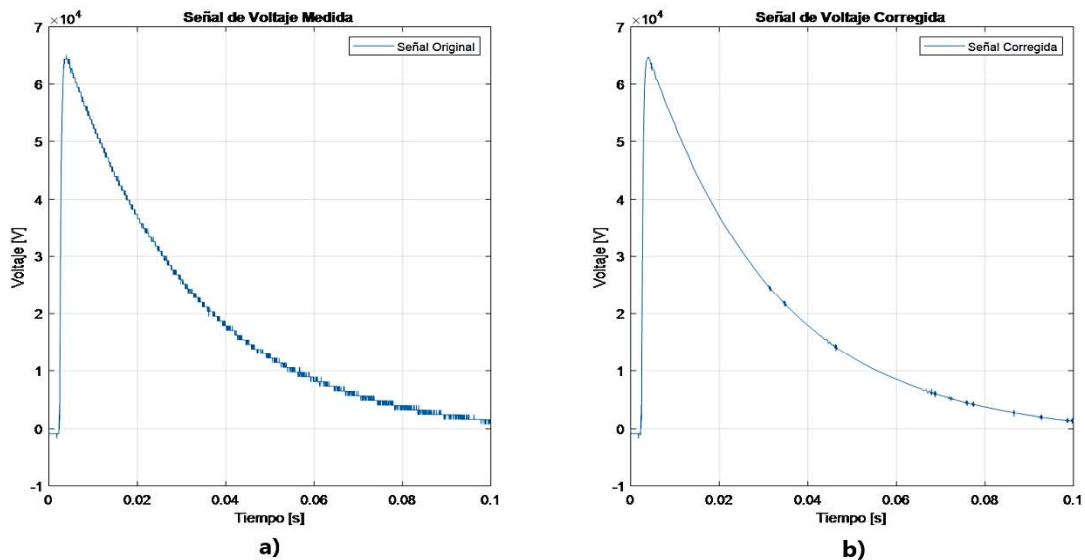


Figura 2.19. a) Voltaje de impulso medido con un osciloscopio. b) Señal a) luego de ser tratada con la función `noisywavelet`.

Cuando se ha reducido el ruido de las señales temporales, y se obtienen los distintos parámetros en el dominio de la frecuencia como impedancia, admitancia, tangente delta, etc. se observa que estos son más compactos y homogéneos, tal como se muestra en la

Figura 2.20. En otras palabras, la reducción de ruido en el dominio del tiempo mejora los resultados obtenidos en el dominio de la frecuencia.

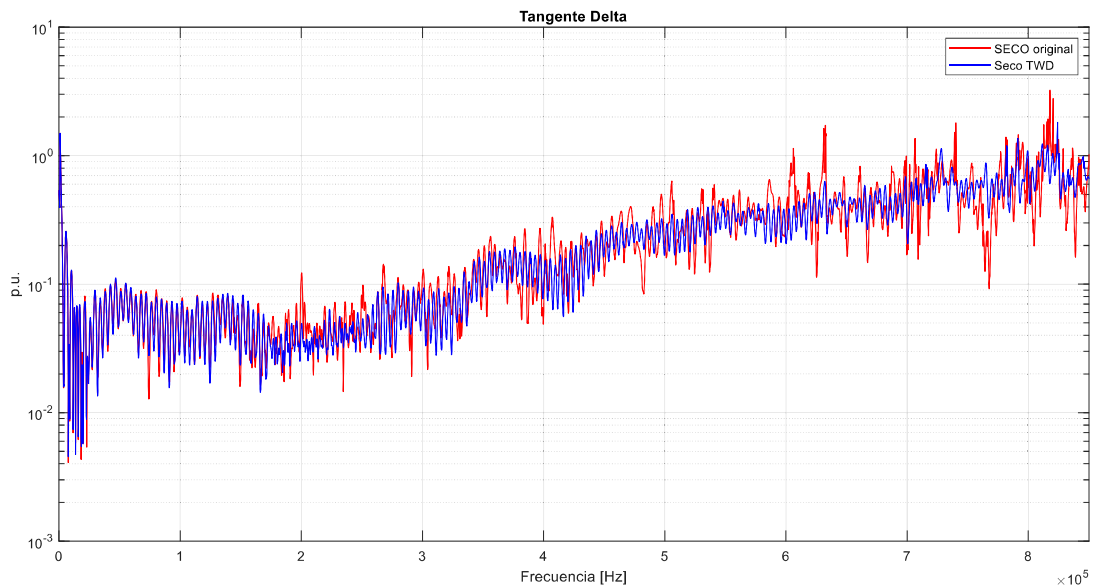


Figura 2.20. Comparación de resultados de tangente delta de un aislador seco, obtenidos con reducción de ruido wavelet, en azul, y sin reducción de ruido, en rojo.

2.3.4.2 Respuesta en frecuencia

Luego de la reducción de ruido se usa zero padding, para incrementar el número de puntos de las señales temporales. Después se procede a convertir las señales al dominio de la frecuencia como en la sección 2.2.1.4, utilizando la FFT. A pesar de que el ruido de las señales se ha reducido, se necesita de otro indicador que permita obtener resultados confiables en el dominio de la frecuencia. Para esto se usa la función coherencia.

La coherencia entre dos señales temporales es el grado de similitud que presentan en el dominio de la frecuencia [54]. La función de coherencia, dada en la Ecuación 2.2 brinda una indicación de las áreas en donde el ruido hace que el procesamiento de las señales no sea confiable, a través de un valor de coherencia o umbral que debe estar en un rango entre 0 y 1.

$$C_{xy} = \frac{|G_{xy}|^2}{G_{xx}G_{yy}} \quad (2.2)$$

Según [55], algunos autores indican que la coherencia debe ser tan cercana a 1 como sea posible para que se considere confiable el rango de frecuencias en el diagnóstico mientras que otros justifican el uso de partes de la curva que tienen coherencia baja pero advierten precaución.

En este trabajo las señales que se someten a la función coherencia son las señales de corriente que se obtienen al aplicar AVI en los distintos materiales de prueba y se ha considerado 0.9 como el umbral de coherencia.

En el siguiente ejemplo se entenderá de mejor manera la utilidad de la función coherencia:

Dadas las 5 señales de corriente de la Figura 2.21, que son el resultado de aplicar 5 impulsos de 17.1 kV en un zapato dieléctrico cuyas especificaciones fueron dadas en la Tabla 2.1, se usa la función coherencia con un umbral de 0.9 obteniéndose la respuesta de la Figura 2.22.

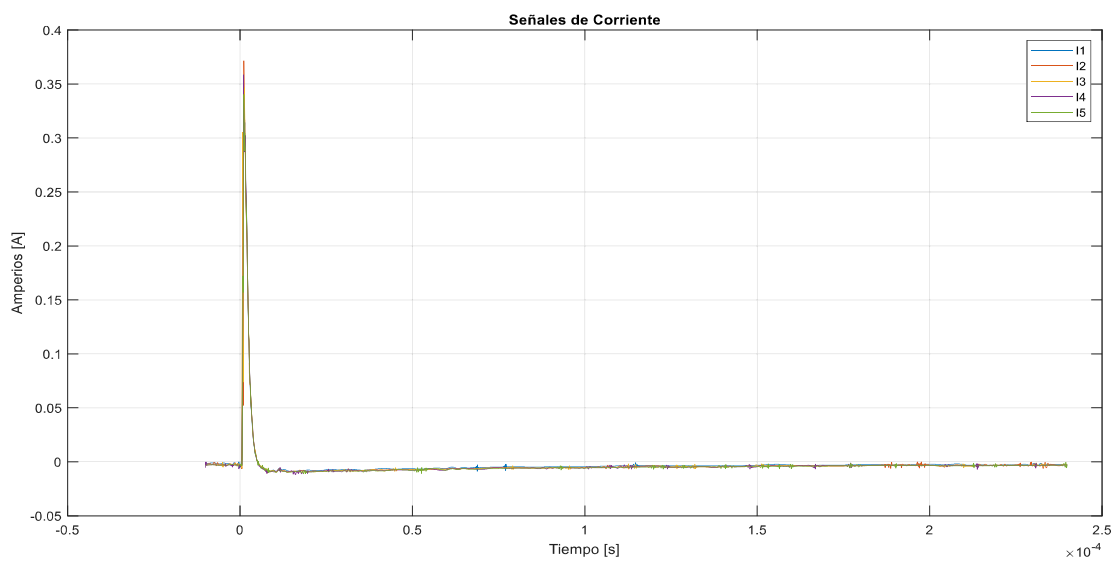


Figura 2.21. Señales de corriente que cruzan por un zapato dieléctrico al aplicar impulsos de 17.1 Kv.

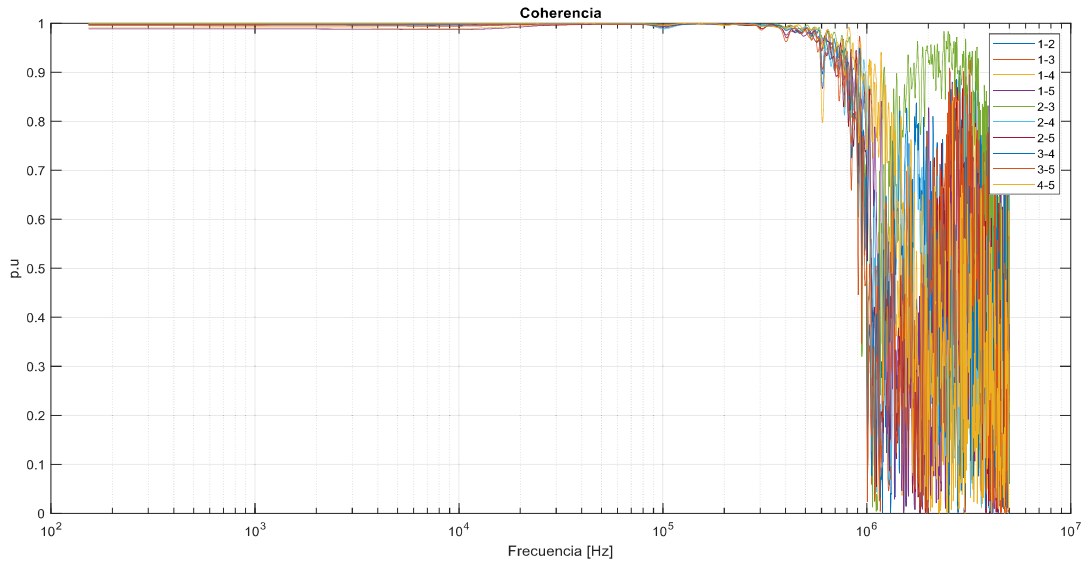


Figura 2.22. Coherencia de 5 señales de corriente obtenidas al aplicar impulsos a un zapato dieléctrico.

Con el umbral mencionado, las frecuencias que correspondan a valores inferiores de coherencia no se consideran. En otras palabras, el rango de frecuencia que brinda una respuesta confiable va desde los 0 Hz hasta los 593.57 kHz, porque todos los valores de coherencia son mayores o iguales a 0.9 dentro de ese rango. Para comprobar esto, se calcula la respuesta en frecuencia de la parte imaginaria de la impedancia, X , de los zapatos dieléctricos, a partir de las corrientes y voltajes medidos y se grafica sin considerar el rango brindado por la coherencia, tal como se muestra en la Figura 2.23. Claramente, la respuesta que va desde los 593.57 kHz en adelante es muy distinta, y como se mencionó previamente, esa es la zona en donde el ruido hace que la respuesta en frecuencia no sea confiable. Por tanto la gráfica más adecuada es la que se presenta en la Figura 2.24.

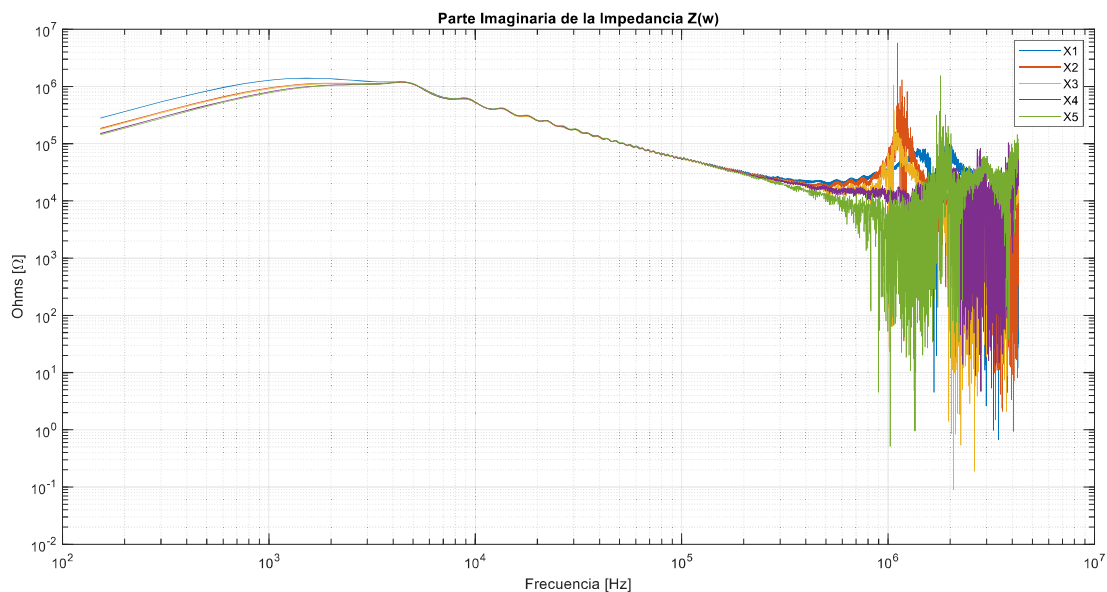


Figura 2.23. Parte imaginaria de la impedancia de un zapato dieléctrico sin coherencia.

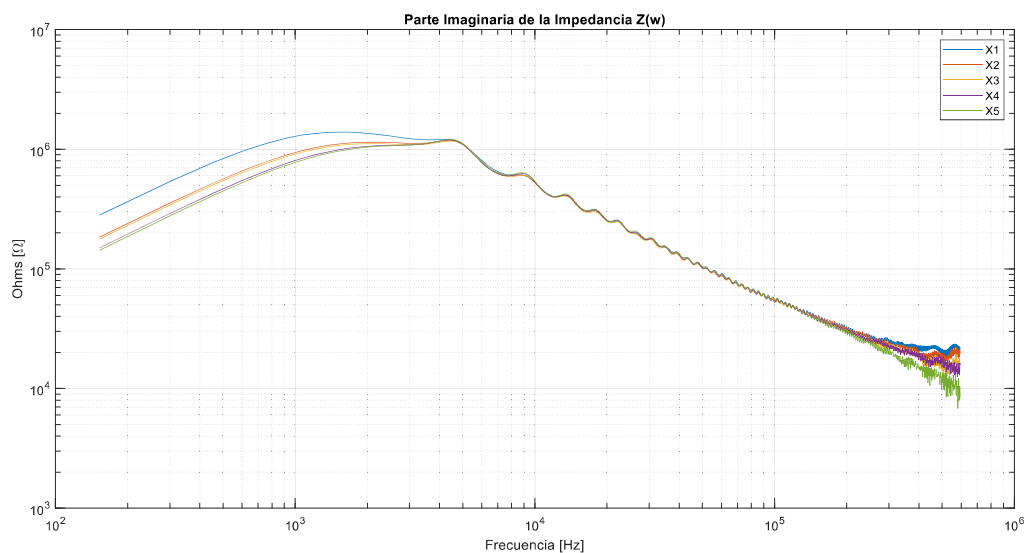


Figura 2.24. Parte imaginaria de la impedancia de un zapato dieléctrico con coherencia.

3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

3.1 VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE CONVERSIÓN AL DOMINIO DE LA FRECUENCIA APLICANDO AVFI

Para la validación del método de evaluación del aislamiento en el dominio de la frecuencia se obtienen los FDs de distintos materiales aislantes, y luego se comparan, a través del error absoluto, con los FDs de los mismos materiales obtenidos en el dominio del tiempo con el método de la sección 2.2.2.

3.1.1 AISLADOR ANSI 56-1

Se aplican señales de voltaje al aislador clase ANSI 56-1 en tres estados distintos, y se miden las corrientes que circulan por el mismo. En el primer estado de prueba, el aislador permanece seco. En el segundo estado, el aislador se moja, y en el último estado, el aislador se cubre con una mezcla lodosa de ceniza. El voltaje aplicado en los tres estados es de 20.6 kV pico. Las formas de onda de corriente y voltaje medidas se observan en la Figura 3.1. La respuesta en frecuencia, de la tangente del ángulo de pérdidas TD o también conocida como FD, de los tres estados se observa en la Figura 3.2.

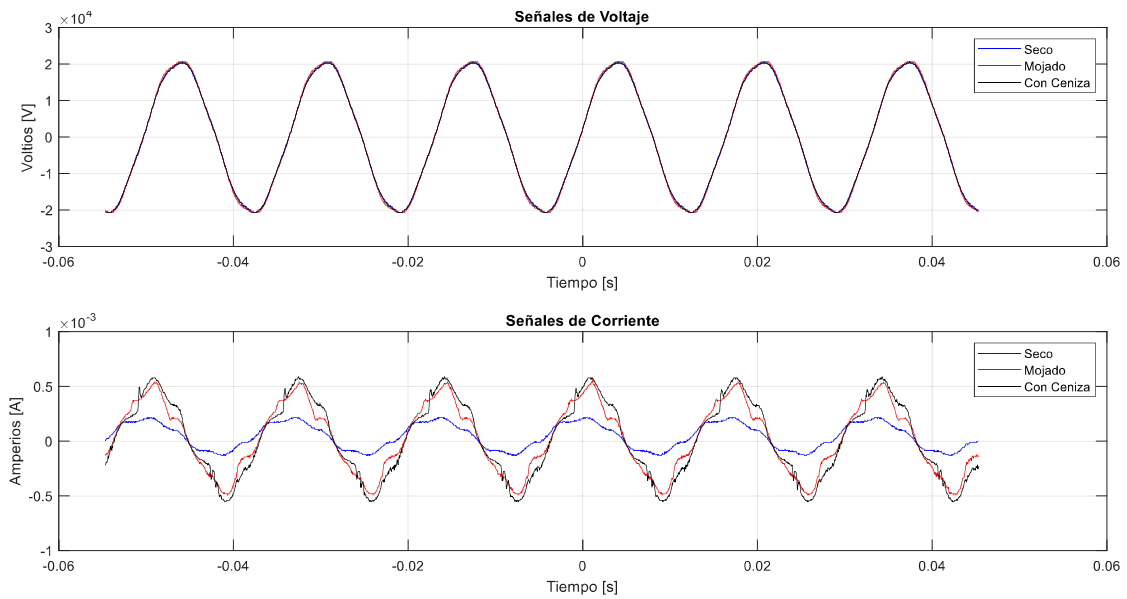


Figura 3.1. Señales de voltaje y corriente.

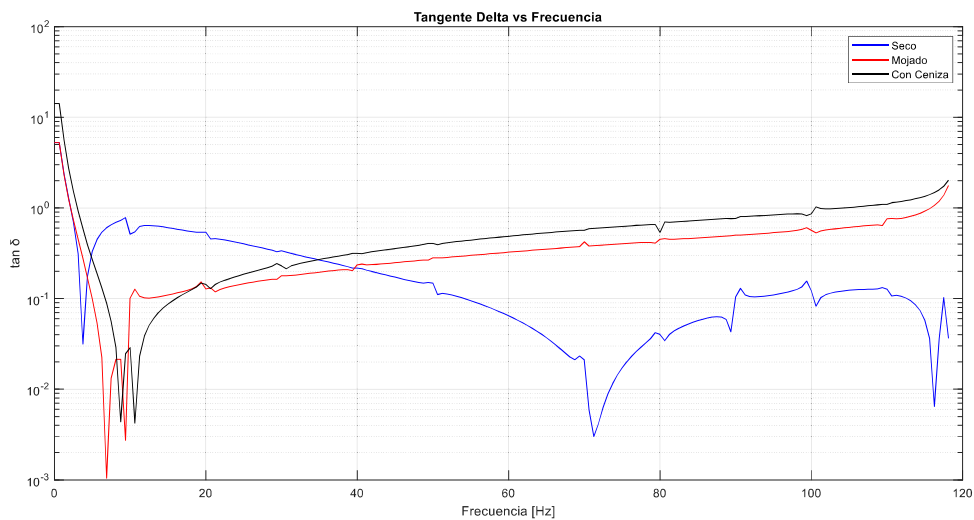


Figura 3.2. FDs del aislador clase ANSI 56-1, calculados en el dominio de la frecuencia.

En la Figura 3.1 se observa que cuando el aislador está seco, la corriente medida en azul corresponde únicamente a la corriente de fuga. Cuando el aislador se moja, aparece una componente de corriente de contorno que se suma a la corriente de fuga haciendo que la corriente medida, en rojo, aumente. Cuando se aplica la mezcla de ceniza lodosa, que es aún más conductiva que el agua, la corriente, en negro, se incrementa aún más. Esta nueva componente de corriente provoca que los factores de disipación presentados en la Figura 3.2 sean similares para el aislador mojado y con ceniza. Mientras que el vector de FDs del aislador seco muestra una forma distinta por la ausencia de dicha componente.

De la Figura 3.2 y 3.1 se infiere que cuando las corrientes de contorno de los aisladores 56-1 aumentan, los FDs disminuyen, solo en el rango de frecuencias entre 4 y 36 Hz, mientras que en el rango de frecuencias mayores a 40 Hz, los FDs aumentan.

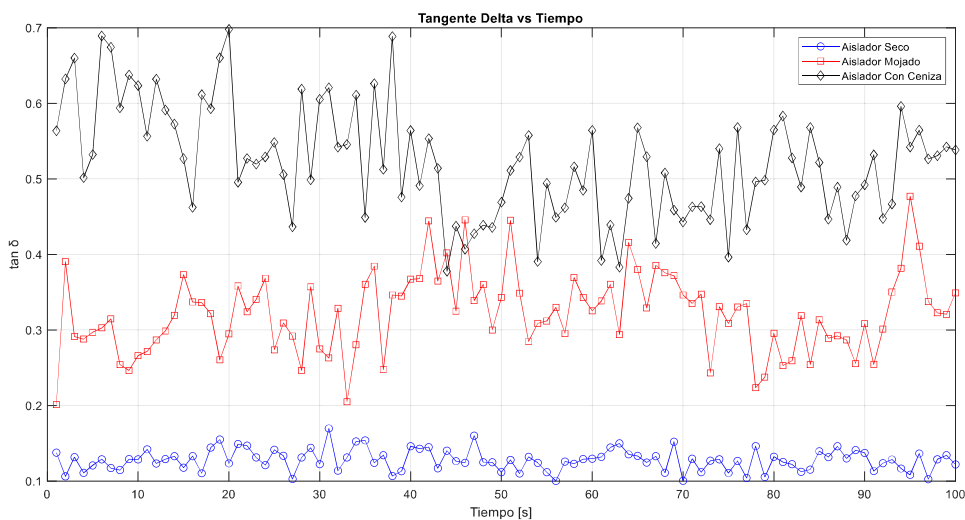


Figura 3.3. FDs, del aislador clase ANSI 56-1 medidos con el DDAQ.

En la Figura 3.3 se indican los resultados del factor de disipación medidos con el DDAQ, que se promedian para obtener un único valor.

Tabla 3.1. Resultados para el aislador clase ANSI 56-1

Estado	Tangente de Pérdidas/ Fourier a 60 Hz	Tangente de Pérdidas / DDAQ	Error Absoluto %
Aislador seco	0.0647	0.1278	6.31
Aislador mojado	0.325	0.3219	0.31
Aislador mojado y con ceniza	0.4868	0.5221	3.53

Los resultados de ambos métodos, el del dominio del tiempo y el del dominio de la frecuencia, se muestran en la Tabla 3.1. Aquí se advierte que el error absoluto se reduce cuando el aislamiento está degradado. Esto puede deberse a que la corriente de fuga, al ser muy pequeña, no puede ser bien percibida por el DDAQ. Asimismo se observa que en los estados con presencia de agua y con ceniza la tangente delta aumenta en más de 5 veces su valor en seco. Además la tendencia de la tangente delta es incrementar su valor de manera proporcional a la degradación del aislamiento.

Cuando el aislador se cubre con ceniza, la cantidad de agua retenida es mayor, y por tanto la componente resistiva incrementa. Esto se discutirá más adelante, en la sección 3.2. Por el momento es importante hacer hincapié en que el método de conversión de señales temporales al dominio de la frecuencia es capaz de percibir la degradación de esta clase de aisladores.

3.1.2 AISLADOR ANSI 56-2

Al igual que en la sección 3.1.1, se aplican voltajes de frecuencia industrial de 20.6 kV pico a un aislador clase ANSI 56-2 en tres estados distintos: aislador seco, aislador mojado, y aislador con una mezcla lodosa con ceniza. La comparación con corrientes obtenidas en el aislador clase ANSI 56-1 se expone en la Figura 3.4.

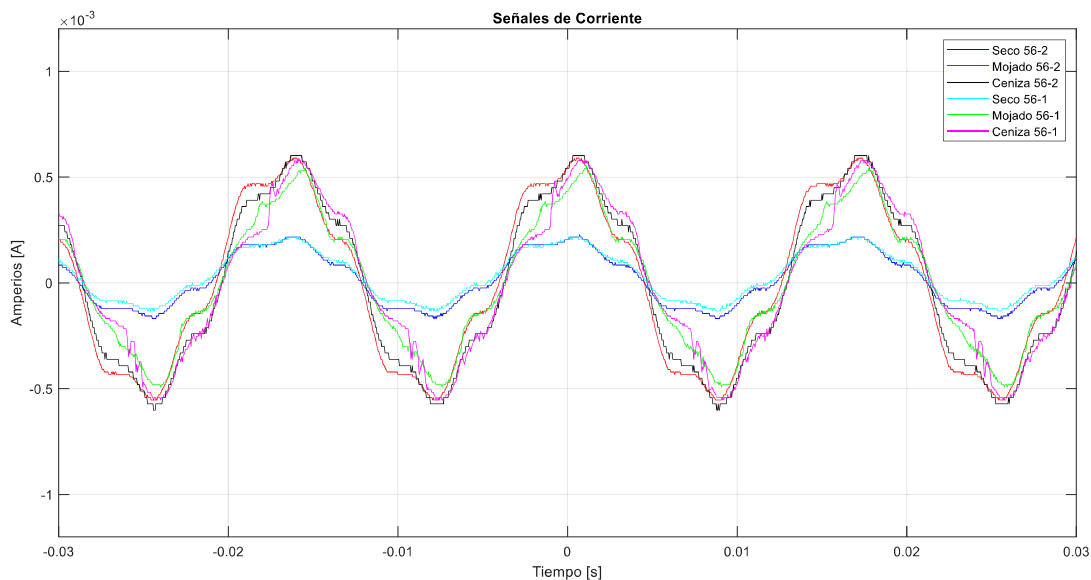


Figura 3.4. Comparación de corrientes en dos aisladores: ANSI 56-1 y 56-2.

En la Figura 3.4 se visualiza que las formas de onda de corriente en seco para ambos aisladores son muy similares.

Las señales de voltaje y corriente medidas en el aislador ANSI 56-2 se indican en la Figura 3.5. El pico de la onda de corriente es más ancho que en el caso anterior.

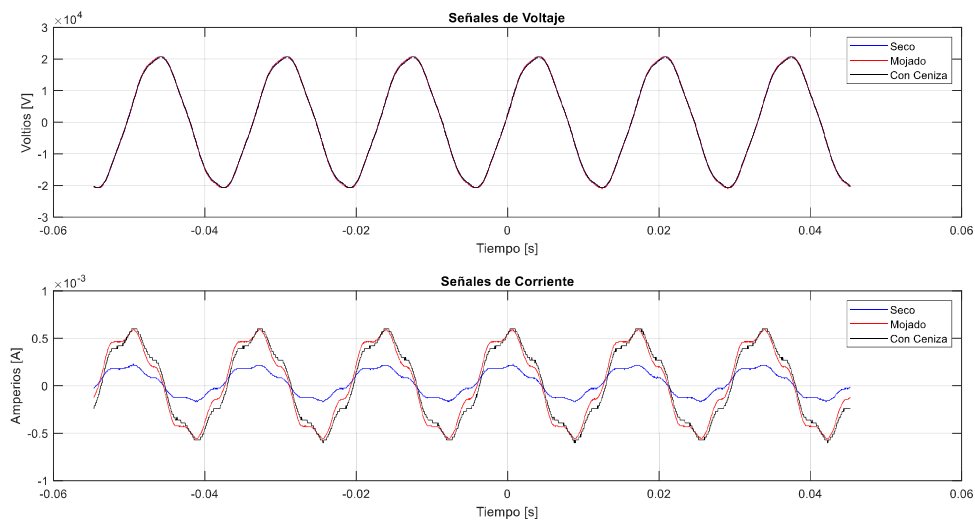


Figura 3.5. Señales de voltaje y corriente.

El aumento de la corriente de contorno provoca la alteración del vector de FDs en los estados con presencia de agua. En la Figura 3.6 se grafica la respuesta en frecuencia del factor de pérdidas. Entre los 11 y 37 Hz, los FDs son mayores para el aislador 56-2 seco, mientras que desde los 50 Hz los FDs siguen la tendencia esperada de aumentar de manera proporcional a la degradación del aislamiento.

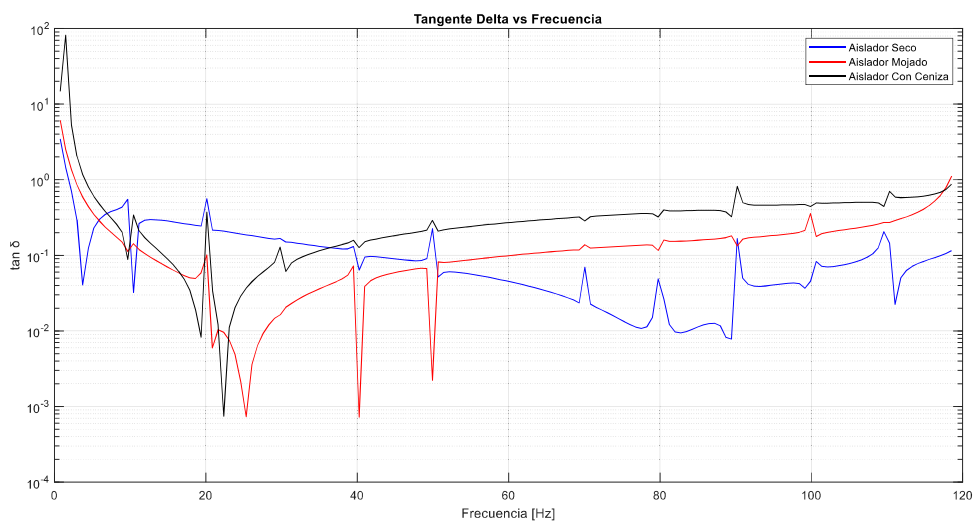


Figura 3.6. FDs del aislador clase ANSI 56-2, calculados en el dominio de la frecuencia.

En la Figura 3.7 se muestran los resultados medidos con el DDAQ y en la Tabla 3.2 se resumen los resultados a 60 Hz. Claramente el factor de disipación disminuye en comparación con el aislador ANSI 56-1. Esto puede ser producto del aumento de la distancia de fuga (30% aproximadamente) en el aislador ANSI 56-2.

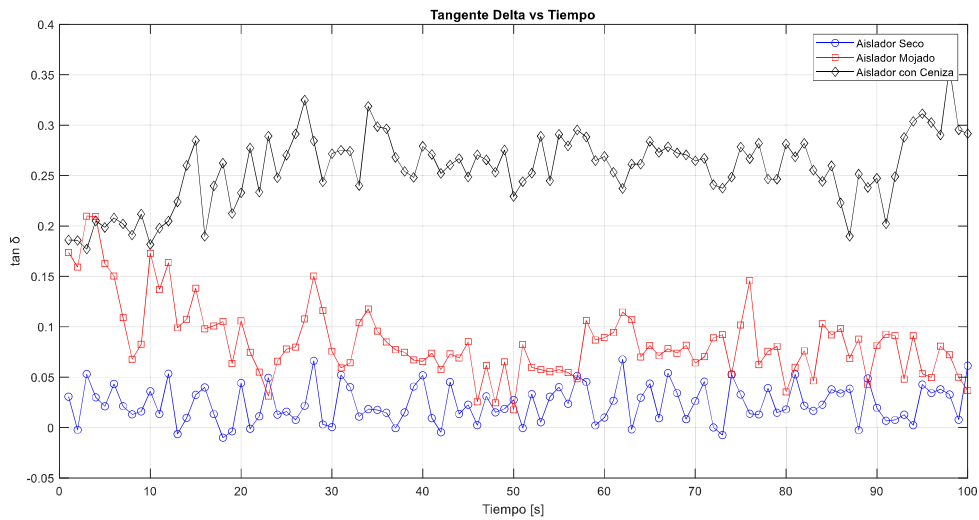


Figura 3.7. FDs del aislador clase ANSI 56-2 alcanzados con el DDAQ.

En este caso el error absoluto con respecto al DDAQ disminuye, incluso para el estado seco del aislador. Esto confirma que el error absoluto de 6.31% que aparece en la Tabla 3.1 para el aislador seco, se debe a una limitación en la medición del dispositivo DAQ.

Tabla 3.2. Resultados para el aislador clase ANSI 56-2

Estado	Tangente de Pérdidas/ Fourier a 60 Hz	Tangente de Pérdidas/ DDAQ	Error Absoluto %
Aislador seco	0.0452	0.0238	2.14
Aislador mojado	0.0990	0.0858	1.32
Aislador mojado y con ceniza	0.2705	0.2566	1.39

3.1.3 ACEITE DIELECTRICO MINERAL TIPO I

Se aplican señales de voltaje de 13.9 kV pico a dos muestras del aceite dieléctrico nuevo cuyas características se indican en la Tabla 2.1. Una de ellas se degrada con una gota de agua y la respuesta obtenida en frecuencia se observa en la Figura 3.8.

En ella se advierte que los FDs de ambos ejemplares tienen un pico mínimo. Cuando el aceite se degrada, el pico mínimo de la curva en rojo se desplaza hacia la izquierda en aproximadamente 14 Hz. A causa de ese desplazamiento los valores de tangente delta son mayores desde los 52 hasta los 120 Hz.

En el aceite es mucho más complicado captar la degradación. Si las partículas de agua agregadas cubren el camino entre los electrodos se podrá captar con mayor facilidad el cambio de las propiedades aislantes.

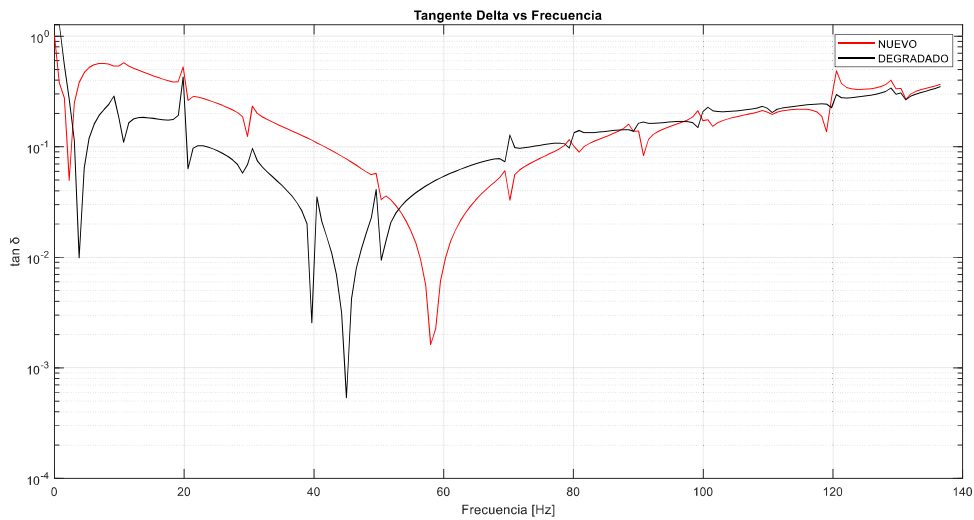


Figura 3.8. FDs de la muestra de aceite dieléctrico en el dominio de la frecuencia.

Los resultados conseguidos con el dispositivo DAQ se indican en la Figura 3.9. Aquí es más notable el aumento de los FDs cuando el aceite ha sido degradado. También se observan algunos factores de disipación negativos. Ya que en el software LabVIEW se toma como referencia al ángulo de pérdidas del capacitor estándar, el resultado negativo puede deberse a que la resta fue negativa. Es decir, el ángulo de pérdidas del aceite pudo ser menor al del capacitor estándar, en esas mediciones.

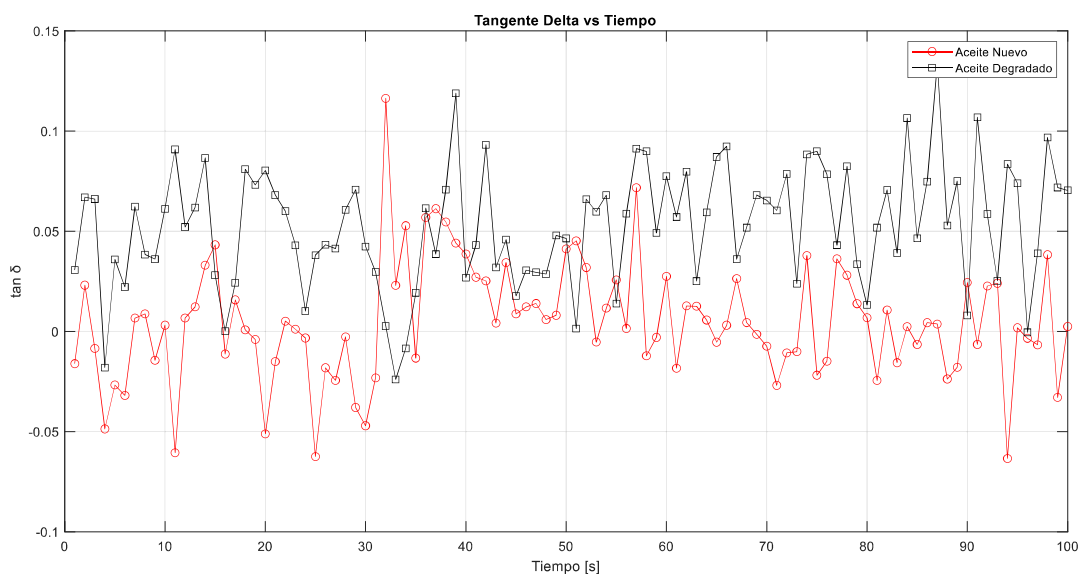


Figura 3.9. FDs de las muestras de aceite medidos con el DDAQ NI- 6008.

En la Tabla 3.3 se comparan los resultados de ambos métodos comparados en 60 Hz. Los resultados apoyan al método de conversión al dominio de la frecuencia.

Tabla 3.3. Resultados para las muestras de aceite dieléctrico mineral Tipo I

Muestra	Tangente de Pérdidas/ Fourier a 60 Hz	Tangente de Pérdidas/ DDAQ	Error Absoluto %
Aceite nuevo	0.0086	0.0047	0.39
Aceite degradado con una gota de agua	0.05396	0.0528	0.116

3.1.4 BARRA AISLANTE DE PAPEL

Se aplica AVFI a la barra aislante que se indica en la Tabla 2.1. La respuesta en frecuencia conseguida en la Figura 3.10, revela altos factores de disipación para este elemento.

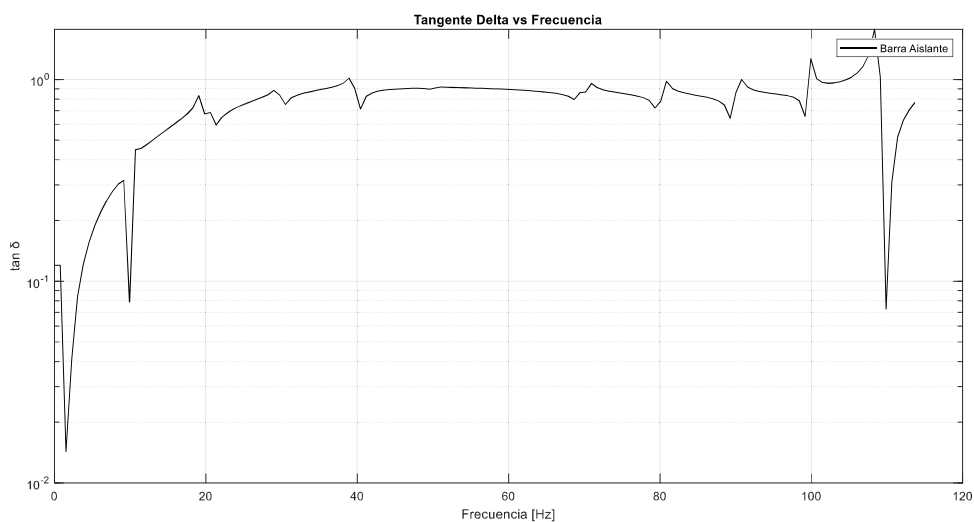


Figura 3.10. FDs de la barra aislante, obtenidos en el dominio de la frecuencia.

Al no disponer de medidas referenciales, o de las condiciones iniciales, no se puede indicar en que cantidad ha disminuido la calidad del aislante. En la Figura 3.11 se comparan las corrientes de tres elementos aislantes. En ellas se puede ver que el

aislante que más limita la corriente es la barra de papel. Sin embargo esto no garantiza que las pérdidas resistivas sean menores. Se adjudican los altos factores de disipación al envejecimiento, ya que la barra data de 1969, y a la humedad que puede haber absorbido el papel.

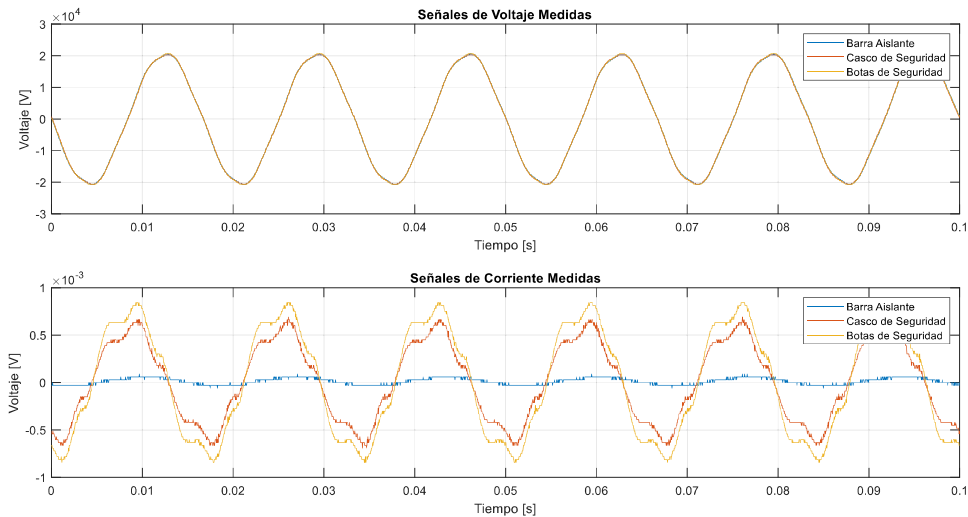


Figura 3.11. Señales de corriente obtenidas al aplicar el mismo nivel de voltaje a tres aislantes distintos.

Los valores medidos con el dispositivo de adquisición de datos se indican en la Figura 3.12.

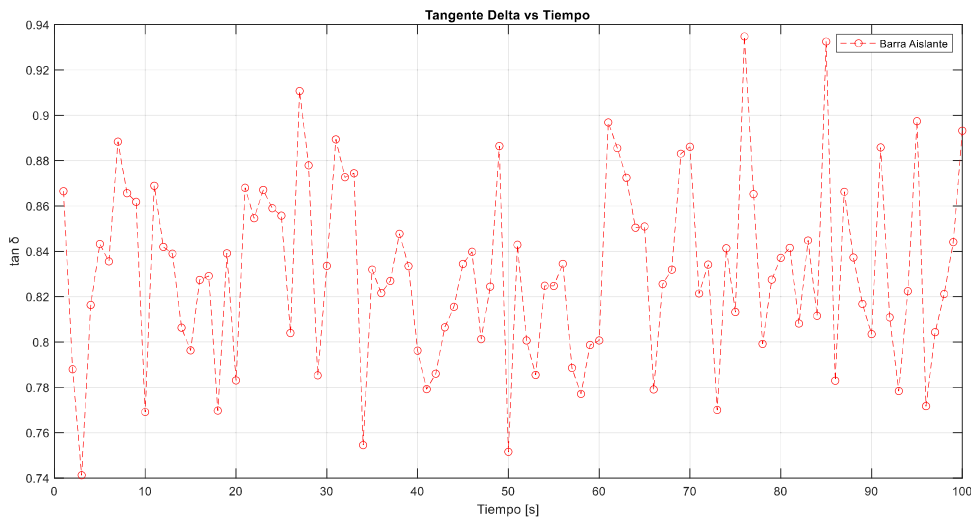


Figura 3.12. FDs de la barra aislante, medidos con el DDAQ NI-6008.

En la Tabla 3.4. se calcula el error absoluto entre ambos métodos.

Tabla 3.4. Comparación de los resultados de la barra aislante.

Tangente de Pérdidas/ Fourier a 60 Hz	Tangente de Pérdidas/ DDAQ	Error Absoluto %
0.8928	0.8313	6.15

De nuevo el error absoluto es elevado. Sin embargo ambos métodos son congruentes al demostrar que el FD de la barra aislante es elevado.

3.1.5 CASCO DE SEGURIDAD

La respuesta en frecuencia del factor de disipación para el casco de seguridad se indica en la Figura 3.13. Aquí los FDs tienen la tendencia de disminuir hasta los 96 Hz en donde aparece un valle, con presencia de pequeños picos intermedios y luego vuelven a aumentar. La respuesta es similar a la obtenida en los aisladores.

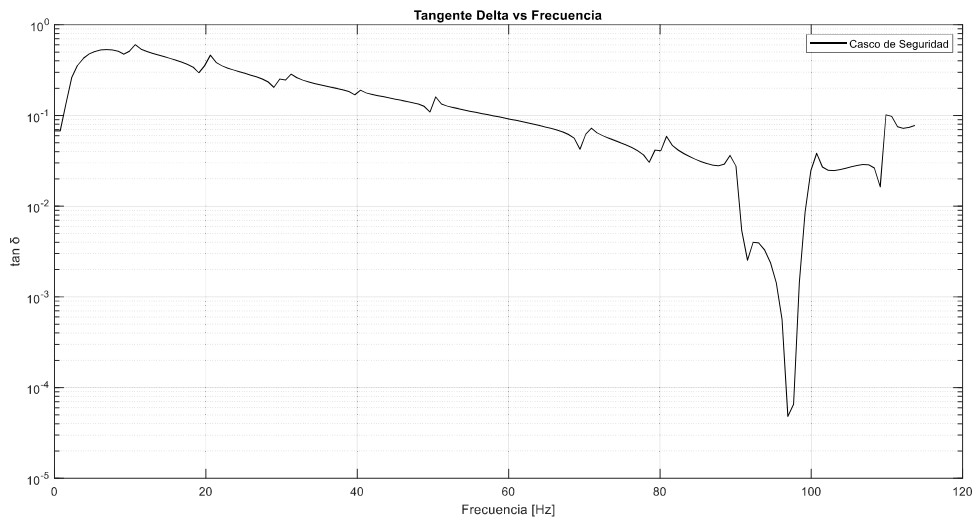


Figura 3.13. FDs para el casco dieléctrico en el dominio de la frecuencia.

Los valores conseguidos en el dominio del tiempo se muestran en la Figura 3.14.

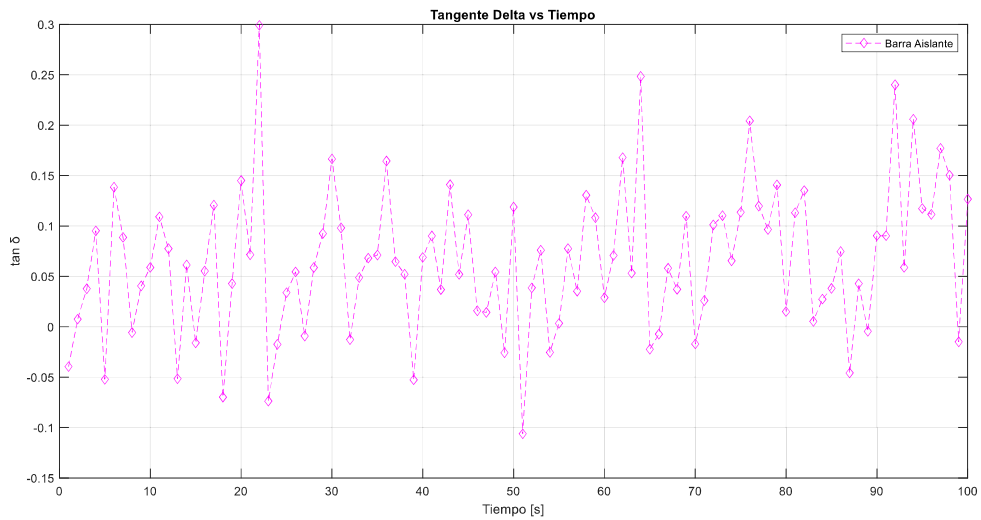


Figura 3.14. FDs del casco dieléctrico, medidos con el DDAQ NI-6008.

Los valores negativos pueden ser defectos de la medición. La comparación de los resultados de ambos métodos se presenta en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5. Comparación de los resultados del casco de seguridad

Tangente de Pérdidas/ Fourier a 60 Hz	Tangente de Pérdidas/ DDAQ	Error Absoluto %
0.0650	0.0918	2.68

3.1.6 BOTAS DE SEGURIDAD

La respuesta en frecuencia es muy similar a la procedente del casco de seguridad, pero es más uniforme, y la tendencia de disminuir es mucho más clara, hasta los 99 Hz, como se muestra en la Figura 3.15. En 60 Hz, el valor de tangente delta es de 0.0812, mayor al casco de seguridad, 0.0650.

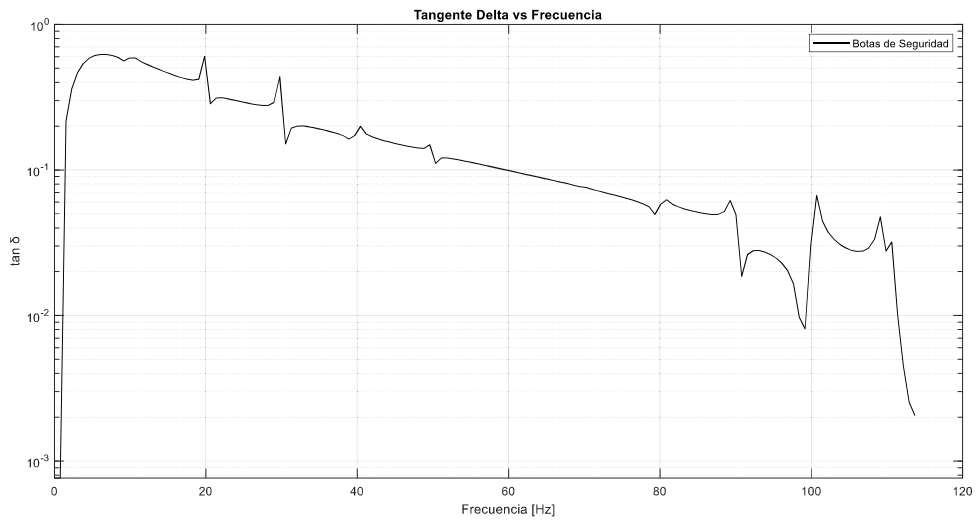


Figura 3.15. FDs para el casco dieléctrico en el dominio de la frecuencia.

Los FDs obtenidos en el dominio del tiempo se exhiben en la Figura 3.16. Se obtiene un valor promediado de 0.099. Los FDs de disipación con ambos métodos son mayores en el zapato dieléctrico que en el casco dieléctrico.

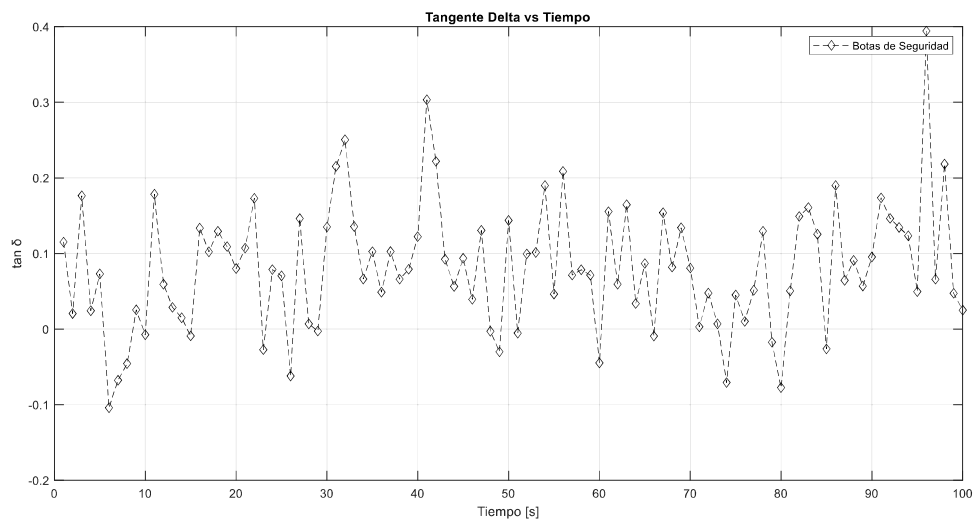


Figura 3.16. FDs del casco dieléctrico, medidos con el DDAQ NI-6008.

En la Tabla 3.6 se indica el error absoluto entre ambos métodos, el cual es menor al 2%.

Tabla 3.6. Comparación de los FDs obtenidos en el dominio del tiempo y frecuencia para las botas de seguridad.

Tangente de Pérdidas/ Fourier a 60 Hz	Tangente de Pérdidas/ DDAQ	Error Absoluto %
---------------------------------------	----------------------------	------------------

0.0812	0.0992	1.80
--------	--------	------

3.1.7 DISCUSIÓN DE RESULTADOS

La compilación de los resultados a 60 Hz se muestra en la tercera columna de la Tabla 3.7 y permite validar el método en el dominio de la frecuencia, ya que el error absoluto respecto al método con el DDAQ es muy bajo, salvo en dos casos concretos donde se supera el 6%. Esto posiblemente se deba a una mala lectura de las señales de corriente o voltaje por parte del DDAQ y a la presencia de ruido.

Tabla 3.7. Resultados de FD a 60 Hz.

Tipo de Aislante	Estado	Tangente de Pérdidas a 60 Hz (Fourier)	Tangente de Pérdidas (DDAQ)	Error absoluto %
Aislador ANSI 56-1	Aislador seco	0.0647	0.1278	6.31
	Aislador mojado	0.325	0.3219	0.31
	Aislador mojado y con ceniza	0.4868	0.5221	3.53
Aislador ANSI 56-2	Aislador seco	0.0452	0.0238	2.14
	Aislador mojado	0.0990	0.0858	1.32
	Aislador mojado y con ceniza	0.2705	0.2566	1.39
Aceite dieléctrico	Aceite nuevo	0.0086	0.0047	0.39
	Aceite degradado	0.05396	0.0528	0.116
Barra aislante	Seco	0.8928	0.8313	6.15
Casco	Seco	0.0650	0.0918	2.68
Botas	Seco	0.0812	0.0992	1.80

Según los resultados obtenidos, el material aislante con menor factor de disipación es el aceite dieléctrico nuevo. Mientras que el mayor factor de disipación a 60 Hz pertenece a la barra aislante. Ambos métodos, tanto el del dominio del tiempo, como el del dominio de la frecuencia permiten concluir que cuando aumenta la degradación de un material aislante, incrementa el FD. Sin embargo la ventaja del método de respuesta en frecuencia es que permite realizar un análisis dentro de un rango de frecuencias y no solo a 60 Hz. Además si se tuviera un histórico de la respuesta en frecuencia de cierto material aislante se podría conocer en qué medida se ve afectado por el envejecimiento, la humedad, la luz solar, el sobrevoltaje, etc.

Por otro lado, el factor de disipación no es el único parámetro que puede calcularse en el dominio de la frecuencia, sino que se pueden calcular las magnitudes mencionadas en la sección 2.2.1.4.1 como impedancias, admitancias, capacitancias complejas, entre otras.

3.2 RESULTADOS APLICANDO AVFI

En esta sección se hallan los siguientes parámetros en el dominio de la frecuencia, para los mismos aislantes y estados analizados en la sección 3.1:

- Espectros de voltaje y corriente
- Módulos de impedancia, parte real e imaginaria.
- Módulos de admitancia.
- Módulo y fase de la función de transferencia.
- Módulos de la capacitancia compleja, parte real e imaginaria.

Las observaciones se limitan al rango de frecuencia entre los 0-110 Hz.

3.2.1 AISLADOR ANSI 56-1

Las señales de voltaje y corriente de este aislador ya fueron presentadas en la Figura 3.1, y su espectro se muestra en la Figura 3.17, donde se observa el aumento de la amplitud conforme aumenta la degradación del aislamiento.

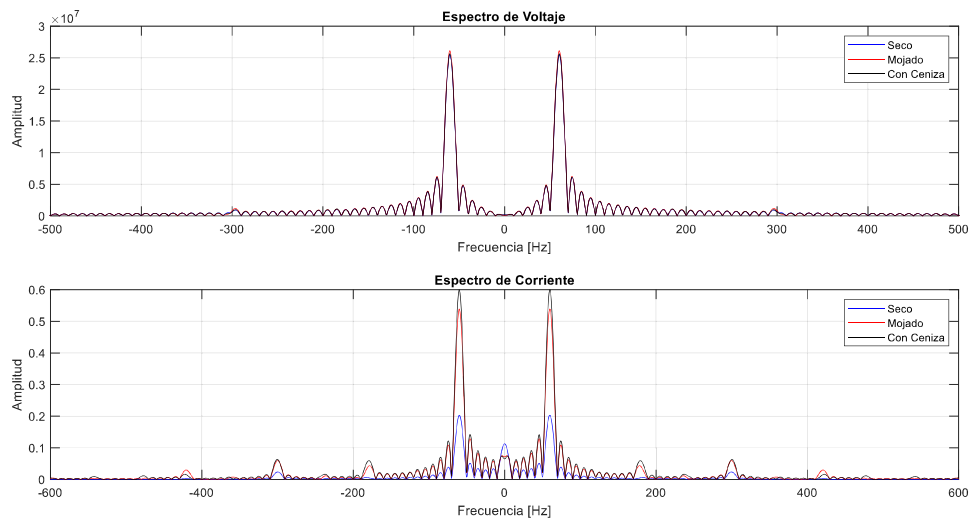


Figura 3.17. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

En la Figura 3.18, se presentan los módulos de la impedancia de los tres estados: seco mojado y cubierto con ceniza lodosa, en ohmios y decibeles. Se observa como la impedancia aumenta conforme aumenta la frecuencia, y decae bruscamente en 109 Hz.

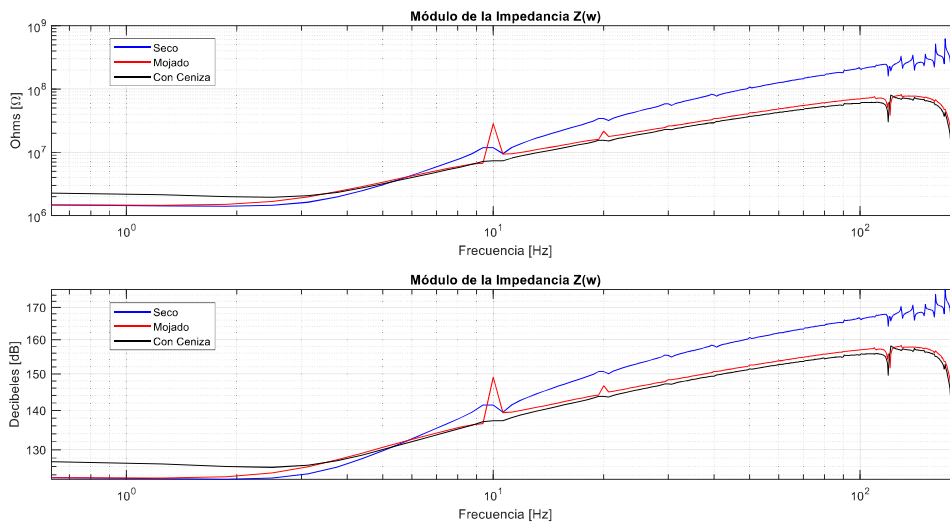


Figura 3.18. Módulo de las impedancias.

En la Figura 3.19, se pueden observar los módulos de las partes reales e imaginarias de la impedancia, donde la parte real que representa las pérdidas del aislamiento manifiesta dos comportamientos distintos. Uno se presenta cuando el aislador está seco (curva en azul) y se observa que en el rango de 5 a 51 Hz aproximadamente, la parte real es mayor. El otro comportamiento se presenta cuando el aislador se degrada, siendo similar la respuesta en frecuencia cuando el aislador se cubre con agua o ceniza.

En 60 Hz, el aislador con ceniza presenta el mayor valor de la parte real de impedancia.

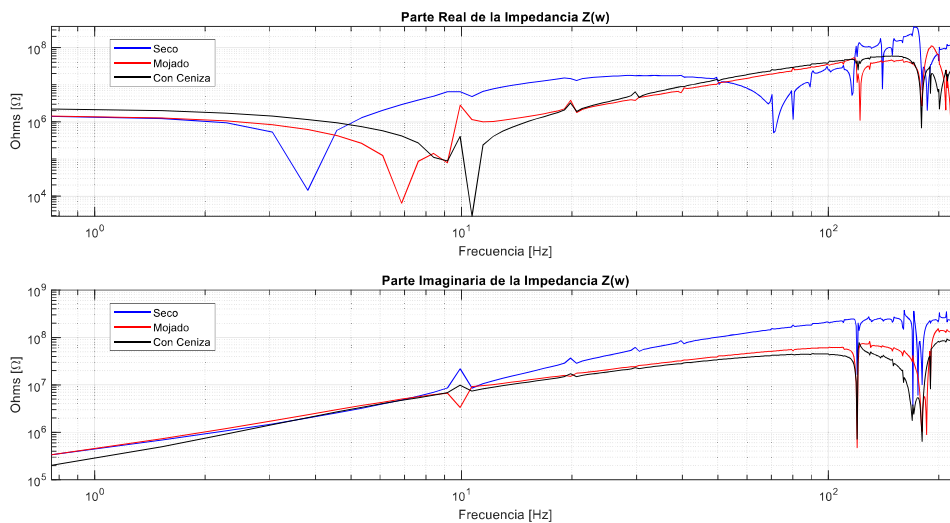


Figura 3.19. Módulo de la parte real e imaginaria de las impedancias.

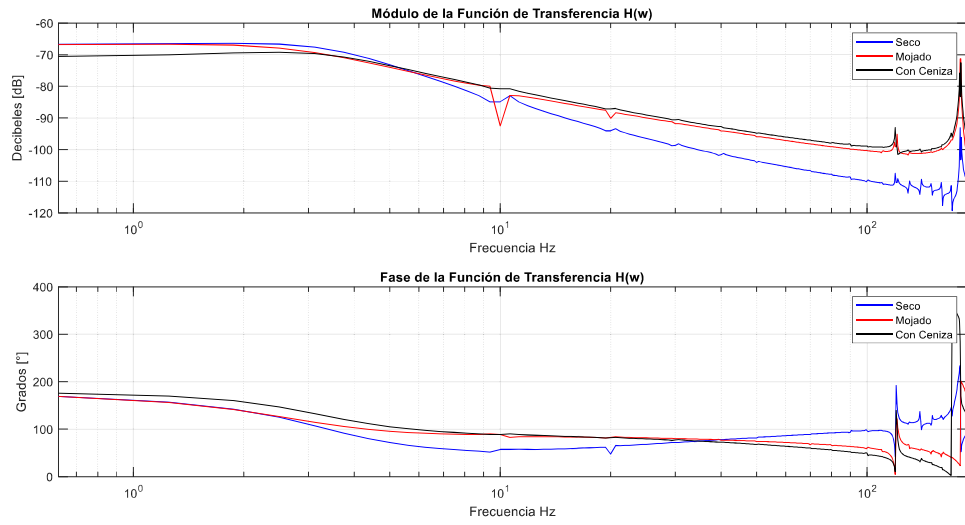


Figura 3.20. Módulo y fase de las funciones de transferencia.

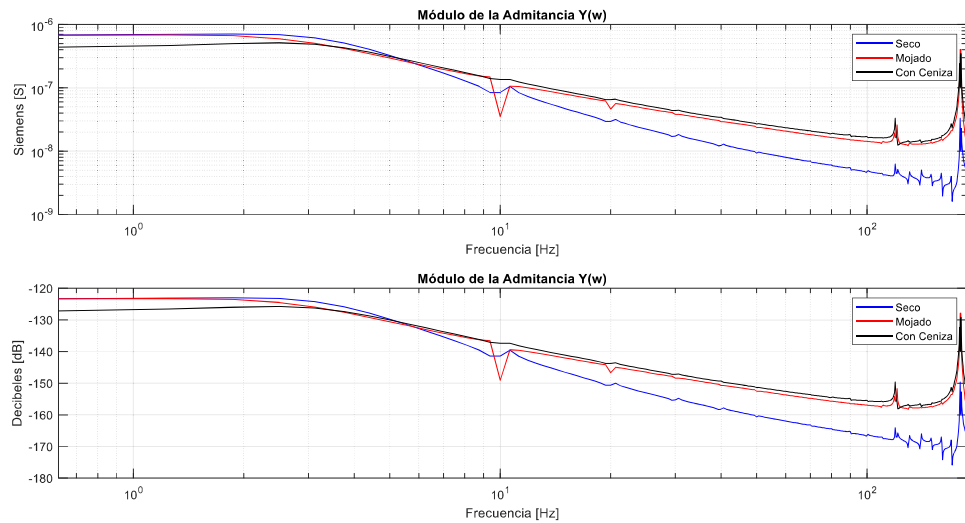


Figura 3.21. Módulo de las admitancias.

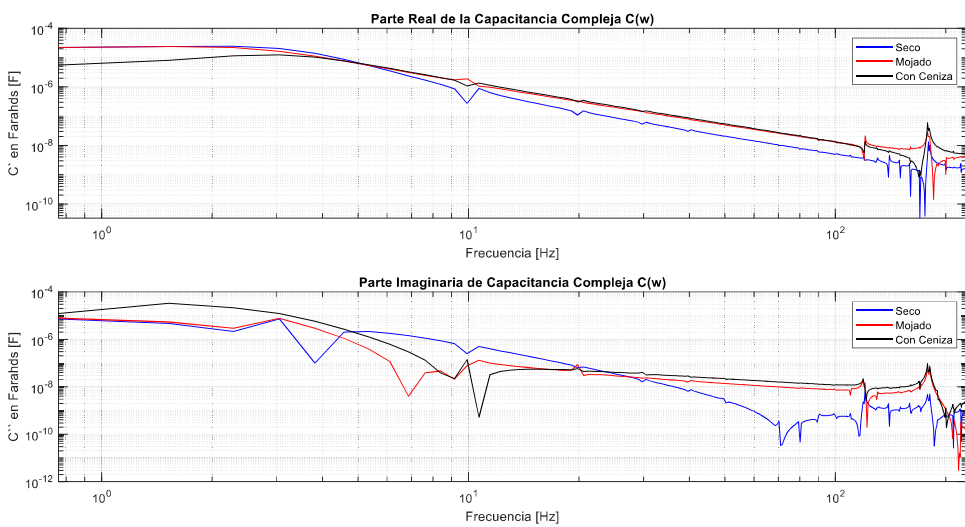


Figura 3.22. Parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

En la Figura 3.20, la fase del aislador disminuye con el aumento de la frecuencia al igual que el módulo de la función de transferencia y el de la admitancia, que se presenta en la Figura 3.21. En la Figura 3.22 se observa que la parte real de la capacitancia compleja disminuye con la frecuencia. Mientras que la parte imaginaria, que representa las pérdidas revela que nuevamente para el estado seco, la forma de onda difiere con respecto a las formas de onda de los estados con presencia de agua. Existe una región de la curva en azul, comprendida entre los 5 Hz y los 21 Hz, en donde la parte imaginaria de $C(\omega)$ es mayor.

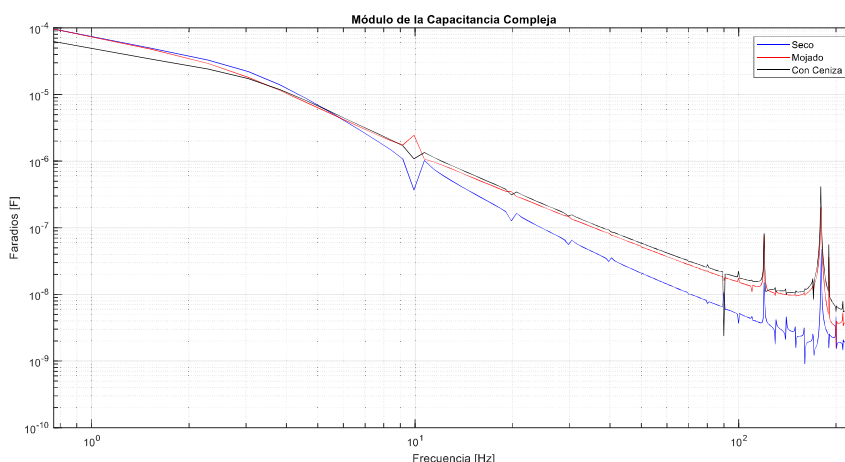


Figura 3.23. Módulo de las capacitancias compleja.

El módulo de la capacitancia compleja, Figura 3.23, disminuye con la frecuencia. En la Tabla 3.8 se indican todas las magnitudes obtenidas a 60 Hz para los tres estados en los que se probó el aislador ANSI 56-1.

Tabla 3.8 Magnitudes del aislador ANSI 56-1 a 60 Hz.

Aislador ANSI 56-1				
Magnitud	Unidades	Aislador Seco	Aislador Mojado	Aislador con Ceniza
Módulo de la Impedancia	MΩ	125.336	48.371	42.626
	dB	161.962	153.692	152.594
Parte Real de la Impedancia	MΩ	8.089	14.951	18.657
Parte Imaginaria de la Impedancia	MΩ	125.075	46.003	38.327
Módulo de la Función de Transferencia	dB	-105.375	-97.106	-96.008
Fase de la Función de Transferencia	(°)	86.230	71.996	64.044
Admitancia	nS	7.979	20.673	23.460
	dB	-161.962	-153.692	-152.594
Capacitancia Real	nF	14.256	35.203	37.767
Capacitancia Imaginaria	nF	0.921	11.441	18.384
Tangente Delta	p.u.	0.065	0.325	0.487
Módulo de la Capacitancia Compleja	nF	14.286	37.016	42.004

3.2.2 AISLADOR ANSI 56-2

En la Figura 3.24 se muestra el espectro de las señales presentadas en la Figura 3.5.

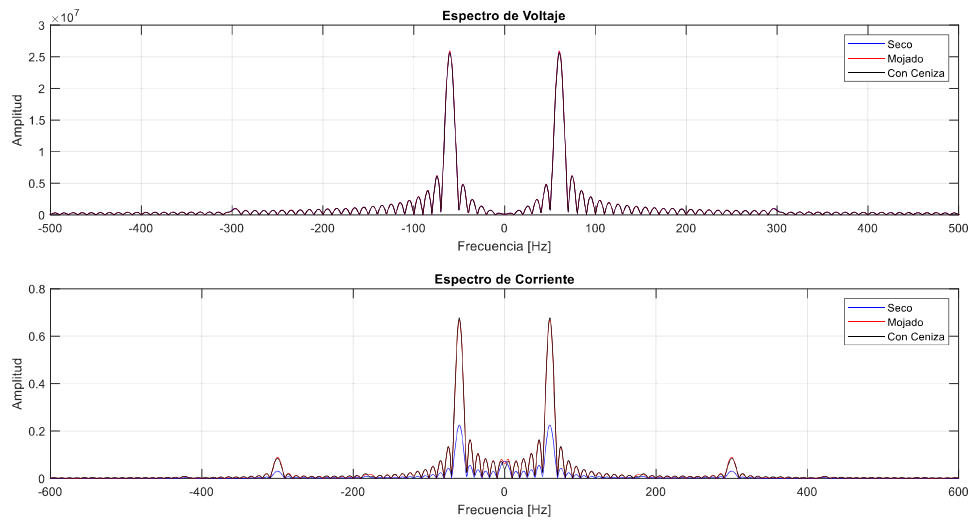


Figura 3.24. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

La respuesta en frecuencia de este aislador es muy parecida a la del aislador 56-1. Se constata lo siguiente:

En la Figura 3.25: el módulo de la impedancia aumenta con la frecuencia. La mayor impedancia pertenece al aislador seco.

En la Figura 3.26, la mayor parte real de impedancia a 60 Hz aparece en el aislador con ceniza. La parte imaginaria de la impedancia siempre es mayor en el aislador seco.

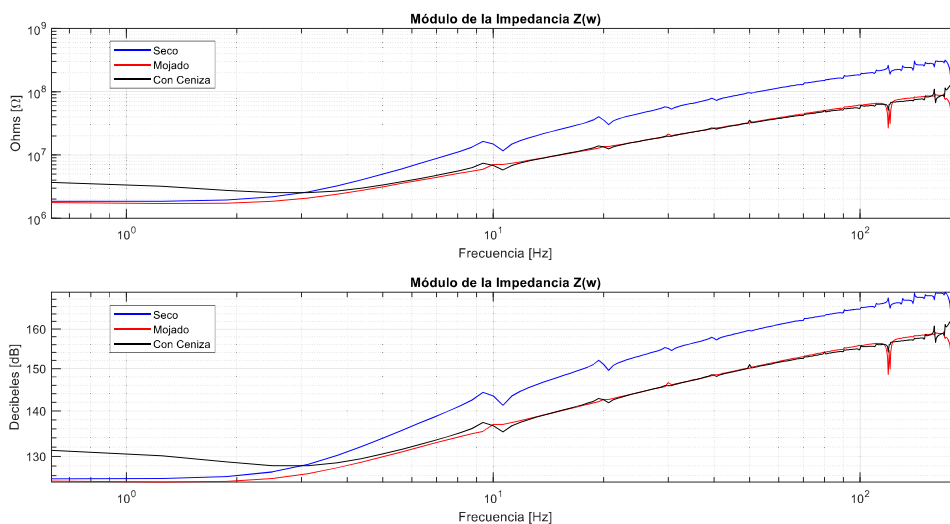


Figura 3.25. Módulo de las impedancias.

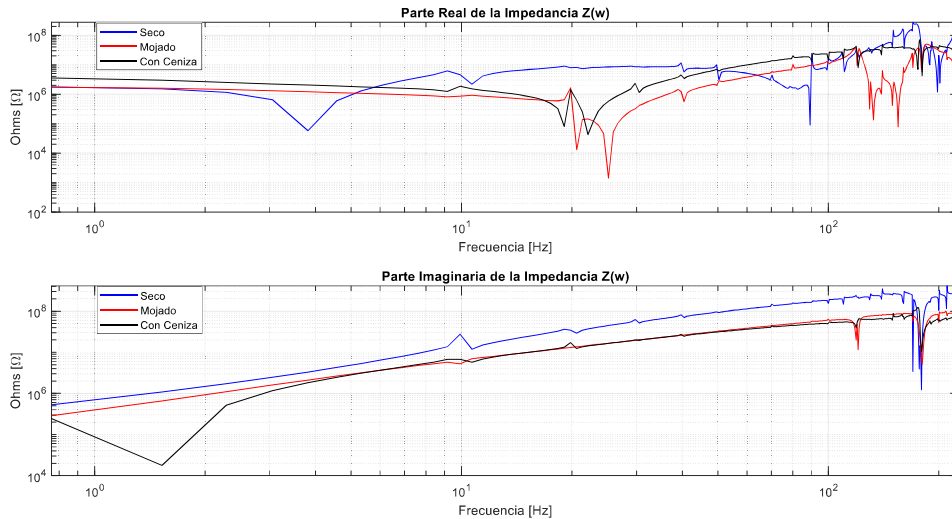


Figura 3.26. Parte real e imaginaria de las impedancias.

En la Figura 3.27, la fase disminuye con el aumento de frecuencia, al igual que el módulo de la función de transferencia. En la Figura 3.28, el módulo de admitancias disminuye conforme se incrementa la frecuencia. En la Figura 3.29, el módulo de la parte real de la capacitancia compleja disminuye con la frecuencia. En la parte imaginaria la curva en azul, del aislador seco, se comporta de manera distinta a las curvas en negro y rojo, en donde el aislador se ha degradado. Como se indica en la sección 3.2.1, se cree que este efecto se debe a que la corriente de contorno aumenta al encontrar un camino más conductivo que el aire. En la Figura 3.30, se observa como el módulo de la capacitancia compleja disminuye con el aumento de la frecuencia.

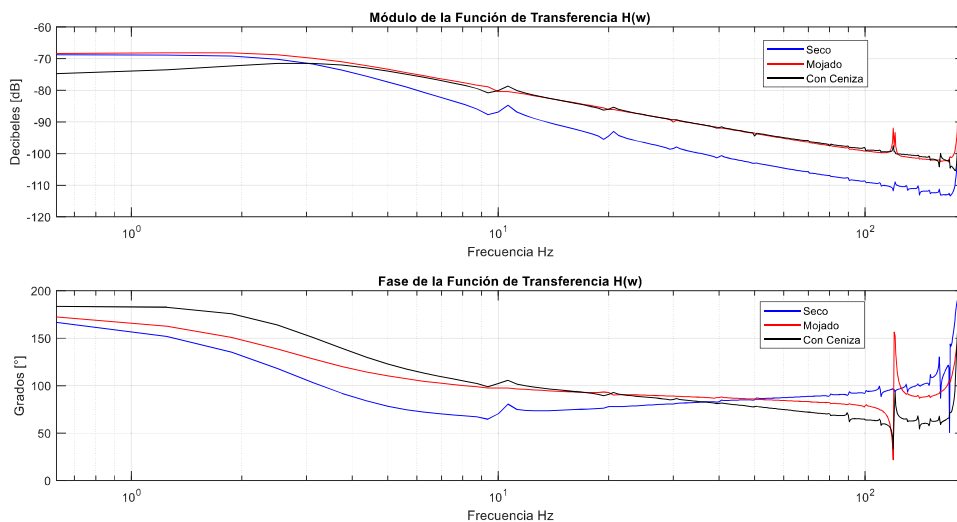


Figura 3.27. Módulo y fase de las funciones de transferencia.

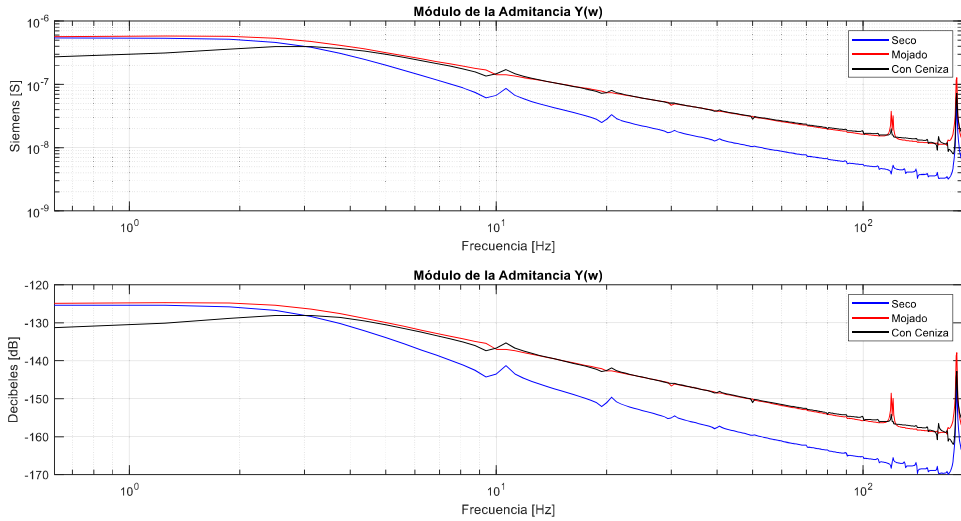


Figura 3.28. Módulo de las admittancias.

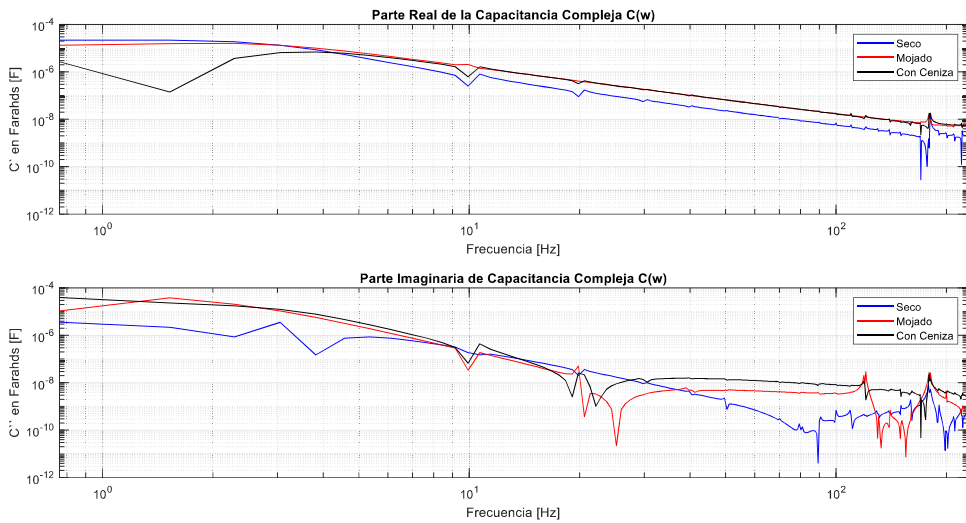


Figura 3.29. Parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

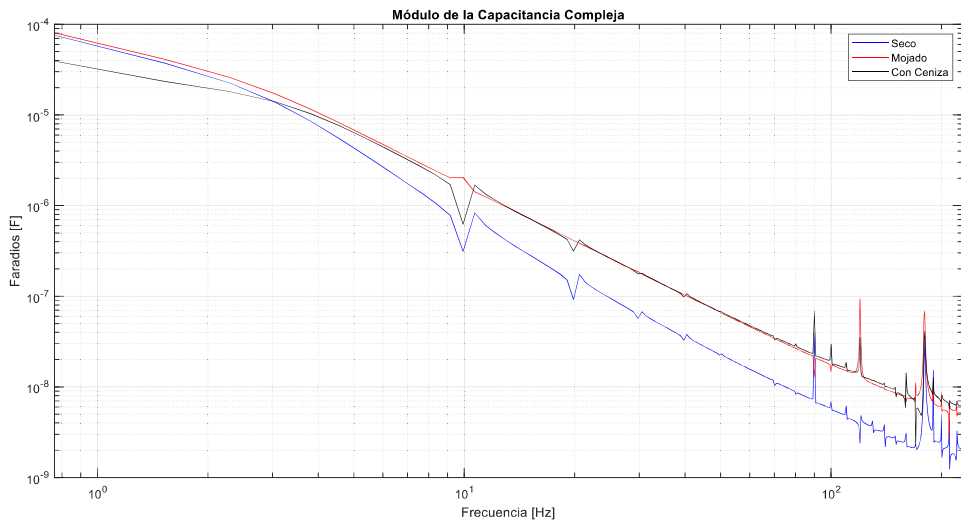


Figura 3.30. Módulo de las capacitancias complejas.

En la Tabla 3.9 se resumen los valores obtenidos a 60 Hz para el aislador clase ANSI 56-2 en los distintos estados cuando el voltaje aplicado es de 20.6 kV.

Tabla 3.9. Magnitudes del aislador ANSI 56-2 a 60 Hz.

Aislador ANSI 56-2				
Magnitud	Unidades	Aislador Seco	Aislador Mojado	Aislador con Ceniza
Módulo de la Impedancia	MΩ	114.411	38.709	37.709
	dB	161.169	151.756	151.529
Parte Real de la Impedancia	MΩ	5.1620	3.8124	9.8450
Parte Imaginaria de la Impedancia	MΩ	114.294	38.521	36.402
Módulo de la Función de Transferencia	dB	-104.583	-95.170	-94.943
Fase de la Función de Transferencia	(°)	87.414	84.348	74.866
Admitancia	nS	8.740	25.834	26.519
	dB	-161.169	-151.756	-151.529
Capacitancia Real	nF	15.634	46.031	45.835
Capacitancia Imaginaria	nF	0.706	4.555	12.396
Tangente Delta	p.u.	0.045	0.099	0.271
Módulo de la Capacitancia Compleja	nF	15.650	46.255	47.481

3.2.3 ACEITE DIELECTRICO MINERAL TIPO I

Las señales medidas de voltaje y corriente, se muestran en la Figura 3.31 y su espectro en el dominio de la frecuencia en la Figura 3.32. El voltaje aplicado es de 13.9 kV, y la respuesta en frecuencia del factor de disipación puede apreciarse en la sección 3.1.3. En el caso del aceite la corriente medida es netamente la que cruza el dieléctrico. Esto no sucedía en los aisladores, ya gran parte de la corriente total medida, al menos cuando se cubrían de agua o lodo, pertenecía a una componente que rodeaba el aislador o de contorno, más que a la corriente de fuga.

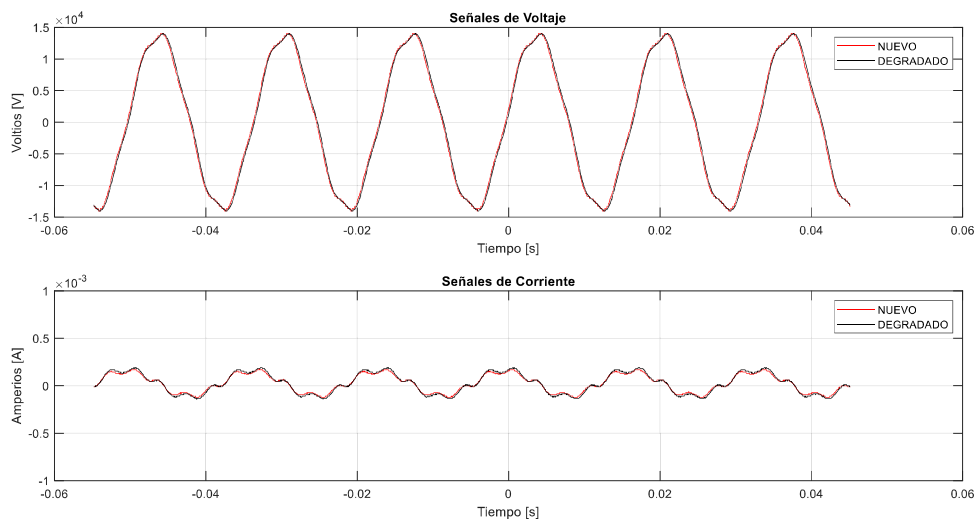


Figura 3.31. Señales de voltaje y corriente.

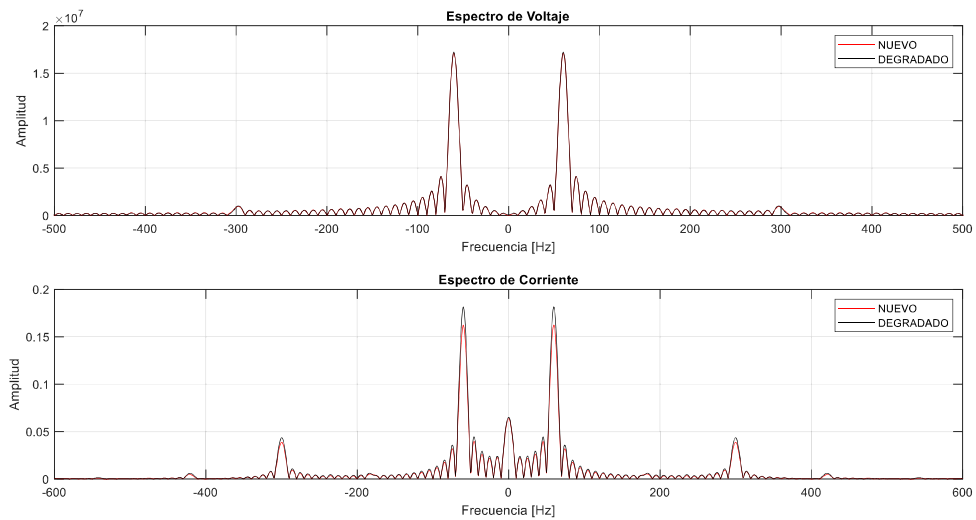


Figura 3.32. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

En la Figura 3.33 se traza el comportamiento de las impedancias, y se distingue que la impedancia es mayor cuando el aceite no se degrada. En la Figura 3.34 se muestra el módulo de la parte real e imaginaria de la impedancia. De nuevo se resalta la idea de que la respuesta en frecuencia alcanzada para ambas muestras de aceite es una consecuencia directa de la estructura interna del material, del voltaje aplicado, de la heterogeneidad del dieléctrico y la heterogeneidad del campo, como se explicó en la sección 1.3.1.3.

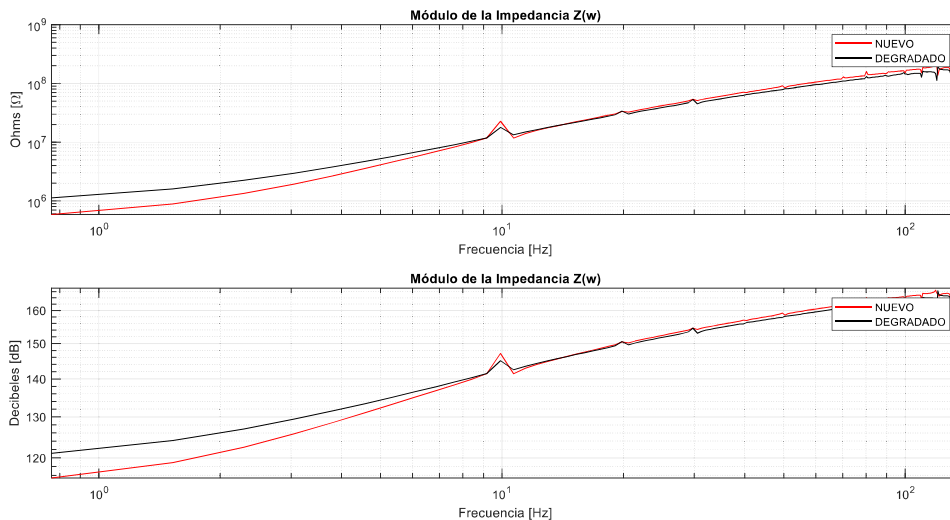


Figura 3.33. Módulo de las impedancias.

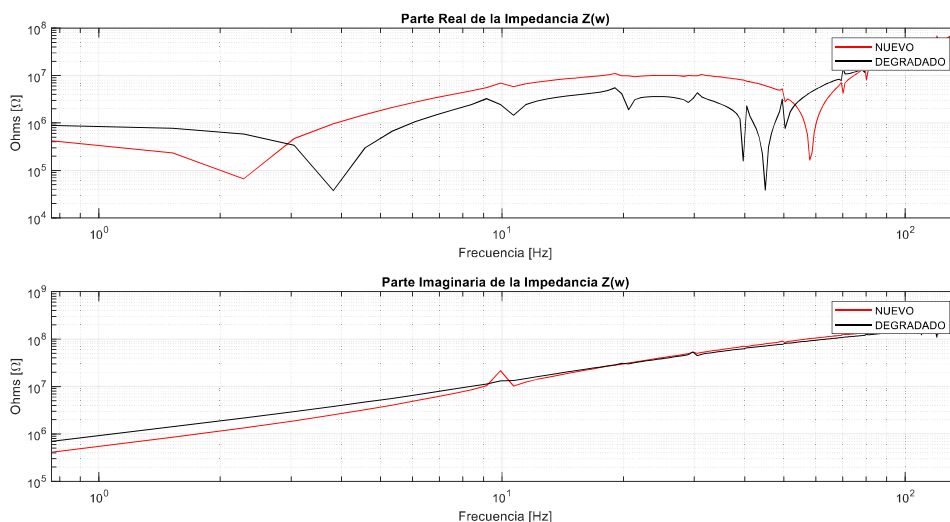


Figura 3.34. Parte real e imaginaria de las impedancias.

En la Figura 3.35 se exhibe el módulo de la función de transferencia junto con la fase. El comportamiento angular es particular ya que hasta los 10 Hz disminuye, y desde los 10 Hz hacia delante aumenta, sin alcanzar el valor inicial. La fase del aceite con agua es mayor en todo el tramo mencionado (curva negra). En la Figura 3.36 se expone el módulo de las admitancias cuyo comportamiento es opuesto a la impedancia, y análogo al módulo de las capacitancias complejas que se indican en la Figura 3.38. En la Figura 3.37 se exhiben las componentes real e imaginaria de la capacitancia compleja. En el caso del aceite, la degradación causada por las partículas de agua puede percibirse mejor en la frecuencia que en el dominio del tiempo, en donde las señales de corriente parecen ser muy similares.

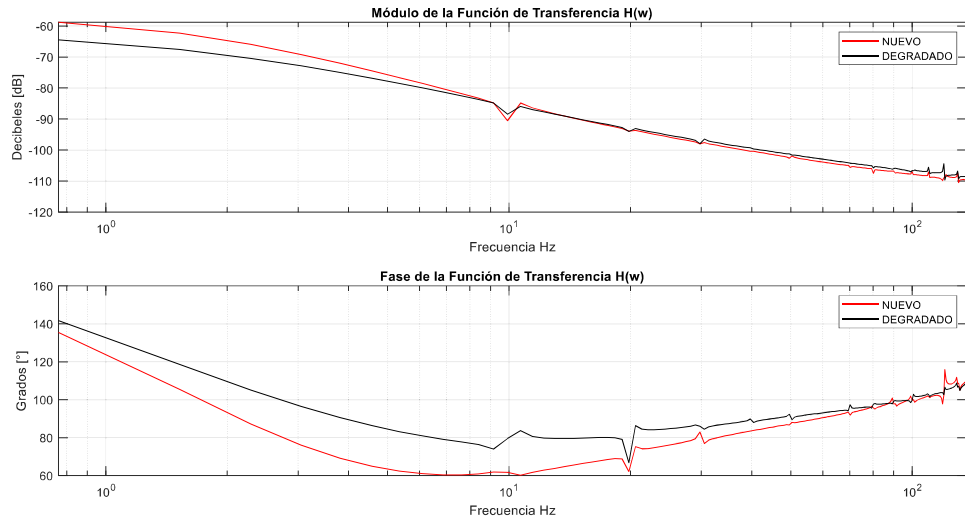


Figura 3.35. Módulo y fase de las funciones de transferencia.

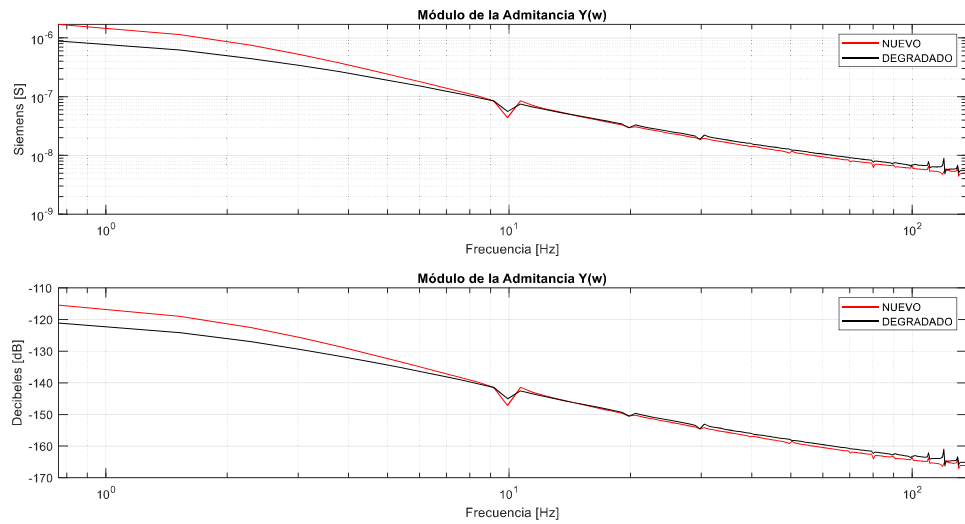


Figura 3.36. Módulo de las admitancias.

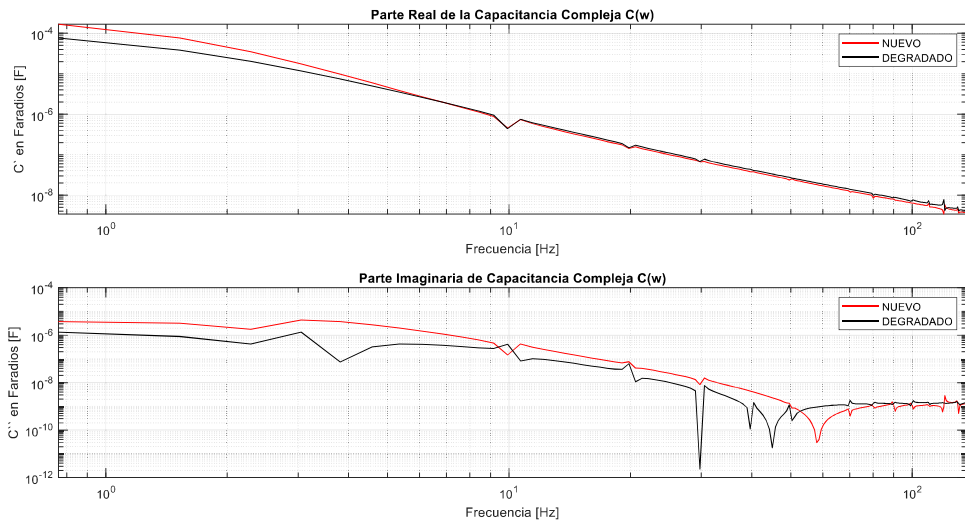


Figura 3.37. Módulo de la parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

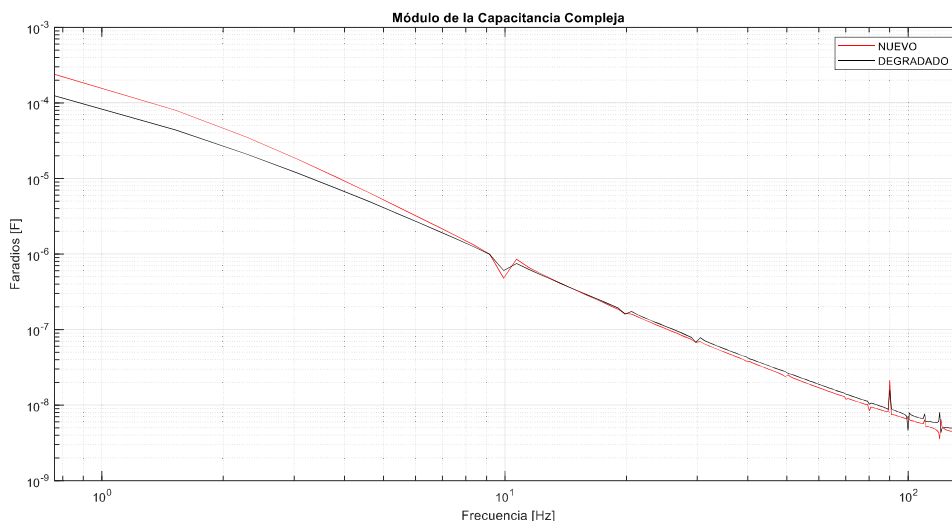


Figura 3.38. Módulo de las capacitancias complejas.

Las gráficas muestran consonancia con los resultados presentados para los aisladores. En la Tabla 3.10 se resumen las magnitudes calculadas a 60 Hz para las muestras de aceite sometidas a prueba.

Tabla 3.10. Magnitudes de dos muestras de aceite a 60 Hz.

ACEITE DIELECTRICO			
Magnitud	Unidades	Nuevo	Degradado
Módulo de la Impedancia	MΩ	105.338	94.751
	dB	160.452	159.531
Parte Real de la Impedancia	MΩ	0.905	5.105
Parte Imaginaria de la Impedancia	MΩ	105.334	94.613
Módulo de la Función de Transferencia	dB	-103.865	-102.945
Fase de la Función de Transferencia	(°)	90.492	93.088
Admitancia	nS	9.493	10.554
	dB	-160.452	-159.531
Capacitancia Real	nF	16.997	18.869
Capacitancia Imaginaria	F	0.146	1.018
Tangente Delta	p.u.	0.009	0.054

3.2.4 BARRA AISLANTE DE PAPEL

La barra aislante es el material más antiguo que se ha probado dentro de este trabajo de titulación. La Figura 3.39 muestra las formas de voltaje y corriente medidas. El nivel de voltaje aplicado es de 20.6 kV, y la barra tiene una longitud de 67 cm, por tal motivo la corriente que circula por el material es pequeña. De hecho, es el elemento que más limita el paso de corriente, ya que la distancia entre electrodos es mayor. En la Figura 3.40 se presentan los espectros de la señal de voltaje y corriente.

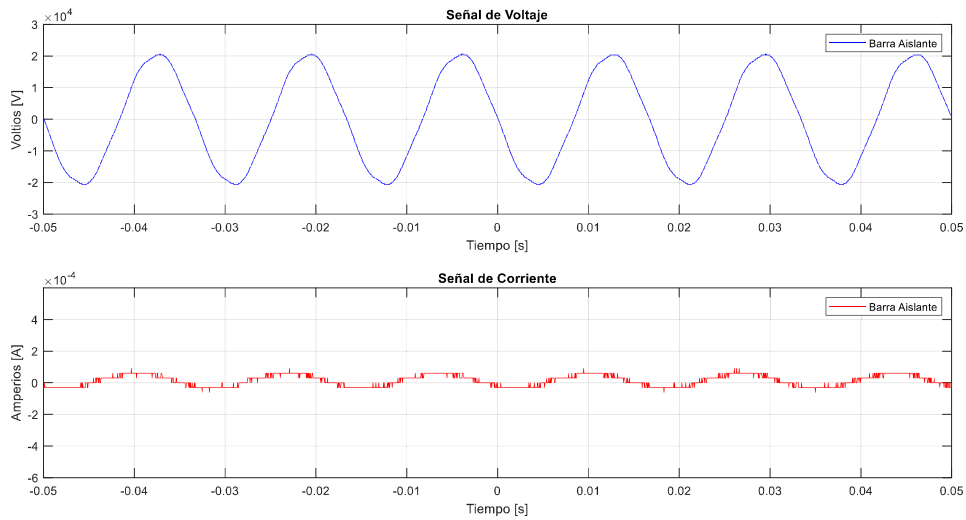


Figura 3.39. Señales de voltaje y corriente.

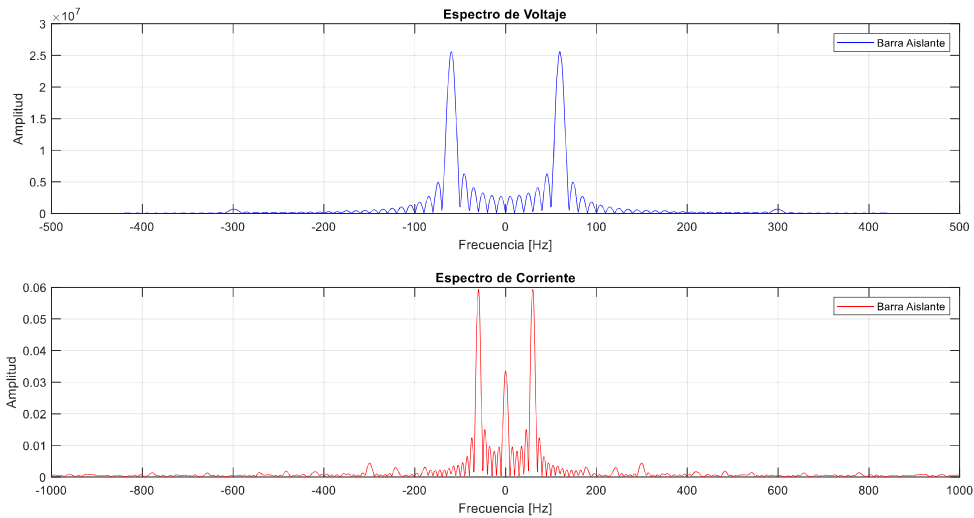


Figura 3.40. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

De la Figura 3.41, en donde se indica el módulo de la impedancia, se extrae que la barra aislante es el material con mayor impedancia, en comparación con los elementos ya analizados. Lo mismo sucede con la parte real de la impedancia, Figura 3.42, razón por la cual presenta un factor de disipación elevado. En la Figura 3.43 se muestra el módulo y fase de la función de transferencia. Esta última decae en más de 50 grados en la ventana de 0 a 100 Hz.

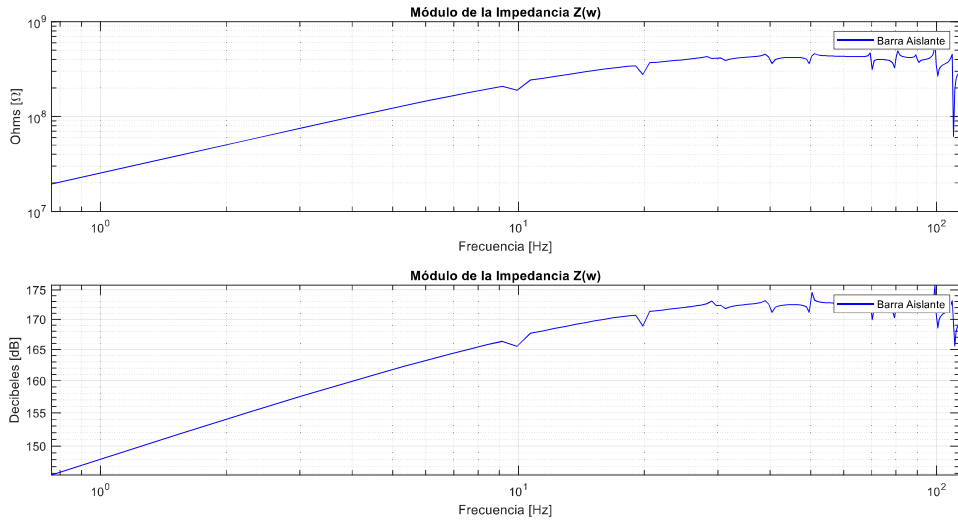


Figura 3.41. Módulo de la impedancia.

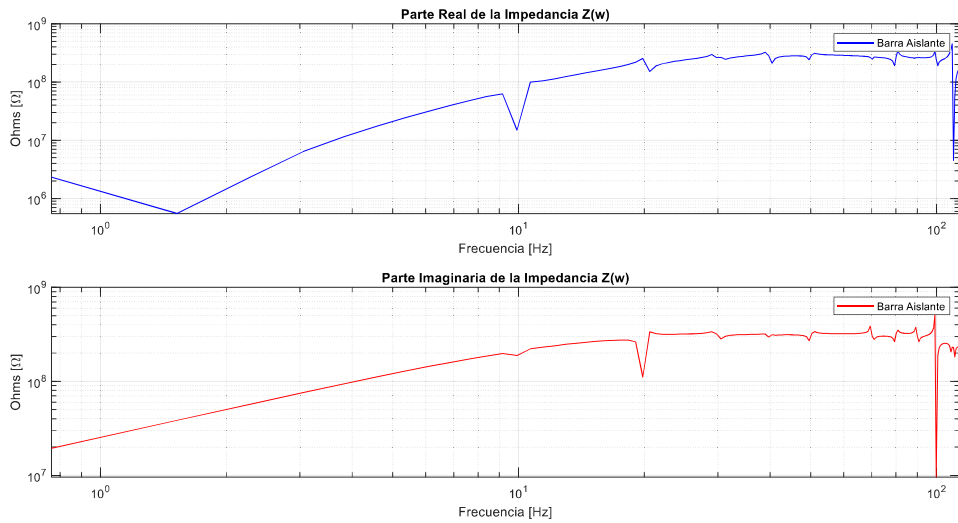


Figura 3.42. Módulo de la parte real e imaginaria de la impedancia.

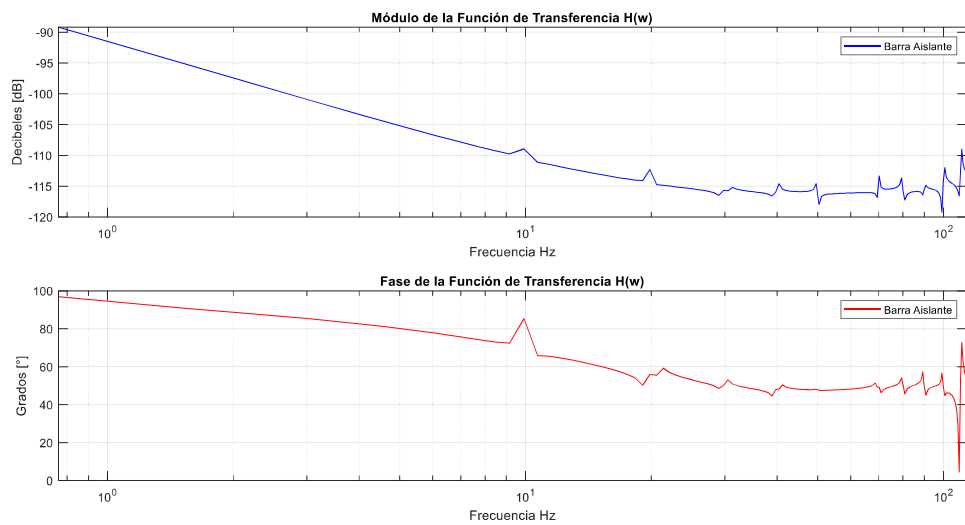


Figura 3.43. Módulo y fase de la función de transferencia.

En la Figura 3.44 se exhibe el módulo de la admitancia en siemens y decibeles y en la Figura 3.45 se observa la componente real e imaginaria de la capacitancia compleja. Ambas son congruentes con los resultados ya presentados de los materiales en seco. Sin embargo, la parte real de la capacitancia que no decae tan abruptamente es muy similar a la parte imaginaria, lo que resulta en un factor de pérdidas elevado. El módulo de la capacitancia compleja se indica en la Figura 3.46.

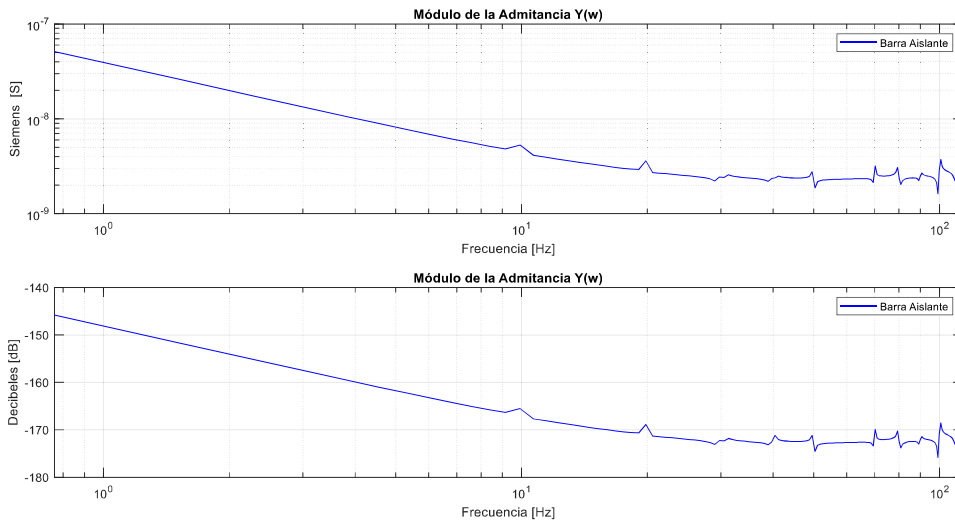


Figura 3.44. Módulo de la admitancia.

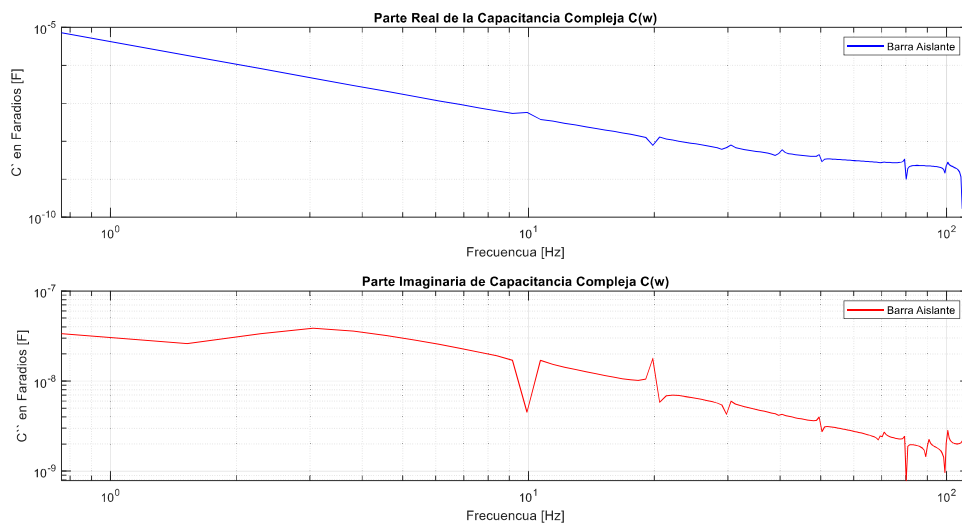


Figura 3.45. Módulo de la parte real e imaginaria de la capacitancia compleja.

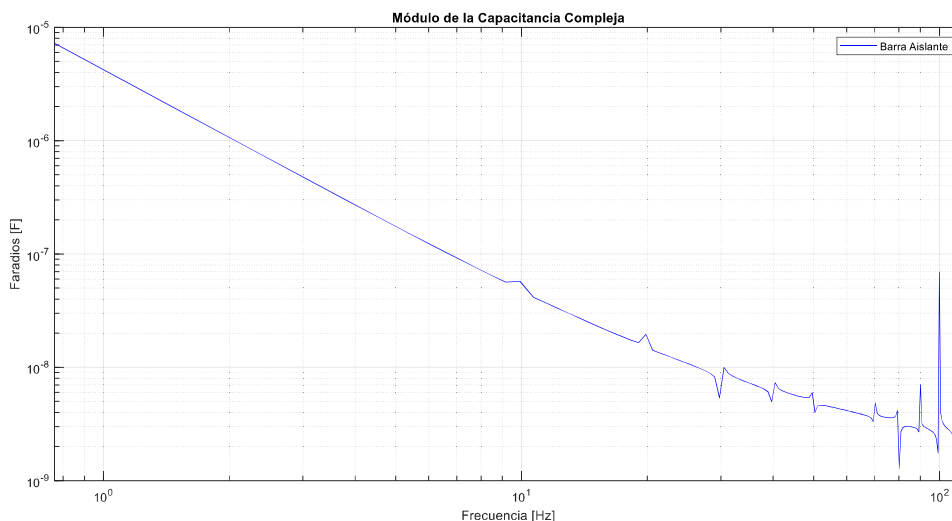


Figura 3.46. Módulo de la capacitancia compleja.

Tabla 3.11. Magnitudes de una barra aislante de papel a 60 Hz.

Barra Aislante de Papel		
Magnitud	Unidades	Valor
Módulo de la Impedancia	MΩ	430.754
	dB	172.685
Parte Real de la Impedancia	MΩ	286.884
Parte Imaginaria de la Impedancia	MΩ	321.320
Módulo de la Función de Transferencia	dB	-116.099
Fase de la Función de Transferencia	(°)	48.241
Admitancia	nS	2.322
	dB	-172.685
Capacitancia Real	nF	3.101
Capacitancia Imaginaria	nF	2.768
Tangente Delta	p.u.	0.893

En la Tabla 3.11 se comparan las magnitudes obtenidas a 60 Hz. Incluso los resultados posteriores y los ya presentados permitirán concluir que sin importar el material que se pruebe, la respuesta en frecuencia es una herramienta útil para la evaluación del aislamiento.

3.2.5 CASCO Y BOTAS DE SEGURIDAD

En esta sección se discuten los resultados obtenidos al aplicar impulsos de 20.6 kV a dos elementos aislantes: casco y botas de seguridad. Ambos elementos usados para la protección de trabajadores de varias empresas no solo de las pertenecientes a subestaciones de transmisión y distribución. Los dos equipos están sujetos a normas

como se indicó previamente en la Tabla 2.1. Las señales de voltaje y corriente medidas se señalan en la Figura 3.47, y el espectro resultante en la frecuencia en la Figura 3.48.

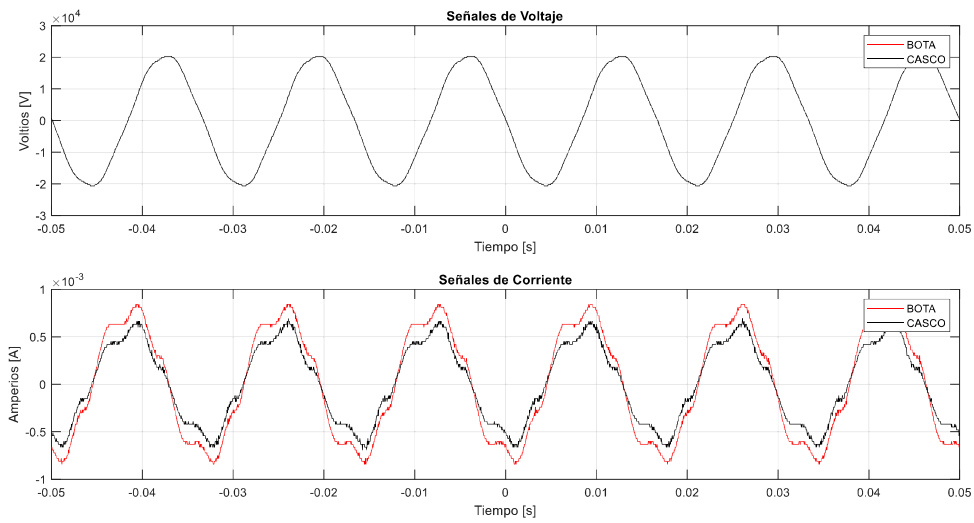


Figura 3.47. Señales de voltaje y corriente.

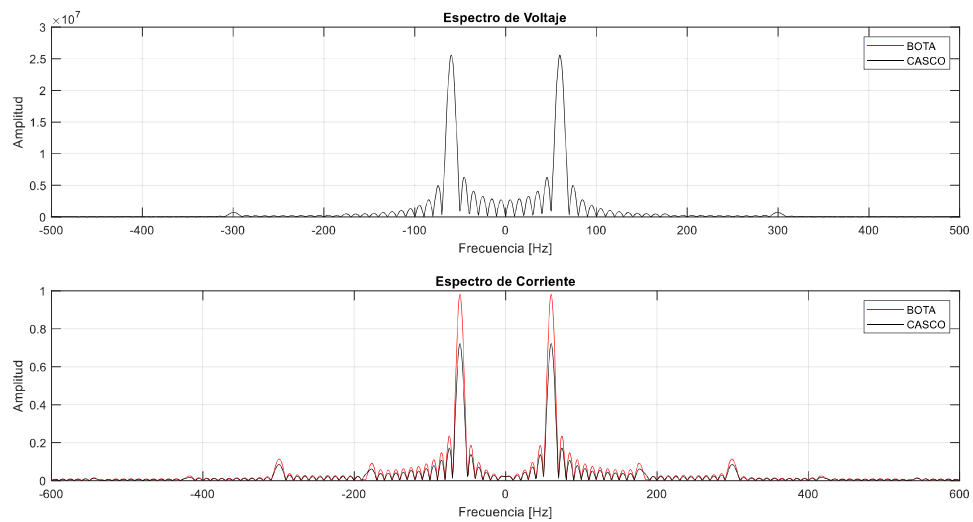


Figura 3.48. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

Aunque ambos elementos son fabricados con distintos materiales la respuesta en frecuencia es muy similar, pero el aislante de mejor calidad, según los resultados es el casco dieléctrico. En la Figura 3.49, se observa como el módulo de la impedancia del casco es superior en casi todo el rango de frecuencia. En la Figura 3.50 se exhiben las componentes real e imaginaria de la impedancia. En la Figura 3.51 se expone la conducta de los módulos de la función de transferencia junto con la fase. La fase disminuye hasta los 10 Hz, luego se incrementa con la frecuencia, pero no supera su valor inicial. En la Figura 3.52, se grafica el módulo de la admitancia. En la Figura 3.53 se observa la parte real e imaginaria de la capacitancia compleja. En 60 Hz, la componente

imaginaria es mayor para las botas de seguridad. Es decir este material tiene mayores pérdidas.

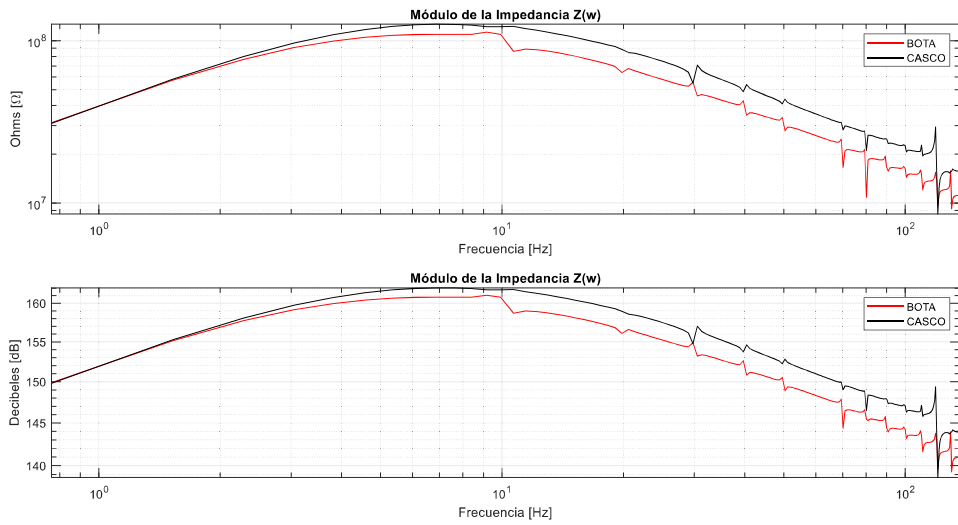


Figura 3.49. Módulo de la impedancia.

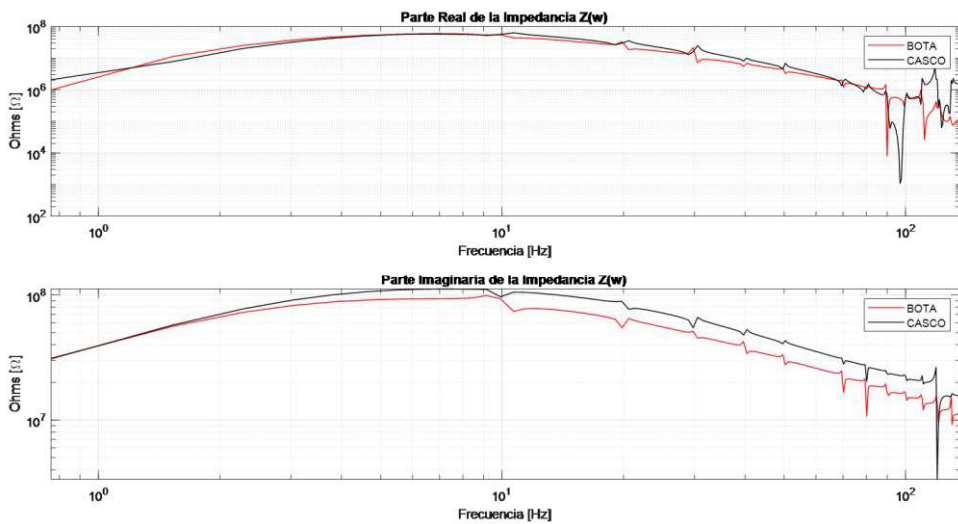


Figura 3.50. Módulo de la parte real e imaginaria de la impedancia.

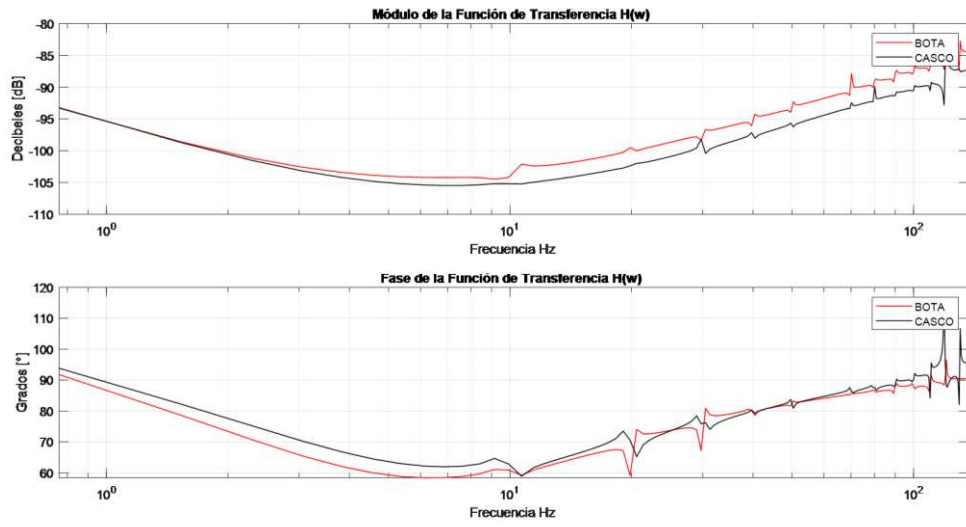


Figura 3.51. Módulo y fase de la función de transferencia.

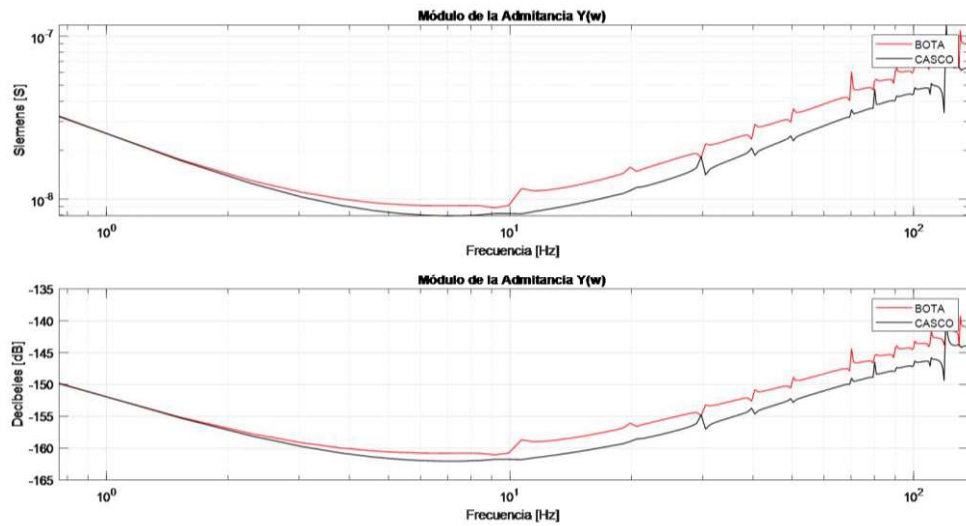


Figura 3.52. Módulo de la admitancia.

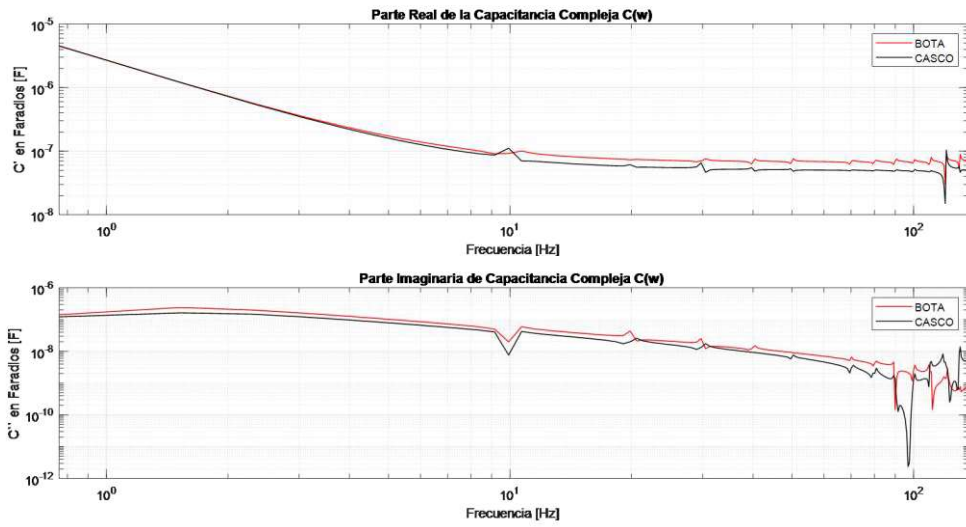


Figura 3.53. Módulo de la parte real e imaginaria de la capacitancia compleja.

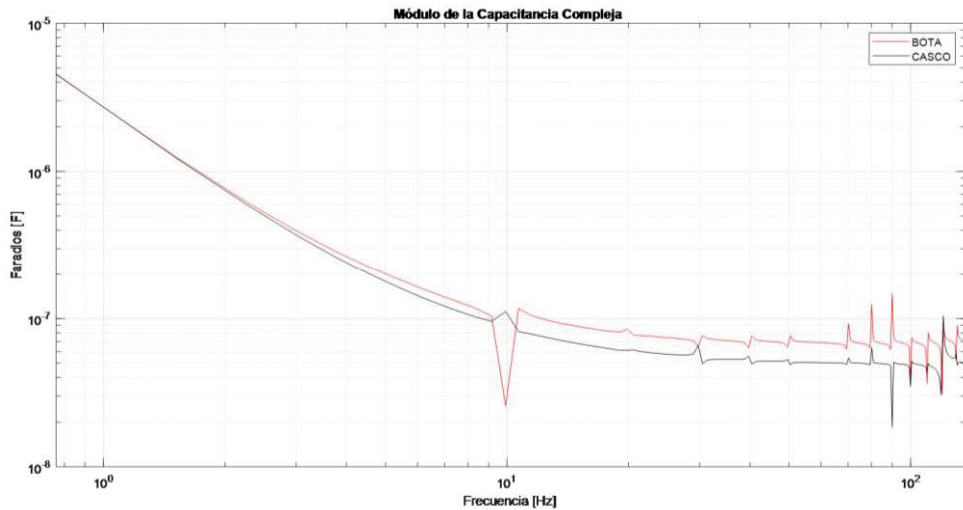


Figura 3.54. Módulo de la capacitancia compleja.

En la Figura 3.54 se muestra el módulo de la capacitancia compleja, que es mayor para la bota en todo el rango de frecuencias, y en la Figura 3.55 se comparan los factores de disipación de ambos accesorios de seguridad. La respuesta en frecuencia es semejante. La tangente delta indica que el aislante de mejor calidad en este caso es el casco de seguridad. En la Tabla 3.12 se comparan las magnitudes obtenidas a 60 Hz.

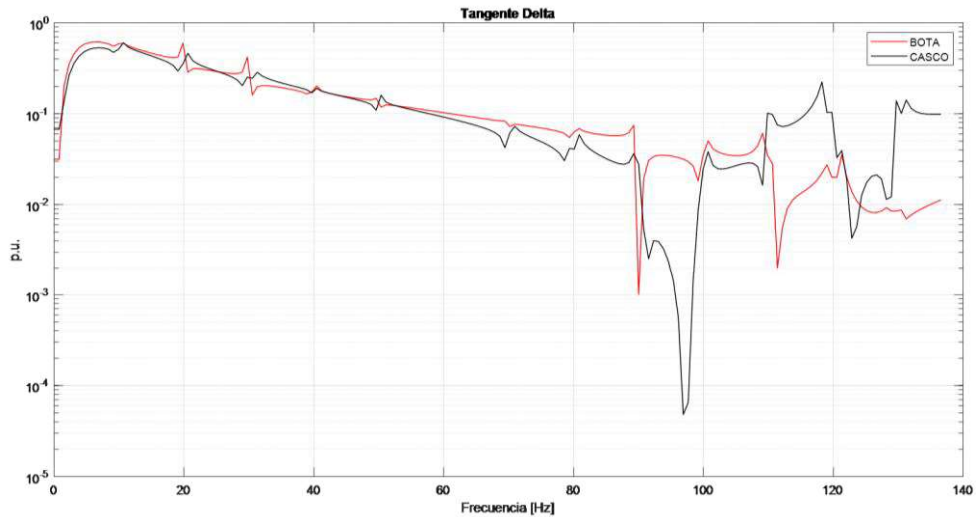


Figura 3.55 Tangentes delta del casco y bota de seguridad.

Tabla 3.12. Magnitudes del casco y botas de seguridad a 60 Hz.

Magnitud	Unidades	Casco de Seguridad	Botas de Seguridad
Módulo de la Impedancia	MΩ	35.450	26.164
	dB	150.992	148.354
Parte Real de la Impedancia	MΩ	3.242	2.583
Parte Imaginaria de la Impedancia	MΩ	35.302	26.036
Módulo de la Función de Transferencia	dB	-94.406	-91.768
Fase de la Función de Transferencia	(°)	84.752	84.335
Admitancia	nS	28.208	38.220
	dB	-150.992	-148.354
Capacitancia Real	nF	50.295	68.099
Capacitancia Imaginaria	nF	4.620	6.755
Tangente Delta	p.u.	0.092	0.099

3.3 RESULTADOS APLICANDO AVI

Los resultados de respuesta en frecuencia que se muestran en esta sección, de cada aislante y de cada estado, son valores promediados. Por ejemplo: para el aceite dieléctrico nuevo se toman 5 medidas de voltaje y de corriente. Por cada par de medidas, se obtiene un vector de capacitancia compleja, factor de pérdidas, impedancia, etc., tal como se observa en la Figura 3.56. Los vectores resultantes son promediados para obtener un vector final y se procede de igual manera con las muestras que se prueban.

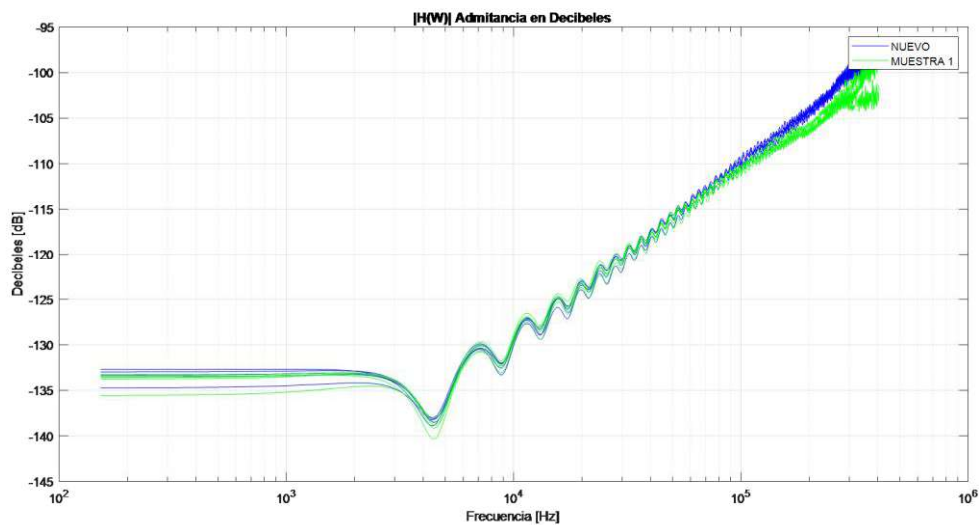


Figura 3.56. Vectores resultantes de admitancia en decibeles al aplicar impulsos en dos muestras de aceite dieléctrico.

Las especificaciones de los materiales usados para la prueba fueran dadas en la sección 2.1.2. Los resultados de aplicar impulsos de alto voltaje de 16.1 kV pico, a una muestra de zapato dieléctrico, cuyas especificaciones se muestran en la Tabla 2.1, se muestran en el ANEXO B. También es importante mencionar que en la etapa de reducción de ruido se obtuvieron mejores resultados al utilizar la wavelet Daubechies 10, cuya forma de onda se presentó en la Figura 1.7. Además, la curva que se considera como base para evaluación del aislante es la respuesta en frecuencia obtenida cuando el aislante no se haya degradado o esté nuevo.

3.3.1 AISLADOR PIN 55-5

Se aplica alto voltaje de impulso de 1,2/50 μ s a un aislador clase ANSI 55-5. La respuesta en frecuencia se divide en dos secciones, en la primera se aplican impulsos de 24.9 kV pico y en la segunda se aplican voltajes de distinta magnitud.

3.3.1.1 Resultados aplicando impulsos de 24.9 kV

Para este nivel de voltaje el aislador se evalúa en dos estados: seco y rociado con agua. Las señales de voltaje y corriente corregidas con el método de reducción de ruido wavelet se muestran en la Figura 3.57, y su espectro, en la Figura 3.58. El aislador analizado tenía una buena impermeabilidad frente al agua, por lo que las señales de corriente parecen similares. Sin embargo, en la respuesta en frecuencia del módulo de la impedancia de la Figura 3.59 se perciben cambios notorios en el rango de 200 Hz a 4

kHz y de 200 a 500 kHz. En el primero de los intervalos mencionados, el módulo de la impedancia del aislador seco es mayor que el del aislador mojado. Este cambio no podría percibirse en el dominio del tiempo, ya que un análisis de los oscilogramas carece de la sensibilidad necesaria, según [34].

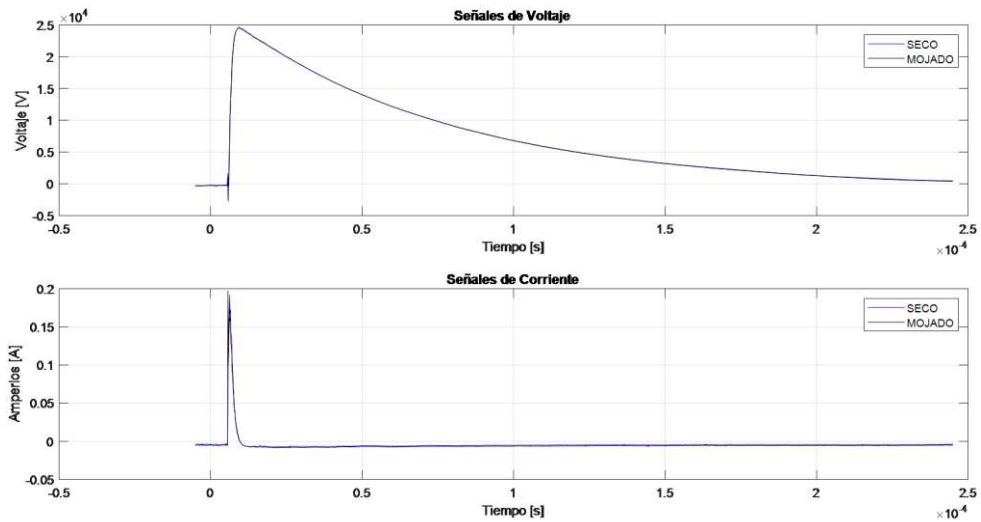


Figura 3.57. Señales de voltaje y corriente.

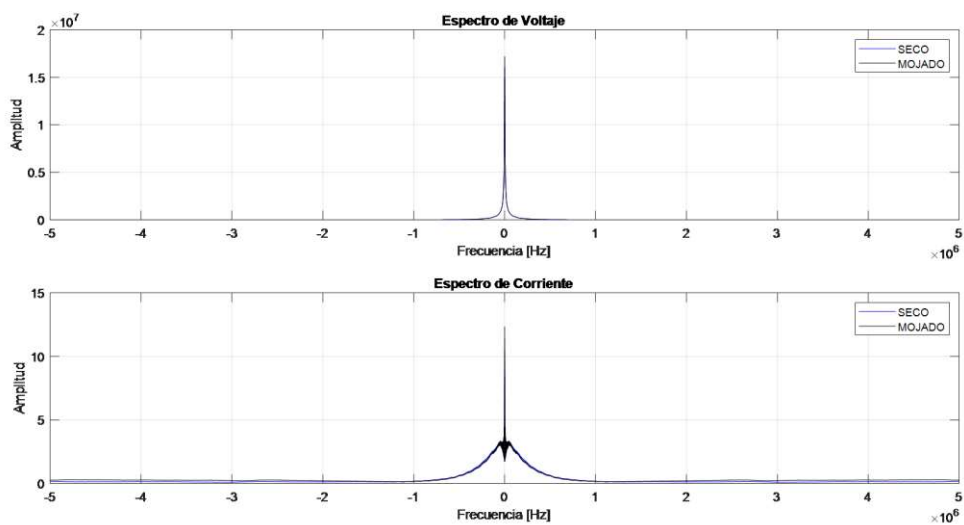


Figura 3.58. Espectro de señales de voltaje y corriente.

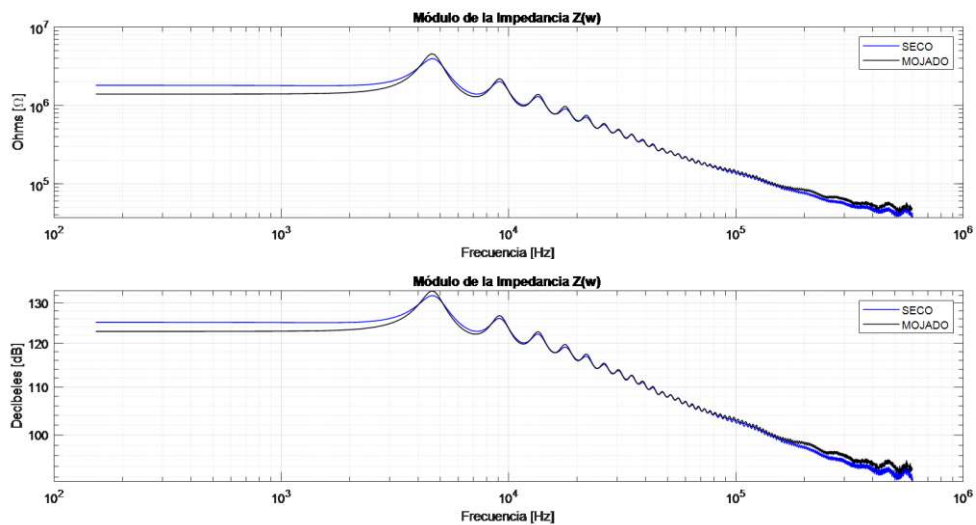


Figura 3.59. Módulo de las impedancias.

En la Figura 3.60 se enseña la parte real e imaginaria de las impedancias. La imagen revela que el aislador mojado presenta mayor componente real en varias regiones de la frecuencia. La más notable va desde los 230 kHz hasta los 600 kHz. En las frecuencias más bajas, hasta los 3.2 kHz la componente real más elevada pertenece al aislador en seco. En la Figura 3.61 se exhibe el módulo de la función de transferencia con la respectiva fase.

A diferencia de la respuesta conseguida en 60 Hz, el comportamiento de la fase es más ondulatorio. Las ondas que se observan en la fase del aislador mojado son de mayor amplitud a las del aislador seco. En la Figura 3.62 se muestra el módulo de la admitancia del aislador, cuya conducta es idéntica a la observada en la Figura 3.61 del módulo de la función de transferencia. En la Figura 3.63 se muestran las componentes reales e imaginarias de la capacitancia compleja. En la Figura 3.64 se muestra la tangente delta en escala logarítmica, y en la Figura 3.65 se muestra en escala semilogarítmica para apreciar de mejor manera los resultados. Aquí se puede advertir que los FDs son mayores en el rango de los 70 kHz hasta los 240 kHz. En la Figura 3.66 se grafica el módulo de la capacitancia compleja.

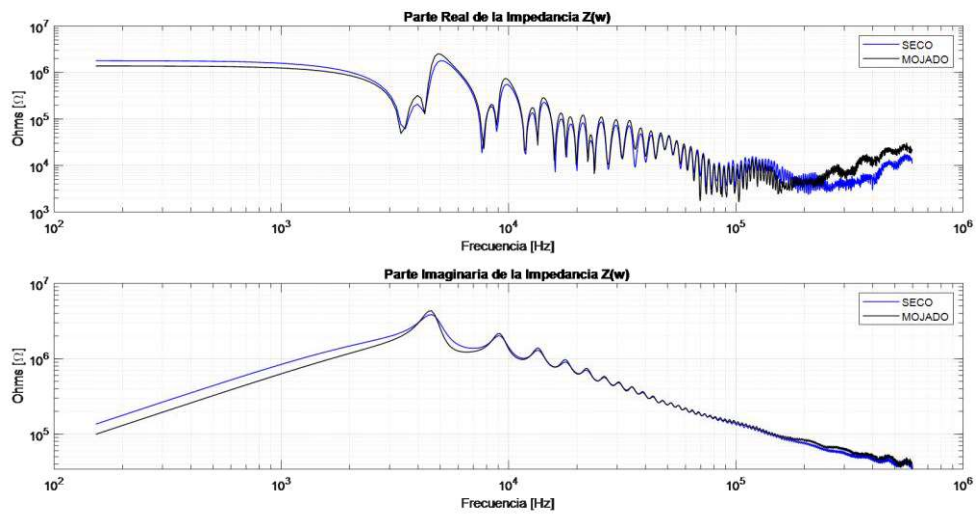


Figura 3.60. Parte real e imaginaria de las impedancias.

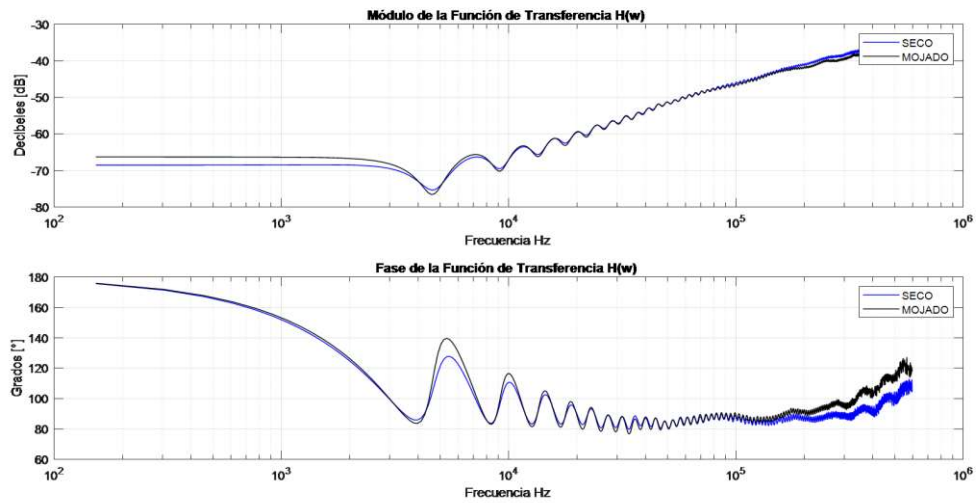


Figura 3.61. Módulo de las funciones de transferencia.

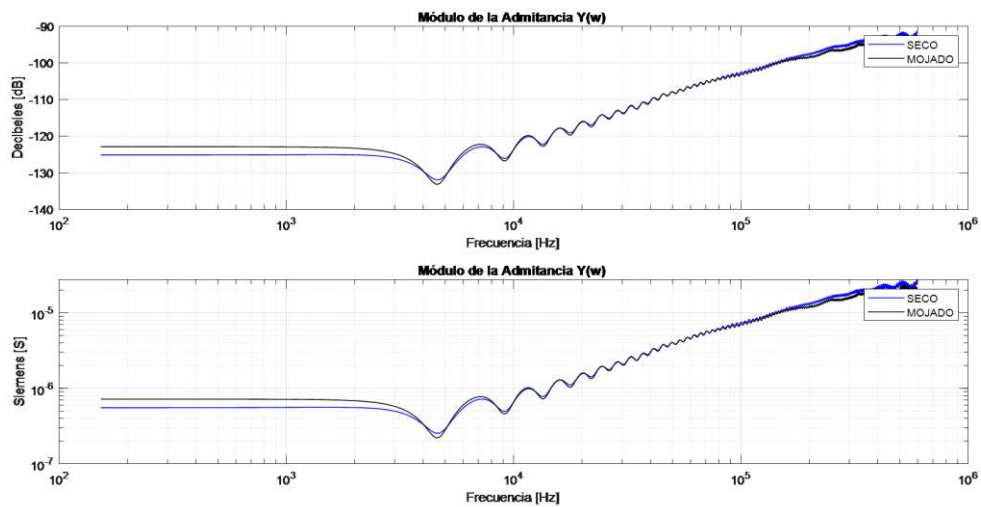


Figura 3.62. Módulo de las admitancias.

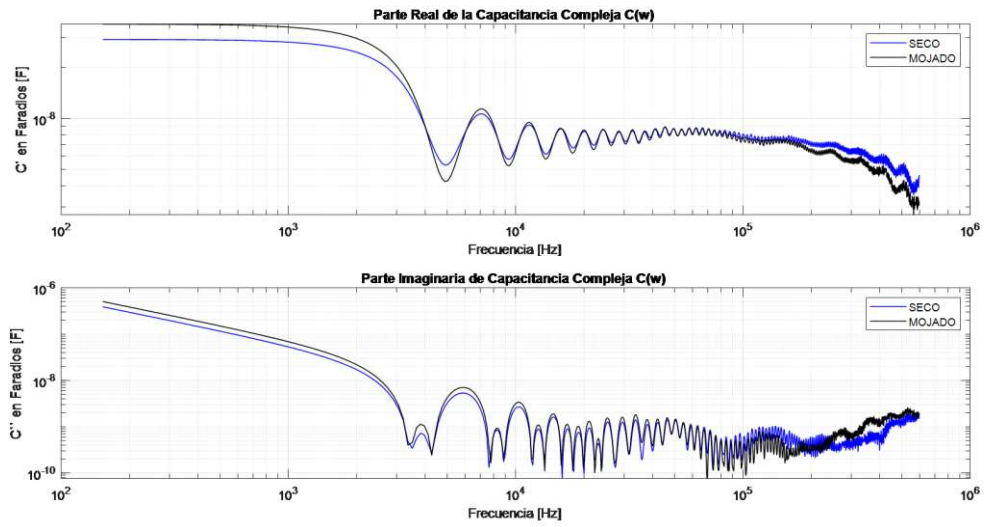


Figura 3.63. Parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

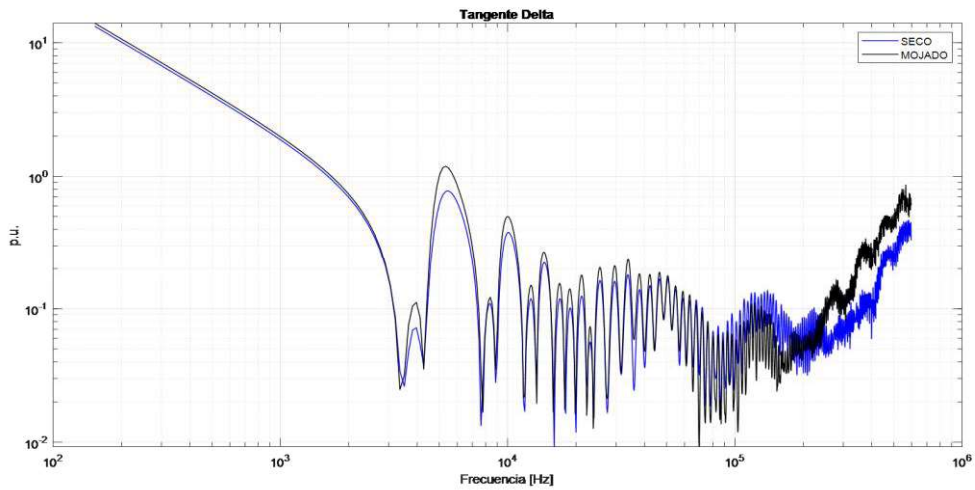


Figura 3.64. Tangentes delta en gráfica logarítmica.

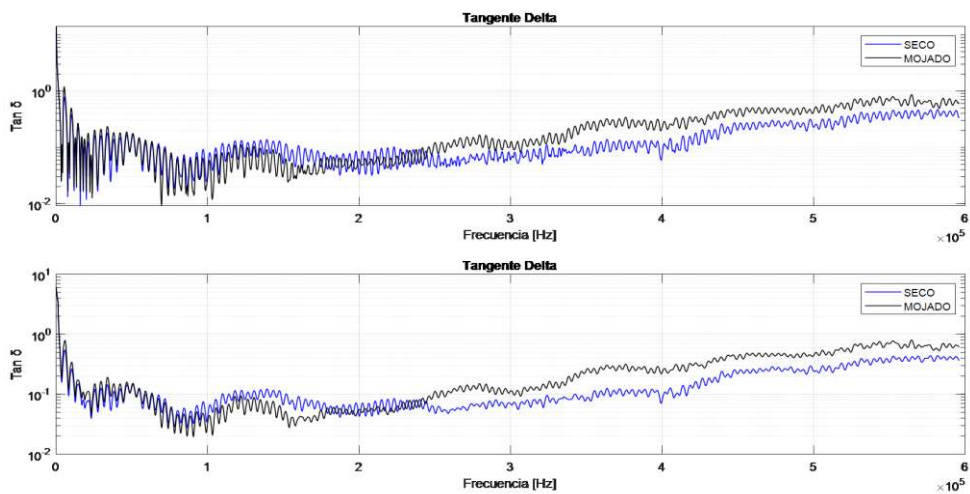


Figura 3.65. Tangentes delta en gráfica semilogarítmica.

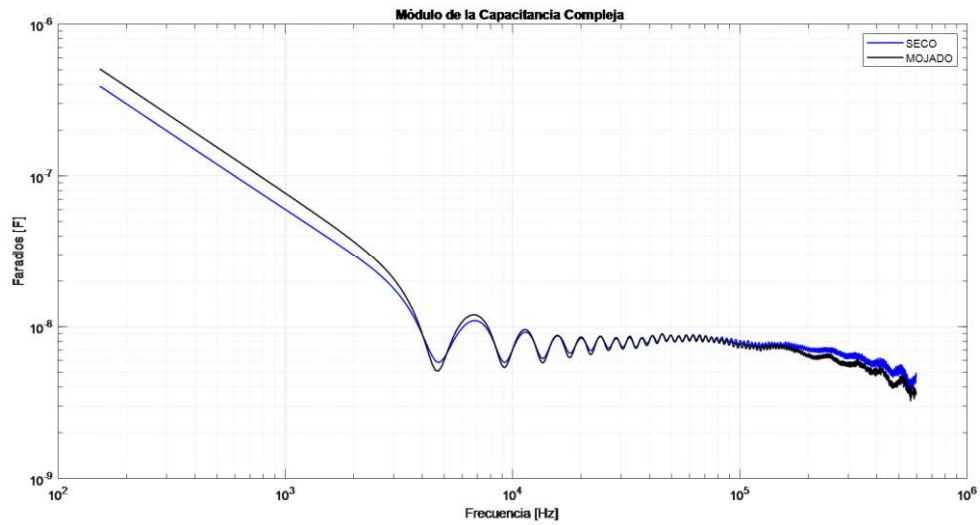


Figura 3.66. Módulo de las capacitancias complejas.

3.3.1.2 Comparación de la respuesta frente a impulsos de distinta magnitud

En este apartado se estudia la respuesta en frecuencia obtenida para un mismo elemento, el aislador clase ANSI 55-5 en seco, al aplicar impulsos de distinto valor pico: 24.66 kV, 34.35 kV, 45.4 kV y 57.90 kV. En la Figura 3.67, se observa como la corriente aumenta según el voltaje aplicado. De igual manera en la Figura 3.68, se observa que los espectros de mayor amplitud corresponden a los voltajes más elevados.

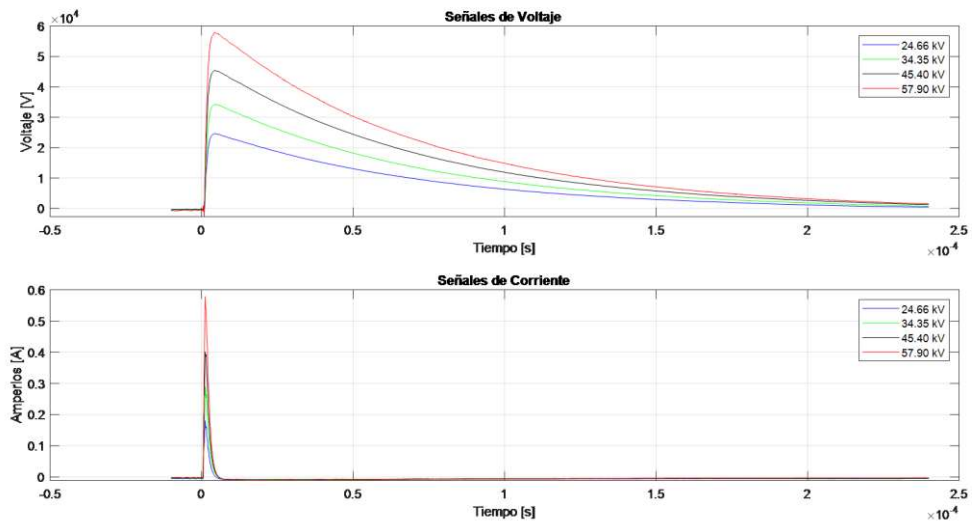


Figura 3.67. Señales de voltaje y corriente.

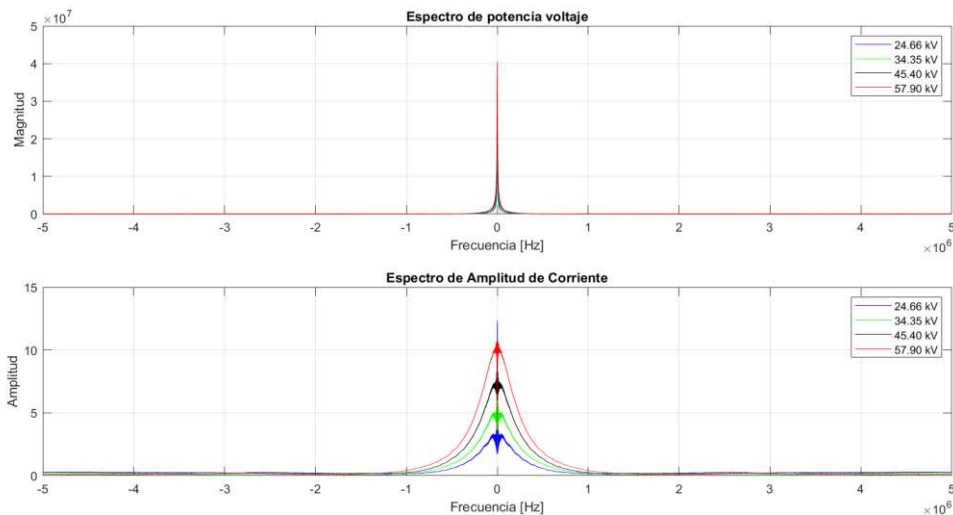


Figura 3.68. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

A pesar de que el aislador que se prueba es el mismo, se nota la dependencia de la respuesta en frecuencia con el voltaje aplicado, como se manifiesta en [14]. Las ondas de voltaje siguen siendo estándar, pero el cambio de la magnitud afecta a la respuesta obtenida. Por ejemplo en la Figura 3.69, se nota el comportamiento distinto del módulo de la impedancia.

La parte imaginaria de la impedancia, de la Figura 3.70, el módulo de la función de transferencia, de la Figura 3.71, el módulo de la admitancia, de la Figura 3.72, la parte real de la capacitancia compleja, de la Figura 3.73 y el módulo de la capacitancia compleja, de la Figura 3.75, presentan un punto de inflexión cerca de los 3500 Hz. Antes de dicha frecuencia, todas las magnitudes del aislador seco son superiores, pero el momento en que se cruza dicho umbral de frecuencia, las magnitudes del aislador seco pasan a ser inferiores hasta cubrir los 600 kHz. Lo mismo sucede con los otros voltajes. Al parecer el orden de las magnitudes se invierte.

Con estos resultados queda constancia de que el análisis de un material aislante debe realizarse en el mismo nivel de voltaje. Es decir si se imprime una curva base de la respuesta en frecuencia de un aislante, en determinado año y con cierto nivel de voltaje, para el año siguiente y los posteriores, el estado del elemento tendrá que evaluarse con el mismo nivel de voltaje, para que las respuestas en frecuencia puedan compararse.

Siguiendo con el análisis, en la Figura 3.70 se observa como la parte real de la impedancia cambia bruscamente en las frecuencias más bajas. Lo mismo sucede en la

parte imaginaria de la capacitancia compleja de la Figura 3.73. Sin embargo en esta recién mencionada, se puede notar un patrón distinto para las respuestas obtenidas con los voltajes superiores a 30 kV desde los 51 kHz hasta los 600 kHz. Esta diferencia en el comportamiento puede ser resultado de una mayor polarización del aislante. Las tangentes delta presentadas en la Figura 3.74 apoyan lo aludido: la curva de 24.66 kV, en azul, es distinta a las otras tres curvas.

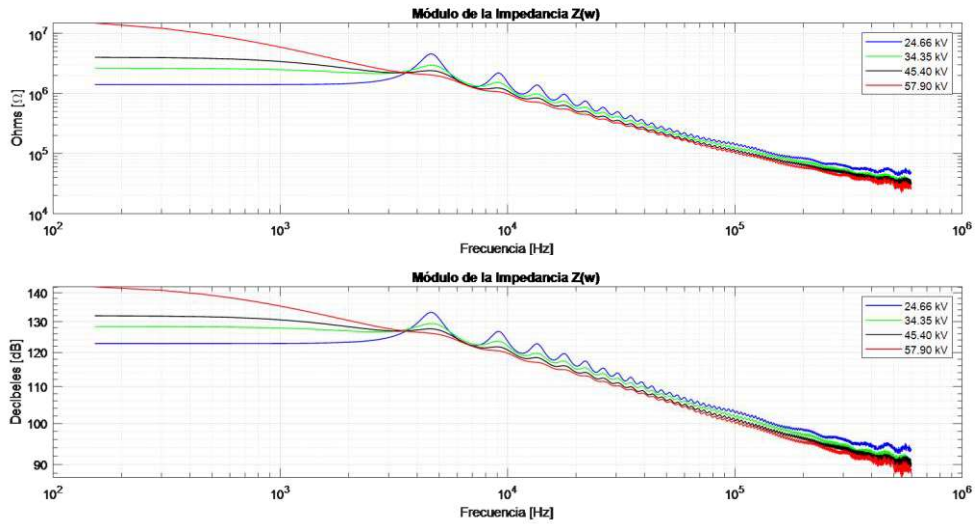


Figura 3.69. Módulo de las impedancias.

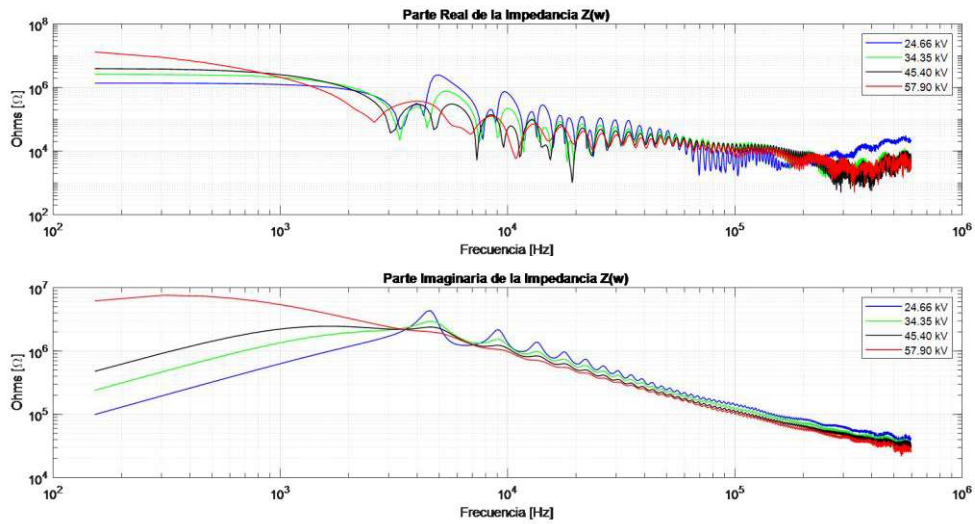


Figura 3.70. Módulo de la parte real e imaginaria de las impedancias.

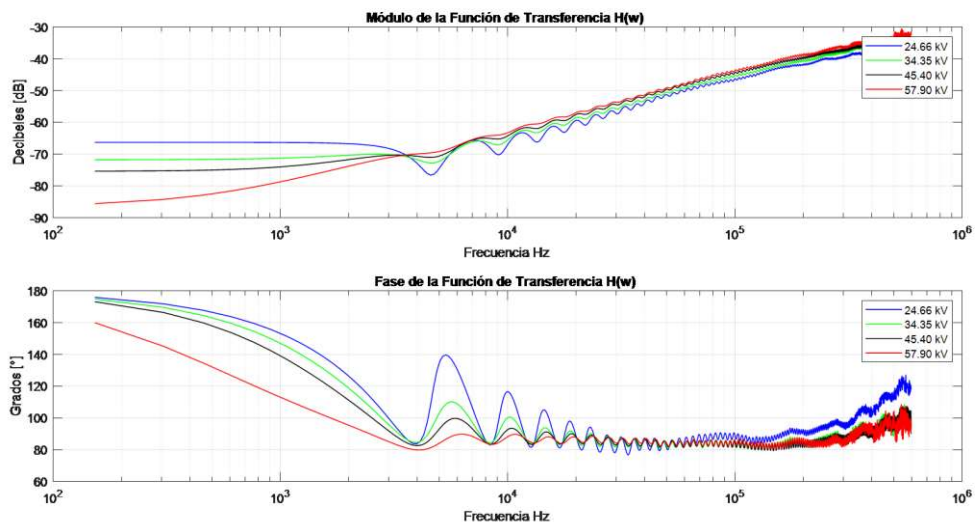


Figura 3.71. Módulo de las funciones de transferencia.

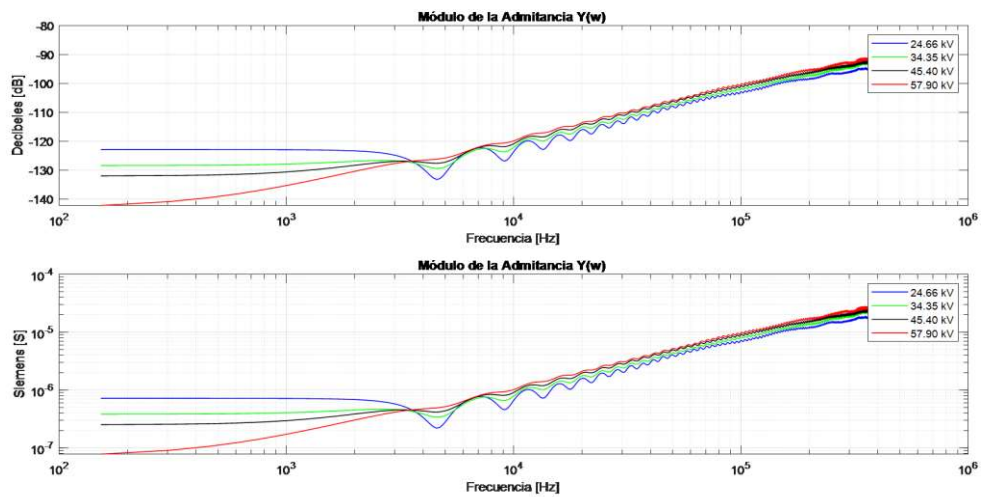


Figura 3.72. Módulo de las admitancias.

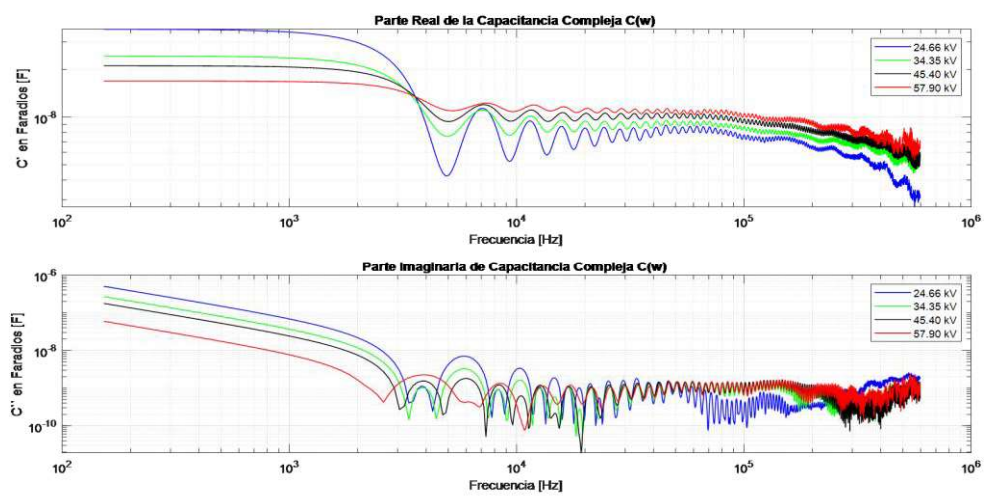


Figura 3.73. Parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

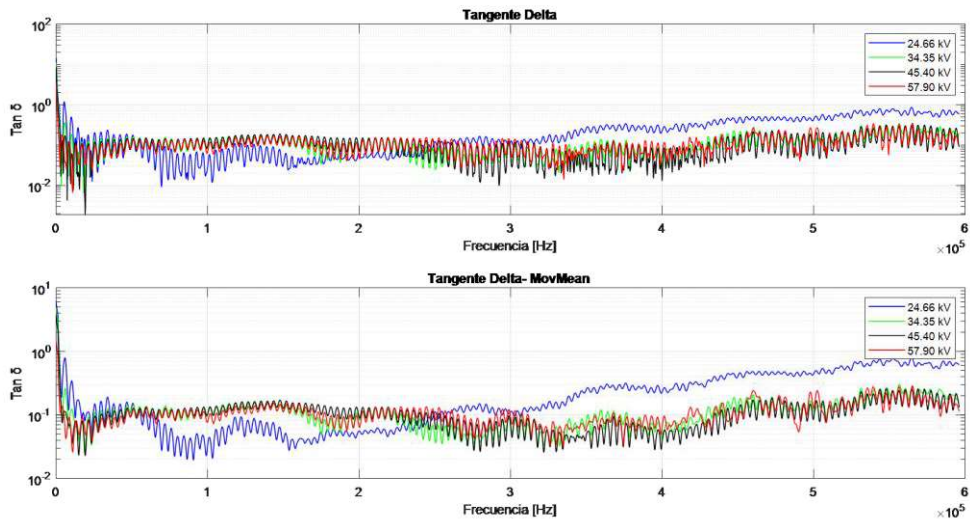


Figura 3.74. Tangentes delta.

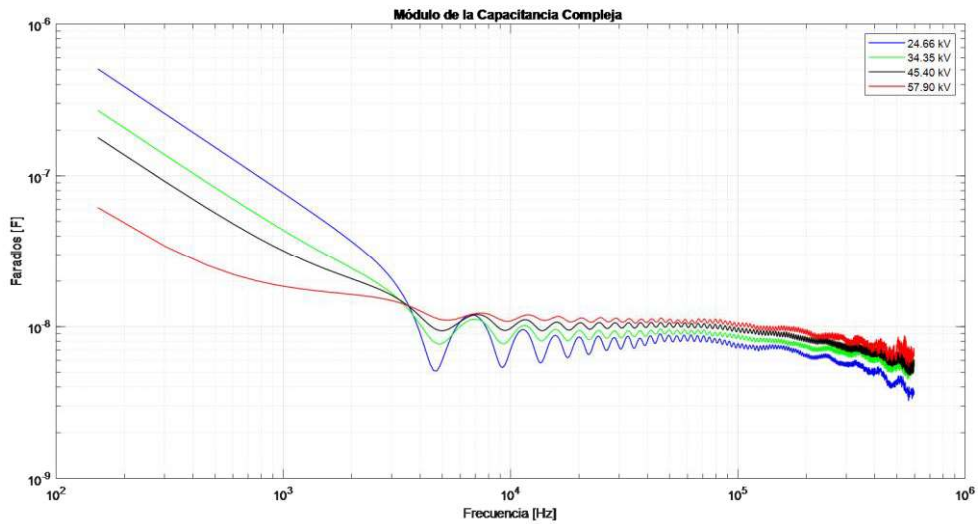


Figura 3.75. Módulo de las capacitancias complejas.

3.3.2 AISLADOR PIN 55-4

El análisis de la respuesta en frecuencia de este aislador se divide en dos secciones. En la primera se aplican impulsos de 14.9 kV en el aislador está seco y cubierto de una mezcla lodosa ceniza. En la segunda sección se aplican impulsos de 65.6 kV en el aislador seco y mojado.

3.3.2.1 Resultados aplicando impulsos de 14.9 kV

La respuesta en frecuencia de este estudio se presenta desde la Figura 3.77 hasta la Figura 3.84. Las señales de voltaje y corriente corregidas se indican en la Figura 3.76.

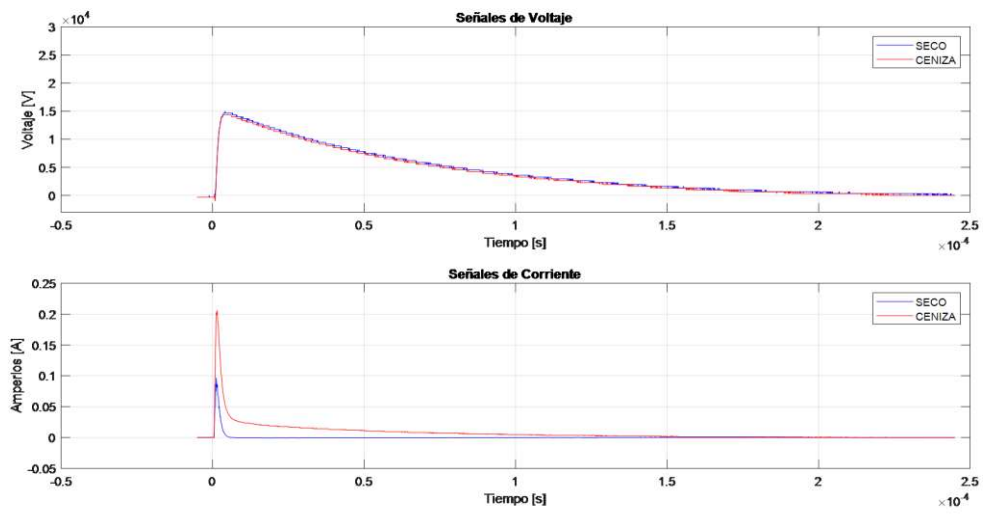


Figura 3.76. Señales de voltaje y corriente.

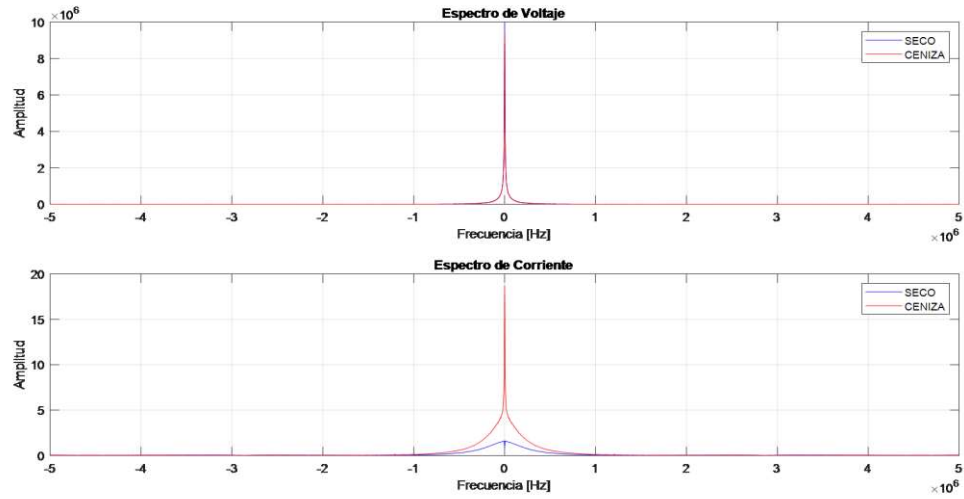


Figura 3.77. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

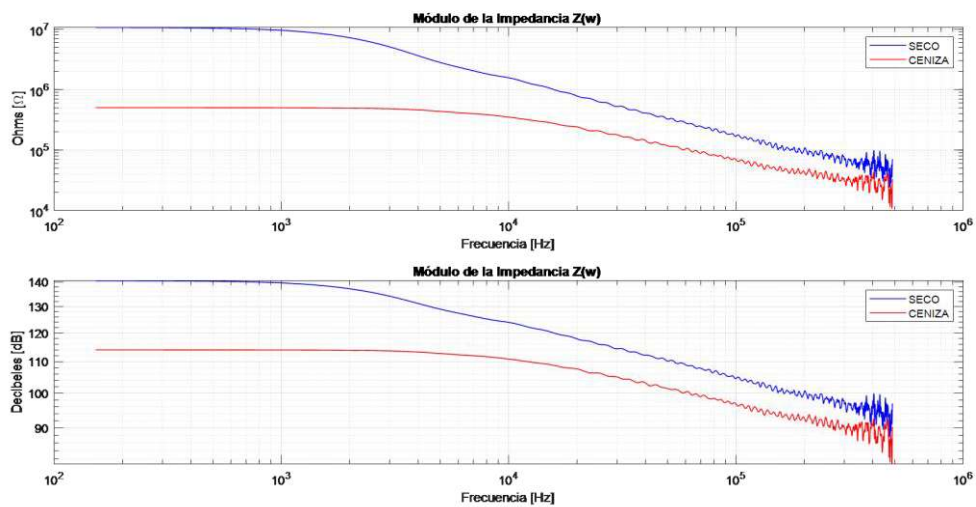


Figura 3.78. Módulo de las impedancias.

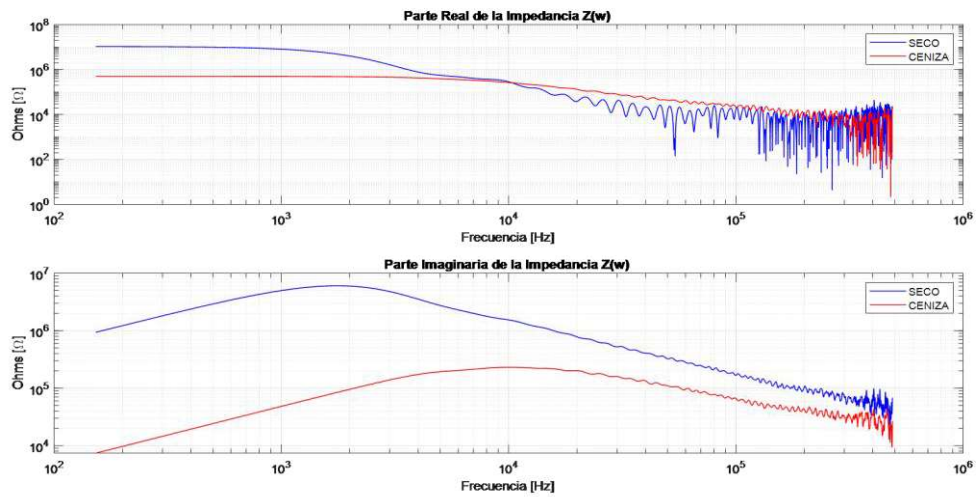


Figura 3.79. Módulo de la parte real e imaginaria de las impedancias.

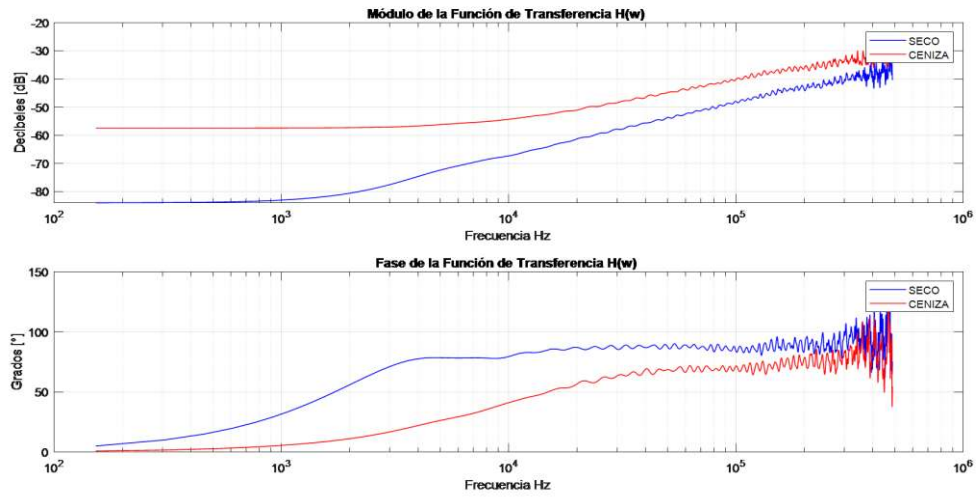


Figura 3.80. Fase de las funciones de transferencia.

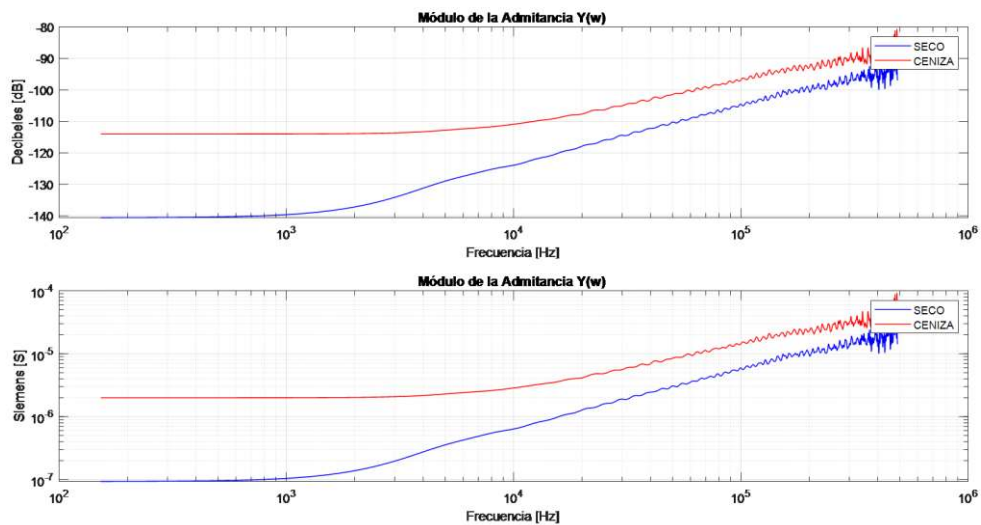


Figura 3.81. Módulo de las admitancias.

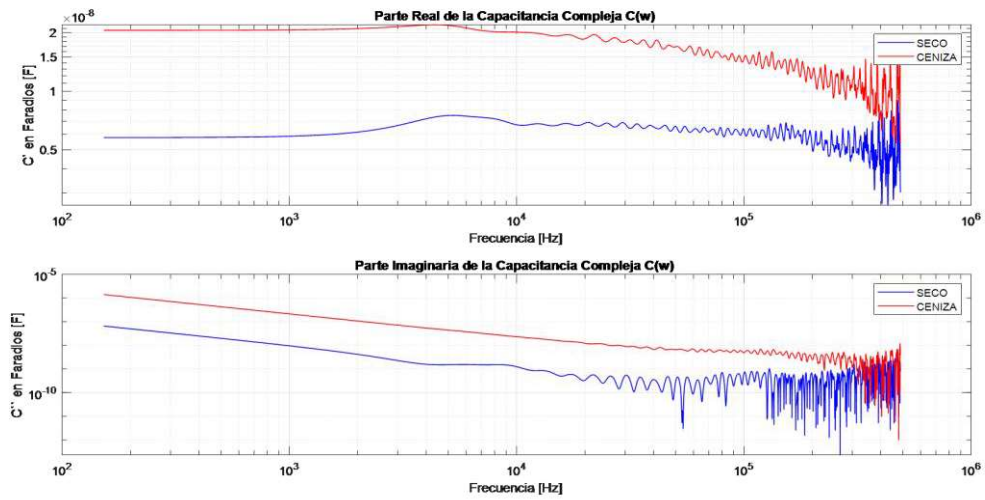


Figura 3.82. Parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

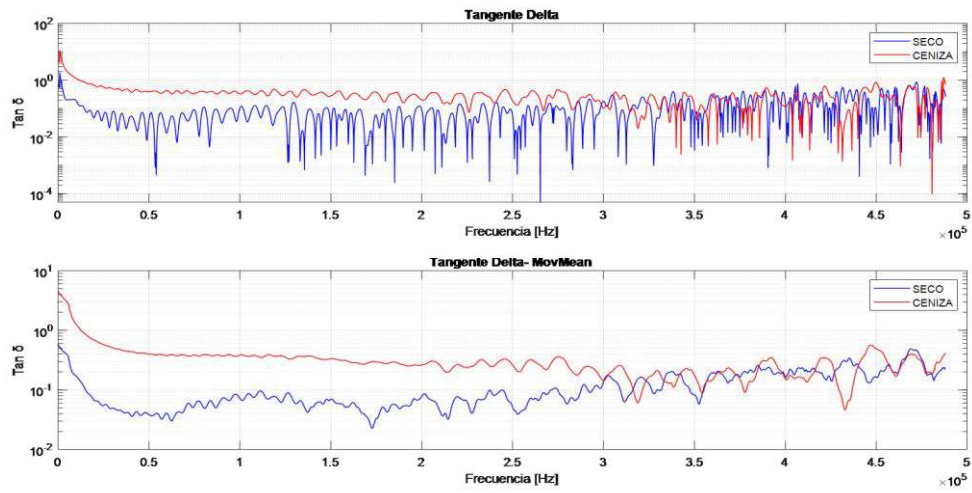


Figura 3.83. Tangentes delta.

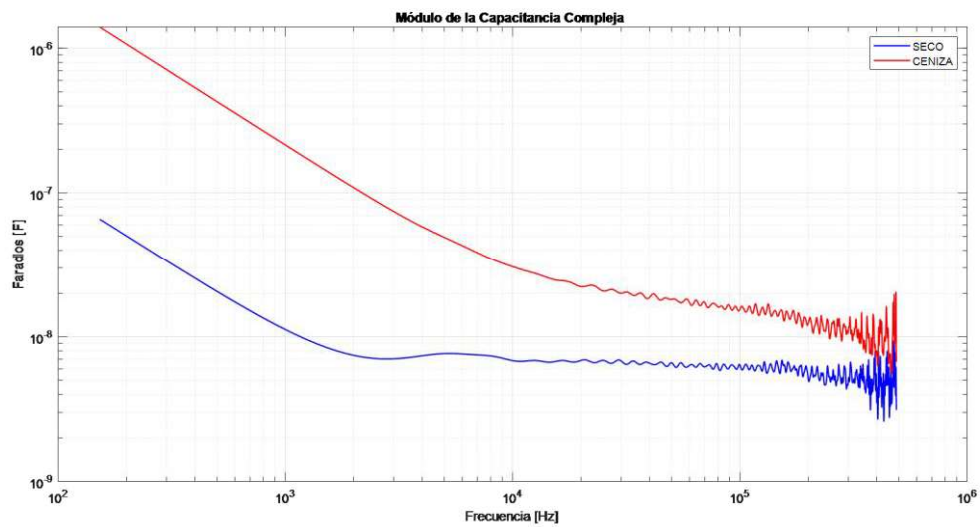


Figura 3.84. Módulo de las capacitancias complejas.

Se debe notar que la corriente que circula por el aislador con ceniza es mucho más grande que la obtenida con el aislador seco. Por ende la respuesta en frecuencia revela que varias magnitudes son superiores, por ejemplo la parte real de la capacitancia compleja y la parte imaginaria, correspondiente a las pérdidas. En el caso de la fase de la función de transferencia, la del aislador con ceniza es inferior en todo el rango de frecuencia mostrado. Además, es más fácil discernir la respuesta del aislador con ceniza, con respecto a la respuesta de los aisladores cuando están mojados.

3.3.2.2 Resultados aplicando impulsos de 65.6 kV

La respuesta en frecuencia de este estudio se muestra desde la Figura 3.86 hasta la Figura 3.93. Las señales de voltaje y corriente corregidas se indican en la Figura 3.85.

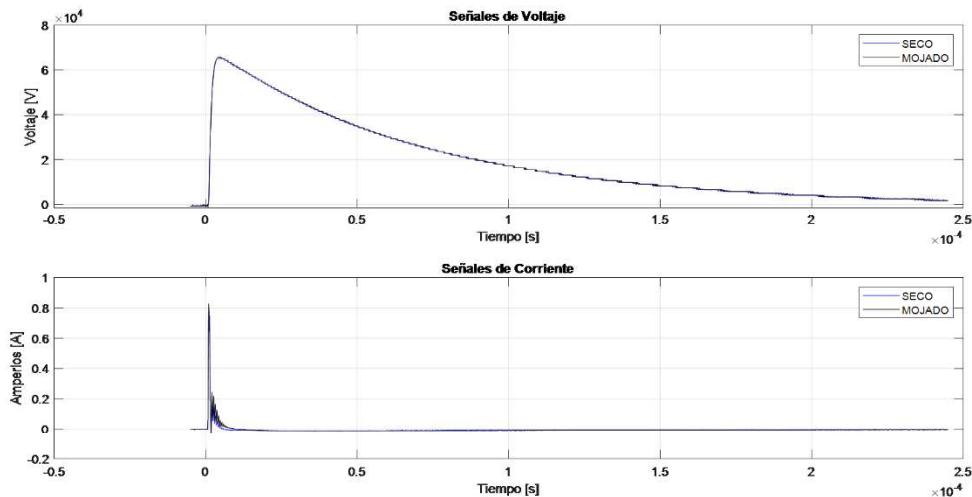


Figura 3.85. Señales de voltaje y corriente.

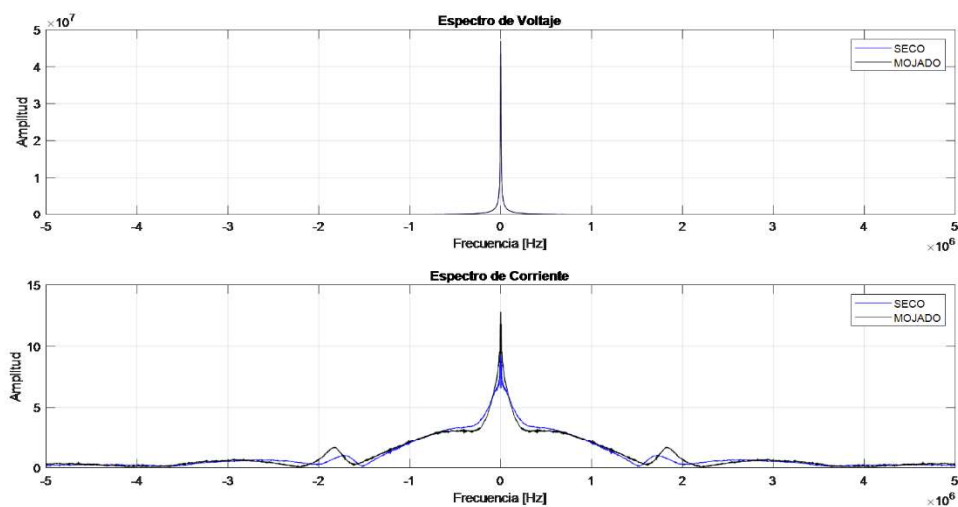


Figura 3.86. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

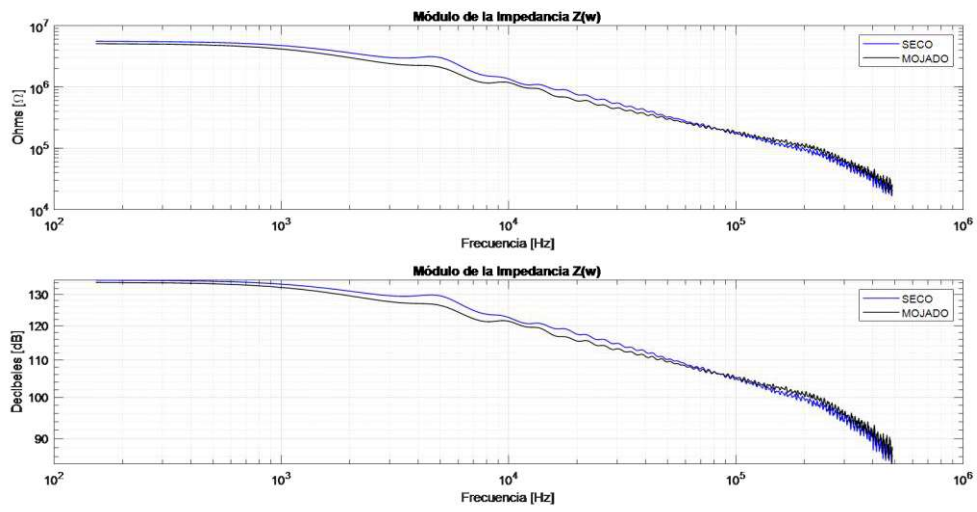


Figura 3.87. Módulo de las impedancias.

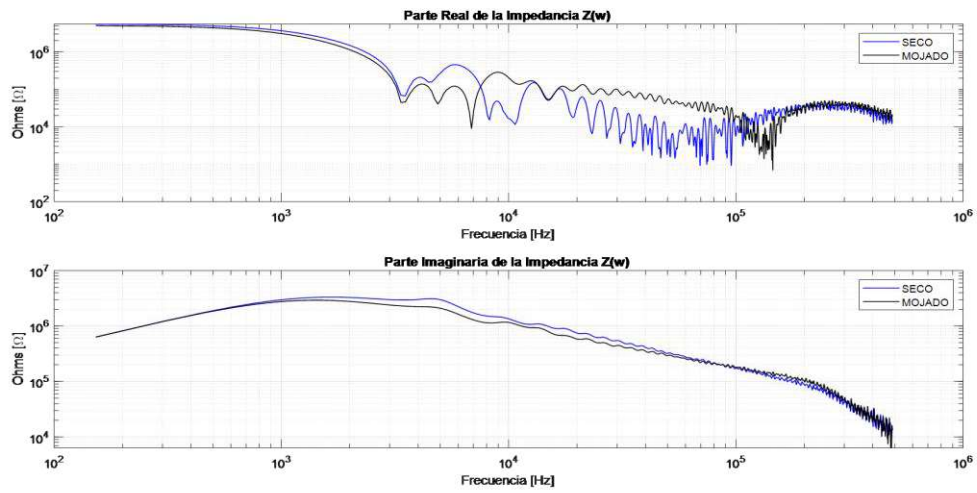


Figura 3.88. Módulo de la parte real e imaginaria de las impedancias.

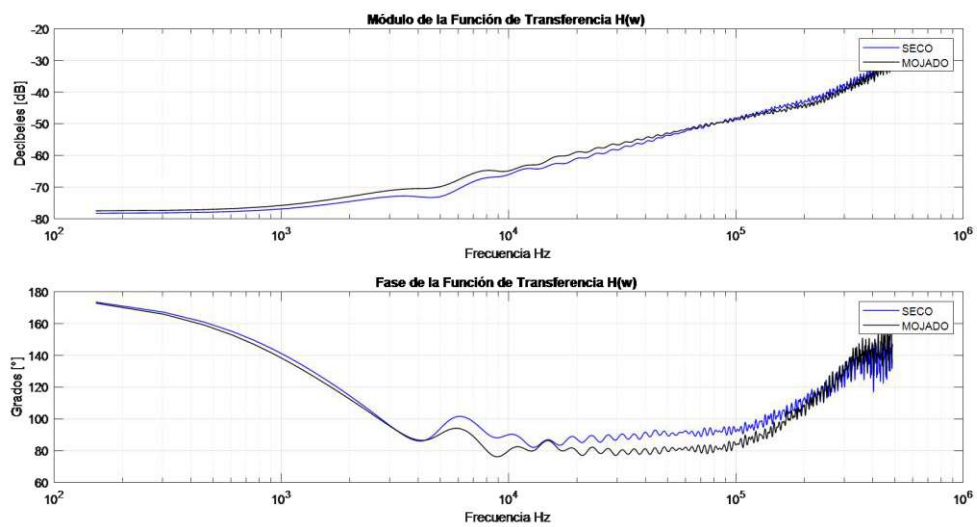


Figura 3.89. Fase de las funciones de transferencia

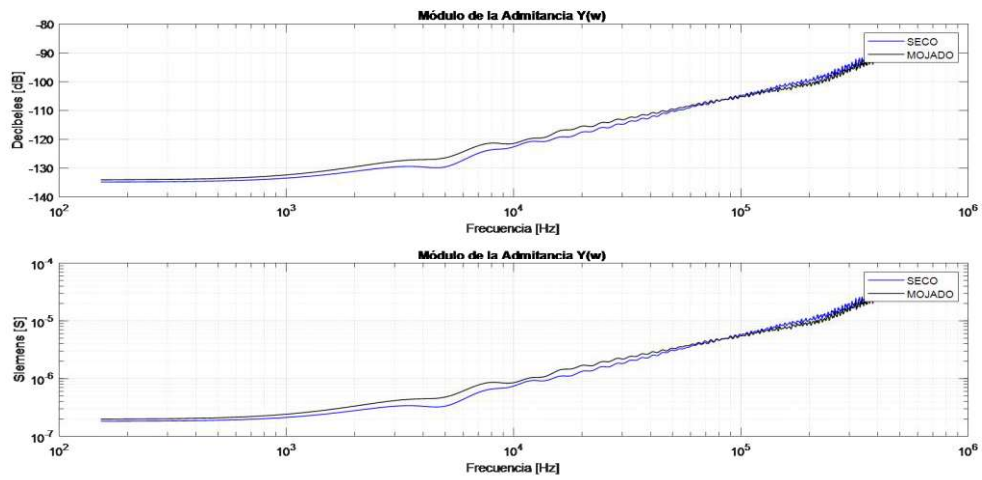


Figura 3.90. Módulo de las admitancias.

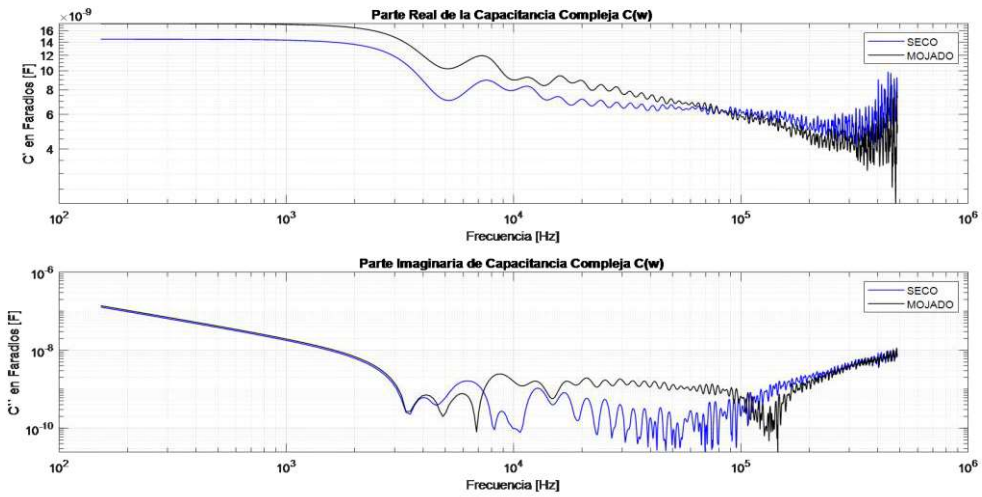


Figura 3.91. Módulo de la parte real e imaginaria de la capacitancia compleja.

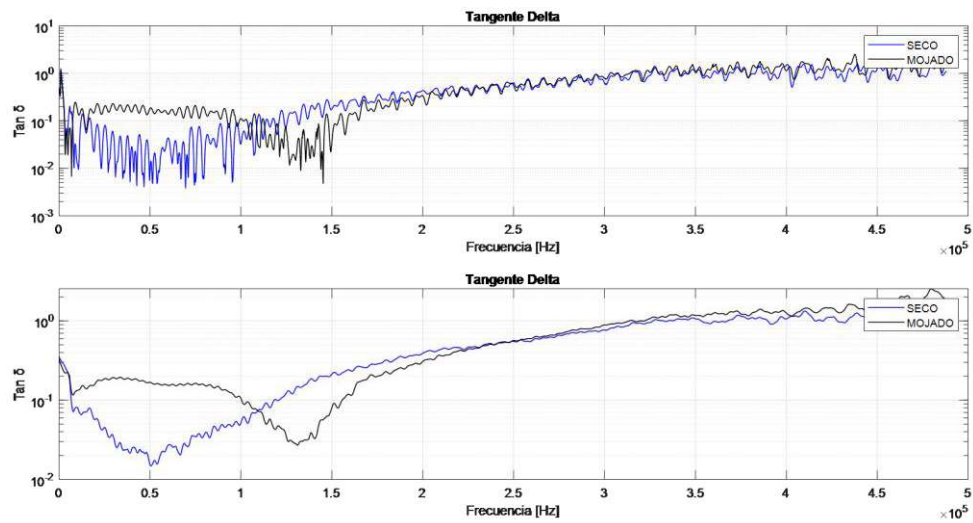


Figura 3.92. Tangentes delta.

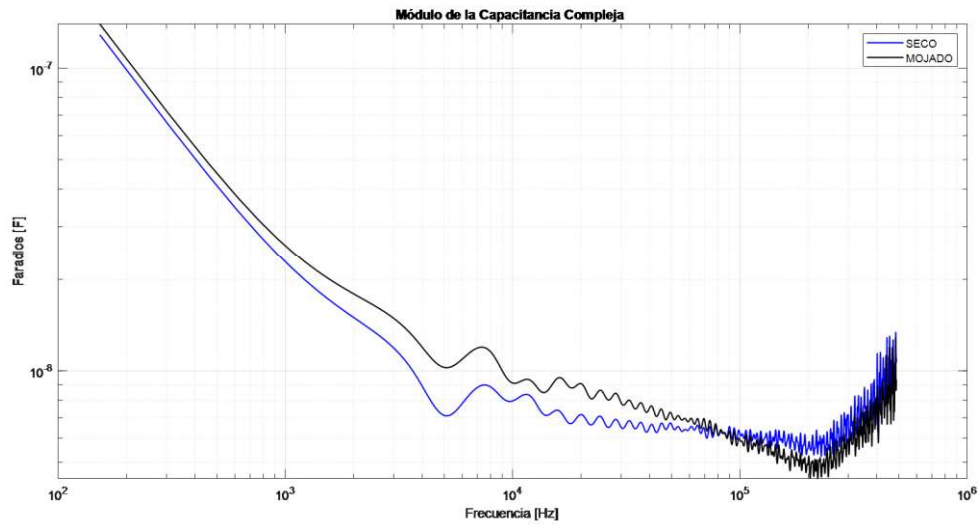


Figura 3.93. Módulo de las capacitancias complejas.

Resulta sustancial hacer énfasis en que no se pueden obtener conclusiones tan claras a partir de las señales de voltaje y corriente presentadas en la Figura 3.85. De ahí que comparar las señales en el dominio de la frecuencia sea ventajoso. La Figura 3.86 muestra que aproximadamente hasta los 500 kHz el módulo de la impedancia es mayor para el aislador seco. La Figura 3.91 indica que la parte real de la capacitancia compleja también sufre cambios cuando el estado del aislador se altera. Las respuestas de las Figuras 3.88, y 3.91, complementan lo mostrado en la Figura 3.92, en donde se presenta el vector resultante de la tangente de pérdidas.

La respuesta se divide en 3 intervalos: desde 0 hasta 110 kHz, los FDs son mayores para el aislador mojado, desde 110 kHz hasta 251 kHz, los FDs son mayores para el aislador seco, y para el intervalo restante, nuevamente los FDs del aislador mojado son superiores. Es decir la respuesta en frecuencia es sensible al estado del aislador, sin importar si se cubre con ceniza o con agua, o con cualquier otro material que degrade, o fortifique en caso de ser posible el aislamiento. En este caso la curva base de la respuesta en frecuencia es la del aislador seco y con ella se podrá detectar cualquier cambio cuando se degrade.

3.3.3 ACEITE DIELECTRICO MINERAL TIPO I

3.3.3.1 Resultados al comparar el mismo aceite degradado aplicando impulsos de 45.4 kV

Se someten a impulsos de alto voltaje tres muestras de aceite. La primera es una muestra del aceite sin degradar (NUEVO). La segunda muestra se degrada con 5 ml de agua (DEGRADADO I), y en la tercera se disuelve una pequeña cantidad de ceniza mezclada con 5 ml de agua (DEGRADADO II). Interesa conocer si es que en el aceite, siendo un líquido dieléctrico apolar, se puede diferenciar la degradación de la calidad aislante, a través de la respuesta en frecuencia lograda al emplear impulsos. Los resultados obtenidos al aplicar impulsos de 26.1 kV se muestran en el ANEXO A.

La respuesta en frecuencia obtenida al aplicar impulsos de 45.40 kV se presenta desde la Figura 3.95 hasta la Figura 3.102. Las señales de voltaje y corriente se muestran en la Figura 3.94 y su espectro en la Figura 3.95. En la Figura 3.96 se observa que luego de los 10 kHz aproximadamente, el módulo de la impedancia es mayor para la muestra de aceite nuevo. En lo que respecta al comportamiento del módulo de la impedancia, este tiende a disminuir con la frecuencia, encajando con los resultados previos.

El efecto de degradar el aceite es más obvio cuando se analiza la parte real de la impedancia de la Figura 3.97. Esta componente es de mayor valor desde los 100 kHz para las muestras degradadas. La calidad del aislamiento nuevo frente a los degradados se puede contrastar de mejor manera al analizar la Figura 3.101 correspondiente al vector de tangentes delta. Las moléculas de agua y las partículas de ceniza inciden en las propiedades aislantes del aceite provocando que los FDs aumenten cuando la frecuencia supera los 100 kHz. El mismo aumento se puede notar en la parte imaginaria de la capacitancia compleja de la Figura 3.100.

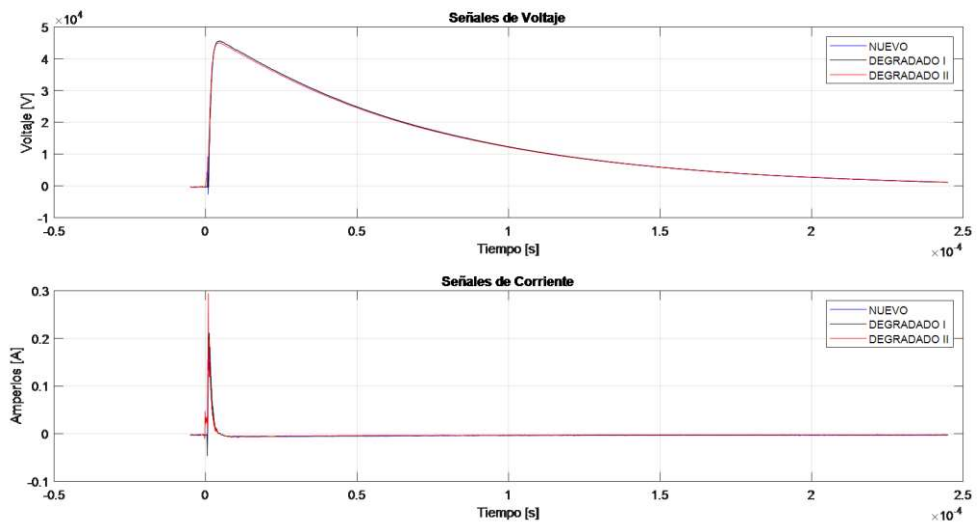


Figura 3.94. Señales de voltaje y corriente.

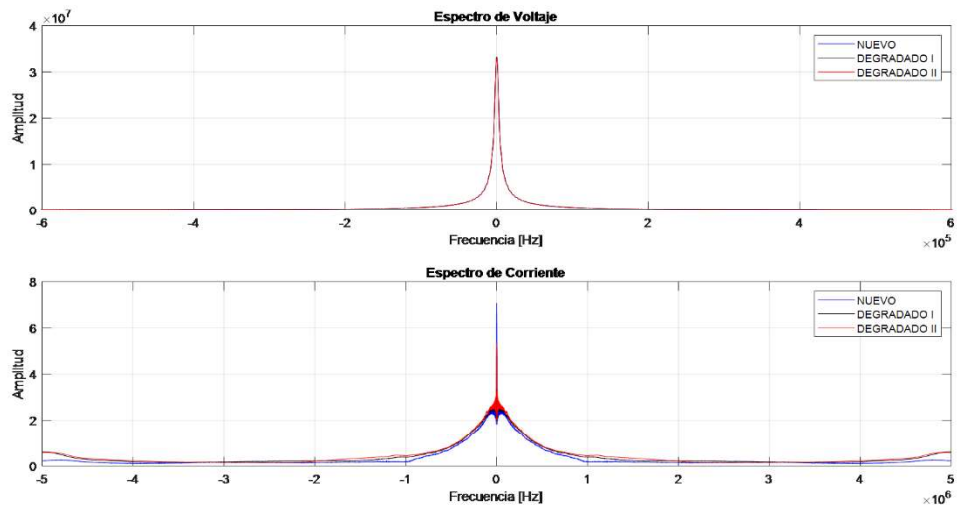


Figura 3.95. Espectro de las señales de voltaje y corriente.

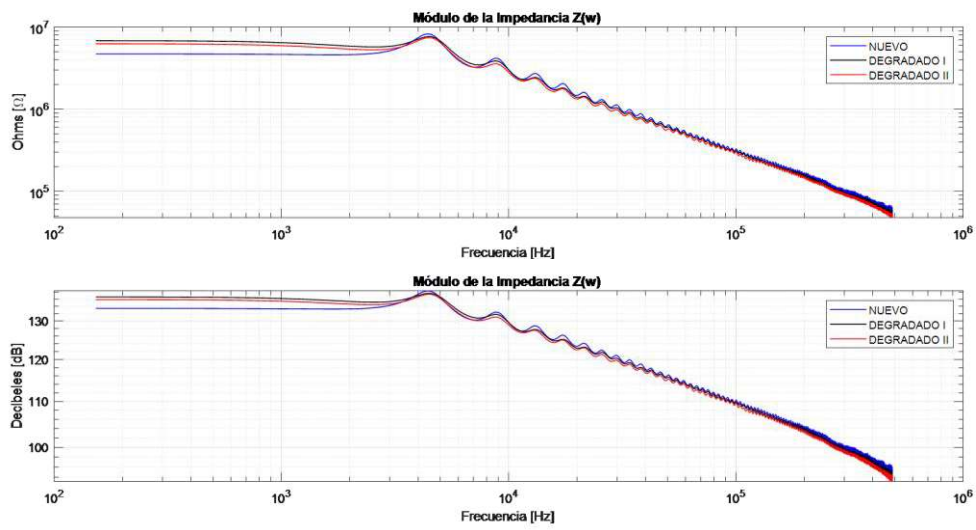


Figura 3.96. Módulo de las impedancias.

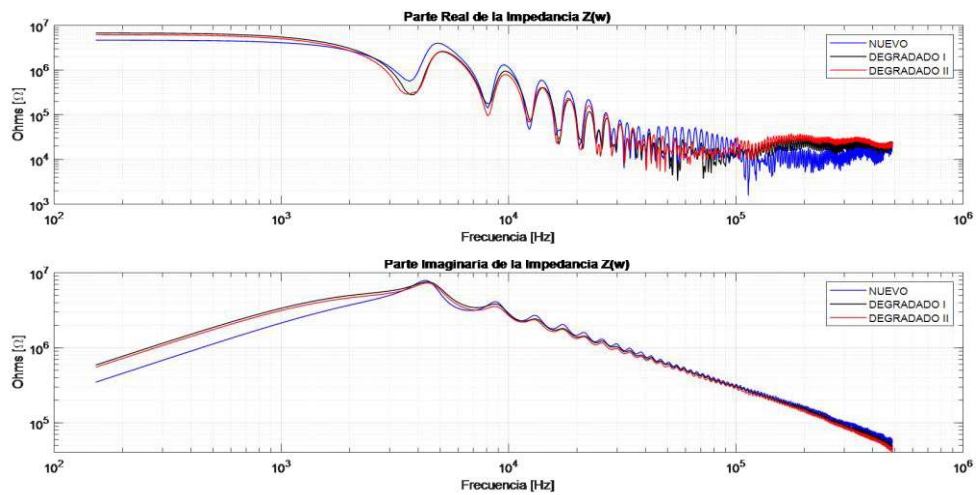


Figura 3.97. Parte real e imaginaria de las impedancias.

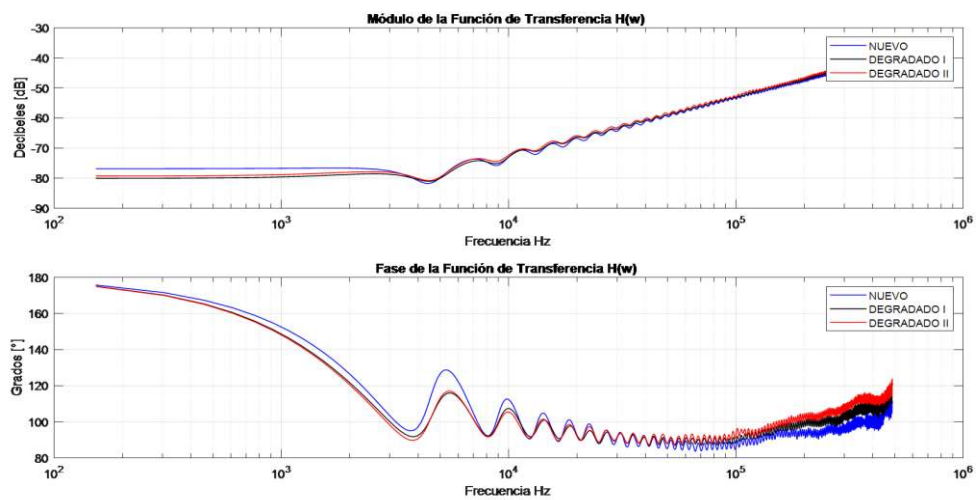


Figura 3.98. Fase de las funciones de transferencia.

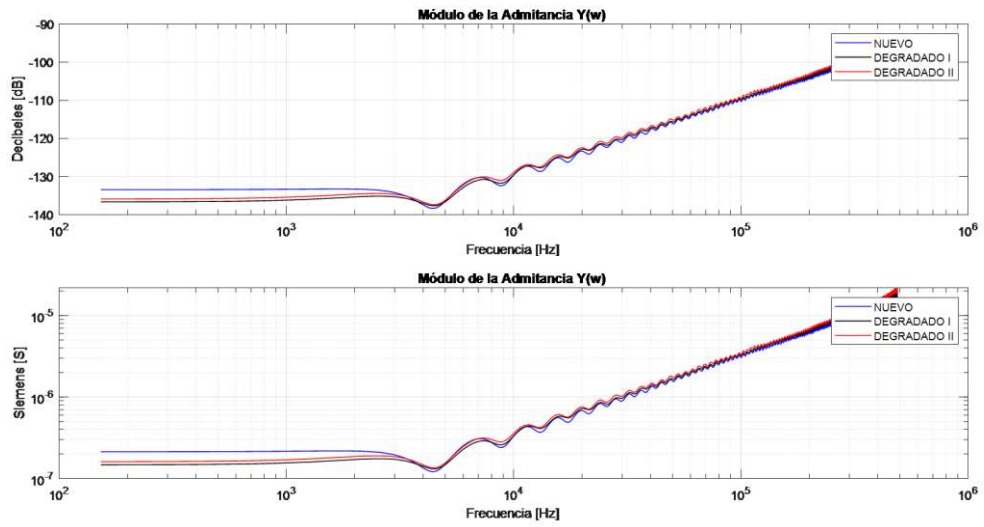


Figura 3.99. Módulo de las admitancias.

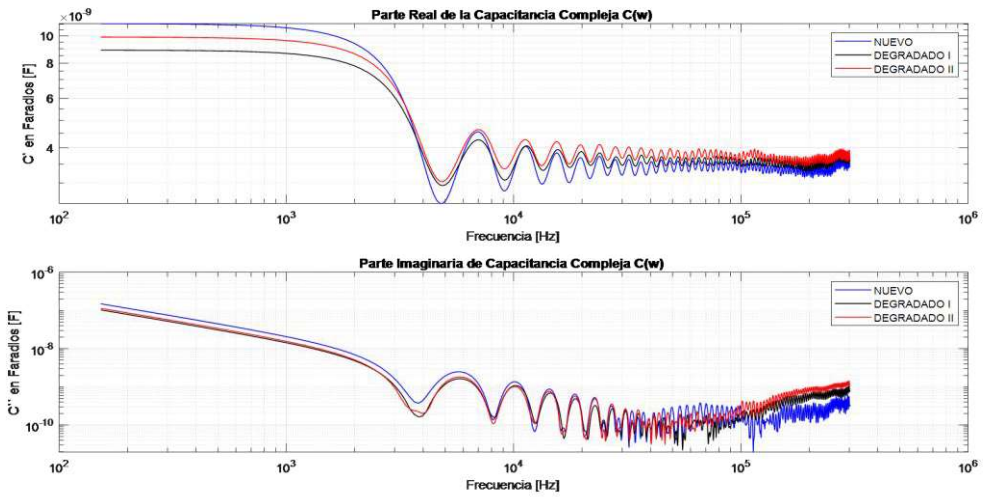


Figura 3.100. Parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

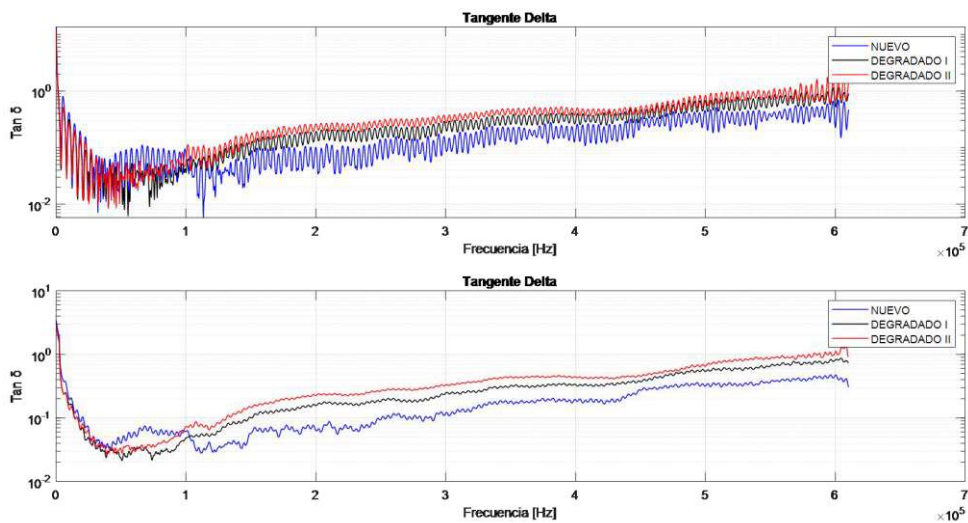


Figura 3.101. Tangentes delta.

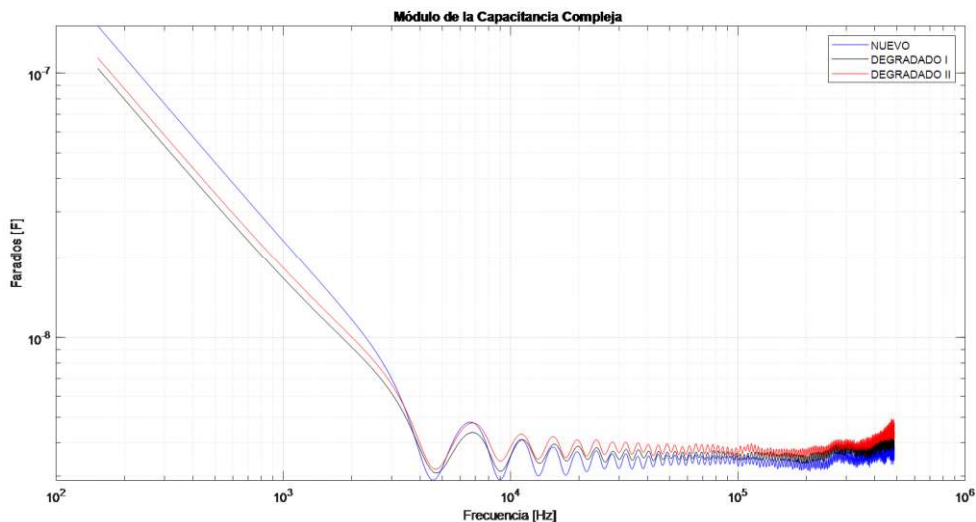


Figura 3.102. Módulo de las capacitancias complejas.

3.3.3.2 Resultados al comparar muestras de aceites distintos aplicando impulsos de 45.6 kV

Las muestras de aceite que se analizan en esta sección, correspondientes a la Tabla 2.2, son las siguientes:

Nuevo: muestra de aceite dieléctrico mineral tipo I adquirida en el año 2018. Aún no se ha usado en transformadores.

Muestra 1: muestra que proviene del transformador TR- WKV1 instalado en el 2011.

Muestra 8: muestra que proviene del transformador TR- WKV2 instalado en el año 2011.

Muestra 18: muestra que proviene del transformador TR- E2 instalado en el año 2016.

La respuesta en frecuencia de aceites distintos al aplicar voltajes de impulso de 65.6 kV se muestra en el ANEXO C, mientras que la respuesta en frecuencia alcanzada al aplicar

impulsos de 45.6 kV se indica desde la Figura 3.104 hasta la Figura 3.111. Por ejemplo en la Figura 3.105, se observa que en el rango de 3.5 kHz a 160 kHz, la muestra 18 presenta mayor módulo de impedancia. Las señales de voltaje y corriente se exhiben en la Figura 3.103.

Según la Figura 3.110, el aceite con mejor calidad es el aceite nuevo seguido del aceite de la muestra 18, mientras que los de menor calidad son los de las muestras 1 y 8. Este resultado puede atribuirse a la edad de los aceites probados, siendo la muestra de aceite del 2011 el más viejo. Sin embargo esta observación solo sería válida para este nivel de voltaje, ya que en el ANEXO C, perteneciente a impulsos de 65.6 kV, los FDs de la muestra 18 son superiores a los de la muestra 1 desde los 250 kHz.

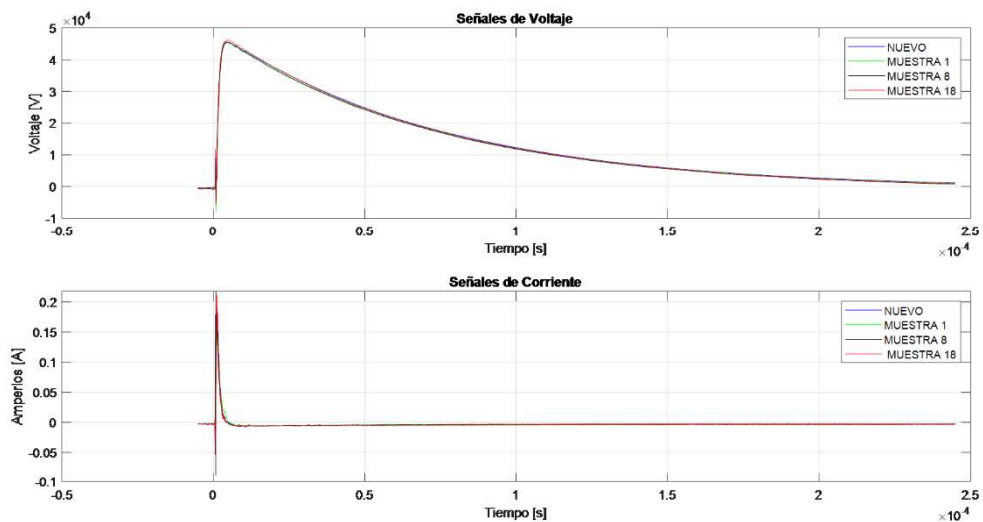


Figura 3.103. Señales de voltaje y corriente.

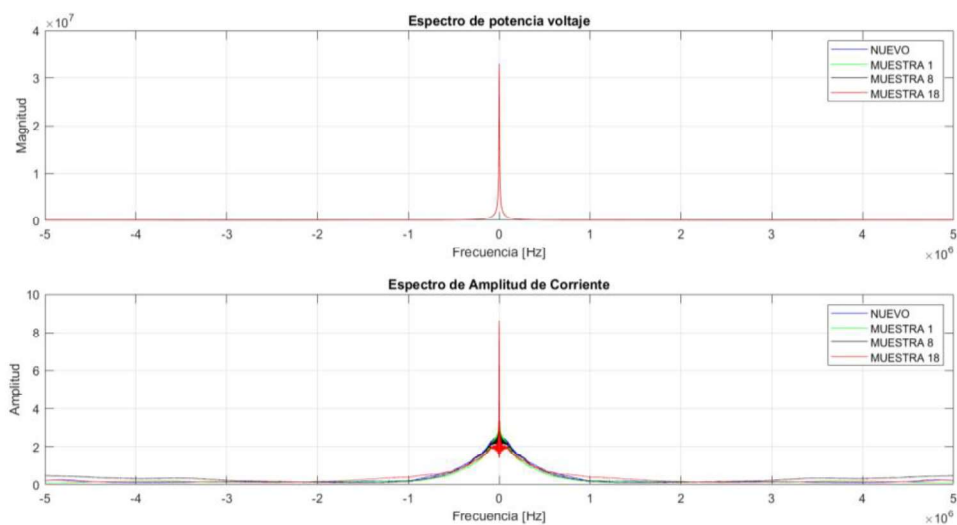


Figura 3.104. Espectro de las señales de corriente y voltaje.

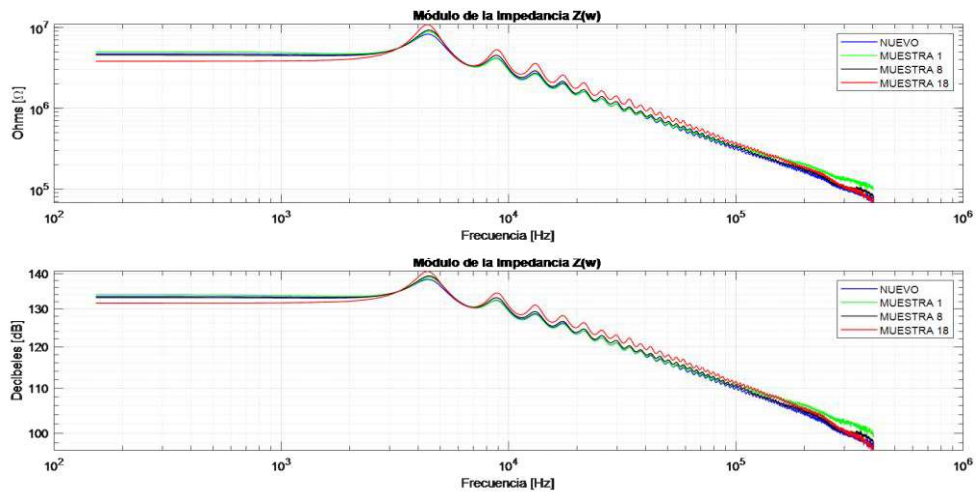


Figura 3.105. Módulo de las impedancias.

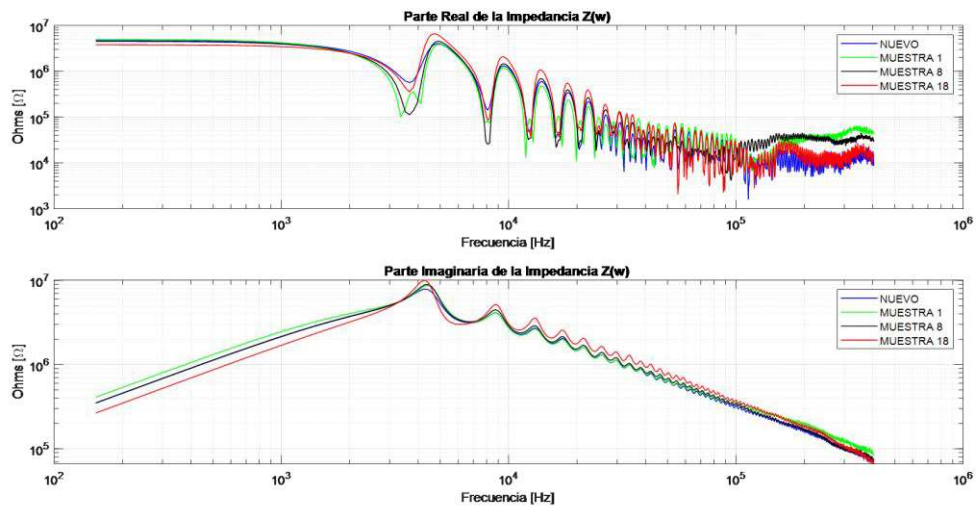


Figura 3.106. Parte real e imaginaria de las impedancias.

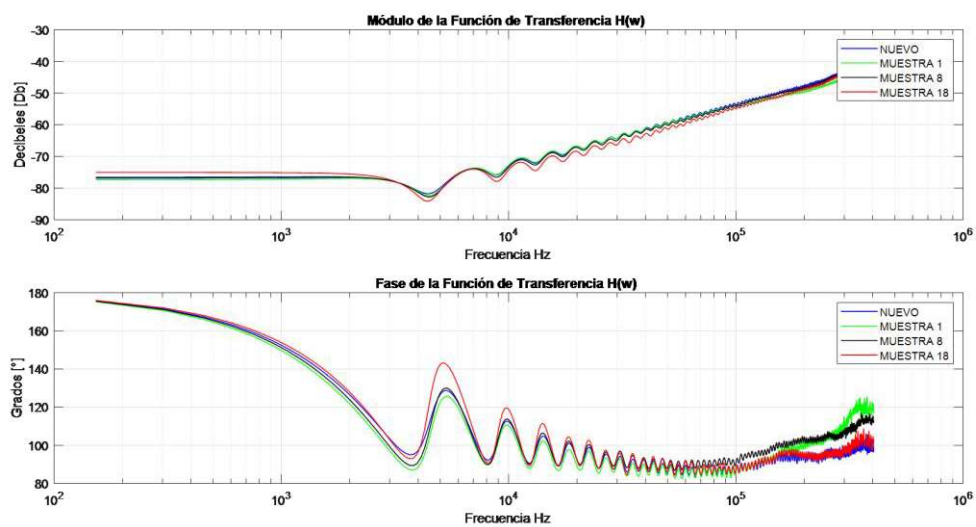


Figura 3.107. Módulo y fase de las funciones de transferencia.

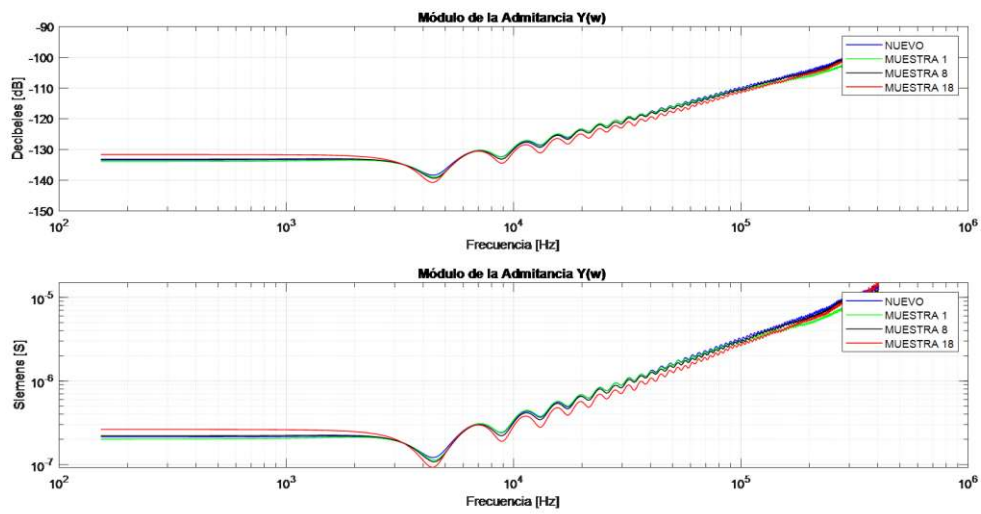


Figura 3.108. Módulo de las admitancias.

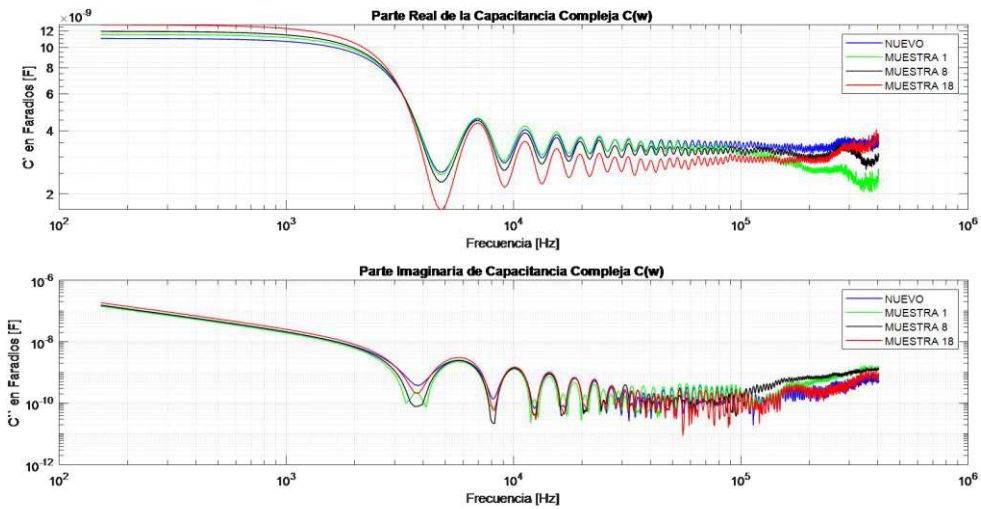


Figura 3.109. Parte real e imaginaria de las capacitancias complejas.

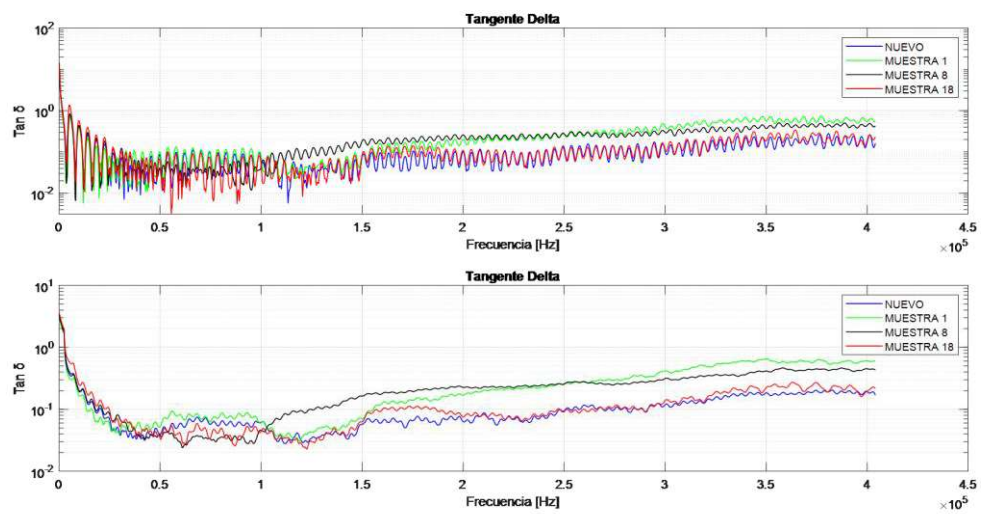


Figura 3.110. Tangentes delta, originales y promediadas.

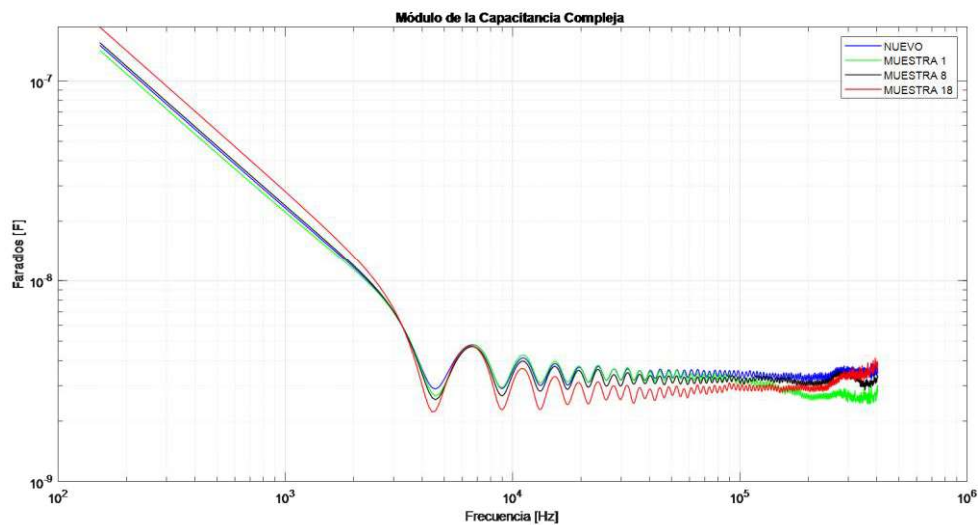


Figura 3.111. Módulo de las capacitancias complejas.

Hasta aquí se ha comparado la respuesta en frecuencia para rangos determinados, sin embargo la comparación también puede ser punto a punto, como la que se muestra en la Tabla 3.13, en donde se pueden examinar los valores obtenidos para un solo valor de frecuencia, y se toma como referencia (o curva base) la respuesta del aceite nuevo sin degradar. Estos resultados pertenecen a la sección 3.3.3.1.

Al comparar los valores de distintos estados con la curva base se podrá determinar si el material aún puede cumplir sus funciones dentro de un sistema eléctrico, según la experiencia del investigador. Por ejemplo el aumento de la TD de 0.0986 (aceite nuevo) a 0.2979 (aceite degradado II) a 300 kHz podría indicar o no que ya no se debe usar el aceite. Para afirmar esto, el investigador deberá verificar: cuantas veces se descarga el aceite con cierto nivel de voltaje, el color, la edad, etc. Mientras mayor cantidad de información se tenga, será más fácil interpretar la curva de respuesta en frecuencia; de tal manera que en las siguientes observaciones, al notar un aumento de la TD en 300 kHz se pueda concluir que el aceite es o no utilizable. Sería de importancia que estos datos puedan ser dados por los fabricantes.

La experiencia en este trabajo demuestra que el nuevo valor de TD, 0.2979, en 300 kHz es un indicador de que el aceite ya no puede usarse, según la norma ASTM D-877, debido a que el nivel de aislamiento se redujo a 22.5 kV

Tabla 3.13. Magnitudes de tres muestras de aceite dieléctrico en distintos estados comparadas a 300 kHz.

ACEITE DIELECTRICO- 300 kHz				
Voltaje de impulso aplicado: 45.4 kV				
Magnitud	Unidades	Nuevo	Degradado I	Degradado II
Módulo de la Impedancia	kΩ	96.4208	90.101	88.1604
	dB	99.68	99.08	98.8
Parte Real de la Impedancia	kΩ	9.3607	19.3996	22.5819
Parte Imaginaria de la Impedancia	kΩ	95.7478	87.5634	84.2667
Módulo de la Función de Transferencia	dB	-43.09	-42.48	-42.21
Fase de la Función de Transferencia	(°)	95.48	102.76	106.23
Admitancia	uS	10.38	11.13	11.49
	dB	-99.68	-99.07	-98.80
Capacitancia Real	nF	3.69	3.88	3.93
Capacitancia Imaginaria	nF	0.3640	0.8970	0.1236
Tangente Delta	p.u.	0.0986	0.2285	0.2979
Capacitancia Compleja	nF	3.7102	3.9793	4.1235

4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

- El método de evaluación del aislamiento mediante la respuesta en frecuencia ha demostrado ser una herramienta útil para valorar la calidad dieléctrica de varios materiales aislantes a través del factor de disipación o tangente delta.
- De las Figuras 3.18, 3.25, 3.33, 3.41 y 3.49 se concluye que el módulo de la impedancia aumenta con la frecuencia, si las señales de voltaje aplicadas a materiales aislantes son senoidales de 60 Hz, mientras que de las Figuras 3.59, 3.69, 3.78, 3.87, 3.96, 3.105 se extrae que el módulo de la impedancia disminuye con la frecuencia, cuando las señales aplicadas son impulsos estándar.
- La reducción de ruido mediante wavelets permite mejorar la respuesta en frecuencia, eliminando picos que no son propios de las señales, y que son resultado de limitaciones de los instrumentos de medición.
- Se logró la validación del método de evaluación del aislamiento en el dominio de la frecuencia al comparar los FDs obtenidos con este método y los obtenidos con el método en el dominio del tiempo de la sección 2.2.2., logrando errores absolutos menores al 4% en la mayoría de los casos.
- La respuesta en frecuencia de la tangente delta varía según el tipo y el valor pico del voltaje aplicado, ya que pasado cierto valor, la polarización aumenta. Por ejemplo al aplicar impulsos estándar de distinto valor pico, la curva de tangente delta mostró un comportamiento distinto, tanto en aislantes sólidos como líquidos.
- El método de conversión de señales temporales de impulso al dominio de la frecuencia puede aplicarse en cualquier material aislante, o al menos en los materiales aislantes que se han empleado en este trabajo de titulación. Además, conforme la degradación aumenta, será mayor el módulo de la impedancia y su componente imaginaria, mientras que la función de transferencia, la admitancia y la tangente delta disminuyen en gran parte del eje de la frecuencia.
- Para evaluar un material aislante en el dominio de la frecuencia: el nivel de voltaje (valor pico), la distancia de los electrodos, y por supuesto, el tipo de voltaje, deben mantenerse constantes. Además es imperante tener una curva base de la respuesta en frecuencia del estado inicial de un aislante para poder compararlo con los estados causados por envejecimiento, humedad, etc. En caso de no disponer de dicha curva, se debe guardar la respuesta en frecuencia obtenida en un determinado momento, para ser comparada con la que se obtendrá en un futuro inmediato.

- El método utilizado es sensible a los cambios causados por la humedad o el envejecimiento, tal como se demostró al evaluar el aislamiento de una barra de papel aislante cuya edad es de aproximadamente 50 años.
- El ancho de banda de un impulso cubre hasta los 600 kHz aproximadamente. Es decir, la respuesta en frecuencia puede observarse en un amplio rango. Por el contrario, el ancho de banda útil de una señal senoidal de 60 Hz, como las medidas en este trabajo, llega solo hasta los 110 Hz.
- El método de conversión al dominio de la frecuencia permite obtener factores de disipación a 60 Hz, al utilizar señales periódicas senoidales de dicha frecuencia.
- Con respecto a la frecuencia de muestreo del DDAQ, se comprobó que no era suficiente para captar señales de impulso, y por tanto, no fue posible la comparación de los FDs obtenidos en el método del dominio de la frecuencia con los obtenidos en el dominio del tiempo.

4.2 RECOMENDACIONES

- La respuesta en frecuencia de los voltajes de impulso puede ser obtenida a través de la transformada wavelet, que es idónea para señales aperiódicas y con ancho de banda extenso.
- Se pueden emplear equipos que posean mayores frecuencias de muestreo, resolución y precisión para digitalizar las señales de voltaje y corriente que cruzan por los aislantes ya que los elementos de medición usados en este trabajo de titulación son de características limitadas. Esto permitirá captar variaciones más pequeñas de las magnitudes medidas, reducir la dispersión de los resultados obtenidos y si las frecuencias de muestreo son mayores, en el caso del DDAQ, se podrían comparar los resultados del método en el dominio de la frecuencia y del tiempo, aplicando voltajes de impulso y no solo voltajes de frecuencia industrial.
- Los valores medidos de tangente delta obtenidos al aplicar voltajes de impulso en los materiales aislantes pueden ser comparados en futuros trabajos con equipamiento creado exclusivamente para ese fin.
- Según los resultados obtenidos en este trabajo, para la evaluación del aislamiento se recomienda usar el método de conversión al dominio de la frecuencia aplicando alto voltaje de frecuencia industrial debido a que el FD de 60 Hz es uno de los mejores indicadores de la calidad del aislamiento. Además una aplicación directa del método recomendado puede ser la construcción de un dispositivo que monitoree el estado de los aisladores ubicados en zonas con alta humedad,

presencia de lluvias o caída de ceniza, para evitar fallas intempestivas del suministro eléctrico.

5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] U. Manassero , A. Zóttico, R. Furlani, J. L. Torres y J. Acosta, *Envejecimiento de la aislación eléctrica en transformadores de potencia. Desarrollo de un algoritmo de cálculo según guías de carga IRAM 2473 e IEEE C57. 91-2002*, Santa Fe, 2015.
- [2] G. Jiménez-Araya y G. A. Gómez-Ramírez, «Comportamiento de los aislamientos sólidos de transformadores de potencia en condiciones ambientales no controladas,» *Tecnología en Marcha*, vol. 29, nº 3, pp. 99-116, 2016.
- [3] L. Correa, E. Velilla, M. Gómez, F. Echeverría, A. Marín y J. Castaño, «Evaluación del desempeño de aisladores de porcelana recubiertos con películas de dióxido de titanio para disminuir el ensuciamiento,» *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*, nº 66, pp. 131-140, 2013.
- [4] A. Wightman, «Volcanic ash contamination of high voltage insulators,» de *EEA Conference & Exhibition*, Auckland, 2011.
- [5] M. Amin y M. Salman, «Aging of polymeric insulators (an overview),» *Reviews on Advanced Materials Science*, nº 13, pp. 96-116, 2006.
- [6] D. R. Askeland, *Ciencia e ingeniería de los materiales*, Madrid: International Thomson Editores, 1998.
- [7] J. Montes, F. Cuevas y J. Cintas, *Ciencia e ingeniería de los materiales*, Madrid: Paraninfo, 2014.
- [8] J. M.-. Vega, *Dielectric Materials for Electrical Engineering*, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [9] A. Chelkowski, *Dielectric Physics*, Oxford: Elsevier Scientific Publishing Company, 1980.
- [10] K. C. Kao, *Dielectric phenomena in solids, with emphasis on physical concepts of electronic processes*, California: Elsevier Academic Press, 2004.
- [11] R. Nikjoo, *Diagnostic of oil-impregnated paper insulation systems by utilizing lightning and switching transients*, Stockholm: KTH School of Electrical Engineering, 2014.
- [12] F. Yakuphanoglu, M. Okutan, Q. Zhuang y Z. Han, «The dielectric spectroscopy and surface morphology studies in a new conjugated polymer poly(benzobisoxazole-2,6-diylvinylene),» *Physica B*, vol. 365, pp. 13-19, 2005.
- [13] O. Gallot-Lavallée, *Dielectric materials and electrostatics*, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2013.

- [14] B. M. Taréiev, Física de los Dieléctricos, Moscú: Editorial MIR, 1978.
- [15] G. Plonka, D. Potts, G. Steidl and M. Tasche, Numerical Fourier Analysis, Cham: Springer, 2018.
- [16] A. Graps, "An Introduction to Wavelets," *IEEE Computational Science and Engineering*, vol. 2, no. 2, 1995.
- [17] L. Montejo y L. Suárez, «Aplicaciones de la transformada ondícula (wavelet) en ingeniería estructural,» *Mecánica Computacional*, vol. XXVI, pp. 2742-2753, 2007.
- [18] L. Debnath and F. A. Sha, Wavelet transforms and their applications, Segunda ed., New York: Springer, 2015.
- [19] J. Bernal, P. Gómez y J. Bobadilla, *Una visión práctica en el uso de la transformada de Fourier como herramienta para el análisis espectral de la voz*, Madrid: Universidad Politécnica de Madrid, 1999.
- [20] T. Butz, Fourier transformation for pedestrians, Cham: Springer, 2015.
- [21] E. B. Albertí, Procesado digital de señales. Fundamentos para comunicaciones y control- II, Primera ed., Barcelona: Edicions UPC, 2006.
- [22] D. E. Newland, An introduction to random vibrations, spectra & wavelet analysis, Tercera ed., New York: Dover Publications, Inc, 2005.
- [23] S. G. Johnson y M. Frigo, «OpenStax CNX,» [En línea]. Available: <https://cnx.org/contents/ulXtQbN7@15/Implementing-FFTs-in-Practice>. [Último acceso: 7 Julio 2019].
- [24] A. D. Poularikas, The transforms and aplicaciones, Segunda ed., Boca Ratón: CRC Press LLC, 2000.
- [25] A. Nava, Procesamiento de series de tiempo, Segunda ed., México D.F.: Fondo de Cultura Económica, 2013, p. 246.
- [26] R. S. Pathak, The Wavelet Transform, París: Atlantis Press, 2009, pp. 9-15.
- [27] K. Devleker, «Understanding Wavelets, Par 1: What Are Wavelets,» [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/videos/understanding-wavelets-part-1-what-are-wavelets-121279.html>. [Último acceso: 29 Julio 2019].
- [28] G. A. Oviedo, *Análisis y filtrado de ruido en señales sísmicas basado en la transformada wavelet y descomposición modal empírica*, Lima: Universidad Nacional de Ingeniería, 2015.
- [29] E. Gómez-Luna, D. Silva y G. Aponte, «Selección de una wavelet madre para el análisis frecuencial de señales eléctricas transitorias usando WPD,» *Ingeniare*, vol.

- 21, nº 2, pp. 262-270, 2013.
- [30] Cristobal and C. Vega González, *Aplicación de técnicas wavelet al análisis de series temporales*, Granada: Universidad de Granada, 2003.
- [31] W. M. Ravindra Arora, *High voltage and electrical insulation engineering*, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [32] E. Kuffel, W. S. Zaengl and J. Kuffel, *High voltage engineering- Fundamentals*, Segunda ed., Oxford: Butterworth-Heinemann, 2000.
- [33] K. Schon, *High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques*, Cham: Springer, 2013.
- [34] J. L. Godines Fonseca y O. N. Hernández Areu, «Respuesta en frecuencia como herramienta de evaluación en pruebas de impulso a transformadores,» *Energética*, vol. 37, nº 2, pp. 94-104, 2016.
- [35] E. Gómez-Luna, G. Aponte Mayor, C. Gonzalez-García y J. Guerra, «Current status and future trends in frequency-response analysis with a transformer in service,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, nº 2, 2013.
- [36] P. Picher, S. Tenbohlen, M. Lachman, A. Scardazzi y P. Patel , «Current state of transformer FRA interpretation,» *Procedia Engineering*, vol. 202, pp. 3-12, 2017.
- [37] E. Gómez-Luna, G. Aponte M. y J. Pleite G., «Obtención de la respuesta en frecuencia en transformadores estando en servicio,» *Ingeniare*, vol. 25, nº 1, pp. 59-69, 2017.
- [38] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., *IEEE Guide for the application and interpretation of frequency response analysis for oil-inmersed transformers*, New York, 2012.
- [39] J. Ramirez and C. Tigsilema, "Medición del factor de disipación dieléctrica con métodos basados en el dominio del tiempo y de la frecuencia," in *Memorias de VI Congreso REDU 2018*, Ibarra, Editorial de la Universidad Técnica del Norte, 2018, pp. 604-614.
- [40] Nanjing Rainbow Electric Co., Ltd, «Made in China,» [En línea]. Available: https://es.made-in-china.com/co_rainbowelectric/product_BS-P-22-Y-Porcelain-Pin-Type-Insulator_riohnyhrg.html. [Último acceso: 16 Junio 2019].
- [41] Tektronix, Inc., *TDS1000/2000-Series Digital Oscilloscope User Manual*, Beaverton: Tektronix, Inc..
- [42] E. Fuchs y M. Masoum, *Power quality in power systems and electrical machines*,

Academic Press, 2008.

- [43] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso y W. Beaty, *Electrical power systems quality*, Primera ed., McGraw-Hill, 2002, p. 28.
- [44] L. Schuchman, «Dither signals and their effect on quantization noise,» *IEEE Transactions on Communications*, pp. 162-165, 1964.
- [45] R. Nikjoo, N. Taylor y H. Edin, «Dielectric response measurement by impulse stimulus on AC: measurement considerations, and laboratory testing on a bushing,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 24, nº 1, pp. 511 - 518, 2017.
- [46] W. Bolton, *Mediciones y pruebas eléctricas y electrónicas*, Barcelona: Marcombo, S.A., 1995.
- [47] The MathWorks, Inc., [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/sgolayfilt.html>. [Último acceso: 14 Octubre 2018].
- [48] D. Donnelly y B. Rust, «The fast fourier transform for experimentalists, part I: concepts,» *Computing in Science & Engineering*, vol. 7, nº 2, pp. 80-88, 2005.
- [49] The MathWorks, Inc., [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/help/signal/ref/hampel.html>. [Último acceso: 1 Agosto 2019].
- [50] National Instruments, «www.ni.com,» [En línea]. Available: <https://www.ni.com/es-cr/shop/labview.html>. [Último acceso: 17 Junio 2019].
- [51] V. Tibanlombo, *Estudio de la respuesta en frecuencia mediante pruebas de impulso para la evaluación del estado del aislamiento en transformadores*, Quito: Escuela Politécnica Nacional, 2018.
- [52] Fluke, «www.fluke.com,» [En línea]. Available: <https://www.fluke.com/es-es/producto/comprobacion-electrica/multimetros-digitales/fluke-87v>. [Último acceso: 10 Junio 2019].
- [53] MathWorks, «la.MathWorks.com,» [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/help/wavelet/examples/wavelet-interval-dependent-denoising.html>. [Último acceso: 13 Enero 2019].
- [54] J. Dikun y E. Onal, «Coherence and time-frequency analysis of impulse voltage and current measurements,» *Journal of Energy in Southern Africa*, vol. 26, nº 2, 2015.
- [55] J. Ramírez y B. Valecillos, «Evaluation of lightning impulse test by frequency response analysis,» de *IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and*

Exposition: Latin America, Caracas, 2006.

- [56] R. Nikjoo, N. Taylor, R. Clemence Kiiza and H. Edin, "Dielectric response of aged transformer bushings utilizing power system transients".

ANEXOS

ANEXO A. Respuesta en frecuencia de tres muestras de aceite dieléctrico obtenida al aplicar impulsos de 26.3 kV

ANEXO B. Respuesta en frecuencia de un zapato de seguridad obtenida al aplicar impulsos de 16.9 kV

ANEXO C. Respuesta en frecuencia de cuatro muestras de aceite dieléctrico de distinto origen obtenida al aplicar impulsos de 64.6 kV

ANEXO D. Código implementado en Matlab

ORDEN DE EMPASTADO