



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E
INVESTIGACIÓN**

**MAESTRÍA EN CIENCIAS EN
INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**ANÁLISIS DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO DE
LA DESCARGA CORONA**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**PRESENTA:
LUIS EDUARDO MARTÍNEZ SANTOS**

**DIRECTORES DE TESIS
Dr. ROBERTO LINARES Y MIRANDA
Dr. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS**



CIUDAD DE MÉXICO, JUNIO DE 2018

RESUMEN

Esta tesis es parte de la investigación propuesta en el proyecto “Caracterización de la Descarga Corona y Estudio de los Efectos Electromagnéticos de Líneas de Transmisión en Alta Tensión de Corriente Directa” con registro No. 263956 dentro del marco de la “Cooperación Bilateral de Investigación y Tecnología Turquía – México” organizado por el Consejo de Investigación Científica y Tecnológica de Turquía (TÜBİTAK) y el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) de México.

Las interferencias radioeléctricas, tanto radiadas como conducidas, generadas por las líneas de transmisión de alta tensión de corriente alterna (ATCA) han sido un tópico de investigación constante. Aunque la interferencia radioeléctrica puede deberse a diferentes fenómenos, la producida por la “descarga corona” ha sido la de mayor interés. Con el auge actual de las líneas de alta tensión de corriente directa (ATCD), el análisis de los fenómenos relacionados con la descarga corona también ha aumentado, ya que es un aspecto importante para su diseño. Este trabajo presenta un análisis detallado del espectro radioeléctrico de la descarga corona.

La descarga corona es un fenómeno que se presenta en los sistemas eléctricos de alta tensión (AT) tanto de corriente alterna (CA) como de corriente directa (CD), el cual a lo largo de los años ha sido ampliamente estudiado. En este trabajo se reporta la investigación del espectro radioeléctrico de la descarga corona usando una jaula corona y una línea de transmisión a escala. La descarga corona se presentó a los 7.5 kV y 12 kV, respectivamente. Dicho fenómeno se caracterizó dentro de una jaula de Faraday y dentro de una cámara semianecoica. Los resultados se presentan en función del tiempo y de la frecuencia, tanto para las emisiones radiadas como conducidas. Para las emisiones conducidas se utilizó una sonda de corriente con un ancho de banda de 500 MHz y un osciloscopio mientras que para las emisiones radiadas se utilizó una antena de aro y una antena log – periódica híbrida para cubrir un ancho de banda de 10 kHz a 1000 MHz. La medición de las emisiones radiadas se llevó a cabo con un osciloscopio, un analizador de espectro (AE) y un receptor de interferencia electromagnética (EMI).

La aportación de este trabajo es la determinación del espectro radioeléctrico emitido por el fenómeno corona generado en los arreglos mencionados. Los resultados se analizaron por medio de la transformada wavelet continua (TWC), que es un método que permite, en este caso, interpretar el comportamiento de señales eléctricas transitorias, como es el fenómeno de la descarga corona. Con este método, se determinaron que las componentes de frecuencia de mayor energía, están concentradas entre 8 y 64 MHz.

ABSTRACT

This thesis is part of the research proposed in the project "Corona Discharge Characterization and Study of electromagnetic Effects of HVDC Transmission Lines" with registration No.263956 within the framework of the "Bilateral Research and Technology Cooperation Turkey - Mexico" organized by the Scientific and Technological Research Council of Turkey (TÜBİTAK) and the National Council of Science and Technology (CONACyT) of Mexico.

Radioelectric interferences both radiated and conducted, generated by high voltage alternating current (ATCA) transmission lines, has been a topic of constant investigation. Although the radioelectric interference may be due to different phenomena, the one produced by the "corona discharge" has been the one of greatest interest. With the current boom of high voltage direct current (ATCD) lines, the analysis of phenomena related to corona discharge has also increased, since it is an important aspect for its design. This work presents a detailed analysis of the radioelectric spectrum of corona discharge.

Corona discharge is a phenomenon that occurs in high voltage (AT) electrical systems of both alternating current (CA) and direct current (CD), which over the years has been widely studied. In this work, it is reported the investigation of the radio electric spectrum using a corona cage and a scale transmission line. Corona discharge was presented at 7.5 and 12 kV, respectively. This phenomenon was characterized inside a Faraday cage and inside a semianechoic chamber. The results are presented as a function of time and frequency, both for radiated and conducted emissions. For the conducted emissions, a current probe with a bandwidth of 500 MHz and an oscilloscope were used while for the radiated emissions a loop antenna and a hybrid log - periodic antenna were used to cover a bandwidth of 10 kHz to 1000 MHz. The measurement of the radiated emissions was carried out with an oscilloscope, a spectrum analyzer (AE) and an electromagnetic interference (EMI) receiver.

The contribution of this work is the determination of the electromagnetic spectrum emitted by the corona discharge generated in the mentioned arrangements, whose results were analyzed by means of the continuous wavelet transform (TWC), which is a method that allows, in this case, interpret the behavior of transient electrical signals, as is the phenomenon of corona discharge such as corona discharge. With this method it was determined that the higher energy frequency components are concentrated between 8 and 64 MHz.

AGRADECIMIENTOS

A mis padres y hermanos por su apoyo incondicional y la motivación brindadas para seguir con mis estudios.

A mis directores de tesis: el Dr. Roberto Linares y Miranda y el Dr. Fermín Pascual Espino Cortés por la orientación, el apoyo tanto en la parte teórica como experimental, la confianza y sobre todo la paciencia que me brindaron durante mis estudios de maestría, aspectos que se reflejan con la culminación de este trabajo.

A los profesores del laboratorio de Compatibilidad Electromagnética por su ayuda en las mediciones llevadas a cabo para la elaboración de este trabajo.

Al Instituto Politécnico Nacional por darme la oportunidad de seguir con mi preparación profesional en uno de sus programas de maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico brindado para realizar mis estudios de posgrado y para la elaboración de este trabajo de investigación.

ÍNDICE GENERAL

RESUMEN	IV
ABSTRACT	V
AGRADECIMIENTOS.....	VI
ÍNDICE GENERAL	VII
ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS	XVI
CAPÍTULO: INTRODUCCIÓN	19
1.1 ANTECEDENTES	19
1.2 JUSTIFICACIÓN	20
1.3 OBJETIVOS	21
1.3.1 General.....	21
1.3.2 Particulares.....	21
1.4 ESTADO DEL ARTE	21
1.5 APORTACIONES	23
1.6 LIMITACIONES Y ALCANCES.....	24
1.6.1 LIMITACIONES	24
1.6.2 ALCANCES.....	24
1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	24
CAPÍTULO II: DESCARGA CORONA Y RADIO INTERFERENCIA	26
2.1 Generalidades sobre la descarga corona.	26
2.2 Mecanismos físicos de la descarga corona	26
2.3 Mecanismo de Townsend para la ruptura en gases	27
2.4 Mecanismo de Streamer para la ruptura en gases	28
2.4.1. Versión de Meek y Loeb.....	29
2.4.2. Versión de Raether	29
2.5 Modos de descarga corona	30
2.5.1 Modos negativos de corona de CD.....	31
2.5.2 Modos positivos de corona de CD.....	32

ÍNDICE GENERAL

2.6 RI en líneas de transmisión de CD	33
2.7 Métodos de medición de RI.....	34
2.8 Jaulas corona de laboratorio.....	35
2.9 Líneas de transmisión a escala	36
2.10 Aparatos de medición de RI.....	36
2.10.1 Analizador de espectro (AE).....	37
2.10.2 Osciloscopio	37
2.10.3 Receptor de EMI	38
CAPÍTULO III: MEDICIONES DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO DE LA DESCARGA CORONA.....	41
3.1 Medición de RI conducida en el laboratorio de AT	41
3.2 Medición de RI conducida y radiada en el laboratorio de CEM.....	42
3.3 Datos obtenidos en las mediciones.....	48
3.3.1 Datos obtenidos de las mediciones realizadas en el laboratorio de AT ...	48
3.3.2 Datos obtenidos de las mediciones realizadas en el laboratorio de CEM	49
CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA	60
4.1 Introducción al análisis wavelet	60
4.2 Filtrado de una señal empleando wavelets.....	60
4.3 Frecuencias fundamentales del espectro radioeléctrico de la descarga corona	69
4.3.1 Espectrograma de las emisiones conducidas	70
4.3.2 Espectrograma de las emisiones radiadas	71
CAPÍTULO: CONCLUSIONES.....	76
5.1 CONCLUSIONES	76
5.2 TRABAJOS A FUTURO	78
REFERENCIAS	79
APÉNDICE I: CALIBRACIÓN DE UNA SONDA DE CORRIENTE EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.....	83
A1.1 Introducción.....	83
A1.2 Calibración de la sonda de corriente CT - E5.0 Bergoz.....	86

ÍNDICE GENERAL

APÉNDICE II: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BALUN.....	92
A2.1 Introducción.....	92
A2.2 El Balun de Guanella.....	92
A2.3 Construcción de un Balun de banda ancha.....	95
APÉNDICE III: CÁLCULO DE LA CORRIENTE CORONA DE LAS EMISIONES RADIADAS.....	97
A3.1 Introducción.....	97
A3.2 Ecuaciones generales.....	97
A3.3 Corriente inducida en una antena de aro.....	98
A3.4 Corriente inducida en una antena bicónica.....	99
A3.5 Corriente inducida en una antena log - periódica híbrida.....	100
APÉNDICE IV: TRANSFORMADA WAVELET PARA EL ANÁLISIS DE SEÑALES.....	102
A4.1 Introducción al análisis wavelet.....	102
A4.2 Transformada wavelet continua (TWC).....	102
A4.3 Transformada wavelet discreta (TWD).....	103
A4.3.1 Filtros de un nivel.....	103
A4.3.2 Filtros multinivel.....	104
A4.3.3 Determinación del número de niveles.....	105
A4.3.4 Reconstrucción wavelet.....	105

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Arreglo para el estudio de una descarga de Townsend. Modificada de [12]	27
Figura 2.2 Streamer dirigido hacia el cátodo según lo previsto por Meek y Loeb: a) Primera avalancha que cruzó el gap, b) Streamers extendiéndose desde el ánodo, c) Streamer que cruzó el gap. Modificada de [16].....	29
Figura 2.3 Streamer dirigidos hacia el ánodo según lo previsto por Raether. Modificada de [16].....	30
Figura 2.4 Canal principal y streamers principales. Modificada de [16].....	30
Figura 2.5 Desarrollo de una avalancha de electrones desde el cátodo. Modificada de [13]	31
Figura 2.6 Pulso de corriente de streamer Trichel. Tomada de [13].....	32
Figura 2.7 Desarrollo de una avalancha de electrones hacia el ánodo. Modificada de [13]	32
Figura 2.8 Pulso de corriente de Onset streamer. Tomada de [13].....	33
Figura 2.9 Trenes de pulsos producidos por corona de CD. Modificada de [14].....	34
Figura 2.10 Jaula de prueba de laboratorio. Modificada de [14].....	35
Figura 2.11 Línea de transmisión a escala.....	36
Figura 2.12 AE empleado en las mediciones en el laboratorio de CEM.....	37
Figura 2.13 Osciloscopio empleado en las mediciones en los laboratorios de AT y de CEM.....	37
Figura 2.14 Diagrama esquemático de un medidor de radio ruido. Modificada de [14]	38
Figura 2.15 Circuitos de ponderación del detector. Modificada de [19].....	39
Figura 2.16 Receptor de EMI empleado en las mediciones.	40

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.1 Fuente de alta tensión utilizada para alimentar los arreglos de prueba en los laboratorios de AT y CEM.....	41
Figura 3.2 Arreglo experimental jaula corona empleado en el laboratorio de AT...	42
Figura 3.3 Sonda de corriente utilizado en las mediciones en los laboratorios de AT y de CEM.....	42
Figura 3.4 Montaje experimental utilizado en las mediciones en el laboratorio de CEM.	43
Figura 3.5 Componentes de campo eléctrico de la antena de aro y sus respectivas posiciones de medición generalizadas.	44
Figura 3.6 Tipos de polarización de la antena bicónica y sus respectivas posiciones de medición generalizadas.	45
Figura 3.7 Tipos de polarización de la antena log - periódica híbrida y sus respectivas posiciones de medición generalizadas.....	45
Figura 3.8 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena de aro: (izquierda) posición 1 y (derecha) posición 2.....	46
Figura 3.9 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena bicónica: posición 1.	46
Figura 3.10 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena bicónica: posición 2.	47
Figura 3.11 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena log - periódica híbrida: posición 1.....	47
Figura 3.12 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena log - periódica híbrida: posición 2.....	48
Figura 3.13 Corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de AT.	48
Figura 3.14 Corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de CEM.....	49
Figura 3.15 Corriente corona medida con la antena de aro y el osciloscopio.....	51

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.16 Espectro de frecuencias obtenido en las mediciones empleando la antena de aro y el AE.	51
Figura 3.17 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena de aro y el receptor de EMI.	52
Figura 3.18 Corriente corona medida con la antena bicónica (posición 1) y el osciloscopio.....	53
Figura 3.19 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 1) y el AE.	53
Figura 3.20 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 1) y el receptor de EMI.	54
Figura 3.21 Corriente corona medida con la antena bicónica (posición 2) y el osciloscopio.....	54
Figura 3.22 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 2) y el AE.	55
Figura 3.23 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 2) y el receptor de EMI.	55
Figura 3.24 Corriente corona medida con la antena log - periódica híbrida (posición 1) y el osciloscopio.....	56
Figura 3.25 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 1) y el AE.....	56
Figura 3.26 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 1) y el receptor de EMI.....	57
Figura 3.27 Corriente corona medida con la antena log - periódica híbrida (posición 2) y el osciloscopio.....	57
Figura 3.28 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 2) y el AE.....	58
Figura 3.29 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 2) y el receptor de EMI.....	58

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 4.1 Diagrama de flujo del programa para elegir el filtro wavelet adecuado.	62
Figura 4.2 Diagrama de flujo del programa para elegir el filtro wavelet adecuado (continuación).....	63
Figura 4.3 Corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de AT (con y sin ruido).	66
Figura 4.4 Señal promedio de la corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).....	66
Figura 4.5 Señal medida con la antena de aro (con y sin ruido).....	67
Figura 4.6 Señal medida con la antena bicónica en la posición 1 (con y sin ruido). 67	
Figura 4.7 Señal medida con la antena bicónica en la posición 2 (con y sin ruido). 68	
Figura 4.8 Señal medida con la antena log- periódica híbrida en la posición 1 (con y sin ruido).....	68
Figura 4.9 Señal medida con la antena log – periódica híbrida en la posición 2 (con y sin ruido).....	69
Figura 4.10 Espectrograma de la corriente corona medida con la sonda de corriente en el laboratorio de AT (con y sin ruido).	70
Figura 4.11 Espectrograma de la corriente corona medida con la sonda de corriente en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).....	70
Figura 4.12 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena de aro en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).	71
Figura 4.13 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena bicónica (posición 1) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).	72
Figura 4.14 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena bicónica (posición 2) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).	72
Figura 4.15 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena log – periódica híbrida (posición 1) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).....	73

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 4.16 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena log - periódica híbrida (posición 2) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).....	74
Figura A1.1. Diagrama esquemático del circuito empleado para la calibración de una sonda de corriente. Modificada de [32]	84
Figura A1.2. Factor k de la sonda de corriente como función de la frecuencia. Tomada de [32].....	85
Figura A1.3. Sonda de corriente CT- E5.0 de la marca Bergoz. Tomada de [34]	86
Figura A1.4. Analizador de Redes/Espectro HP modelo 4195A.	87
Figura A1.5. Equipo de prueba de Transmisión/Reflexión.	87
Figura A1.6. Dispositivo de calibración.	87
Figura A1.7. Medición del parámetro S_{11} (ajuste del AE). Tomada de [34]	88
Figura A1.8. Medición del parámetro S'_{21} (ajuste del AE). Tomada de [34]	88
Figura A1.10. Comparación de las gráficas del factor de transductor en el intervalo de frecuencias de 0.1 - 500 MHz. Tomada de [34].....	89
Figura A1.11. Dispositivo de calibración basado en una línea de transmisión.	90
Figura A1.12. Baluns conectados en los extremos del dispositivo de calibración. ..	90
Figura A1.13 Comparación de las gráficas de k en el intervalo de frecuencias de 0.1 - 500 MHz empleando los Baluns.	91
Figura A2.1. Transformador de Guanella con relación 1 : 4. Modificado de [35] ...	92
Figura A2.2 Baluns contruidos para la calibración de la sonda de corriente CT - E5.0.....	96
Figura A4.1 Diagrama de la descomposición de señales. Modificada de [28]	104
Figura A4.2 Diagrama de descomposición de señales. Modificada de [28].....	104
Figura A4.3 Árbol de descomposición wavelet. Modificada de [28]	105
Figura A4.4 Esquema de reconstrucción wavelet. Modificada de [28].....	105

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Constantes de tiempo para detectores QP. Tomada de [19].....	39
Tabla 3.1 Características de las antenas empleadas para la medición de las emisiones radiadas.	43
Tabla 3.2 Intervalo de frecuencias para la medición de las emisiones radiadas.	44
Tabla 4.1 Familias Wavelet evaluadas y sus miembros.	61
Tabla 4.2 Tipos de filtros y sus parámetros.	61
Tabla 5.1 Frecuencias Fundamentales de las emisiones radioeléctricas radiadas por la descarga corona en la línea de transmisión a escala.	76
Tabla A1.1 Relaciones de salida de la sonda de corriente. Tomada de [34].....	86
Tabla A2.1 Características y resultados de los cálculos para diferentes núcleos.	96

ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS

A	Ampere
AE	Analizador de espectro
AF	Factor de antena (en $\frac{V}{m}$)
A_e	Área efectiva de la sección transversal del núcleo (en cm^2)
AF_H	Factor de antena magnético (en $\frac{S}{m}$)
AM	Amplitud Modulada
ANSI	Instituto Nacional Estadounidense de Estándares
ARV	Analizador de Redes Vectorial
AT	Alta Tensión
ATCA	Alta Tensión de Corriente Alterna
ATCD	Alta Tensión de Corriente Directa
AWG	Calibre de Alambre Estadounidense
C	Capacitancia del circuito de ponderación del detector cuasi – pico
CA	Corriente Alterna
CD	Corriente Directa
CEM	Compatibilidad Electromagnética
CISPR	Comité Especial Internacional de Perturbaciones Radioeléctricas
D	Distancia entre la antena receptora y la línea de transmisión
d	Distancia del gap
dB_i	Decibeles (con relación a un radiador isotrópico)
dB_m	Decibeles (referenciados a 1 mW)
$dB_{\mu V}$	Decibeles (referenciados a 1 μV)
E	Intensidad de campo eléctrico
EMI	Interferencia Electromagnética
E_0	Intensidad de campo eléctrico con carga espacial inicial
E_r	Intensidad de campo eléctrico en la antena receptora (en $\frac{V}{m}$)
e^-	Electrón
FI	Frecuencia Intermedia
FM	Frecuencia Modulada
f_1	Frecuencia mínima de operación del Balun
GHz	Gigahertz
G_{dB_i}	Ganancia (en dB_i)
$\frac{Gs}{s}$	Gigamuestras por segundo
H	Henry
H_0	Módulo de la solución de la ecuación diferencial de la intensidad de campo magnético para una antena bicónica (en $\frac{A}{m}$)
H_r	Intensidad de campo magnético en la antena receptora (en $\frac{A}{m}$)
$H_{r_pos_1}$	Intensidad de campo magnético en la posición 1 de la antena receptora (en $\frac{A}{m}$)
$H_{r_pos_2}$	Intensidad de campo magnético en la posición 2 de la antena receptora (en $\frac{A}{m}$)
I	Corriente de descarga debida a la avalancha de electrones (en A)
IEC	Comisión Electrotécnica Internacional
IC	Intensidad de campo
I_0	Corriente inicial en el gap debida a fuentes externa

ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS

I_r	Corriente eléctrica que circula por la antena receptora (en A)
$I_{r_pos_1}$	Corriente eléctrica que circula por la antena receptora en la posición 1 (en A)
$I_{r_pos_2}$	Corriente eléctrica que circula por la antena receptora en la posición 2 (en A)
J	Joule
KHz	Kilohertz
Kv	Kilovolt
k	Factor de transductor
L_M	Inductancia de magnetización (en H)
L	Longitud de la línea de transmisión (en m)
l_c	Longitud de la circunferencia (en cm)
l_e	Longitud promedio de la trayectoria magnética en el núcleo (en cm)
M	Molécula
MHz	Megahertz
M^+	Ion positivo
m	metro
mA	Miliampere
msnm	Metros sobre el nivel del mar
mV	Milivolt
mW	miliwatt
N_p	Número de vueltas en el devanado primario
n_l	Número de líneas de transmisión
PK	Valor pico
P_r	Potencia en la antena receptora (en W)
P_a	Potencia disponible del transformador (en W)
P_o	Potencia de salida del transformador (en W)
$P_{r(dB_m)}$	Potencia en la antena receptora (en dB _m)
$P_{r(mW)}$	Potencia en la antena receptora (en mW)
QP	Valor cuasi - pico
RA	Ruido Audible
RI	Radio Interferencia
RF	Radiofrecuencia
R_C	Resistencia de carga del circuito de ponderación del detector cuasi - pico (en Ω)
R_D	Resistencia de descarga del circuito de ponderación del detector cuasi - pico (en Ω)
R_g	Resistencia del lado de baja impedancia (en Ω)
R_L	Resistencia de la carga (en Ω)
R	Radio de la antena de aro (en m)
S	Siemens
TFTC	Transformada de Fourier de Tiempo Corto
TWC	Transformada Wavelet Continua
TWD	Transformada Wavelet Discreta
S_0	Región de frontera
S_{11}	Coefficiente de reflexión de en el puerto uno
S_{21}	Coefficiente de transmisión del puerto dos hacia el puerto uno
s'_{21}	Coefficiente de transmisión del puerto dos hacia el puerto uno (referencia [33])
U	Tensión en la entrada del detector (en V)
UAT	Ultra Alta Tensión
U_1	Tensión en el medidor del detector (en V)

ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS

U_i	Energía potencial de ionización (en J)
V	Volt
ROEV	Relación de Onda Estacionaria de Tensión
$V_{dB_{\mu V}}$	Tensión medida por el receptor de EMI (en $dB_{\mu V}$)
V_r	Tensión inducida en la antena receptora (en V)
V_g	Tensión en el lado de baja (en V)
$V_{t_{\mu V}}$	Tensión total de las mediciones realizadas con el receptor de EMI (en μV)
$V_{\mu V}$	Tensión medida por el receptor de EMI (en μV)
$V_{\mu V_pos.1}$	Tensión medida por la antena en la posición uno en conjunto con el receptor de EMI (en μV)
$V_{\mu V_pos.2}$	Tensión medida por la antena en la posición dos en conjunto con el receptor de EMI (en μV)
TW	Transformada Wavelet
X_M	Reactancia de magnetización en el devanado primario (en Ω)
Z_0	Impedancia característica (en Ω)
Z_g	Impedancia del lado de baja impedancia (en Ω)
Z_{in}	Impedancia de entrada (en Ω)
Z_L	Impedancia de la carga (en Ω)
Z_t	Impedancia de transferencia (en Ω)
A	Primer coeficiente de ionización Townsend
Γ	Segundo coeficiente de ionización de Townsend
E	Energía (en J)
η	Impedancia intrínseca del espacio libre
Λ	Longitud de onda efectiva de la línea de transmisión (en m)
Ms	Microsegundos
μV	Microvolts
μ_r	Permeabilidad relativa del núcleo
Ω	Ohm

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1 ANTECEDENTES

La descarga corona es un fenómeno típico en los sistemas de AT por lo que se presenta en sistemas de transmisión de CA y de CD con polaridad positiva y negativa. Históricamente las investigaciones sobre este fenómeno se han centrado en las producidas por los sistemas que operan con CA, sin embargo, el uso de sistemas de transmisión de CD ha ido en aumento debido a que son una solución al problema de la transmisión de grandes bloques de energía eléctrica a grandes distancias con la menor cantidad de pérdidas posibles.

En la actualidad, nuestro país no cuenta con sistemas de transmisión de energía eléctrica de alta tensión de corriente directa (ATCD), sin embargo se encuentra en licitación la primera línea que operará en nuestro país, la cual partirá desde el Istmo de Tehuantepec, en el estado de Oaxaca y llegará al centro del país con la finalidad de modernizar y ampliar las redes, resolviendo la mayor parte de las congestiones en la transmisión de energía eléctrica y promover el uso de tecnologías más eficientes [1].

Si bien en nuestro país la implementación de las líneas de transmisión de ATCD será un acontecimiento novedoso, en el resto del mundo este tipo de líneas se encuentran en operación desde mediados del siglo pasado, principalmente en Europa.

Las investigaciones relacionadas con las emisiones electromagnéticas generadas por la descarga corona en líneas de transmisión de CD no son nuevas, sin embargo, el nivel de la radio interferencia (RI) producido por dichas emisiones ha sido uno de los temas más estudiados, dejando en segundo término las investigaciones referentes al espectro de frecuencias.

Desde hace unos años, en China se le ha dado mucha importancia al estudio de la descarga corona en sistemas de ATCD debido a que se plantea expandir la red eléctrica a sistemas que operen a tensiones de 1000 kV o más; no obstante, tales investigaciones se han centrado en la predicción de los niveles de RI producidos por la descarga corona con el objeto de que las líneas que se construyan cumplan con los niveles permitidos, dejando a un lado las investigaciones destinadas únicamente al estudio del espectro radioeléctrico de la descarga corona [1].

Los resultados reportados en las investigaciones relacionadas al estudio del espectro radioeléctrico producido por la descarga corona han sido muy diversos,

indicando que existen componentes de frecuencia del orden de decenas de kHz hasta decenas de MHz y en casos muy extremos hasta del orden de los cientos de MHz.

1.2 JUSTIFICACIÓN

El aumento en la demanda de energía eléctrica exige una mayor eficiencia en la transmisión de la misma. La mayoría de las veces, los grandes centros de consumo se encuentran lejos de los centros de generación y para poder realizar el transporte de grandes bloques de energía se incrementa el nivel de tensión en las líneas de transmisión y en consecuencia se elevan los costos de construcción de las mismas, las pérdidas de energía y la presencia de la descarga corona, fenómeno que también produce pérdidas, ruido audible (RA) y RI, siendo este último un factor de diseño de líneas de transmisión.

Como una alternativa para el transporte de energía eléctrica a grandes distancias, se han empleado líneas de ATCD, las cuales ofrecen ventajas técnicas y económicas comparadas con las líneas de transmisión de ATCA, sin embargo, este tipo de líneas no están exentas de sufrir descargas corona.

Históricamente las investigaciones de la descarga corona en líneas de ATCD se han centrado en determinar el nivel de RI generado por tal fenómeno, y la bibliografía relacionada con el espectro radioeléctrico de las emisiones electromagnéticas producidas por la descarga corona es escasa. Esta falta de información fue el motivo para llevar a cabo una investigación enfocada en el análisis del espectro radioeléctrico de la descarga corona.

Las líneas de transmisión de CD se construyen en sitios donde es muy difícil que un operador realice el monitoreo para la detección de descargas corona, por lo que el desarrollar un sistema de detección remota de descargas corona se convierte en una necesidad. Dicho sistema consiste principalmente de una plataforma de detección (sensores o antenas) y de un sistema de procesamiento de datos.

Para el desarrollo de sensores o antenas capaces de detectar las emisiones electromagnéticas producidas por la descarga corona, es necesario conocer su espectro de radiofrecuencia debido a que éste en conjunto con un método de reconocimiento adecuado podría determinar si el fenómeno observado por la plataforma de detección es una descarga corona o algún otro tipo de descarga.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 General

Obtener las frecuencias fundamentales de las emisiones radioeléctricas conducidas y radiadas producidas por la descarga corona en una jaula corona y en una línea de transmisión de tamaño escala, alimentadas con una fuente de alta tensión de corriente directa de polaridad positiva.

1.3.2 Particulares

- Obtener los espectros de radiofrecuencia de las emisiones conducidas y radiadas producidas por la descarga corona.
- Obtener los espectrogramas de las emisiones radioeléctricas conducidas y radiadas producidas por la descarga corona por medio de la transformada wavelet.
- Obtener la correlación de la corriente corona temporal y frecuencial.
- Desarrollar un programa en MatLab para seleccionar el filtro wavelet apropiado para una determinada señal empleando un criterio basado en una modificación del teorema de Parseval.

1.4 ESTADO DEL ARTE

El estudio de las emisiones electromagnéticas producidas por la descarga corona no ha sido estudiado con el propósito de determinar el espectro radioeléctrico de dicho fenómeno, sino para determinar el nivel de RI generada por las líneas de AT, ya sea en CD o en CA, siendo este último caso el más estudiado.

En la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Zacatenco ya se han realizado estudios sobre la descarga corona, destacando los trabajos de las referencias [2] y [3]. En la primera se presenta un estudio sobre la descarga corona en tensiones de CD en arreglos punta - plano, analizando el efecto que la densidad relativa de aire y el cambio en la humedad absoluta producen sobre los diferentes regímenes de la descarga corona, mientras que en la segunda se presenta un método para calcular los niveles de RI que genera la descarga corona en líneas de transmisión de ATCD, el cual se implementó en un programa de computadora y comparando los resultados obtenidos con los publicados en la literatura, se demostró que modificaciones realizadas al método de Gary junto con la descomposición modal arrojan mejores resultados que los obtenidos implementando otros métodos.

Los trabajos anteriormente citados son un ejemplo de la dirección en la cual se han conducido las investigaciones sobre la descarga corona, dejando de lado el estudio

del espectro radioeléctrico de la descarga corona. En general, existen pocos artículos destinados exclusivamente al estudio sobre este tema, sin embargo, a continuación se mencionarán aquellas publicaciones que ofrecen información al respecto.

En 2014, Luxing Zhao et al., [4], realizaron las mediciones de la RI producida por la descarga corona en dos modelos a escala completa de líneas de transmisión de ATCD, ubicadas a diferentes altitudes. Empleando una antena de aro y un receptor de RI encontraron que en el intervalo de frecuencia de 0.1 – 6 MHz los espectros de frecuencia obtenidos en los distintos modelos mostraban una forma similar, con una separación entre los picos de las componentes de frecuencia contiguas de 1.38 MHz.

En 2012, Feng Tian et al., [5], realizaron mediciones de la RI generada por corona en líneas de transmisión de ATCD de prueba a una altura de 2100 msnm bajo diferentes condiciones climáticas, alimentadas a diferentes niveles de tensión y polaridad. Empleando un receptor de EMI en un intervalo de 0.15 MHz – 30 MHz y utilizando antenas de aro. Los espectros obtenidos mostraron un patrón similar para los diferentes niveles de tensión y polaridad, sin embargo y los mayores niveles de RI se presentaban en las componentes de frecuencia ubicadas en el intervalo de 0.1 – 1 MHz, aunque el espectro se extendía hasta los 30 MHz.

R. M. Morris, A. R. Morse et al., en 1978, [6], realizaron las mediciones de RI del sistema de CD del río Nelson de la hidroeléctrica de Manitoba, bajo diferentes condiciones climáticas y compararon los resultados con los obtenidos en las mediciones en un par de líneas de prueba de escala completa de longitud corta construidas en Ottawa. Las mediciones se realizaron empleando antenas: de aro, biconica y espiral logarítmica, en conjunto con un receptor de EMI ubicados debajo del conductor de polaridad positiva cubriendo un intervalo de frecuencia de 0.01 MHz – 1 GHz. Los resultados de las componentes frecuenciales relacionadas con la descarga corona, sólo se presentaron en el intervalo de 0.01 – 30 MHz, aproximadamente.

En 2010, Zhanqing Yu et al., [7], publicaron un artículo donde mostraban las características de RI del espectro de frecuencia de una línea de ATCD, ubicada en el Laboratorio Nacional de Ingeniería para Tecnología de Ultra Alta Tensión (UAT) en China, a una altitud de 2100 msnm. Para las mediciones emplearon radorreceptores y antenas de aro, cubrieron el intervalo de frecuencias de 0.1 – 30 MHz y observaron que el nivel de RI disminuía de forma exponencial cuando se incrementaba la frecuencia, sin embargo, las componentes de frecuencia en el intervalo de 8 – 30 MHz fueron atribuidas a los sistemas de comunicación cercanos al lugar de las mediciones.

Hu Xiaofeng et al., [8], realizaron investigaciones sobre el espectro de frecuencias de la descarga corona empleando un arreglo punta - plano en conjunto con un osciloscopio y una antena bicónica y utilizando la transformada wavelet (TW) para analizar los datos obtenidos. En este trabajo se concluyó que las emisiones radiadas de la descarga corona se encuentran entre los 50 y 650 MHz, donde la principal distribución de energía se encontró entre los 500 MHz y 600 MHz.

Yingyi Liu et al., [9], realizaron la medición de la corriente corona en una línea prueba de ATCD, empleando una resistencia conectada en serie con la línea de transmisión. Los resultados de las mediciones indican que en la banda de frecuencia de 0.15 a 4 MHz, la energía de la corriente corona disminuye a medida que aumenta la frecuencia a un nivel de tensión determinado.

Empleando configuraciones de electrodos punta - plano y alambre - plano, Yu Zhang et al., [10], realizaron mediciones de los pulsos Trichel de la descarga corona de CD en polaridad negativa. Los resultados mostraron que la frecuencia de repetición y la amplitud de la corriente de los pulsos Trichel dependen de las condiciones de la descarga, pero el tiempo de subida de los pulsos y el espectro de frecuencia de los mismos está relacionado con la geometría del cátodo, por lo que un cátodo de radio pequeño implica un tiempo de subida más corto y altas frecuencias de radiación. Considerando lo anterior, para tres puntas esféricas de diferente radio obtuvieron frecuencias centrales en 75 y 133 MHz, 55 y 110 MHz y en 38 y 72 Hz, mientras que para tres alambres de diferente radio se obtuvieron frecuencias centrales en 58 y 121 MHz, 43, 85 y 124 MHz y en 39, 77 y 111 Hz.

1.5 APORTACIONES

- Espectros de radiofrecuencia de las emisiones conducidas y radiadas producidas por la descarga corona de un arreglo jaula corona y de una línea de transmisión a escala.
- Espectrogramas de las emisiones radioeléctricas conducidas y radiadas producidas por la descarga corona por medio de la TW.
- Programa en MatLab para seleccionar el filtro wavelet apropiado para una determinada señal empleando un criterio basado en una modificación del teorema de Parseval.
- Correlación de la corriente corona temporal y frecuencial.
- Artículo en el Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas (CNIES) 2017. "Calibración de una Sonda de Corriente en el Dominio de la Frecuencia para la Medición de la Corriente Corona".

1.6 LIMITACIONES Y ALCANCES

1.6.1 LIMITACIONES

- Mediciones realizadas en modelos de laboratorio

1.6.2 ALCANCES

- Determinar el espectro de radiofrecuencia de las emisiones electromagnéticas conducidas y radiadas producidas por la descarga corona en modelos de laboratorio.
- Determinar los espectrogramas de las emisiones radioeléctricas conducidas y radiadas producidas por la descarga corona aplicando la TW a las señales medidas empleando un osciloscopio.

1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS

Capítulo I. Introducción: En este capítulo se presenta la descripción de los objetivos, la justificación y el estado del arte sobre el tema.

Capítulo II. Descarga corona y radio interferencia: En la primera parte de este capítulo se describen los mecanismos físicos que generan la descarga corona así como los modos de corona donde se puede detectar dicho fenómeno. La segunda parte trata sobre la RI generada por la descarga corona en líneas de transmisión de CD, los métodos de medición de dicho fenómeno en laboratorios, así como una descripción de los arreglos y los aparatos de medición utilizados en las mediciones realizadas en el capítulo III.

Capítulo III. Mediciones del espectro radioeléctrico de la descarga corona: En este capítulo se describe el proceso de medición de las emisiones radioeléctricas conducidas y radiadas producidas por la descarga corona en los laboratorios de Alta Tensión (AT) y de Compatibilidad Electromagnética (CEM), además, se presenta una comparación entre los espectros de frecuencias obtenidos con el AE y con el receptor de EMI y la comparación entre las magnitudes de la corriente eléctrica de las señales medidas tanto con el osciloscopio como con el AE en conjunto con las tres antenas.

Capítulo IV. Análisis espectral de la descarga corona: En este capítulo se presenta el análisis de los datos obtenidos en las mediciones realizadas con el osciloscopio utilizando la transformada wavelet continua (TWC) para determinar sus espectrogramas y los intervalos de radiofrecuencia de la descarga corona medidos en el laboratorio de AT y en el laboratorio de CEM.

Capítulo V. Conclusiones: Se presentan las conclusiones del trabajo que se describe en cada capítulo, haciendo énfasis en las aportaciones.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

Apéndice I. Calibración de una sonda de corriente en el dominio de la frecuencia: Se describe el método de calibración de una sonda de corriente en el dominio de la frecuencia dado por el CISPR y uno propuesto en [AI.4] así como el valor del factor de transductor de la sonda bajo calibración utilizando un dispositivo de calibración acoplado y uno desacoplado en alta frecuencia.

Apéndice II. Diseño y construcción de un Balun: Se presenta información referente al concepto de Balun así como una metodología para el diseño y construcción del mismo.

Apéndice III. Cálculo de corriente corona de las emisiones radiadas: Basado en las mediciones realizadas con un osciloscopio y la realizadas con un AE, se presenta el desarrollo de las ecuaciones empleadas para el cálculo de la corriente corona de las emisiones radiadas detectadas por una antena de aro, una antena bicónica y una antena log - periódica híbrida para cada posición de medición.

Apéndice IV. Transformada Wavelet para el análisis de señales: Se presenta información concisa sobre la TW y su aplicación al análisis de señales, sin profundizar en la teoría matemática subyacente.

CAPÍTULO II

DESCARGA CORONA Y RADIO INTERFERENCIA

2.1 Generalidades sobre la descarga corona.

La descarga corona es un fenómeno característico de los sistemas de AT y se presenta tanto en CA como en CD. Ocurre cuando el potencial de un conductor supera la rigidez dieléctrica del medio gaseoso que lo circunda (típicamente aire) [11].

La descarga corona puede ser detectada por el ser humano: por el oído debido al sonido silbante (parecido al friteo de un sartén) que produce, por la vista debido a la luminiscencia azul y por el olfato como consecuencia de la formación de ozono en el aire circundante a la región de corona [11]. Sin embargo, las radiaciones electromagnéticas que emite este fenómeno no son percibidas por el ser humano por lo que se requiere sensores para identificarlas.

El fenómeno de la descarga corona está asociado con una corriente (denominada corriente corona) que es la responsable de considerables pérdidas de energía en las líneas de transmisión de AT y además produce radio interferencia (RI) y ruido audible (RA) [12], [13].

2.2 Mecanismos físicos de la descarga corona

Para comprender el mecanismo de descarga corona es necesario conocer los procesos básicos que producen la ionización de los gases. Considérese el arreglo de electrodos planos mostrados en la Figura 2.1, al cual, al aplicarle una AT, corrientes eléctricas fluyen entre los electrodos debido a la ionización del aire, proceso en el cual se crean electrones e iones a partir de la colisión de electrones libres con las moléculas de aire y a su vez los nuevos electrones e iones creados sufren colisiones con otras moléculas durante su viaje hacia el ánodo y el cátodo, respectivamente, repitiéndose el proceso [12].

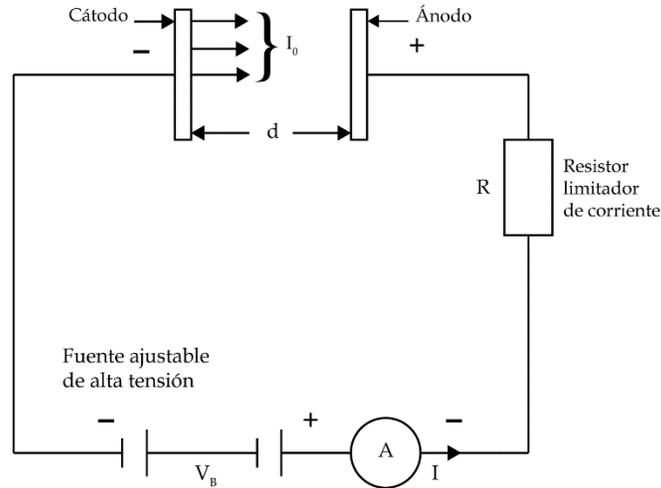
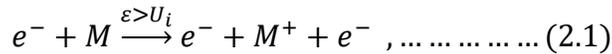


Figura 2.1 Arreglo para el estudio de una descarga de Townsend. Modificada de [12]

El número de electrones creados aumenta de forma exponencial, produciendo un efecto conocido como avalancha electrónica. Si la energía ganada durante ese viaje excede el potencial de ionización, se produce la ionización. Este proceso es representado de la siguiente manera [12]:



- donde
- e^- : Electrones;
 - M : Moléculas de aire;
 - M^+ : Iones positivos;
 - ε : Energía ganada en J;
 - U_i : Potencial de ionización en J.

Además de la ionización por colisión, fotoionización, captura electrónica y por excitación de átomos, existen procesos secundarios, los cuales mantienen una descarga sostenida y aumentan la corriente de electrones que llega al ánodo. De los procesos antes mencionados, es la ionización por colisión el más importante [12].

La teoría de Townsend y la teoría del streamer explican el mecanismo de ruptura bajo diferentes condiciones, y serán discutidas a continuación.

2.3 Mecanismo de Townsend para la ruptura en gases

Townsend, para describir el número de electrones producidos por un electrón que viaja una distancia, inmerso en un campo eléctrico uniforme, desarrolló un coeficiente, conocido como el primer coeficiente de ionización de Townsend, y empleando este pudo describir matemáticamente la corriente de descarga en la avalancha de electrones, lo cual se muestra en la siguiente ecuación [14], [15]:

$$I = I_0 \cdot e^{\alpha \cdot D} , \dots \dots \dots (2.2)$$

donde

I : Corriente de descarga en la avalancha de electrones;

I_0 : Corriente inicial en el gap debida a fuentes externas;

α : Primer coeficiente de ionización de Townsend;

D : Distancia.

Sin embargo, esta ecuación no considera a los electrones producidos por los procesos secundarios de ionización, por lo que Townsend desarrolló un coeficiente donde incluía a estos electrones; este coeficiente es conocido como el segundo coeficiente de ionización de Townsend y la ecuación que describe la corriente de descarga corona, considerando los procesos de ionización secundarios, es la siguiente [12], [15]:

$$I = \frac{I_0 \cdot e^{\alpha \cdot d}}{1 - \gamma[e^{\alpha \cdot d} - 1]} , \dots \dots \dots (2.3)$$

donde

γ : Segundo coeficiente de ionización de Townsend.

Incrementando la distancia, el denominador de la ecuación 2.3 tiende a cero y la corriente sería infinita. Este es el caso cuando [12], [15]:

$$\gamma[e^{\alpha \cdot D} - 1] = 1 \dots \dots \dots (2.4)$$

Normalmente, $e^{\alpha \cdot d}$ es muy grande y, por lo tanto, la ecuación anterior se reduce a:

$$\gamma \cdot e^{\alpha \cdot d} = 1 \dots \dots \dots (2.5)$$

De acuerdo a los estudios realizados por Townsend, esta es la condición que define el inicio de la descarga corona. El mecanismo de Townsend explica el fenómeno de ruptura en campos eléctricos uniformes a bajas presiones [15], [12], [16].

2.4 Mecanismo de Streamer para la ruptura en gases

En 1940, Meek y Loeb, y Raether, propusieron, de manera independiente, la teoría de streamer, debido a que el mecanismo de Townsend no podía explicar las formas filamentosas e irregulares de la descarga. En ambas versiones, la descarga se desarrolla a partir de una avalancha, en la cual la carga espacial se transforma en un streamer de plasma [12], [16].

Como punto a destacar entre ambas descripciones del mecanismo de streamer, la descarga corona solamente ocurre en campos no uniformes, sin embargo, el con el propósito de facilitar la explicación sobre el proceso de avalancha de electrones se considera que la avalancha toma lugar en campos uniformes.

2.4.1. Versión de Meek y Loeb

Explica la ruptura en gaps de campos uniformes a partir de un streamer positivo que parte del ánodo y se dirige hacia el cátodo, cuando la avalancha cruza el gap, los iones positivos permanecen en un volumen cónico que se extiende en el gap (Figura 2.2 inciso a) y cerca del ánodo se genera una carga espacial [16].

En el espacio circundante a la avalancha se producen procesos secundarios que constituyen el tronco de la avalancha. Los iones positivos dejados atrás por estas avalanchas ramifican, alargan e intensifican la carga espacial de la avalancha principal hacia el cátodo. El proceso desarrolla un streamer, que se extiende del ánodo hasta el cátodo (Figura 2.2 inciso b). Finalmente, en una ruptura, el streamer puentea el gap entre los electrodos (Figura 2.2 inciso c) [16].

La transición de una avalancha de electrones a un streamer ocurre cuando el campo eléctrico radial producido por los iones positivos en la punta de la avalancha es del orden del campo eléctrico aplicado externamente [16].

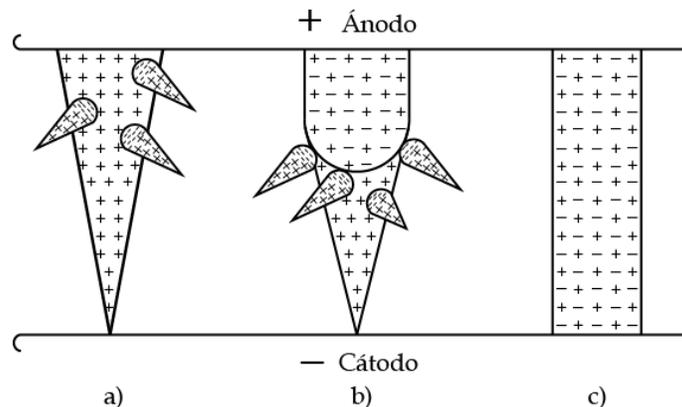


Figura 2.2 Streamer dirigido hacia el cátodo según lo previsto por Meek y Loeb: a) Primera avalancha que cruzó el gap, b) Streamers extendiéndose desde el ánodo, c) Streamer que cruzó el gap. Modificada de [16]

2.4.2. Versión de Raether

Explica la ruptura en campos no uniformes, como en arreglos punta - plano o punta - punta. Raether postuló que los streamers se desarrollarían cuando la avalancha inicial produce un número de electrones, tal que, su campo de carga espacial es comparable al campo aplicado y promovería avalanchas secundarias

dirigidas hacia el ánodo, delante de la inicial, formando un streamer negativo. (Figura 2.3) [16].

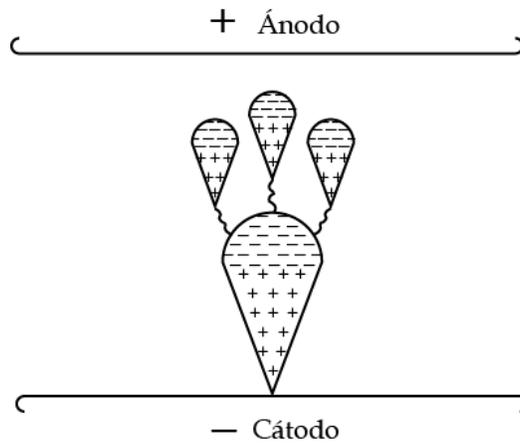


Figura 2.3 Streamer dirigidos hacia el ánodo según lo previsto por Raether. Modificada de [16]

Los electrones en los streamers principales alimentan al electrodo estresado a través del canal principal. Dependiendo del valor del gradiente de potencial en el electrodo estresado y a la longitud del canal principal, los streamers principales se detienen tras haber cruzado una parte del gap (descarga parcial como lo es corona) o cruzan completamente el gap produciendo la ruptura. La Figura 2.4 muestra éste hecho [16].

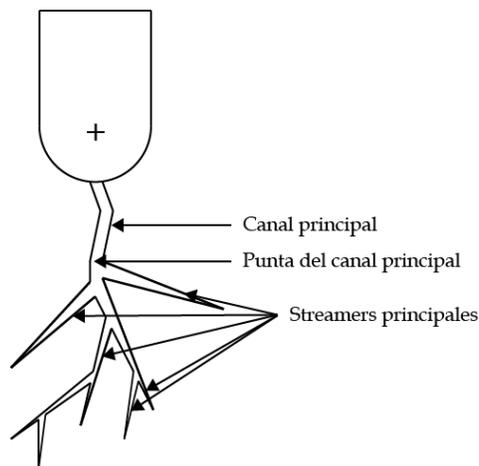


Figura 2.4 Canal principal y streamers principales. Modificada de [16]

2.5 Modos de descarga corona

Existen diferentes modos de descarga corona y se clasifican dependiendo del tipo, magnitud y polaridad de la tensión aplicada. Sin embargo, en este capítulo sólo se abordarán a detalle los modos donde los pulsos de descarga corona pueden ser detectados [14].

2.5.1 Modos negativos de corona de CD

Considerando la Figura 2.5, al estresar un electrodo con AT de polaridad negativa, en el cátodo se inicia una avalancha de electrones y se desarrolla hacia el ánodo, deteniéndose en la región de frontera S_0 . En la región entre el cátodo y S_0 se concentran iones positivos y los electrones lo hacen en la punta de la avalancha y continúan viajando a través del gap. Más allá de S_0 , los electrones se unen a las moléculas de oxígeno formando iones negativos y se acumulan más allá de S_0 [13].

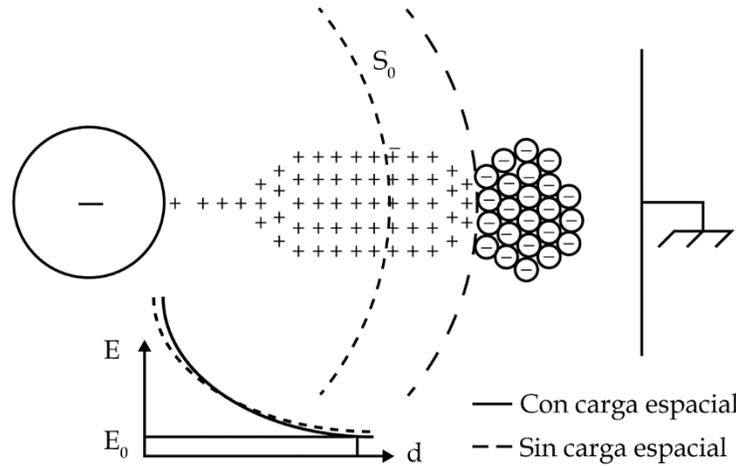


Figura 2.5 Desarrollo de una avalancha de electrones desde el cátodo. Modificada de [13]

La presencia de estas cargas incrementa la intensidad del campo eléctrico E cerca del cátodo. La influencia de la carga espacial iónica condiciona el desarrollo de la descarga, produciendo tres modos de descarga corona. Estos modos, en orden de intensidad de campo, son:

- Streamer Trichel;
- Resplandor negativo;
- Streamer negativo.

Streamer Trichel: Durante su desarrollo, varias generaciones de avalanchas de electrones inician en el cátodo y se propagan a lo largo del canal de streamer. La acumulación de carga espacial iónica mueve a S_0 más cerca del cátodo [13].

La nube de iones positivos en el cátodo neutralizada por los iones negativos producidos en avalanchas subsecuentes, creando una carga espacial residual de iones negativos, reduciendo la intensidad de campo en el cátodo hasta suprimir la descarga [13].

La duración de un streamer es de unas decenas de nanosegundos. La corriente de descarga consiste de pulsos negativos regulares de poca amplitud y corta duración. Un pulso típico de corriente Trichel se muestra en la Figura 2.6 [13].

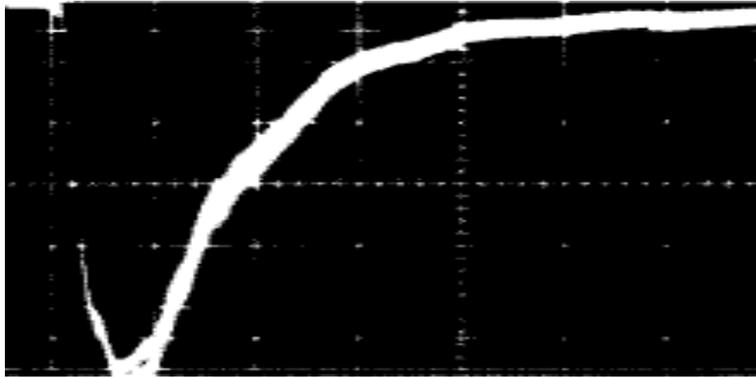


Figura 2.6 Pulso de corriente de streamer Trichel. Tomada de [13]

2.5.2 Modos positivos de corona de CD

La Figura 2.7 muestra un electrodo estresado con una tensión de polaridad positiva, en la cual, la avalancha de electrones inicia en la región de frontera S_0 y se desarrolla hacia el ánodo. La actividad de ionización más alta ocurre en el ánodo y una carga espacial de iones positivos se deja atrás a lo largo de la trayectoria de la avalancha. Los electrones libres creados son absorbidos en el ánodo [13].

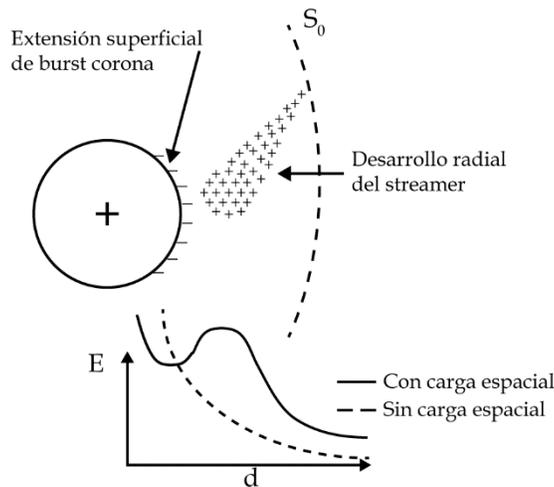


Figura 2.7 Desarrollo de una avalancha de electrones hacia el ánodo. Modificada de [13]

La carga espacial iónica de ambas polaridades cerca del ánodo afecta la distribución local de campo eléctrico y el desarrollo de la descarga corona. En el ánodo existen cuatro diferentes modos de descarga corona antes de la ruptura. Estos modos, en orden de intensidad de campo creciente, son:

- Ráfaga de corona;
- Streamer de inicio;
- Resplandor positivo;
- Streamers de ruptura.

Streamer de inicio: Es el resultado del desarrollo radial de la descarga. La carga espacial de iones positivos intensifica el campo en el ánodo y atrae avalanchas de electrones subsecuentes. Un canal de streamer se desarrolla e inicia una descarga de streamer, que extienden a lo largo de canales filamentosos y que proceden de un tronco común desde el ánodo [13].

La carga espacial de iones positivos, generada por las avalanchas subsecuentes es la que suprime la descarga de streamer. La descarga se desarrolla en un modo pulsante, produciendo pulsos de corriente positivos de corta duración, gran amplitud y una baja tasa de repetición (Figura 2.8) [13].

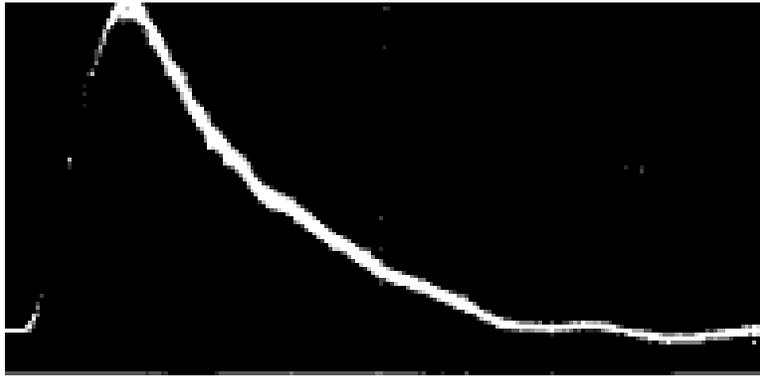


Figura 2.8 Pulso de corriente de Onset streamer. Tomada de [13]

2.6 RI en líneas de transmisión de CD

La RI es cualquier efecto sobre la recepción de una señal de radio deseada debido a algún disturbio indeseado dentro del espectro de radiofrecuencia (RF), el cual cubre la banda de frecuencias desde los 3 kHz hasta los 300 GHz. Conciérne solamente a la recepción de radio de amplitud modulada (AM) debido a que la frecuencia modulada (FM) es inherentemente menos sensible a estos disturbios [17].

En líneas de transmisión, la descarga corona produce emisiones radioeléctricas de dos tipos: conducidas y radiadas. Las primeras se deben a que la descarga corona induce corrientes de alta frecuencia que se propagan a lo largo de la línea, mientras que las emisiones radiadas causan interferencia en los dispositivos de recepción de señales de radio ubicados en las proximidades de la línea de transmisión [18].

La descarga corona produce pulsos de corriente y tensión caracterizados por constantes de tiempo de subida y decaimiento del orden de μs y tasas de repetición del orden de MHz por lo que, su espectro cubre una porción considerable de la banda de RF [19].

El nivel de RI depende más de la amplitud de los pulsos de corriente que de su tasa de repetición, por lo que la RI es mayor bajo condiciones secas y además la RI generada por corona positiva es un orden de magnitud más grande que los generados por corona negativa. La Figura 2.9 muestra las formas de los pulsos de producidos por corona de CD [19], [14].

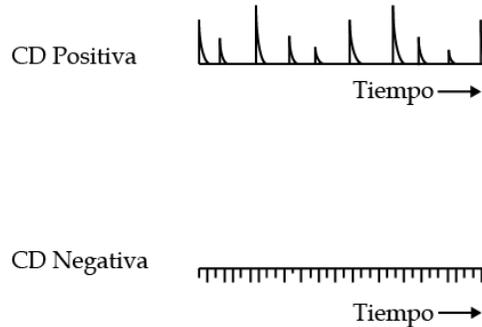


Figura 2.9 Trenes de pulsos producidos por corona de CD. Modificada de [14]

En [20], empleando una antena parabólica de alta ganancia y un preamplificador de bajo ruido, se encontró que la descarga corona produce emisiones radioeléctricas en el intervalo comprendido entre 800 MHz y 1000 MHz, mientras que en diversos artículos (ver Estado del Arte) se mencionan diversas frecuencias, generalmente menores a 30 MHz [14].

En este trabajo, se realizaron investigaciones tanto en baja como en alta frecuencia y para el caso de las últimas se realizaron mediciones de emisiones radiadas utilizando antenas capaces de cubrir el intervalo de frecuencias de 30 – 1000 MHz.

2.7 Métodos de medición de RI

La descripción completa del comportamiento de una línea de transmisión involucra tres características: 1) Espectro de frecuencia, 2) Perfil lateral y 3) Distribución estadística. En este trabajo solamente se abordará el primer punto.

El Espectro de frecuencia proporciona una descripción de la variación de la RI en el dominio de la frecuencia [14].

En este trabajo se realizaron mediciones de la corriente corona en el laboratorio de AT y en laboratorio de CEM tanto de corriente corona como de emisiones radiadas. Debido a las características de cada laboratorio, los métodos empleados fueron una jaula corona y una línea de transmisión a escala, respectivamente. Una descripción sobre cada método se presenta a continuación.

2.8 Jaulas corona de laboratorio

Las jaulas corona de laboratorio son utilizadas para estudiar la ocurrencia de los diferentes modos de corona, las características del pulso producido por corona y los mecanismos de generación de RI, tanto en CA como en CD [18].

Están constituidas por un conductor de prueba localizado concéntricamente dentro de un cilindro metálico con un radio mucho más grande al del conductor. El cilindro exterior puede estar hecho de una delgada hoja metálica o por alguna malla de alambre [14], [21].

Para realizar el estudio de la descarga corona, se requiere generar un campo eléctrico en la superficie del conductor; dicho campo se genera aplicando al conductor una AT mientras que la jaula corona se mantiene a un potencial de cero, conectándola directamente a tierra, o a un potencial cercano a cero, conectándola a través de una impedancia [14].

En jaulas de longitud finita, la distribución de campo eléctrico en la dirección longitudinal es uniforme en la sección central del conductor y comienza a ser no uniforme hacia ambos extremos. Por lo tanto, la sección central de la jaula es utilizada para las mediciones de corona conectándola a tierra a través de una impedancia, mientras que los extremos, conocidos como secciones de guarda, son conectados directamente a tierra [14].

Para reducir el efecto de borde en la superficie del conductor, se coloca un anillo equipotencial en ambos extremos del conductor. De no utilizarse los anillos, la longitud de la jaula debe ser al menos tres veces la longitud de su diámetro [22], [23].

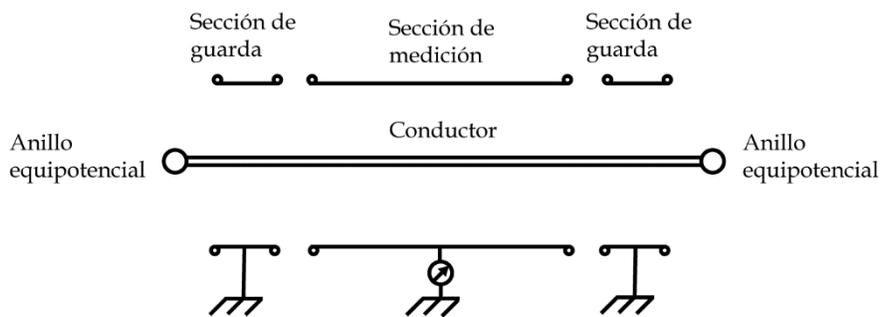


Figura 2.10 Jaula de prueba de laboratorio. Modificada de [14]

El diámetro de la jaula debe ser lo suficientemente pequeño para que inicie corona a un nivel de tensión lo suficientemente bajo y lo suficientemente grande para asegurar que la ruptura no ocurra cerca de la tensión de inyección mientras que la longitud de la jaula puede ser elegida arbitrariamente [23], [18].

2.9 Líneas de transmisión a escala

Este método de medición es prácticamente igual que el descrito en el caso de la jaula corona, con la diferencia de que la jaula no es utilizada y en su lugar se coloca un plano metálico debajo del conductor el cual es conectado a tierra. El conductor es ubicado una altura, sobre el plano, adecuada para asegurar que la descarga corona inicie a un nivel de tensión lo suficientemente bajo y lo suficientemente grande para que la ruptura no ocurra cerca de la tensión de inception. Para realizar la medición de la corriente corona, una impedancia de medición se coloca entre el plano metálico y tierra o en su lugar puede utilizarse una sonda de corriente. La Figura 2.11 muestra el esquema de una línea de transmisión a escala.

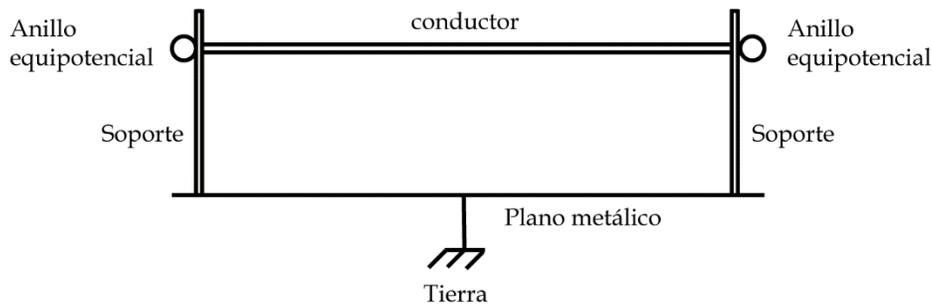


Figura 2.11 Línea de transmisión a escala.

2.10 Aparatos de medición de RI

Tradicionalmente, la medición de RI y del espectro de frecuencia se ha realizado empleando receptores de EMI y el nivel de RI se representaba en valores cuasi - pico (QP) debido a la potencial interferencia de la RI producida por corona a la recepción de señales de radio de AM. Sin embargo, existe una aparente inconsistencia entre las mediciones y el análisis de la RI de líneas de transmisión generada por corona. Debido a la naturaleza aleatoria y no correlacionada de la generación de corona, el análisis de la propagación de RI puede ser realizada solamente en términos de valor cuadrático medio (rms) [14], [19].

En este trabajo, se utilizó un receptor de EMI, calibrado con las especificaciones del CISPR y con el nivel de RI dado en valores QP, además de emplear un analizador de espectro (AE) y un osciloscopio para realizar las mediciones de corriente corona en el dominio del tiempo para su posterior análisis y con ello obtener su espectro radioeléctrico.

El uso de los tres aparatos de medición fue con el objetivo de comparar los resultados obtenidos con uno y con otro instrumento y corroborar una concordancia en cuanto al espectro radioeléctrico. En el caso de las emisiones conducidas, el osciloscopio fue el aparato utilizado, en el caso de las emisiones radiadas, los tres aparatos fueron empleados. El motivo de emplear un AE y un

osciloscopio obedecen al hecho de que ofrecen valores rms a diferencia del receptor de EMI.

2.10.1 Analizador de espectro (AE)

Es un equipo de medición que permite visualizar en una pantalla los componentes espectrales de una señal de entrada. En el eje de ordenadas representa el nivel del contenido espectral de la señal en dB_m . El eje de abscisas representa la frecuencia [24].

El AE utilizado fue el modelo N9010A de la marca Agilent Technologies con un ancho de banda de 9 kHz a 7 GHz, el cual se muestra en la Figura 2.12.



Figura 2.12 AE empleado en las mediciones en el laboratorio de CEM.

2.10.2 Osciloscopio

Un osciloscopio es un instrumento de medición que permite la representación gráfica de señales eléctricas que pueden variar en el tiempo. Presenta los valores de las señales en forma de coordenadas en una pantalla, en la que el eje horizontal representa el tiempo y el eje vertical representa la tensión. El gráfico se denomina oscilograma [25].

El osciloscopio utilizado en las mediciones fue de la marca Tektronix, modelo TDS2024B con un ancho de banda de 200 MHz y un muestreo de $2 \frac{Gs}{s}$, el cual se muestra en la Figura 2.13



Figura 2.13 Osciloscopio empleado en las mediciones en los laboratorios de AT y de CEM.

2.10.3 Receptor de EMI

El diagrama esquemático de un receptor de EMI se muestra en la Figura 2.14 [14].

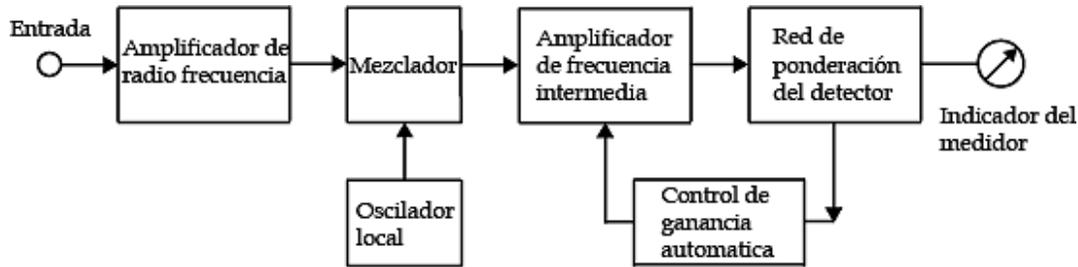


Figura 2.14 Diagrama esquemático de un medidor de radio ruido. Modificada de [14]

Es básicamente un radioreceptor calibrado que funciona como un voltmetro de RF. La Figura 2.14 ilustra la cadena de procesamiento de la señal. Los pulsos entran al medidor a través de la entrada de RF. La salida del amplificador es un tren de pulsos oscilatorios modulados, siendo la frecuencia de oscilación la frecuencia de entonación del medidor. La envolvente de los pulsos tendrá una amplitud pico proporcional al ancho de banda del amplificador, y un ancho inversamente proporcional al ancho de banda.

En el mezclador, la frecuencia de oscilación del pulso es convertida a una frecuencia intermedia (FI). Después, los pulsos pasan por el amplificador de FI, cuya salida es un tren de pulsos oscilatorios.

Los pulsos después entran al detector, el cual rectifica los pulsos y filtra las componentes de alta frecuencia dejando las envolventes monopulares de los pulsos, los cuales son aplicados a los circuitos de ponderación [19].

Los circuitos de ponderación son diseñados para medir los valores pico (PK), QP, promedio y rms de la salida del detector. El medidor puede ser utilizado como un voltmetro, un ampermetro o como un medidor de intensidad de campo (IC).

A continuación, se muestra una representación esquemática de los primeros tres circuitos de ponderación (Figura 2.15) y una descripción sobre cada uno [14], [19].

CAPÍTULO II: DESCARGA CORONA Y RADIO INTERFERENCIA

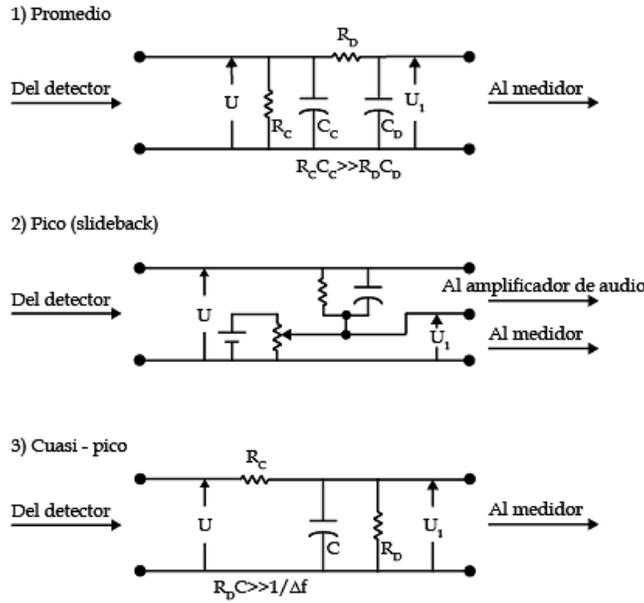


Figura 2.15 Circuitos de ponderación del detector. Modificada de [19]

Detector promedio: Mide el promedio a largo plazo de la señal de entrada y es particularmente adecuado para medir la intensidad de campo de los portadores de RF ya que su indicación no dependerá de la modulación de la portadora [19].

Detector PK: Es aplicable para mediciones de tipos de ruido repetitivo e impulsivo. Ofrece una salida proporcional al valor pico de la envolvente de la forma de onda de entrada. Existen dos tipos de detectores PK [19], [14]:

- El slideback, que se basa en que el medidor lee una tensión de CD , U_1 y la diferencia entre esta tensión y la tensión de entrada U es rectificada y aplicada a la entrada de un amplificador cuya salida es cero cuando U_1 es ajustada al valor PK de U [19].
- El segundo tipo de detector PK es similar en concepto al detector QP [19].

Detector QP: Ofrece un valor pico ponderado de la envolvente de la forma de onda de entrada. Relaciona la indicación del medidor para un ruido particular con el efecto de molestia que tendría el ruido al interferir con la recepción de radiodifusión AM. La respuesta del circuito está determinada por el filtro pasa-banda y por las constantes de tiempo de carga y descarga, $R_c C$ y $R_b C$, respectivamente [19], [14]. Actualmente, las especificaciones de los medidores dadas por el Instituto Nacional Estadounidense de Estándares (ANSI) fueron modificadas y son idénticas a las especificaciones dadas por el CISPR [14].

Tabla 2.1. Constantes de tiempo para detectores QP. Tomada de [19]

Acción	Estándar ANSI	Estándar CISPR
Carga, $R_c C$	1 ms	1 ms
Descarga, $R_b C$	600 ms	160 ms

CAPÍTULO II: DESCARGA CORONA Y RADIO INTERFERENCIA

Detector rms: Ofrece el valor rms verdadero para todos los tipos de envolvente de modulación de señal de los pulsos a la salida del amplificador de IF [19], [14].

Para realizar las mediciones, se utilizó un receptor de EMI de la marca Rohde & Schwarz con un ancho de banda de 9 kHz a 1000 MHz, el cual se muestra en la Figura 2.16.



Figura 2.16 Receptor de EMI empleado en las mediciones.

CAPÍTULO III

MEDICIONES DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO DE LA DESCARGA CORONA

3.1 Medición de RI conducida en el laboratorio de AT

Para la medición de la descarga corona en el laboratorio de AT se utilizó una jaula de corona, la cual está conformada por un cilindro de aluminio con un radio de 0.185 m y una longitud de 0.8 m , dividido en tres secciones: dos de guarda con una longitud de 0.2 m cada una y una sección de medición de 0.6 m de largo; el arreglo cuenta con una par de anillos equipotenciales en sus extremos, con un diámetro externo de 0.12 m , un diámetro interno de 0.05 m y el grosor de cada anillo es de 0.035 m [26]. El conductor empleado fue un alambre de cobre calibre No. 34 AWG con longitud de un metro, es decir, es más grande que la dimensión del cilindro de aluminio.

La tensión de CD aplicada al conductor fue de 7.5 kV de polaridad positiva suministrada por una fuente Bertan serie 205B, la cual es mostrada en la Figura 3.1., mientras que el arreglo experimental se muestra en la Figura 3.2.

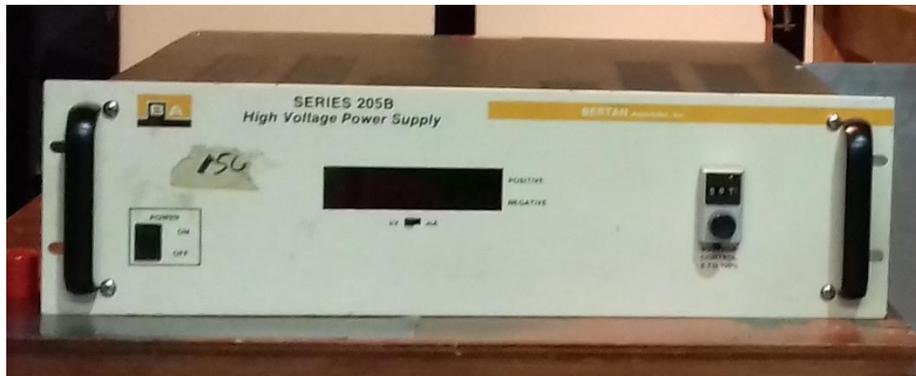


Figura 3.1 Fuente de alta tensión utilizada para alimentar los arreglos de prueba en los laboratorios de AT y CEM.

Como aclaración, en todas las mediciones realizadas en este trabajo, la tensión aplicada fue de polaridad positiva debido a que la descarga corona de esta polaridad es la que presenta mayores niveles de RI.



Figura 3.2 Arreglo experimental jaula corona empleado en el laboratorio de AT.

Para realizar las mediciones de corriente corona se empleó una sonda de corriente de la marca Bergoz modelo CT - E5.0 insertada al cable conectado de la sección de medición del cilindro hacia tierra. La sonda se conectó a un osciloscopio (ver Figura 2.13). La sonda de Corriente se muestra en la Figura 3.3.



Figura 3.3 Sonda de corriente utilizado en las mediciones en los laboratorios de AT y de CEM.

Los datos obtenidos en el osciloscopio fueron tensión en mV y tiempo en μs , sin embargo, el valor de la corriente corona se obtuvo al dividir la tensión medida entre la impedancia de transferencia Z_t de la sonda de corriente, cuyo valor fue de 2.5Ω , según lo especificado por el fabricante y corroborado después de haber realizado la calibración de la misma (ver Apéndice I).

3.2 Medición de RI conducida y radiada en el laboratorio de CEM

Las mediciones tanto de las emisiones radioeléctricas conducidas como de las radiadas se llevaron a cabo dentro de una cámara semianecoica, que es un recinto en el cual las emisiones electromagnéticas radiadas provenientes del exterior no pueden ingresar y las emisiones electromagnéticas provenientes de su interior no se pueden propagar hacia el exterior, por lo tanto, permitió la medición de las emisiones radioeléctricas radiadas generadas únicamente por la descarga corona.

Con relación a las mediciones de las emisiones conducidas llevadas a cabo en el laboratorio de CEM, éstas fueron realizadas de la misma forma que las mediciones en el laboratorio de AT, excepto que la tensión aplicada al conductor fue de 12 kV y se utilizó la línea de transmisión a escala.



Figura 3.4 Montaje experimental utilizado en las mediciones en el laboratorio de CEM.

En las mediciones de las emisiones radiadas, se utilizan antenas de varilla, las cuales miden la componente de campo eléctrico del campo electromagnético de RI mientras que las antenas de aro son utilizadas para medir la componente de campo magnético, sin embargo, en la literatura actual las antenas de aro y otros tipos de antenas son empleadas también para medir el campo eléctrico [14].

En este trabajo, se emplearon tres antenas distintas para abarcar la mayor porción posible del espectro radioeléctrico. La Tabla 3.1 ofrece la información más relevante de las características de las antenas empleadas en la medición mientras que la Tabla 3.2 muestra el tipo de antena y el intervalo de frecuencias en que se realizaron las mediciones de las emisiones radiadas.

Tabla 3.1 Características de las antenas empleadas para la medición de las emisiones radiadas.

Antena	Marca	Modelo	Ancho de banda (MHz)
Antena de aro	ETS Lindgren	6507	0.001 - 30
Antena bicónica	ETS Lindgren	3110B	30 - 300
Antena log - periódica híbrida	A. H. Systems, inc.	SAS - 521 - 2	25 - 2000

Tabla 3.2 Intervalo de frecuencias para la medición de las emisiones radiadas.

Tipo de antena	Intervalo de medición
Antena de aro	300 kHz - 30 MHz
Antena bicónica	30 MHz - 300 MHz
Antena log - periódica híbrida	300 MHz - 1000 MHz

Para realizar las mediciones, las antenas fueron colocadas a distintas distancias respecto a la línea de transmisión a escala. Dichas distancias estuvieron en función del tamaño de la antena y a la sensibilidad de la misma, procurando que se tuvieran las condiciones de una onda plana que incide sobre la antena (condiciones de campo lejano). Cada antena fue colocada en dos posiciones distintas.

Cabe destacar que durante el proceso de medición las antenas fueron colocadas en dos posiciones, denominándolas, en términos generales, como posición 1 y posición 2. Sin embargo, las posiciones de medición de la antena de aro y de las antenas bicónica y log - periódica híbrida se deben a distintas razones. En el caso de la antena de aro, ésta mide las componentes del campo magnético de las emisiones electromagnéticas producidas, en este caso, por la línea de transmisión a escala. Lo anterior se muestra en la Figura 3.5, donde puede notarse que las componentes de campo están dadas en coordenadas cartesianas y considerando solamente las componentes en x y en y , generalizadas como posición 1 y posición 2, respectivamente.

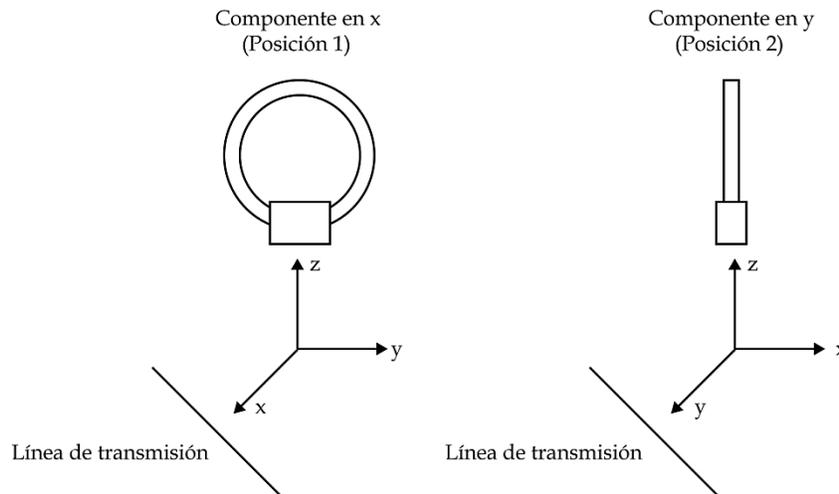


Figura 3.5 Componentes de campo eléctrico de la antena de aro y sus respectivas posiciones de medición generalizadas.

En el caso de las antenas bicónica y log - periódica híbrida, sus posiciones de medición están determinadas por el tipo de polarización, la cual es la orientación del vector de campo eléctrico recibido por la antena cuando se observa en el sentido de propagación de la onda electromagnética. En la región de campo lejano, la polarización de la onda electromagnética es lineal debido a que el campo eléctrico está confinado a un plano dado a lo largo de su dirección de propagación.

La polarización lineal es de dos tipos: vertical y horizontal. Si el vector de campo eléctrico es paralelo al plano de tierra, se trata de una polarización horizontal, en caso contrario se trata de una polarización vertical.

Los tipos de polarización de la antena bicónica y de la antena log - periódica híbrida así como sus respectivas posiciones generalizadas se muestran en las Figuras 3.6 y 3.7.

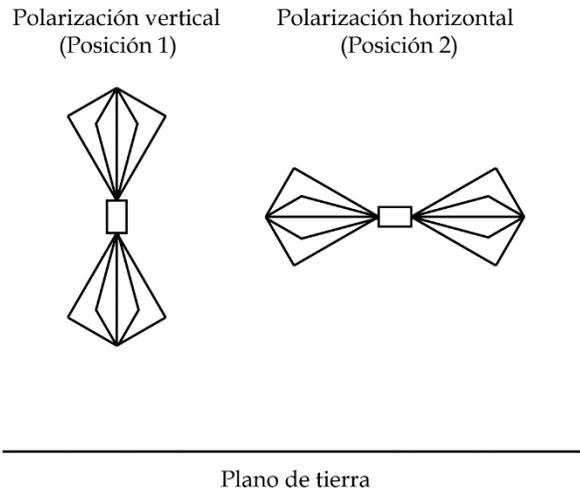


Figura 3.6 Tipos de polarización de la antena bicónica y sus respectivas posiciones de medición generalizadas.

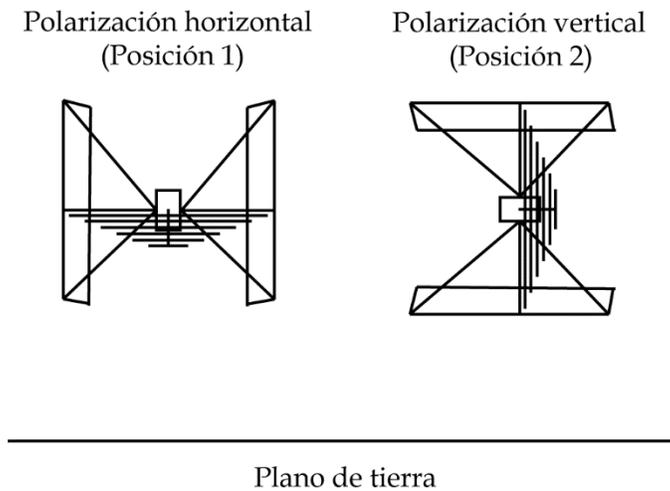


Figura 3.7 Tipos de polarización de la antena log - periódica híbrida y sus respectivas posiciones de medición generalizadas.

Las primeras mediciones realizadas en el laboratorio de CEM se llevaron a cabo con el osciloscopio en conjunto con la sonda de corriente y con cada una de las antenas y en cada posición de éstas, por lo que se obtuvieron seis conjuntos de datos con la sonda de corriente y dos para cada antena.

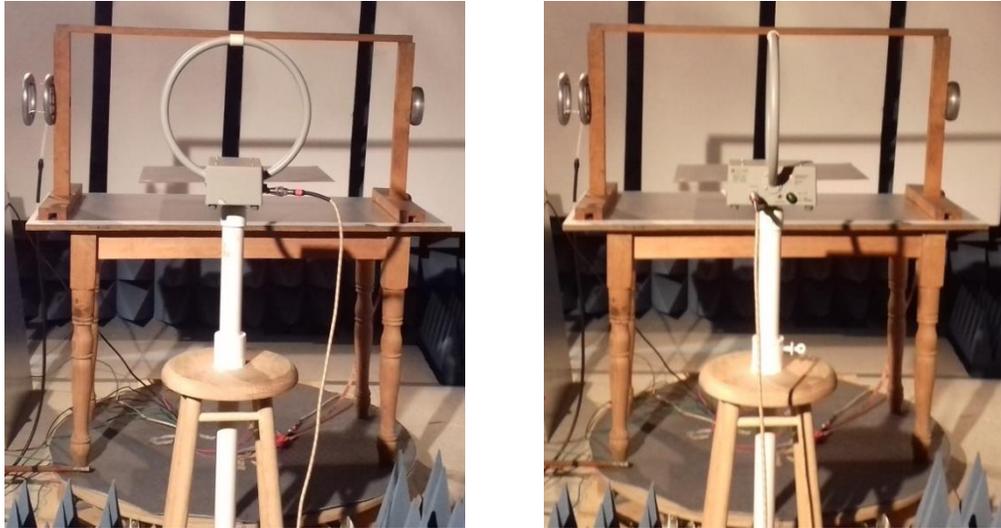


Figura 3.8 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena de aro: (izquierda) posición 1 y (derecha) posición 2.

La siguiente serie de mediciones se realizaron con el AE. La metodología de medición utilizando este equipo consistió en tomar tres lecturas para cada una de las posiciones de las antenas, dichas lecturas tuvieron una duración de tres minutos cada una, por lo que se obtuvieron 18 conjuntos de datos.



Figura 3.9 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena bicónica: posición 1.

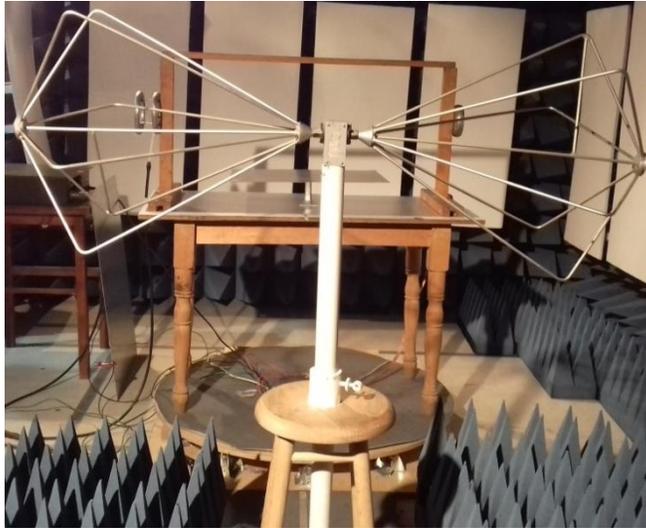


Figura 3.10 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena bicónica: posición 2.

En cada posición de las antenas se realizó una medición empleando el receptor de EMI debido a que a medida en que se incrementaba el intervalo de frecuencia de la medición, el tiempo en que el receptor realizaba el barrido frecuencial fue mayor, aunado a esto, el tiempo de barrido también fue afectado por la medición en valores QP. Finalmente se obtuvieron 11 conjuntos de datos.



Figura 3.11 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena log - periódica híbrida: posición 1.



Figura 3.12 Mediciones de las emisiones radiadas empleando la antena log - periódica híbrida: posición 2.

3.3 Datos obtenidos en las mediciones

3.3.1 Datos obtenidos de las mediciones realizadas en el laboratorio de AT

En la medición realizada en el laboratorio de AT, con el osciloscopio se obtuvo un conjunto de datos de tensión, los cuales se convirtieron a corriente de acuerdo a la impedancia de transferencia de la sonda. El oscilograma de corriente se muestra en la Figura 3.13:

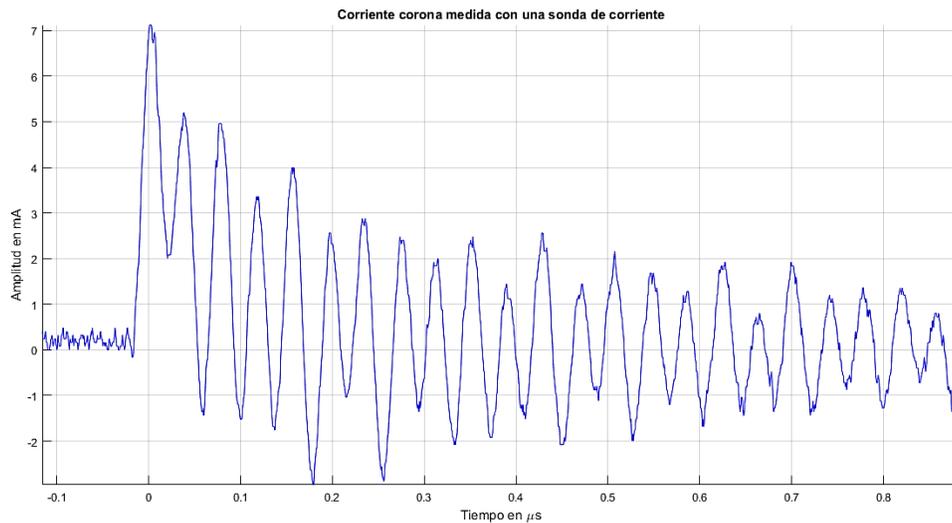


Figura 3.13 Corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de AT.

3.8.2 Datos obtenidos de las mediciones realizadas en el laboratorio de CEM

La Figura 3.14 muestra la forma de onda correspondiente a la corriente corona obtenida con el osciloscopio, después de haber calculado el promedio de las seis mediciones realizadas empleando la sonda de corriente y de convertir la tensión resultante a corriente.

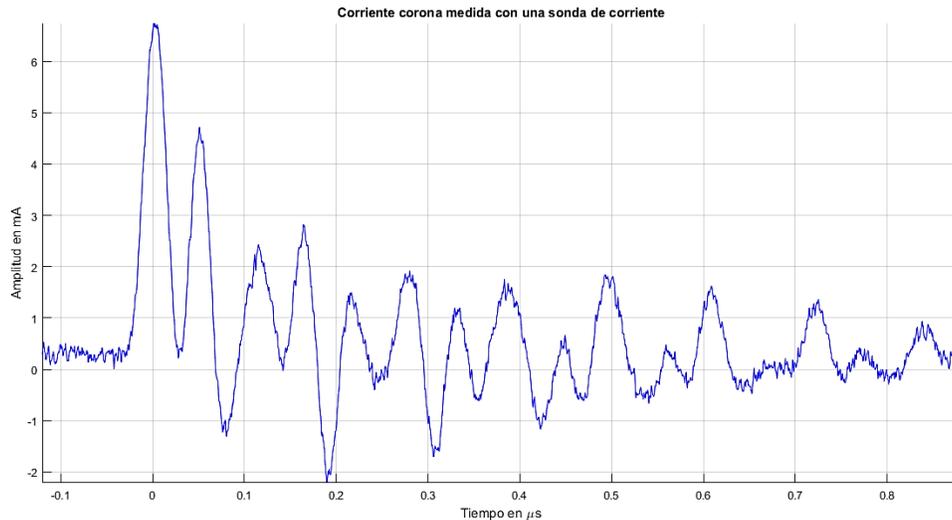


Figura 3.14 Corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de CEM.

Antes de comenzar a analizar las mediciones relacionadas con las antenas, es preciso señalar que todas las ecuaciones referentes al cálculo de corriente eléctrica inducida en las antenas así como la conversión de valores en dB_m a mW se encuentran en el Apéndice III.

En primera instancia se calculó la corriente a partir de los datos obtenidos con el osciloscopio y con el AE. Con el propósito de facilitar el análisis, primero se mostraron los oscilogramas de corriente, seguidos de los espectros de frecuencias obtenidos con el AE (en mA) y finalmente los espectros de frecuencia obtenidos con el receptor de EMI en conjunto con cada una de las antenas.

Empleando la antena de aro en conjunto con el osciloscopio se realizaron mediciones de tensión en cada una de las posiciones de la antena y de forma similar, se calculó la corriente en la antena empleando las ecuaciones A3.10 y A3.11, respectivamente. Para esta antena, se calculó una corriente total considerando la corriente en cada una de sus posiciones empleando la siguiente expresión:

$$I_r = \sqrt{[I_{r_pos_1}]^2 + [I_{r_pos_2}]^2}, \dots \dots \dots (3.1)$$

donde

I_r : Corriente eléctrica que circula por la antena receptora;

$I_{r_pos_1}$: Corriente eléctrica que circula por la antena receptora en la posición 1;

$I_{r_pos_2}$: Corriente eléctrica que circula por la antena receptora en la posición 2.

Obteniéndose la señal mostrada en la Figura 3.15.

Con respecto a las mediciones realizadas con el AE, se obtuvieron 18 conjuntos de datos (tres conjuntos de datos por cada posición de la antena). Antes de realizar el promedio de las señales, la magnitud de la potencia medida fue cambiado de valores en dB_m a valores en mW empleando la ecuación A3.3.

Una vez calculado el valor promedio de la potencia P_r para cada posición, se calculó la corriente eléctrica que circula por la antena empleando las ecuaciones A3.14 y A3.15, respectivamente; una vez calculadas las corrientes para cada posición de la antena, se calculó I_r empleando la ecuación 3.1, obteniéndose el espectro de frecuencias mostrado en la Figura 3.16.

Con relación a las mediciones realizadas empleando el receptor de EMI y la antena de aro, se realizó un promedio de las seis mediciones realizadas (tres por cada posición de la antena), sin embargo, debido a que las mediciones arrojaron valores de amplitud en $db_{\mu V}$, antes de calcular tal promedio se realizaron las conversiones de $db_{\mu V}$ a $V_{\mu V}$ empleando la ecuación 3.2.

$$V_{\mu V} = 1\mu V \times 10^{\frac{V_{dB_{\mu V}}}{20}}, \dots \dots \dots (3.2)$$

donde

$V_{\mu V}$: Tensión en μV medida por el receptor de EMI;

$V_{dB_{\mu V}}$: Tensión en $dB_{\mu V}$ medida por el receptor de EMI.

Después de calcular el promedio de las señales en valores $V_{\mu V}$, se obtuvo una tensión total $V_{t_{\mu V}}$ en μV , empleando la ecuación 3.3, en dicha expresión se consideran ambas posiciones de la antena.

$$V_{t_{\mu V}} = \sqrt{(V_{\mu V_pos_1})^2 + (V_{\mu V_pos_2})^2}, \dots \dots \dots (3.3)$$

donde

$V_{t_{\mu V}}$: Tensión total en μV de las mediciones realizadas con el receptor de EMI;

$V_{\mu V_pos_1}$: Tensión en μV medida por la antena en la posición 1 en conjunto con el receptor de EMI;

$V_{\mu V_pos_2}$: Tensión en μV medida por la antena en la posición 2 en conjunto con el receptor de EMI.

Finalmente, antes de obtener el espectro de frecuencias mostrado en la Figura 3.17, se realizó la conversión de valores $V_{\mu V}$ a valores $dB_{\mu V}$ empleando la ecuación 3.4.

$$V_{db_{\mu V}} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{V_{\mu V}}{1\mu V} \right) \dots \dots \dots (3.4)$$

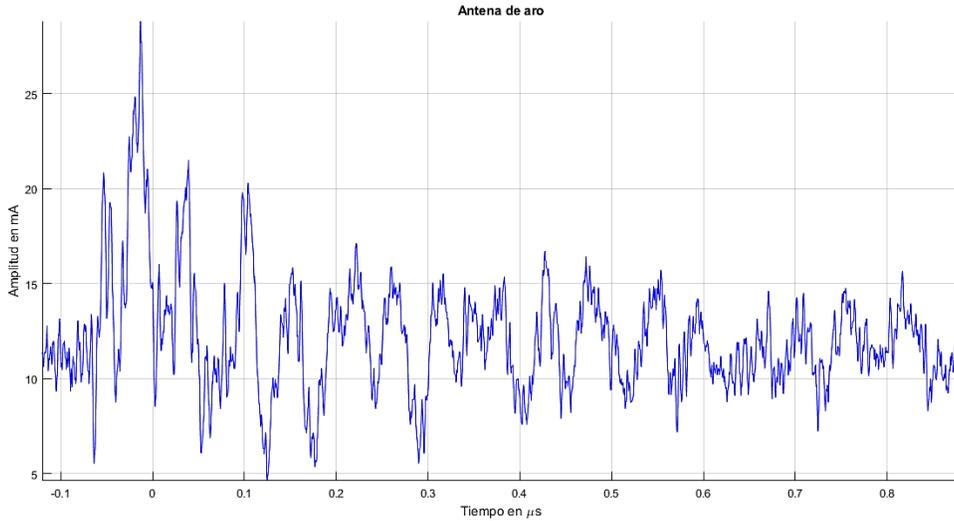


Figura 3.15 Corriente corona medida con la antena de aro y el osciloscopio.

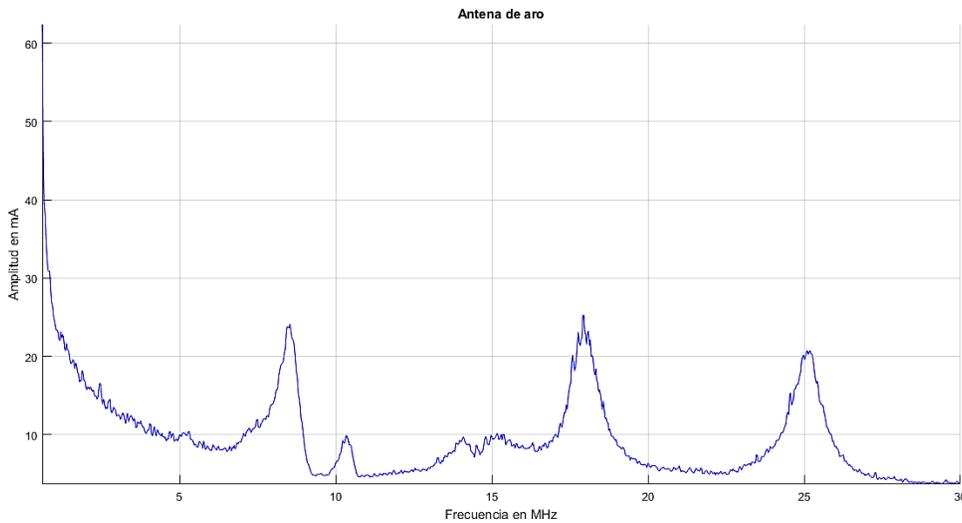


Figura 3.16 Espectro de frecuencias obtenido en las mediciones empleando la antena de aro y el AE.

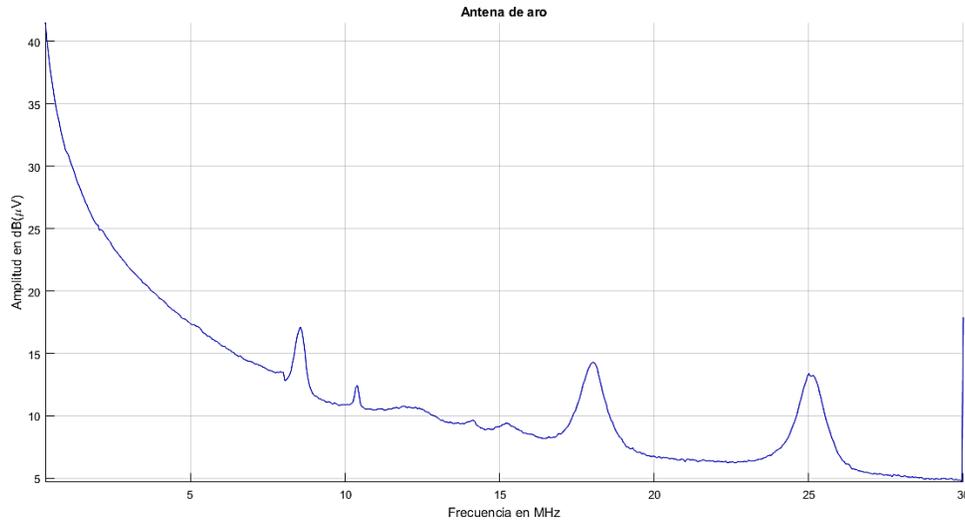


Figura 3.17 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena de aro y el receptor de EMI.

Al tener las amplitudes de las Figuras 3.15 y 3.16 en mA y comparando las amplitudes de los picos se puede decir que son parecidas, un poco mayor la amplitud en la Figura 3.16, sin embargo, esto se debe a que el ruido de fondo del osciloscopio es mayor que el ruido de fondo del AE. Comparando las Figuras 3.16 y 3.17 se observa que las frecuencias de los picos de energía mantienen el mismo valor.

Con respecto al cálculo de la corriente de las emisiones radiadas obtenida a partir de las mediciones realizadas con la antena bicónica y con la antena log - periódica híbrida en conjunto con el osciloscopio, las ecuaciones empleadas fueron las mismas para ambas posiciones, siendo la A3.22 para la antena bicónica y la A3.25 para la antena log - periódica híbrida. En el caso de las mediciones realizadas con estas antenas en conjunto con el AE, se realizaron tres mediciones para cada posición de las antenas y posteriormente éstas se promediaron. Obtenidos los promedios de las mediciones para cada posición, para calcular la corriente de las emisiones radiadas en ambas posiciones de la antena bicónica se utilizó la ecuación A3.24 mientras que para la antena log - periódica híbrida se empleó la ecuación A3.29.

En el caso de las mediciones realizadas empleando las antenas bicónica y log - periódica híbrida en conjunto con el receptor de EMI sólo se tomó un conjunto de datos para cada una de las posiciones de las antenas, debido al tiempo en que el receptor de EMI realizaba el barrido de frecuencia.

A continuación, se muestran los espectros de frecuencias, así como las señales en el dominio del tiempo para las mediciones realizadas con la antena bicónica y con la

antena log – periódica híbrida, presentándose primero las referentes a la antena bicónica y posteriormente las referentes a la antena log – periódica híbrida.

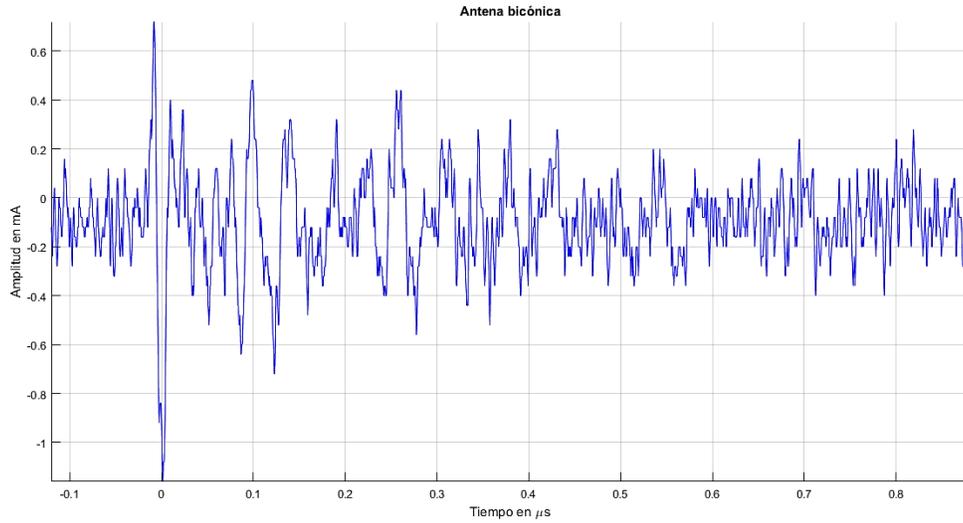


Figura 3.18 Corriente corona medida con la antena bicónica (posición 1) y el osciloscopio.

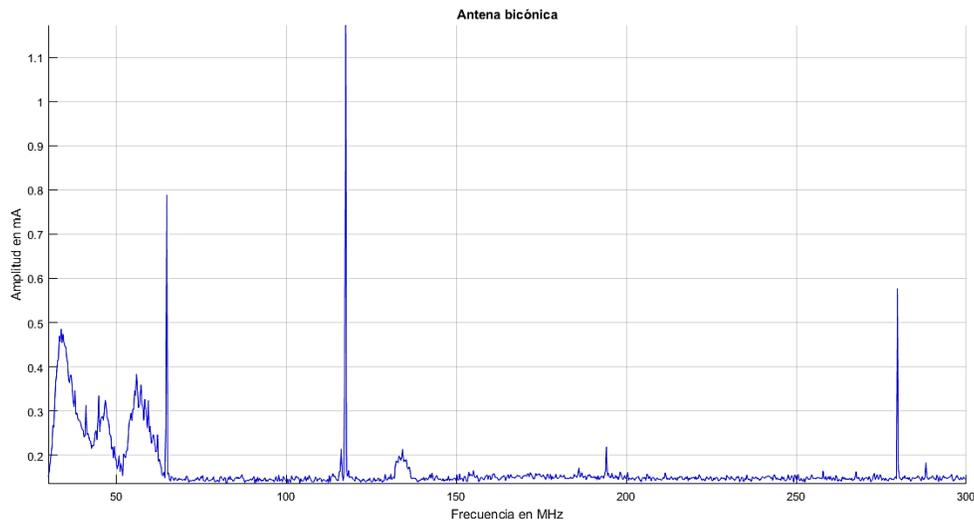


Figura 3.19 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 1) y el AE.

CAPÍTULO III: MEDICIONES DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO DE LA DESCARGA CORONA

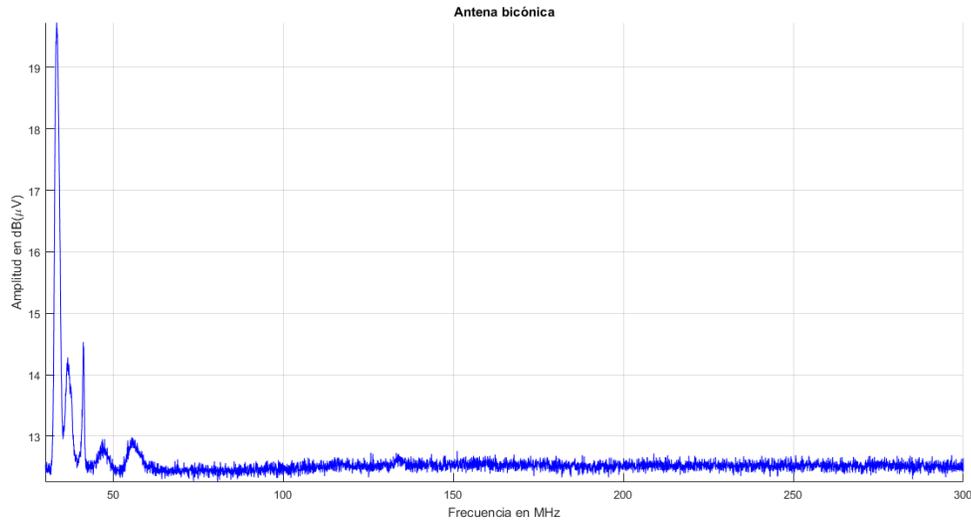


Figura 3.20 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 1) y el receptor de EMI.

Comparando las amplitudes de las Figuras 3.18 y 3.19 se observa que el ruido de fondo del osciloscopio hace que las amplitudes de los picos sean mayores a los registrados por el AE, sin embargo, esta diferencia es pequeña; con respecto a los espectros de frecuencias mostrados en las Figuras 3.19 y 3.20, se observa que tienen la misma forma y los picos de mayor energía se encuentran a las mismas frecuencias y las diferencias en la amplitud de las señales se deben a las distintas escalas de los instrumentos de medición.

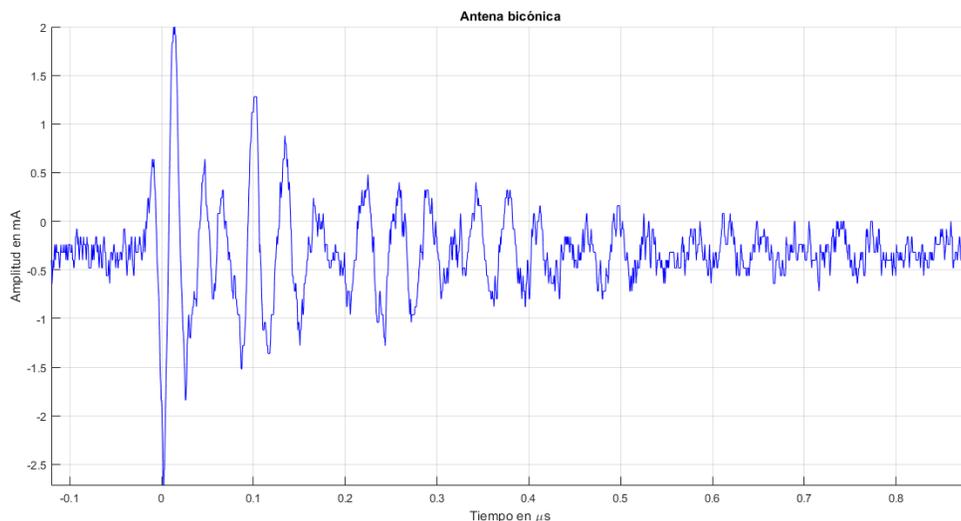


Figura 3.21 Corriente corona medida con la antena bicónica (posición 2) y el osciloscopio.

CAPÍTULO III: MEDICIONES DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO DE LA DESCARGA CORONA

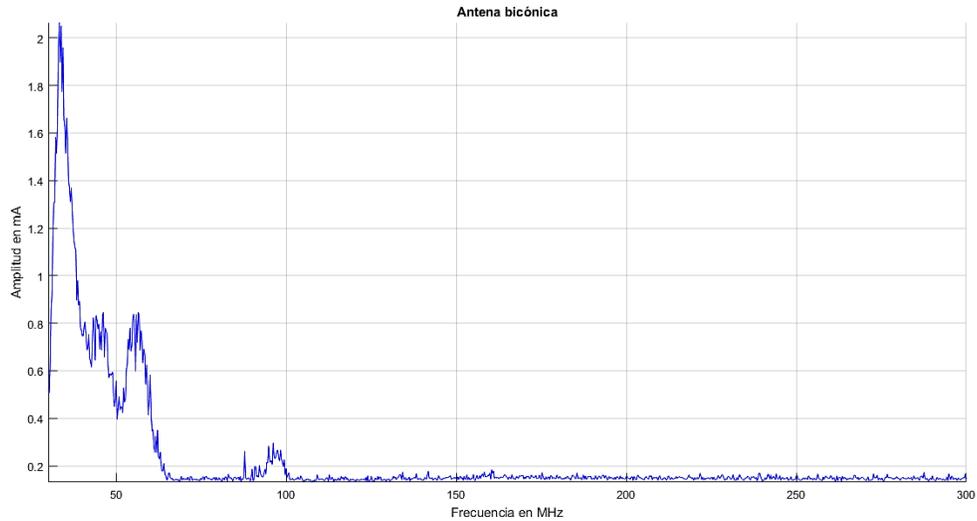


Figura 3.22 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 2) y el AE.

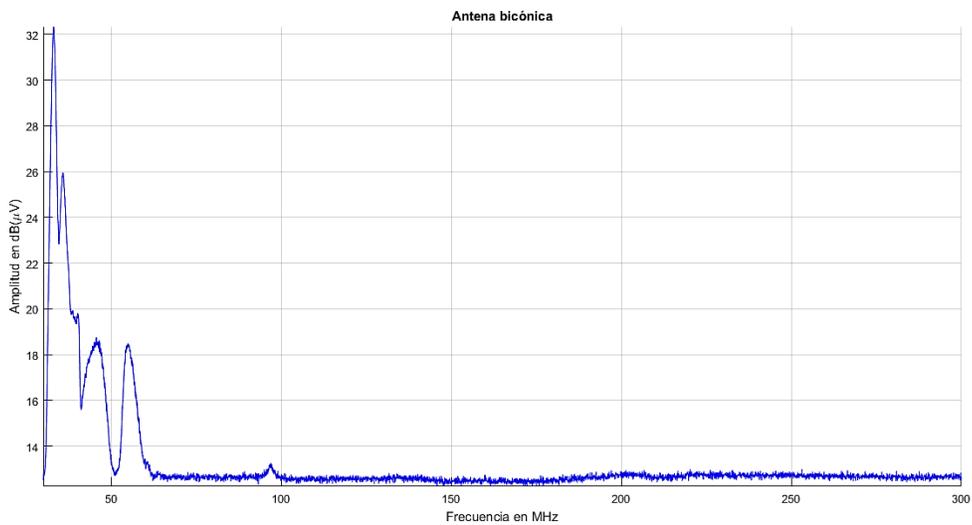


Figura 3.23 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena bicónica (posición 2) y el receptor de EMI.

Comparando las amplitudes de las señales mostradas en las Figuras 3.21 y 3.22, se llega a la misma conclusión que en las comparaciones anteriores, al igual que en el caso de la comparación de las Figuras 3.22 y 3.23 en relación a las frecuencias mostradas en ellas.

CAPÍTULO III: MEDICIONES DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO DE LA DESCARGA CORONA

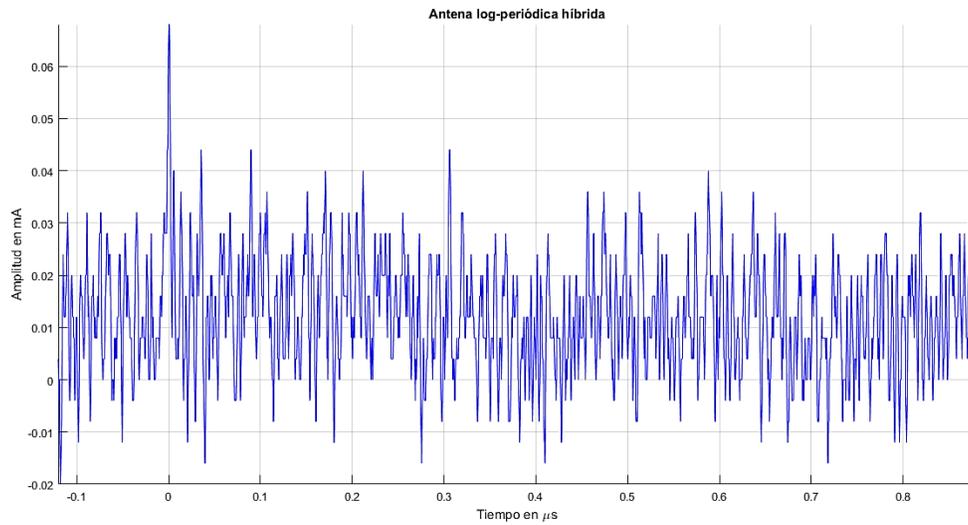


Figura 3.24 Corriente corona medida con la antena log - periódica híbrida (posición 1) y el osciloscopio.

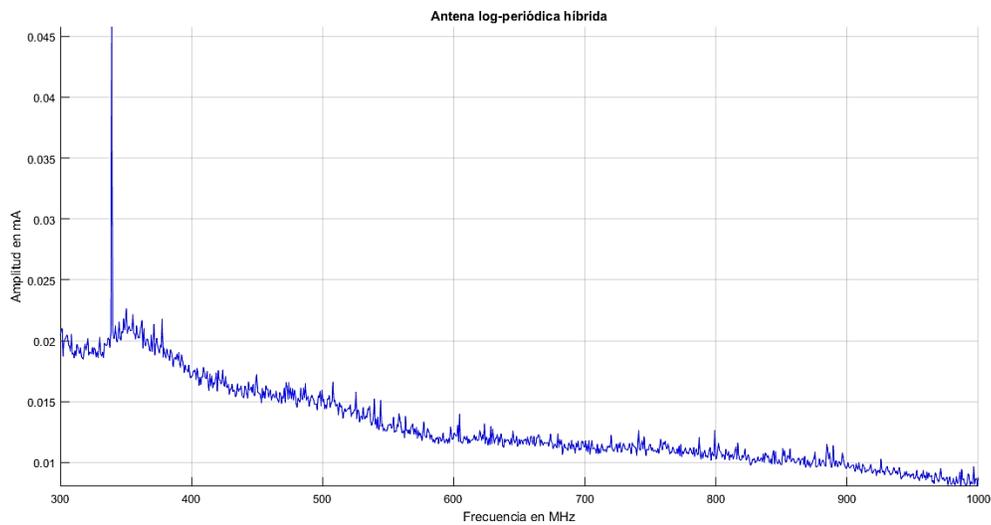


Figura 3.25 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 1) y el AE.

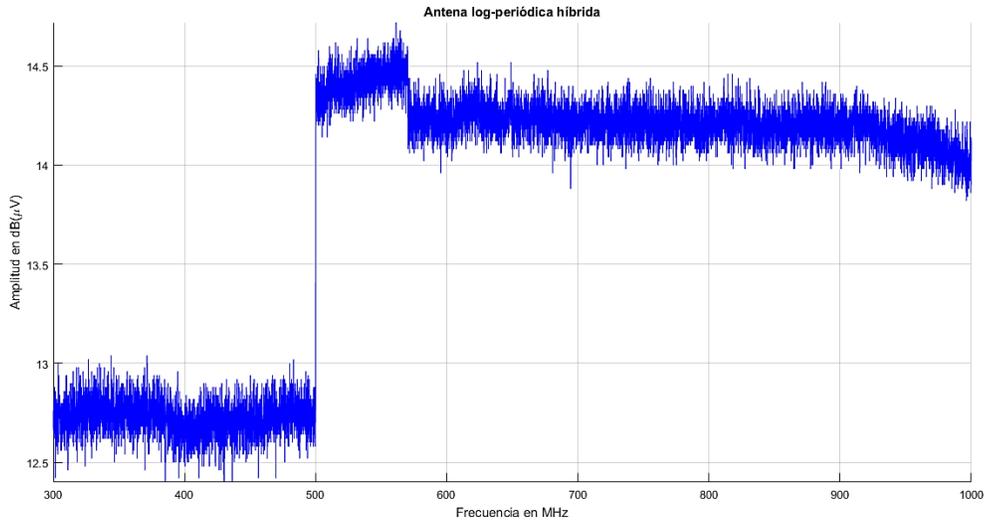


Figura 3.26 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 1) y el receptor de EMI.

Al observar las Figuras 3.24 y 3.25 puede notarse que la magnitud de las señales es demasiado pequeña y comparándolas hay una notable diferencia entre la amplitud de ambas. Dicha diferencia se debe a que la antena detecta una señal cuyo contenido de frecuencia es menor que la señal registrada en el AE y del receptor de EMI, debido a que la antena opera de 25 - 2000 MHz mientras que el AE y el receptor de EMI están ajustados a un intervalo de frecuencias de 300 - 1000 MHz. Lo anterior es confirmado con los espectros de frecuencias mostrados en las Figuras 3.25 y 3.26, en los cuales puede notarse que no hay componentes de frecuencia de en el intervalo de 300 - 1000 MHz.

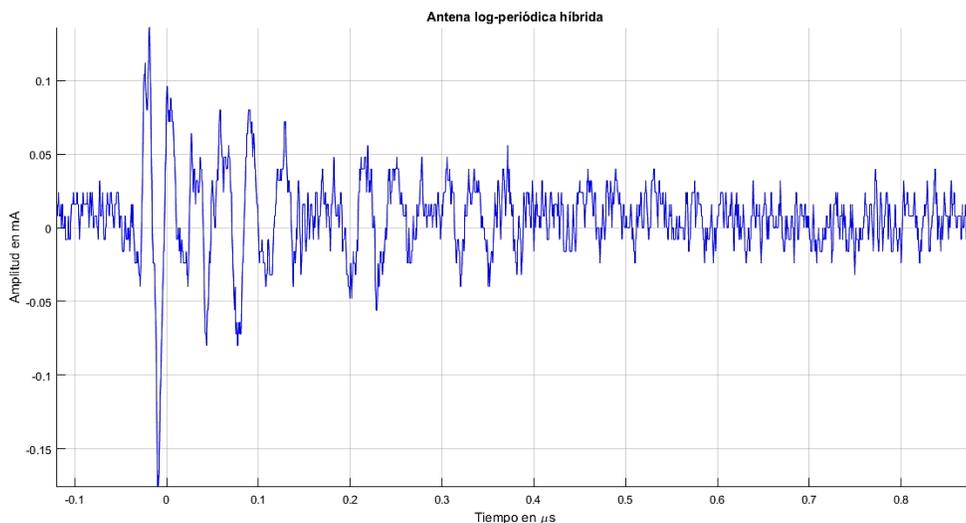


Figura 3.27 Corriente corona medida con la antena log - periódica híbrida (posición 2) y el osciloscopio.

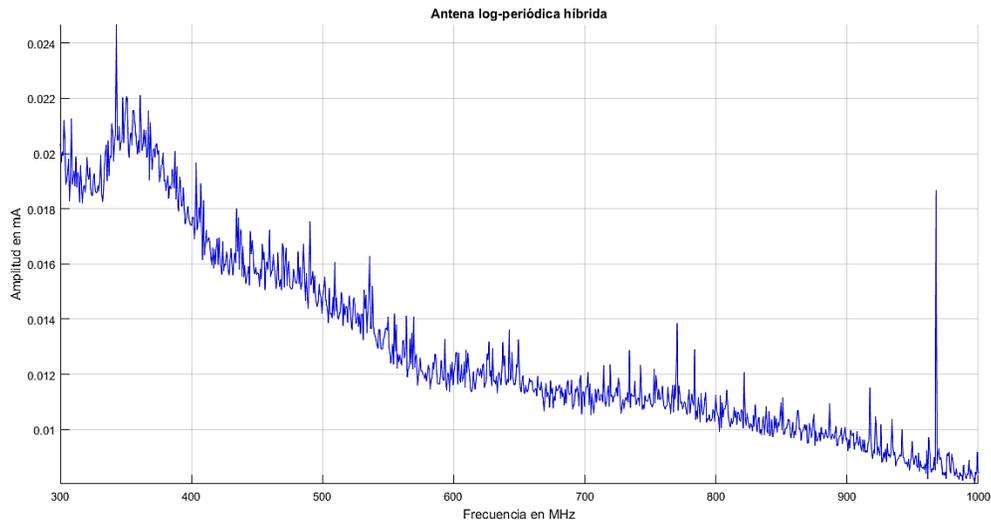


Figura 3.28 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 2) y el AE.

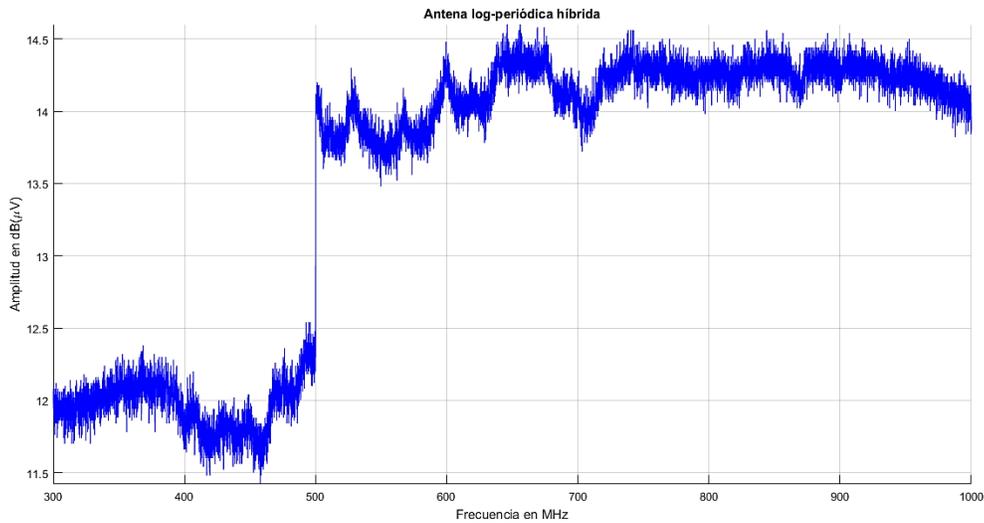


Figura 3.29 Espectro de frecuencia obtenido en las mediciones empleando la antena log - periódica híbrida (posición 2) y el receptor de EMI.

Comparando las Figuras 3.27 y 3.28, se observa que existe una diferencia notable entre las amplitudes de los picos de las señales, la razón es la misma que la dada en el párrafo anterior, demostrando que no hay componentes de frecuencia en el intervalo de 300 - 1000 MHz.

En las Figuras 3.16, 3.17, 3.19, 3.20, 3.22 y 3.23 puede notarse que la separación entre las componentes de frecuencia fundamentales contiguas están separadas

prácticamente por un mismo intervalo de frecuencias, como se reportó en [4], siendo dicho valor aproximadamente 8 MHz.

CAPÍTULO IV

ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

4.1 Introducción al análisis wavelet

Durante muchos años, para obtener el espectro de frecuencias de las señales se ha utilizado la transformada de Fourier, sin embargo, ésta tiene la desventaja de que, al pasar una señal al dominio de la frecuencia, se pierde la información referente al instante de tiempo en que está presente una componente de frecuencia. Para subsanar esta desventaja, La transformada de Fourier fue adaptada para analizar una pequeña sección de la señal en un tiempo determinado, empleando una ventana, pero la precisión del método tuvo como limitante el tamaño de la ventana. Dicha adaptación es conocida como la Transformada de Fourier de Tiempo corto (TFTC) [27], [28].

Ante tal situación, la transformada wavelet (TW) es una técnica que emplea ventanas con regiones de tamaño variable, utilizando grandes intervalos de tiempo en segmentos donde se requiere mayor precisión en baja frecuencia e intervalos más pequeñas donde se requiere información en alta frecuencia [28].

Debido a los beneficios ofrecidos por la TW en comparación con el análisis de Fourier, en este trabajo se empleará la TW para obtener el espectro (más precisamente el espectrograma) de frecuencia de la descarga corona. Una descripción de los conceptos relacionados con dicha transformada se ofrece en el Apéndice IV.

4.2 Filtrado de una señal empleando wavelets

Las señales captadas con el osciloscopio presentan ruido, el cual las deforma por lo que, con el propósito de obtener sus frecuencias fundamentales, se desarrolló un programa en MatLab para filtrarlas empleando wavelets. Dicho programa tiene como propósito principal el seleccionar el filtro con el que se obtengan los mejores resultados, utilizando la wavelet adecuada y los parámetros adecuados de dicho filtro.

En el programa se consideraron cinco familias wavelets con sus respectivos miembros, tres tipos de filtros wavelet con sus posibles combinaciones de parámetros y evaluando cada miembro con cada una de sus posibles combinaciones se obtuvo un valor de desviación (dado en porcientos), el cual

serviría de criterio para que el programa seleccionara el mínimo valor de desviación.

La Tabla 4.1 muestra las familias wavelet utilizadas y sus miembros y la Tabla 4.2 muestra los tipos de filtros wavelet utilizados y los parámetros que emplea cada uno.

Tabla 4.1 Familias Wavelet evaluadas y sus miembros.

Familia Wavelet	Miembros de la familia
Daubechies (db)	1, 2, 3, ..., 45
Symlets* (sym)	1, 2, 3, ..., 20
Coiflets (coif)	1, 2, 3, 4, 5
Biortogonal (bior)	1, 2, 3, ..., 15
Biortogonal inversa (rbio)	1, 2, 3, ..., 15

* Los miembros evaluados fueron solamente 20, debido a que el tiempo en que la computadora tardaba en realizar los cálculos para los miembros mayores de 20 fue demasiado y los resultados obtenidos no justificaban el tiempo de computo.

Tabla 4.2 Tipos de filtros y sus parámetros.

Tipo de filtro	Parámetros
Wden	TPTR, SORH, SCAL
Cmddenoise	SORH
Wdencmp	TPTR, SORH, SCAL*
Wdencmp_2	TPTR, SORH, KEEPAPP**

*El parámetro SCAL puede ser 'one' y 'mln'.

**Los tres parámetros son calculados de forma automática con la función ddenoise.

Para obtener información más detallada acerca de los parámetros y de los diferentes tipos de filtros empleados en el programa se recomienda consultar la referencia [29].

Para filtrar una señal empleando wavelets, en primera instancia, se selecciona un tipo de filtro, posteriormente se selecciona una wavelet y se determina el nivel de descomposición de dicha señal para calcular sus coeficientes de aproximación y de detalle. MatLab cuenta con las funciones wavedec para la descomposición de la señal y wmaxlev para calcular el nivel máximo de descomposición. Empleando la función wfilters junto con el tipo de wavelet seleccionada se obtienen los filtros de descomposición pasa bajas y pasa altas los cuales calculan los coeficientes de aproximación (bajas frecuencias) y de detalle (altas frecuencias) [29].

El siguiente diagrama de flujo muestra la forma en cómo funciona el programa.

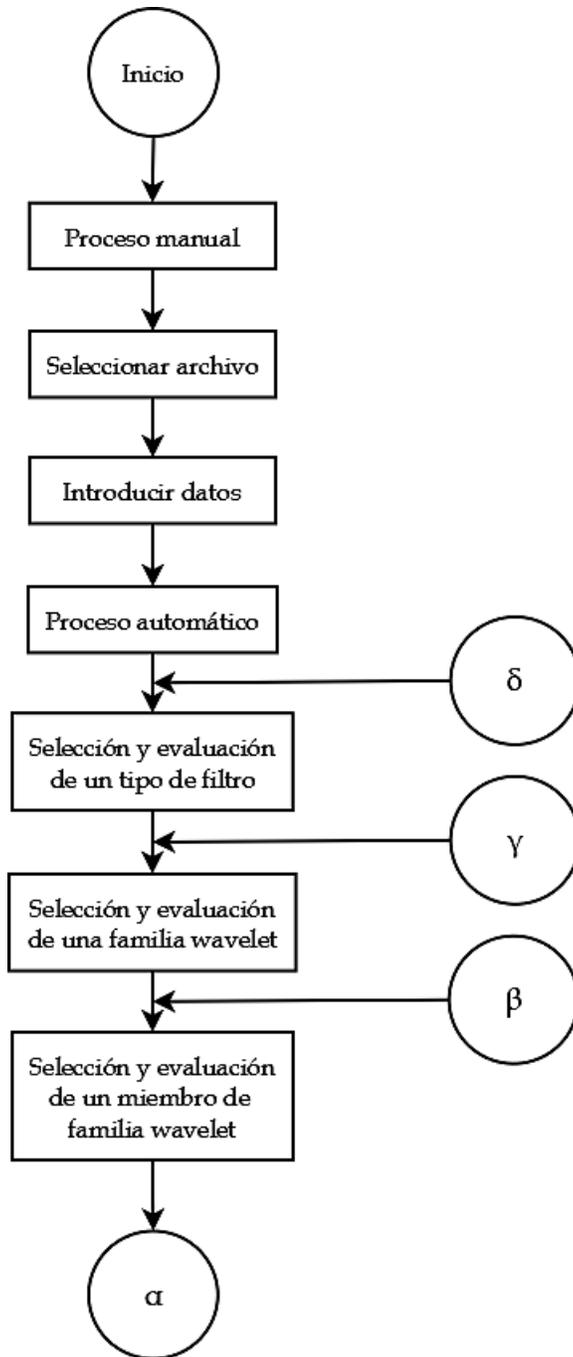


Figura 4.1 Diagrama de flujo del programa para elegir el filtro wavelet adecuado.

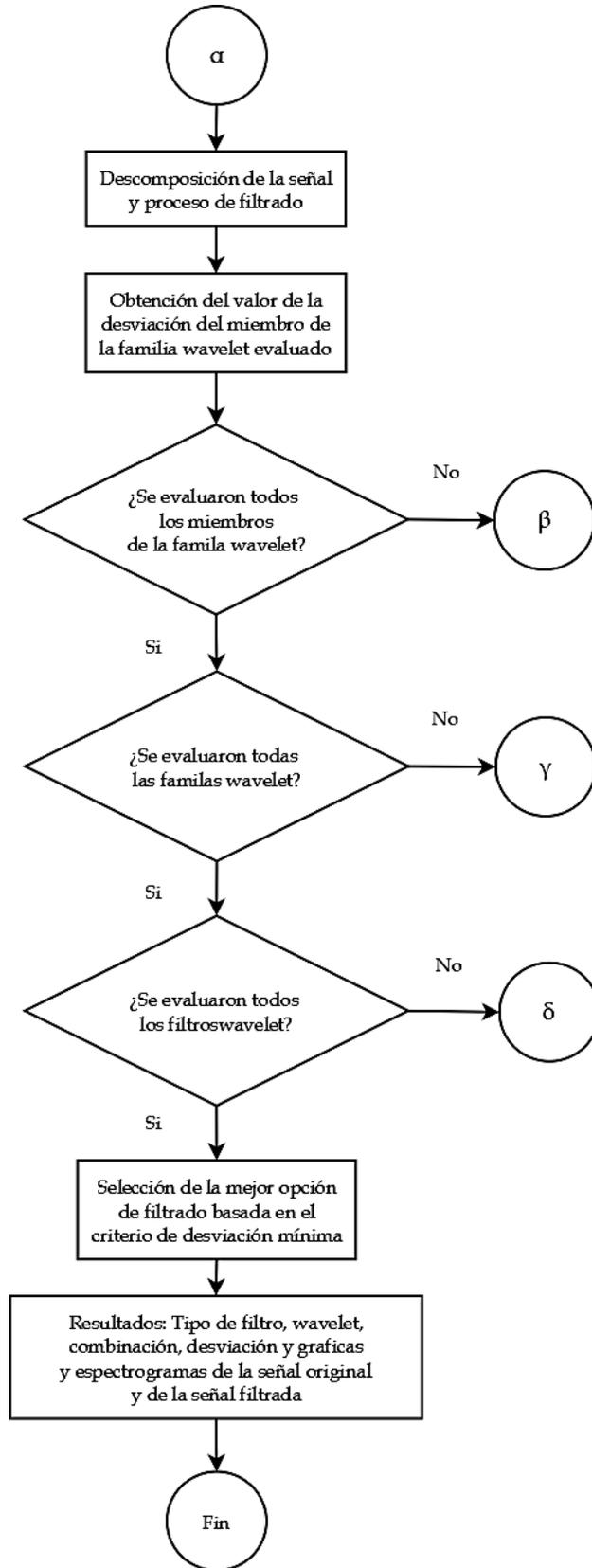


Figura 4.2 Diagrama de flujo del programa para elegir el filtro wavelet adecuado (continuación).

Además de la forma visual, existen criterios analíticos para determinar qué filtro es el adecuado para una determinada señal. En primera instancia, se utilizaron criterios basados en la desviación de la energía, la relación señal a ruido y el error rms, sin embargo, los resultados obtenidos no fueron satisfactorios pues prácticamente la señal no era filtrada. Ante tal situación, se desarrolló un criterio basado en el teorema de Parseval, cuyo teorema, aplicado al caso de la TW, enuncia lo siguiente: “La energía que contiene una función o señal en el dominio del tiempo es igual a la suma de toda la energía concentrada en los diferentes niveles de resolución (coeficientes de aproximación y de detalle) de la señal transformada” [30].

Matemáticamente, el enunciado anterior puede expresarse de la siguiente forma:

$$\sum_{n=1}^N |f(n)|^2 = \sum_{i=1}^I |a_j(i)|^2 + \sum_{j=1}^J \sum_k^K |d_j(k)|^2 , \dots \dots \dots (4.1)$$

donde

$f(n)$: Señal bajo estudio en el dominio del tiempo;

N : Número total de muestras de la señal;

$\sum_{n=1}^N |f(n)|^2$: Energía total de la señal;

$\sum_{i=1}^I |a_j(i)|^2$: Energía total de los coeficientes de aproximación concentrada en el último nivel de descomposición;

I : Número total de coeficientes de aproximación en el último nivel de descomposición;

$\sum_{j=1}^J \sum_k^K |d_j(k)|^2$: Energía total de los coeficientes de detalle concentrada en todos los niveles de descomposición;

K : Número total de coeficientes de detalle en cada nivel de descomposición j .

El criterio propuesto es una ligera modificación del Teorema de Parseval, cuyo resultado es un valor de la desviación de la energía entre la señal original y su versión filtrada. Las ecuaciones involucradas en el cálculo de la desviación dada por el método propuesto son las siguientes:

$$Et = \left(\frac{\sum_{n=1}^N |F(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |f(n)|^2} \right) \times 100 \dots \dots \dots (4.2)$$

Como aclaración, de la ecuación 4.2, el numerador representa a la energía total de la señal filtrada y el denominador indica la energía total de la señal original. Por simplicidad se muestra la ecuación 4.2 de esa manera, en realidad, dichas energías se calculan empleando el lado derecho del signo igual en la ecuación 4.1.

Continuando con las demás ecuaciones:

$$Epcd = \sum_{i=1}^I |a_j(i)|^2 + \frac{\sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M |d_j(m)|^2}{J}, \dots \dots \dots (4.3)$$

$$Eppcd = \left(\frac{Epcd}{Et} \right) \times 100, \dots \dots \dots (4.4)$$

$$et(j) = \sum_{i=1}^I |a_j(i)|^2 + \sum_{m=1}^M |d_j(m)|^2, \quad j = 1, 2, \dots, J, \dots \dots \dots (4.5)$$

$$etsr(j) = et(j) = \sum_{i=1}^I |a_{j_SR}(i)|^2 + \sum_{m=1}^M |d_{j_SR}(m)|^2, \quad j = 1, 2, \dots, J, \dots \dots \dots (4.6)$$

$$emax = \max(etsr(j)), \quad j = 1, 2, \dots, J, \dots \dots \dots (4.7)$$

$$desp(j) = \left(\frac{|et - etsr|}{emax} \right) \times 100, \quad j = 1, 2, \dots, J, \dots \dots \dots (4.8)$$

$$des1 = \frac{\sum_{j=1}^J desp(j)}{J}, \dots \dots \dots (4.9)$$

$$des(\%) = Et + des1 - Eppcd \dots \dots \dots (4.10)$$

La ecuación 4.10 es la que proporciona el criterio de desviación propuesto, el cual fue desarrollado con la finalidad de disminuir la influencia de los coeficientes de detalle en el proceso de selección del filtro debido a que las frecuencias fundamentales de la señal están contenidas en los coeficientes de aproximación, sin embargo no se puede prescindir en su totalidad de los coeficientes de detalle ya que son los que otorgan las características distintivas a la señal a pesar de ser las que contienen el ruido, de ahí la necesidad de disminuir su influencia, dicho de otra forma, este criterio permite mantener la información global de la señal y eliminar aquella información que la deforma sin eliminar las componentes de frecuencia fundamentales [28].

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

Empleando el programa, se obtuvieron las versiones sin ruido de las señales y para poder visualizar la eficacia del filtrado, las versiones originales y sin ruido de las señales se muestran a continuación:

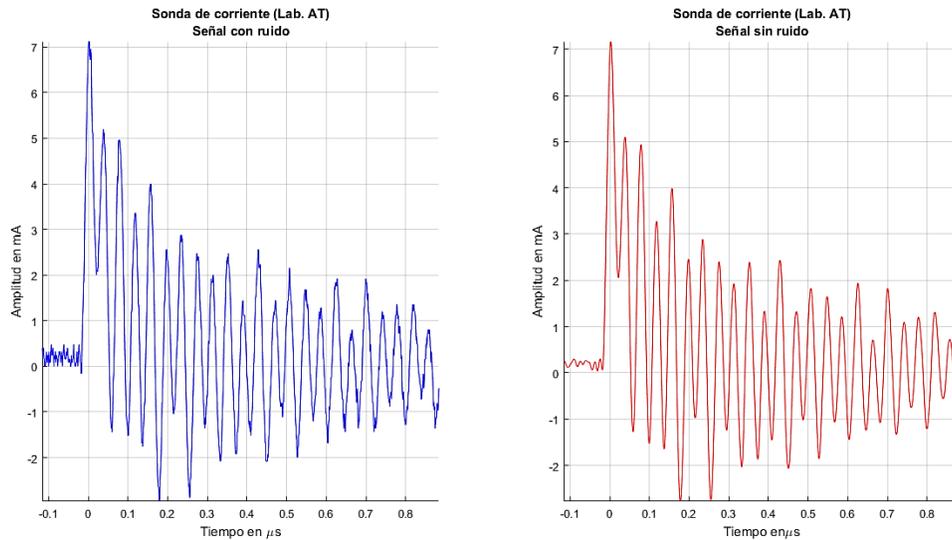


Figura 4.3 Corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de AT (con y sin ruido).

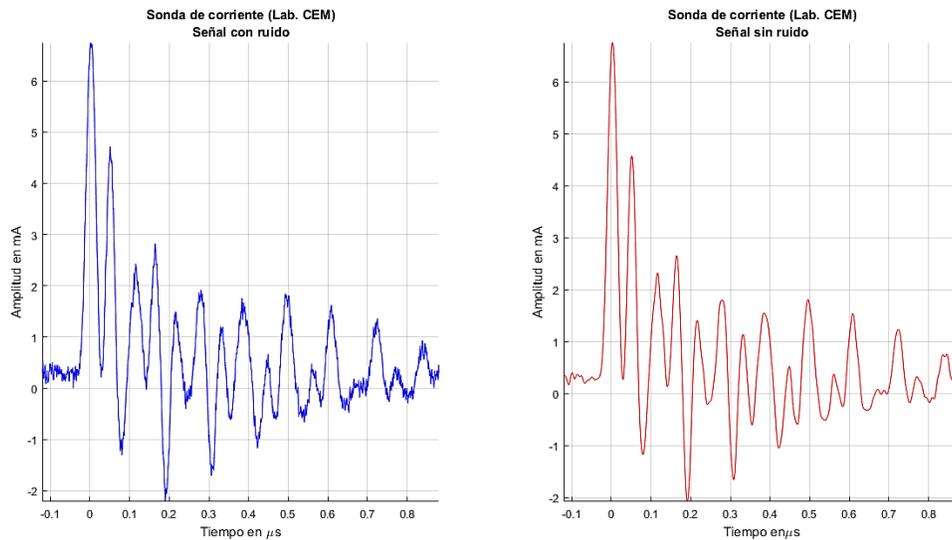


Figura 4.4 Señal promedio de la corriente corona medida con una sonda de corriente en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).

Las anteriores Figuras muestran el filtrado de las emisiones conducidas, las siguientes Figuras muestran las versiones con y sin ruido de las emisiones radiadas.

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

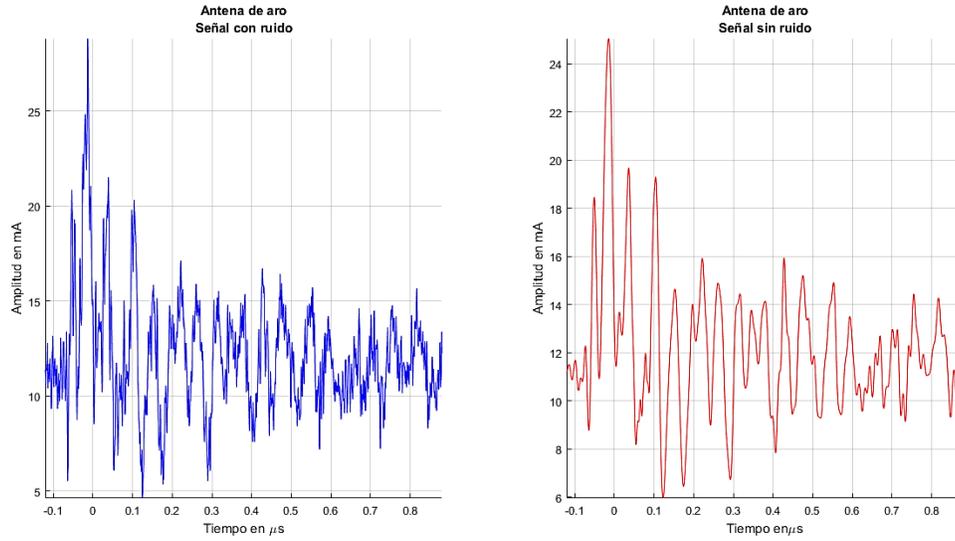


Figura 4.5 Señal medida con la antena de aro (con y sin ruido).

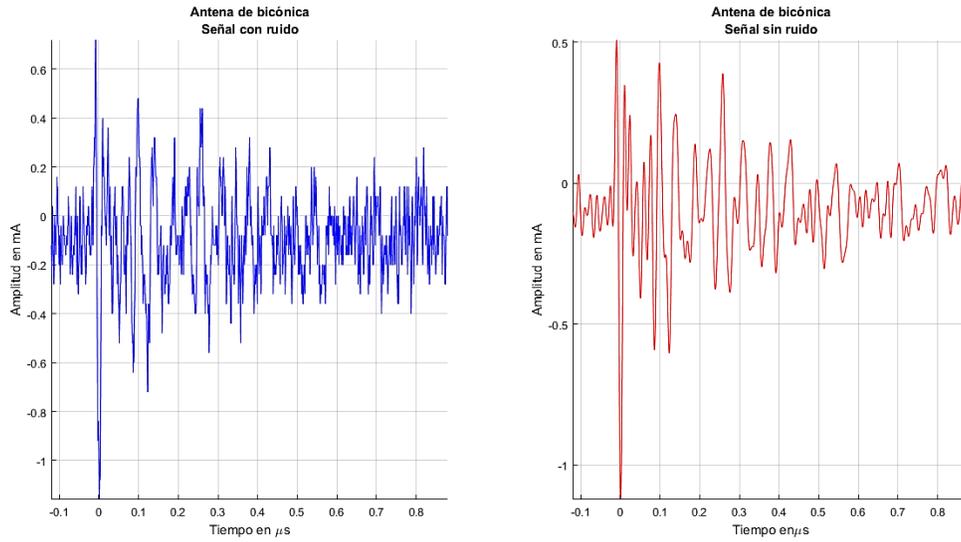


Figura 4.6 Señal medida con la antena bicónica en la posición 1 (con y sin ruido).

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

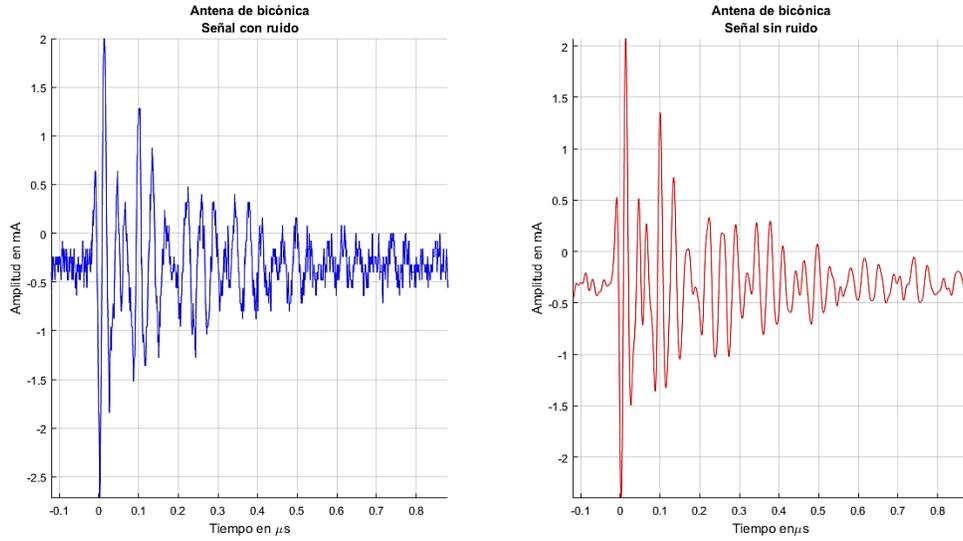


Figura 4.7 Señal medida con la antena bicónica en la posición 2 (con y sin ruido).

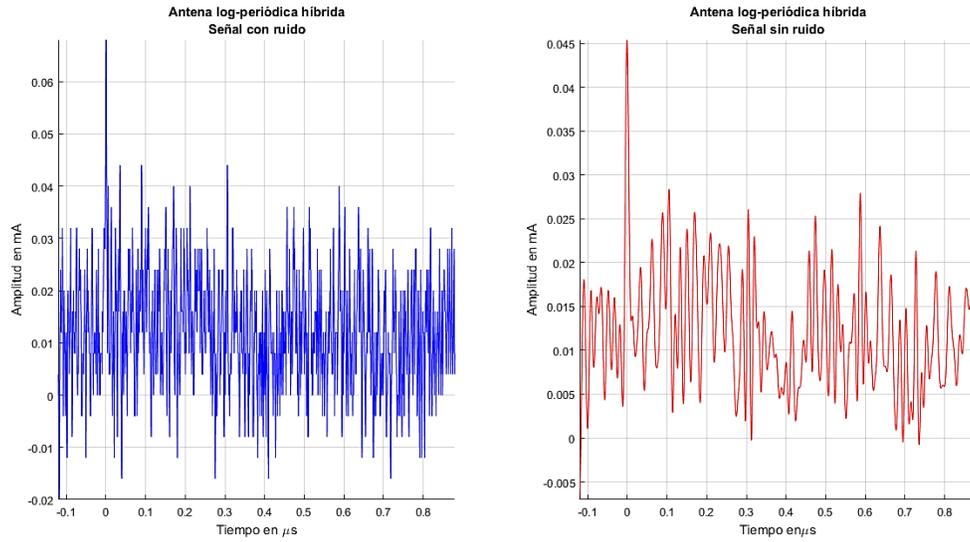


Figura 4.8 Señal medida con la antena log- periódica híbrida en la posición 1 (con y sin ruido).

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

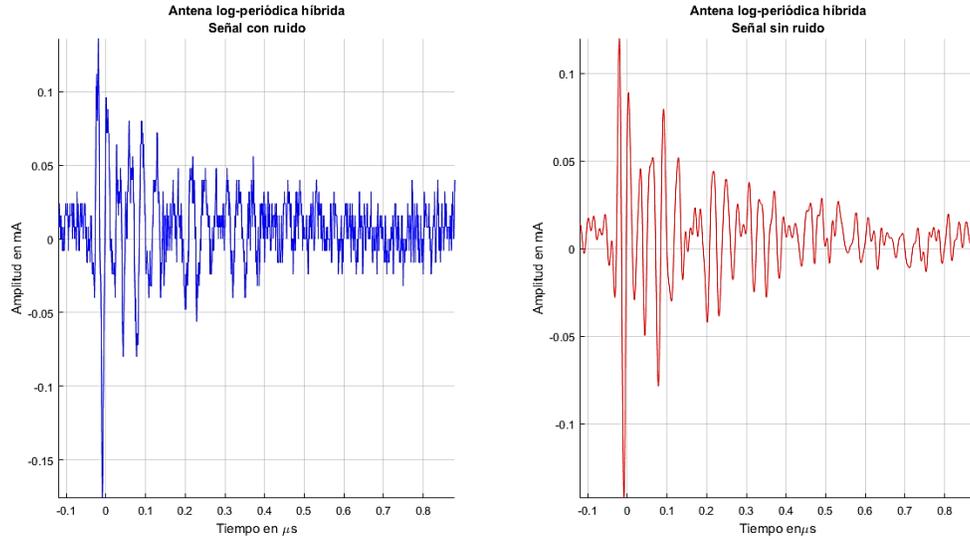


Figura 4.9 Señal medida con la antena log – periódica híbrida en la posición 2 (con y sin ruido).

Como se puede observar, en todas las versiones filtradas, la amplitud de la señal disminuye, en mayor o menor medida. Los cambios más notorios se pueden observar en las señales de las emisiones radiadas y al comparar la magnitud de las señales filtradas con la magnitud de sus respectivas mediciones con el AE puede notarse que la magnitud es prácticamente la misma a excepción de la Figura 4.9 donde, sin embargo, la amplitud es tan pequeña como para ser considerada de importancia.

4.3 Frecuencias fundamentales del espectro radioeléctrico de la descarga corona

Como se menciona en el Apéndice IV, utilizando la transformada wavelet continua (TWC) se obtiene un gráfico bidimensional cuyo eje horizontal es el tiempo y el eje vertical es la frecuencia y la tonalidad del gráfico muestra la intensidad de la energía de la señal a una frecuencia dada y en un tiempo determinado; dicho gráfico recibe el nombre de espectrograma.

En este trabajo, la magnitud de la señal mostrada en los espectrogramas está dada en un valor de energía normalizado (consultar referencia [29]), sin embargo, lo verdaderamente relevante son las frecuencias obtenidas en los espectrogramas, pues estas son las que se compararon con los espectros radioeléctricos obtenidos en las mediciones realizadas con el AE y el receptor de EMI.

Como punto a señalar, la numeración de las componentes de frecuencia fundamentales mostradas en los espectrogramas sigue un orden ascendente con respecto a la frecuencia.

4.3.1 Espectrograma de las emisiones conducidas

Tras haber filtrado las señales, el siguiente paso fue el obtener las frecuencias fundamentales de la corriente corona medida en la jaula corona y en la línea de transmisión a escala empleando la sonda de corriente, tanto en el laboratorio de AT como en el laboratorio de CEM respectivamente. A continuación se muestran los espectrogramas de las señales con y sin ruido.

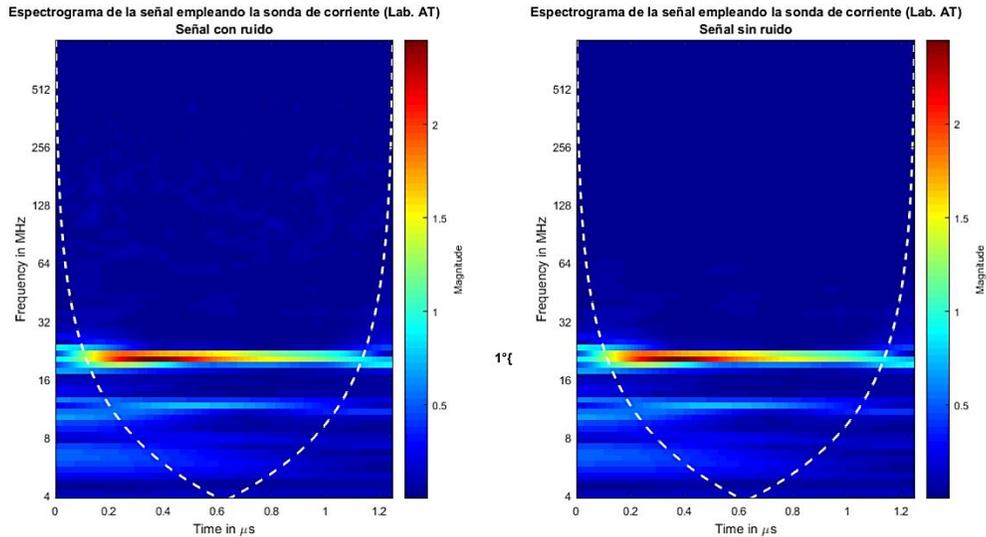


Figura 4.10 Espectrograma de la corriente corona medida con la sonda de corriente en el laboratorio de AT (con y sin ruido).

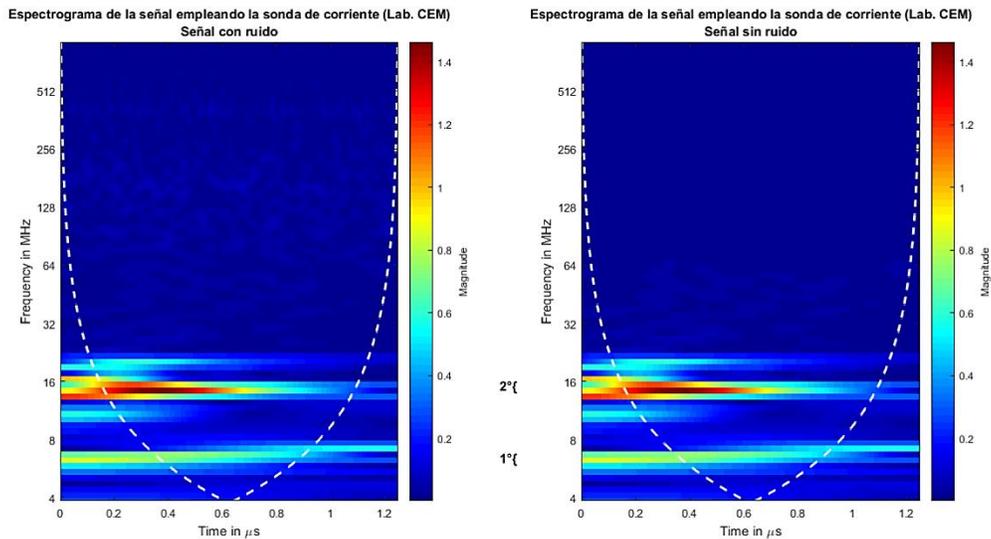


Figura 4.11 Espectrograma de la corriente corona medida con la sonda de corriente en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).

Como puede observarse en las Figuras 4.10 y 4.11, las frecuencias fundamentales son menores a 32 MHz. Debido a las ligeras diferencias que hay entre las señales medidas en la jaula corona y en la línea de transmisión, también existen diferencias entre las componentes de frecuencia, sin embargo, estas no son mayores de, aproximadamente, 10 MHz y mantienen un patrón similar. En el caso del espectrograma de la Figura 4.10, la componente de frecuencia de mayor energía se presenta a la mitad del intervalo comprendido entre 16 y 32 MHz mientras que para la Figura 4.11 ésta se presenta a una frecuencia cercana a 16 MHz. En el caso de la Figura 4.11 existe una componente de frecuencia de menor energía cerca de 8 MHz.

4.3.2 Espectrograma de las emisiones radiadas

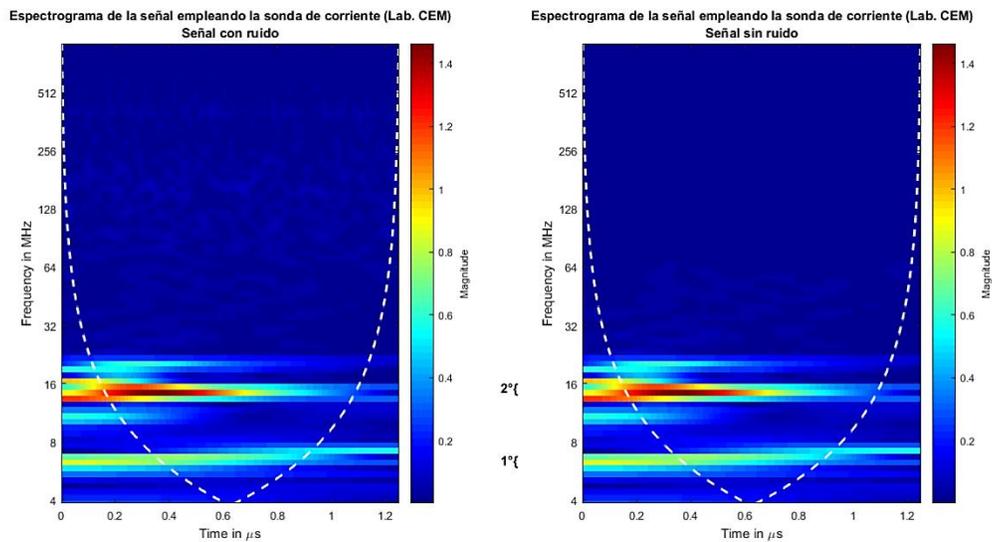


Figura 4.12 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena de aro en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).

En las Figura 4.12 se muestra el espectrograma de la señal obtenida con la antena de aro en sus versiones con y sin ruido. Observando la Figura 4.12 se puede notar que las componentes de frecuencia de mayor energía son cuatro: la primera componente se localiza, prácticamente, a 8 MHz; la segunda componente se sitúa a una frecuencia cercana a 16 MHz, componente que presenta el nivel de energía mayor; finalmente, las últimas dos componentes frecuenciales se ubican entre 16 MHz y 32 MHz, ubicándose la tercera a la mitad de este intervalo mientras que la cuarta componente se presenta a una frecuencia ligeramente menor a los 32 MHz. Si bien puede apreciarse una componente frecuencial superior a 32 MHz, su magnitud es menor respecto a las cuatro mencionadas con anterioridad.

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

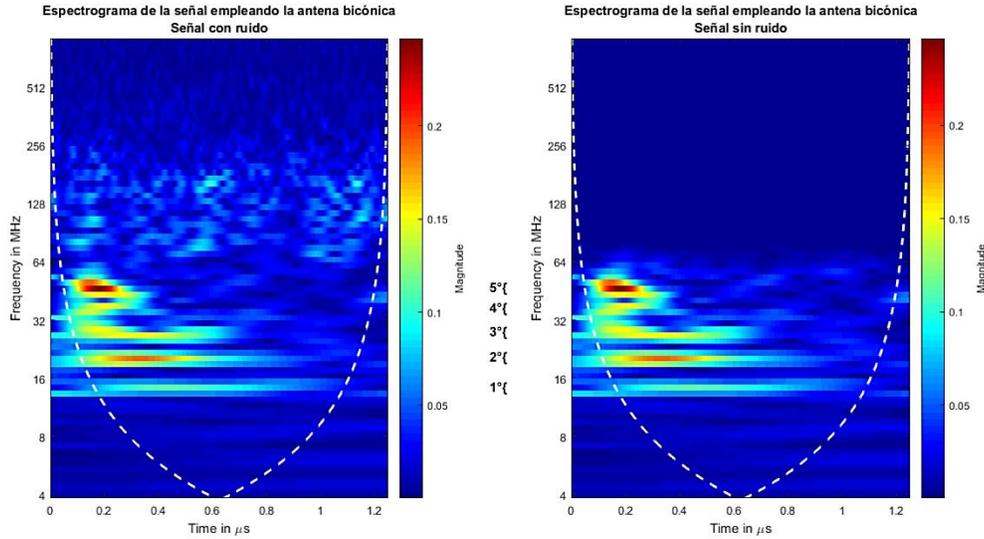


Figura 4.13 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena bicónica (posición 1) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).

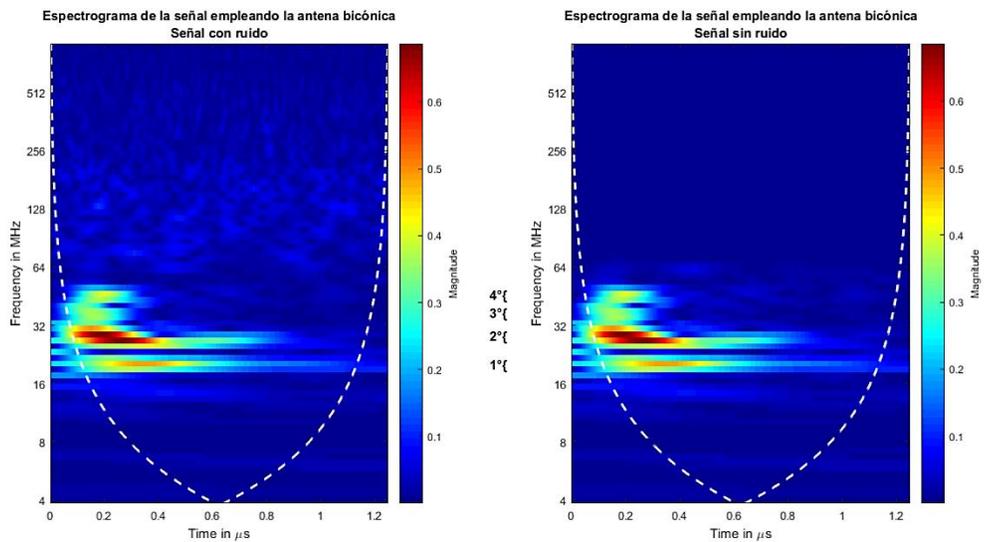


Figura 4.14 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena bicónica (posición 2) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).

En las Figuras 4.13 y 4.14 se muestran los espectrogramas de la señal con y sin ruido, obtenidos en las mediciones realizadas con la antena bicónica en ambas posiciones.

En la Figura 4.13 se pueden apreciar cinco componentes de frecuencia fundamentales: la primera se localiza prácticamente a 16 MHz; la segunda y tercer componente se ubican en el intervalo de 16 a 32 MHz, la segunda componente se localiza a la mitad de dicho intervalo mientras que la tercera se ubica a una frecuencia ligeramente menor a 32 MHz; la cuarta componente se ubica a una

frecuencia ligeramente mayor a 32 MHz y finalmente, la quinta componente se ubica a una frecuencia menor a 64 MHz.

En la Figura 4.14 se aprecia que las componentes de mayor energía se sitúan en cuatro frecuencias: en el intervalo de frecuencias de 16 – 32 MHz se ubican las primeras dos componentes, siendo la segunda componente la de mayor energía, ubicándose a una frecuencia menor a 32 MHz; mientras que las dos últimas componentes se ubican entre 32 MHz y 64 MHz.

En las Figuras 4.10, 4.11, 4.12, 4.13 y 4.14 se observa, aunque no de una forma muy clara debido a que el eje de las frecuencias está en escala logarítmica, que la separación entre las componentes de frecuencia contiguas presenta un patrón repetitivo, es decir, están separados por un mismo intervalo de frecuencias, como se reportó en [4] y como se notó en las mediciones realizadas con el AE y el receptor de EMI en conjunto con las antenas de aro y bicónica.

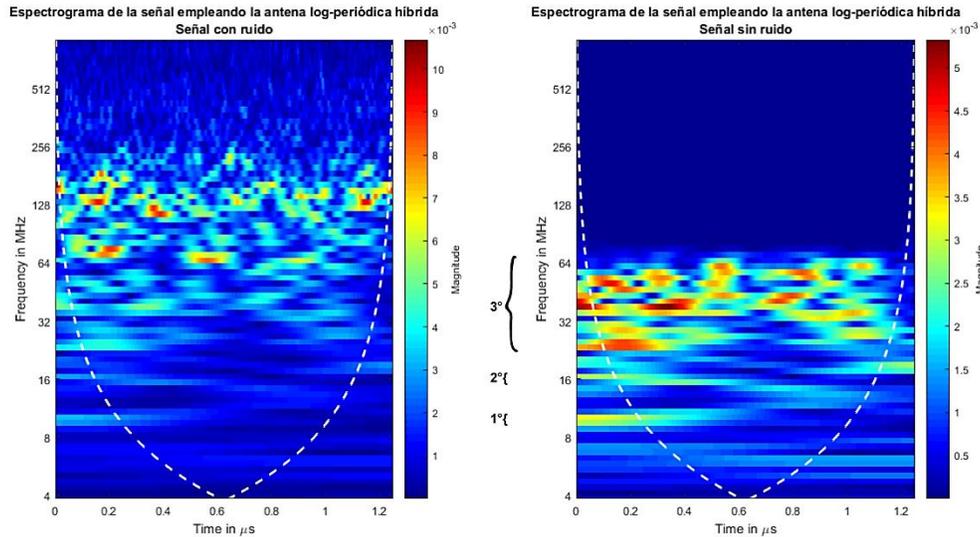


Figura 4.15 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena log – periódica híbrida (posición 1) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

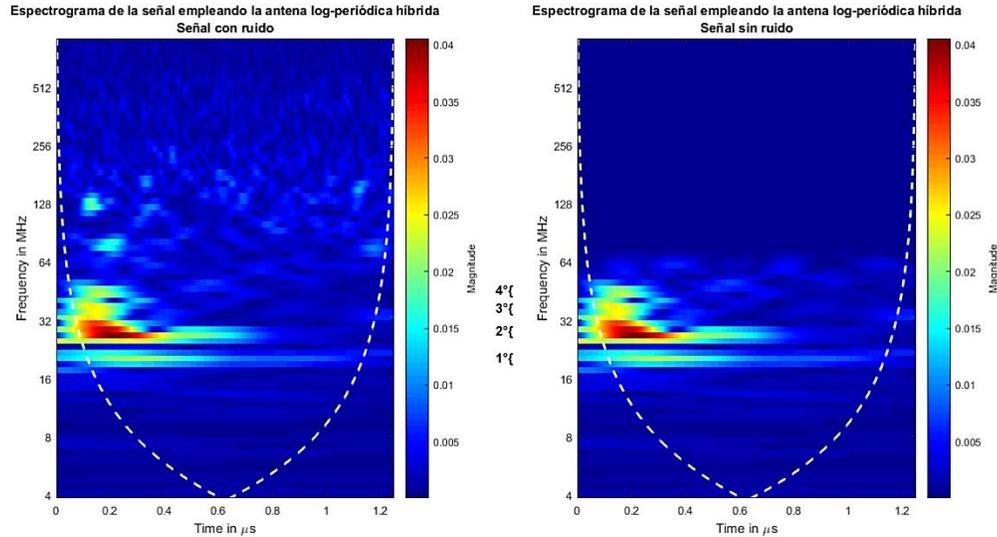


Figura 4.16 Espectrograma de la corriente corona medida con la antena log – periódica híbrida (posición 2) en el laboratorio de CEM (con y sin ruido).

Finalmente, en las Figuras 4.15 y 4.16 se muestran los espectrogramas de las señales (con y sin ruido) de las mediciones realizadas empleando la antena log – periódica híbrida en ambas posiciones.

El espectrograma de la Figura 4.15 muestra varios componentes de frecuencia, cuyas componentes de mayor energía se concentran en el intervalo de, aproximadamente, 24 – 64 MHz mientras que hay dos componentes de menor energía ubicados a una frecuencia ligeramente mayor a 8 MHz y a una frecuencia cercana a 16 MHz.

Observando los espectrogramas de las Figuras 4.16 y 4.14 puede notarse que sus componentes de frecuencia son prácticamente las mismas. Por otra parte, los espectrogramas mostrados en las Figuras 4.15 y 4.16 corroborando el hecho de que la antena log – periódica híbrida en conjunto con el osciloscopio registró una señal cuyas componentes de frecuencia son menores a las mostradas en el espectro de frecuencias medido por el AE y el receptor de EMI debido a que el intervalo de medición en ambos aparatos fue 300 – 1000MHz, demostrando así que no hay componentes de frecuencia en este intervalo.

Por otra parte, el nivel de energía de las Figuras 4.15 y 4.16, es muy pequeño respecto al mostrado en los cinco espectrogramas anteriores y en el caso del espectrograma de la Figura 4.15, las componentes frecuenciales de la descarga corona se confunden con las del ruido de fondo del osciloscopio, por lo que es recomendable utilizar un amplificador para realizar mediciones utilizando una antena log – periódica híbrida.

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA DESCARGA CORONA

En lo referente al tiempo en que se presentan las componentes de frecuencia de mayor energía, en los espectrogramas obtenidos a partir de las mediciones realizadas con la sonda de corriente (en ambos laboratorios) y con la antena de aro, se presentan entre los 0.1 y los 0.2 μs con una duración de aproximadamente 0.4 μs mientras que en el caso de las antenas bicónica y log - periódica híbrida éstas se presentan entre los 0 y los 0.1 μs con una duración de entre 0.1 y 0.2 μs .

CAPÍTULO V

CONCLUSIONES

5.1 CONCLUSIONES

Los objetivos propuestos se cumplieron, cuyos desarrollos están en los capítulos III y IV, teniendo como puntos importantes las aportaciones que se describen a continuación:

Las frecuencias fundamentales de las emisiones radioeléctricas conducidas producidas por la descarga corona obtenidas a partir de las mediciones realizadas en el laboratorio de AT utilizando la jaula corona se sitúan en el intervalo de 16 – 32 MHz mientras que las emisiones radioeléctricas conducidas medidas en el laboratorio de CEM empleando la línea de transmisión a escala se sitúan a una frecuencia ligeramente menor a 8 MHz, a 16 MHz y en el intervalo de 16 – 32 MHz. En general se puede afirmar que las componentes de frecuencia de las emisiones conducidas se ubican en el intervalo de 8 – 32 MHz.

Por otra parte, en las mediciones de las emisiones radioeléctricas radiadas realizadas en el laboratorio de CEM producidas por la línea de transmisión a escala, se obtuvieron las frecuencias fundamentales mostradas en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1 Frecuencias Fundamentales de las emisiones radioeléctricas radiadas por la descarga corona en la línea de transmisión a escala.

Antena	Posición	Frecuencia y/o Intervalo de frecuencias MHz
Aro	-----	8, 16, 16 - 32
Bicónica	1	16, 16 - 64
Bicónica	2	16 - 64
Log - periódica híbrida	1	8, 16, 24 - 64
Log - periódica híbrida	2	16 - 64

Conjuntando los resultados obtenidos en los espectrogramas de las emisiones radiadas, las frecuencias fundamentales se encuentran en el intervalo de frecuencias de 8 – 64 MHz, por lo que tienen componentes de mayor frecuencia que las emisiones conducidas.

Considerando las componentes de frecuencia de las emisiones conducidas y radiadas, se concluye que la descarga corona tiene componentes de frecuencia en el intervalo de 8 – 64 MHz.

CAPÍTULO V: CONCLUSIONES

Los espectrogramas de las emisiones conducidas y radiadas de la descarga corona en la línea de transmisión a escala muestran, aunque no de una forma muy clara debido a que el eje de las frecuencias está en escala logarítmica, que la separación entre las componentes de frecuencia contiguas están separadas por un mismo intervalo de frecuencias (aproximadamente 8 MHz), como puede notarse de forma más clara en las mediciones realizadas con el AE y el receptor de EMI en conjunto con las antenas de aro y bicónica.

Al realizar las mediciones en tres distintos intervalos de frecuencia (0.1 – 30 MHz, 30 – 300 MHz y 300 – 1000 MHz) se pudo demostrar que la descarga corona es un fenómeno que produce emisiones radioeléctricas de alta frecuencia y muy alta frecuencia.

Para poder comparar las señales obtenidas con el osciloscopio y las señales obtenidas con el AE, se realizó el cálculo de la corriente corona de las emisiones radioeléctricas, arrojando en términos generales una buena concordancia en cuanto a las amplitudes registradas en ambos aparatos con respecto a las mediciones realizadas utilizando las antenas de aro y bicónica. En el caso de la antena log – periódica híbrida no hubo tal concordancia debido a que la antena registró una señal con componentes de frecuencia menores a la registrada por el AE.

Las componentes de frecuencia de mayor energía en los espectrogramas obtenidos a partir de las mediciones realizadas con la sonda de corriente (en ambos laboratorios) y con la antena de aro, se presentan entre los 0.1 y los 0.2 μs con una duración de aproximadamente 0.4 μs mientras que en el caso de las antenas bicónica y log – periódica híbrida éstas se presentan entre los 0 y los 0.1 μs con una duración de entre 0.1 y 0.2 μs .

Respecto al proceso de filtrado de las señales obtenidas con el osciloscopio empleando la TWC puede notarse que se eliminan las componentes de frecuencia que no son las fundamentales, por lo que el programa diseñado para seleccionar el filtro adecuado y empleando el criterio de selección propuesto en este trabajo, arroja resultados satisfactorios y es una herramienta de gran utilidad no solo para el análisis de la descarga corona sino para el procesamiento de señales en general.

5.2 TRABAJOS A FUTURO

Debido a que en las emisiones radiadas se tiene menos control del ambiente, uno de los puntos importantes a continuar como trabajo a futuro es el análisis de propagación de la corriente corona, el cual es un aspecto importante, ya que se conoce que la atenuación de la señal está en función de la frecuencia y es inversamente proporcional a la distancia que existe entre la fuente de corona y el receptor de las emisiones radiadas.

Realizar mediciones de descargas parciales en equipos de AT y obtener sus frecuencias fundamentales empleando el procedimiento de análisis de señales presentado en este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] Fermín Pascual Espino Cortés, Protocolo del proyecto de investigación: “*Caracterización de la Descarga Corona y Estudio de los Efectos Electromagnéticos de Líneas de Transmisión en Alta Tensión de Corriente Directa*”, Septiembre de 2015.
- [2] Fermín Pascual Espino Cortés, “*Caracterización de Descargas Corona en Corriente Directa*”, Tesis de maestría, SEPI - ESIME, IPN, Unidad Zacatenco, Ciudad de México, 1998.
- [3] Carlos Tejada Martínez, “*Análisis de la Interferencia Electromagnética por Efecto Corona en Líneas de Transmisión de Alta Tensión en C.A.*”, Tesis de maestría, SEPI - ESIME, IPN, Unidad Zacatenco, Ciudad de México, Junio 2008.
- [4] Luxing Zhao, Xiang Cui, Lie Xie, Jiayu Lu, Kun He & Yong Ju, “*Altitude Correction of Radio Interference of HVdc Transmission Lines Part II: Measured Data Analysis and Altitude Correction*”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 59, No. 1, February de 2017.
- [5] Feng Tian, Zhanqing Yu & Rong Zeng, “*Radio Interference and Audible Noise of the UHVDC Test Line under High Altitude Condition*”, *2012 Asia - Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, May 12 - 24, Singapur, Singapur.
- [6] R. M. Morris, A. R. Morse, J. P. Griffin, O. C. Norris - Elye, C. V. Thio & J. S. Goodman, “*The Corona and Radio Interference Performance of the Nelson River HVDC Transmission Lines*”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS - 98, No. 6, November/December, 1979.
- [7] Zhanqing Yu, Rong Zeng, Min Li, Lei Liu, Dawei Yang, Zheng Zhang, Bo Zhang & Feng Tian, “*Radio Interference of Ultra HVDC Transmission Lines in High Altitude Region*”, *2010 Asia - Pacific International symposium on Electromagnetic Compatibility*, April 12 - 16, 2010, Beijing, China.
- [8] Hu Xiaofeng, Liu Shanghe, Wei Ming & Wang Lei, “*Measurement and Analysis of Electromagnetic Fields Radiated by Corona Discharge*”, *2007 EMC International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, October 23 - 26, Quindao, China.
- [9] Yingyi Liu, Lijuan Zhou, Yuanqing Liu, Haiwen Yuan, Liang Ji & Qiusheng Wang, “*Analysis of the Spectrum Characteristic of Corona Current and its Relationship with Radio Interference on UHVDC Transmission Line*”, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 23, No. 6, December 2016.

REFERENCIAS

- [10] Yu Zhang, Li - Juan Liu, Jin - Song Miao, Zu - Lin Peng & Ji - Ting Ouyang, "Trichel Pulse in Negative DC Corona Discharge and Its Electromagnetic Radiation", *The Korean Institute of Electrical Engineers, Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 10, Issue 3, 2015, pp. 1174 - 1180.
- [11] Luis A Siegert, *Alta Tensión y Sis.temas de Transmisión*, Editorial Limusa S. A. de C. V., México, D. F., 2002.
- [12] M. S. Naidu, V. Kamaraju, *High Voltage Engineering*, U.S.A., McGraw - Hill, 1995, Second Edition.
- [13] N. Giao Trinh, "Partial Discharge XIX: Discharge in Air Part I: Physical Mechanisms", *IEEE Electrical Insulation Magazine*, March/April 1995 - Vol. 11, No. 2, pp. 23 - 29.
- [14] P. Sarma Maruvada, *Corona Performance of High - Voltage Transmission Lines*, England, Research Studies Press Ltd, 2000.
- [15] T. Gregory Lewis, George G. Karady, & Murray D. Sirkis, *An Analysis of the Frequency Characteristics of Corona Discharge at Low Pressure*, Phillips Laboratory, Directorate of Advanced Weapons and Survivability, Air Force Systems Command, Kirtland Air Force Base, New Mexico 87117 - 6008, July 1991.
- [16] M. Khalifa, *High - Voltage Engineering. Theory and Practice*, New York, U.S.A., Marcel Dekker Inc., 1990.
- [17] CIGRÉ Working Group B2.41, *Guide to the Conversion of Existing AC Lines to DC Operation*, CIGRÉ, May 2014.
- [18] R. G. Urban, H. C. Reader & J. P. Holtzhausen, "AC Transmission Line Corona Noise Issues in a Small Corona Cage", *IEEE Africon 2002*.
- [19] EPRI, *Transmission Line Reference Book: 345 kV and Above*, Electric Power Research Institute, Inc., Second Edition, 1987.
- [20] Yue Zhang, Shanghe Liu & Xiaofeng Hu, "Remote Detection and Recognition of Electrostatic Discharge from HVDC Transmission Lines", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 54, pp. 143 - 154, 2014.
- [21] G. C. Sibilant, N. M. Ijumba & A. C. Britten, "Studies of DC Conductor Corona in a Small Corona Cage", *IEEE Africon 2002*.

REFERENCIAS

[22] Xiao Qing Zhang, "Study on Corona Characteristics Under Nonstandard Lightning Impulses", *Springer Electrical Engineering*, 2007, 89, pp. 519 – 524, DOI 10.1007/s00202 – 006 – 0036 – 0.

[23] Rodney G. Urban, "Small Corona Cage for Wideband HVAC Radio Noise Studies: Rationale and Critical Design", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 23, No. 2, April, 2008.

[24] Disponible en el portal:

https://es.wikipedia.org/wiki/Analizador_de_espectro

[25] Disponible en el portal:

http://www.equiposylaboratorio.com/sitio/contenidos_mo.php?it=1484

[26] David Antonio Espinosa Rivera, "Análisis del Uso de Arreglos Multiconductor para Minimizar la Intensidad de Campo Eléctrico en Líneas de Transmisión", Tesis de licenciatura, IPN ESIME Zacatenco, Ciudad de México, 2013, pp. 39 – 43.

[27] Reza Shariatinasab, Mozhde Akbari & Bijan Rahmani, *Application of Wavelet Analysis in Power Systems*, Capítulo XI del libro *Advances in Wavelet Theory and Their Applications in Engineering, Physics and Technology*, INTECH, Vol. 1, 2012, pp. 221 – 244.

[28] Samir Kuoro R. & Rodrigo Musalem M., "Tutorial Introductorio a la Teoría Wavelet", Artículo presentado como trabajo de la asignatura *Técnicas Modernas en Automática*, Julio de 2002.

[29] Información disponible en el portal: <https://www.mathworks.com>

[30] J. W. Resende, M. L. R. Chaves & C. Penna, "Identification of Power Disturbances Using the MatLab Wavelet Transform Toolbox", IPST Conference, 2001.

[31] Stephanus Lucas Combrink, "Calibration of Large Rogowski Coils", Tesis de maestría, Universidad de Stellenbosch, Sudáfrica, Marzo de 2016.

[32] Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods – Part 1 – 1: Radio Disturbance and Immunity Apparatus – Measuring Apparatus, CISPR 16 – 1 – 1, Ed 3, 2010 – 01 – 01.

[33] Hidenori Sekiguchi & Tsuyoshi Funaki, "Proposal for Measurement Method of Transfer Impedance of Current Probe", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 56, No. 4, August 2014.

REFERENCIAS

[34] L.E. Martínez Santos, R. Linares y Miranda & Fermín Espino - Cortés, "Calibración de una Sonda de Corriente en el Dominio de la Frecuencia para la Medición de la Corriente Corona", *IPN SEPI ESIME XVI CNIES*, Ciudad de México, 13 - 17 de Noviembre, 2017.

[35] Jerry Servick, *Transmission Line Transformers*, Unit States of America, Noble Publishing Corporation, Fourth Edition, 2001.

[36] Manual de antena ESCO 6507 disponible en el portal: https://www.atecorp.com/ATECorp/media/pdfs/data-sheets/ETS-Lindgren-6500_Series_Manual.pdf

[37] Carl T. A. Johnk, *Teoría Electromagnética. Principios y Aplicaciones*, Editorial Limusa, México, cuarta reimpresión, 1992, pp. 326 - 332.

[38] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory. Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, United States of America, Third edition, 2005, pp. 500 - 506.

[39] Manual de usuario de la antena semilogarítmica, disponible en el portal: http://www.ahsystems.com/manuals/SAS-521-2_Operation_Manual.pdf

[40] Michel Misiti, Yves Misiti, Georges Oppenheim & Jean - Michel Poggi, "Wavelet Toolbox 4 User's Guide", The MathWorks, Inc. September 2009, pp. Disponible en el portal: [https://www.ltu.se/cms_fs/1.51590!/wavelet%20toolbox%204%20user's%20guide%20\(larger%20selection\).pdf](https://www.ltu.se/cms_fs/1.51590!/wavelet%20toolbox%204%20user's%20guide%20(larger%20selection).pdf)

[41] Michel Misiti, Yves Misiti, Georges Oppenheim & Jean - Michel Poggi, "Wavelet Toolbox. Getting Started Guide", The MathWorks, Inc. Disponible en el portal: http://files.matlabsite.com/docs/books/matlab-docs/wavelet_toolbox_wavelet_gs_r2015a.pdf

APÉNDICE I

CALIBRACIÓN DE UNA SONDA DE CORRIENTE EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

A1.1 Introducción

Como en todas las mediciones, es necesario que el equipo empleado para tal efecto se encuentre calibrado para que los resultados de las mediciones sean confiables.

Tradicionalmente, las sondas de corriente se calibran realizando mediciones y comparándolas con realizadas con una sonda patrón; sin embargo, este tipo de calibración no ofrece información sobre la respuesta en frecuencia de la sonda, información necesaria para medir pulsos de corriente corona [31].

Dichas sondas operan en un ancho de banda determinado, el cual es dado al usuario en manuales o en hojas de datos, además de dicho dato, el factor de transductor k o la impedancia de transferencia Z_t deben ser proporcionados para poder conocer las relaciones de tensión - corriente $\frac{V}{A}$ para cada frecuencia del ancho de banda. Sin embargo en muchas ocasiones este tipo de dato no es proporcionado por lo que se requiere caracterizar la sonda de corriente antes de realizar las mediciones.

Un método de calibración poco conocido se emplea para caracterizar de forma más completa este tipo de dispositivos, este método es conocido como calibración en el dominio de la frecuencia. Para calibrar una sonda de corriente en el dominio de la frecuencia se necesitan los siguientes elementos, según lo marca el estándar IEC - CISPR 16 1 - 1:

- Un dispositivo de calibración, cuyas dimensiones forman una línea de transmisión acoplada.
- Un generador de radiofrecuencia (RF), un analizador de redes vectoriales (ARV) o en su defecto un AE con su respectivo equipo de prueba de transmisión/reflexión. Dichos aparatos deben estar previamente calibrados.
- Una carga de 50Ω .

El diagrama esquemático del circuito empleado para la calibración de una sonda de corriente, dado por el IEC CISPR 16 - 1 - 1, se muestra a continuación:

APÉNDICE I: CALIBRACIÓN DE UNA SONDA DE CORRIENTE EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

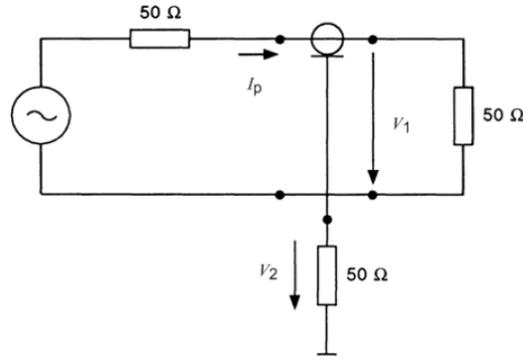


Figura A1.1. Diagrama esquemático del circuito empleado para la calibración de una sonda de corriente. Modificada de [32]

Como se observa en la imagen, el generador se conecta a la entrada del dispositivo de calibración por medio de un cable coaxial de 50 Ω y a la salida del dispositivo de calibración se conecta la carga de 50 Ω. La sonda de corriente se inserta al polo positivo del dispositivo de calibración y la salida de la sonda se conecta al ARV o al AE para la medición del coeficiente de transmisión S_{21} , para tal medición, se hace un barrido en frecuencia ya que la respuesta de la sonda varía con la frecuencia.

Para obtener la curva característica de k , primero se debe obtener el valor de Z_t de la sonda de corriente. El valor de dicha impedancia se obtiene de la siguiente expresión:

$$Z_t = 50 \frac{S_{21}}{1 - S_{11}} \dots \dots \dots (A1.1)$$

La ecuación anterior implica conocer el coeficientes de reflexión S_{11} y el S_{21} . El valor del S_{21} es el medido por la sonda mientras que el valor del S_{11} se determina a partir del ajuste del dispositivo de medición considerando únicamente al dispositivo de calibración, esto con el propósito de tener una referencia de las condiciones del circuito empleado para las mediciones del S_{21} utilizando la sonda.

La Figura A1.2 muestra la curva de k dada por la CISPR 16 - 1 - 1.

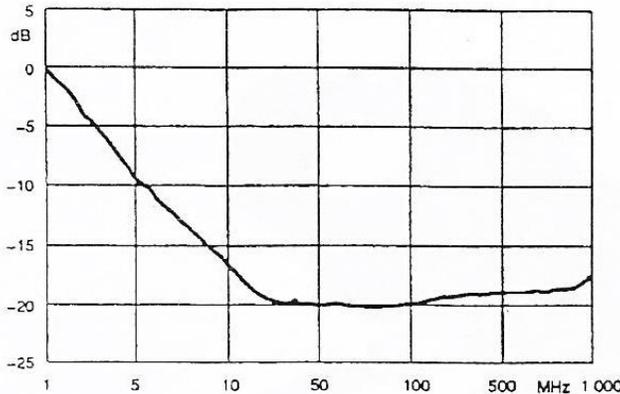


Figura A1.2. Factor k de la sonda de corriente como función de la frecuencia. Tomada de [32]

La ecuación que relaciona Z_t con k es la siguiente:

$$k \left(dB_{\frac{1}{\Omega}} \right) = 20 \log \left(\frac{1}{Z_t} \right) \dots \dots \dots (A1.2)$$

En la Figura A1.2 puede notarse que la curva tiene una respuesta decreciente y una respuesta plana, poniendo de manifiesto la dependencia frecuencial de Z_t , sin embargo, la sonda bajo calibración tiene una respuesta plana en su ancho de banda.

A pesar de que la norma CISPR 16 - 1 - 1 establece la metodología para la calibración de las sondas de corriente, no menciona nada respecto al grado de acoplamiento del dispositivo de calibración. La norma ISO 11452 - 4 establece una relación de onda estacionaria de tensión (ROEV) del dispositivo de calibración menor a 1.2, sin embargo, esta norma no especifica una metodología para calibrar sondas de corriente que incluyan el uso simultáneo de un ARV/AE y el dispositivo de calibración [33].

Ante tales circunstancias en [33] se propuso un método para determinar Z_t a partir de las mediciones del S_{21} , el cual, a decir de sus autores, es altamente confiable y reproducible. Este método es similar al dado por la CISPR con la diferencia de que no se realizan las mediciones del S_{11} sino que en su lugar se toman en cuenta los valores del S_{21} del proceso de ajuste del aparato de medición, denominándolo como S'_{21} . La ecuación para determinar el valor de Z_t de la sonda de corriente, bajo esta metodología, es:

$$Z_t = 50 \frac{S'_{21}}{S_{21}} \dots \dots \dots (A1.3)$$

Mientras que la ecuación para determinar k permanece igual.

A1.2 Calibración de la sonda de corriente CT - E5.0 Bergoz

La sonda de corriente utilizada fue la CT - E5.0 de la marca Bergoz, cuyo ancho de banda es 0.5 Hz - 500 MHz. La sonda se muestra en la Figura A1.3.



Figura A1.3. Sonda de corriente CT- E5.0 de la marca Bergoz. Tomada de [34]

Desafortunadamente, el fabricante no ofrece información relacionada con el factor de transductor pero si sobre Z_t expresada como una relación de salida de $\frac{V}{A}$. Dicha información se muestra en la Tabla A1.1.

Tabla A1.1 Relaciones de salida de la sonda de corriente. Tomada de [34]

Impedancia de entrada	Relación de salida $\left(\frac{V}{A}\right)$
1 M Ω	5
50 Ω	2.5

Para la calibración se tomó un valor de impedancia de entrada Z_{in} de 50 Ω y por lo tanto una Z_t de 2.5 Ω .

El equipo empleado para la calibración fue el Analizador de Redes/Espectro modelo 4195A de la marca HP, con un ancho de banda de 10 Hz a 500 MHz; un equipo de prueba de transmisión/reflexión con un ancho de banda de 100 kHz a 500 MHz; y un dispositivo de calibración compuesto por dos cables calibre 16 AWG.

A continuación se muestran los equipos empleados.



Figura A1.4. Analizador de Redes/Espectro HP modelo 4195A.



Figura A1.5. Equipo de prueba de Transmisión/Reflexión.



Figura A1.6. Dispositivo de calibración.

Para determinar qué método de calibración ofrece mejores resultados, la calibración de la sonda se realizó por ambos métodos. Antes de realizar la calibración como lo establece el estándar CISPR 16 - 1 - 1, el AE fue ajustado, obteniendo los valores del S_{11} y S'_{21} .

Las Figuras A1.7 y A1.8 muestran el montaje experimental para el ajuste del AE.

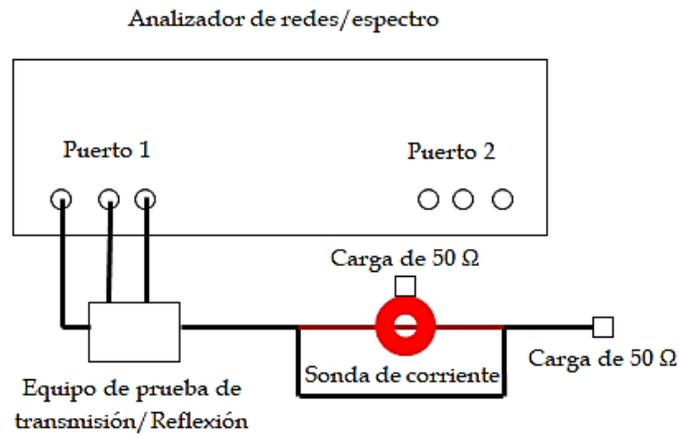


Figura A1.7. Medición del parámetro S_{11} (ajuste del AE). Tomada de [34]

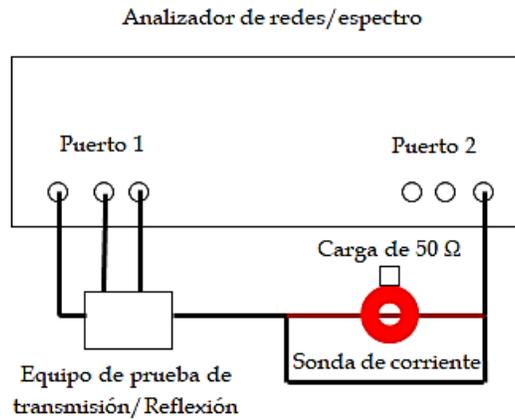


Figura A1.8. Medición del parámetro S'_{21} (ajuste del AE). Tomada de [34]

En ambas metodologías, para determinar el valor de Z_t es necesario el medir el S_{21} de la sonda de corriente. La Figura A1.9 muestra el montaje experimental para tal propósito.

APÉNDICE I: CALIBRACIÓN DE UNA SONDA DE CORRIENTE EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

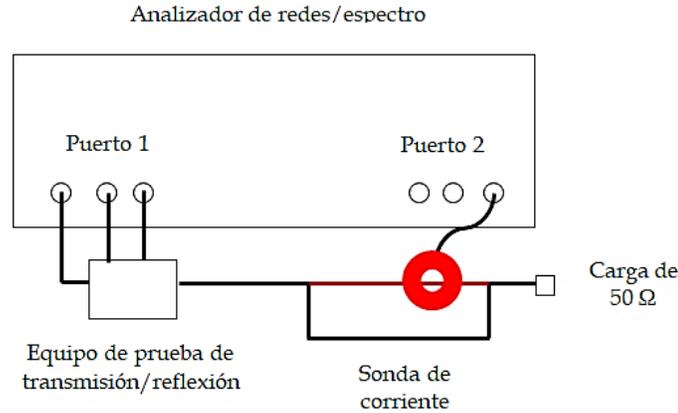


Figura A1.9. Medición del parámetro S_{21} . Tomada de [34]

Una vez realizadas las mediciones, con ayuda del software MatLab se obtuvieron los valores de Z_t y la gráfica de k para cada metodología. La Figura A.10 muestra la gráfica de k para cada metodología así como la gráfica de la respuesta teórica de la sonda. Cabe señalar que al asignar el valor de 2.5Ω a Z_t en la ecuación A1.2, el valor de k es -7.9588 dB en el intervalo de frecuencias de $0.1 - 500$ MHz.

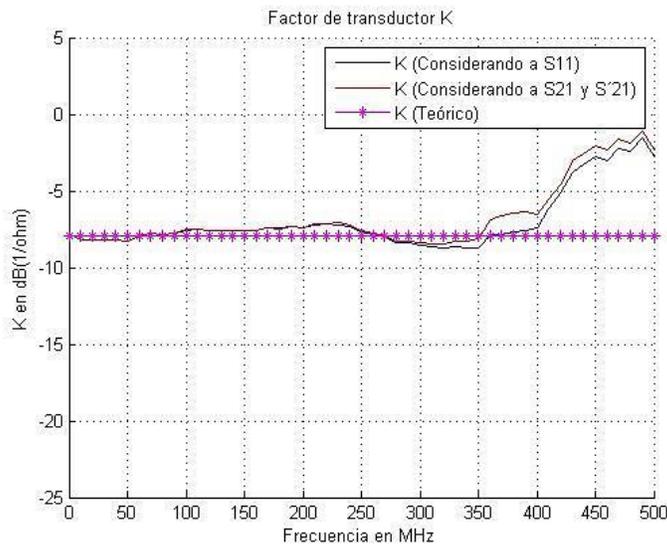


Figura A1.10. Comparación de las gráficas del factor de transductor en el intervalo de frecuencias de $0.1 - 500$ MHz. Tomada de [34]

Como podemos observar en la Figura A1.10., las gráficas de k empleando ambas metodologías prácticamente tienen el mismo comportamiento hasta alrededor de los 300 MHz, sin embargo, en el intervalo de $300 - 350$ MHz el método que considera al s_{21} y al s'_{21} , la gráfica se mantiene más cerca de valor teórico que la gráfica que considera al s_{11} y al s_{21} . En contraste, en el intervalo de frecuencia de $350 - 400$ MHz, la gráfica que considera al s_{11} y al s_{21} se mantiene más cercana a la respuesta teórica. Lo que es un hecho es que para frecuencias comprendidas entre

APÉNDICE I: CALIBRACIÓN DE UNA SONDA DE CORRIENTE EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

400 y 500 MHz, la respuesta obtenida por ambos métodos dista mucho de la respuesta teórica esperada. La explicación a este hecho es que en frecuencias altas, el dispositivo de calibración se encuentra desacoplado [34].

El hecho de que hubiese un desacoplamiento en el intervalo de frecuencia de 400 – 500 MHz, dejó la posibilidad de realizar otra calibración de la sonda de corriente empleando un dispositivo de calibración acoplado para mejorar la respuesta de la sonda en altas frecuencias. Por lo que se construyó un dispositivo de calibración basado en una línea de transmisión con una impedancia característica Z_0 de 200 Ω , constituida por un par de conductores paralelos (ver Figura A1.11).



Figura A1.11. Dispositivo de calibración basado en una línea de transmisión.

Para evitar un desacoplamiento entre el nuevo dispositivo de calibración, la impedancia de los cables coaxiales y la Z_0 del AE, se construyeron un par de Baluns basados en la configuración de Guanella con una relación 1:4, dichos Baluns se colocaron en los extremos del dispositivo de calibración como lo muestra la Figura A1.12. En el Apéndice II se puede consultar la información referente al diseño de baluns.



Figura A1.12. Baluns conectados en los extremos del dispositivo de calibración.

En la nueva calibración, se realizaron las mediciones descritas anteriormente empleando ambas metodologías.

APÉNDICE I: CALIBRACIÓN DE UNA SONDA DE CORRIENTE EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Nuevamente los datos obtenidos procesaron con la ayuda de MatLab, obteniéndose las siguientes gráficas de k .

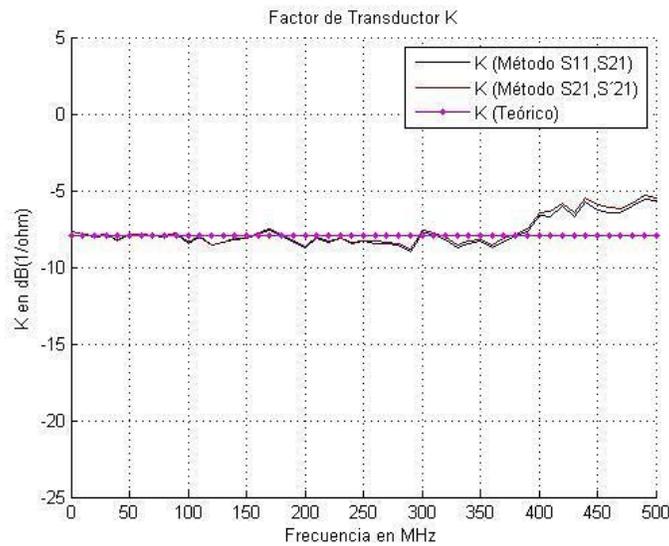


Figura A1.13 Comparación de las gráficas de k en el intervalo de frecuencias de 0.1 - 500 MHz empleando los Baluns.

Como puede observarse, la respuesta de la sonda en alta frecuencia mejoro de forma sustancial, aunque en frecuencias más bajas no se comporta tan bien como en la anterior calibración, sin embargo, en términos generales la respuesta es similar a la respuesta teórica de la sonda para el intervalo de frecuencia de 0.1 - 500 MHz.

APÉNDICE II

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BALUN

A2.1 Introducción

Existen dos métodos básicos para construir transformadores de acoplamiento de impedancia de banda ancha. Uno emplea el transformador convencional que transmite la energía al circuito de salida por medio de enlaces de flujo; el otro utiliza transformadores de línea de transmisión para transmitir la energía por medio de un modo de línea de transmisión transversal [35].

Los transformadores de línea de transmisión exhiben un ancho de banda mayor y una eficiencia mayor comparado con los transformadores convencionales. La respuesta del transformador está limitada por las desviaciones del valor de la impedancia característica de la línea de transmisión de su valor óptimo [35].

En 1944, Guanella propuso el concepto de línea de transmisión devanada en aplicaciones de acoplamiento balanceado – desbalanceado (Balun). Combinando líneas de transmisión devanadas en arreglos serie paralelo, fue capaz de demostrar que los Baluns de banda ancha con relaciones $1:n_l^2$ eran posibles de construir.

Existe otro tipo de Balun, el propuesto por Ruthroff, sin embargo, este apartado sólo tratará sobre el Balun de Guanella con una relación 1: 4.

A2.2 El Balun de Guanella

La Figura A2.1 muestra un esquema del transformador con relación 1 : 4 propuesto por Guanella, se observa que dos líneas de transmisión se conectan en paralelo en el lado de baja impedancia y éstas se conectan en serie en el lado de alta impedancia.

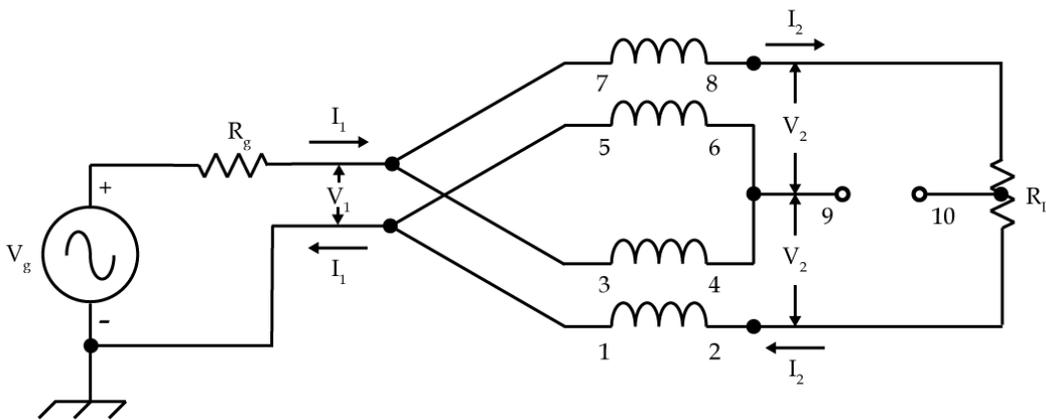


Figura A2.1. Transformador de Guanella con relación 1 : 4. Modificado de [35]

El comportamiento en alta frecuencia está determinado, por la optimización de la impedancia característica Z_0 de la línea de transmisión. Por simetría, cada línea de transmisión ve la mitad de la impedancia de carga Z_L , por lo tanto, para una respuesta máxima en alta frecuencia, el valor óptimo de Z_0 es:

$$Z_0 = \frac{Z_L}{2} \dots \dots \dots (A2.1)$$

Sin algún otro efecto parásito que no fuese absorbido en Z_0 , este transformador produce una transformación independiente de la frecuencia (como lo estableció Guanella en su artículo). Considerando dos líneas de transmisión (como en la Figura A2.1), la impedancia de entrada Z_{in} en el lado de baja está dada por la siguiente expresión:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2} \left[\frac{\frac{Z_L}{2} + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + j\frac{Z_L}{2} \tan(\beta l)} \right], \dots \dots \dots (A2.2)$$

donde

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda};$$

λ : Longitud de onda.

Con el valor óptimo de Z_0 en la ecuación A2.1, para una carga resistiva R_L , A2.2 se reduce a:

$$Z_{in} = \frac{R_L}{4} \dots \dots \dots (A2.3)$$

Con más de dos líneas de transmisión se puede mostrar que la ecuación A2.3 se convierte en:

$$Z_{in} = \frac{R_L}{n_l^2} \dots \dots \dots (A2.4)$$

La respuesta de éstos transformadores en baja frecuencia puede diferir dependiendo en donde se realizan las conexiones a tierra y de la cantidad de núcleos usados.

Si se utiliza un sólo toroide como núcleo, la inductancia de magnetización L_M se calcula con la siguiente expresión:

$$L_M = 0.4 \times \pi \times N_p^2 \times \mu_r \times \left(\frac{A_e}{l_e} \right) \times 10^8, \dots \dots \dots (A2.5)$$

donde

N_p : Número de vueltas en el devanado primario;

μ_r : Permeabilidad relativa del núcleo;

A_e : Área efectiva de la sección transversal del núcleo;

l_e : Longitud promedio de la trayectoria magnética del núcleo.

Haciendo que el diámetro exterior del toroide sea tan pequeño como se permite en la práctica, manteniendo la misma área de sección transversal, se logra una mejora sustancial en el ancho de banda del Balun. Con pequeños toroides, la longitud de la línea de transmisión es más corta y L_M es más grande. Utilizando núcleos de alta permeabilidad se logra una mejora en la respuesta del Balun en bajas frecuencias [35].

Si el transformador se construye con un sólo núcleo y sus devanados están en la misma dirección, como para ser sumados en serie, se logra un acoplamiento del 100% por lo que la inductancia de magnetización es mayor por un factor de dos veces si se le compara con un transformador formado por dos núcleos [35].

Considerando la siguiente definición de potencia disponible:

$$P_a = \frac{V_g^2}{4R_g} , \dots \dots \dots (A2.6)$$

donde

P_a : Potencia disponible;

V_g : Tensión en el lado de baja impedancia;

R_g : Resistencia del lado de baja impedancia.

La ecuación para el rendimiento en baja frecuencia puede escribirse como:

$$\frac{P_a}{P_o} = \frac{R_g^2 + 4X_M^2}{4X_M^2} , \dots \dots \dots (A2.7)$$

donde

P_o : Potencia de salida del transformador;

X_M : Reactancia de magnetización.

Asumiendo unas pérdidas del 10% en baja frecuencia, la X_M puede calcularse con la siguiente expresión:

$$X_M = \frac{3}{2} R_g \dots \dots \dots (A2.8)$$

X_M también se obtiene con la siguiente ecuación:

$$X_M = 2 \times \pi \times f_l \times L_M , \dots \dots \dots (A2.9)$$

donde

f_l : Frecuencia mínima de operación del Balun.

El número de vueltas del devanado primario se obtiene con la siguiente expresión:

$$N_p = \sqrt{\frac{2 \times Z_g \times 10^7}{f_l \times \mu_r \times \left(\frac{A_e}{l_e}\right)}} , \dots \dots \dots (A2.10)$$

donde

Z_g : Impedancia del lado de baja impedancia.

A2.3 Construcción de un Balun de banda ancha

Como se mencionó en el Apéndice I, el diseño y construcción de un par de acopladores de banda ancha respondió a la necesidad de mejorar la respuesta en alta frecuencia de la sonda de corriente CT - E5.0 durante su calibración.

Los acopladores seleccionados fueron Baluns con relación 1:4 basados en el modelo de Guanella.

La función de los Baluns es acoplar los extremos del dispositivo de calibración, el cual es una línea de transmisión con una Z_0 de 200 Ω , a la entrada del equipo de Reflexión/Transmisión conectado al AE (con una $Z_{in} = 50\Omega$) y a una carga de 50 Ω ; de ahí la razón del diseño de acopladores con relación 1: 4.

Para el diseño de los Baluns, se consideró que dos las líneas de transmisión conformaran el acoplador, enrolladas sobre un núcleo de ferrita de alta permeabilidad (850). La Z_0 de cada línea de transmisión, considerando la ecuación A2.1, tendría que ser 100 Ω en todo el ancho de banda de los acopladores.

Para poder determinar el número de vueltas de los Baluns, se realizaron cálculos de N_p para diferentes núcleos, con diferente circunferencia y sección transversal pero manteniendo la misma permeabilidad de 850.

La siguiente tabla muestra las características y el resultado de los cálculos de N_p , L_M , H_M y de la relación potencia disponible - potencia de salida $\frac{P_d}{P_s}$ para diferentes núcleos.

APÉNDICE II: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BALUN

Tabla A2.1 Características y resultados de los cálculos para diferentes núcleos.

Modelo	Diámetro Externo (cm)	Diámetro interno (cm)	Altura (cm)	Área (cm ²)	l_c (cm)	$\left(\frac{A}{l_c}\right)$	* N_p	L_M (μH)	X_M (Ω)	$\frac{P_d}{P_s}$
28B0686 - 000	1.742	0.952	0.635	0.251	4.232	0.059	6	22.792	71.630	1.122
28B0825 - 000	2.095	1.321	0.635	0.246	5.366	0.046	7	23.970	75.304	1.110
28B0870 - 000	2.210	1.372	0.635	0.266	5.626	0.047	7	24.750	77.753	1.103
28B0999 - 000	2.540	1.549	1.270	0.630	6.423	0.098	5	26.162	82.192	1.092
28B1142 - 100	2.901	1.900	1.384	0.693	7.541	0.092	5	24.527	77.056	1.105
28B1225 - 100	3.112	1.905	0.792	0.478	7.881	0.061	6	23.322	73.270	1.116
28B1417 - 200	3.600	2.300	1.270	0.825	9.268	0.090	5	23.785	74.724	1.111

*Muestra el valor redondeado del valor calculado, el criterio es el siguiente:

- Valores fraccionarios ≤ 0.5 , se redondean al valor entero próximo menor
- Valores fraccionarios > 0.5 , se redondean al valor entero próximo superior

En la Tabla anterior se resalta en color rojo las características que tuvieron los Baluns que se construyeron, los cuales se muestran en la Figura A2.2.



Figura A2.2 Baluns contruidos para la calibración de la sonda de corriente CT - E5.0.

APÉNDICE III

CÁLCULO DE LA CORRIENTE CORONA DE LAS EMISIONES RADIADAS

A3.1 Introducción

En este Apéndice se describe las ecuaciones empleadas para el cálculo de la corriente corona que genera emisiones electromagnéticas que son detectadas por una antena. El cálculo se realiza en función del tiempo y de la frecuencia. Para el caso de la función del tiempo se utilizó un osciloscopio y para el caso de la frecuencia se utilizó un AE; las antenas utilizadas fueron una antena de aro, una antena bicónica y una antena log - periódica híbrida.

A3.2 Ecuaciones generales

Aunque la forma de calcular la corriente corona es distinta para cada antena, existen relaciones que son aplicables a cualquier antena y que serán utilizadas en este apartado, dichas relaciones se muestran a continuación:

$$AF = 20 \log_{10} \left(\frac{E_r}{V_r} \right) , \dots \dots \dots (A3.1)$$

$$AF_H = 20 \log_{10} \left(\frac{H_r}{V_r} \right) , \dots \dots \dots (A3.2)$$

$$P_{r(mW)} = 1mW \times 10^{\frac{P_r(dBm)}{10}} , \dots \dots \dots (A3.3)$$

$$P_r = \frac{P_{r(mW)}}{1mW} , \dots \dots \dots (A3.4)$$

$$Z_{in} = Z_0 = 50\Omega , \dots \dots \dots (A3.5)$$

$$\eta = 120\pi \Omega , \dots \dots \dots (A3.6)$$

$$G = 10^{\frac{G_{dB_i}}{10}} , \dots \dots \dots (A3.7)$$

donde

AF : Factor de antena;

E_r : Intensidad de campo eléctrico en la antena receptora;

V_r : Tensión inducida en la antena receptora;

AF_H : Factor de antena magnético;

H_r : Intensidad de campo magnético en la antena receptora;
 $P_{r(mW)}$: Potencia en la antena receptora;
 $P_{r(dB_m)}$: Potencia en la antena receptora;
 Z_{in} : Impedancia de entrada;
 Z_0 : Impedancia característica;
 η : Impedancia intrínseca del espacio libre;
 G : Ganancia numérica;
 G_{dB_i} : Ganancia isotrópica.

A3.3 Corriente inducida en una antena de aro

A continuación se muestran las ecuaciones empleadas para el cálculo de la intensidad de campo magnético en la antena receptora H_r para cada una de sus posiciones. Dichas ecuaciones fueron tomadas de [36] y sus simplificaciones tomadas de [37].

$$H_{r_pos_1} = \frac{I_{r_pos_1} \times r^2}{2(d^2 + r^2)^3}, \dots \dots \dots (A3.8)$$

$$H_{r_pos_2} = \frac{I_{r_pos_2} \times r^2}{4d^3}, \dots \dots \dots (A3.9)$$

donde

$H_{r_pos_1}$: Intensidad de campo magnético en la posición 1 de la antena receptora;
 $H_{r_pos_2}$: Intensidad de campo magnético en la posición 2 de la antena receptora;
 $I_{r_pos_1}$: Corriente eléctrica que circula por la antena receptora en la posición 1;
 $I_{r_pos_2}$: Corriente eléctrica que circula por la antena receptora en la posición 2;
 r : Radio de la antena de aro;
 d : Distancia entre la antena receptora y la línea de transmisión a escala.

Partiendo de las ecuaciones dadas anteriormente y siguiendo el enfoque basado en la tensión medida con un osciloscopio, despejando a H_r de la ecuación A3.2, igualando este resultado con las ecuaciones A3.8 y A3.9, y tras despejar la corriente en la antena receptora I_r , se obtienen las siguientes ecuaciones para calcular la corriente eléctrica en cada posición de la antena.

$$I_{r_pos_1} = \frac{2(d^2 + r^2)^3 \times 10^{\frac{AF_H}{20}} \times V_r}{r^2} \dots \dots \dots (A3.10)$$

$$I_{r_pos_2} = \frac{4d^3 \times 10^{\frac{AF_H}{20}} \times V_r}{r^2} \dots \dots \dots (A3.11)$$

Para calcular la corriente en la antena, considerando el enfoque basado en las mediciones de potencia con el AE, primero se convirtió la potencia medida en dB_m

a W utilizando las ecuaciones A3.3 y A3.4. El siguiente paso fue el considerar que la potencia en la antena receptora es:

$$P_r = \frac{V_r^2}{Z_{in}} , \dots \dots \dots (A3.12)$$

donde

P_r : Potencia en la antena receptora.

Despejando la tensión en la antena receptora V_r de la ecuación anterior y además sustituyendo A3.5 en ella, se obtiene la siguiente expresión:

$$V_r = \sqrt{P_r \times 50} = \sqrt{P_r} \times \sqrt{50} \dots \dots \dots (A3.13)$$

Finalmente, sustituyendo a A3.13 en A3.10 y en A3.11 se obtienen las siguientes ecuaciones para calcular la corriente en cada posición de la antena:

$$I_{r_pos_1} = \frac{2(d^2 + r^2)^3 \times 10^{\frac{AF_H}{20}} \times \sqrt{P_r} \times \sqrt{50}}{r^2} \dots \dots \dots (A3.14)$$

$$I_{r_pos_2} = \frac{4d^3 \times 10^{\frac{AF_H}{20}} \times \sqrt{P_r} \times \sqrt{50}}{r^2} \dots \dots \dots (A3.15)$$

A3.4 Corriente inducida en una antena bicónica

Para calcular la corriente eléctrica que circula por la antena bicónica se emplearon las ecuaciones dadas en [38] para el caso de una antena bicónica de longitud infinita. A continuación se muestran los despejes de las ecuaciones generales para este caso dadas en [38], considerando solamente su módulo.

$$V_r = 2\eta H_0 \ln \left| \cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right| , \dots \dots \dots (A3.16)$$

$$I_r = 2\pi H_0 , \dots \dots \dots (A3.17)$$

$$P_r = 2\pi\eta H_0^2 \ln \left| \cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right| , \dots \dots \dots (A3.18)$$

$$Z_{in} = Z_0 = 120 \ln \left| \cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right| , \dots \dots \dots (A3.19)$$

donde

H_0 : Es el módulo de la solución de la ecuación diferencial de la Intensidad de campo magnético para una antena bicónica (en $\frac{A}{m}$).

Adicionalmente, podemos obtener el valor numérico de la variable $\ln \left| \cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right|$, asumiendo que la ecuación A3.19 es igual al valor de la ecuación A3.5, obteniéndose como resultado la siguiente expresión:

$$\ln \left| \cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right| = \frac{50}{120} \dots \dots \dots (A3.20)$$

Dicha variable se tomará en cuenta para las posteriores sustituciones. Como en el caso anterior, primero se obtendrá las ecuaciones de corriente considerando las mediciones realizadas con el osciloscopio, bajo esta premisa, sustituyendo A3.6 y A3.20 en A3.16 y despejando a H_0 se obtiene la siguiente expresión:

$$H_0 = \frac{V_r}{10\pi} \dots \dots \dots (A3.21)$$

Finalmente, la expresión que se utiliza para calcular la corriente eléctrica en la antena para ambas posiciones, se obtiene al sustituir A3.21 en A3.17, se muestra a continuación:

$$I_r = \frac{V_r}{5} \dots \dots \dots (A3.22)$$

Para obtener la ecuación de la corriente eléctrica siguiendo el segundo enfoque, partiendo de la ecuación A3.18, se sustituyen en ella las ecuaciones A3.6 y A3.20. Después de una serie de simplificaciones, se despeja a H_0 y se obtiene la siguiente ecuación:

$$H_0 = \frac{\sqrt{P_r}}{10\pi} \dots \dots \dots (A3.23)$$

Sustituyendo la ecuación A3.23 en la ecuación A3.17, se obtiene la ecuación para calcular la corriente eléctrica en ambas posiciones de la antena considerando la potencia medida con el AE. Dicha ecuación es la siguiente:

$$I_r = \frac{\sqrt{P_r}}{5} \dots \dots \dots (A3.24)$$

A3.5 Corriente inducida en una antena log - periódica híbrida

Para este caso, debido a su complejidad, en [39] se muestra una ecuación con la cual se puede obtener el valor aproximado de E_r , ecuación que sirvió como punto de partida para obtener la ecuación de corriente considerando la potencia medida con el AE, sin embargo, para seguir con el orden respecto a los enfoques

considerados, se dará en primer lugar la expresión para calcular la corriente eléctrica empleando la tensión medida con el osciloscopio.

La ecuación es muy sencilla, sin embargo también es una aproximación y está basada en la ley de Ohm, por lo que, la corriente eléctrica para ambas posiciones de la antena se obtiene con la siguiente expresión:

$$I_r = \frac{V_r}{Z_{in}} = \frac{V_r}{50} \dots \dots \dots (A3.25)$$

En la ecuación anterior, se sustituyó el valor de A3.5 en la ley de Ohm.

Ahora, considerando el enfoque del cálculo de la corriente eléctrica en la antena a partir de la potencia medida con el AE, se parte de lo siguiente:

$$E_r = \frac{\sqrt{30P_r G}}{d} \dots \dots \dots (A3.26)$$

Para poder utilizar la ecuación anterior, la ganancia de la antena dada en la curva de [39] está en valores de dB_i por lo que es necesario convertir dicha ganancia a valor numérico empleando A3.7. Siguiendo con el desarrollo de la ecuación de corriente eléctrica, al despejar E_r de A3.1 se obtiene la siguiente expresión:

$$E_r = V_r \times 10^{\frac{AF}{20}} \dots \dots \dots (A3.27)$$

Igualando a A3.26 con A3.27 y despejando a V_r , se obtiene la siguiente expresión:

$$V_r = \frac{\sqrt{30P_r G}}{d \times 10^{\frac{AF}{20}}} \dots \dots \dots (A3.28)$$

Finalmente, sustituyendo esta expresión para V_r en la ecuación A3.25, se obtiene la ecuación de la corriente eléctrica ara ambas posiciones de la antena en función de la potencia, la cual se da a continuación:

$$I_r = \frac{\sqrt{30P_r G}}{50 \times d \times 10^{\frac{AF}{20}}} \dots \dots \dots (A3.29)$$

APÉNDICE IV

TRANSFORMADA WAVELET PARA EL ANÁLISIS DE SEÑALES

A4.1 Introducción al análisis wavelet

La transformada de Fourier es una herramienta matemática que transforma una señal en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Sin embargo, en este proceso se pierde la información referente al tiempo, resultando imposible determinar cuándo ocurre un determinado evento o cuándo está presente una determinada frecuencia [40].

En 1946 Denis Gabor adaptó la transformada de Fourier para poder analizar una pequeña sección de la señal en un determinado tiempo mediante una ventana. Esta adaptación es conocida como la transformada Fourier de tiempo corto (TFTC), la cual lleva una señal del plano del tiempo al plano bidimensional de tiempo y frecuencia, brindando información acerca de cuándo y a qué frecuencia de una señal ocurre determinado evento, con una precisión limitada por el tamaño de la ventana, la cual es la misma para todas las frecuencias [28].

Ante tal situación, la herramienta matemática que no tiene la limitante de la TFTC es la transformada wavelet (TW). Una wavelet es una forma de onda que tiende a ser irregular y asimétrica cuya duración está limitada; tiene un valor promedio de cero y una norma diferente de cero [41].

La TW es una técnica que emplea ventanas con regiones de tamaño variable, permitiendo el uso de intervalos grandes de tiempo en segmentos donde se requiere mayor precisión en baja frecuencia y regiones más pequeñas donde se requiere información en alta frecuencia [28].

A4.2 Transformada wavelet continua (TWC)

Antes de iniciar el análisis, se debe elegir una wavelet madre, quién será el prototipo para todas las ventanas que se empleen en el proceso. Existe una gran variedad de familias de funciones wavelets, entre ellas se encuentran la Haar, Daubechies, Biorotogonal, Coiflets, Symlets, Morlet, Sombrero mexicano, Meyer, entre otras [28].

Los pasos a seguir para determinar la TWC de una señal son:

1. Determinar un valor de escala s (por ejemplo $s = 1$) para la señal wavelet, ubicándola al comienzo de la señal a analizar (en $t = 0$). Luego se multiplican entre sí ambas señales y el resultado se integra sobre todo intervalo de tiempo. El resultado de dicha integral se multiplica por el inverso de la raíz cuadrada de s , con la finalidad de normalizar la energía y obtener una función transformada con la misma energía a cualquier escala. El resultado indica cuán correlacionada está la wavelet con el segmento de la señal original y dependerá de la elección de la función wavelet [28].
2. La función wavelet se traslada en tiempo en τ , y se repite el procedimiento descrito en el paso 1 hasta llegar al final de la señal a analizar [28].
3. Se varía el valor de s y se vuelven a realizar los pasos 1 y 2 hasta haber barrido todo el intervalo de frecuencias que se desea analizar. Cada cálculo para determinado valor de s llena la correspondiente fila de datos del plano tiempo – escala [28].

Cuando se haya completado el cálculo para todos los valores de s , se habrá obtenido la TWC de la señal. En general, en el análisis wavelet se divide una señal en versiones desplazadas y escaladas de la wavelet madre. [28]

La función `cwt` de MatLab permite obtener un gráfico en la cual el eje x representa el tiempo, el eje y representa la frecuencia (o el inverso de la escala), y el color para cada punto $x - y$ representa el valor absoluto de la TWC. Este tipo de gráfico es conocido como escalograma cuando el eje y representa la escala y como espectrograma cuando representa la frecuencia. Cabe resaltar que la función `cwt` también es aplicable a muestras de señales [29].

A4.3 Transformada wavelet discreta (TWD)

Se emplea para realizar la TW de una serie de datos numéricos. Se basa en una serie de banco de filtros que permiten obtener una WT en forma instantánea a partir de los datos de interés. Las siguientes subsecciones abordan los conceptos relacionados con la TWD [28].

A4.3.1 Filtros de un nivel

En la mayoría de las señales, las componentes de baja frecuencia le otorgan a la señal la mayor parte de su información mientras que las de alta frecuencia incorporaran características más particulares. Por este motivo, las componentes de una señal se subdividen en dos categorías: componentes o coeficientes de aproximación (baja frecuencia) y componentes de detalle (alta frecuencia)

Posteriormente, estas dos se separan a través de filtros. Lo anterior queda ejemplificado en el diagrama de la Figura A4.1 [28].

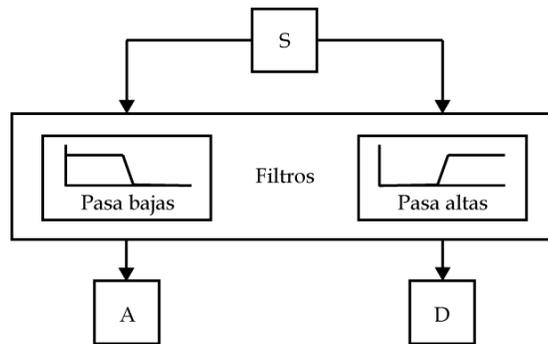


Figura A4.1 Diagrama de la descomposición de señales. Modificada de [28]

Donde S es la señal que se desea analizar, A la salida del filtro pasa - bajas y D la salida del filtro pasa - altas. Los filtros son complementarios, es decir, $A + D = S$. Para evitar que se aumenten al doble el número de datos originales, se utiliza el método de submuestreo mediante el cual se guarda la mitad de los puntos (A, D), sin perder información de la señal S . La idea se ilustra en la Figura A4.1 [28].

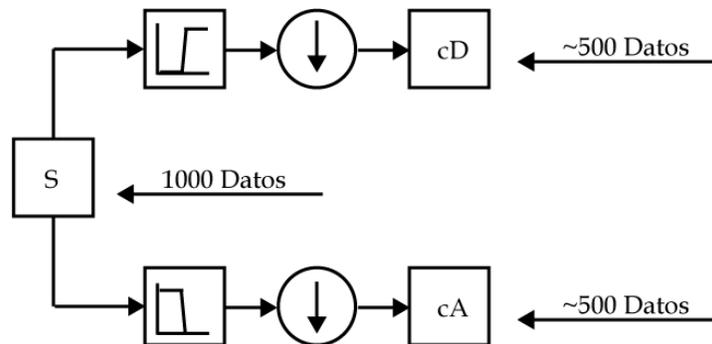


Figura A4.2 Diagrama de descomposición de señales. Modificada de [28]

Los círculos con flechas representan la eliminación de datos o submuestreo. cD y cA son los nuevos coeficientes obtenidos de la etapa de filtrado. Al tener cD y cA , en conjunto, se tiene la misma cantidad de datos que las de la señal original S , y se ha mantenido la información necesaria. En la Figura A4.2 se ejemplifica la idea para una señal S de 1000 datos, obteniéndose en la salida dos series de aproximadamente 500 datos cada una. La idea de aproximado, se debe a que durante el proceso de filtrado pueden introducirse muestras adicionales [28].

A4.3.2 Filtros multinivel

Para señales de mayor complejidad es necesaria una descomposición de más de un nivel para poder separar las características y analizarlas independientemente. Iterando el proceso de filtrado hasta el nivel de precisión que se desee, se da origen a una descomposición multinivel, idea expuesta en la Figura A4.3 [28].

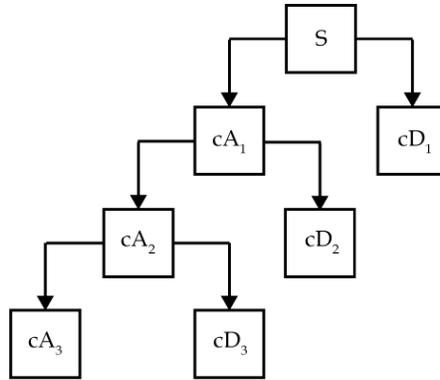


Figura A4.3 Árbol de descomposición wavelet. Modificada de [28]

Note que cD_1 es la componente de más alta frecuencia de la señal, y cA_3 la de menor frecuencia. Al descomponer la señal en mayor cantidad de bandas de frecuencia se posee una información más detallada acerca de S , por lo que esta metodología es conocida como multiresolución [28].

A4.3.3 Determinación del número de niveles

En la práctica, una señal sólo se puede descomponer hasta que un intervalo o nivel posea una sola muestra. En [28] se recomienda una ramificación que vaya de acuerdo a la naturaleza de la señal a estudiar, o bien elegir métodos que buscan la descomposición óptima.

A4.3.4 Reconstrucción wavelet

Conocido como reconstrucción wavelet o transformada wavelet (discreta) inversa. Se obtiene S a partir de los coeficientes cA_i y cD_i (i depende del número de niveles). Lo anterior queda ilustrado en la Figura A3.4 [28].

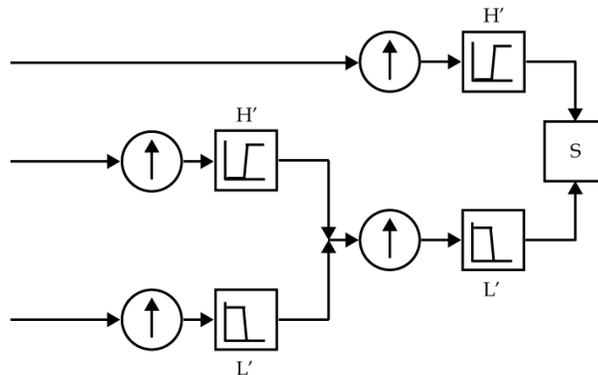


Figura A4.4 Esquema de reconstrucción wavelet. Modificada de [28]

En este caso se realiza una sobre - representación de la muestra para compensar el submuestreo realizado en el proceso de descomposición, luego pasa por un proceso de filtrado, para finalmente reconstruir S . El filtrado es la etapa crítica, pues la elección de los filtros es determinante en la calidad de la reconstrucción [28].

En [40] se discute el diseño, introduciendo filtros de descomposición H (pasa - altas) y L (pasa - bajas), y sus respectivos filtros de reconstrucción H' y L' , diseñados a partir de una teoría llamada filtros de espejo en cuadratura [28].

MatLab posee un conjunto de herramientas específicamente diseñadas para wavelet, que facilitan e incluso automatizan el proceso de diseño tanto de la transformada directa, como de su inversa [28].