



UNIVERSIDAD
NACIONAL
DE COLOMBIA

Técnicas avanzadas para el tratamiento y procesamiento de señales de campos electromagnéticos generados por rayos

Herbert Enrique Rojas Cubides

Universidad Nacional de Colombia – Sede Bogotá
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá DC, Colombia
2018

Técnicas avanzadas para el tratamiento y procesamiento de señales de campos electromagnéticos generados por rayos

Herbert Enrique Rojas Cubides I.E., M.Sc.

Tesis de investigación presentada como requisito parcial para optar al título de:
Doctor en Ingeniería - Ingeniería Eléctrica

Director:

Camilo Andrés Cortés Guerrero Ph.D.

Asesor:

Francisco José Román Campos Ph.D.

Líneas de Investigación:

Procesamiento de Señales y Descargas Eléctricas Atmosféricas

Grupo de Investigación en Compatibilidad Electromagnética EMC-UNC

**Universidad Nacional de Colombia – Sede Bogotá
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá DC, Colombia
Febrero de 2018**

A mi mamá Rosita, mujer ejemplar y valiente, a mis hermanos David y Ginna, al niño Santiago y a la comadre Nurys.

A mi papá Jorge Enrique, mi ángel de la guarda, mi compañero de travesías y mi ejemplo a seguir. ¡Para siempre!!!

A S@l, mi compañera de vida, mi consejera y mi mejor amiga. Agradezco al destino por la bonita casualidad de habernos encontrado en el camino.

Herbert Enrique

Agradecimientos

El desarrollo de esta tesis doctoral no hubiese sido posible sin la colaboración de algunas instituciones y diversas personas quienes con su tiempo, consejos, asesoría y colaboración permanente me acompañaron durante esta aventura y aportaron a la consecución de los objetivos planteados. Es por esto que quisiera extender mi sincero agradecimiento a:

- La Universidad Nacional de Colombia por brindarme las herramientas y oportunidades para mi desarrollo personal y profesional. Adicionalmente, agradezco a la Universidad por la *Beca de estudiantes sobresalientes de posgrado* que me fue concedida durante los dos primeros años del doctorado.
- A la Universidad Distrital Francisco José de Caldas quien a través de la *Comisión de estudios doctorales (Contrato N° 00002-2016)* me brindó su apoyo económico y permitió que me dedicara de tiempo completo a la terminación de mi investigación.
- Al Prof. Camilo Andrés Cortés Guerrero Ph.D. por aceptarme como su estudiante de doctorado, por su tiempo y dedicación como tutor y consejero permanente durante estos años de formación. Le agradezco por su confianza y su paciencia en los momentos difíciles. Gracias por direccionar de manera adecuada mis ideas y por aportar con las suyas al desarrollo de esta tesis, la publicación de artículos y el desarrollo de otros productos científicos. Pero aún más importante, le agradezco por su sinceridad, su orientación siempre oportuna y por los consejos dados durante estos años que me han servido para tomar decisiones importantes para el futuro.
- Al Prof. Francisco José Román Campos Ph.D., no sólo por haberme dado un espacio en el Grupo de Investigación en Compatibilidad Electromagnética (EMC-UNC), también por sus innumerables asesorías, sus consejos valiosos y su mirada crítica, pero siempre respetuosa hacia mí trabajo. Sus aportes sin duda mejoraron el alcance de los resultados obtenidos. También le agradezco por ser mi maestro durante más de 15 años e inculcarme a través de su ejemplo la idea de siempre superar barreras y ver más allá. Gracias a su inmensa colaboración fue posible el desarrollo de mi pasantía doctoral en Sri Lanka.
- Al Prof. Mahendra Fernando Ph.D. del Departamento de Física de la Universidad de Colombo, Sri Lanka por abrirme sus puertas y recibirme en Colombo para el desarrollo de la pasantía de investigación. Aunque diez semanas fue un corto periodo para conocer todo su trabajo, fue tiempo suficiente para aprender a través de su experiencia y admirar sus grandes esfuerzos por profundizar en el estudio de los rayos. Durante ese tiempo conocí una persona grandiosa que me brindó su asesoría continua, me dio consejos para el avance de mi tesis y me permitió participar en la temporada de medición de rayos (Oct-Nov/2016) como un miembro más de su grupo de trabajo. Dicha experiencia me permitió completar y enriquecer los resultados presentados en esta tesis, pero más allá de eso, me dejó para la vida varios amigos y muchos recuerdos valiosos.
- A los ingenieros Brian Andrés Gómez y María Angélica Cruz de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, a los ingenieros Diego Ramírez y Héctor Rosero de la Universidad Nacional de Colombia, y en especial, a la ingeniera María Carolina Forero, coautora de varios trabajos, compañera y ejecutora de algunas ideas que en su inicio no tenían camino cierto. Gracias a todos ellos por su participación en el proyecto de investigación *“Aplicación de técnicas de procesamiento para el análisis de perturbaciones*

electromagnéticas”. Sus aportes me permitieron confirmar algunas de las hipótesis planteadas en esta tesis, y gracias al esfuerzo de todos, hemos obtenido resultados adicionales que amplían las aplicaciones de las técnicas de procesamiento propuestas en este trabajo doctoral.

- Al Ing. Carlos Andrés Rivera M.Sc. quien me asesoró y colaboró desinteresadamente para que la estación de medición indirecta de rayos (EMIR) pudiese entrar en funcionamiento.
- A la Ing. Johana Chávez quien participó en el desarrollo del nuevo sistema de medición de campo eléctrico. Al Ing. Oscar Escobar M.Sc. por sus asesorías relacionadas con el sistema de medición de campo magnético y a la Ing. Angélica Parra M.Sc. por su ayuda en la etapa final de la construcción de los circuitos electrónicos de los sistemas de medición.
- A los ingenieros Javier Leonardo Torres y Alejandro Latorre por su colaboración durante la primera etapa de construcción del sistema de medición de campo eléctrico.
- Al Prof. Francisco Javier Amórtegui, los ingenieros Álvaro Aponte y Jorge Rodríguez, y a los miembros del Laboratorio de ensayos eléctricos industriales – Fabio Chaparro (LABE), quienes me colaboraron en el desarrollo de las pruebas realizadas en los laboratorios de alta tensión de la Universidad Nacional.
- Al Ing. Alexander Rodríguez García por su tiempo y colaboración durante las pruebas desarrolladas en el Laboratorio de alta tensión de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas.
- A los físicos Ruwan Abeywardhana, Sidath Abegunawardane, Sankha Nanayakkara, y Amila Vayanganie y al ingeniero Udara Mendis, todos ellos miembros del *Atmospheric Physics and Lightning Research Group* de la Universidad de Colombo, gracias por sus explicaciones y asesoría durante mi permanencia en Sri Lanka. Guardaré una deuda infinita con cada uno de ellos por su compañía, el tiempo que me dedicaron dejando de lados sus compromisos, y por todas las experiencias vividas, las cuales me permitieron conocer de su vida más allá de la academia y aprender de la milenaria cultura de su maravilloso país.
- A los ingenieros José Andrés Roncancio, Alejandro Rangel, Santiago Rodríguez y al Prof. Javier Leonardo Araque Ph.D., miembros del Grupo de investigación en electrónica de alta frecuencia y telecomunicaciones (CMUN) de la Universidad Nacional por su colaboración con el generador de impulsos de corriente usado en las pruebas realizadas al sistema de medición de campo magnético.
- A Daniel Aranguren Ph.D., gerente científico de la empresa Keraunos SAS por facilitarme la información de la Red Colombiana de Detección Total de Rayos – LINET®.
- A los Profesores Francisco Santamaría Ph.D. y Alexander Alarcón Ph.D.(c) de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, quienes desde su perspectiva me dieron valiosos comentarios y sugerencias que me sirvieron para ajustar este documento y al Prof. Diego Julián Rodríguez Ph.D. quien me prestó su colaboración como deudor-solidario para la solicitud de la comisión de estudios.

Finalmente, aunque dedico este trabajo a ellos, agradezco infinitamente a mi mamá Rosita, a mis hermanos David y Ginna, a mi compañera de vida Soley, a mi comadre Nurys y al niño de la casa Santiago por acompañarme, soportarme y alentarme para lograr este objetivo de ser Doctor en Ingeniería. Y sin lugar a dudas, mirando al cielo profundo, agradezco con nostalgia a mi papá Jorge Enrique a quien seguiré admirando toda mi vida. Gracias viejo por tu incasable fé en mí y por haber sido el primero que me impulsó y apoyó para aventurarme en este reto académico. Aunque físicamente ya no estas con nosotros y nos seguirás haciendo una falta inmensa cada día, sé que tu espíritu me ha acompañado en este proceso, y desde tu paz eterna, seguirás siendo mi copiloto en las nuevas aventuras. Me siento orgulloso de ser tu hijo. Te amo papá.

Herbert Enrique
Octubre de 2017

Resumen

Los rayos son transitorios de alta corriente cuya energía es radiada desde las bajas frecuencias hasta algunos cientos de MHz. Estas descargas eléctricas son consideradas como una de las fuentes de perturbación electromagnética más severas, pueden afectar equipos y sistemas eléctricos, electrónicos y de comunicaciones y, en caso, extremo pueden causar la muerte de personas y animales.

Durante varias décadas, el estudio de los rayos se ha basado en la medición remota de los campos eléctricos y magnéticos generados durante el proceso de la descarga (LEMF). Estas mediciones se han convertido en una de las herramientas más útiles en la investigación de los rayos y su estudio ha permitido entender buena parte de los procesos que se desarrollan durante este fenómeno atmosférico. No obstante, dichos registros de campo eléctrico y magnético siempre están distorsionados por ruido y otras componentes indeseadas. Esta situación afecta la interpretación de las características de la forma de onda y dificultan su caracterización en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

Esta tesis presenta una discusión sobre un conjunto de nuevas técnicas que facilitan la reducción de ruido y permiten un adecuado análisis tiempo-frecuencia sobre señales de campo eléctrico y campo magnético radiadas por los *return strokes* de *flashes* nube-tierra (CG). Las técnicas de reducción de ruido se basan en el desarrollo de filtros adaptativos en el dominio de la transformación de Fourier fraccionaria discreta (DFRFT) y en la combinación de la aproximación local polinomial (LPA) con el algoritmo de intersección de intervalos de confianza (ICI). Por su parte, se propone desarrollar el análisis-tiempo frecuencia usando la transformación polinomial de Fourier (LPFT), la cual es una representación tiempo-frecuencia que utiliza en su *kernel* una función polinomial para describir las características de frecuencia instantánea (IF) de señales de fase variante en el tiempo.

Para facilitar la comprensión de las técnicas propuestas se presenta una revisión teórica ilustrando sus propiedades, ventajas y desventajas. Así mismo, se proponen un conjunto de algoritmos necesarios para su implementación computacional, evaluando su complejidad y tiempo de cómputo requerido. Los resultados muestran que las técnicas de reducción de ruido basadas en la DFRFT y LPA-ICI tienen mejor desempeño y proporcionan mejores resultados que aquellos obtenidos con métodos convencionales como la FT, los filtros lineales FIR y varios métodos robustos basados en la transformación de wavelets discreta (DWT), los cuales han sido presentados y validados en otras investigaciones.

Por su parte, el estudio reveló que la aplicación de la LPFT sobre las señales de LEMF mejora la concentración de energía, aumenta la resolución de los periodogramas y reduce los errores en la estimación de la IF. Además, el uso de esta técnica de procesamiento permite identificar componentes adicionales de media frecuencia (a partir de 50 kHz y superior) que no son observadas usando técnicas convencionales como la transformación de Fourier de corto tiempo (STFT) y la transformación de wavelets (usada en trabajos previos). Estas bandas de frecuencia, aunque poseen baja energía, son intensificadas al aumentar el orden polinomial.

La prueba y validación las técnicas propuestas fueron realizadas usando registros de campo eléctrico y magnético capturados por diferentes sistemas de medición instalados en Colombia (2004, 2013 y 2016) y Sri Lanka (2016). Estas mediciones permitieron analizar el comportamiento de 509 *flashes* CG y caracterizar los

parámetros temporales y espectrales de 1385 *return strokes* capturados en el rango de 0 a 250 km. Adicionalmente, a partir de las mediciones y del procesamiento (filtrado y análisis tiempo-frecuencia) de los registros disponibles se realizaron comparaciones con diferentes regiones del mundo.

Estas comparaciones mostraron que, aunque Bogotá se encuentra localizada en una latitud cerca de la línea del Ecuador, los *flashes* y los *return strokes* medidos en la ciudad y sus alrededores exhibe un comportamiento diferente al reportado en las regiones tropicales, subtropicales y templadas. Estas diferencias son más notorias en algunos parámetros de los *flashes* CG negativos (porcentaje de *flashes* con un solo *stroke*, multiplicidad promedio, duración del *flash* e intervalo entre *strokes*), así como algunos parámetros de los *return strokes* (valor máximo del campo eléctrico, tiempo de frente, tiempo de cruce por cero y el sobrepico de polaridad opuesta). La variación de estos parámetros se puede deber a la localización geográfica de Bogotá (región montañosa) y sus condiciones climáticas.

Palabras clave: análisis tiempo-frecuencia, aproximación local polinomial, campo eléctrico, campo magnético, procesamiento de señales, rayos nube-tierra, reducción de ruido, representaciones tiempo-frecuencia, *return strokes*, transformación de Fourier fraccionaria, transformación local polinomial de Fourier

Abstract

Lightnings are high current transients whose energy is radiated from low frequencies up to several hundred MHz. These discharges are considered one of the most severe sources of electromagnetic disturbances, can affect equipment and electrical, electronic and communications systems, and in extreme case, can cause the death of people and animals.

For several decades, the study of lightning has been based on the remote measurement of electric and magnetic fields generated during the discharge process. These measurements have become one of the most useful tools in the investigation of lightnings and their study have allowed to understand a good part of the processes that are developed during this atmospheric phenomenon. However, such electric and magnetic field records are always distorted by noise and other unwanted components. This situation affects the interpretation of the characteristics of the waveform and make it difficult to characterize it in both the time and the frequency domain.

This thesis presents a discussion on a set of new techniques that facilitate the reduction of noise and allow an adequate time-frequency analysis on electric field and magnetic field signals radiated by return strokes of cloud-ground (CG) flashes (LEMF). The noise reduction techniques are based on the development of adaptive filters in the discrete fractional Fourier transform (DFRFT) domain and the combination of the local polynomial approximation (LPA) with the intersection of confidence intervals (ICI) algorithm. On the other hand, it is proposed the frequency-time analysis of LEMF signals using the local polynomial Fourier transform (LPFT), which is a time-frequency representation that uses a polynomial function in its kernel to describe the instantaneous frequency (IF) characteristics of time-varying phase signals.

To facilitate the understanding of the proposed techniques, a theoretical review is presented illustrating its properties, advantages and disadvantages. In addition, a set of algorithms necessary for its computational implementation is proposed, evaluating its complexity and computational costs. The results show that noise reduction techniques based on DFRFT and LPA-ICI perform better and provide better results than those obtained with conventional methods such as FT, FIR linear filters and several robust methods based on the discrete wavelets transform (DWT), which have been presented and validated in other investigations.

The study also revealed that the application of LPFT on LEMF signals improves the energy concentration, increases the resolution of periodograms and reduces the errors during the IF estimation. In addition, the use of this signal processing technique allows the identification of additional medium-frequency components (from 50 kHz and above) that are not observed using conventional techniques such as the short-time Fourier transform (STFT) and the wavelets transform (used in previous works). These frequency bands, although possessing low energy, are intensified by increasing the polynomial order.

The testing and validation of the proposed techniques were performed using electric and magnetic field records captured by different measurement systems installed in Colombia (2004, 2013 and 2016) and Sri Lanka (2016). These measurements allowed to analyze the behavior of 509 CG flashes and to characterize the temporal and spectral parameters of 1385 return strokes captured in the range of 0 to 250 km. In addition, comparisons with different regions of the world were made from the measurements and the processing (filtering and time-frequency analysis) of the available records.

These comparisons showed that, although Bogota is located at a latitude near the line of the Equator, the flashes and the return strokes measured in the city and its surroundings exhibit a behavior different from that reported for tropical, subtropical and temperate regions. These differences are more noticeable in some parameters of the negative CG flashes (percentage of flashes with a single stroke, average multiplicity, duration of the flash and interval time between strokes), as well as some parameters of the return strokes (maximum value of the electric field, time front, crossing time by zero and the overlap of opposite polarity). The variation of these parameters largely depends on the geographical location of Bogota (mountainous region) and its climatic conditions.

Keywords: cloud-to-ground lightnings, electric field, fractional Fourier transform, local polynomial approximation, local polynomial Fourier transform, magnetic field, noise reduction, return strokes, signal processing, time-frequency analysis, time-frequency representations.

Contenido

	Pág.
Agradecimientos	i
Resumen.....	iii
Abstract	v
Contenido.....	vii
Lista de figuras.....	xiii
Lista de tablas	xvii
Lista de abreviaturas	xxi
1 Introducción	1
1.1 Hipótesis	3
1.2 Objetivos.....	4
1.3 Limitaciones de la investigación	5
1.4 Contribuciones de la tesis.....	5
1.5 Contenido del documento.....	6
1.6 Publicaciones y otros productos obtenidos.....	8
1.6.1 Trabajos en revistas.....	8
1.6.2 Trabajos en eventos científicos.....	9
1.6.3 Softwares	10
1.7 Trabajos complementarios.....	10
2 Marco de referencia	11
2.1 Descargas eléctricas atmosféricas (rayos).....	11
2.1.1 <i>Flashes</i> CG descendentes negativos.....	12
2.1.2 <i>Flashes</i> CG descendentes positivos.....	13
2.1.3 <i>Flashes</i> CG ascendentes	14
2.2 Sistemas de detección y localización de rayos	14
2.3 Sistemas de medición de rayos.....	14
2.3.1 Sistemas de medición directa	15
2.3.2 Sistemas de medición indirecta o remota.....	16
2.4 Formas de onda características de los <i>return strokes</i>	18

2.4.1	Corriente de los <i>return strokes</i>	18
2.4.2	Campos eléctricos y magnéticos radiados por los <i>return strokes</i>	19
2.5	Componentes en frecuencia de los <i>return strokes</i>	22
3	Sistemas de medición indirecta y su ambiente electromagnético.....	23
3.1	Estación de medición indirecta de rayos (EMIR)	23
3.2	Sistema de medición de campo eléctrico.....	25
3.2.1	Antena de placas paralelas y circuito equivalente	27
3.2.2	Cables coaxiales.....	28
3.2.3	Circuito electrónico.....	29
3.2.4	Equipos de captura y registro	30
3.2.5	Comportamiento del sistema de medición de LEMF	31
3.2.5.1	Prueba 1: Comportamiento del circuito electrónico	31
3.2.5.2	Prueba 2: Comportamiento del sistema de medición	32
3.2.5.3	Prueba 3: Comportamiento del circuito electrónico y los cables coaxiales ante impulsos rápidos	33
3.2.6	Calibración del sistema de medición de LEMF.....	35
3.3	Sistema de medición de campo magnético.....	35
3.3.1	Antenas de lazo sencillo.....	37
3.3.2	Circuito electrónico (amplificador de instrumentación).....	40
3.3.3	Cables coaxiales y equipos de registro.....	41
3.3.4	Integración digital.....	42
3.3.5	Comportamiento del sistema de medición de LEMF	42
3.3.6	Calibración y ajuste del sistema de medición de LEMF	43
3.4	Ruido y otras componentes no deseadas en las mediciones.....	44
3.4.1	Estrategias para la mitigación del ruido en las señales de LEMF	44
3.4.2	Características del ambiente electromagnético	45
3.4.3	Ruido electrónico	46
3.4.4	Ruido inherente a los sistemas de medición	47
4	Tratamiento y pre-procesamiento de señales de LEMF	49
4.1	Alistamiento de las mediciones (manejo de registros).....	49
4.2	Localización de los rayos (<i>flashes</i>) nube-tierra	52
4.3	Evolución de los campos eléctricos con la distancia para Colombia.....	54
4.4	Evolución de los campos magnéticos con la distancia para Colombia	57
5	Procesamiento aplicado a las señales de LEMF.....	59
5.1	Análisis en el dominio tiempo-frecuencia.....	59

5.2	TFRs usadas para la extracción y/o mejoramiento de las características de una señal	61
5.2.1	Representaciones basadas en la clase de Cohen	61
5.2.2	Representaciones dependientes de la señal	62
5.2.3	Representaciones basadas en la descomposición de señales	62
5.2.4	Representaciones rotadas en el dominio tiempo-frecuencia	63
5.2.4.1	Transformación Radon-Wigner (RWT)	63
5.2.4.2	Transformación de Fourier fraccionaria (FRFT)	64
5.2.4.3	Transformación local polinomial de Fourier (LPFT)	65
5.3	Métodos de estimación no-paramétrica	66
5.4	Herramientas matemáticas seleccionadas para el procesamiento de señales de LEMF	67
6	Definiciones, algoritmos e implementación de las técnicas de procesamiento	71
6.1	Modelo de señal empleado	71
6.2	Transformación de Fourier fraccionaria (FRFT)	72
6.2.1	Definición de la FRFT continua	73
6.2.2	Teorema de muestreo en el dominio de la FRFT	74
6.2.2.1	Teorema de muestreo convencional	75
6.2.2.2	Teorema de muestreo fraccionario	75
6.2.2.3	Tiempo de muestreo fraccionario límite usando la FRFT	77
6.2.3	Versión discreta de la FRFT (DFRFT)	78
6.2.4	Algoritmos para el cálculo de la DFRFT	80
6.2.5	Filtrado adaptativo en el dominio de la DFRFT	82
6.2.5.1	Algoritmo LMS en el DFRFd	82
6.2.5.2	Algoritmo LMS con factor de pérdidas (LLMS) en el DFRFd	83
6.2.5.3	Algoritmo LMS normalizado (NLMS) en el DFRFd	83
6.2.5.4	Algoritmo LMS normalizado con factor de pérdidas en el DFRFd	84
6.3	Aproximación local polinomial (LPA)	85
6.3.1	Teoría de la aproximación polinomial	85
6.3.2	La LPA como técnica de reducción de ruido	85
6.3.3	Influencia de la función ventana	86
6.3.3.1	Selección adaptativa del ancho de la ventana	87
6.3.3.2	Umbral de confianza	89
6.3.4	Algoritmo combinado LPA-ICI	89
6.4	Transformación local polinomial de Fourier (LPFT)	91
6.4.1	Definiciones de la LPFT	91
6.4.2	Propiedades de la LPFT	92

6.4.3	Métodos para obtener las estimaciones de la IF y sus derivadas	93
6.4.3.1	Transformación polinomial tiempo-frecuencia (PTFT)	93
6.4.3.2	El concepto de la LPA y el uso del LPP como estimador	94
6.4.4	Algoritmos para el cálculo de la LPFT	94
6.4.4.1	Algoritmo para la búsqueda simultánea de coeficientes (LPFT-ASE)	95
6.4.4.2	Algoritmo para la búsqueda recurrente de coeficientes (LPFT-ARE)	95
6.4.4.3	Tiempos de cómputo de los algoritmos de la LPFT	96
6.4.5	Influencia de la función ventana y principio de incertidumbre	99
7	Prueba y validación de las técnicas de procesamiento sobre señales de LEMF	
	101	
7.1	Etapa de reducción de ruido.....	101
7.1.1	Reducción de ruido basado en la DFRFT	101
7.1.1.1	Muestreo en el dominio de la DFRFT y selección del orden fraccionario	102
7.1.1.2	Algoritmos adaptativos en el dominio de la DFRFT	104
7.1.1.3	Parámetros del algoritmo NL-LMS en el DFRFd	105
7.1.2	Reducción de ruido basado en la LPA	108
7.1.2.1	Parámetros del algoritmo LPA-ICI	109
7.1.2.2	Influencia del orden de la LPA.....	112
7.1.2.3	Conjunto de parámetros para aplicar la LPA-ICI.....	113
7.1.3	Comparación del método basado en la DFRFT y la LPA-ICI con otras técnicas de reducción de ruido	113
7.1.3.1	Técnicas de procesamiento seleccionadas.....	113
7.1.3.2	Parámetros para medir el efecto del procesamiento de las señales	114
7.1.3.3	Parámetros de la forma de onda	116
7.1.3.4	Resultados y discusión	117
7.2	Etapa de análisis tiempo-frecuencia.....	125
7.2.1	Pruebas de validación preliminares	126
7.2.2	Pruebas de validación complementarias	126
7.2.2.1	Metodología empleada para el análisis del espectro	126
7.2.2.2	Influencia del nivel de ruido sobre la LPFT	128
7.2.2.3	Influencia del ancho de la ventana	130
7.2.2.4	Influencia del tipo de función ventana.....	132
7.2.3	Comparación con otras técnicas de procesamiento e influencia del orden polinomial de la LPFT	135
7.2.3.1	Análisis en el dominio de la frecuencia	135

7.2.3.2	Análisis tiempo-frecuencia y comparación de la LPFT con otras técnicas.....	137
8	Caracterización de <i>flashes</i> nube-tierra (CG)	143
8.1	Condiciones climáticas y geográficas.....	143
8.2	Metodología y datos analizados	144
8.3	Características de los <i>flashes</i> CG negativos	145
8.3.1	Multiplicidad y <i>flashes</i> CG negativos con un solo <i>stroke</i>	146
8.3.2	Duración del <i>flash</i>	149
8.3.3	Intervalos entre <i>strokes</i>	151
8.3.4	Relación entre amplitud de los <i>strokes</i>	155
9	Caracterización en el dominio del tiempo de los <i>strokes</i> generados por <i>flashes</i> CG	161
9.1	Datos analizados en el estudio.....	161
9.2	Metodología.....	164
9.3	Resultados generales después de la reducción de ruido	164
9.4	Análisis de los parámetros de la forma de onda.....	170
9.4.1	Valor pico inicial del campo eléctrico normalizado a 100 km.....	170
9.4.2	Amplitud del frente lento con respecto al valor pico	175
9.4.3	Amplitud del sobrepico de polaridad opuesta (OPO) con respecto al valor pico.....	176
9.4.4	Amplitud del sobrepico de similar polaridad (SMO) con respecto al valor pico	177
9.4.5	Tiempo de ascenso de cero al pico.....	178
9.4.6	Tiempo de ascenso 10-90%.....	179
9.4.7	Duración del frente lento y del frente rápido.....	179
9.4.8	Tiempo de cruce por cero.....	181
9.4.9	Duración de los semiciclos de polaridad opuesta y de similar polaridad.....	182
9.4.10	Características de la derivada del campo eléctrico.....	183
10	Caracterización en el dominio de la frecuencia de los <i>strokes</i> generados por <i>flashes</i> CG	187
10.1	Datos analizados durante el estudio	187
10.2	Metodología.....	188
10.3	Análisis de las componentes de frecuencia de los RS	189
10.3.1	Características de los <i>strokes</i> registrados en Colombia.....	191
10.3.2	Características de los <i>strokes</i> registrados en Sri Lanka.....	194
10.4	Comparación de resultados con otras regiones.....	196
10.4.1	Zona inicial de la descarga	196
10.4.2	Zona de la rampa descendente radiada.....	198

10.4.3	Zona de la rampa electrostática	198
10.4.4	Zona del sobrepico de polaridad opuesta.....	200
10.4.5	Zona del sobrepico de similar polaridad	200
11	Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros	203
11.1	Conclusiones	203
11.2	Recomendaciones y trabajos futuros.....	206
	Referencias	209
	Anexo A: Calibración del sistema de medición de campo eléctrico generado por rayos (LEF)	223
	Anexo B: Evolución de los campos eléctricos respecto a la distancia en Sri Lanka	237
	Anexo C: Validación del algoritmo de la LPA-ICI	239
	Anexo D: Validación de los algoritmos de la LPFT	245
	Anexo E: Aplicación de la técnica de filtrado basada en la DFRFT en señales de LEF registradas en Sri Lanka	255
	Anexo F: Aplicación de las técnicas de procesamiento en señales asociadas a los LMF registrados en Colombia	257
	Anexo G: Flashes con intervalos entre strokes menores a 20 ms	267
	Anexo H: Parámetros de los strokes en el dominio del tiempo	271

Lista de figuras

	Pág.
Figura 2.1 <i>Flashes</i> nube-tierra (CG) según su dirección y polaridad. (a) Descendente negativo; (b) Descendente positivo; (c) Ascendente negativo; (d) Ascendente positivo	12
Figura 2.2 Forma de onda de la corriente para el FRS. (a) rayo descendente negativo; (b) rayo descendente positivo (de acuerdo con Berger).....	19
Figura 2.3 Formas de onda típicas del campo eléctrico vertical (columna izquierda) y la densidad de flujo magnético horizontal (columna derecha) para el FRS (línea sólida) y los SRS (línea punteada) a una distancia de 1, 2, 5, 10 y 15 km	20
Figura 2.4 Formas de onda típicas del campo eléctrico vertical (columna izquierda) y la densidad de flujo magnético horizontal (columna derecha) para el FRS (línea sólida) y los SRS (línea punteada) a una distancia de 30, 50, 100 y 200 km	21
Figura 3.1 Localización de la EMIR implementada en Bogotá, Colombia.....	23
Figura 3.2 Esquema general de la estación de medición indirecta de rayos (EMIR).....	24
Figura 3.3 Ubicación de las antenas en el techo del edificio Camilo Torres. Izquierda: vista desde el suelo; Derecha: acercamiento a las antenas ubicadas en el techo.....	24
Figura 3.4 Componentes de la estación de medición. (a) Antena y circuito del sistema de campo eléctrico; (b) Antena y circuito del sistema de campo magnético; (c) Equipos de adquisición y registro	25
Figura 3.5 Sistema de medición de campo eléctrico. A. antena de placas paralelas; B. cable antena-electrónica, C. circuito electrónico; D. cable electrónica-registro; E. Osciloscopio digital; F. Computador de escritorio .	26
Figura 3.6 Antena de placas paralelas. (a) Esquema incluyendo el circuito electrónico (b) Circuito equivalente	27
Figura 3.7 Capacitancia de la antena de placas paralelas.....	28
Figura 3.8 Capacitancia de los cables coaxiales (a) cable corto de 0.5 m (b) cable largo de 12 m	29
Figura 3.9 Elementos del circuito electrónico del sistema de medición de LEF	30
Figura 3.10 Comportamiento en la frecuencia del buffer amplificador. (a) ganancia buffer; (b) fase	32
Figura 3.11 Elementos del circuito electrónico del sistema de medición de LEF	32
Figura 3.12 Comportamiento en la frecuencia del sistema de medición completo. (a) ganancia; (b) fase....	33
Figura 3.13 Respuesta del sistema de medición de LEF ante impulsos rápidos (línea negra: impulso de entrada, línea roja: impulso de salida) (a) impulso pico de -3.414V (b) impulso pico de 1.226V	34
Figura 3.14 Sistema de medición de campo magnético. A. antenas rectangulares (ortogonales), B. circuito electrónico, C. cables coaxiales, D. osciloscopio digital, E. computador de escritorio.....	36
Figura 3.15 Antenas de lazo sencillo. (a) disposición de las antenas, (b) circuito equivalente de la antena	38
Figura 3.16 Inductancia de las antenas de campo magnético. (a) antena norte-sur; (b) antena este-oeste..	39
Figura 3.17 Circuito electrónico del sistema de medición de LMF (uno para cada antena)	40
Figura 3.18 Capacitancia de los cables coaxiales. (a) antena norte-sur; (b) antena este-oeste	41
Figura 3.19 Respuesta del sistema de medición LMF ante impulsos rápidos (negro: impulso de entrada, rojo: impulso de salida). (a) impulso de entrada valor pico de 1.39 V; (b) impulso de entrada valor pico de 0.77V.	43
Figura 3.20 Espectro electromagnético que captan las antenas. (a) antena de placas paralelas; (b) antena rectangular de lazo sencillo	45

Figura 3.21 Modelo circuital del ruido generado por la electrónica. (a) BUF602 (campo eléctrico); (b) THS3001 y THS3061 (campo magnético)	46
Figura 3.22 Ruido en el dominio del tiempo (izquierda) y su espectro de frecuencia (derecha). (a) sistema de campo eléctrico; (b) sistema de campo magnético dir. norte-sur; (c) sistema de campo magnético dir. este-oeste	48
Figura 4.1 Proceso empleado para el tratamiento de las mediciones registradas por la EMIR	49
Figura 4.2 Código de identificación de los registros de campo eléctrico y/o magnético	50
Figura 4.3 Interfaz principal de LITREP® usada para el tratamiento de los registros.....	51
Figura 4.4 Interfaz auxiliar de LITREP® usada para el pre-procesamiento (la identificación de los <i>strokes</i> se muestra en color rojo)	52
Figura 4.5 Registro obtenido con el osciloscopio Agilent DSO6104A incluyendo la marca de tiempo.....	53
Figura 4.6 Formas de onda del campo eléctrico producido por <i>flashes</i> CG negativos en función de la distancia para Colombia. FRS (izquierda), SRS (derecha). (a) 0-30 km; (b) 30-50 km; (c) 50-100 km; (d) 100-150 km	55
Figura 4.7 Formas de onda del campo eléctrico producido por <i>flashes</i> CG negativos en función de la distancia para Colombia. FRS (izquierda), SRS (derecha). (a) 150-200 km; (b) 200-250 km	56
Figura 4.8 Formas de onda del campo eléctrico producido por FRS de <i>flashes</i> CG positivos en función de la distancia para Colombia. (a) 0-30 km; (b) 30-50 km.....	56
Figura 4.9 Formas de onda del campo eléctrico producido por FRS de <i>flashes</i> CG positivos en función de la distancia para Colombia. (a) 50-100 km; (b) 100-150 km; (c) 150-200 km	57
Figura 4.10 Formas de onda del campo magnético producido por <i>flashes</i> CG negativos en función de la distancia para Colombia. FRS (izquierda), SRS (derecha). (a) 0-10 km; (b) 10-20 km	58
Figura 5.1 TFRs basadas en la concentración de energía y agrupamiento según las necesidades del procesamiento.....	60
Figura 5.2 Representación gráfica de la RWT en el plano tiempo-frecuencia (TFp)	63
Figura 5.3 Representación gráfica de la FRFT en el plano tiempo-frecuencia (TFp)	64
Figura 5.4 Ejemplos de la presencia de ruido en señales de LEM y LMF.....	68
Figura 6.1 Formas de onda registradas y ruido asociado. (a) campo eléctrico de un primer <i>stroke</i> (FRS); (b) campo eléctrico de un <i>stroke</i> subsecuente (SRS); (c) forma de onda del ruido solo; (d) espectro del ruido en dB	71
Figura 6.2 Definición gráfica de la FRFT y sus generalizaciones en el plano tiempo-frecuencia (TFp)	74
Figura 6.3 Comportamiento del tiempo de muestreo límite en función del orden fraccionario y de f_h	78
Figura 6.4 Algoritmos para el cálculo de la DFRFT. (a) procedimiento completo; (b) pre-calculando la matriz de vectores propios u_k ; (c) pre-calculando la matriz operador $F^b[k, m]$	81
Figura 6.5 Tiempos de cómputo para los algoritmos de la DFRFT	82
Figura 6.6 Estructura del filtro con algoritmo LMS en el dominio de la DFRFT.....	82
Figura 6.7 Estructura del filtro con algoritmo NL-LMS en el dominio de la DFRFT.....	84
Figura 6.8 Fundamento de la intersección de intervalos de confianza (ICI) para el punto t_0	88
Figura 6.9 Algoritmo de la LPA combinada con la condición ICI para la reducción de ruido	90
Figura 6.10 Tiempos de cómputo para el algoritmo de la LPA-ICI (a) variando el orden polinomial con $M = 17$ y $R = 30$; (b) variando el número de ventanas con orden polinomial $m = 3$ y $R = 30$	91
Figura 6.11 Algoritmo para calcular la LPFT por búsqueda simultánea de coeficientes (para $m = 1, 2, 3$)	97
Figura 6.12 Algoritmo para calcular la LPFT por búsqueda recurrente de coeficientes (orden polinomial m)	98
Figura 6.13 Tiempos de cómputo para los algoritmos de la LPFT con $h=200$ muestras. (a) Algoritmo LPFT-ASE; (b) Algoritmo LPFT-ARE.....	99
Figura 6.14 Parámetros de una función ventana gaussiana. (a) dominio del tiempo; (b) dominio de la frecuencia	100

Figura 7.1 Módulo complejo de la DFRFT para una señal de LEF (B_161013_162735_Ez_st3). (a) señal en el dominio del tiempo ($a = 0$); (b) con $a = 0.1$; (c) con $a = 0.3$; (d) con $a = 0.5$; (e) con $a = 0.7$; (f) con $a = 0.9$	103
Figura 7.2 Parte superior: señal analizada -- Parte inferior: $DFRFT_{MAX}$ (línea continua) y $u_{SIM-PEAK}$ (línea punteada) en función del orden fraccionario. (a) señal de FRS (B_160824_183841_Ez_st1); (b) señal de SRS (B_161013_162735_Ez_st3).....	104
Figura 7.3 Estructura del filtro con algoritmo NL-LMS en el dominio de la DFRFT.....	105
Figura 7.4 Señales de LEF registradas en Colombia-2016. (a) FRS (B_161004_153002_Ez_st1) con SNR de 9.2 dB; (b) SRS (B_161004_213357_Ez_st2) con SNR de 2.6 dB.....	106
Figura 7.5 Comportamiento de la SNR usando el filtro NL-LMS en el DFRFd para la señal de FRS (B_161004_153002_Ez_st1). (a) sin incluir el factor β ; (b) incluyendo el factor β	106
Figura 7.6 Comportamiento de la SNR usando el filtro NL-LMS en el DFRFd para la señal de SRS (B_161004_213357_Ez_st2). (a) sin incluir el factor β ; (b) incluyendo el factor β	106
Figura 7.7 Resultados del proceso de filtrado usando la DFRFT y el algoritmo NL-LMS ($\beta = 2 \times 10^{-14}$, $\gamma = 0.998$ y $\mu_{NL-LMS} = 1.0$). (a) señal de FRS con SNR = 34.9 dB; (b) señal de SRS con SNR = 28 dB.....	107
Figura 7.8 Estructura del proceso de filtrado basado en la LPA y el algoritmo ICI.....	108
Figura 7.9 Formas de onda de campo eléctrico registradas en Sri Lanka. (a) FRS (W_161121_183850_Ezb_st1) con SNR = 29.9 dB; (b) SRS (W_161121_165752_Ezb_st3) con SNR = 12 dB.....	109
Figura 7.10 Estimaciones (fila superior) y anchos de banda (fila inferior) obtenidos con la LPA-ICI para la señal de LEF generada por un FRS. (a) Gaussiana simétrica; (b) Gaussiana izquierda; (c) Gaussiana derecha.....	110
Figura 7.11 Resultados del procesamiento para la señal de FRS. (a) validación cruzada (CV); (b) señal medida vs. mejor estimación obtenida con LPA-ICI $m=5$, ventana gaussiana simétrica y $\Gamma = 1.48$	110
Figura 7.12 Estimaciones (fila superior) y anchos de banda (fila inferior) obtenidos con la LPA-ICI para la señal de LEF generada por un SRS. (a) Gaussiana simétrica; (b) Gaussiana derecha; (c) Gaussiana izquierda.....	111
Figura 7.13 Resultados del procesamiento para la señal de SRS. (a) validación cruzada (CV); (b) señal medida vs. mejor estimación obtenida con LPA-ICI $m=5$, ventana gaussiana simétrica y $\Gamma = 1.54$	111
Figura 7.14 Estimaciones obtenidas con la LPA-ICI variando el orden polinomial. (a) señal medida; (b) LPA con $m=2$; (c) LPA con $m=3$; (d) LPA con $m=4$; (e) LPA con $m=5$; (f) LPA con $m=6$; (g) LPA con $m=7$; (h) LPA con $m=8$; (i) LPA con $m=9$	112
Figura 7.15 Forma de onda del campo eléctrico señalando los parámetros analizados. (a) parámetros de magnitud; (b) parámetros temporales.....	116
Figura 7.16 Resultados de la reducción de ruido señal SG1: alta SNR (B_160903_164955_Ez_st1). (a) señal contaminada; (b) FT; (c) FIR; (d) WT-haar; (e) WT-coiflet4; (f) WT-symlet3; (g) DFRFT; (h) LPA-ICI.....	118
Figura 7.17 Comparación de métodos de filtrado para la señal SG1 con acercamiento entre 90 μs y 160 μs	119
Figura 7.18 Resultados de la reducción de ruido señal SG2: baja SNR (B_161008_174706_Ez_st2). (a) señal contaminada; (b) FT; (c) FIR; (d) WT-haar; (e) WT-coiflet4; (f) WT-symlet3; (g) DFRFT; (h) LPA-ICI.....	121
Figura 7.19 Comparación de métodos de filtrado para la señal SG2 con un acercamiento entre 90 μs y 140 μs	122
Figura 7.20 Forma de onda dividida por zonas. (a) campo eléctrico cercano; (b) campo eléctrico intermedio.....	127
Figura 7.21 Campo eléctrico de un <i>stroke</i> con alta SNR (parte superior) y su respectivo LPP (parte inferior). (a) señal con ruido; (b) señal filtrada.....	128

Figura 7.22 Campo eléctrico de un *stroke* con baja SNR (parte superior) y su respectivo LPP (parte inferior). (a) señal con ruido; (b) señal filtrada..... 129

Figura 7.23 Influencia de la ventana en el cálculo de la LPFT-2 para un FRS negativo. (a) forma de onda; (b) LPP con $h=40 \mu\text{s}$; (c) LPP con $h=50 \mu\text{s}$; (d) LPP con $h=60 \mu\text{s}$; (e) LPP con $h=70 \mu\text{s}$; (f) LPP con $h=80 \mu\text{s}$ 130

Figura 7.24 Influencia de la ventana en el cálculo de la LPFT-2 para un SRS negativo. (a) forma de onda; (b) LPP con $h=40 \mu\text{s}$; (c) LPP con $h=50 \mu\text{s}$; (d) LPP con $h=60 \mu\text{s}$; (e) LPP con $h=70 \mu\text{s}$; (f) LPP con $h=80 \mu\text{s}$ 132

Figura 7.25 LPP de orden 2 para un *return stroke* con $h=60 \mu\text{s}$ y diferentes tipos de ventana. (a) señal en el tiempo; (b) ventana Gaussiana; (c) ventana Hann; (d) ventana Hamming; (e) ventana rectangular simétrica; (f) ventana rectangular derecha; (g) ventana rectangular izquierda 133

Figura 7.26 Forma de onda de *strokes* cercanos (parte superior) y su espectrograma usando FFT (parte inferior). (a) FRS registrado a 4.5 km; (b) SRS registrado a 21.3 km. 136

Figura 7.27 Forma de onda de *return strokes* intermedios (parte superior) y su espectrograma usando FFT (parte inferior). (a) FRS registrado a 77.8 km; (b) SRS registrado a 132.6 km. 136

Figura 7.28 Forma de onda y TFRs usando STFT, LPFT de segundo orden y LPFT de tercer orden. (a) señal de FRS – columna izquierda; (b) señal de SRS – columna derecha 138

Figura 8.1 Ubicación de los sitios de medición (punto rojo). (a) Bogotá, Colombia; (b) Weligatta, Sri Lanka 144

Figura 8.2 Multiplicidad para *flashes* CG negativos. (a) Colombia; (b) Sri Lanka 146

Figura 8.3 Distribución de la duración de los *flashes* CG negativos múltiples. (a) Colombia; (b) Sri Lanka 149

Figura 8.4 Duración de los *flashes* en función de la multiplicidad. (a) Colombia; (b) Sri Lanka 150

Figura 8.5 Duración mínima de los *flashes* en función de la multiplicidad. (a) Colombia; (b) Sri Lanka.. 150

Figura 8.6 Distribución de los intervalos entre *strokes* (IST). (a) Colombia; (b) Sri Lanka 152

Figura 8.7 Distribución acumulada de los intervalos entre *strokes* (IST) para Colombia, Sri Lanka y Malasia 152

Figura 8.8 Distribución de los intervalos entre *strokes* (IST) respecto al orden del *stroke*. (a) Colombia; (b) Sri Lanka..... 153

Figura 8.9 Duración promedio de los intervalos entre *strokes* (IST). (a) Colombia; (b) Sri Lanka..... 153

Figura 8.10 Distribución de la relación SRS/FRS. (a) Colombia; (b) Sri Lanka 156

Figura 8.11 Distribución acumulada de SRS/FRS para Colombia, Sri Lanka, Malasia, Suecia y Florida. 156

Figura 9.1 *Flashes* registrados en Colombia (Ago-Nov 2016). (a) Mapa de altitud (relieve); (b) Ubicación de la estación EMIR (círculo rojo) y los *flashes* CG identificados con la CLLN (círculos amarillos) 163

Figura 9.2 *Flashes* registrados en Sri Lanka (Oct-Nov 2016). (a) Mapa de altitud (relieve); (b) Ubicación de la estación UCIARS (punto rojo) y los *flashes* CG identificados con la WWLLN (puntos amarillos)..... 163

Figura 9.3 Formas de onda asociadas a la derivada del campo eléctrico normalizado a 100 km. (a) señal de campo eléctrico; (b) pico de la derivada y ancho completo a media altura (FWHM) – señal filtrada usando la DFRFT 164

Figura 9.4 Formas de onda del campo eléctrico que registraron OPO y SMO a distancias menores a 100 km. (a) FRS registrado a 48 km; (b) SRS registrado a 71 km 183

Figura 10.1 Registros de campo eléctrico cercano y sus respectivos LPP-3. (a) FRS negativo; (b) SRS negativo 190

Figura 10.2 Registros de campo eléctrico intermedio (normalizado a 50 km) y sus respectivos LPP-3. (a) FRS negativo; (b) SRS negativo 191

Lista de tablas

	Pág.
Tabla 2.1 Sensores más comunes para medir el campo eléctrico radiado por los rayos.....	17
Tabla 2.2 Sensores más comunes para medir el campo magnético radiados por los rayos.....	18
Tabla 3.1 Especificaciones de los elementos del sistema de medición de campo eléctrico.....	26
Tabla 3.2 Capacitancia promedio de los cables coaxiales	29
Tabla 3.3 Especificaciones de muestreo y captura de señales de campo eléctrico usadas en Bogotá, Colombia	31
Tabla 3.4 Respuesta del sistema de medición de LEF ante impulsos rápidos	34
Tabla 3.5 Especificaciones de los elementos del sistema de medición de campo magnéticos	36
Tabla 3.6 Comportamiento del sistema de medición de LMF ante impulsos rápidos de corriente	42
Tabla 3.7 Modelos matemáticos de ruido electrónico	47
Tabla 4.1 Tamaño de los archivos luego del tratamiento y pre-procesamiento.....	52
Tabla 5.1 Aplicación de las TFRs y la LPA	70
Tabla 6.1 Comparación de características para diferentes tipos de DFRFT	79
Tabla 7.1 Orden fraccionario límite (mínimo) en función del tiempo de muestreo y el sistema de medición usado	102
Tabla 7.2 Parámetros establecidos para aplicar la técnica de filtrado basada en la DFRFT en función de los sistemas de medición.....	107
Tabla 7.3 Parámetros establecidos para aplicar la técnica de filtrado basada en la LPA en función de los sistemas de medición.....	113
Tabla 7.4 Parámetros empleados en las técnicas de reducción de ruido	114
Tabla 7.5 Definiciones de los parámetros de la forma de onda	117
Tabla 7.6 Resultados de la caracterización de las formas de onda.....	120
Tabla 7.7 Resultados del procesamiento de señales.....	120
Tabla 7.8 Estadísticas de los índices que miden el desempeño de las técnicas de filtrado en señales con alta SNR (mayor o igual a 10 dB)	123
Tabla 7.9 Estadísticas de los índices que miden el desempeño de las técnicas de filtrado en señales con baja SNR (menor a 10 dB).....	123
Tabla 7.10 Propiedades (ventajas y desventajas) de las técnicas de reducción de ruido	125
Tabla 7.11 Definición de los parámetros del espectro de frecuencia para cada zona de la forma de onda .	127
Tabla 7.12 Parámetros de las zonas IS y DRp de la señal mostrada en la Figura 7.25.....	134
Tabla 7.13 Parámetros de las zonas IS y DRp de las señales mostradas en la Figura 7.28.....	139
Tabla 7.14 Parámetros de simulación definidos para el cálculo de STFT, LPFT-2 y LPFT-3.....	140
Tabla 7.15 Tiempo empleado para el cómputo de STFT, LPFT-2 y LPFT-3	140
Tabla 7.16 Propiedades (ventajas y desventajas) de las técnicas usadas para el análisis tiempo-frecuencia	141
Tabla 8.1 <i>Flashes</i> CG registrados en Colombia y Sri Lanka durante 2016	145
Tabla 8.2 <i>Flashes</i> CG negativos registrados en función de diferentes rangos de distancia	145
Tabla 8.3 Multiplicidad y porcentaje de <i>flashes</i> CG negativos con un solo <i>stroke</i>	147
Tabla 8.4 Duración de <i>flashes</i> CG negativos múltiples.....	151

Tabla 8.5	Información estadística de los intervalos entre <i>strokes</i> para Bogotá, Colombia	154
Tabla 8.6	Información estadística de los intervalos entre <i>strokes</i> para Weligatta, Sri Lanka	154
Tabla 8.7	Estadísticas del intervalo entre <i>strokes</i> (IST)	155
Tabla 8.8	Información estadística de la relación SRS/FRS	157
Tabla 8.9	Reporte de SRS cuyo valor máximo es mayor que el de su correspondiente FRS	158
Tabla 8.10	Reporte de <i>flashes</i> múltiples con al menos un SRS mayor que su correspondiente FRS	159
Tabla 9.1	Strokes negativos en función de los rangos de distancia	162
Tabla 9.2	Parámetros de simulación empleados en las técnicas de reducción de ruido	165
Tabla 9.3	Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los primeros <i>strokes</i> (FRS) registrados en Bogotá, Colombia	167
Tabla 9.4	Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los <i>strokes</i> subsecuentes (SRS) registrados en Bogotá, Colombia ...	167
Tabla 9.5	Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los primeros <i>strokes</i> (FRS) registrados en Weligatta, Sri Lanka	168
Tabla 9.6	Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los <i>strokes</i> subsecuentes (SRS) registrados en Weligatta, Sri Lanka	168
Tabla 9.7	Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los FRS registrados en Bogotá, Colombia	171
Tabla 9.8	Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los SRS registrados en Bogotá, Colombia	171
Tabla 9.9	Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los FRS registrados en Weligatta, Sri Lanka	172
Tabla 9.10	Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los SRS registrados en Weligatta, Sri Lanka	172
Tabla 9.11	Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los FRS agrupados en rangos de distancia para Bogotá, Colombia	173
Tabla 9.12	Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los SRS agrupados en rangos de distancia para Bogotá, Colombia	173
Tabla 9.13	Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los FRS agrupados en rangos de distancia para Weligatta, Sri Lanka	174
Tabla 9.14	Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los SRS agrupados en rangos de distancia para Weligatta, Sri Lanka	174
Tabla 9.15	Valor pico inicial del campo eléctrico normalizado a 100 km E_{P_N} - Valores en V/m	175
Tabla 9.16	Amplitud del frente lento respecto al valor pico E_{SF}/E_P - adimensional	176
Tabla 9.17	Amplitud del sobrepico de polaridad opuesta respecto al valor pico E_{OPO}/E_P - adimensional	176
Tabla 9.18	Amplitud del sobrepico de similar polaridad respecto al valor pico E_{SMO}/E_P - adimensional	177
Tabla 9.19	Tiempo de ascenso de cero al pico (0-100%) t_{ZP} - Valores en μs	178
Tabla 9.20	Tiempo de ascenso 10-90% t_{10-90} - Valores en μs	179
Tabla 9.21	Duración del frente lento t_{SF} - Valores en μs	180
Tabla 9.22	Duración del frente rápido t_{FT} - Valores en μs	180
Tabla 9.23	Tiempo de cruce por cero t_{ZC} - Valores en μs	181
Tabla 9.24	Duración del sobrepico de polaridad opuesta t_{OPO} - Valores en μs	183
Tabla 9.25	Duración del sobrepico de similar polaridad t_{SMO} - Valores en μs	183
Tabla 9.26	Valor pico de la derivada del campo eléctrico dE_P/dt - Valores en $V/m/\mu s$	184

Tabla 9.27 Ancho completo a media altura de la derivada del campo eléctrico (FWHM) – Valores en μs	184
Tabla 10.1 <i>Strokes</i> negativos analizados en este estudio	188
Tabla 10.2 Valor pico del campo eléctrico de los <i>strokes</i> analizados (normalizado a 50 km)	189
Tabla 10.3 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados entre 0 y 250 km en Colombia	192
Tabla 10.4 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados a menos de 50 km en Colombia	193
Tabla 10.5 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados entre 0 y 250 km en Sri Lanka	194
Tabla 10.6 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados a menos de 50 km en Sri Lanka	195
Tabla 10.7 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales de la zona inicial (IS)	197
Tabla 10.8 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales de la rampa descendente (DRp)	198
Tabla 10.9 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales de la rampa electrostática (ERp)	199
Tabla 10.10 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales del sobrepico de polaridad opuesta (OPO)	200
Tabla 10.11 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales del sobrepico de similar polaridad (SMO)	201

Lista de abreviaturas

Se debe tener en cuenta que las palabras “rayo” o “*flash*” son usadas sin distinción como palabras equivalentes para referirse al proceso completo del rayo. Adicionalmente, los términos “*transformación de Fourier fraccionaria*” y “*transformación fraccional de Fourier*” son empleados como la traducción en español de “*fractional Fourier transform*”.

Nombre en español	Nombre en ingles	Abreviatura
Algoritmo para la búsqueda simultánea de coeficientes	Algorithm for the simultaneous search of coefficients	LPFT-ASE
Algoritmo para la búsqueda recurrente de coeficientes	Algorithm for the recurrent search of coefficients	LPFT-ARE
Ancho completo a media altura	Full width at half maximum	FWHM
Aproximación local polinomial	Local polynomial approximation	LPA
Campos electromagnéticos generados por rayos	Lightning electromagnetic fields	LEMF
Campo eléctrico generado por rayos	Lightning electric field	LEF
Campo magnético generado por rayos	Lightning magnetic field	LMF
Correlación cruzada	Cross correlation	CC
Descarga de retorno	Return stroke	RS
Descarga de retorno subsecuente	Subsequent return stroke	SRS
Descargas intranube	Intra-cloud discharges	ICD
Descarga preliminar	Preliminary breakdown	PB
Distribución de Wigner	Wigner distribution	WD
Distribución de Wigner-Ville	Wigner-Ville distribution	WVD
Distribución tiempo-frecuencia	Time-frequency distribution	TFD
Dominio de la transformación de Fourier fraccionaria	Fractional Fourier transform domain	FRFd
Dominio de la transformación de Fourier fraccionaria discreta	Discrete fractional Fourier transform domain	DFRFd
Error de amplitud	Amplitude error	AD
Error medio cuadrático	Mean square error	MSE
Estación de medición indirecta de rayos	Remote lightning measuring station	EMIR
Etapas inicial de la descarga	Initial stage of the discharge	IS
Rayos con una sola descarga de retorno	Single stroke <i>flashes</i>	SSF
Función de ambigüedad	Ambiguity function	AF
Frecuencia instantánea	Instantaneous frequency	IF
Frecuencia modulada lineal	Linear frequency modulation	LFM
Intersección de intervalos de confianza	Intersection of the confidence intervals	ICI
Líder dardo	Dart leader	DL
Líder escalonado	Stepped leader	SL
Periodograma local polinomial	Local polynomial periodogram	LPP
Plano tiempo-frecuencia	Time-frequency plane	TFp
Proceso de enlace	Attachment process	AP
Primer descarga de retorno	First return stroke	FRS

Nombre en español	Nombre en inglés	Abreviatura
Pulsos bipolares angostos	Narrow bipolar pulses	NBP
Raíz cuadrada del error medio cuadrático	Square root of mean square error	SRMSE
Rampa descendente	Descendent ramp	DRp
Rampa electrostática	Electrostatic ramp	ERp
Rampa magneto-estática	Magnetostatic ramp	MRp
Rayo nube-tierra	Cloud to ground lightning	Rayo CG
Rayo nube-nube	Cloud to cloud lightning flash	Rayo CC
Red colombiana de detección total de rayos	Colombian Lightning Location Network	CLLN
Red de localización mundial de rayos	World Wide Lightning Location Network	WWLLN
Región espectral	Spectral region	RE
Región espectral más intensa	Intense spectral region	IER
Relación señal a ruido	Signal-to-noise ratio	SNR
Representación tiempo-frecuencia	Time-frequency representation	TFR
Sobrepico de polaridad opuesta	Opposite polarity overshoot	OPO
Sobrepico de similar polaridad	Similar polarity overshoot	SMO
Tiempo de arribo	Time of arrival	TOA
Tiempo entre descargas de retorno	Inter-stroke time	IST
Transformación de Fourier	Fourier transform	FT
Transformación de Fourier de corto tiempo	Short-time Fourier transform	STFT
Transformación de Gabor	Gabor distribution	GD
Transformación de Harley de corto tiempo	Short-time Hartley transform	STHT
Transformación de wavelets	Wavelets transform	WT
Transformación de wavelets discreta	Discrete wavelets transform	DWT
Transformación discreta de Fourier	Discrete Fourier Transform	DFT
Transformación local polinomial de Fourier	Local polynomial Fourier transform	LPFT
Transformación de Fourier fraccionaria	Fractional Fourier transform	FRFT
Transformación de Fourier fraccionaria discreta	Discrete fractional Fourier transform	DFRFT
Transformación polinomial tiempo-frecuencia	Polynomial time-frequency transform	PTFT
Transformación Radon-Wigner	Radon-Wigner transform	RWT
Transformación rápida de Fourier	Fast Fourier transform	FFT
Validación cruzada	Cross validation	CV

1 Introducción

Actualmente, el mejoramiento de los sistemas eléctricos, electrónicos y de telecomunicaciones se relaciona directamente con actividades que requieren gran inversión económica y una constante evolución tecnológica en busca de lograr una alta eficiencia energética y reducir los costos en los procesos de manufactura. Sin embargo, en pro de alcanzar estas exigencias, en los procesos de diseño y construcción de equipos, circuitos y dispositivos se ha preferido reducir los índices de inmunidad electromagnética, disminuyendo así su capacidad de operar satisfactoriamente ante perturbaciones de origen eléctrico radiadas o conducidas.

Dentro de estas perturbaciones, una de las más certeras, no solo por su magnitud y comportamiento aleatorio (no se conoce su lugar de impacto), sino además por la cantidad de daños, afectaciones y accidentes que ocasiona, son los rayos nube-tierra (CG) [1]–[3]. Estos transitorios de alta corriente que impactan la superficie del planeta son la principal causa de salidas de líneas de transmisión y pueden interrumpir la operación de redes de distribución, sistemas de comunicación, aeronaves y gran diversidad de dispositivos eléctricos y electrónicos sensibles [4]. Adicionalmente, los seres humanos pueden verse seriamente afectados por lesiones debidas al impacto directo o indirecto de los rayos, que en muchos casos pueden ocasionar la muerte [3], [5].

Debido a esta situación, desde la década de 1950 se han orientado esfuerzos para entender el comportamiento y la física del rayo. Así mismo, se ha estudiado el comportamiento de varios parámetros relacionados la forma de onda de la corriente del rayo (amplitud, duración, velocidad de la descarga entre otros), su polaridad, multiplicidad y espectro de frecuencia. Estos estudios han permitido el dimensionamiento óptimo de sistemas de protección, la predicción y localización de tormentas eléctricas y el entendimiento de diferentes eventos asociados al proceso de la descarga. Lo anterior cobra aún más importancia, teniendo en cuenta que algunas características de los rayos CG como la magnitud de la corriente, la multiplicidad, la duración o la densidad de las descargas a tierra varían dependiendo de las condiciones geográficas donde se realice el estudio [6]–[8].

Para medir la corriente de las descargas de retorno (*return strokes*), en las últimas décadas se han desarrollado varios métodos de medición directa en los que se incrementa la posibilidad de que un rayo impacte un sitio determinado con ayuda de torres instrumentadas o el empleo de cohetes dirigidos hacia la nube de tormenta [9]–[14]. No obstante, el estudio de los parámetros del rayo (nube-tierra o intranube) también se puede realizar analizando los campos eléctricos y/o magnéticos generados durante una descarga completa (*flash*) gracias a la implementación de sistemas de medición remota que utilizan sensores (antenas) para registrar las señales radiadas que se propagan durante la descarga [8], [15]–[20].

Aunque los sistemas de medición directa proveen información de primera mano sobre las características del rayo (*lightning flash*), la comunidad científica considera la medición de los campos electromagnéticos generados por los rayos (LEMF) como un método confiable para identificar las características temporales y espectrales de la descarga [4], [16], [17], [21]–[24]. Esto último, se puede justificar toda vez que este tipo de sistemas no requieren de una gran inversión económica ni del uso de estructuras complejas para su implementación. En el caso particular de Colombia, a partir de la medición de los LEMF se han podido implementar varias redes de localización de descargas eléctricas atmosféricas [25]–[28], establecer algunas características predominantes de los rayos y las tormentas eléctricas en varias regiones del país [9], [25], [28]–[31] y contrastar estos resultados con información obtenida en otras regiones del mundo [28], [32]–[34].

De la medición de LEMF no sólo es posible extraer información relevante acerca de la actividad de los rayos y sus características, también es posible entender el mecanismo de la descarga y el proceso físico que toma lugar durante los diferentes eventos asociados al fenómeno (líderes, descargas preliminares, pulsos bipolares, proceso de enlace, descargas de retorno, entre otros) [7]. De manera puntual, el análisis del campo eléctrico y/o magnético debido a los *return strokes* de los rayos CG permite determinar diversos parámetros de la forma de onda registrada, como son: el valor pico (*peak value*), el tiempo de ascenso (*rise-time*), el frente lento, el tiempo de cruce por cero (*zero-crossing time*), los sobrepicos de polaridad opuesta y la corriente del rayo (si se conoce la distancia de ocurrencia del evento) [35]–[37].

La adecuada estimación de estos parámetros es importante para el desarrollo e implementación de modelos de la descarga del rayo, determinar los requerimientos de compatibilidad electromagnética de equipos sensibles, desarrollar sistemas de detección, alerta y localización de rayos y mejorar los sistemas de protección para personas, equipos e instalaciones [7], [38]. A pesar de esto, diversos estudios enfocados a la caracterización de los campos eléctricos y/o magnéticos generados por rayos han mostrado que las señales registradas están frecuentemente contaminadas por ruido producido por el sistema de medición (antenas, circuitos electrónicos, cables, etc.), algunas fuentes de ruido blanco Gaussiano y otras interferencias presentes en el ambiente electromagnético [4], [39], [40]. Esta alteración de las formas de onda influye significativamente en la correcta estimación de los parámetros del rayo [4], [36], [37], [41].

Algunos estudios relacionados con la caracterización de rayos CG consideran el ruido como una componente “natural” de los registros obtenidos, de manera que la caracterización de las señales de LEMF se hace sin usar ningún método de filtrado. Bajo esta consideración, algunos parámetros de la señal como el valor pico y el tiempo de ascenso sólo son analizados si la forma de onda tiene una relación señal a ruido (SNR; *signal-to-noise ratio*) mayor a 3 o 4 [36], [42]. Este criterio puede ser usado en el estudio de campos eléctricos y magnéticos generados por rayos relativamente cercanos (inferiores a 50 km), pero para distancias intermedias (50-100 km) o lejanas (mayor a 100 km), donde la amplitud de la señal disminuye y la SNR es menor, la interpretación de los parámetros del rayo se dificulta si no se realiza un adecuado procesamiento de la señal.

En estos casos donde la señal original se ve afectada por diferentes tipos de contaminación, es posible reducir el ruido (que se suman a la señal original) controlando las emisiones del ambiente electromagnético y/o mejorando el funcionamiento de los sistemas de medición. Sin embargo, cuando esto no es posible o se desconocen las fuentes que generan la distorsión, se prefiere someter a las señales registradas a diversas etapas de tratamiento usando *hardware* (filtros) [43]–[45] o alguna técnica de procesamiento digital [17], [22], [37], [44]. En el caso específico del procesamiento de señales con ayuda de *hardware*, aunque se rescata su practicidad y la facilidad de replicar resultados, se tiene en su contra: el comportamiento selectivo que ejercen los filtros sobre componentes de frecuencia que pueden considerarse importantes, el ruido que se produce a la salida del filtro (afectando la señal de salida), las inestabilidades y los truncamientos en el procesamiento de la señal [44], [45].

Debido a las desventajas que tiene el uso de *hardware*, durante los últimos 15 años se ha promovido la necesidad de explorar y adaptar alternativas de procesamiento digital para señales de LEMF cuya aplicación permita obtener resultados que aporten al conocimiento del fenómeno del rayo [4], [24], [33]. La función de estas técnicas de procesamiento debe ser, en primera instancia, eliminar (en la medida de lo posible) o reducir el ruido presente en las mediciones para obtener una representación adecuada de la señal original; y posteriormente, facilitar la tarea de cuantificar y analizar los parámetros del rayo tanto el dominio del tiempo (forma de onda, valor máximo, tiempo de ascenso, cruces por cero, sobrepicos, duración de la descarga, entre otros), como en el dominio de la frecuencia (espectro y energía).

Actualmente existen varias alternativas para tratar y procesar señales de LEMF. Estas técnicas se basan en la transformación clásica de Fourier (FT) [17], [44], la transformación de wavelets (WT) [4], [22], [33], [37],

[42], [46] y algunos métodos de descomposición de modo empírico (EMD) [47]. Estas investigaciones, aunque muestran avances hacia la correcta identificación de las características de los rayos CG, no describen en detalle las metodologías empleadas, ni la forma en que se eligieron los parámetros usados durante el procesamiento de las señales bajo estudio. Adicionalmente, sólo algunos trabajos [4], [33], [37] han realizado comparaciones con otros métodos para establecer puntos a favor o en contra y determinar cuál técnica puede proporcionar los mejores resultados.

A partir de la problemática expuesta, y como parte de la búsqueda constante de nuevos métodos que puedan ser desarrollados y aplicados con suficiencia al estudio y análisis de señales de LEMF, la presente tesis doctoral se plantea el siguiente interrogante: ¿Cuáles técnicas de procesamiento para señales variantes en el tiempo pueden usarse para tratar y procesar los campos electromagnéticos registrados durante la ocurrencia de rayos nube-tierra para el posterior estudio y caracterización de este tipo de descargas?

Procurando abordar de manera efectiva las posibles alternativas para dar respuesta a este interrogante, a lo largo de esta tesis se describen un conjunto de actividades orientadas a la solución del problema expuesto y relacionadas con los siguientes aspectos:

- Estudio de los componentes que hacen parte de los sistemas de medición de campo eléctrico y magnético generados por rayos (LEMF). Así mismo, se identifican los efectos de distorsión y/o contaminación que estos componentes y el entorno electromagnético producen sobre las señales registradas.
- Fundamentación teórica, experimentación, simulación, recolección de datos y análisis de los diversos aspectos que involucran el tratamiento y procesamiento efectivo de los registros de LEMF.
- Análisis y discusión de los resultados obtenidos en el proceso de caracterización de los campos electromagnéticos generados por rayos nube-tierra en Bogotá, Colombia y en Weligatta, Sri Lanka
- Conclusiones y recomendaciones provenientes de la investigación anexando propuestas e inquietudes finales que puedan ser desarrolladas como parte de otros trabajos de investigación (pregrado, maestría o doctorado).

1.1 Hipótesis

Durante la formulación de este trabajo doctoral se establecieron como base de la investigación las siguientes hipótesis:

- La presencia excesiva de ruido en las señales de campos eléctricos y magnéticos generados por rayos (LEMF) distorsiona de manera significativa las formas de onda registradas y provoca errores en la identificación y cuantificación de sus parámetros temporales y espectrales.
- El uso de representaciones tiempo-frecuencia (TFR) lineales con la propiedad de concentrar la energía de la señal y de describir el comportamiento de la frecuencia instantánea con respecto al tiempo permiten extraer información confiable de señales de naturaleza transitoria como las generadas por los LEMF.
- La transformación de Fourier fraccionaria (FRFT) y la aproximación local polinomial (LPA) facilitan la reducción de ruido en señales no-estacionarias y de naturaleza transitoria y, a su vez, proporcionan mejores resultados que los métodos basados en la transformación de Fourier (FT), los filtros de respuesta finita al impulso (FIR) y otras técnicas convencionales.
- La transformación local polinomial de Fourier (LPFT) revela componentes de frecuencia que no se observan al usar técnicas convencionales como la transformación de Fourier de corto tiempo (STFT). Esto se consigue gracias a que la LPFT incluye en su *kernel* las estimaciones de la frecuencia instantánea de la señal y sus derivadas.

- Las señales de campo eléctrico y/o campo magnético registradas con un sistema de medición específico sólo pueden ser procesadas usando una combinación particular de parámetros.
- A partir de la reducción de ruido y el análisis tiempo-frecuencia de una cantidad considerable de señales (mayor a 100 registros) es posible caracterizar los parámetros temporales y espectrales de los campos eléctricos y/o magnéticos generados por rayos CG en la sabana de Bogotá, Colombia. Adicionalmente, estos resultados pueden ser comparados con los parámetros de los rayos reportados en otras regiones del mundo.
- La información estadística obtenida durante la caracterización de las señales de LEMF confirmará que algunos parámetros de los rayos CG como la multiplicidad, la duración del *flash* y el tiempo entre *strokes* están influenciados por la ubicación geográfica y las condiciones climáticas de la sabana de Bogotá.

1.2 Objetivos

Aunque la medición de rayos en el mundo se enfoca en el estudio de diferentes eventos asociados al proceso y desarrollo de la descarga eléctrica, durante la formulación de esta tesis doctoral se ha propuesto como objetivo general:

Proponer un conjunto de técnicas que puedan ser aplicadas con suficiencia al procesamiento de señales de campos electromagnéticos generados por rayos nube-tierra (LEMF), de manera que, por separado o de manera combinada, presenten una alternativa confiable y novedosa para la extracción de información y faciliten el estudio de este tipo de descargas eléctricas.

Para dar cumplimiento al objetivo general se han propuesto los siguientes objetivos específicos:

- Determinar el comportamiento de los componentes que integran los sistemas de medición (antenas, dispositivos electrónicos, medios de acoplamiento y equipos de registro) ante la presencia de señales de LEMF.
- Identificar y clasificar las componentes de ruido y otras señales no deseadas presentes en el ambiente electromagnético y producidas por el sistema de medición.
- Evaluar y seleccionar métodos y/o aplicaciones matemáticas, basadas en representaciones tiempo-frecuencia (TFRs) y la detección de singularidades que, desde su formulación teórica y su aplicación experimental, tengan el potencial para trabajar con señales de LEMF, permitan la remoción de ruido y otras componentes no deseadas, y de ser posible, proporcionen una adecuada información espectral de la señal bajo estudio.
- Validar las técnicas para el tratamiento y procesamiento de señales de LEMF (a partir de las aplicaciones matemáticas seleccionadas), de manera que presenten una mejor alternativa frente a los métodos temporales y espectrales clásicos.
- Desarrollar una metodología para determinar las ventajas y desventajas que posean las técnicas propuestas frente a las alternativas de procesamiento convencionales (basadas en FT), evaluando su versatilidad, eficiencia computacional y la fiabilidad de los resultados obtenidos.
- Caracterizar y clasificar rayos nube-tierra a partir de los registros disponibles y la aplicación teórico-experimental de las técnicas de procesamiento propuestas con el propósito de cuantificar y analizar parámetros temporales y espectrales de rayos nube-tierra.

1.3 Limitaciones de la investigación

Durante el desarrollo de esta tesis doctoral se presentaron algunas limitaciones y se hicieron algunas suposiciones teniendo en cuenta las sugerencias realizadas por los evaluadores de la propuesta de tesis, las restricciones de equipos e infraestructura y la información reportada en estudios previos. Algunas de estas limitaciones son:

- La configuración del sistema de medición de campo eléctrico usado en Colombia y Sri Lanka permitió registrar señales en un radio de 250 km con respecto al punto de observación.
- Teniendo en cuenta que se tenía a disposición sólo una antena de placas paralelas, durante las mediciones realizadas en Bogotá, Colombia se tuvo en cuenta únicamente la componente vertical del campo eléctrico.
- Debido a la sensibilidad del sistema de medición de campo magnético usado en Colombia se pudieron registrar descargas cercanas en un radio inferior a 25 km. En el caso de Sri Lanka, no se realizaron mediciones de campo magnético.
- Para el estudio de los campos magnéticos generados por rayos (LMF) se procesaron las señales de tensión inducida en las antenas de lazo sencillo y luego se realizó la integración por *software*. Esto se debe a que el sistema de medición de campo magnético no cuenta con una etapa de integración por *hardware*.
- Se exploraron y estudiaron sólo aquellas técnicas de procesamiento que exhibieron ventajas significativas para trabajar en el espacio tiempo-frecuencia y la identificación de singularidades en señales de naturaleza transitoria, de corta duración y de frecuencia variable en el tiempo.
- Debido a los niveles de ruido, todas las actividades de procesamiento, análisis y caracterización de descargas eléctricas atmosféricas se realizaron usando señales de campo eléctrico y campo magnético generadas por *return strokes* de rayos nube-tierra.
- Buena parte de las señales examinadas en esta tesis fueron registradas usando una ventana de observación de 500 ms, con excepción de las señales recolectadas en 2004 y 2013 (200 ms y/o 500 ms). Estas ventanas de observación fueron ajustadas en función de los alcances de cada estudio y de las características de los equipos de captura utilizados.
- La caracterización de rayos está basada en el análisis de 329 *flashes* CG registrados en Bogotá, Colombia y 180 *flashes* CG medidos en la provincia de Weligatta, Sri Lanka. Ambas campañas de medición se realizaron entre agosto y noviembre de 2016 y fueron desarrolladas con participación activa del doctorando.

1.4 Contribuciones de la tesis

Esta tesis doctoral realiza las siguientes contribuciones relacionadas con la medición, tratamiento, procesamiento y caracterización de señales de campos eléctricos y magnéticos generados por rayos nube-tierra (LEMF):

- La estación para la medición de campos eléctricos y magnéticos radiados por rayos (EMIR). Dicha estación puede ser utilizada para la medición de diferentes eventos asociados a los rayos nube-tierra e intranube (descargas preliminares, líderes, *return strokes*, pulsos bipolares, etc.). Esta estación de medición remota permitirá el desarrollo de nuevas investigaciones coordinadas por el grupo de investigación EMC-UNC y su red de cooperación académica.
- El nuevo circuito electrónico para la medición de campo eléctrico basado en el *buffer*-amplificador BUF602. Este circuito reemplaza la configuración clásica que emplea el *buffer* LH0033 discontinuado por su fabricante hace más de una década.

- La interfaz (*software*) *LITREP*[®] desarrollada para el tratamiento y adecuación de los registros de LEMF capturados con la EMIR o con otros sistemas de medición que usan osciloscopio y no cuentan con una etapa de almacenamiento automático. Este aplicativo permite manipular las señales capturadas (*flashes* o *return strokes*) y ajustar el nombre, la extensión (tipo de archivo) y la distancia de ocurrencia. Así mismo, reduce el espacio de almacenamiento de las señales capturadas (uso de archivos **.mat* – contenedores de datos) y facilita su ordenamiento en una base de datos.
- Dos técnicas para la reducción de ruido en señales de campo eléctrico y campo magnético producidos por *return strokes* de rayos CG (incluyendo algoritmos, funciones y códigos). Estos métodos están basados en la aplicación de filtros adaptativos en el dominio de la transformación de Fourier fraccionaria discreta (DFRFT) y en la aproximación local polinomial (LPA).
- Una técnica alternativa para el análisis tiempo-frecuencia de señales de campo eléctrico y campo magnético producidos por *return strokes* de rayos CG (incluyendo algoritmos, funciones y códigos). Este método, basado en la transformación local polinomial de Fourier (LPFT), permite estimar la frecuencia instantánea (IF) y la distribución tiempo-frecuencia de la señal examinada.
- Dos aplicativos de *software* para la reducción de ruido en el dominio de la DFRFT y el análisis tiempo-frecuencia aplicando la LPFT. Los *softwares* se basan en la interfaz gráfica GUI de Matlab[®] y, además de ser usados para el procesamiento de señales de LEMF, pueden ser empleados en el estudio y la caracterización de señales de frecuencia variante en el tiempo, transitorios y otro tipo de perturbaciones electromagnéticas.
- El análisis estadístico y la caracterización de *flashes* CG registrados en la sabana de Bogotá, Colombia y en la provincia de Weligatta, Sri Lanka. Durante este estudio se analizó el comportamiento de la polaridad, la multiplicidad, la duración del *flash*, los intervalos entre *return strokes* y las relaciones entre la magnitud del primer *stroke* y los *strokes* subsecuentes. Adicionalmente, se realizó una comparación del comportamiento de los rayos (*flashes*) nube-tierra bajo diferentes condiciones geográficas y climáticas.
- El análisis estadístico y la caracterización de las formas de onda del campo eléctrico generado por *return strokes* negativos registrados en Colombia y Sri Lanka. Este estudio incluye el análisis de 13 parámetros dentro de los que se resaltan: el tiempo de ascenso de cero al pico, el valor pico, el tiempo de cruce por cero, la amplitud y duración del sobrepico de polaridad opuesta y el valor máximo de la derivada, entre otros. Este trabajo es un aporte significativo para el estudio de rayos en la región central de Colombia y representa una actualización en el estudio de los parámetros del rayo en Sri Lanka (último estudio realizado en 2001).
- El análisis estadístico y la caracterización del espectro de frecuencia del campo eléctrico generado por *return strokes* negativos registrados en Colombia y Sri Lanka. A nivel mundial es uno de los primeros estudios en que se analiza la densidad espectral de las señales de LEMF en zonas tropicales y el primero en zonas montañosas. Además, se incluye la caracterización de las componentes de frecuencia de los sobrepicos de polaridad opuesta (OPO) y de similar polaridad (SMO), los cuales son típicos de los *return strokes* intermedios y lejanos. A la fecha, esto último no ha sido reportado en ninguna región del mundo.
- Las técnicas de procesamiento propuestas en esta tesis han sido usadas con éxito en otros campos de ingeniería eléctrica tales como: calidad de potencia, alta tensión, análisis de transitorios y compatibilidad electromagnética. Una muestra de esto son los trabajos complementarios desarrollados a la par con este trabajo de doctorado y referenciados en la sección 0.

1.5 Contenido del documento

El contenido de este documento refleja el proceso de investigación realizado por su autor durante el desarrollo de la tesis doctoral y en buena medida se basa en la evaluación de las hipótesis y el cumplimiento de los

objetivos planteados. En este sentido, se sintetizan las actividades desarrolladas y se amplían los resultados de investigación que han sido presentados en cinco (5) artículos científicos publicados y/o sometidos a revisión en revistas indexadas (nacionales e internacionales) y la participación en nueve (9) eventos científicos nacionales e internacionales.

Buena parte de los resultados presentados en este documento y en los artículos publicados usan los registros obtenidos durante varias temporadas de medición de rayos en Colombia (octubre-noviembre de 2004, mayo de 2013 y agosto-noviembre de 2016). Adicionalmente, se incluyen los resultados conseguidos durante la pasantía de investigación realizada entre octubre y diciembre de 2016 en la Universidad de Colombo, Sri Lanka y en las instalaciones del UCIARS (*Institute for Agro-Technology and Rural Sciences*) ubicado en la provincia sur-oriental de Weligatta bajo tutoría del Prof. Mahendra Fernando PhD.

El análisis de la información y la caracterización de las señales examinadas reflejan el comportamiento de los rayos registrados en Bogotá, Colombia en el rango 0–250 km para campo eléctrico y hasta 25 km para campo magnético. Estos rangos son el reflejo de la sensibilidad de los sistemas de medición utilizados, el efecto la cadena montañosa que se encuentra al oriente de Bogotá y el entorno electromagnético en el que se encuentran inmersos, el cual está caracterizado por zonas arborizadas y edificaciones con alturas mayores a 15 metros. En el caso de Sri Lanka, los campos eléctricos fueron registrados en terreno plano, cerca de la costa sur de la isla (en dirección al mar Índico) y con un radio de cubrimiento cercano a los 250 km.

La verificación de las hipótesis planteadas en esta tesis muestra que las técnicas de tratamiento y procesamiento propuestas son válidas para la reducción de ruido y el análisis tiempo-frecuencia de señales de campos eléctricos y/o magnéticos producidos por *return strokes* de rayos nube-tierra capturados en Colombia y Sri Lanka. Sin embargo, entre el capítulo 4 y el capítulo 7 se presentan y validan varios métodos que pueden ser empleados para analizar y extraer la información de señales de campos electromagnéticos generados por rayos (LEMF) adquiridas con otros sistemas de medición y en otras regiones del mundo.

Este documento de tesis está estructurado en 10 capítulos que dan cumplimiento al objetivo general y a los seis objetivos específicos formulados, más un capítulo final de conclusiones y recomendaciones. El capítulo 1 incluye la introducción a la problemática estudiada, los objetivos propuestos, los aportes de la investigación y la producción académica obtenida. En el capítulo 2 se presenta una síntesis de los conceptos y las definiciones básicas asociadas al fenómeno del rayo, incluyendo una descripción de las formas de onda típicas de los campos eléctricos y magnéticos producidos por los *return strokes* y sus componentes en frecuencia. El capítulo 3 describe la estructura y el comportamiento de los sistemas de medición indirecta usados en Colombia para registrar señales de LEMF. Así mismo, se presenta un análisis general de las componentes de ruido y otras señales no deseadas que fueron identificadas en el ambiente electromagnético. De esta manera, estos primeros capítulos dan cumplimiento a los objetivos específicos 1 y 2.

El capítulo 4 explica el proceso de tratamiento y pre-procesamiento al que fueron sometidos los registros de LEMF examinados en esta tesis, incluyendo el método usado para determinar la distancia de impacto de los rayos (*flashes*) CG registrados. Así mismo, se muestran las formas de onda típicas en función de la distancia para los campos eléctricos y magnéticos producidos por *return strokes* de *flashes* CG ocurridos en la sabana de Bogotá. Por su parte, el capítulo 5 presenta una discusión relacionada con la elección de las técnicas de procesamiento propuestas en esta tesis como alternativas válidas y novedosas para trabajar con señales de LEMF. Estos capítulos dan respuesta al tercer objetivo específico.

El capítulo 6 expone las definiciones, los algoritmos y el proceso de implementación computacional de las técnicas basadas en la transformación de Fourier fraccionaria discreta (DFRFT), la aproximación local polinomial (LPA) y la transformación local polinomial de Fourier (LPFT). Continuando con la investigación realizada, el capítulo 7 muestra la validación de las tres técnicas propuestas para el procesamiento de señales

de LEMF. Así mismo, se describe el proceso de selección de los parámetros necesarios para la aplicación de las técnicas. Finalmente, a partir de su comparación con algunos métodos temporales y espectrales (en su mayoría basados en la FT), se exponen las ventajas y desventajas de las técnicas de procesamiento propuestas (DFRFT, LPA y LPFT). Estos capítulos permiten alcanzar los compromisos planteados en los objetivos específicos 4 y 5.

El capítulo 8 presenta los resultados obtenidos luego de analizar los registros de campo eléctrico generados por *flashes* CG que fueron capturados en Bogotá, Colombia y en Weligatta, Sri Lanka durante 2016. Por su parte, el capítulo 9 analiza los parámetros de la forma de onda y la derivada del campo eléctrico generado por los primeros *strokes* y los *strokes* subsecuentes de *flashes* CG. Entre tanto, el análisis de las componentes espectrales obtenidas aplicando la transformación local polinomial de Fourier (LPFT) para las formas de onda asociadas a los *return strokes* (RS) de *flashes* CG se presenta en el capítulo 10. En estos tres capítulos se compara la información estadística reportada en Colombia y Sri Lanka con los resultados obtenidos en otras regiones del mundo. Esto se realizó con el propósito de comparar los efectos que diferentes condiciones climáticas y geográficas pueden producir en los parámetros de los rayos CG. De esta manera, los capítulos 8 a 10 dan un amplio cumplimiento al sexto y último objetivo específico planteado en esta tesis.

Finalmente, el capítulo 11 presenta las conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros que se podrían tener en cuenta para continuar el estudio de la problemática abordada, ampliar los resultados obtenidos y emprender nuevas investigaciones.

1.6 Publicaciones y otros productos obtenidos

Esta tesis doctoral se basa de manera parcial en varios trabajos publicados en revistas indexadas, la participación en diversos eventos científicos nacionales e internacionales, y el registro de algunos productos adicionales desarrollados durante la investigación. Copias impresas de estos trabajos son incluidas con propósitos académicos y en su mayoría pueden ser encontrados *online*.

1.6.1 Trabajos en revistas

Los siguientes son los trabajos publicados o sometidos a evaluación en revistas indexadas nacionales e internacionales:

P1 – H. E. Rojas, C. A. Cortés, y D. F. Ramírez, “Implementación Computacional de la Transformada Fraccional de Fourier Discreta,” *Inf. tecnológica*, vol. 25, no. 6, pp. 143–156, Aug. 2014.

P2 – H. E. Rojas y C. A. Cortés, “Denoising of measured lightning electric field signals using adaptive filters in the fractional Fourier domain,” *Measurement*, vol. 55, pp. 616–626, Sep. 2014.

P3 – H. E. Rojas, F. Santamaria, O. F. Escobar, y F. J. Román, “Lightning research in Colombia: Lightning parameters, protection systems, risk assessment and warning systems”, *Ing. y Desarro.*, vol. 35, no 1, pp. 240–261, Ene. 2017

P4 – H. E. Rojas y M. C. Forero, “Algoritmo para la estimación de la frecuencia instantánea en señales de fase variante en el tiempo usando la transformación local polinomial de Fourier”, *Redes Ing.*, vol. 8, no 1, pp. 5–17, ago. 2017.

P5 – H. E. Rojas, A. S. Cruz, y C. A. Cortés, “Characteristics of Lightning-generated Electric Fields Measured in the Bogotá Savanna, Colombia”, *UIS Ing.*, vol. 16, no 2, pp. 243–251, 2017.

P6 – **H. E. Rojas**, C. A. Cortés y M. C. Forero, “Local polynomial approximation and intersection of confident intervals for removing noise of lightning electric field measurements,” *DYNA*, 2018, **Aceptado para publicación, Jul. 2018**.

Estas publicaciones han sido numeradas de manera particular para ser citadas dentro del documento. El autor de esta tesis es el primer autor de estos artículos y ha participado de su planeación, organización, escritura, análisis y discusión de resultados. Las señales empleadas en el artículo P2 fueron tomadas de los registros capturados en Bogotá durante la temporada de tormentas octubre-noviembre de 2004, mientras que las mediciones usadas en los artículos P5 y P6 fueron obtenidas durante la campaña de medición llevada a cabo en Bogotá entre agosto y noviembre de 2016. Copias de estos artículos se adjuntan como anexos y algunas de sus secciones se han incluido en varios capítulos de esta tesis.

1.6.2 Trabajos en eventos científicos

Los siguientes trabajos fueron presentados en eventos científicos realizados en diferentes regiones del mundo:

E1 – **H. E. Rojas**, C. A. Cortés, y F. Santamaria, “Noise Reduction of Lightning Electric Fields Measurements Using Filtering in the Fractional Fourier Domain,” en *7th Asia-Pacific International Conference on Lightning (APL 2011)*, 2011, pp. 767–775.

E2 – **H. E. Rojas** y C. A. Cortes, “Adaptive Filtering for Lightning Electric Field (LEF) Signals in Fractional Fourier Domain,” en *2012 IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP)*, 2012, pp. 213–216.

E3 – **H. E. Rojas**, C. A. Cortes, y F. Santamaria, “Denoising of Lightning Electric Field Signals Using Fractional Fourier Transform,” en *2012 International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2012, pp. 1–9.

E4 – O. F. Escobar, **H. E. Rojas**, F. Román, y C. A. Cortes, “Lightning magnetic field measuring system in Bogotá — Colombia: Signal processing method,” en *2013 International Symposium on Lightning Protection (XII SIPDA)*, 2013, no. 1, pp. 162–166.

E5 – M. C. Forero y **H. E. Rojas**, “Implementation of Local Polynomial Fourier Transform Algorithm with Simultaneous Estimators (LPFT-ASE),” en *IV Congreso Internacional de Instrumentación control y Telecomunicaciones (CICT 2015)*, 2015, pp. 1–5.

E6 – **H. E. Rojas**, C. A. Cortes, y M. C. Forero, “Uso de estimadores no-paramétricos para el filtrado de señales de campo eléctrico producido por rayos,” en *International Conference on Technology and Electrical Engineering (CITIE 2015)*, 2015, pp. 134–151.

E7 – **H. E. Rojas**, C. A. Cortes, y F. J. Roman, “Time-Frequency Features of Lightning-generated Electric Fields Applying the Local Polynomial Fourier Transform (LPFT),” en *33rd International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2016, pp. 1–6.

E8 – **H. E. Rojas**, C. A. Rivera, J. Chaves, C. A. Cortés, F. J. Roman, y M. Fernando, “New Circuit for the Measurement of Lightning Generated Electric Fields”, en *2017 International Symposium on Lightning Protection (XIV SIPDA)*, 2017, pp. 1–7.

Al igual que los artículos presentados en revistas, copia de los trabajos presentados en los eventos científicos fueron incluidas como anexos y usados en algunos capítulos de esta tesis.

1.6.3 Softwares

Adicionalmente a los artículos y publicaciones presentadas, la implementación de las técnicas de procesamiento propuestas en esta tesis permitió el desarrollo de los siguientes softwares:

S1 - H. E. Rojas, “*Software LISIPRO - procesamiento de señales y filtrado adaptativo en el dominio fraccional de Fourier (FRFd)*,” Dirección Nacional de derechos de autor – Ministerio del Interior, Republica de Colombia, Registro de software N° 13-50-37, octubre 2015.

S2 - M. C. Forero y H. E. Rojas, “*Software procesamiento de señales usando la transformación local polinomial de Fourier (LPFT) - Software LPFT-SP*,” Dirección Nacional de derechos de autor – Ministerio del Interior, Republica de Colombia, Registro de software N° 13-46-305, abril 2015.

S3 - M. A. Cruz, B. A. Gómez, y H. E. Rojas, “*Software Transient-DFRFT: Herramienta para la caracterización de transitorios electromagnéticos en el dominio fraccional de Fourier*,” Dirección Nacional de derechos de autor – Ministerio del Interior, Republica de Colombia, Registro de software N° 13-56-121, octubre 2016.

S4 - H. E. Rojas, “*Software LITREP: Herramienta para el tratamiento y procesamiento de señales producidas por rayos*,” Dirección Nacional de derechos de autor – Ministerio del Interior, Republica de Colombia, en proceso de registro, febrero 2018.

1.7 Trabajos complementarios

Los siguientes son algunos productos complementarios obtenidos por el doctorando durante el desarrollo de esta tesis. Algunas de estas publicaciones han sido incluidas en el presente documento como referencias, y todos ellos se consideran resultados adicionales que muestran el alcance de las técnicas de procesamiento estudiadas y su aplicación en otros campos de la ingeniería eléctrica diferentes al estudio de rayos:

C1 – H. E. Rojas, C. A. Cortés, y H. A. Rosero, “Aplicación de la Transformación Fraccional de Fourier para la Detección y el Análisis de Hundimientos de Tensión (Sags),” en *III Congreso internacional de instrumentación control y telecomunicaciones (CICT 2013)*, 2013, pp. 1–6.

C2 – M. C. Forero y H. E. Rojas, “Study of Partial Discharge Based on Time-Frequency Analysis Using Local Polynomial Fourier Transform,” en *VIII Simposio Internacional sobre la Calidad de la Energía Eléctrica (SICEL 2015)*, 2015, pp. 1–6.

C3 – M. C. Forero, H. E. Rojas, y C. A. Cortés, “Aplicación de la Transformación Local Polinomial de Fourier en el Análisis de Descargas Parciales,” *Tecnura*, vol. 19, pp. 15–23, 2015.

C4 – H. E. Rojas, M. C. Forero, y C. A. Cortes, “Application of the Local Polynomial Fourier Transform in the Evaluation of Electrical Signals Generated by Partial Discharges in Distribution Transformers,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 24, no 1, pp. 227–236, Feb. 2017.

C5 – M. A. Cruz, B. A. Gómez, y H. E. Rojas, “Application of the Fractional Fourier Transform for Detection and Analysis of Partial Discharge Signatures in Distribution Transformers,” en *IX International Symposium on Power Quality (SICEL 2017)*, 2017, pp. 1–7.

2 Marco de referencia

Este capítulo presenta de manera sintetizada las bases conceptuales necesarias para comprender diversos aspectos que se tratan a lo largo de esta tesis. Teniendo en cuenta que este trabajo se centra en el estudio de descargas de retorno (*return strokes*) generadas por *flashes* nube-tierra (CG), se hace énfasis en la descripción de los procesos de formación de este tipo de descargas, aunque también se exponen conceptos y términos relacionados con el fenómeno del rayo en general.

Es importante aclarar que, aunque algunas definiciones relacionadas con las primeras etapas del proceso de formación de rayos CG no han sido del todo estandarizadas, a lo largo de esta tesis se utilizan las definiciones y términos más aceptados por la comunidad científica y adoptados en la literatura especializada. La mayor parte de la información presentada en este capítulo ha sido extractada de referencias clásicas, libros y publicaciones de alto impacto dentro de la comunidad científica. Respecto a esta última observación, se hace la salvedad que las palabras "rayo" y "flash" serán usadas a lo largo de esta tesis como palabras equivalentes para referirse al fenómeno completo del rayo.

2.1 Descargas eléctricas atmosféricas (rayos)

Un rayo es una descarga transitoria de alta corriente que puede producirse generalmente dentro de las nubes (rayos intra-nube), entre las nubes (rayos inter-nube), entre las nubes y el aire (rayos nube-aire) o entre las nubes y tierra (rayos nube-tierra). La descarga completa conocida como *flash* está compuesta por diferentes eventos o procesos que poseen características propias tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. Un *flash* tiene una duración promedio de 500 ms y se compone de varios impulsos de alta corriente denominados *return strokes* que se relacionan con las descargas que impactan la tierra [48].

Aunque gran parte de los rayos que se generan en la atmosfera de la tierra ocurren dentro de las nubes de tormenta (entre 75% y 80%), los que presentan mayor riesgo y provocan mayores afectaciones en personas, animales, estructuras o sistemas son los *flashes* nube-tierra (CG) [48]. Este tipo de descargas se clasifican a su vez en *flashes* nube-tierra negativos (*negative cloud-to-ground flashes*) y *flashes* nube-tierra positivos (*positive cloud-to-ground flashes*) los cuales tienen una probabilidad de ocurrencia de 90% y 10% del total de descargas CG, respectivamente [48]–[50]. De este grupo, los *flashes* CG negativos han sido los más estudiados, por lo cual el conocimiento de este tipo de descargas es mayor al de los rayos positivos.

Además de la polaridad, en función de la dirección con la que se desplaza el líder inicial durante las etapas tempranas del desarrollo de la descarga, los rayos CG pueden clasificarse en descendentes (*downward*) o ascendentes (*upward*). Estos tipos de rayos se ilustran en la Figura 2.1. Cuando el líder, que inicia el proceso de descarga, empieza su desplazamiento desde la nube hacia la tierra, ya sea desde la región baja o alta de la nube donde se encuentran los centros de carga (negativa o positiva), se considera que el rayo es descendente (ver Figura 2.1 (a) y (b)). Por otra parte, cuando el líder inicia su camino desde la tierra (o una estructura elevada conectada a tierra) en dirección a la nube, y se produce una transferencia de carga eléctrica, se considera que el rayo es ascendente (ver Figura 2.1 (c) y (d)).

La clasificación mostrada en la Figura 2.1 sólo relaciona los rayos que transportan carga de una sola polaridad (negativa o positiva) conocidos como rayos unipolares. En este sentido, dicha clasificación debe ser extendida

para incluir los rayos bipolares que transportan a tierra ambos tipos de carga eléctrica. Sin embargo, debido a que el centro de atención de esta tesis es el estudio y análisis de señales producidas por rayos CG unipolares, en las siguientes secciones sólo se presentaran conceptos relacionados con este tipo de descargas.

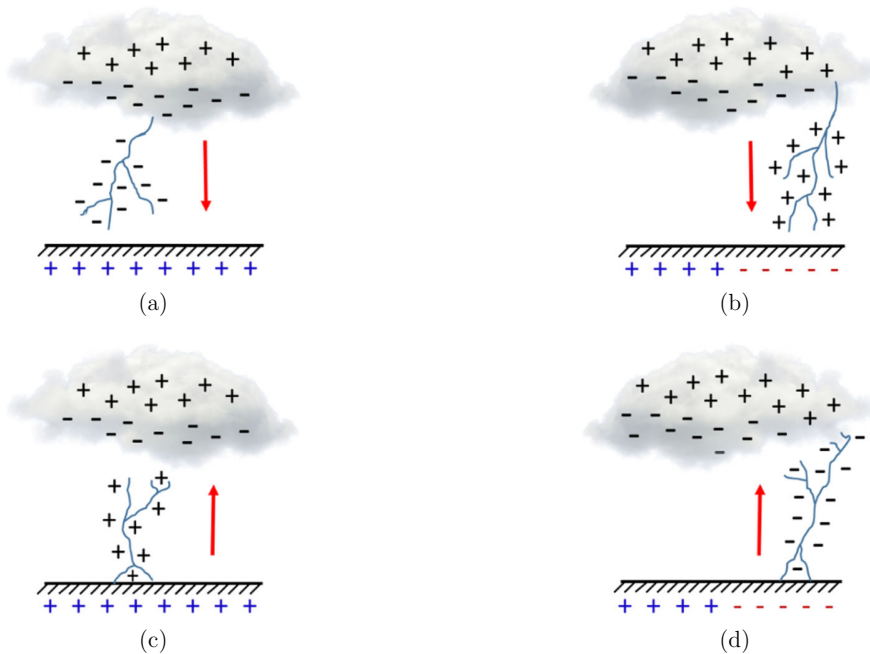


Figura 2.1 *Flashes* nube-tierra (CG) según su dirección y polaridad. (a) Descendente negativo; (b) Descendente positivo; (c) Ascendente negativo; (d) Ascendente positivo

Fuente: Adaptado de [48]

2.1.1 *Flashes* CG descendentes negativos

Esta descarga se caracteriza por dar inicio en la nube y transportar grandes cantidades de carga negativa hacia la tierra. Se estima que cerca al 90% del total de rayos CG pertenecen a este tipo de descargas [49]. Inicialmente, cuando las cargas se separan dentro de una nube de tormenta, el campo eléctrico estático crece hasta alcanzar un nivel en el cual puede ocurrir una disrupción eléctrica conocida como descarga preliminar (PB; *preliminary breakdown*). Aunque la duración de este proceso no ha sido definida con precisión, se estima que puede durar entre algunos milisegundos y hasta algunas decenas de milisegundos.

La aparición de PB establece las condiciones necesarias para la formación del líder escalonado (SL; *stepped leader*), el cual se caracteriza por ser un proceso intermitente que establece un camino conductor entre nube y tierra. El SL es un canal de plasma cargado negativamente formado por secciones que se propagan en saltos discretos de manera descendente (duración de 1 μ s y longitud entre 30 y 90 m) y que pueden ser detectados visualmente. Este proceso puede durar entre 10 y 20 ms, aunque se puede superponer con la etapa de PB.

Antes de que se establezca la descarga de retorno (RS; *return stroke*), cuando el SL se acerca a las estructuras que se encuentran en tierra, el campo eléctrico se incrementa hasta cierto valor crítico el cual propicia el inicio de uno o más líderes ascendentes. Esto se conoce como proceso de enlace (AP; *attachment process*) y finaliza cuando el líder descendente se conecta con el líder ascendente. Luego de esto, el RS atraviesa el camino previamente establecido desde tierra hacia la nube de manera que la carga eléctrica negativa dejada por el SL es neutralizada.

El tiempo de crecimiento o ascenso (*rise time*) del RS puede ser de algunos microsegundos o menos y su duración completa es de algunas decenas de microsegundos. Generalmente, la corriente pico de un RS es de algunas decenas de kA y en algunos casos es seguido por una corriente DC de varios cientos de Amperios que dura algunas decenas de microsegundos. Esta corriente DC produce cierta radiación que no puede ser observada a grandes distancias. El RS es responsable de los efectos visuales (relámpago) y auditivos (trueno) asociados al rayo, así como también de las lesiones en humanos y animales y las afectaciones a estructuras, sistemas eléctricos, de comunicaciones, etc.

Por lo general, luego de la ocurrencia de la primera descarga de retorno (FRS; *first return stroke*) no hay corrientes a tierra por algunas decenas de microsegundos, periodo después del cual puede presentarse una descarga de retorno subsecuente (SRS; *subsequent return stroke*). Cada SRS es precedido de un nuevo líder conocido como líder dardo (DL; *dart leader*), el cual tiene un desplazamiento directo hacia tierra pues se aprovecha del camino dejado por la descarga previa. En comparación con el SL, los DL asociados a los SRS radian menor energía.

Cuando un *flash* tiene uno o más SRS se considera que tiene multiplicidad. Algunas investigaciones indican que entre el 75% y el 80% de los *flashes* descendentes negativos tienen más de un RS [51]. En promedio, un *flash* negativo CG presenta entre 3 y 5 SRS aunque en algunos casos se han llegado a registrar *flashes* con más de 20 SRS [48], [49]. La separación entre los RS pertenecientes a un mismo *flash* es de algunas decenas de microsegundos y la duración total de un *flash* es de cientos de milisegundos con una carga eléctrica transportada de varias decenas de Coulombs.

Además de estos procesos claramente identificados, existen otros eventos que ocurren durante un *flash* y que poseen diferentes características en el tiempo y la frecuencia. Algunos de estos eventos son los procesos K y J. Los primeros son transitorios que se relacionan con cambios rápidos en el campo eléctrico dentro de la nube de tormenta y pueden ocurrir en intervalos de entre unos pocos milisegundos y hasta algunas decenas de milisegundos. Por otra parte, los procesos J son relacionados con la redistribución de carga dentro de la nube y son más lentos que los procesos K pues tienen una duración de algunas decenas de milisegundos.

2.1.2 *Flashes* CG descendentes positivos

Los *flashes* con esta polaridad transportan cargas positivas de la nube a la tierra y ocurren debido a varios escenarios de carga en la nube entre los cuales se destacan: dipolos positivos inclinados, monopolos positivos, dipolos invertidos, regiones con cargas positivas inusualmente grandes y ramificaciones en el canal dentro de la nube, entre otros [52], [53]. Estudios orientados a evaluar los parámetros del rayo afirman que el 10% o menos del total de *flashes* CG son descendentes positivos [49], [54].

Replicando el proceso de formación de los *flashes* CG negativos, en los rayos positivos el líder descendente crea un camino conductor que distribuye cargas positivas entre nube y tierra. Luego, al acercarse el SL a los objetos en tierra se incrementa el campo eléctrico hasta superar cierto valor crítico en el cual se desprende uno o varios líderes ascendentes para iniciar el proceso de enlace. Finalmente, el RS recorre el camino trazado por el SL desde tierra y hacia la nube neutralizando la carga positiva depositada a lo largo del canal.

Aunque históricamente los *flashes* CG positivos han sido menos estudiados que su contraparte de polaridad negativa, debido en parte a su baja ocurrencia (10% del total de rayos CG), este tipo de descargas son de gran interés para la comunidad científica y en ingeniería. La importancia de estudiar este tipo de rayos radica en que presentan mayores corrientes pico (varias centenas de kA) y entregan mayor cantidad de carga eléctrica a tierra (hasta cientos de Coulombs) haciéndolos más peligrosos que los rayos negativos.

Los *flashes* positivos está compuestos generalmente por un solo RS, la altura de la nube de tormenta es más baja, presentan canales horizontales con extensiones de decenas de kilómetros y el FRS es seguido por una corriente DC que puede durar hasta cientos de milisegundos con corrientes pico que superan los 10 kA [55], [56]. Algunas investigaciones han mostrado que los *flashes* CG descendentes positivos poseen una variabilidad que depende de la ubicación y la temporada climática. Es así como en las regiones que poseen estaciones, los *flashes* positivos pueden ocurrir con mayor frecuencia en las tormentas de invierno, mientras los *flashes* negativos dominan las tormentas de verano [52]. En el caso de las regiones tropicales, la ocurrencia de *flashes* positivos se relaciona con las temporadas de lluvias o monzones [54].

2.1.3 *Flashes* CG ascendentes

Debido a la poca investigación realizada sobre este tipo de descargas, se cree que los *flashes* ascendentes (positivos o negativos) se desarrollan en su gran mayoría debido a la influencia de estructuras elevadas como torres, edificaciones o árboles (alturas mayores a 100 m aprox.) u objetos de moderada altura ubicados en las partes altas de zonas montañosas [49], [51].

En este tipo de rayos, el inicio del líder escalonado ascendente se puede deber al incremento en el campo eléctrico en el punto más alto de la estructura. De esta manera, el líder inicia su camino hacia la nube siguiendo un proceso similar al descrito para los rayos descendentes. Los *flashes* ascendentes generalmente ocurren en invierno cuando la base de la nube de tormenta es más baja y se encuentra más cerca a la parte superior de la estructura, lo que permite la formación de los líderes ascendentes [48].

2.2 Sistemas de detección y localización de rayos

Desde hace varias décadas se han desarrollado diversas alternativas para la detección de actividad eléctrica en las nubes de tormenta y la localización de los rayos. Entre los métodos más usados para la localización de rayos se resaltan el método para identificar la dirección del rayo (*direction finding*) [48], [57], el método de tiempo de arribo (TOA; *time of arrival*) [58]–[60], combinaciones de estos [61] y algunos métodos de interferometría [62], [63]. Estas técnicas requieren de un conjunto de sensores conectados a una red para mejorar la precisión y confianza en la información asociada a la localización del rayo.

Los métodos basados en la identificación de la dirección del rayo usan generalmente dos *loops* ortogonales como antenas y el ángulo de la descarga es obtenido usando conceptos de trigonometría. Por otra parte, los métodos basados en el tiempo de arribo usan las pequeñas diferencias en el tiempo de llegada que presentan las señales radiadas durante la descarga cuando estas son capturadas por diferentes estaciones de medición. De esta manera, se puede determinar la distancia óptima al *flash* a partir de la sincronización de las estaciones de medición. En este caso, las estaciones pueden estar separadas hasta cientos de kilómetros siempre y cuando se use para la sincronización una señal de GPS.

En la actualidad, con ayuda de sistemas GPS, los métodos de tiempo de arribo proporcionan mejor resolución en la localización del rayo que los métodos de dirección. Sin embargo, a menudo se usan sistemas de localización que integran ambos métodos (dirección y tiempo de arribo) para incrementar la precisión de las redes de detección de rayos [61].

2.3 Sistemas de medición de rayos

La medición de rayos tiene antecedentes que se trasladan al siglo XVIII con las experiencias de Benjamín Franklin quien estableció de manera empírica que las nubes de tormenta poseían cargas eléctricas de dos

"estados" diferentes. Esta idea de la existencia de dos tipos de carga (establecidas hoy día como cargas positivas y negativas) había sido planteada en diferentes experimentos, pero sólo hasta dos siglos después fue posible evidenciar esta hipótesis.

Durante el siglo XIX se realizaron varias investigaciones haciendo uso de la fotografía. De esta manera, se lograron identificar por primera vez los RS que componen un *flash*. En el inicio del siglo XX, la mayoría de las investigaciones realizadas en torno a la protección contra rayos se basaba en el conocimiento empírico, y sólo hasta que tecnologías como la fotografía y el osciloscopio estuvieron disponibles para la comunidad científica en general se dio inicio a la era científica de la investigación del rayo [51].

Teniendo en cuenta la naturaleza del rayo y su proceso de formación, y apoyados en la continua evolución de la electrónica, desde la década de 1950 la comunidad científica ha desarrollado sistemas y dispositivos sofisticados para medir aspectos particulares de los rayos tales como: la corriente del RS, la velocidad de ascenso del RS, la luminosidad de la descarga, los campos eléctricos y magnéticos radiados por diferentes eventos del rayo y la multiplicidad del flash, entre otros. Estos sistemas de medición se dividen en métodos directos y métodos remotos o indirectos.

Puesto que profundizar en las alternativas de instrumentación usadas para la medición de rayos no hace parte de los objetivos planteados, en esta tesis no se hace un estudio detallado de los diversos métodos que se usan para medir este tipo de descargas eléctricas. Sin embargo, esta sección presenta un breve repaso de las características de estos métodos de medición y se reportan las experiencias más relevantes. Es importante resaltar que en el capítulo 3, y con el fin de dar cumplimiento a varios de los objetivos específicos planteados, se hace una descripción completa de los sistemas de medición usados en esta tesis para la captura de señales de campos eléctricos y/o magnéticos radiados por rayos.

2.3.1 Sistemas de medición directa

La medición directa de rayos basa su desarrollo en el uso o construcción de estructuras elevadas que incrementan la probabilidad de impacto de un rayo. Este concepto inició con los experimentos desarrollados por McEachron en 1939, quien fue probablemente el primer investigador que registró con ayuda de osciloscopios la forma de onda completa de la corriente de los rayos que impactaban el edificio Empire State en New York, USA [64]. Este estudio incluía un análisis de algunas características típicas de la forma de onda de la corriente, tales como el frente rápido y la pendiente decreciente lenta.

Usando este mismo método, Berger *et. al.* entre 1943 y 1971 midieron la corriente de los rayos que impactaban dos torres de 70 m ubicadas en el Monte San Salvatore, Suiza [65]. Este trabajo ha sido base fundamental para el estudio de los rayos y aún es usado como referencia primaria en la literatura para referirse a los parámetros típicos de la forma de onda de la corriente del rayo. Ya en la década de 1980 se presentaron otra serie de investigaciones importantes en el estudio de los rayos CG. La primera fue liderada por Garbagnati usando dos torres de comunicaciones de 40 m ubicadas en la ciudad de Foligno y en el Monte Orsa, Italia [66]. La segunda fue desarrollada en Sudáfrica, donde las corrientes de los rayos fueron obtenidas usando un mástil de 60 m de altura [67]. Estas investigaciones se realizaron durante un periodo aproximado de 10 y 15 años, respectivamente.

Actualmente, la medición directa de rayos se realiza en su gran mayoría usando torres instrumentadas localizadas en diferentes regiones del mundo. Los grupos de trabajo más adelantados en esta temática desarrollan sus investigaciones en Brasil (Morro do Cachimbo Tower, 60 m) [68], [69], Austria (Gaisberg Tower, 100 m) [70], Suiza (Santis Tower, 124 m) [71], [72], Alemania (Peissenberg Tower, 160 m) [73]–[75], Canada (CN Tower, 553 m) [76], [77] y Japón (Tokyo Sky Tree, 634 m) [78]–[80]. Aunque estas investigaciones

han marcado una pauta importante en la caracterización de los rayos, la gran mayoría de los *flashes* observados (con excepción de Brasil y, en algunos casos, Japón) son de tipo ascendente.

Estas estructuras instrumentadas generalmente usan dos métodos para la medición de la corriente del rayo. Por un lado, se emplean resistencias shunt que miden la caída de tensión resultante cuando fluye la corriente del rayo a través de ellas. En este caso es importante la precisión y robustez de las resistencias, pues de ello depende la correcta medición de los parámetros de la corriente. El segundo método se basa en el uso de bobinas que rodean la estructura que recibe la corriente del rayo. En este sentido, las más usadas son las bobinas Rogowski que tienen una buena respuesta con señales de gran magnitud y poseen buen ancho de banda para medir transitorios de frente rápido. La principal desventaja de usar este método es la necesidad de incluir un circuito integrador para estimar la forma de onda de la corriente, pues la tensión inducida en la bobina es proporcional a la derivada de la corriente.

Aunque la medición directa con ayuda de estructuras elevadas reduce el despliegue logístico (más no el costo) en la medición de las corrientes del rayo, el bajo número de descargas que impactan las torres (algunas decenas por año) ha propiciado el desarrollo de otros métodos de medición. Entre estos, uno de los más efectivos consiste en propiciar la ocurrencia de rayos CG de manera artificial disparando cohetes a las nubes de tormenta. Este método ha sido validado para identificar los parámetros de los *strokes* subsecuentes (SRS), pero no se considera un método confiable para el estudio de las corrientes generadas por el primer *stroke* (FRS) de un *flash* [48].

En la técnica de disparo para generar rayos, el cohete se conecta a un conductor delgado que actúa de manera similar al de una torre elevada favoreciendo la formación de descargas ascendentes [75]. Este conductor puede o no estar conectado a tierra. Cuando el cable se conecta a tierra, la literatura se refiere a esta descarga como rayo disparado convencional (*triggered lightning*). Entre tanto, cuando el conductor no está conectado a tierra se denomina rayo disparado de altitud (*altitude triggered lightning*). En este último, siempre existe un espacio de aire de algunos cientos de metros entre el extremo inferior del cable y tierra.

Aun cuando existen varios grupos de investigación orientados a la medición directa de los rayos, esta revisión muestra que son pocas las torres de medición en el mundo empleadas para tal fin. Esto se debe en gran parte a los altos costos de su implementación, el uso de tecnología de punta y los requerimientos de mantenimiento. Adicionalmente, algunos estudios como los orientados a la localización y detección de rayos no emplean sistemas de medición directa. Por esta razón, las mediciones remotas o indirectas son parte fundamental del estudio de rayos, no sólo por ser la técnica de medición más usada por la comunidad científica, sino por la variedad de información que proporciona.

2.3.2 Sistemas de medición indirecta o remota

Cada uno de los procesos del rayo genera radiación en diferentes bandas de frecuencia y se pueden propagar en distancias que superan los cientos de kilómetros. Es así como los campos electromagnéticos generados durante un *flash* CG pueden tener componentes que van desde las bajas y medias frecuencias, como en el caso de los RS (componentes DC hasta algunas decenas de MHz), hasta las muy altas frecuencias, como las que se presentan en las descargas preliminares y los líderes (30-300 MHz) [22].

Teniendo en cuenta el amplio rango de frecuencias donde se presenta radiación de energía de un *flash*, y debido a la dificultad que representa el predecir y realizar mediciones directas de los rayos, se han desarrollado e implementado en varias partes del mundo sistemas de medición remota que han permitido profundizar en el conocimiento de la física del rayo y de sus características temporales y espectrales [7], [15], [18], [36], [54], [81], [82]. Además, a partir de la medición de los campos electromagnéticos producidos por estas descargas se han podido establecer algunas características predominantes de los rayos CG, se han definido criterios de

protección contra rayos, se han mejorado los sistemas de alarma y localización de rayos y se ha facilitado el estudio de rayos intra-nube e inter-nube [22], [54], [83]–[85].

Estos métodos de medición remota están compuestos por elementos tales como: sensores de campo, circuitos electrónicos, medios de transmisión y equipos que finalmente registran la información. En el caso específico de los sensores, es importante definir sus características de acuerdo al tipo de campo que se desea evaluar (eléctrico o magnético), al evento del rayo que se quiere estudiar, al rango de frecuencias en que se pretende medir y al lugar donde será instalado. Tener claridad de estos aspectos es esencial pues el tipo de sensor que se seleccione facilitará el análisis de campos cercanos y lejanos, componentes estáticas y radiadas, eventos del rayo de diferente duración (nano-segundos, microsegundos y milisegundos) y múltiples componentes espectrales.

En este aspecto, las características de los sensores más usados para medir campo eléctrico y campo magnético generado por rayos se muestran en la Tabla 2.1 y en la Tabla 2.2, respectivamente. Como se mencionó al inicio de esta sección, el propósito de esta revisión era dar un vistazo a los diferentes métodos de medición usados para la caracterización de los rayos CG. Sin embargo, en el Capítulo 3 se presentará una descripción detallada de los sistemas usados durante esta investigación para la medición de campos electromagnéticos generados por rayos (LEMF).

Tabla 2.1 Sensores más comunes para medir el campo eléctrico radiado por los rayos

Tipo de campo	Sensor	Características
Campo eléctrico	Molino de campo (<i>Field mill</i>)	<ul style="list-style-type: none"> • Registra cambios lentos en el campo eléctrico en un rango de frecuencias que van desde DC hasta decenas de kHz • Se basa en el concepto de inducción electrostática para medir el campo eléctrico atmosférico generado por la carga de las nubes que cruzan por encima • Usa dos placas (una móvil y otra fija) para censar la carga que se induce por la presencia del campo eléctrico ambiental en la placa fija y su variación debido al movimiento de la placa móvil • La respuesta del molino es determinada por la velocidad de rotación de la placa móvil
	Antena vertical (<i>Vertical antenna</i>)	<ul style="list-style-type: none"> • Registra variaciones lentas y rápidas del campo eléctrico • Está formada por un conductor metálico conectado a tierra por medio de un circuito eléctrico • En condiciones de tormenta el campo eléctrico varía en el tiempo variando la carga inducida sobre la antena. Esto genera una corriente en el circuito que es proporcional al campo eléctrico • Presenta problemas en su caracterización, pues a mayor longitud el conductor vertical atraviesa varias líneas equipotenciales
	Antena de placas paralelas (<i>Parallel plate antenna</i>)	<ul style="list-style-type: none"> • Registra variaciones lentas y rápidas del campo eléctrico • Está compuesta de un conductor suspendido (casi siempre de manera horizontal) que se instala a cierta altura respecto al suelo • Mide la componente normal del campo eléctrico radiado • Es sensible a los cambios en el campo eléctrico en un amplio rango de frecuencias (desde Hz hasta MHz)

Fuente: Autor – Tomado de [7], [50], [86]

Tabla 2.2 Sensores más comunes para medir el campo magnético radiados por los rayos

Tipo de campo	Sensor	Características
Campo magnético	Magnetómetro de saturación (<i>fluxgate magnetometer</i>)	<ul style="list-style-type: none"> Registra la variación en la intensidad de campos magnéticos estáticos y de alta frecuencia Basa su operación en la saturación de materiales de gran permeabilidad y fácil saturación Tiene una respuesta en tiempos muy cortos Es un instrumento vectorial, mide el campo magnético según la dirección en la que se disponga el sensor
	Antena de lazo sencillo (<i>loop of wire antenna</i>)	<ul style="list-style-type: none"> Registra cambios lentos y rápidos del campo magnético Si se usan dos <i>loops</i> perpendiculares se pueden medir las componentes ortogonales (norte-sur y este-oeste) del campo magnético radiado Es sensible a los cambios en el campo magnético en un amplio rango de frecuencias (desde Hz hasta MHz) La intensidad del campo magnético depende del ángulo entre el lugar de impacto del rayo y la dirección de la antena Para determinar el campo magnético es necesario integrar la tensión inducida en los <i>loops</i>
	Sensores de geometrías sofisticadas	<ul style="list-style-type: none"> Registran variaciones lentas y rápidas del campo magnético Muchos están limitados a la detección de longitudes de onda mayores que el tamaño del sensor Según la geometría, permiten ampliar el ancho de banda de las antenas convencionales (hasta 50 o 100 MHz), ejemplo: sensor <i>multigap loop</i> Requieren de estrictos procesos de calibración antes de ser usados

Fuente: Autor – Tomado de [7], [50]

2.4 Formas de onda características de los *return strokes*

En ingeniería, el estudio de los rayos ha concentrado buena parte de sus esfuerzos en la caracterización e identificación de los parámetros de los rayos CG en diferentes regiones del mundo. Estos parámetros pueden ser extractados a partir del análisis de la forma de onda de la corriente de las descargas directas a tierra o de los campos electromagnéticos radiados.

Basados en esta información, la comunidad científica ha podido definir las características más relevantes del rayo tanto en el dominio del tiempo, como en el dominio de la frecuencia. A continuación, se presentan las características típicas tanto de la corriente de los rayos CG, como de los campos electromagnéticos radiados durante la ocurrencia de los primeros *strokes* (FRS) y los *strokes* subsecuentes (SRS).

2.4.1 Corriente de los *return strokes*

Como se mencionó en la sección 2.3.1, la corriente de los *return strokes* (RS) puede ser medida usando torres instrumentadas que reciben impactos directos de rayos. Sin embargo, es posible estimar la magnitud de esta corriente a partir del uso de expresiones matemáticas que relacionan las mediciones de los campos electromagnéticos radiados y la distancia de impacto del rayo respecto a la estación de medición [87], [88]. Aunque ambos métodos son aceptados por la comunidad científica, la medición directa de la corriente del RS sigue siendo el método más preciso para la caracterización de rayos en el mundo [89].

Típicamente, los impulsos de corriente de los RS tienen un frente de ascenso rápido con un tiempo de entre algunos cientos de nanosegundos y hasta algunas decenas de microsegundos. Luego la corriente decrece con una pendiente lenta alcanzando la mitad del valor pico en varias decenas de microsegundos. Por lo general, la corriente del primer *stroke* (FRS) negativo finaliza después de algunos cientos de microsegundos, mientras la corriente de los *return strokes* positivos puede tener una duración significativamente mayor, llegando hasta algunos milisegundos [51], [89]. Un ejemplo de las formas de onda de la corriente generada por los FRS se muestra en la Figura 2.2.

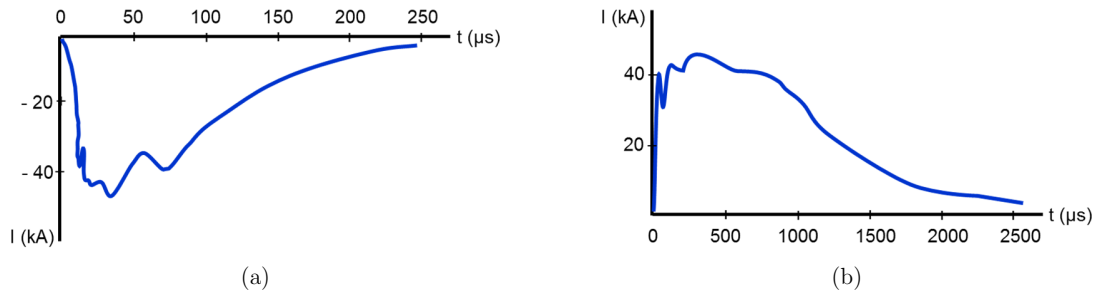


Figura 2.2 Forma de onda de la corriente para el FRS. (a) rayo descendente negativo; (b) rayo descendente positivo (de acuerdo con Berger)

Fuente: Adaptado de [51]

Uno de los estudios más importantes en la caracterización de rayos ha sido el presentado por Berger *et. al.* [65]. Este trabajo es utilizado como punto de referencia por gran parte de la comunidad técnica y científica pues al día de hoy sus resultados continúan teniendo validez. Dentro de los parámetros más importantes de la forma de onda de la corriente del rayo que se definieron en este trabajo están:

- La media del valor pico de la corriente para el FRS negativo es 30 kA y típicamente entre 10 y 15 kA para los *strokes* subsecuentes (SRS)
- La media del tiempo de ascenso (frente) de la corriente es aproximadamente de 5.5 μ s para el primer RS y de 0.8 μ s para los SRS
- La rata de ascenso máxima tiene una media de 28 kA/ μ s para el FRS y de 40 kA/ μ s para los SRS

Por lo general, las distribuciones de corriente encontradas por Berger *et. al.* han sido confirmadas por mediciones directas de la corriente del rayo realizadas con posterioridad en Japón, Austria y Florida (USA), las cuales se caracterizan por haber analizado un mayor número de observaciones [70], [90], [91].

2.4.2 Campos eléctricos y magnéticos radiados por los *return strokes*

El conocimiento de las características de los campos eléctricos y magnéticos radiados durante la ocurrencia de un rayo es importante para el estudio de los efectos nocivos que pueden provocar el acoplamiento de estos campos en equipos, circuitos o sistemas [35]. Además, la medición de los campos electromagnéticos radiados provee información valiosa que puede ser usada en la evaluación y validación de los modelos propuestos para predecir la corriente y los campos eléctricos y/o magnéticos que pueden generar los RS [92], [93].

Teniendo en cuenta estas ventajas y haciendo uso de un conjunto de antenas de banda ancha, Lin *et. al.* presentó en 1979 un conjunto de formas de onda que generalizan el comportamiento de los campos eléctricos y magnéticos generados por FRS y SRS negativos a distancias entre 1 y 200 km [94]. Estos registros han sido considerados por más de tres décadas como las formas de onda “típicas” de los campos electromagnéticos radiados por descargas CG negativas y, al igual que el trabajo presentado por Berger [65], se considera fuente de consulta obligada dentro de la comunidad científica especializada. Las formas de onda típicas para los campos eléctricos y magnéticos se muestran en la Figura 2.3 y la Figura 2.4. En estas figuras, las formas de

onda asociadas a 30 km y 100 km fueron incluidas por el autor de este trabajo. Dichas formas de onda se estimaron a partir de las observaciones reportadas en diversas publicaciones [36], [92], [93] y de las mediciones realizadas durante esta investigación.

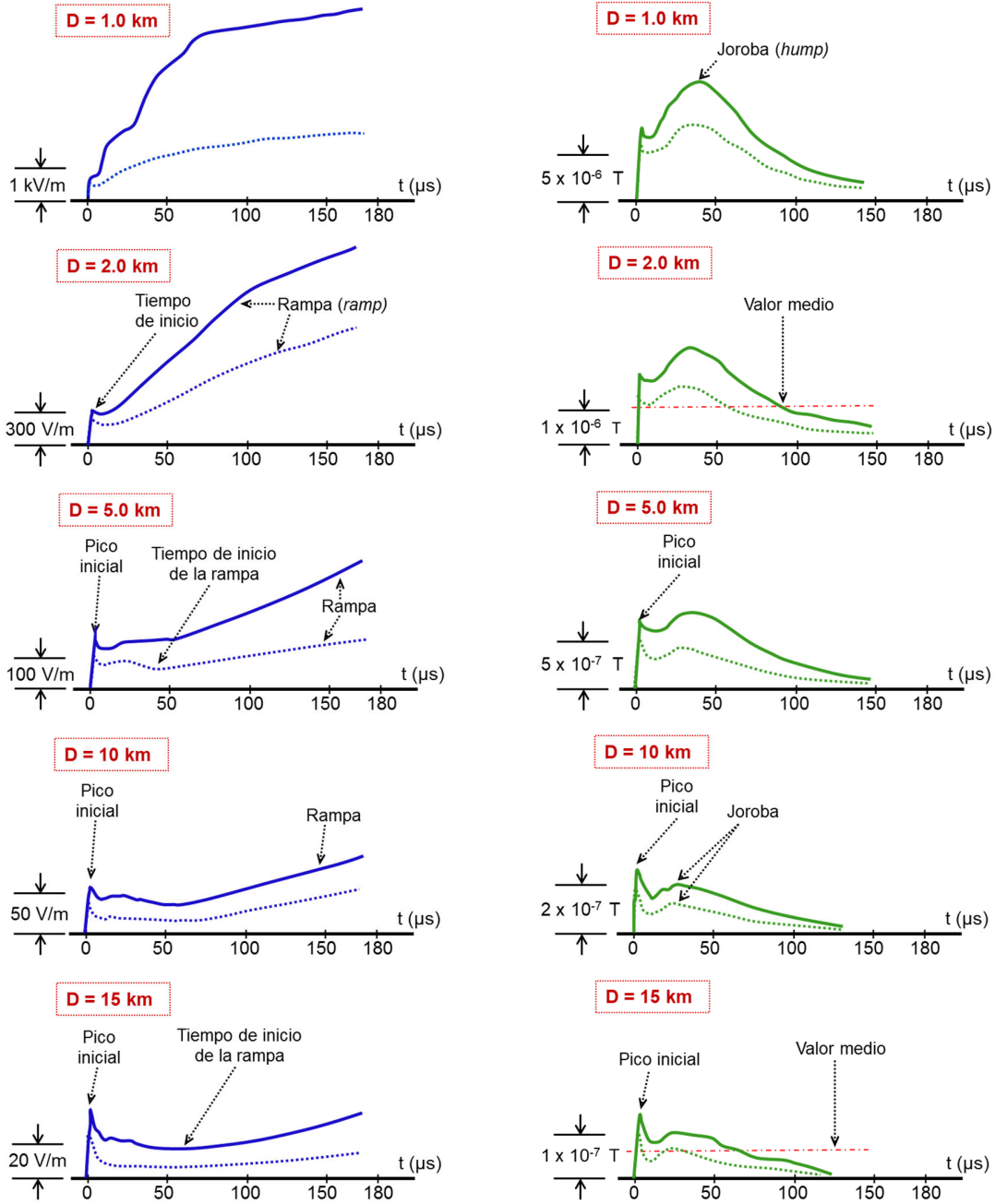


Figura 2.3 Formas de onda típicas del campo eléctrico vertical (columna izquierda) y la densidad de flujo magnético horizontal (columna derecha) para el FRS (línea sólida) y los SRS (línea punteada) a una distancia de 1, 2, 5, 10 y 15 km

Fuente: Adaptado de [94] – Complementado por el autor

Las características más relevantes de estas formas de onda incluyen: (a) un pico inicial con forma aguda (debido a una tasa rápida de crecimiento) que varía aproximadamente con el inverso de la distancia; (b) una

rampa de descenso lento después del pico inicial que puede durar más de 100 μs en señales de campo eléctrico y/o magnético registradas en un rango cercano (pocas decenas de kilómetros), y (c) un cruce por cero (*zero-crossing*) que se puede presentar varias decenas de microsegundos después del pico inicial para los campos registrados a distancias mayores a 50 km.

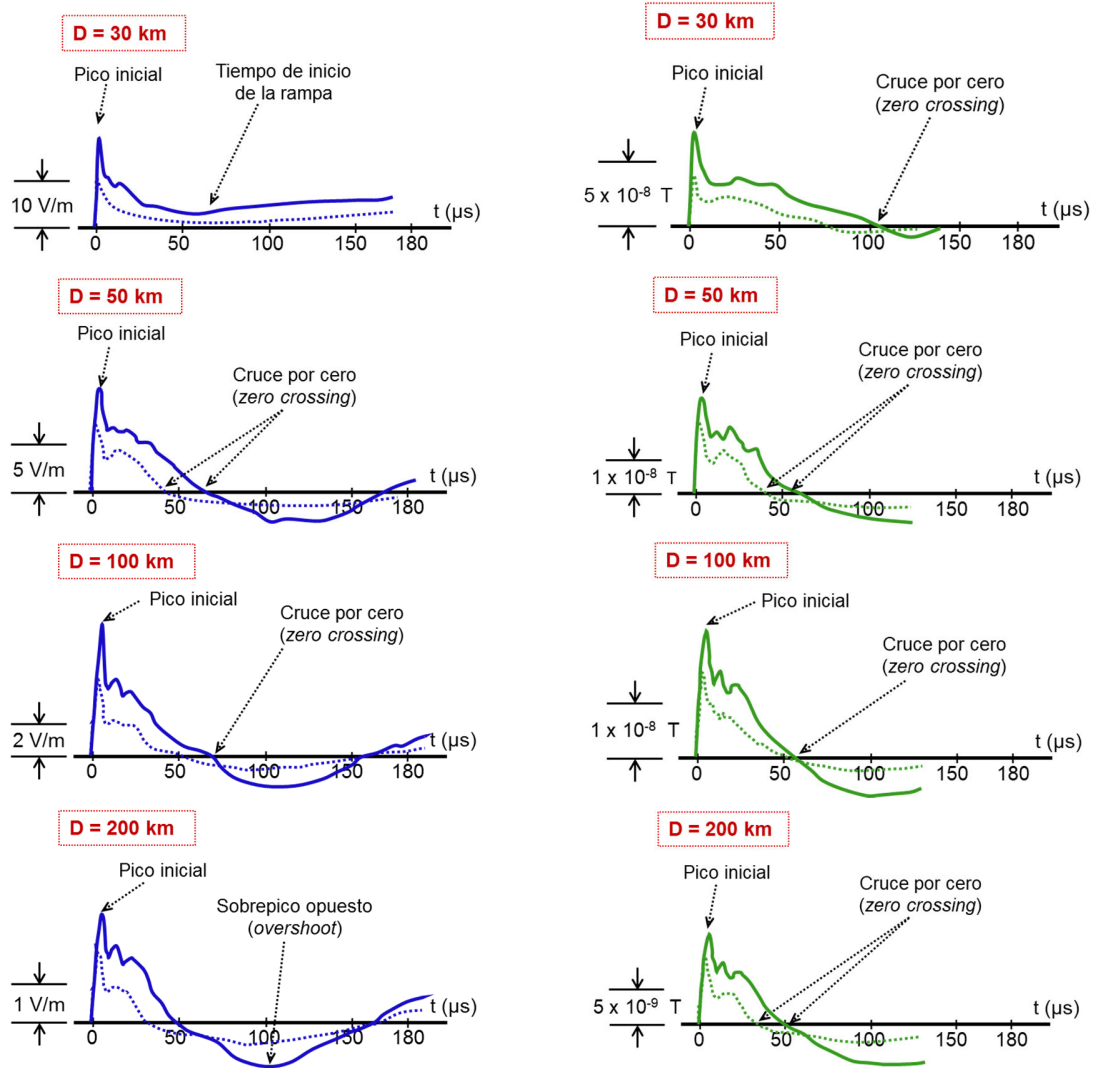


Figura 2.4 Formas de onda típicas del campo eléctrico vertical (columna izquierda) y la densidad de flujo magnético horizontal (columna derecha) para el FRS (línea sólida) y los SRS (línea punteada) a una distancia de 30, 50, 100 y 200 km

Fuente: Adaptado de [94] – Complementado por el autor

Además de estas características básicas, Rakov [35] y Lin *et. al.* [94] han establecido los siguientes comportamientos típicos para los campos eléctricos y magnéticos:

- La parte inicial y el pico de los campos medidos a cualquier distancia se deben a la componente de radiación, la cual decrece inversamente con la distancia (sin incluir los efectos de propagación).
- El pico inicial presente en todas las formas de onda es una característica dominante de los campos eléctricos y magnéticos medidos a distancias superiores a los 10 km. Esta característica puede ser relevante para los campos medidos a distancias comprendidas entre algunos kilómetros y 10 km, y puede ser identificada con alguna dificultad para campos cercanos registrados a distancias menores a 2 km.

- Los campos eléctricos generados por RS a distancias de algunas decenas de kilómetros son dominados por la componente electrostática del campo eléctrico total. Esto se evidencia después de algunas decenas de microsegundos.
- De forma similar, los campos magnéticos cercanos son dominados por la componente magneto-estática del campo total. Esta componente es la responsable de producir “jorobas” (*humps*) que se observan en el campo magnético radiado.
- Los campos eléctricos y magnéticos lejanos tienen formas de onda similares y son usualmente bipolares mostrando un sobrepico (*overshoot*) de polaridad inversa al pico inicial.
- Los datos sugieren que a una distancia de 50 km o superior las formas de onda de los campos eléctricos y magnéticos están compuestas principalmente por la componente de radiación de sus respectivos campos totales.

Aunque estas formas de onda han sido consideradas como patrones que describen de manera general el comportamiento de los campos eléctricos y magnéticos, en la última década se han desarrollado varias investigaciones que confirman en gran medida las formas de onda reportadas por Lin *et. al.* para rayos CG negativos [36], [82], [95], [96]. Sin embargo, las conclusiones de estos estudios se orientan a evidenciar que ciertas características de los rayos, en especial las relacionadas con los parámetros temporales, la multiplicidad y la frecuencia (repetición) de las descargas, presentan diferencias que se relacionan con la ubicación (latitudinal y orográfica) de los lugares donde se realizaron las mediciones (regiones tropicales, septentrionales, al nivel del mar, zonas montañosas, etc.), y en algunos casos con el cambio climático [82].

Adicionalmente, se han presentado varios estudios encaminados a entender y caracterizar otros procesos asociados a la ocurrencia de rayos tales como: descargas preliminares, líderes y campos derivativos, entre otros [22], [52], [54], [83], [85], [95], [97]–[99]. En estos trabajos no sólo se consideran los rayos CG (negativos y positivos), sino también se incluyen rayos intra-nube y entre-nube [44], [85], [100]. No obstante, debido a que el núcleo de esta tesis es el estudio de rayos CG, dichos resultados no son examinados en esta sección, ni serán tenidos en cuenta en los capítulos siguientes.

2.5 Componentes en frecuencia de los *return strokes*

Debido a la rápida aceleración de carga eléctrica que se presenta durante su ocurrencia, un rayo puede ser considerado como un fenómeno que genera radiación electromagnética en todas las bandas de frecuencia desde algunas componentes cercanas a DC (muy baja frecuencia) hasta los rayos-X [101]. Varias investigaciones muestran que gran parte de la energía radiada por los rayos CG se relaciona con los *return strokes* en un rango de frecuencia entre 2 kHz y 100 kHz [22], [24]. Sin embargo, otros estudios muestran que los FRS y los SRS radian energía con componentes espectrales que van desde 0.1 MHz hasta 40 MHz [100], [102]–[104]. Análisis realizados sobre estas componentes muestran que su amplitud guarda relación con respecto a la frecuencia, disminuyendo en una proporción de f^{-1} para componentes entre 100 kHz y 2 MHz, de f^{-2} para el rango entre 2 MHz y 10 MHz y de f^{-5} para componentes mayores a 10 MHz [44], [100], [103].

Además del estudio de rayos CG, en las últimas décadas se han realizado trabajos de caracterización del espectro de frecuencia de rayos entre-nube e intra-nube utilizando mediciones de banda ancha (*wideband*) y banda estrecha (*narrowband*) [44], [84], [98]. Estas y otras investigaciones han permitido determinar las componentes espectrales de otros eventos específicos del rayo, tales como: descargas intra-nube (ICD; *intra-cloud discharges*) [44], [100], [103], [104], pulsos bipolares angostos (NBP; *narrow bipolar pulses*) [22], [100], líderes [22], [103]–[105] y descargas preliminares [22], [98], [105]. En el caso particular de las mediciones de banda estrecha o angosta, su aplicación ha permitido el desarrollo de estudios en rangos de frecuencia específicos, incluyendo rayos-X y radiación gamma [101].

3 Sistemas de medición indirecta y su ambiente electromagnético

Este capítulo presenta una descripción de los sistemas de medición indirecta usados en Bogotá, Colombia para la captura de las señales de campo eléctrico y campo magnético generado por rayos (LEMF). Además, se muestra el comportamiento de los sistemas de medición ante la presencia de las señales bajo estudio. Finalmente, se presenta un análisis general de las componentes de ruido y otras señales no deseadas que fueron identificadas en el ambiente electromagnético circundante a la estación de medición y/o que son producidas por los mismos sistemas de medición.

3.1 Estación de medición indirecta de rayos (EMIR)

Durante el desarrollo de esta tesis doctoral se puso en funcionamiento una estación de medición con el propósito de registrar los campos eléctricos y magnéticos radiados durante la ocurrencia de rayos. Esta estación se encuentra ubicada en Bogotá, Colombia (4.6409° N, 74.0908° W y altitud de 2554 msnm) en el complejo de oficinas de la Unidad Camilo Torres, a 400 metros del Campus de la Universidad Nacional de Colombia. Una vista general de la ubicación de la estación se muestra en el mapa presentado la Figura 3.1.



Figura 3.1 Localización de la EMIR implementada en Bogotá, Colombia
Fuente: Google Earth® – Adaptado por el autor

Teniendo en cuenta los conceptos presentados en la sección 2.3.2, la EMIR está compuesta por tres sistemas de medición: el primero, mide la componente vertical del campo eléctrico radiado (E_z); el segundo, utiliza un arreglo de *loops* para medir las componentes perpendiculares del campo magnético radiado (B_{NS} ; B_{EW}) y finalmente, se incluyó un molino de campo que mide el campo eléctrico ambiental (E_{amb}). Un esquema general de la estación de medición se presenta en la Figura 3.2.

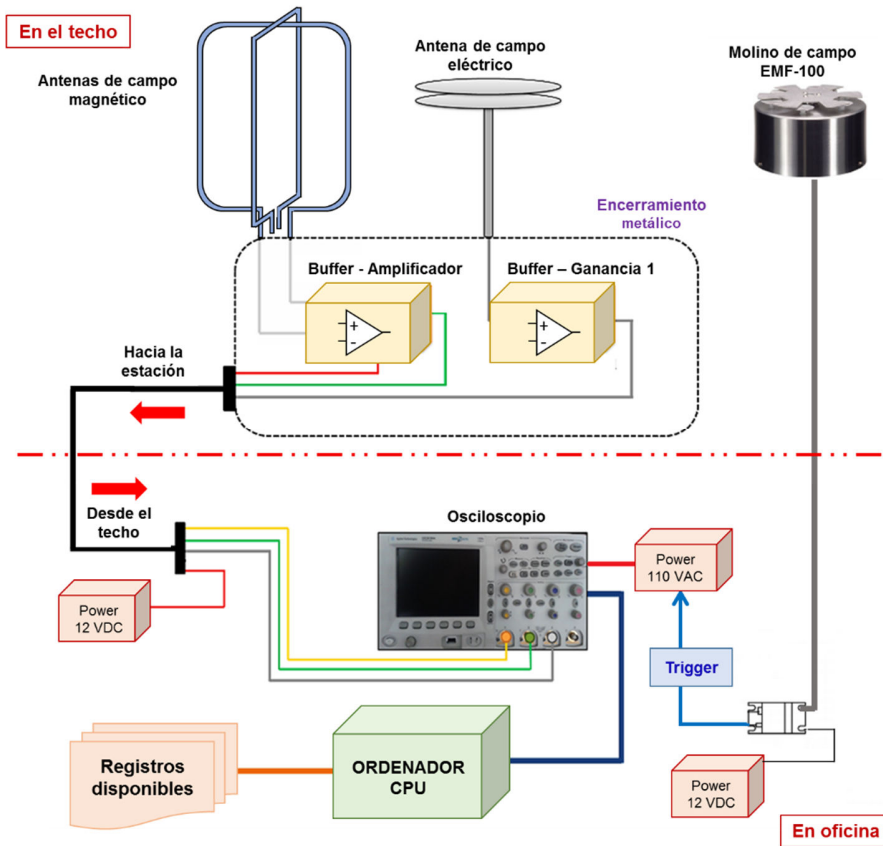


Figura 3.2 Esquema general de la estación de medición indirecta de rayos (EMIR)

Fuente: Adaptado de [106] – Actualizado por el autor

Las antenas de la estación se encuentran instaladas en el techo del Bloque B5 a una altura aproximada de 15 metros con respecto al nivel del suelo. Los equipos de adquisición y registro se encuentran en la sala de reuniones del grupo EMC-UNC en el quinto piso del edificio. La Figura 3.3 y la Figura 3.4 muestran la ubicación de las antenas y parte de los elementos que integran la estación de medición.



Figura 3.3 Ubicación de las antenas en el techo del edificio Camilo Torres. Izquierda: vista desde el suelo; Derecha: acercamiento a las antenas ubicadas en el techo

Fuente: Autor

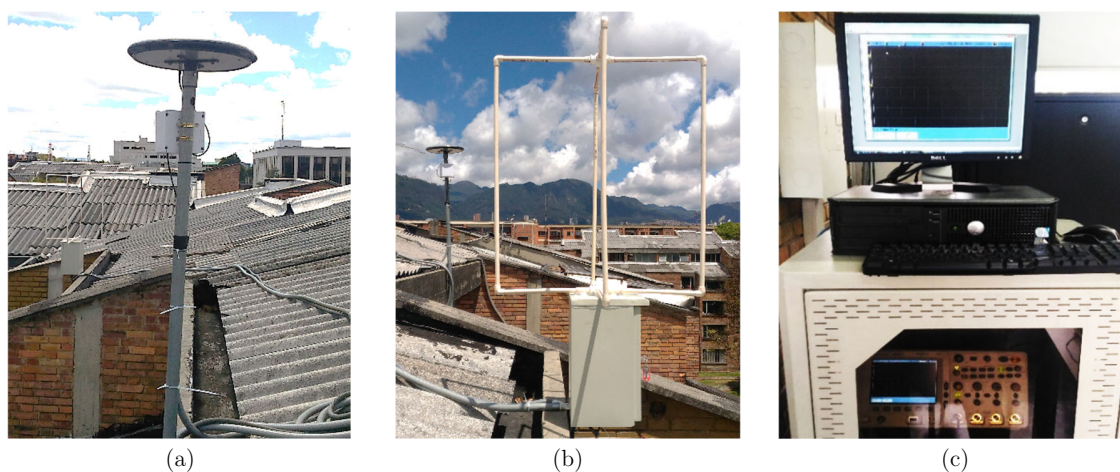


Figura 3.4 Componentes de la estación de medición. (a) Antena y circuito del sistema de campo eléctrico; (b) Antena y circuito del sistema de campo magnético; (c) Equipos de adquisición y registro

Fuente: Autor

3.2 Sistema de medición de campo eléctrico

El primer sistema de medición de campo eléctrico radiado por rayos (LEF) usado por el grupo de investigación EMC-UNC fue implementado por Santamaría en 2004 en el desarrollo de su tesis de maestría [18], [29]. El sistema fue instalado y puesto en funcionamiento siguiendo la asesoría del Prof. Vernon Cooray y algunos investigadores de la División de electricidad e investigación en rayos de la Universidad de Uppsala, Suecia. Después de este trabajo, y luego de un largo periodo fuera de servicio, el sistema de medición fue simulado y estudiado por Cerra & Pinzón en 2012 [107]. A partir de dichos resultados, el sistema fue puesto en funcionamiento de manera temporal por Escobar en 2013 [106], [108] con el propósito de registrar señales de campo eléctrico y compararlas con mediciones de campo magnético generado por rayos (LMF). Sin embargo, debido a múltiples fallas del sistema de medición, la cantidad de registros obtenidos en dicho periodo no superaron los 20 *flashes*.

Estos trabajos evidencian que el estudio de LEF en el grupo EMC-UNC tiene una historia de más de una década. Sin embargo, largos periodos del sistema de medición fuera de servicio, intermitencia en su uso y un escaso número de registros disponibles, han dificultado la caracterización temporal de rayos en la Sabana de Bogotá. Por esta razón, para dar cumplimiento a buena parte de los objetivos planteados en esta tesis, y con aportes del trabajo realizado por Chaves [109], se implementó un nuevo sistema de medición de LEF.

Para este nuevo sistema de medición, aunque se utilizó la misma antena de placas paralelas usada por Santamaria, se modificó la longitud de los cables coaxiales, se diseñó y construyó un nuevo circuito electrónico y se emplearon equipos de adquisición y registro con mayores prestaciones (en comparación con 2004). El esquema del sistema de medición de LEF instalado en Bogotá, Colombia se muestra en la Figura 3.5 y sus especificaciones se describen en la Tabla 3.1.

Este sistema posee características análogas a las de otros sistemas de medición usados en Suecia, Sri Lanka o Malasia, entre otros [54], [98], [110]–[112]. Esto es importante ya que al emplear sistemas con especificaciones similares se reducen discrepancias entre los métodos de medición utilizados y es posible realizar comparaciones con registros obtenidos en otras regiones del mundo. Teniendo en cuenta que en este trabajo se analizan registros de campo eléctrico obtenidos en Sri Lanka (usando el nuevo circuito electrónico), y dichos registros

se comparan con los adquiridos por el sistema de medición del grupo de investigación *Atmospheric Physics and Lightning* (APL) de la Universidad de Colombo, la descripción del sistema de medición de campo eléctrico usado como patrón se describe en el ANEXO A.

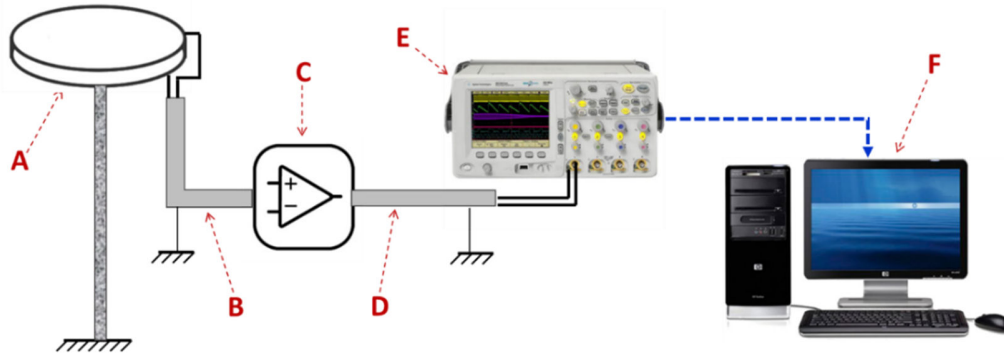


Figura 3.5 Sistema de medición de campo eléctrico. A. antena de placas paralelas; B. cable antena-electrónica; C. circuito electrónico; D. cable electrónica-registro; E. Osciloscopio digital; F. Computador de escritorio
Fuente: Autor

Tabla 3.1 Especificaciones de los elementos del sistema de medición de campo eléctrico

ID	Elementos del sistema	Características técnicas
A	Antena de campo eléctrico	<ul style="list-style-type: none"> • Placas paralelas circulares • Diámetro de las placas: 0.45 m • Separación entre placas: 0.03 m • Ancho de banda de la antena: 30 MHz • Mástil metálico de soporte: 1.5 m
B	Cable coaxial corto (antena-electrónica)	<ul style="list-style-type: none"> • Referencia: RG 58/U • Impedancia característica: 50 Ω • Longitud: 50 cm • Apantallamiento sencillo
C	Circuito electrónico	<ul style="list-style-type: none"> • Amplificador buffer BUF602 • Ancho de banda: 1000 MHz • Tasa de crecimiento: 8 kV/μs
D	Cable coaxial largo (electrónica-osciloscopio)	<ul style="list-style-type: none"> • Referencia: RG 58/U • Impedancia característica: 50 Ω • Longitud: 12 m • Apantallamiento sencillo más coraza metálica
E	Osciloscopio	<ul style="list-style-type: none"> • Agilent DSO6104A • 4 Canales • Ancho de banda: 1 GHz • Muestreo máximo: 4GSa/s
F	Computador de escritorio	<ul style="list-style-type: none"> • Procesador de 4 núcleos a 2.3 MHz • Memoria RAM de 4 GB • Disco Duro de 320 GB • Conexión LAN y WI-FI

Fuente: Autor

3.2.1 Antena de placas paralelas y circuito equivalente

Para la medición de LEF es posible usar conductores verticales, antenas esféricas y antenas de placas [86]. Por lo general, las antenas verticales no se utilizan para medir campos eléctricos cercanos debido a que se pueden generar descargas corona de alta intensidad que alteran los registros. Por su parte, las antenas de una sola placa no se recomiendan ya que la diferencia de tensión entre la placa y tierra dependerá de la altura física a la que sea instalada la placa.

Una mejora a las antenas de una sola placa es el arreglo de placas paralelas. Esta configuración emplea dos placas metálicas separadas a una distancia fija y cuya placa inferior siempre es conectada a tierra. Sin embargo, estas placas dependen de un factor conocido como altura efectiva (h_{eff}) que será evaluado más adelante. El montaje de la antena de placas paralelas y su circuito equivalente al conectar la electrónica se muestran en la Figura 3.6.

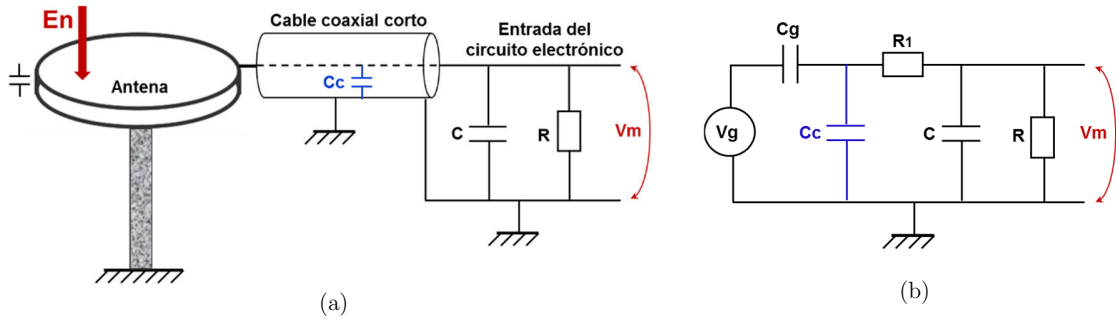


Figura 3.6 Antena de placas paralelas. (a) Esquema incluyendo el circuito electrónico (b) Circuito equivalente
Fuente: Autor

En la Figura 3.6 E_n es la componente vertical del campo eléctrico, V_g es el potencial en la antena, C_g es la capacitancia de la antena, C_c es la capacitancia del cable coaxial corto, R_1 es la resistencia de entrada (acople) entre el cable y la electrónica, C es la capacitancia de acople del circuito electrónico, R es la resistencia que controla el tiempo de decaimiento del circuito y V_m es la tensión medida.

Cuando se diseñan antenas de este tipo es importante tener en cuenta que la dimensión de las placas debe ser mucho menor que la longitud de onda de los campos eléctricos que serán medidos (por ejemplo, para $f=30$ MHz, $\lambda=10$ m). Esto con el fin de que el campo eléctrico pueda ser tomado como cuasi-estático [86]. Bajo esta consideración, y asumiendo que no existen objetos metálicos en la vecindad de la antena que puedan alterar el campo eléctrico a ser medido, la tensión presente en la antena (V_g) dependerá del campo eléctrico perpendicular a las placas (E_n) y de la altura efectiva (h_{eff}) [86], [113], [114]. De esta manera:

$$V_g = E_n \times h_{eff}. \quad (3.1)$$

Si se analiza en el dominio de la frecuencia el circuito equivalente de la Figura 3.6(b) se observa que la resistencia R_1 y la capacitancia C forman un filtro pasabajo, de manera que la tensión medida a la entrada del circuito electrónico (V_m) y su frecuencia de corte (F_C) serán [86]:

$$V_m(s) = V_g \times \left[\frac{s C_g R}{1 + s(R_1 + R)(C_g + C_c) + sK_T} \right]. \quad (3.2)$$

$$K_T = R C [1 + sR_1(C_g + C_c)], \quad \text{con } s = j2\pi f.$$

$$F_C = \frac{1}{2\pi C R_1}. \quad (3.3)$$

Ahora, si se asume que la impedancia de R es mucho mayor que la impedancia equivalente entre la capacitancia del cable y la capacitancia de entrada del circuito ($C_C + C$), y además se excluye del análisis la resistencia R_1 teniendo en cuenta que los rayos CG incluyen frecuencias sólo hasta algunas decenas de MHz [86], usando transformada de Laplace se tiene que el valor aproximado de la tensión a la entrada del circuito electrónico será:

$$V_m(t) \approx \left\{ V_g \times \left[\frac{C_g}{C_g + C_C + C} \right] \right\} e^{-t/R(C_g + C_C + C)}. \quad (3.4)$$

Esta expresión muestra que la amplitud de la tensión V_m dependerá de la relación de capacitancias de todo el arreglo (término entre corchetes), mientras la constante de decaimiento del circuito estará gobernada por la relación:

$$\tau_d = R \cdot (C_g + C_C + C). \quad (3.5)$$

Respecto a la capacitancia de la antena, este valor fue obtenido previamente a partir de simulaciones en 2D usando el software COMSOL®, obteniendo un valor aproximado de 59 pF [29]. Para confirmar este valor y verificar el buen estado de la antena se realizó un barrido en frecuencia usando un analizador de impedancias (medidor RLC) Agilent E4980A con un rango de trabajo entre 20 Hz y 2 MHz. La Figura 3.7 muestra los resultados de la prueba realizada.

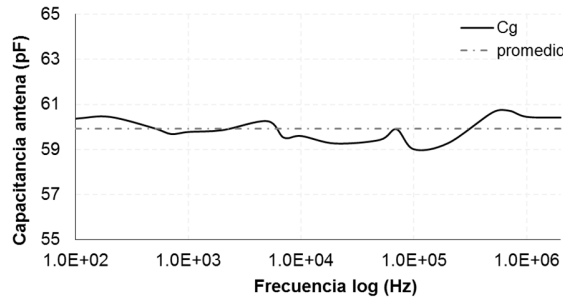


Figura 3.7 Capacitancia de la antena de placas paralelas
Fuente: Autor

Para el rango de frecuencias evaluado, la capacitancia de la antena muestra un comportamiento estable con un valor promedio de 59.9 pF, una desviación estándar de 0.517 pF, y un error máximo de 2.9% respecto al valor obtenido en las simulaciones. A partir de estos resultados, en este trabajo se definió un valor representativo de 59 pF para la capacitancia de la antena.

3.2.2 Cables coaxiales

Para la adecuada conexión entre la antena y el circuito electrónico se empleó un cable coaxial RG 58/U de 50 cm de longitud. Este cable debe ser corto ya que un valor elevado provocará un incremento en la capacitancia C_C , y una reducción en la tensión medida (V_m) definida en (3.4). Por otra parte, para la conexión entre el circuito electrónico y el osciloscopio se empleó un cable coaxial RG 58/U con una extensión de 12 m. Los cables usados son marca Belden®, poseen un apantallamiento sencillo y, según el fabricante, poseen una impedancia característica es 50Ω y una capacitancia aproximada de 101 [pF/m] .

La longitud del cable largo se definió con el fin de evitar problemas de distorsión en las señales de campo eléctrico capturadas por las antenas. Adicionalmente, este cable fue protegido con una coraza metálica de $\frac{1}{2}$

pulgada de diámetro con el fin de proporcionar mayor apantallamiento y proteger el cable del deterioro por las condiciones ambientales. Finalmente, para determinar la capacitancia de cada tramo, se realizó un barrido en frecuencia similar al realizado para la antena usando el analizador Agilent E4980A en un rango entre 50 Hz y 2 MHz. El comportamiento de la capacitancia de cada uno de los cables se muestra en la Figura 3.8, mientras que los resultados de las pruebas se presentan en la Tabla 3.2.

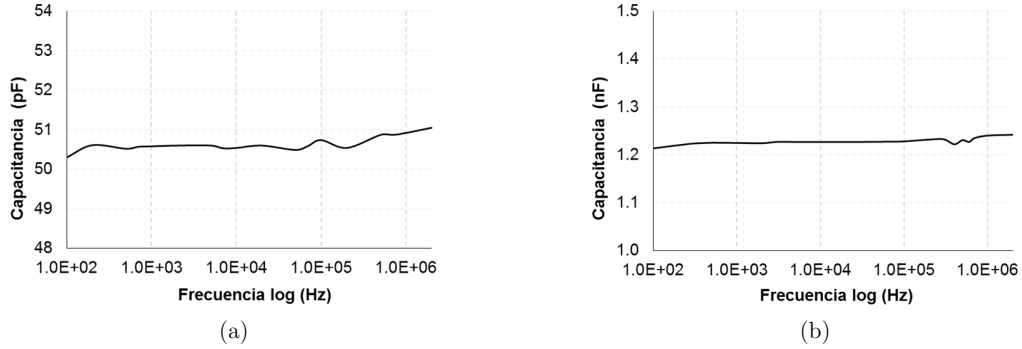


Figura 3.8 Capacitancia de los cables coaxiales (a) cable corto de 0.5 m (b) cable largo de 12 m
Fuente: Autor

Tabla 3.2 Capacitancia promedio de los cables coaxiales

Cable	Longitud [m]	C/longitud [pF/m]	C teórica	C prueba (barrido)	
				promedio	σ
Coaxial corto	0.5	101	50.5 pF	50.6 pF	0.177 pF
Coaxial largo	12	101	1.21 nF	1.23 nF	5.71 pF

Fuente: Autor

En la Tabla 3.2, la columna "C teórica" relaciona el valor de la capacitancia de cada cable obtenida a partir del producto entre la capacitancia dada por el fabricante (por unidad de longitud) y la longitud final del cable. También se observa que los resultados promedio del barrido en frecuencia son muy similares a los resultados teóricos, confirmando la buena respuesta de los cables. Para este caso, se definió como valor representativo de la capacitancia del cable corto $C_C = 50.6 \text{ pF}$, mientras que la capacitancia del cable largo se fijó en $C_l = 1.23 \text{ nF}$.

3.2.3 Circuito electrónico

Este circuito es conectado a la antena a través del cable coaxial corto y está compuesto esencialmente por el buffer amplificador BUF602 de Texas Instruments®. Este dispositivo posee ganancia unitaria, ancho de banda de 1000 MHz, velocidad de ascenso de $8 \text{ kV}/\mu\text{s}$ y alta impedancia de entrada ($Z = 10^{10} \Omega$ con el pin 6 flotante). La función del buffer, además de aislar la impedancia de la antena de placas paralelas, es proporcionar a la señal medida la suficiente potencia para viajar a través del cable coaxial largo y llegar hasta el osciloscopio sin presentar pérdidas excesivas. Los elementos que integran el circuito electrónico del sistema de medición de LEF se muestran en la Figura 3.9.

En este circuito, $R_1 = 50 \Omega$, $C = 270 \text{ pF}$, $R = 100 \text{ M}\Omega$, $R_b = 100 \Omega$, $C_b = 0.1 \mu\text{F}$, $C_v = 15 \text{ pF} - 230 \text{ pF}$ y $R_O = 48 \Omega$. Teniendo en cuenta que la impedancia de salida del buffer es de 2Ω , la impedancia total de salida del circuito es de $50 \Omega (48 \Omega + 2 \Omega)$. Este valor de impedancia garantiza que exista un acople adecuado y no se presenten reflexiones o atenuaciones en la tensión de salida (V_m') cuando se conecte el circuito electrónico al cable coaxial largo.

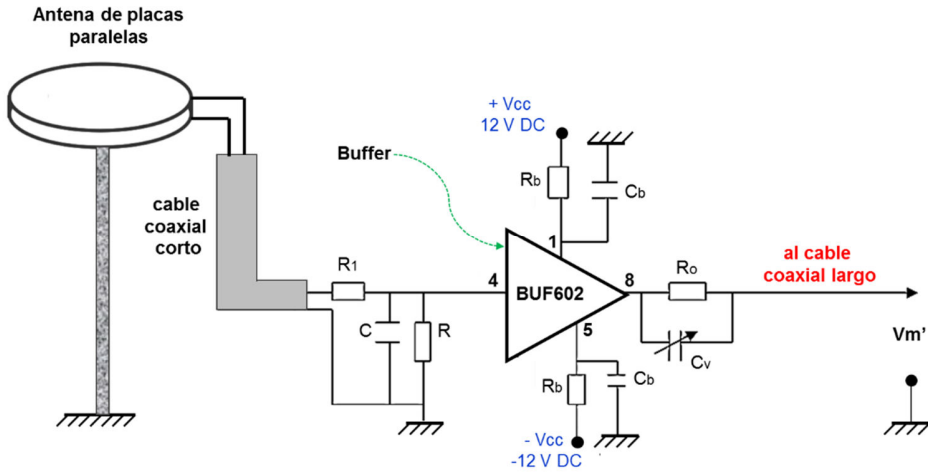


Figura 3.9 Elementos del circuito electrónico del sistema de medición de LEF
Fuente: Autor

Teniendo en cuenta la relación descrita en (3.4), al reemplazar el valor de los elementos del circuito de la Figura 3.9 y las capacitancias de la antena C_g y el cable coaxial corto C_C estimadas en las secciones 3.2.1 y 3.2.2, se tiene que la amplitud de la tensión de salida del circuito es:

$$V_m' \approx V_g \times G \times \left(\frac{C_g}{C_g + C_C + C} \right) = V_g \times (G \times 0.1554) \quad [V]. \quad (3.6)$$

En esta expresión, $K_m = (G \times 0.1554)$ es el factor de atenuación de la señal que produce el arreglo de capacitancias y G es la ganancia del buffer-amplificador (idealmente unitaria). Adicionalmente, la frecuencia de corte del circuito electrónico (reemplazando en (3.3)) y la constante de tiempo de descenso de la señal (aplicando (3.5)) para el arreglo completo son:

$$F_C = \frac{1}{2\pi C R_1} = \frac{1}{2\pi \times 270 \text{ pF} \times 50 \Omega} = 11.8 \text{ [MHz]}.$$

$$\tau_d = R \cdot (C_g + C_C + C) = 37.9 \text{ [ms]}.$$

Este valor de τ_d es mayor a otras constantes de decaimiento reportadas en la literatura para sistemas de medición de LEF instalados en Suecia (13 ms), Sri Lanka (13.4 y 26 ms) o Malasia (10 ms) [44], [98], [111], [115]. Sin embargo, es suficiente para registrar impulsos transitorios generados por rayos CG y evitar sobrecargas en el circuito electrónico debido a grandes cambios en el campo electrostático producido por rayos cercanos.

El circuito electrónico presentado en esta sección es uno de los aportes de esta tesis, pues se propone una alternativa que deja de lado el uso del Buffer-amplificador LH0033 usado típicamente en este tipo de aplicaciones, pero discontinuado por su fabricante en 2008. La validación experimental de este circuito y de todo el sistema de medición de campo eléctrico se presentará en las secciones 3.2.5 y 3.2.6.

3.2.4 Equipos de captura y registro

Las señales medidas por el arreglo compuesto por la antena, el cable coaxial corto y el circuito electrónico viajan a través del cable coaxial largo hasta un osciloscopio digital Agilent DSO6104A. Este equipo tiene un ancho de banda de 1 GHz, una frecuencia máxima de muestreo de 4GSa/s y una impedancia de entrada

compuesta por una capacitancia de 14 pF en paralelo con una resistencia de 1 M Ω . Este osciloscopio también es usado para la captura de las señales de campo magnético radiado por rayos, de manera que siempre se usan tres de sus cuatro canales cuando se realizan mediciones simultáneas.

Con el fin de garantizar un acople adecuado entre el cable coaxial largo y la entrada del osciloscopio se debe conectar una resistencia adicional de 50 Ω . Esta resistencia, junto con la impedancia de salida del buffer amplificador (50 Ω), configura un divisor resistivo el cual modifica la tensión registrada en el osciloscopio (V_m^*). De esta manera, la expresión mostrada en (3.6) debe ser ajustada de la siguiente manera:

$$V_m^* = (V_m') \frac{50 \Omega}{50 \Omega + 50 \Omega} = V_g (G \times 0.1554) \frac{1}{2} = V_g \cdot K_g \quad [V]. \quad (3.7)$$

$$K_g = 7.77 \times 10^{-2}.$$

Asumiendo que la ganancia del buffer es unitaria, la constante K_g es el factor analítico del circuito electrónico que modifica la magnitud de la tensión que aparece en la antena de placas paralelas (V_g).

Respecto a la configuración del osciloscopio, y teniendo en cuenta que en algunos de los artículos publicados se analizan señales capturadas por Santamaria [29], la Tabla 3.3 muestra las especificaciones de muestreo con las que se capturaron señales en 2004 y 2016. En ambos sistemas de medición, el *trigger* (disparo) fue ajustado para que el osciloscopio actuara con señales de ambas polaridades. Adicionalmente, para el sistema actual, la magnitud de este *trigger* fue ajustada en 200 mV.

Tabla 3.3 Especificaciones de muestreo y captura de señales de campo eléctrico usadas en Bogotá, Colombia

Sistema de medición	Configuración ventana	Duración ventana [ms]	<i>Pre-trigger</i> [ms]	Tiempo de muestreo [ns]	Muestras total
Primer prototipo (2004) [29]	angosta	200	40	400	500 kSa
	amplia	500	100	500	1 MSa
Prototipo actual (2016)	angosta	500	75	250	2 MSa
	amplia	500	75	100	5 MSa

Fuente: Autor

Finalmente, el osciloscopio es conectado a un ordenador (PC) que importa la señal capturada a través del software *Agilent IntuiLink Data Capture®*. Esta aplicación permite guardar los datos como archivos de texto (*.txt) o como archivos separados por comas (*.csv). Debido a esto, los registros almacenados con ayuda de este programa deben ser tratados posteriormente con el fin de tener archivos más ligeros y poder organizar las señales que serán objeto de análisis. Una descripción de este proceso se incluye en el capítulo 4.

3.2.5 Comportamiento del sistema de medición de LEF

Además de las pruebas realizadas para determinar el comportamiento por separado de la antena y los cables coaxiales, se realizaron tres pruebas adicionales. La primera, comprueba la respuesta en frecuencia del circuito electrónico únicamente. La segunda, determina el comportamiento en frecuencia del sistema de medición completo. Finalmente, la tercera prueba verifica la respuesta experimental del sistema de medición aplicando impulsos rápidos de tensión.

3.2.5.1 Prueba 1: Comportamiento del circuito electrónico

Para evaluar el comportamiento en la frecuencia del buffer-amplificador se usó un generador de señales Rigol® DG 3061A con un ancho de banda de 60 MHz y una frecuencia de muestreo de 300 MSa/s. Además, se definió

una forma de onda cuadrada como señal de prueba. El comportamiento de la ganancia G (relación entre tensión de salida y tensión de entrada) y la fase del circuito electrónico se muestran en la Figura 3.10.

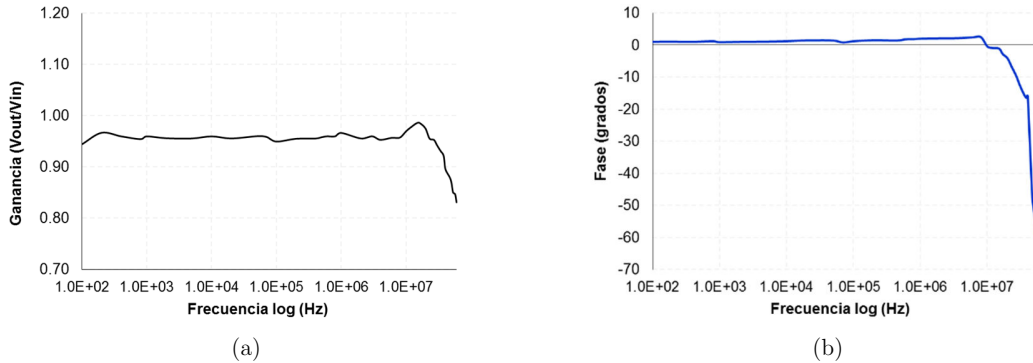


Figura 3.10 Comportamiento en la frecuencia del buffer amplificador. (a) ganancia buffer; (b) fase
Fuente: Autor

Los resultados muestran que la ganancia del circuito electrónico, así como su fase presenta un comportamiento con pocas variaciones en el rango entre 100 Hz y 11 MHz. Para este rango de frecuencias, la ganancia del buffer tiene un valor promedio $G = 0.961$ con una desviación estándar de 0.01, mientras la fase presenta una media de 1.09° con una desviación estándar de 1.18° . Para frecuencias superiores a 11 MHz se observa que la ganancia empieza a disminuir (ver Figura 3.10(a)), mientras que la fase exhibe una dominante capacitiva que se acentúa a medida que aumenta la frecuencia (ver Figura 3.10(b)). Esta frecuencia de 11 MHz coincide con el valor de la frecuencia de corte estimada en la sección 3.2.3 ($F_C = 11.8$ MHz).

Teniendo en cuenta que para frecuencias superiores a 11 MHz el circuito presenta variaciones importantes en la ganancia y en la fase, este circuito sólo puede ser utilizado para medir campos eléctricos cuyas componentes se encuentran en el rango de frecuencia donde el circuito electrónico posee un comportamiento lineal (menor a 11 MHz). Para el objeto de esta tesis, este rango de frecuencias cubre el ancho de banda en el que se encuentra la mayor parte del espectro de los *return strokes* (algunas centenas de kHz) [22], [24], [100], [102].

3.2.5.2 Prueba 2: Comportamiento del sistema de medición

Durante esta etapa se utilizaron los mismos equipos del primer ensayo con el fin de analizar la respuesta de todo el sistema de medición aplicando señales cuadradas de diferente frecuencia. El esquema de conexiones y los elementos utilizados se muestran en la Figura 3.11.

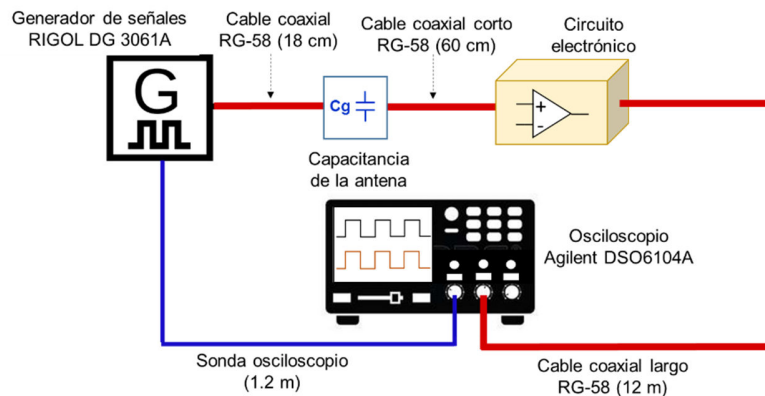


Figura 3.11 Elementos del circuito electrónico del sistema de medición de LEMF
Fuente: Autor

En este caso, para reemplazar la antena de placas paralelas se conectó en serie un condensador de 59 pF antes del cable coaxial corto. Durante la prueba se analizó la relación entre la tensión de la fuente (generador de señales) y la tensión a la salida del cable coaxial largo, incluyendo la resistencia de acople de 50 Ω que es conectada a la entrada del osciloscopio. El comportamiento del arreglo implementado se muestra en la Figura 3.12.

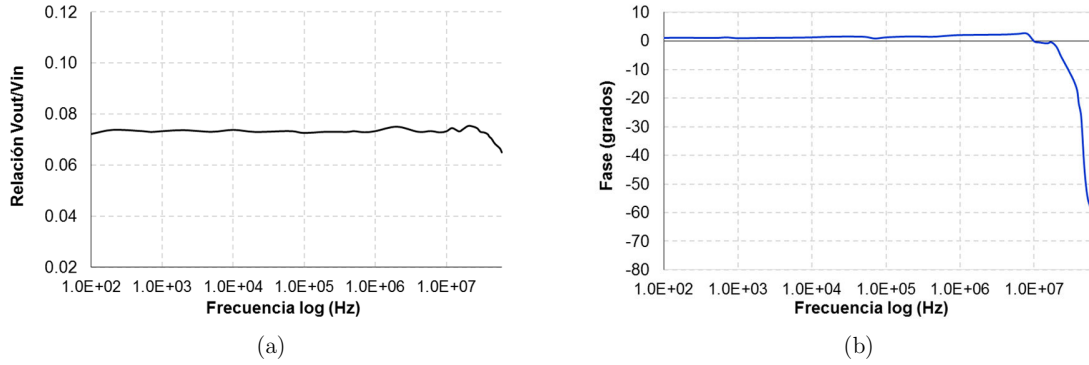


Figura 3.12 Comportamiento en la frecuencia del sistema de medición completo. (a) ganancia; (b) fase
Fuente: Autor

Esta prueba confirma que la tensión medida en el osciloscopio (V_m^*) siempre será menor a la tensión en la antena (V_g). Esto se debe a que el circuito RC formado por la resistencia de 100 M Ω y la capacitancia equivalente vista a la entrada del buffer ($C_g + C_C + C$) actúan como carga para el generador (ver Figura 3.6(b)). Adicionalmente, se observa que entre 100 Hz y 11 MHz la relación (V_m^*/V_g) presenta un comportamiento lineal con un valor promedio de $K_g' = 7.25 \times 10^{-2}$ y una desviación estándar de 1.1×10^{-3} . Esta constante K_g' es el factor real del circuito electrónico y es ligeramente diferente del factor analítico $K_g = 7.77 \times 10^{-2}$ calculado en (3.7). Esta diferencia se debe en buena medida a las pérdidas del buffer (ganancia no unitaria), a las tolerancias de los elementos que conforman el circuito y a las características de la tarjeta (PCB) donde se implementó el circuito.

3.2.5.3 Prueba 3: Comportamiento del circuito electrónico y los cables coaxiales ante impulsos rápidos

Con el propósito de verificar el funcionamiento del circuito electrónico (incluyendo los equipos de adquisición y registro) se realizó una prueba para determinar el comportamiento del sistema de medición ante la presencia de impulsos rápidos de tensión cuyas características temporales estuvieran en el mismo rango de los impulsos transitorios generados por rayos CG. Durante esta prueba se excluyó la antena pues la magnitud de los impulsos es muy baja para detectar el campo eléctrico producido por el generador.

La fuente usada genera impulsos de tensión con un valor máximo de 5V, un tiempo de frente teórico (0-100%) de 800 ns y un tiempo de cola teórico (al 50%) de 3 μ s. Durante el experimento se aplicaron impulsos de diferente amplitud y polaridad y se analizó el valor pico, el tiempo de frente y el tiempo de cola de las señales de entrada (*in*) y salida (*out*) del sistema de medición. Adicionalmente, se compensó el efecto de la resistencia de acople conectada en la entrada del osciloscopio. Algunos de los resultados de esta prueba se muestran en la Tabla 3.4.

Con el fin de ilustrar el comportamiento de los cables y el circuito electrónico, la Figura 3.13 muestra un par de ejemplos relacionados con los resultados presentados en la Tabla 3.4. En estos ejemplos, la forma de onda del impulso de entrada (aplicado al inicio del cable corto) se identifica con color negro y el impulso capturado por el osciloscopio al final del sistema de medición con rojo.

Tabla 3.4 Respuesta del sistema de medición de LEF ante impulsos rápidos

Valor pico [V]			Tiempo de frente (0-100%) [ns]			Tiempo de cola (50%) [μ s]		
Vin	Vout	Vout/Vin	In	Out	Difer (%)	In	Out	Difer (%)
-3.414	-3.325	0.974	750	740	1.4	2.76	2.84	2.8
-2.473	-2.407	0.973	760	740	2.7	2.94	3.03	3.0
-1.747	-1.724	0.987	760	790	3.8	3.04	3.08	1.3
-1.048	-0.965	0.921	720	710	1.4	2.84	2.88	1.4
0.540	0.526	0.974	750	780	3.9	2.75	2.88	4.5
1.226	1.202	0.980	720	750	4.0	2.85	2.97	4.1
2.286	2.207	0.965	740	760	2.6	2.80	2.90	3.5
3.388	3.171	0.936	750	780	3.9	2.95	3.01	3.0

Fuente: Autor

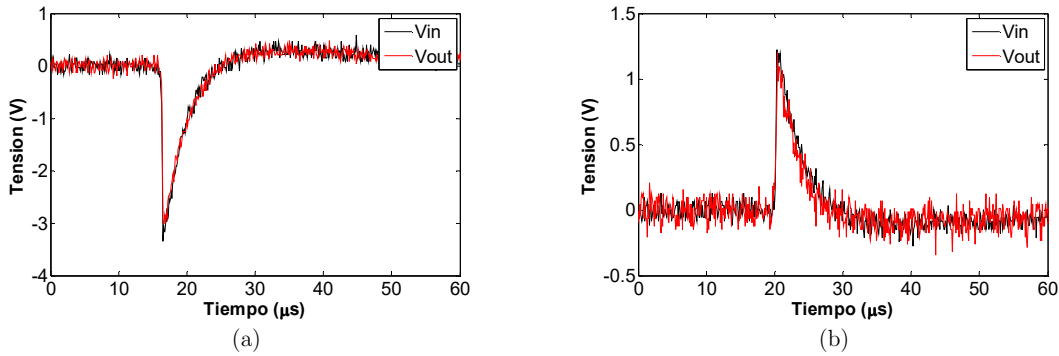


Figura 3.13 Respuesta del sistema de medición de LEF ante impulsos rápidos (línea negra: impulso de entrada, línea roja: impulso de salida) (a) impulso pico de -3.414V (b) impulso pico de 1.226V

Fuente: Autor

En estos ejemplos se observa como los cables coaxiales y el circuito electrónico no modifican la forma de onda del impulso generado. En el caso mostrado en la Figura 3.13(a), la ganancia calculada a partir de la relación entre valores pico es de 0.974, mientras que para el ejemplo de la Figura 3.13(b) la ganancia es de 0.980. En términos generales, se determinó que el circuito electrónico presenta una ganancia promedio de 0.964 ($\sigma = 0.023$) para diferentes amplitudes de impulso. Esta ganancia es similar al valor experimental obtenido en la prueba 1 usando el barrido en frecuencia ($G = 0.961$).

En cuanto a las características temporales de las señales analizadas, al comparar el tiempo de frente y el tiempo de cola de los impulsos registrados (ver Tabla 3.4), no se observan cambios significativos en la forma de onda de la señal de salida. De hecho, en ninguna de las pruebas realizadas se presentaron diferencias por encima del 5% entre las componentes temporales de las señales de entrada y salida. Estas diferencias se consideran aceptables y reflejan un buen comportamiento en el sistema de medición ante la presencia de impulsos rápidos.

Finalmente, se observó que aunque la electrónica facilita el acople de la antena con el osciloscopio, provoca un aumento en el ruido de la señal de salida (ver Figura 3.13(b)). De hecho, las mayores diferencias entre la entrada y la salida del circuito electrónico se presentaron en aquellos casos en los que la relación señal a ruido (SNR) disminuye, lo cual dificulta la identificación de las características (en magnitud y tiempo) de la forma de onda de los impulsos registrados.

3.2.6 Calibración del sistema de medición de LEF

Teniendo en cuenta que el sistema de medición de LEF registra señales de tensión proporcionales al campo eléctrico generado por los rayos, además de verificar el correcto funcionamiento de los componentes del sistema, es necesario determinar dos factores de corrección: el primero, es el factor de proporcionalidad entre la tensión registrada y el campo eléctrico medido, conocido como el factor total del sistema de medición (F_m). Este factor agrupa los efectos provocados por la altura efectiva de la antena (h_{eff}) (ver (3.1) y (3.2)) y el factor real del circuito electrónico (K'_g) determinado en la sección 3.2.5 [86]. El segundo, es el factor de corrección por ubicación (F_u) y depende del lugar en que se instale la antena y de su interacción con el entorno electromagnético (estructuras, edificios, etc.).

Para determinar el factor del sistema de medición (F_m), se adoptó la metodología experimental presentada por Galván & Fernando [86]. En esta prueba se calibró el sistema de medición completo aplicando un campo eléctrico conocido (generando impulsos de tensión sobre un arreglo de placas paralelas) y midiendo con el osciloscopio la tensión entre las placas de la antena. A partir de los ensayos realizados, para una altura física de la antena de 1.5 m se obtuvo un factor de $62.701 [m^{-1}]$ con una desviación estándar de 1.2%. Una descripción completa de los resultados obtenidos en esta etapa se muestra en el **ANEXO A-1**.

Por otra parte, fue necesario determinar el factor de corrección por ubicación (F_u) debido a que la antena no está al nivel del suelo y se encuentra instalada en una zona rodeada por edificaciones y árboles de gran altura (ver sección 3.1), lo que provoca que las señales de campo eléctrico sean influenciadas por el entorno [15]. Para verificar esta condición, se simuló en COMSOL® todas las estructuras que se encuentran a un radio de 150 m alrededor del punto de ubicación del sistema de medición. Como conclusión se encontró que las señales de campo eléctrico evaluadas en la cercanía de la antena se ven intensificadas 1.559 veces. Los resultados de este estudio pueden ser revisados en el **ANEXO A-2** y el **ANEXO A-3**.

A partir de los resultados obtenidos durante la calibración del sistema de medición, se tiene que la amplitud de cualquier señal de campo eléctrico (E_n) medida con la antena de placas paralelas debe ser estimada a partir de la tensión final capturada por el osciloscopio (V_m^*) y de su relación con el factor del sistema de medición (F_m) y el factor por ubicación (F_u), a partir de la siguiente relación:

$$E_n = \left(F_m \times \frac{1}{F_u} \right) V_m^* = \left(62.701 \times \frac{1}{1.559} \right) V_m^* = 40.219 \times V_m^* \quad [V/m]. \quad (3.8)$$

Además de calcular el factor total del sistema de medición, y con el ánimo de validar experimentalmente el sistema de medición de campo eléctrico construido en Colombia, durante la pasantía de investigación en Sri Lanka se llevó a cabo una comparación de desempeño con el sistema de medición construido por el grupo de investigación *Atmospheric Physics and Lightning* (APL) de la Universidad de Colombo. Los resultados obtenidos durante dicha campaña de medición se muestran en **ANEXO A-4**.

3.3 Sistema de medición de campo magnético

El primer sistema de medición de campo magnético radiado por rayos (LMF) del grupo EMC-UNC fue diseñado y construido por Escobar en 2013 [108]. Este sistema estaba compuesto de dos antenas circulares de una vuelta dispuestas de manera perpendicular con el fin de medir las componentes horizontales del campo magnético (en dirección norte-sur y este-oeste). Adicionalmente, cada antena usaba un circuito electrónico conectado a un cable coaxial y las señales medidas se registraban usando un osciloscopio digital.

Aunque el primer prototipo dejó de funcionar en 2014, haciendo uso de los diseños originales se realizaron cambios en la electrónica y se construyeron un par de antenas nuevas. El proceso de construcción de las

antenas se realizó siguiendo los conceptos y la metodología presentada por Jerauld en [116] y el Grupo de Investigación en Rayos de la Universidad de Florida. En este aspecto, se cambiaron las antenas circulares por antenas rectangulares y se aumentó el área efectiva de estas con el fin de aumentar el alcance del sistema de medición, pasando de una sección de 0.071 m^2 a 0.56 m^2 . El esquema general del sistema de medición de LMF se muestra en la Figura 3.14 y sus especificaciones técnicas se presentan en la Tabla 3.5.

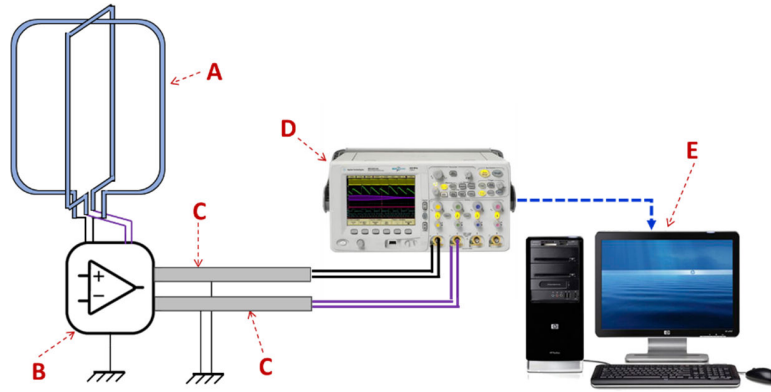


Figura 3.14 Sistema de medición de campo magnético. A. antenas rectangulares (ortogonales), B. circuito electrónico, C. cables coaxiales, D. osciloscopio digital, E. computador de escritorio

Fuente: Autor

Tabla 3.5 Especificaciones de los elementos del sistema de medición de campo magnéticos

ID	Elementos del sistema	Características técnicas
A	Antenas	<ul style="list-style-type: none"> • Dos antenas rectangulares de $0.7 \text{ [m]} \times 0.8 \text{ [m]}$ • Cable coaxial RG-62 con impedancia de 93Ω • Pantalla exterior del coaxial abierta • Ancho de banda de la antena: 6 MHz
B	Circuito electrónico (por cada antena)	<ul style="list-style-type: none"> • Amplificador buffer THS-3001 • Ancho de banda THS-3001: 420 MHz • Tasa de crecimiento buffer: $6.5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ • Amplificador diferencial THS-3061 • Ancho de banda THS-3061: 300 MHz • Tasa de crecimiento THS-3061: $7 \text{ kV}/\mu\text{s}$
C	Cable coaxial largo (por cada antena)	<ul style="list-style-type: none"> • Referencia RF 200 • Impedancia característica: 50Ω • Longitud: 14 m • Apantallamiento sencillo más coraza metálica
D	Osciloscopio	<ul style="list-style-type: none"> • Agilent DSO6104A • 4 Canales • Ancho de banda: 1 GHz • Muestreo máximo: 4GSa/s
E	Computador de escritorio	<ul style="list-style-type: none"> • Procesador de 4 núcleos a 2.3 MHz • Memoria RAM de 4 GB • Disco Duro de 320 GB • Conexión LAN y WI-FI

Fuente: Autor

Teniendo en cuenta que los circuitos electrónicos usados en este sistema de medición guardan similitud con los que fueron diseñados y ensamblados en 2013, para este trabajo se han tenido en cuenta algunos resultados

de las pruebas de calibración descritas en [108]. Sin embargo, durante la puesta en funcionamiento del nuevo sistema de medición se realizaron pruebas adicionales para validar el adecuado funcionamiento de todos sus componentes. Estas pruebas se describen en las siguientes subsecciones.

3.3.1 Antenas de lazo sencillo

Las antenas de lazo sencillo (una vuelta) son uno de los métodos más simples para la medición de campos magnéticos generados por rayos (LMF). Estas antenas son construidas con un conductor metálico delgado y pueden tomar forma circular, rectangular o cuadrada (para facilitar los cálculos). La respuesta de este tipo de antena se basa en la Ley de Faraday mostrada en (3.9), la cual indica que la tensión inducida en los extremos del cable que forma la antena (V_{lazo}) es proporcional a la derivada del campo magnético (dB/dt) normal al plano del lazo (*loop*).

$$V_{lazo} = \oint E \cdot dl = -\frac{d}{dt} \oint B \cdot ds. \quad (3.9)$$

En esta ecuación, E es el campo eléctrico y B es la densidad de flujo magnético o campo magnético. En esta relación, si el plano de la antena es perpendicular al suelo, se podrá medir la componente tangencial del campo magnético normal al plano. Ahora, si el campo magnético es uniforme sobre toda la superficie de la antena, y esta a su vez reposa completamente sobre el mismo plano, la expresión mostrada en (3.9) será [116]:

$$V_{lazo} = \oint E \cdot dl = -A_{lazo} \frac{dB_{normal}}{dt}. \quad (3.10)$$

Donde, A_{lazo} es el área total de la antena y B_{normal} es la componente del campo magnético perpendicular a la superficie de la antena. Teniendo en cuenta que B_{normal} es una componente de una onda electromagnética, la relación presentada (3.10) sólo es válida si la dimensión más grande (ancho, largo o perímetro) que configura la superficie de la antena es menor que 1/16 de la longitud de onda de los campos magnéticos que serán medidos (por ejemplo, para $f=5$ MHz, $\lambda=60$ m) [108]. Para el caso del sistema de medición usado en Bogotá, las antenas fueron construidas con cable coaxial y tienen forma rectangular (0.7 m de ancho por 0.8 m de alto) con un área aproximada de 0.56 m^2 . De esta manera, si el perímetro de la nueva antena es de 3 metros, su frecuencia límite teórica es 6.25 MHz.

Teniendo en cuenta que sólo se puede medir el total de la componente tangencial del campo magnético cuando este es completamente perpendicular a la antena, lo cual no ocurre generalmente, para la medición de los campos magnéticos radiados por rayos se usan dos antenas ortogonales orientadas en dirección norte-sur y este-oeste, como se muestra en la Figura 3.15(a). En esta posición las antenas pueden medir las componentes tangenciales este-oeste y norte-sur del campo magnético, respectivamente [116].

La Figura 3.15(b) muestra el circuito equivalente Thevenin de las antenas, donde V_{lazo} es la tensión de circuito abierto de la antena, Z_S es la impedancia en serie de la fuente y Z_L es la impedancia de carga conectada a la antena. Teniendo en cuenta este circuito es posible ampliar la definición de V_{lazo} al dominio de frecuencia, de manera que [116]:

$$V_{lazo}(\omega) = -j\omega \cdot A_{lazo} \cdot B_{normal}(\omega). \quad (3.11)$$

Ahora, si la tensión de salida de la antena (V_L) es interpretada como la tensión medida sobre cualquier carga externa de impedancia Z_L conectada a sus extremos, se tiene que:

$$V_L(\omega) = [-j\omega \cdot A_{lazo} \cdot B_{normal}(\omega)] \times \frac{Z_L}{Z_S + Z_L}. \quad (3.12)$$

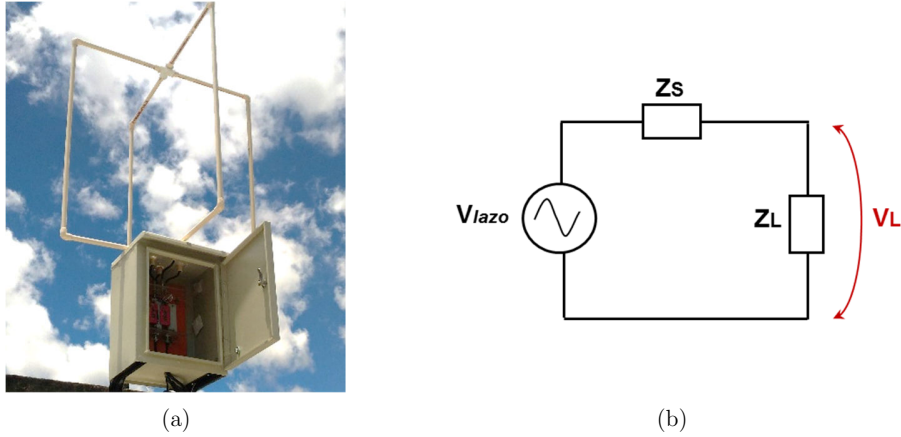


Figura 3.15 Antenas de lazo sencillo. (a) disposición de las antenas, (b) circuito equivalente de la antena
Fuente: Autor

Asumiendo que la impedancia de la carga es netamente resistiva $Z_L = R_L$ y la impedancia de la antena está compuesta de manera típica por una resistencia en serie con una inductancia $Z_S = R_{lazo} + j\omega L_{lazo}$, luego de reemplazar estas impedancias en (3.12) y organizando la ecuación se tiene que:

$$V_L(\omega) = V_{OUT}(\omega) = -j\omega \cdot B_{normal}(\omega) \times \left(\frac{A_{lazo} R_L}{R_{lazo} + R_L} \right) \times \left[\frac{1}{1 + j\omega \left(\frac{L_{lazo}}{R_{lazo} + R_L} \right)} \right]. \quad (3.13)$$

En la ecuación (3.13) el término encerrado entre paréntesis cuadrados presenta similitud con un filtro pasabajo de primer orden cuya frecuencia de corte es [116]:

$$\omega_C = \frac{R_{lazo} + R_L}{L_{lazo}}. \quad (3.14)$$

Si la frecuencia de la onda incidente de campo magnético (ω) es mucho menor que la frecuencia de corte (ω_C), la expresión mostrada en (3.13) se aproxima de la siguiente manera:

$$V_{OUT}(\omega) = - \left(\frac{A_{lazo} R_L}{R_{lazo} + R_L} \right) j\omega \cdot B_{normal}(\omega), \quad \text{en el dominio de la frecuencia.} \quad (3.15)$$

$$V_{OUT}(t) = - \left(\frac{A_{lazo} R_L}{R_{lazo} + R_L} \right) \frac{dB_{normal}(t)}{dt}, \quad \text{en el dominio del tiempo.}$$

Si se tiene en cuenta que la resistencia de la antena está compuesta únicamente por la resistencia del conductor interno del cable coaxial, la cual es cercana a cero, y además $R_{lazo} \ll R_L$, una aproximación razonable que muestra el comportamiento de la antena es:

$$V_{OUT}(t) \approx -A_{lazo} \times \frac{dB_{normal}(t)}{dt}. \quad (3.16)$$

$$B_{normal}(t) \approx -\frac{1}{A_{lazo}} \int_0^t V_{OUT}(t) dt. \quad (3.17)$$

$$\omega_C \approx \frac{R_L}{L_{lazo}}. \quad (3.18)$$

Como se mencionó previamente, ambas antenas fueron construidas usando cable coaxial RG-62 con una impedancia característica de 93Ω . Además, para dar forma a la antena y proteger el cable de las condiciones climáticas, este fue dispuesto dentro de una tubería PVC de $\frac{1}{2}$ pulgada de diámetro. En este arreglo, la

antena es el conductor interno del cable coaxial y la pantalla externa del cable fue interrumpida haciendo un corte de 2 cm en la parte superior. Esto último se realizó siguiendo el diseño propuesto por Krider & Nogge con el fin de evitar el flujo de corrientes inducidas debido a campos eléctricos externos [117]. Finalmente, se conectaron terminales BNC en los extremos del cable para facilitar la conexión al circuito electrónico y evitar problemas de acople de impedancias que se tendrían al usar cables adicionales.

Teniendo en cuenta que los parámetros eléctricos de la antenna dependen de la geometría y las características del cable coaxial RG-62, los valores de R_{lazo} y L_{lazo} fueron calculados teóricamente a partir de las siguientes relaciones [118], [119]:

$$R_{lazo} = \left(\frac{l * \rho}{\pi r^2} \right) + \left(\frac{l}{2\pi r} \sqrt{\pi \rho \mu_0 f} \right).$$

$$L_{lazo-rect} = \frac{\mu_0 \mu_r N^2}{\pi} \left[-2(w + h) + 2\sqrt{w^2 + h^2} + Ti \right]. \quad (3.19)$$

$$Ti = -h \ln \left(\frac{h + \sqrt{w^2 + h^2}}{w} \right) - w \ln \left(\frac{w + \sqrt{w^2 + h^2}}{h} \right) + h \ln \left(\frac{2h}{r} \right) + w \ln \left(\frac{2w}{r} \right).$$

Donde l es la longitud total del cable coaxial (3.1 m), r es el radio del conductor interno del cable coaxial RG-62 (4×10^{-4} m), ρ es la resistividad del cobre (1.675×10^{-8} Ω m), f es la frecuencia de la señal (se asume 6 MHz), N es el número de vueltas, h es el lado más corto de la antenna (0.7 m) y w es el lado más largo de la antenna (0.8 m). Reemplazando todas las variables incluidas en (3.19), se tiene que los parámetros aproximados de cada antenna son $R_{lazo} = 0.88 \Omega$ y $L_{lazo} = 4.47 \mu H$.

Adicionalmente, para determinar el comportamiento real de las antenas se midió su impedancia equivalente usando un analizador RLC Agilent E4980A con un rango de frecuencias entre 20 Hz y 2 MHz. El comportamiento de la impedancia para cada una de las antenas construidas se muestra en la Figura 3.16. Durante las pruebas se observó que la impedancia de las antenas posee dominante inductiva y se mantiene estable en el rango de frecuencias analizado con una media de $4.87 \mu H$ ($\sigma = 0.32 \mu H$) para la antenna dispuesta en dirección Norte-Sur y un valor promedio de $4.91 \mu H$ ($\sigma = 0.25 \mu H$) para la antenna instalada en dirección Este-Oeste.

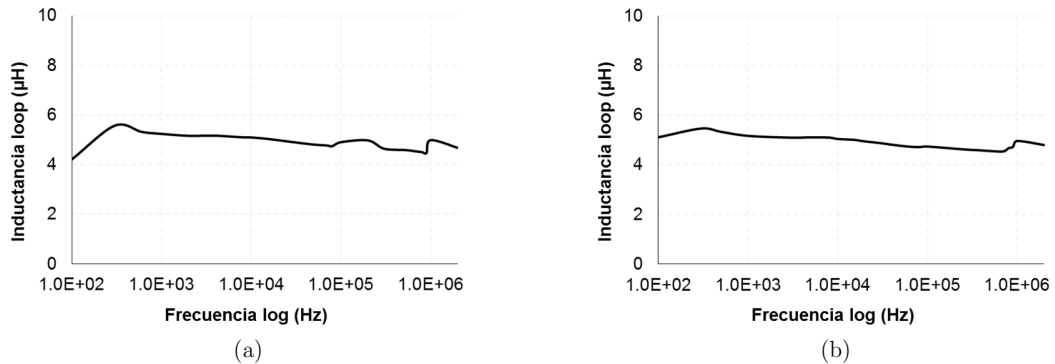


Figura 3.16 Inductancia de las antenas de campo magnético. (a) antenna norte-sur; (b) antenna este-oeste
Fuente: Autor

Aunque el valor promedio de la inductancia de las antenas que fue obtenido experimentalmente se acerca al valor calculado teóricamente ($L_{lazo} = 4.47 \mu H$), en ambos casos se puede notar que la inductancia disminuye levemente a medida que aumenta la frecuencia. Este comportamiento se debe a que la componente capacitiva de la antenna asociada al arreglo coaxial del cable (conectada en paralelo con Z_S) tiende a reducir la impedancia equivalente (inicialmente inductiva) que es vista por el analizador RLC. Debido a este

comportamiento en la impedancia equivalente de la antena es necesario determinar la frecuencia de corte del filtro pasabajos que se configura cuando se conecta el circuito electrónico (ver sección 3.3.2).

3.3.2 Circuito electrónico (amplificador de instrumentación)

El circuito electrónico del sistema de medición de LMF está compuesto por dos tarjetas idénticas (una para cada antena), las cuales fueron diseñadas empleando una configuración de amplificador de instrumentación. El esquema circuital de esta configuración se muestra en la Figura 3.17. En este circuito, $R_{11} = 59 \Omega$, $R_{12} = 33 \Omega$ y $R_{10} = 806 \Omega$ realizan el acoplamiento entre la antena y la electrónica. Por su parte, $R_1 = R_2 = R_3 = 10 k\Omega$ permiten ajustar la ganancia del circuito y $R_{OUT} = 50 \Omega$ es la impedancia de salida del circuito.

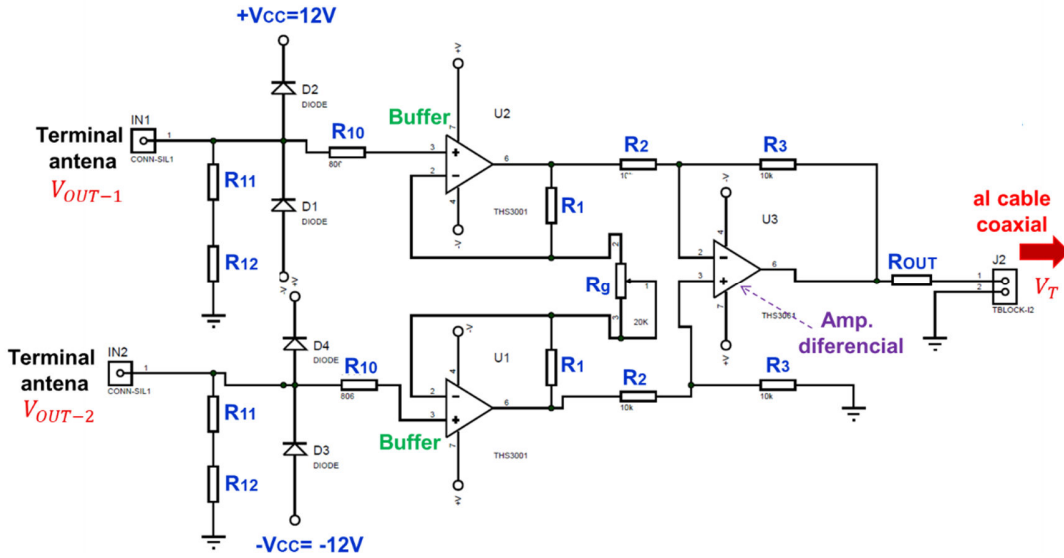


Figura 3.17 Circuito electrónico del sistema de medición de LMF (uno para cada antena)

Fuente: Adaptado de [106] – Actualizado por el autor

En la primera etapa del circuito electrónico se usó como buffer dos amplificadores THS-3001 de ganancia unitaria que se conectan a cada uno de los extremos de la antena. Este amplificador tiene una impedancia de entrada de $1.5 M\Omega$ (entrada positiva) y 15Ω (entrada negativa), un ancho de banda de $420 MHz$ y un elevado rango de tensión de entrada en modo común para evitar su saturación ($\pm 12.9 V$). En la segunda etapa, se usó un amplificador diferencial THS-3061 el cual tiene una impedancia de entrada de $518 k\Omega$, un ancho de banda de $300 MHz$ y una relación de rechazo en modo común de $72 dB$.

Teniendo en cuenta el cambio de las antenas y los ajustes hechos al circuito electrónico, el nuevo sistema de medición puede tener un alcance aproximado de $25 km$. Bajo esta condición, y teniendo en cuenta que el campo magnético debido a la corriente de un rayo puede variar con la distancia desde algunos nT/V hasta varias decenas de $\mu T/V$ [116], [118], se definió que la ganancia del amplificador de instrumentación fuera ajustada variando la resistencia R_g . De esta manera, usando la relación presentada en (3.16), la tensión a la salida del circuito electrónico será:

$$V_T(t) = V_{OUT}(t) \times G_M ,$$

$$y \quad G_M = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right). \quad (3.20)$$

Donde, $V_{OUT}(t)$ es la tensión medida en la carga conectada a la antena ($R_{11} + R_{12} = 92 \Omega$), V_T es la tensión de salida del amplificador diferencial y G_M es la ganancia proporcionada por la electrónica. Para el circuito mostrado en la Figura 3.17, R_g es un potenciómetro de $20 \text{ k}\Omega$, con un valor mínimo de $2 \text{ k}\Omega$. De esta manera, al reemplazar el valor de los elementos del circuito en (3.20) es posible ajustar la ganancia entre 2 y 11 veces.

Por otra parte, teniendo en cuenta que la resistencia de carga de la antena (entrada de la electrónica) es dos veces la suma de R_{11} y R_{12} , y la inductancia aproximada es $4.9 \mu\text{H}$ (valor experimental), usando (3.18) se tiene que la frecuencia de corte experimental de la antena es:

$$\omega_C \approx \frac{R_L}{L_{lazo}} = \frac{184 [\Omega]}{4.9 \times 10^{-6} [H]} = 3.75 \times 10^7 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right], \quad (3.21)$$

$$f_C \approx 5.9 [\text{MHz}].$$

Debido a que esta frecuencia de corte se acerca a la estimación hecha previamente en (3.19) se puede concluir que los cálculos teóricos concuerdan en buena medida con las pruebas experimentales, lo que permite que el modelo de la antena pueda ser usado para análisis posteriores. De los resultados presentados en esta sección se concluye que las antenas pueden ser usadas para la medición de componentes de campo magnético cuya frecuencia esté por debajo de 6 MHz , rango en el cual se encuentran las componentes espectrales de las señales de interés (*return strokes* de rayos CG) [22], [24], [120].

3.3.3 Cables coaxiales y equipos de registro

Para conectar cada uno de los circuitos al osciloscopio (uno por antena) se usó un cable coaxial RF 200 marca Belden® de 14 metros con una impedancia característica de 50Ω y una capacitancia de 78 pF/m . Adicionalmente, cada cable fue protegido de las condiciones ambientales con una coraza metálica de $\frac{1}{2}$ pulgada de diámetro, la cual es conectada a tierra. La capacitancia total de cada cable fue estimada realizando el mismo procedimiento expuesto en la sección 3.2.2 y su comportamiento se muestra en la Figura 3.18.

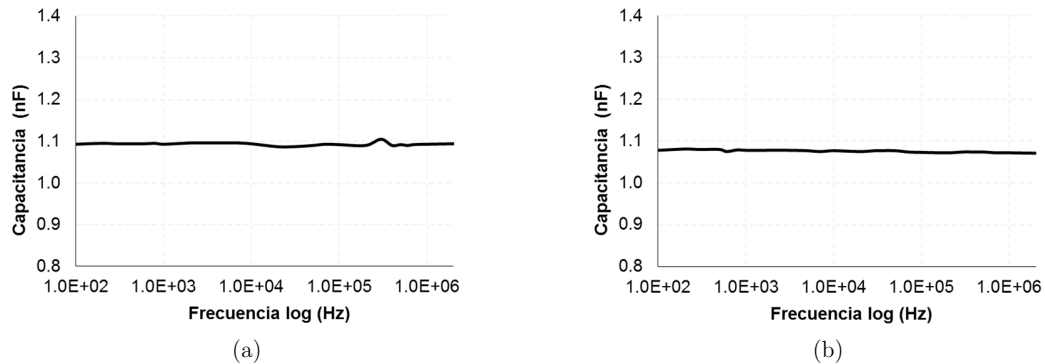


Figura 3.18 Capacitancia de los cables coaxiales. (a) antena norte-sur; (b) antena este-oeste
Fuente: Autor

De esta prueba se tiene que la capacitancia promedio del cable coaxial conectado a la antena orientada norte-sur es 1.093 nF ($\sigma = 3.5 \times 10^{-3}$) nF, mientras que para el cable conectado a la antena con dirección este-oeste la capacitancia es 1.076 nF ($\sigma = 2.7 \times 10^{-3}$). La diferencia entre las capacitancias de los cables se debe a que sus longitudes no son iguales, ya que después de cortar y soldar los terminales BNC en sus extremos, se evidenció una diferencia de 20 cm a favor del cable conectado a la antena orientada norte-sur.

Por otra parte, los equipos de captura y registro usados en el sistema de medición de campo magnético son los mismos descritos para el sistema de medición de campo eléctrico en la sección 3.2.4. De esta manera, las

especificaciones de muestreo y adquisición para las señales de campo magnético son las mismas que fueron usadas para las señales de campo eléctrico.

3.3.4 Integración digital

De acuerdo a lo expuesto en (3.16) y (3.17), para determinar el campo magnético radiado por rayos CG es necesario integrar la tensión inducida registrada por el sistema de medición. Aunque en sistemas de medición construidos en otras regiones del mundo se hace uso de integradores activos empleando amplificadores operacionales [116], [120], para el sistema de medición instalado en Bogotá se utilizó una etapa de integración por *software* (integración digital).

Este proceso fue implementado en Matlab-Simulink® tomando como referencia la aplicación hecha en Labview® para el sistema de medición de LMF presentado por Escobar en 2013 [106]. De esta manera, la integración de la tensión inducida en la antena se hace posterior a la adquisición, almacenamiento y filtrado de la misma (usando las técnicas propuestas). Este proceso se realiza en modo fuera de línea (*off-line*) y de manera individual, de tal forma que por cada *return stroke* medido se puede integrar la señal asociada a una de las componentes del campo magnético (norte-sur o este-oeste). Una descripción adicional de esta etapa de integración por *software* puede ser consultada en [106] y [108].

3.3.5 Comportamiento del sistema de medición de LMF

Teniendo en cuenta la expresión presentada en (3.20) se realizó una prueba de calibración en los circuitos electrónicos fijando una ganancia $G_M = 10$. Para este caso, se radió el sistema de medición completo (incluyendo cables y osciloscopio) con el campo magnético producido por un generador de impulsos de corriente de 40 A y forma de onda 8/35 μs , el cual induce en las antenas un transitorio de tensión de 0.8/3 μs aproximadamente [121].

Durante la prueba se movió la ubicación de las antenas (posición y orientación) con respecto al generador de impulsos. Esto con el fin de obtener tensiones inducidas de diferente amplitud y polaridad. Finalmente, se analizaron las diferencias entre las señales de entrada y salida del circuito electrónico siguiendo una metodología similar a la descrita en la sección 3.2.5.3. En la Tabla 3.6 se presentan algunos de los resultados numéricos de esta prueba y la Figura 3.19 muestra algunos ejemplos gráficos.

Tabla 3.6 Comportamiento del sistema de medición de LMF ante impulsos rápidos de corriente

Tarjeta	Valor pico tensión inducida [V]			Tiempo de frente (0-100%) [ns]			Tiempo de cola (50%) [μs]		
	Vin	Vout	Vout/Vin	In	Out	Diff (%)	In	Out	Diff (%)
Norte-sur	-1.387	-13.97	10.07	800	820	2.4 %	2.95	3.1	4.8 %
	0.070	0.675	9.91	780	810	3.7 %	2.81	2.96	5.1 %
	-0.591	-5.815	9.84	800	780	2.6 %	2.94	3.0	2.0 %
Este-oeste	0.774	7.808	10.09	790	810	2.5 %	2.85	2.87	0.7 %
	-0.908	-9.162	10.09	760	770	1.3 %	2.92	2.96	1.3 %
	0.065	0.662	10.18	770	810	4.9 %	2.84	2.93	3.1 %

Fuente: Autor

Para las pruebas realizadas con el impulso rápido se tiene que la ganancia promedio del circuito electrónico conectado a la antena norte-sur y la antena este-oeste es de 10.07 y 10.12, respectivamente (máxima desviación estándar de 0.16). Además, al comparar los tiempos de frente y cola de los impulsos de entrada y salida de

cada circuito, la diferencia máxima reportada fue inferior al 6%. Estos resultados permiten establecer que los circuitos electrónicos poco alteran la forma de onda de los impulsos inducidos en la antena y, además, la ganancia ajustada para ambos circuitos se conserva sin importar su magnitud o polaridad. De hecho, fijar una ganancia alta en el amplificador de instrumentación permite que la SNR de la señal de salida aumente facilitando su caracterización, aunque puede ocasionar saturación de la electrónica con rayos cercanos.

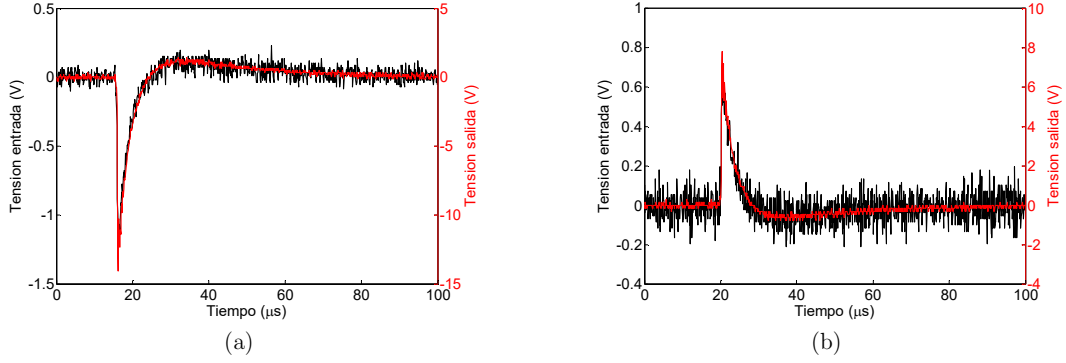


Figura 3.19 Respuesta del sistema de medición LMF ante impulsos rápidos (negro: impulso de entrada, rojo: impulso de salida). (a) impulso de entrada valor pico de 1.39 V; (b) impulso de entrada valor pico de 0.77V.

Fuente: Autor

3.3.6 Calibración y ajuste del sistema de medición de LMF

Teniendo en cuenta las relaciones presentadas en (3.16), (3.17) y (3.20), y una vez definida la ganancia promedio de los circuitos electrónicos, se tiene que la relación entre la tensión registrada por el sistema de medición y el campo magnético generado por rayos CG está definido por la relación:

$$V_T(t)' \approx \left[-A_{lazo} \times \frac{dB_{normal}(t)}{dt} \right] \times G_M \times R_{VD}. \quad (3.22)$$

$$R_{VD} = \frac{R_{OUT}}{R_{OUT} + R_{COUP}}.$$

El término R_{VD} corresponde al divisor de tensión entre la resistencia de salida del circuito electrónico y la resistencia acoplada en la entrada del osciloscopio (luego del cable coaxial largo). A partir de (3.22) y reemplazando los valores respectivos $A_{lazo} = 0.56 \text{ m}^2$, $G_M = 10.1$, $R_{OUT} = 50 \text{ } \Omega$ y $R_{COUP} = 50 \text{ } \Omega$, se tiene:

$$V_T(t)' \approx -2.8 \times \frac{dB_{normal}(t)}{dt}. \quad (3.23)$$

$$B_{normal}(t) = -\frac{1}{2.8} \int V_T(t)' dt \quad [T]. \quad (3.24)$$

De esta relación se debe tener en cuenta que la integral de $V_T(t)'$ se obtiene gracias a una etapa de pre-procesamiento que se realiza después la adquisición de la señal (integración digital), tal y como se mencionó en la sección 3.3.4. Finalmente, debido a que las antenas están ubicadas en el techo del edificio y cerca de ellas no existe ninguna edificación o estructura metálica que atenúe el campo magnético por efecto de corrientes inducidas, aplicando los conceptos presentados por Mosaddeghi *et al.* en [15] se considera que las componentes de campo magnético medidas en el techo no son afectadas por la presencia del edificio. Por esta razón, para el sistema de medición de LMF no es necesario estimar factores de corrección adicionales.

3.4 Ruido y otras componentes no deseadas en las mediciones

Para efectos de esta tesis, se considera ruido al conjunto de componentes indeseadas que no hacen parte de la señal original, y a su vez, contaminan o alteran su forma de onda y su espectro de frecuencia, contribuyendo al deterioro de la señal y provocando errores en su caracterización. Estas componentes no deseadas pueden provenir del ambiente electromagnético en el cual se encuentran inmersos los sistemas de medición y de los propios componentes electrónicos que hacen parte de ellos. En el caso particular de las señales de LEMF, la contaminación por ruido puede provenir de diversas fuentes entre las cuales se resaltan:

- Ruido atmosférico o cósmico
- Problemas de apantallamiento en circuitos, cables y sondas de acoplamiento
- Ruido proveniente de la red de distribución cuando se conecta la electrónica
- Ruido proveniente del sistema de referencia usado para conectar a tierra los sistemas de medición
- La presencia de obstáculos como edificios, estructuras y accidentes geográficos que alteran la forma de onda de las señales registradas
- Perturbaciones generadas por variaciones en las propiedades del canal del rayo
- Fenómenos de reflexión y/o difracción en la atmósfera de los campos electromagnéticos
- La interacción de las antenas con otro tipo de señales presentes en el medio electromagnético (señales de radio, tv, comunicaciones móviles o relacionadas con el tráfico de información)
- Ruido electrónico presente en los sistemas de medición. Este puede variar por diferentes efectos como ruido térmico, la calidad de la fabricación de los elementos, defectos en los semiconductores, etc.

3.4.1 Estrategias para la mitigación del ruido en las señales de LEMF

Teniendo en cuenta las fuentes de ruido que pueden afectar las señales capturadas de campos eléctricos y/o magnéticos, durante el diseño, construcción e instalación de la estación de medición remota (EMIR) se llevaron a cabo varias tareas con el propósito de mitigar el efecto de algunas de estas fuentes y reducir el ruido presente en los registros que luego serán tratados, procesados y caracterizados. Estas tareas se describen a continuación:

- Respecto a la contaminación producida por efecto de los mismos campos electromagnéticos radiados por rayos, se tomaron los siguientes correctivos: (a) confinar los circuitos en cajas metálicas herméticas y conectadas a tierra; (b) evitar la formación de lazos a tierra en las pistas de las tarjetas electrónicas y en los cables coaxiales para reducir la aparición de corrientes inducidas; (c) usar cables coaxiales apantallados dentro de corazas metálicas conectadas a tierra.
- Se decidió aislar los circuitos electrónicos y alimentarlos con baterías de 12V. De esta manera se elimina el ruido que pueda provenir de la red de alimentación AC.
- Se utilizó como referencia el barraje de tierra del tablero de protecciones instalado en la sala donde se encuentran los equipos. La conexión se realizó mediante un conductor de cobre THHN calibre 8 AWG.
- En lo relacionado con las variaciones en la forma de onda de las señales debido a edificaciones y otras estructuras, no es posible reducir este fenómeno pues el entorno donde fue instalada la EMIR se caracteriza por edificios y árboles con alturas superiores a 15 metros. Sin embargo, en la sección 3.2.6 y en la sección 3.3.6 se determinaron los factores de corrección respectivos.
- Las variaciones que se presentan en los registros debido a la reflexión y/o difracción de los campos electromagnéticos en la atmósfera poseen un comportamiento variable y son inherentes al fenómeno del rayo, razón por la cual, no es posible eliminar su presencia de las mediciones. De hecho, varios estudios afirman que la interacción de los campos electromagnéticos con la ionosfera provoca la denominada onda

del cielo (*sky wave*) [36], [53]. Esta onda se relaciona directamente con el segundo semiciclo de igual polaridad a la del primer semiciclo de la señal, el cual ocurre después del primer cruce por cero y del sobrepico de polaridad opuesta característico de la forma de onda de los campos lejanos (ver Figura 2.3 y Figura 2.4).

Teniendo en cuenta que no es posible mitigar todas las fuentes de contaminación, y como parte del estudio de los sistemas de medición, en las siguientes subsecciones se presenta, por un lado, la identificación de las componentes que se encuentran en el ambiente electromagnético y que interactúan con las antenas; y, por otro lado, la caracterización del ruido producido por los circuitos electrónicos y el ruido en estado de espera (*stand-by*) que poseen los sistemas de medición.

3.4.2 Características del ambiente electromagnético

En la actualidad, el ambiente electromagnético de las grandes ciudades se caracteriza por la presencia de campos electromagnéticos de baja, media y alta frecuencia, los cuales están asociados a señales de radio, televisión, comunicaciones, internet, teléfonos móviles, tráfico de información, etc. Para caracterizar el ambiente electromagnético que interactúa con las antenas de la estación de medición se utilizó un analizador de espectro Agilent N9340B con un ancho de banda de 3 GHz.

Durante las pruebas se desconectaron las antenas de campo eléctrico y magnético de sus respectivos circuitos electrónicos (instalados en su ubicación final, ver Figura 3.3) y se analizaron las componentes espectrales entre 100 kHz y 1 GHz. La Figura 3.20 muestra la potencia del espectro en decibelio-milivatios (dBm) para los dos tipos de antenas de la EMIR. Al comparar el espectro captado se evidencia que, además de servir como receptores de los campos eléctricos y magnéticos generados por rayos, los sensores también captan otro tipo de ondas electromagnéticas.

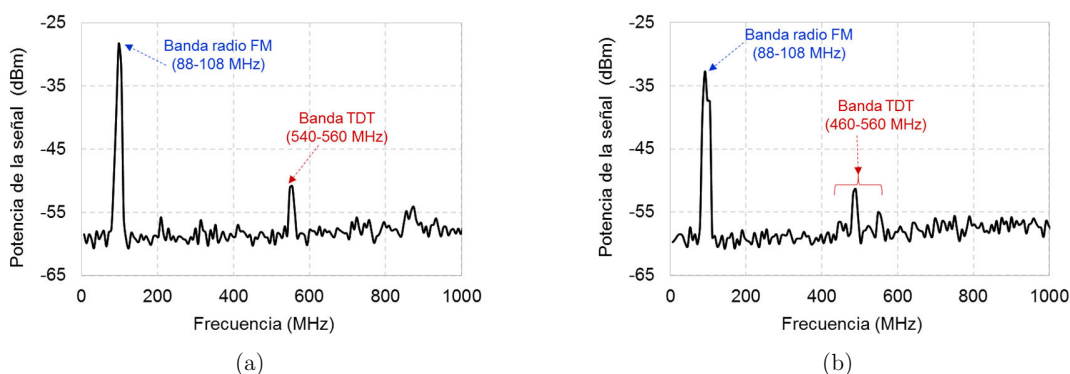


Figura 3.20 Espectro electromagnético que captan las antenas. (a) antena de placas paralelas; (b) antena rectangular de lazo sencillo

Fuente: Autor

En la Figura 3.20 se observan dos zonas con aumentos de potencia por encima de su piso de ruido. La primera zona se relaciona con la banda de frecuencia de radio FM (entre 88 y 108 MHz). En esta zona se registró una potencia de -28 dBm a 100 MHz para la antena de campo eléctrico y una potencia máxima de -32 dBm a 89 MHz para las antenas de lazo sencillo. La segunda zona corresponde al espectro asignado al servicio de televisión digital terrestre (TDT), el cual opera en Colombia entre 470 MHz y 560 MHz. En este rango de frecuencias, ambas antenas captan señales con una potencia máxima entre -52 dBm y -50 dBm.

Es importante resaltar que en ambas zonas (FM y TDT) la antena de placas paralelas capta señales con mayor potencia que las antenas de campo magnético. Sin embargo, en el caso de las antenas de lazo sencillo, se reciben señales en un rango más amplio (470-560 MHz) en la banda de TDT. En cualquier caso, las

componentes espectrales provenientes del ambiente electromagnético que son captadas por las antenas son de baja potencia y poseen frecuencias superiores al espectro de frecuencia que poseen las señales producidas por los *return strokes*. Además, como se mencionó en este capítulo, la interacción entre antenas y circuitos electrónicos configuran filtros pasabajo cuyas frecuencias de corte están en el orden de los 10 MHz.

3.4.3 Ruido electrónico

El ruido electrónico es una de las causas más comunes de contaminación en las mediciones que usan dispositivos electrónicos. Este tipo de ruido se relaciona en gran parte con el ruido térmico producido por el movimiento aleatorio de electrones libres en los materiales (conductores o semiconductores) debido al incremento de la temperatura (aumento de la corriente) en el interior de los dispositivos. Por lo general, este ruido tiene un comportamiento uniforme en la frecuencia y, para el caso de los sistemas de medición indirecta de rayos, se relaciona en buena medida con los elementos usados como buffers o amplificadores diferenciales.

A partir de lo anterior, y teniendo en cuenta que el ruido electrónico depende en su mayoría de la calidad de los materiales y del proceso de elaboración del dispositivo, cada fabricante presenta una función matemática que representa el modelo de ruido que puede producir el elemento. El modelo circuital del ruido generado por cada amplificador usado en los sistemas de medición se muestra en la Figura 3.21 y la función matemática se muestra en la Tabla 3.7. Esta información ha sido extractada de la hoja técnica de los amplificadores operacionales BUF602, THS3001 y THS3061, todos del fabricante Texas Instruments®.

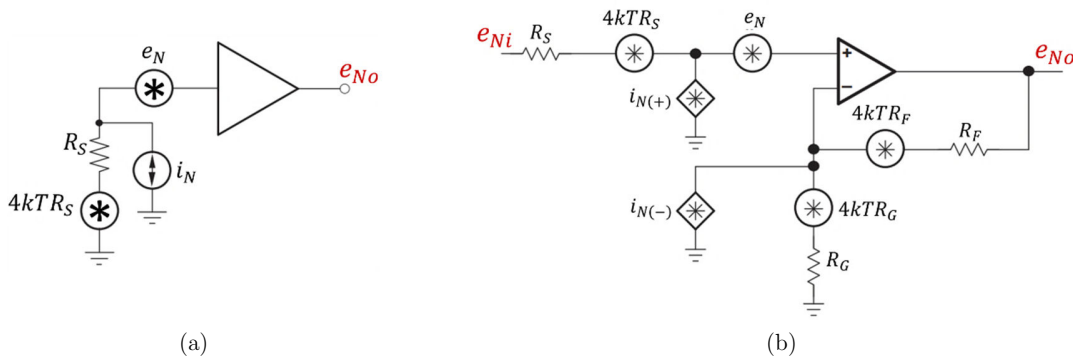


Figura 3.21 Modelo circuital del ruido generado por la electrónica. (a) BUF602 (campo eléctrico); (b) THS3001 y THS3061 (campo magnético)

Fuente: Adaptado hoja técnica del fabricante Texas Instruments® (www.ti.com)

En estos modelos matemáticos, los términos que incluyen la constante de Boltzman (k) se relacionan con el ruido térmico asociado a cada una de las resistencias acopladas a los amplificadores. Usando la expresión mostrada en la Tabla 3.7, y tomando como referencia el ancho de banda del amplificador BUF602 ($B_\omega = 1000 \text{ MHz}$), se puede estimar que la tensión efectiva del ruido a la salida del buffer-amplificador del sistema de campo eléctrico es 89 mV.

Por otra parte, para el sistema de campo magnético se debe tener en cuenta que el circuito fue diseñado con una configuración de amplificador de instrumentación y utiliza un amplificador diferencial THS3061 con una relación de rechazo en modo común (CMRR) de 72 dB. Debido a esto, buena parte del ruido producido por los buffers THS3001, común a ambas entradas del amplificador diferencial, es ignorado durante el proceso de amplificación. De esta manera, si se toma como referencia el ancho de banda del amplificador diferencial THS3061 ($B_\omega = 300 \text{ MHz}$), se puede estimar un ruido efectivo a la salida de la electrónica de 92 mV aproximadamente.

Tabla 3.7 Modelos matemáticos de ruido electrónico

Sistema	ID	Modelo de ruido	Variables
Campo eléctrico	BUF 602 <i>Buffer</i> <i>amplificador</i>	$e_{No} = \sqrt{e_N^2 + (i_N R_S)^2 + 4kTR_S}$ $\left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$	$e_N = 6 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ $i_N = 2.8 \text{ pA}/\sqrt{Hz}$ $R_S = 1 \text{ M}\Omega$ $t = 80^\circ \text{ C}$
Campo magnético	THS3001 <i>Buffer</i> <i>amplificador</i>	$e_{Ni} = \sqrt{e_N^2 + (i_{N(+)} R_S)^2 + (i_{N(-)} R_Q)^2 + 4kTR_S + 4kT(R_Q)}$	$e_N = 1.6 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ $i_{N(+)} = 13 \text{ pA}/\sqrt{Hz}$ $R_S = 806 \Omega$ $R_F = 10 \text{ k}\Omega$ $i_{N(-)} = 0$ $R_G = \text{open}$
	THS3061 <i>Amplificador</i> <i>diferencial</i>	$e_{No} = e_{Ni} \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right)$ $\left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$	$e_N = 2.6 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ $i_{N(+)} = 20 \text{ pA}/\sqrt{Hz}$ $i_{N(-)} = 36 \text{ pA}/\sqrt{Hz}$ $R_S = 122 \text{ k}\Omega$ $R_F = 10 \text{ k}\Omega$ $R_G = \text{open}$

Donde:

e_{No} : ruido de salida del amplificador $[nV/\sqrt{Hz}]$

e_{Ni} : densidad de ruido de entrada equivalente $[nV/\sqrt{Hz}]$

e_N : tensión de ruido interno del amplificador $[nV/\sqrt{Hz}]$

i_N : corriente de ruido $[pA/\sqrt{Hz}]$

$i_{N(+)}$: corriente de ruido no inversa $[pA/\sqrt{Hz}]$

$i_{N(-)}$: corriente de ruido inversa $[pA/\sqrt{Hz}]$

R_S : resistencia a la entrada al amplificador

R_F : resistencia de retroalimentación

R_G : resistencia a tierra

R_Q : arreglo en paralelo entre R_F y R_G

T : temperatura en grados Kelvin ($273 + ^\circ\text{C}$)

k : constante de Boltzman (1.3807×10^{-23})

$[W/^\circ\text{K} \cdot \text{Hz}]$

Fuente: Autor

Aunque estas tensiones proporcionan una estimación del ruido que es introducido por los amplificadores usados en cada sistema de medición, se debe tener en cuenta que estos son valores representativos, ya que el ruido electrónico es aleatorio y se distribuye uniformemente en una banda amplia de frecuencias. Además, es difícil estimar el ruido generado por efecto de la calidad de los elementos usados (resistencias, condensadores, cables, etc) o de las pistas de la tarjeta (PCB) donde se montó cada circuito. Por todo esto, no es posible fijar un valor único para el ruido producido por la electrónica.

3.4.4 Ruido inherente a los sistemas de medición

Teniendo en cuenta las estimaciones analíticas de la magnitud del ruido a la salida de los circuitos electrónicos, y con el fin de conocer las componentes en frecuencia del ruido presente en las mediciones, se tomaron varios registros de los sistemas de medición en modo de espera (*stand-by*). En este caso, para cada canal del osciloscopio se tomaron registros en una ventana de 500 ms con un tiempo de muestro de 100 ns (5MSa/canal) y se calculó el espectro usando la transformación rápida de Fourier (FFT). Los resultados de esta prueba se pueden observar en la Figura 3.22. En todos los ejemplos se ajustó el eje horizontal (frecuencia) entre 0 y 2 MHz con el propósito de mostrar las componentes del espectro con mayor magnitud, las cuales están localizadas por debajo de 1 MHz.

En el caso del sistema de medición de campo eléctrico, el ruido base tiene un valor pico-pico de 190 mV (antes de aplicar el factor de corrección) y su espectro de frecuencia se concentra con mayor intensidad en dos regiones. La primera región es una componente de 60 Hz que se debe al campo eléctrico que capta la antena

debido a los cables de baja y media tensión ubicados en la vecindad de la EMIR. La segunda región abarca un rango de frecuencias entre 270 kHz y 790 kHz, mostrando una componente máxima de 405 kHz.

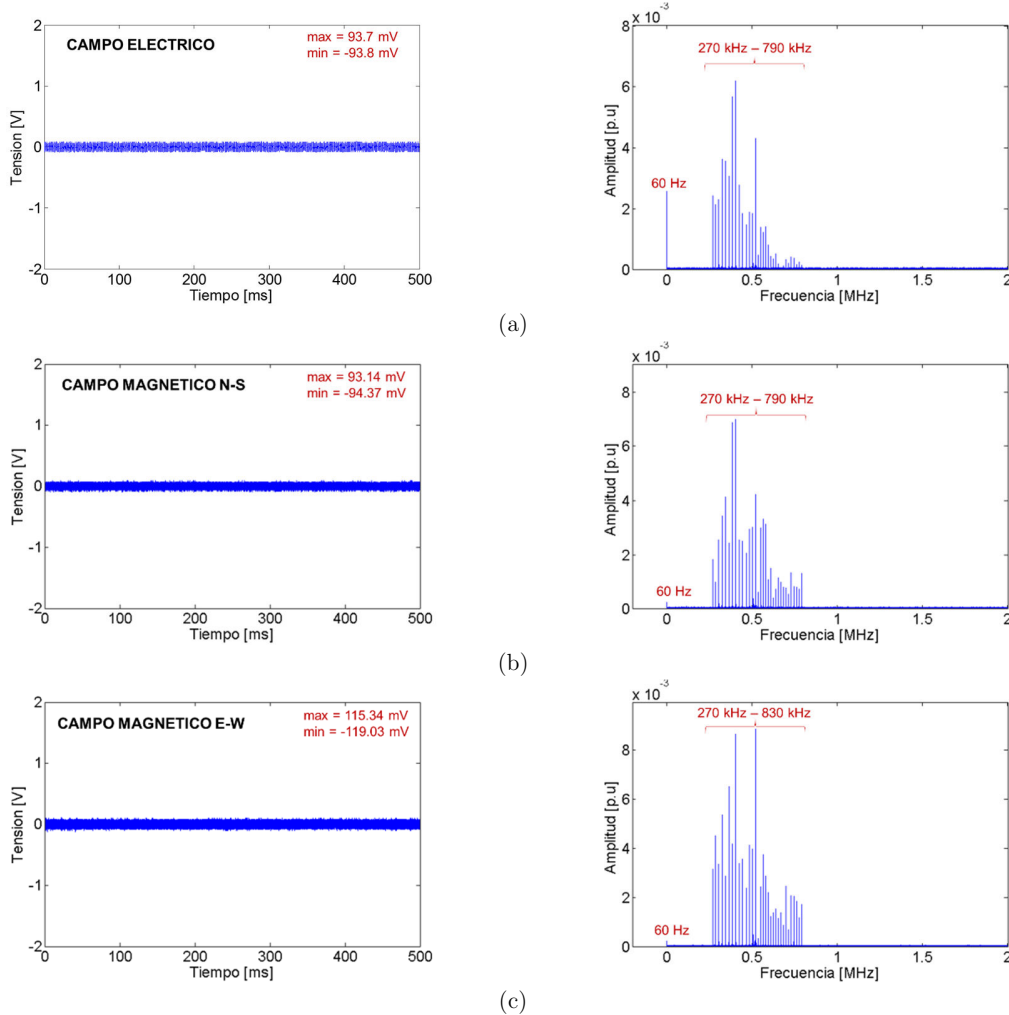


Figura 3.22 Ruido en el dominio del tiempo (izquierda) y su espectro de frecuencia (derecha). (a) sistema de campo eléctrico; (b) sistema de campo magnético dir. norte-sur; (c) sistema de campo magnético dir. este-oeste
Fuente: Autor

En lo que concierne a las antenas de campo magnético se observa que el ruido del canal conectado a la antena este-oeste tiene mayor valor pico-pico (235 mV aprox.). Dicho valor está relacionado con componentes espectrales en el rango 500 kHz – 800 kHz, las cuales tienen mayor magnitud que las observadas para la antena instalada en dirección norte-sur. Adicionalmente, en ambos canales se observa que el espectro exhibe un valor máximo entre 380 kHz y 510 kHz. Sin embargo, a diferencia del canal que mide campo eléctrico, la componente de 60 Hz es prácticamente despreciable.

Los resultados presentados en esta sección son importantes si se tiene en cuenta que el espectro que poseen los *return strokes* de rayos CG coincide parcialmente con las frecuencias que componen el ruido presente en los sistemas de medición. Por esta razón, en esta tesis propondrá el uso de técnicas que usan dominios híbridos tiempo-frecuencia y análisis estadístico para el procesamiento, análisis y posterior caracterización de las señales de LEMF. Estos temas serán discutidos en capítulos posteriores.

4 Tratamiento y pre-procesamiento de señales de LEMF

Debido a la manera en que son obtenidos los registros de LEM y/o LMF por el equipo de captura (osciloscopio o registrador de transitorios), es necesario realizar un proceso de alistamiento sobre las señales antes de efectuar la etapa de procesamiento. Este capítulo describe el proceso de tratamiento y pre-procesamiento al que fueron sometidos los registros de LEMF analizados en este estudio. Asimismo, se describe el método empleado para determinar la distancia de impacto de los *flashes* CG capturados con respecto al punto de medición. Finalmente, se muestran las formas de onda típicas en función de la distancia para los campos eléctricos y magnéticos producidos por *return strokes* de *flashes* CG ocurridos en la sabana de Bogotá.

4.1 Alistamiento de las mediciones (manejo de registros)

Antes de ser procesados, analizados y/o clasificados, cada uno de los registros capturados (campo eléctrico y/o campo magnético) debe ser sometido a un proceso que modifica la estructura del archivo original importado desde el osciloscopio o el equipo registrador. Estas modificaciones deben realizarse en dos etapas: el tratamiento de los datos y el pre-procesamiento de la señal. La estructura de estas etapas se muestra en la Figura 4.1.

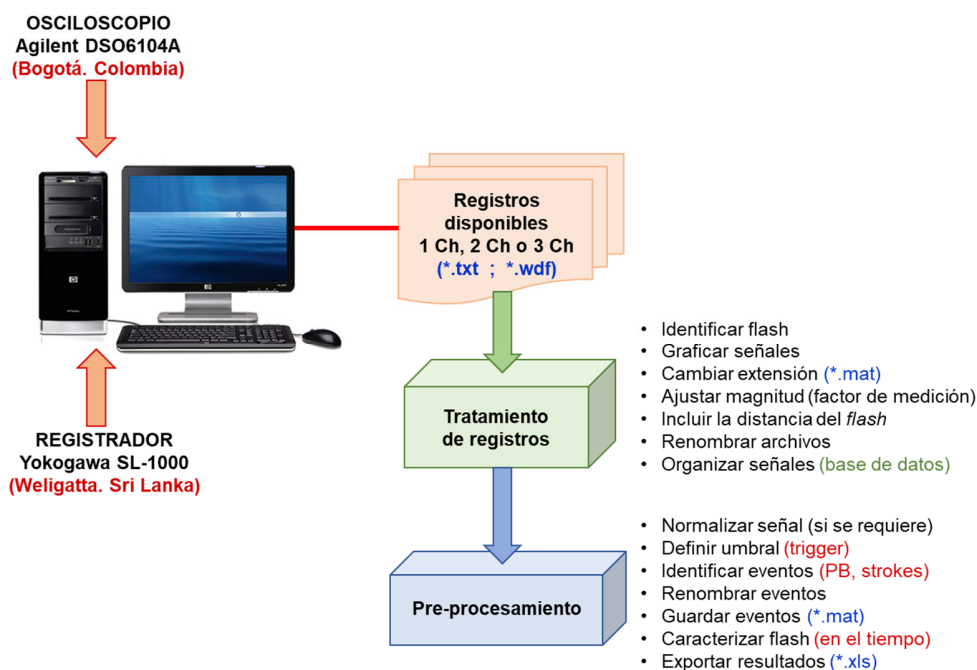


Figura 4.1 Proceso empleado para el tratamiento de las mediciones registradas por la EMIR
Fuente: Autor

Inicialmente, en la etapa de tratamiento los registros son importados directamente del equipo de registro (osciloscopio o registrador de transitorios) a través de un ordenador y luego se deben ejecutar las siguientes acciones o actividades:

- Verificar que la información provenga de un solo canal de información (campo eléctrico o magnético)
- Identificar y renombrar los vectores de tiempo y magnitud como (t, x)
- Ajustar el vector de magnitud (x) usando el respectivo factor total del sistema de medición (ver sección 3.2 y sección 3.3)
- Estimar e incluir la distancia aproximada del *flash* con respecto al punto de observación (estación de medición). Esta actividad se realiza teniendo en cuenta el proceso descrito en la sección 4.2
- Cambiar la extensión de los archivos originales por archivos binarios de MATLAB® (*.mat). En el caso del sistema de medición usado en Colombia, inicialmente se crean archivos de texto plano (*.txt), mientras que para las mediciones tomadas en Sri Lanka se crean archivos propios del registrador Yokogawa SL-1000 (*.wdf)
- Renombrar y guardar cada registro incluyendo el lugar de medición, la fecha y hora de la captura y el tipo de señal registrada (campo eléctrico vertical- E_z o campo magnético- B_{NS} ; B_{EW}).

El nuevo nombre y extensión dado a los archivos facilita su manejo en una base de datos. Un ejemplo del código de identificación que se da a cada señal se muestra en la Figura 4.2. En esta imagen la letra “B” fue dada para identificar a la ciudad de Bogotá.

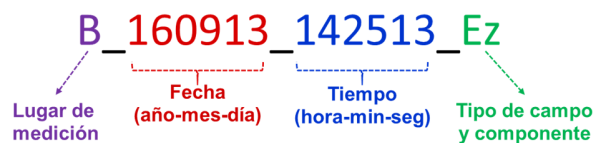


Figura 4.2 Código de identificación de los registros de campo eléctrico y/o magnético

Fuente: Autor

Por otra parte, en la etapa de pre-procesamiento se analizan los registros de campo eléctrico o campo magnético generados por *flashes* CG y se realizan las siguientes tareas:

- Identificar la polaridad del *flash* y definir si el registro analizado muestra descargas preliminares
- Determinar el número de *return strokes* (multiplicidad) que tiene el *flash*. Esto se realiza utilizando un *trigger* que permite separar los *strokes* de otro tipo de perturbación o variación rápida en la señal
- Guardar para cada *stroke* el valor máximo y su tiempo de ocurrencia dentro del *flash*
- Segmentar el *flash* en sus *strokes* (primero y subsecuentes). Para esto, se toma como referencia ($t = 0$) el valor máximo de cada descarga. Luego se ubica el *stroke* dentro de una ventana de $600 \mu\text{s}$ con un *pre-trigger* de $100 \mu\text{s}$
- Renombrar y guardar cada registro por separado incluyendo el nombre completo del *flash* (ver Figura 4.2) y el número del *stroke* (1st, 2st, 3st, etc.)
- Exportar la información recolectada (nombre, número de *strokes*, magnitud y tiempo) en un archivo de Excel®

En las etapas de tratamiento y pre-procesamiento, las actividades descritas se realizan combinando acciones automáticas y manuales. Las tareas automáticas se ejecutan gracias al uso de la aplicación de *software LITREP®* desarrollada durante esta tesis. Esta aplicación fue creada en el entorno de programación visual GUI de MATLAB® y está compuesta por una interfaz principal donde se realiza el tratamiento de los registros (manipulación de *flashes*) y dos interfaces auxiliares donde se ejecuta el pre-procesamiento de las señales (segmentación y manipulación de *strokes*). Un vistazo del panel principal y uno de los paneles auxiliares de esta aplicación se muestran en la Figura 4.3 y la Figura 4.4.

En el caso de las acciones manuales, estas se relacionan con abrir los archivos originales (*.txt), definir el tipo de señal (campo eléctrico o magnético), ingresar la información necesaria para nombrar las señales (lugar, fecha, hora, distancia aproximada y la polaridad) e ingresar el valor del *trigger* para la identificación de los *strokes*. Esta información debe ser diligenciada por el usuario de la aplicación en el panel principal. En este aspecto, aunque realizar las actividades manuales en LITREP® puede tomar algunos minutos, el uso de esta aplicación permite que el tiempo promedio de tratamiento y pre-procesamiento para un *flash* con 5 *strokes* sea de solo 6 minutos, el cual comparado con el tiempo que tomaría hacer todo el proceso de forma manual (15 minutos) representa una reducción de tiempo superior al 50%.

Otra ventaja de realizar el alistamiento de los registros es que facilita la manipulación de cada señal de campo eléctrico o magnético en cualquier herramienta de software que maneje vectores y realice cálculos numéricos (MATLAB®, SCILAB®, GNU Octave®, etc.). Adicionalmente, con el alistamiento de las señales se obtiene una reducción significativa en el tamaño de los archivos que serán procesados. La Tabla 4.1 muestra el tamaño y el formato (extensión) de cada uno de los archivos que se obtienen luego de realizar las actividades de alistamiento descritas en esta sección. Esta información es independiente del tipo de señal analizada.

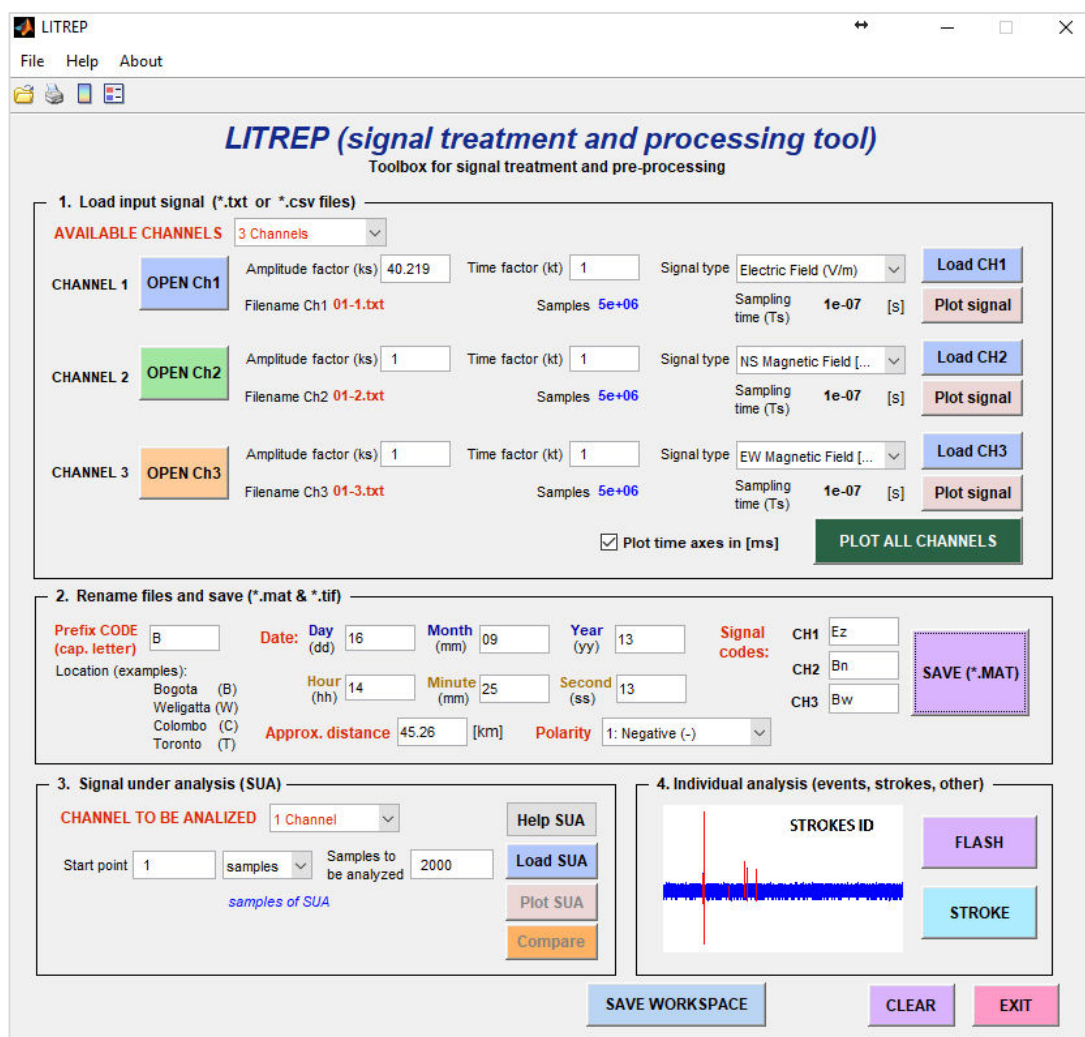


Figura 4.3 Interfaz principal de LITREP® usada para el tratamiento de los registros

Fuente: Autor

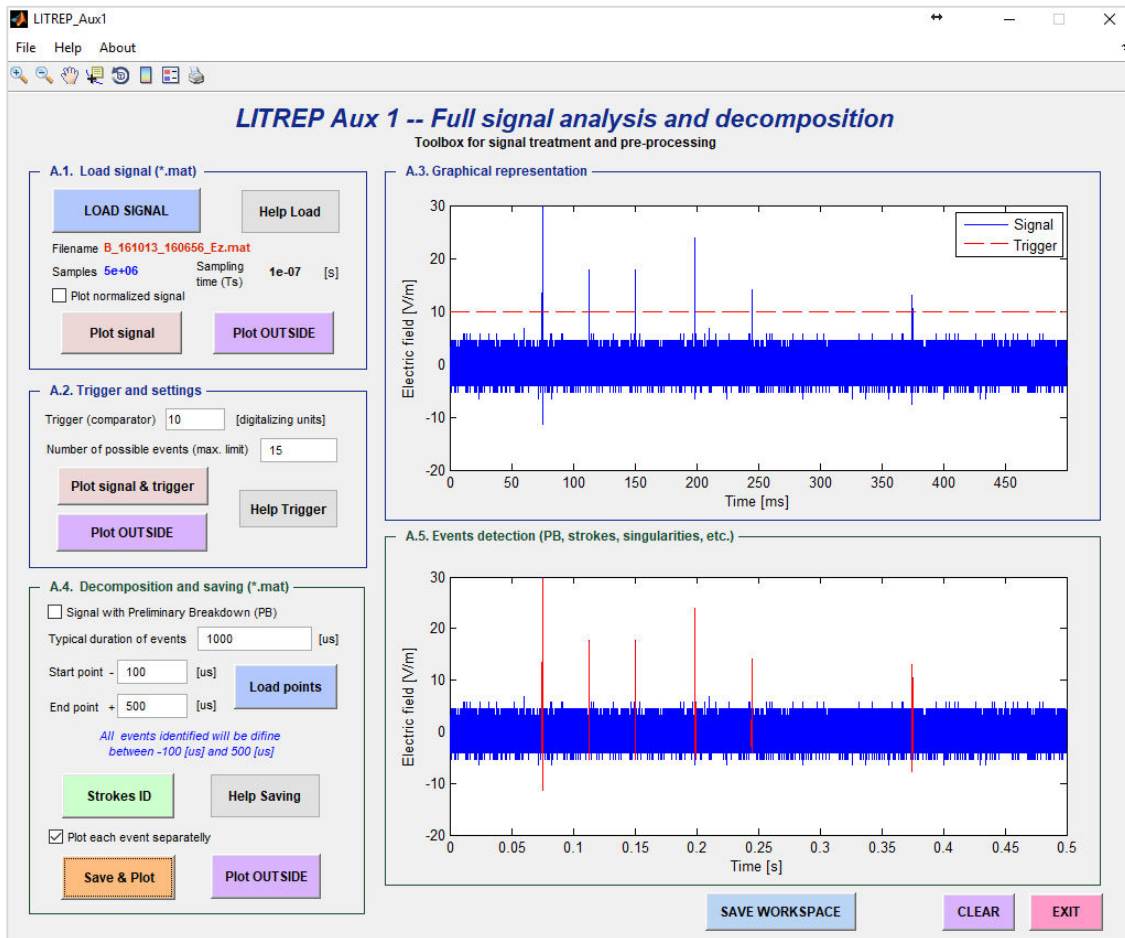


Figura 4.4 Interfaz auxiliar de LITREP® usada para el pre-procesamiento (la identificación de los *strokes* se muestra en color rojo)

Fuente: Autor

Tabla 4.1 Tamaño de los archivos luego del tratamiento y pre-procesamiento

Tipo de registro	Formato del archivo	Tamaño [kB]
Flash importado del osciloscopio	texto (*.txt)	52000
Flash tratado con LITREP	matlab (*.mat)	12000
Stroke identificado con LITREP	matlab (*.mat)	140

Fuente: Autor

4.2 Localización de los rayos (*flashes*) nube-tierra

Para determinar la ubicación de un *flash* en particular es necesario conocer el tiempo en el cual ocurrió la descarga. En este caso, la marca de tiempo (mes, día, hora, minuto, segundo) es guardada por el equipo de registro (osciloscopio Agilent DSO6104A en Colombia o registrador Yokogawa SL-1000 en Sri Lanka) en el momento en que el *trigger* es activado y las señales son capturadas. Para los registros obtenidos en Colombia, el tiempo de captura se muestra en un archivo de imagen (*.bmp, *.png) que muestra la forma de onda del

campo eléctrico y/o magnético guardado. Un ejemplo de la marca de tiempo y la imagen disponible para los registros de Colombia se muestra en la Figura 4.5. En el caso de Sri Lanka, el equipo registrador nombra automáticamente el archivo (*.wdf) con el tiempo de captura de la señal. Este tiempo es dado por el equipo de cómputo al que es conectado el registrador.

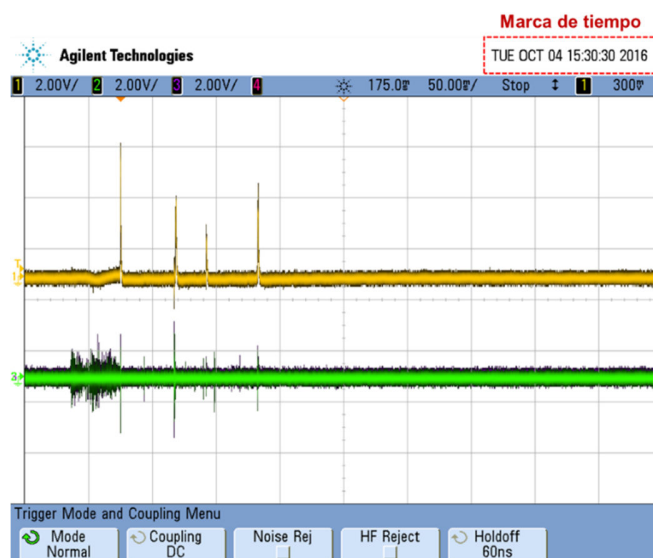


Figura 4.5 Registro obtenido con el osciloscopio Agilent DSO6104A incluyendo la marca de tiempo
Fuente: Autor

Con el tiempo de captura a disposición, el siguiente paso para determinar la distancia aproximada (en km) de un *flash* CG respecto al sistema de medición es usar una red de localización de rayos para obtener las coordenadas de impacto a tierra de los *flashes* capturados. En este aspecto, durante el desarrollo de esta tesis se utilizó la información suministrada por una red de localización local y una red de localización mundial.

En el caso de Colombia, se utilizaron los datos de la *Red colombiana de detección total de rayos* (CLLN; *Colombian Lightning Location Network*) operada por la empresa Keraunos. Esta red usa la tecnología de detección LINET® [122], [123] y para el año 2012 contaba con 10 sensores VLF/LF instalados en diferentes zonas del país [34]. La localización de rayos está basada en el método de tiempo de arribo (TOA: *time of arrival*) cuyos algoritmos han sido mejorados para proporcionar tanto la posición horizontal (latitud y longitud), como la posición vertical del evento [31]. Esta red ha facilitado la detección y predicción de rayos en Colombia y, aunque es de iniciativa privada, es usada continuamente para evaluación de riesgo por rayos, la emisión de alarmas de tormenta y la detección de fallas en el sistema eléctrico colombiano [26], [27].

Por otra parte, para las mediciones obtenidas en Sri Lanka, se utilizó la información proporcionada por la *Red de localización mundial de rayos* (WWLLN; *World Wide Lightning Location Network*) administrada por la Universidad de Washington, USA. Esta red funciona bajo el concepto de tiempo de arribo grupal (TOGA; *time of group arrival*) [124] y actualmente tiene activos 40 sensores VLF (3-30 kHz), los cuales están distribuidos alrededor del planeta (en su mayoría los nodos están en ubicados en universidades) [125]. Esta red ha sido usada por científicos de todo el mundo que no cuentan con redes de localización en sus países o no tienen acceso a información de redes privadas, permitiendo el desarrollo de decenas de investigaciones relacionadas con electricidad atmosférica y actividad de rayos [126]–[128], cambio climático [129]–[131] y monitoreo de volcanes [132], entre otros.

Teniendo a disposición los datos de latitud y longitud de un *flash* (reportados por la red de localización), estos son usados para calcular la distancia entre el lugar donde se encuentra instalado el sistema de medición

(LSM) y el punto de impacto del rayo CG (PER), usando la siguiente fórmula basada en conceptos de matemática geodésica [133]:

$$D = R_e \times \arccos [\sin \theta_{LSM} \cdot \sin \theta_{PER} + \cos \theta_{LSM} \cdot \cos \theta_{PER} \cdot \cos(\phi_{LSM} - \phi_{PER})] \quad [km]. \quad (4.1)$$

Donde $R_e = 6378.14 \text{ km}$ es el radio de la Tierra (asumiéndola como una esfera perfecta), θ_{LSM} es la latitud del LSM, θ_{PER} es la latitud del PER, ϕ_{LSM} es la longitud del LSM y ϕ_{PER} es la longitud del PER.

En todos los casos analizados, la distancia calculada fue asociada a un *flash* completo asumiendo que tanto el primer *stroke* (FRS) como los *strokes* subsecuentes (SRS) impactaron la tierra en el mismo punto. Esto es válido en función de conocer la distancia aproximada del rayo y relacionarla con las formas de onda de los campos electromagnéticos registrados. No obstante, es importante anotar que en la mayoría de los casos la distancia entre el punto de impacto de los *return strokes* de un mismo *flash* puede variar entre algunos cientos de metros y varios kilómetros [12], [36], [134], [135].

4.3 Evolución de los campos eléctricos con la distancia para Colombia

Para los registros obtenidos en Colombia se analizaron las formas de onda del campo eléctrico producido por *flashes* CG negativos y positivos. En todos los casos, se adoptó el signo convencional de electricidad atmosférica, de manera que, los *strokes* de polaridad negativa producirán un cambio positivo en el campo eléctrico y viceversa. Teniendo en cuenta el alcance del sistema de medición (hasta 250 km) y la información obtenida de la CLLN, las formas de onda típicas se agruparon en seis rangos de distancia: 0-30 km, 30-50 km, 50-100 km, 100-150 km, 150-200 km y 200-250 km (este último sólo para *flashes* negativos). Todas las distancias fueron calculadas usando (4.1) y tomando como referencia el punto de ubicación del sistema de medición (4.64089° N, 74.09079° W). Los resultados de esta categorización para los *flashes* de ambas polaridades se muestran entre la Figura 4.6 y la Figura 4.9.

Comparando las formas de onda de los *strokes* negativos (ver Figura 4.6 y Figura 4.7) con los rasgos característicos de los campos eléctricos descritos por Haddad *et al.* [36], Lin *et al.* [94] (ver Figura 2.3 y Figura 2.4) y Pavlick *et al.* [136], se pueden detectar varias similitudes en su comportamiento. En primera instancia, se observa un ascenso rápido y luego una rampa propia de las componentes electrostáticas en los *return strokes* (primero y subsecuentes) con distancias entre 0 y 50 km. Esta rampa es mucho más evidente para los campos eléctricos registrados a menos de 30 km.

Para los campos eléctricos generados por *flashes* CG negativos en un rango entre 50 y 200 km, se observa claramente para los FRS un semiciclo inicial compuesto por un ascenso rápido seguido por una rampa descendente, luego un primer cruce por cero y finalmente uno o dos cambios de polaridad adicionales. Asimismo, las formas de onda de los campos intermedios y lejanos muestran un comportamiento oscilatorio, que, junto con el cambio de polaridad, se vuelve más pronunciado cuando la distancia del *flash* excede los 100 o 150 km.

De manera particular, para los FRS, el valor máximo del campo eléctrico tiende a disminuir a medida que aumenta la distancia, mientras que la magnitud de los semiciclos que aparecen después del primer cruce por cero tiende a aumentar. En el caso de los SRS, la magnitud del campo eléctrico muestra una tendencia similar a la de los FRS, aunque el comportamiento oscilatorio de la señal sólo es evidente para los registros con distancias superiores a los 100 km.

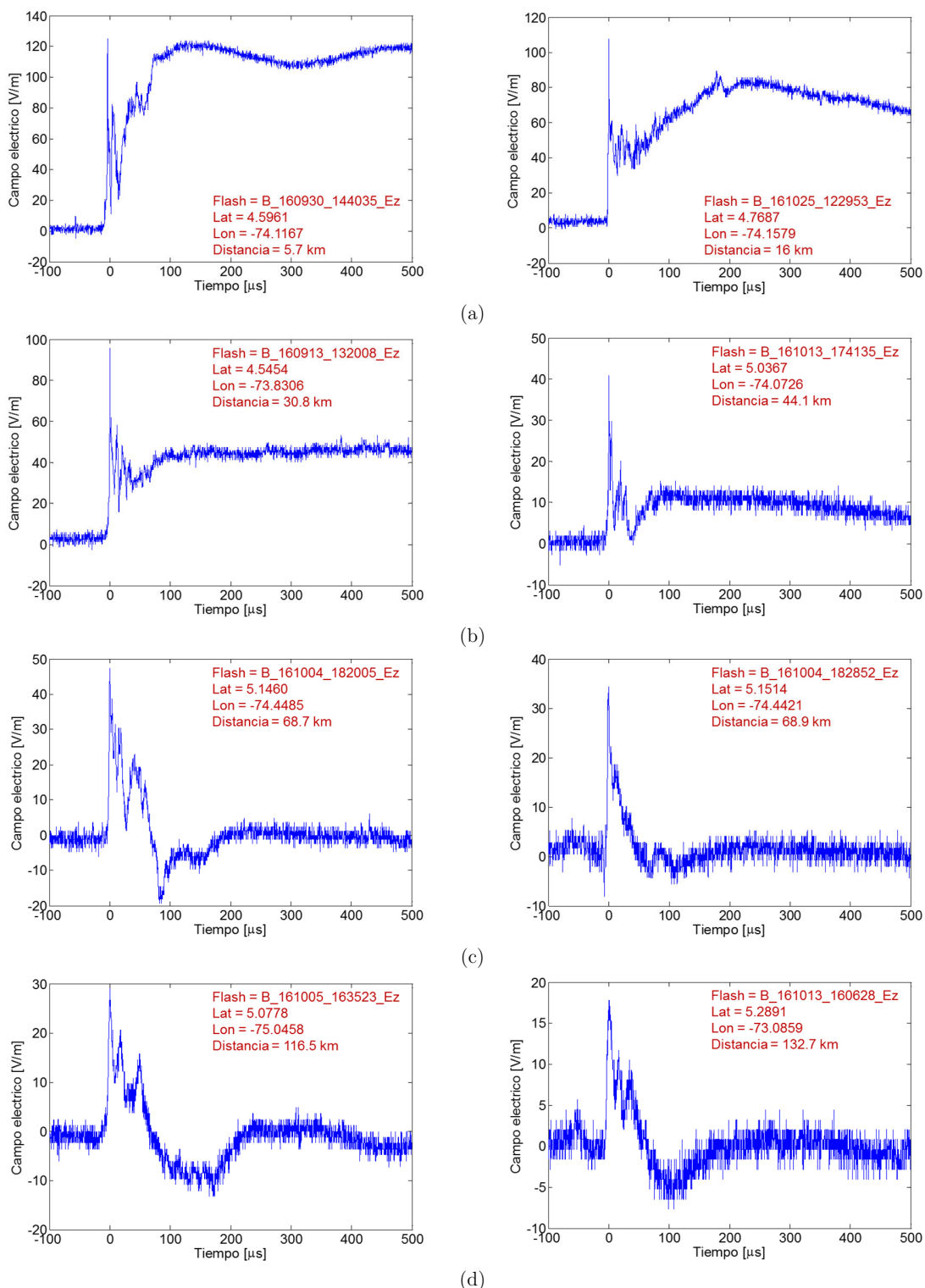


Figura 4.6 Formas de onda del campo eléctrico producido por *flashes* CG negativos en función de la distancia para Colombia. FRS (izquierda), SRS (derecha). (a) 0-30 km; (b) 30-50 km; (c) 50-100 km; (d) 100-150 km
Fuente: Autor

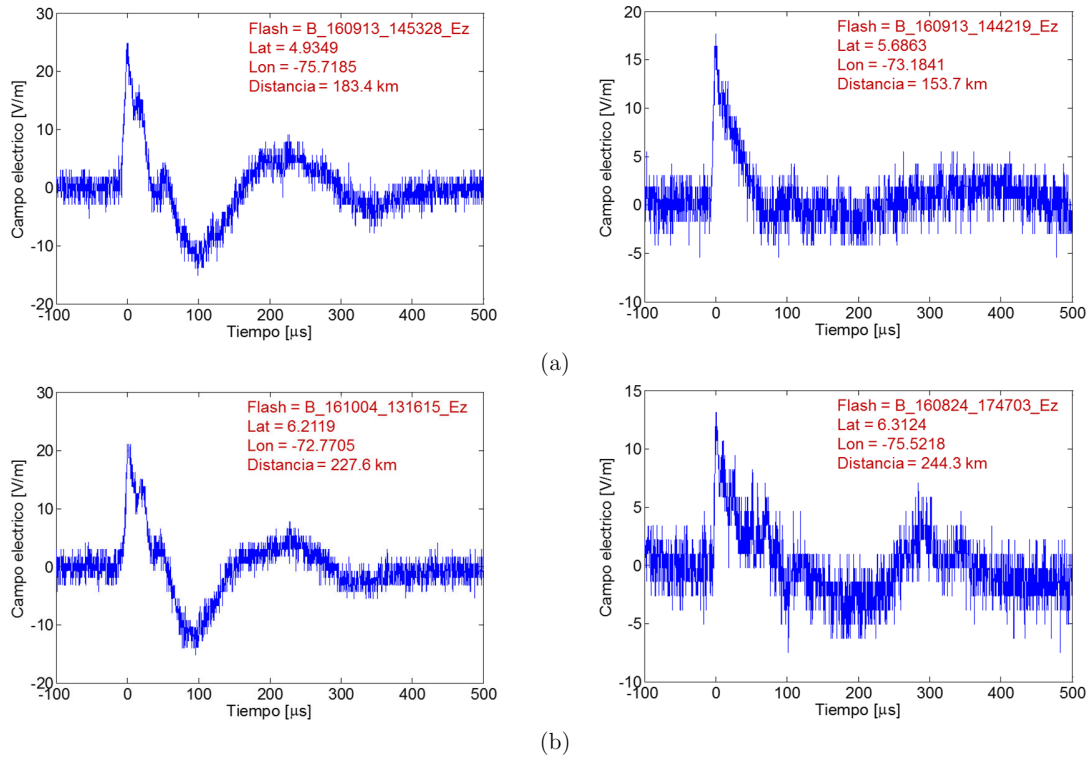


Figura 4.7 Formas de onda del campo eléctrico producido por *flashes* CG negativos en función de la distancia para Colombia. FRS (izquierda), SRS (derecha). (a) 150-200 km; (b) 200-250 km
Fuente: Autor

En el caso de los campos eléctricos producidos por *flashes* positivos mostrados en la Figura 4.8 y la Figura 4.9, sólo se tienen a disposición las formas de onda de los FRS. Esto se debe a la poca cantidad de *flashes* de esta polaridad que fueron capturados durante la temporada de medición (menos del 10%) y a que, por lo general, no presentan multiplicidad. En este caso, el comportamiento de la forma de onda de los FRS es similar al de su contraparte negativa. En estas figuras se observa la componente estática típica de los campos cercanos (menos de 50 km), la rampa ascendente y el cruce por cero relacionado con los *strokes* intermedios y lejanos (más de 50 km) y, finalmente, las oscilaciones con cambios de polaridad después del cruce por cero para los campos lejanos (más de 100 km).

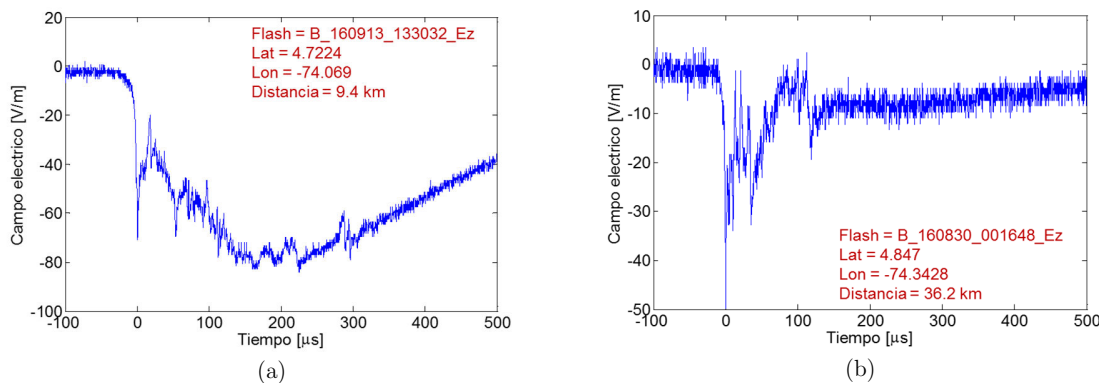


Figura 4.8 Formas de onda del campo eléctrico producido por FRS de *flashes* CG positivos en función de la distancia para Colombia. (a) 0-30 km; (b) 30-50 km
Fuente: Autor

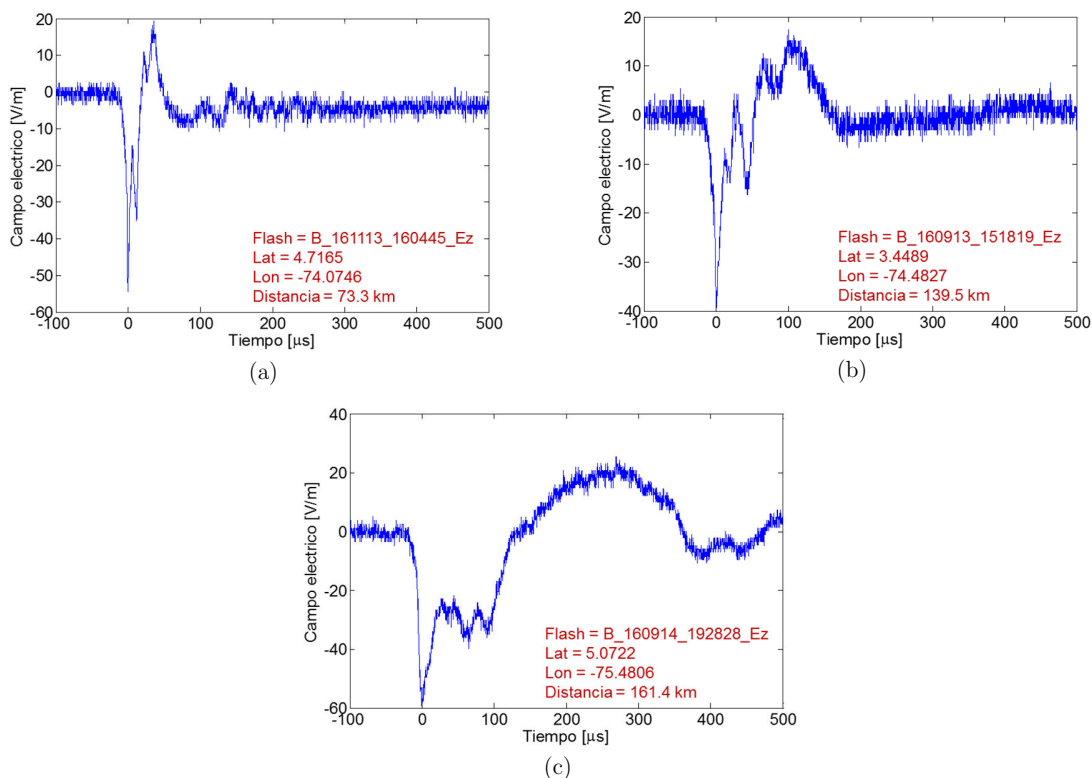


Figura 4.9 Formas de onda del campo eléctrico producido por FRS de *flashes* CG positivos en función de la distancia para Colombia. (a) 50-100 km; (b) 100-150 km; (c) 150-200 km
 Fuente: Autor

El ejercicio presentado en esta sección también fue realizado para los registros obtenidos en Sri Lanka durante la temporada de medición octubre-noviembre 2016. Las formas de onda típicas del campo eléctrico en esta ubicación geográfica se muestran en el ANEXO B.

4.4 Evolución de los campos magnéticos con la distancia para Colombia

Analizar las formas de onda del campo magnético en función de la distancia tiene la restricción del alcance del sistema de medición, el cual fue estimado en 25 km aproximadamente (ver sección 3.3.2). Por esta razón, la Figura 4.10 presenta únicamente las formas de onda para el rango de distancias entre 0-10 km y 10-20 km. Para obtener estas señales de campo magnético, durante el proceso de tratamiento y pre-procesamiento fue necesario integrar la señal de tensión inducida registrada por el sistema de medición (ver sección 3.3.4). Teniendo en cuenta lo anterior, y debido a que el ruido presente en las mediciones altera considerablemente la señal de campo magnético resultante, en esta sección se presentan las formas de onda obtenidas después de reducir el ruido sobre las señales de tensión inducida. Dicho proceso se realizó siguiendo la metodología descrita en la sección 3.3.4 y usando la técnica de reducción de ruido basada en la transformación de Fourier fraccionaria discreta (DFRFT). Esta técnica será presentada y validada en los capítulos 6 y 7.

Examinando las formas de onda del campo magnético registrado para los primeros *strokes*, se puede identificar una pendiente de ascenso rápido y un pico inicial. Luego, se evidencia una pendiente descendente con una joroba propia de las componentes magneto-estáticas del campo cercano. Adicionalmente, a medida que aumenta la distancia (con respecto al punto de observación) la joroba y la zona de la rampa descendente

tienden a disminuir. De hecho, la forma de onda del FRS registrado a 19 km (Figura 4.10(b)) exhibe un cruce por cero, aunque después de 150 μs aparecen nuevamente las componentes magneto-estáticas.

En el caso de los *strokes* subsecuentes, las formas de onda exhiben un comportamiento similar al de los FRS. No obstante, en los ejemplos presentados se identifican jorobas de campo estático un poco más pronunciadas. Esto se debe a que las señales de SRS analizadas en cada rango fueron registradas a menor distancia que los FRS (ver columna izquierda Figura 4.10).

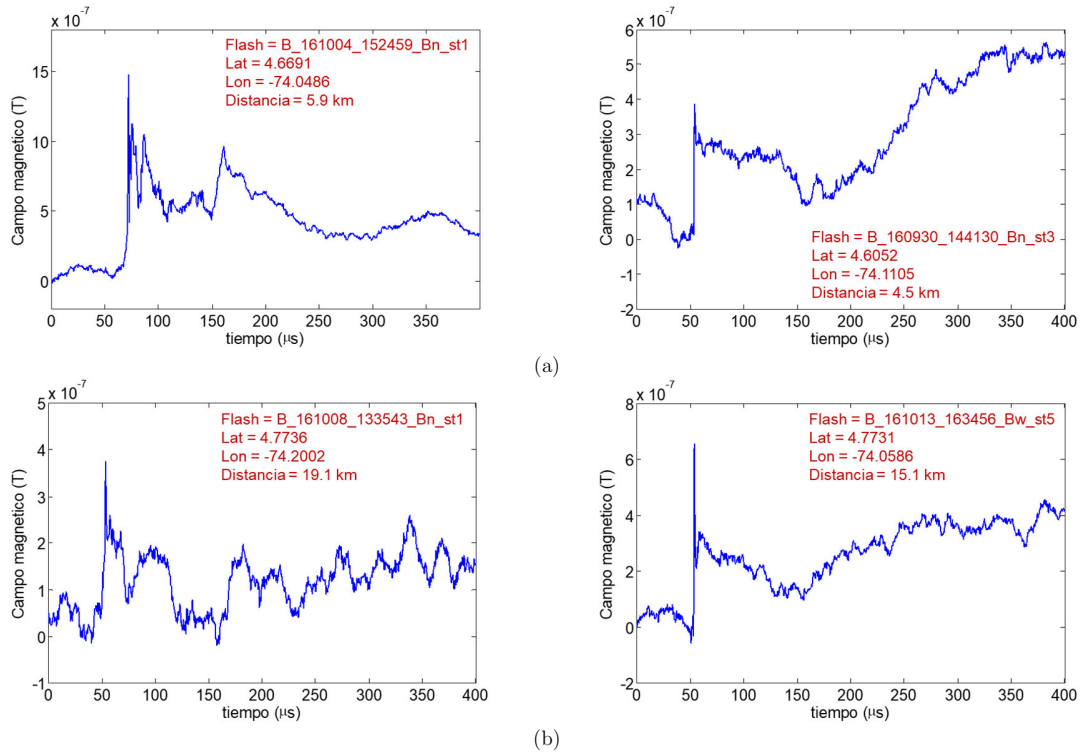


Figura 4.10 Formas de onda del campo magnético producido por *flashes* CG negativos en función de la distancia para Colombia. FRS (izquierda), SRS (derecha). (a) 0-10 km; (b) 10-20 km

Fuente: Autor

5 Procesamiento aplicado a las señales de LEMF

Al observar las formas de onda de los campos eléctricos y/o magnéticos producidos por los *strokes* de *flashes* CG (ver secciones 4.3 y 4.4), es posible afirmar, en términos generales, que las señales registradas con sistemas de medición indirectos siempre están contaminadas por ruido proveniente de fuentes internas y externas, lo cual dificulta la identificación de sus parámetros en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Debido a esto, es necesario explorar y desarrollar nuevas alternativas de procesamiento que faciliten la extracción y clasificación de las características de las formas de onda analizadas, y con ello, obtener resultados que aporten al conocimiento del fenómeno del rayo. Este capítulo presenta una discusión sobre las técnicas de procesamiento (basadas en desarrollos matemáticos) que, desde su formulación teórica y sus aplicaciones, han sido propuestas en esta tesis como alternativas válidas y novedosas para trabajar con señales de campos electromagnéticos generados por rayos (LEMF).

5.1 Análisis en el dominio tiempo-frecuencia

Por lo general, el procesamiento de señales tiene dos propósitos: primero, manipular una señal para modificarla o mejorarla con ayuda de operaciones matemáticas; segundo, proporcionar información suficiente de una señal (o un conjunto de señales) con el fin de identificar e interpretar sus características principales. En su conjunto, las tareas de procesamiento incluyen la adquisición de la señal, la preparación de los datos que la componen, la selección de una herramienta o técnica matemática para extraer, clasificar y/o reconocer la información, y finalmente, la estimación de los parámetros de la forma de onda de la señal [137]–[139]. La aplicación de dichas técnicas de procesamiento es esencial cuando se quiere analizar señales en el dominio del tiempo, el dominio de la frecuencia o en dominios híbridos tiempo-frecuencia [140].

Las técnicas desarrolladas en el dominio del tiempo permiten analizar características de la señal tales como: la forma de onda, los niveles de amplitud, la duración y los desfases, entre otros. Sin embargo, la identificación de estas características es altamente susceptible a los niveles de ruido presentes en la señal. Por otra parte, con las técnicas desarrolladas en el dominio de la frecuencia es posible obtener información relacionada con el espectro de la señal, los rangos de frecuencia que la componen y la distribución de la energía en una región específica (si así se desea) [141]–[143]. Las técnicas más empleadas en este tipo de análisis son la transformación clásica de Fourier (FT), la transformación discreta de Fourier (DFT) y la transformación rápida de Fourier (FFT). No obstante, estas operaciones matemáticas no revelan cómo varía el espectro de frecuencia con respecto al tiempo.

Una alternativa que integra las ventajas de estos métodos son las técnicas que combinan el análisis en el tiempo y la frecuencia, conocidas como representaciones tiempo-frecuencia (TFRs). Al emplear este tipo de técnicas es posible determinar cómo se concentra la energía de una señal y la manera en que se distribuyen y/o comportan las componentes de frecuencia en cada instante de tiempo (niveles de amplitud en bandas tiempo-frecuencia). En otras palabras, una TFR puede proveer una combinación entre la información local de la frecuencia instantánea (IF) y la información general del comportamiento temporal de la señal [144].

Pese a que el análisis tiempo-frecuencia normalmente provee mejores resultados que sus contrapartes en dominios individuales (tiempo o frecuencia), se debe tener en cuenta que una misma TFR no necesariamente sirve para todo tipo de aplicaciones. Un ejemplo de esto, es presentado por Sejdic *et al.* quien compara el

efecto de algunas TFRs sobre diversos tipos de señales, obteniendo resultados diferentes [140]. Por esta razón, antes de definir una técnica de procesamiento se deben tener en cuenta las características del fenómeno bajo estudio y la naturaleza de las señales examinadas.

En función del enfoque que se le quiera dar al análisis, las TFRs pueden ser categorizadas en dos grupos: las que emplean funciones tiempo frecuencia (TFF) y las que se basan en distribuciones tiempo-frecuencia (TFD). En la primer categoría se encuentran las TFRs lineales, en las cuales una señal $x(t)$ puede ser representada usando una función que actúa como el núcleo de integración (*kernel*). Estas funciones son derivadas de la traslación, ampliación y/o modulación de una función base que tiene un tiempo y frecuencias definidas, tal y como se muestra a continuación:

$$TFR_x(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \phi_{t,\omega}^*(\tau) d\tau. \quad (5.1)$$

En esta expresión, $\phi_{t,\omega}^*$ representa el conjugado complejo de la función base, la cual debe ser cuadrado sumable o cuadrado integrable y, por lo tanto, debe tener energía finita. Algunos ejemplos de estas TFRs son la transformación de Fourier de corto tiempo (STFT) y la transformación de wavelets (WT).

La segunda categoría de TFRs (basadas en TFD) emplean una función núcleo (*kernel*) que es no-lineal, y además, posee términos cruzados (términos de interferencia) [145]. Una definición matemática que generaliza estas representaciones es la siguiente:

$$TFD_x(t, \omega) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(u + \frac{1}{2}\tau\right) x^*\left(u - \frac{1}{2}\tau\right) \phi(\theta, \tau) e^{-j\theta t - j\tau\omega + j\theta u} du d\tau d\theta, \quad (5.2)$$

donde $\phi(\theta, \tau)$ es una función *kernel* de dos dimensiones, la cual define el tipo de representación y sus propiedades. Dentro de las TFD más conocidas están la distribución Wigner-Ville (WVD), la distribución Gabor-Wigner (GWD), la distribución Choi-Williams, la función de ambigüedad (AF) y la distribución Margenau-Hill [146].

Los resultados proporcionados por estas TFRs permiten analizar la manera en que se concentra la energía de la señal para un cierto instante de tiempo, o para una banda de frecuencia específica, o para una combinación de tiempo y frecuencia específica. Esto facilita en gran medida la identificación y extracción de diversas características de una señal, así como la clasificación y/o reconocimiento de un fenómeno a partir de la información disponible. Bajo este contexto, las TFRs pueden ser agrupadas de acuerdo a las necesidades del procesamiento (definidas por el usuario), tal y como se muestra en la Figura 5.1.

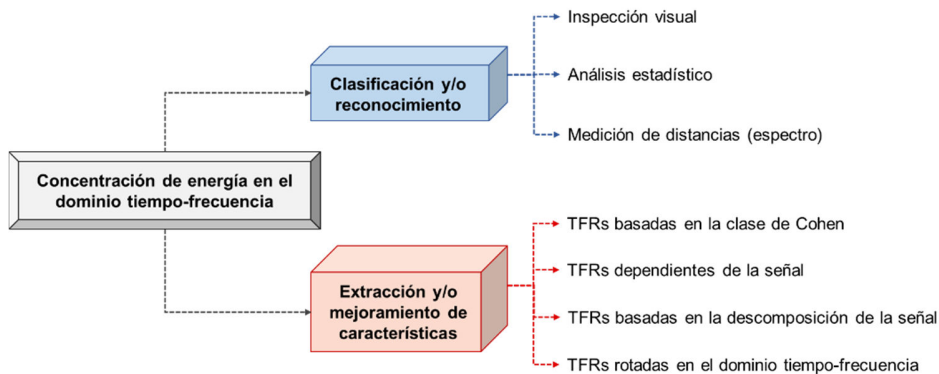


Figura 5.1 TFRs basadas en la concentración de energía y agrupamiento según las necesidades del procesamiento Fuente: Adaptado de [140] y complementado por el autor

En este diagrama, el primer grupo de las TFRs se orienta al desarrollo de tareas (procesos) de clasificación y reconocimiento de la señal a partir de criterios básicos como la inspección visual, u otros criterios más avanzados como el análisis estadístico o la medición de distancias dentro del espectro de energía. El segundo grupo se enfoca en la extracción y/o mejoramiento de características de la señal a partir del aumento de la concentración de energía en el dominio tiempo-frecuencia. Esto último puede ser conseguido al modificar los parámetros de la TFR (con el fin de obtener el óptimo resultado) o al aumentar la resolución de la función utilizada para extraer las características.

5.2 TFRs usadas para la extracción y/o mejoramiento de las características de una señal

Aunque el análisis de la concentración de energía de una señal permite el desarrollo de cualquiera de las tareas sintetizadas en la Figura 5.1, varias de las hipótesis planteadas en esta tesis se orientan hacia el estudio de TFRs y el desarrollo de técnicas de procesamiento para analizar las características de las señales de LEMF y de sus respectivas transformadas (función de salida en las TFRs). En consecuencia, a lo largo de esta sección se hará énfasis en las TFRs que pueden ser empleadas para la extracción y/o mejoramiento de las características de una señal que, por su versatilidad y variedad de aplicaciones, pueden aportar al estudio y caracterización de rayos CG.

5.2.1 Representaciones basadas en la clase de Cohen

La clase de Cohen es un grupo de distribuciones tiempo-frecuencia cuadráticas, las cuales son covariantes por traslaciones en el tiempo y la frecuencia [147]. Estas TFRs son ampliamente utilizadas, ya que, al modificar sus parámetros, y luego de reducir los términos cruzados e interferencias, es posible obtener representaciones con una alta resolución. Este tipo de TFR también es conocida como una versión suavizada de la WVD. De esta manera, la clase de Cohen de una señal $x(t)$ puede ser definida de la siguiente forma:

$$WVD_x(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{1}{2}\tau\right) x^*\left(t - \frac{1}{2}\tau\right) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (5.3)$$

$$CC_x(t, \omega) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} WVD(t-u, \omega-\Omega) \phi(u, \Omega) du d\Omega, \quad (5.4)$$

donde $\phi(u, \Omega)$ es el *kernel* de la TFR, el cual, además de definir el tipo de distribución y sus propiedades, es el encargado de eliminar o reducir los términos cruzados de la WVD.

Aunque los miembros de la clase de Cohen son capaces de reducir las interferencias, también pueden provocar efectos indeseables relacionados con la expansión de las componentes de la señal en el dominio tiempo-frecuencia (TFd) [145]. Debido a esto, diversas investigaciones se han enfocado a mejorar el *kernel* de la distribución. Algunas de estas mejoras se reflejan en la distribución Choi-Williams, la distribución en forma de cono, la distribución Born-Jordan, la distribución Zhang-Sato, la distribución Bessel, la distribución exponencial generalizada y el método S, entre otras. Estas distribuciones tiempo-frecuencia tratan el núcleo como un filtro pasabajo que reduce los términos de interferencia. Una revisión de estas y otras representaciones tiempo-frecuencia asociadas a la clase de Cohen se muestran en [140], [148], [149].

Es importante anotar que las representaciones agrupadas en la clase de Cohen poseen un *kernel* capaz de obtener una adecuada representación en el dominio tiempo-frecuencia (TFd) sólo si la frecuencia instantánea (IF) de la señal es una función lineal. En caso tal que las variaciones de IF sean de mayor orden, ninguna distribución de este tipo puede mostrar una representación óptima de la señal [150].

5.2.2 Representaciones dependientes de la señal

Las TFRs que pertenecen a este grupo han sido propuestas teniendo en cuenta que no existe una sola técnica que pueda ser utilizada para extraer las características de cualquier tipo de señal. De esta manera, cada uno de estos métodos busca adaptarse a la naturaleza y/o fenómeno que originó la señal, de forma que sea posible obtener la mejor representación de la misma. Generalmente, estas técnicas son no-lineales y no-cuadráticas y, aunque algunas guardan relación entre ellas, presentan variaciones en el *kernel* y en la forma que adoptan.

Las TFRs dependientes de la señal se presentan de diversas maneras. La mayoría de estas se basan en la medición de la concentración del espectro en el TFD, los métodos de reasignación y el ajuste de la ventana o el *kernel* para optimizar la representación de la señal [135]. Las técnicas basadas en medir la concentración del espectro evalúan los efectos que la variación de sus parámetros ocasiona sobre la energía de la señal en el TFD, son fáciles de implementar, pero deben ser estimadas para cada señal [151]–[154]. Los métodos de reasignación funcionan moviendo los valores de la representación con el fin de obtener una mejor localización de las componentes y mejorar la concentración de energía [155]–[157]. No obstante, ya que para cada punto de la representación se debe calcular el "centro de gravedad" de la señal, estas TFRs presentan costos computacionales excesivos y son altamente sensibles al ruido [135].

Finalmente, las técnicas para ajustar el *kernel* o la ventana de la TFR se enfocan en la búsqueda de núcleos optimizados para un tipo específico de señales [158]. Algunos resultados muestran que este tipo de técnicas funcionan bien bajo ambientes contaminados por ruido aditivo [159]. Sin embargo, la precisión en la estimación depende del ajuste que se realice entre el *kernel* y el ruido. La implementación de estas TFRs es extensa ya que requiere bastantes pruebas sobre el conjunto de señales objetivo [135].

5.2.3 Representaciones basadas en la descomposición de señales

Este tipo de herramientas matemáticas hace parte de las TFR lineales y una de sus mayores ventajas radica en no presentar términos cruzados en la representación de la señal. Una de las características principales de este tipo de métodos es el uso de una función ventana (h) en el *kernel* para evaluar la concentración de energía de la señal. Esta ventana puede tener un ancho de ventana constante o puede ser escalada y/o dilatada dependiendo de la aplicación. Una representación matemática que generaliza este tipo de TFRs es la siguiente:

$$TFR_{x,h}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \phi_{t,\omega}^*(\tau, h) d\tau. \quad (5.5)$$

Dentro de las propiedades de estas TFRs se resalta la flexibilidad para identificar en qué momento (intervalo de tiempo) ocurre una singularidad en la señal. Adicionalmente, presentan buena concentración de energía, poseen algoritmos flexibles para su implementación y algunas de ellas tienen resolución variable. Sin embargo, siempre se debe recordar que estas TFRs se basan en técnicas de ventaneo, por lo que su resolución en el TFD depende de las características de la función ventana seleccionada [149].

Al igual que con los grupos de TFRs revisadas previamente, las representaciones basadas en la expansión de la señal pueden ser aplicadas en diversos tipos de señales. Sin embargo, la selección de la técnica correcta se debe basar en un conocimiento de la señal bajo estudio y en un ajuste óptimo de los parámetros de la TFR. Ejemplos de este tipo de TFRs son la transformación Gabor (GT), la transformación de Fourier de corto tiempo (STFT), la transformación de wavelets (WT), la transformación multiresolución de Fourier (MFT), la transformación S y la transformación de Harley de corto tiempo (STHT), entre otras.

5.2.4 Representaciones rotadas en el dominio tiempo-frecuencia

Las TFRs que realizan rotaciones en el plano tiempo-frecuencia (TFp) han sido usadas para mejorar la concentración de energía en dominios híbridos (diferentes al dominio del tiempo o de la frecuencia), extraer características de la señal y determinar la distribución del espectro de frecuencia en función del tiempo [160]. Debido a esto, las diversas aplicaciones de estas TFRs presentan buenos resultados en el procesamiento de señales.

El análisis tiempo-frecuencia basado en la rotación del TFp puede ser obtenido aplicando diferentes TFRs dentro de las cuales están la transformación Radon-Wigner (RWT), la transformación de Fourier fraccionaria (FRFT) y la transformación local polinomial de Fourier (LPFT) [135]. La ventaja de estas TFRs radica en que su formulación teórica generaliza y mejora los resultados que pueden proporcionar técnicas de procesamiento como la distribución Wigner-Ville (WVD), la transformación clásica de Fourier (FT) y la STFT. A continuación, se presenta la base conceptual de estas representaciones.

5.2.4.1 Transformación Radon-Wigner (RWT)

La RWT es una TFR presentada de manera articulada por Wood & Barry en 1994 como una alternativa para el reconocimiento y la clasificación de patrones en señales multicomponentes [161]. Las primeras aplicaciones de la RWT se enfocaron en el diagnóstico de imágenes médicas como tomografías y rayos-X, aunque en la actualidad ha sido aplicada sobre diversidad de señales variantes en el tiempo. La RWT de una señal $x(t)$ es obtenida por la proyección de la WVD ($WVD_x(t, \omega)$) en un plano coordenado que es rotado en dirección contraria a las manecillas del reloj en un ángulo θ . Una representación gráfica de esta definición se muestra en la Figura 5.2.

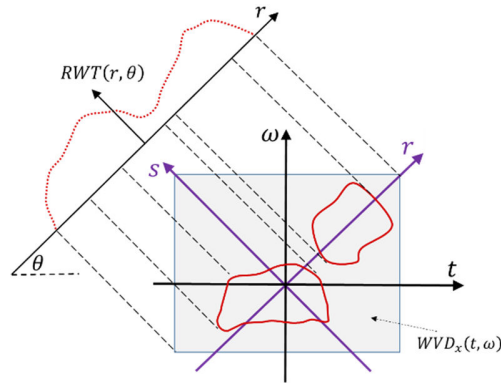


Figura 5.2 Representación gráfica de la RWT en el plano tiempo-frecuencia (TFp)

Fuente: Autor

A partir de la definición presentada en (5.3), cualquier proyección de la WVD de una señal $x(t)$ a lo largo del eje coordenado $(r - s)$, es decir la RWT de la señal $x(t)$ es definida como [161], [162]:

$$RWT_x(r, \theta) = \mathcal{R}[WVD_x(t, \omega), r, \theta] = \int_{-\infty}^{+\infty} WVD_x(t, \omega_0 + mt) ds \Big|_{m=-1/\tan \theta; \omega_0=r/\sin \theta} \quad (5.6)$$

$$\mathcal{R}[WVD_x(t, \omega), r, \theta] = \int_{-\infty}^{+\infty} WVD_x(r \cos \theta - s \sin \theta; r \sin \theta - s \cos \theta) ds.$$

Por lo general, muchas de las aplicaciones de la RWT se enfocan en hallar la máxima concentración de energía de la WVD, la cual puede ser obtenida con la proyección de esta distribución en el ángulo óptimo de rotación. No obstante, este proceso no muy es eficiente e involucra altos costos computacionales. Por ejemplo, si la

señal a ser analizada es bidimensional, su WVD sería difícil de representar debido a que se tendría que evaluar una función de cuatro dimensiones. Dentro de las aplicaciones más destacadas de la RWT se encuentran el análisis y síntesis de señales de FM, el análisis de patrones de difracción, la localización de objetos, el cálculo avanzado en sistemas ópticos, sistemas de imágenes y la reconstrucción de tomografías [162].

En función de sus resultados, se debe tener en cuenta que la RWT siempre tendrá algunas dificultades de interpretación, pues no reduce la presencia de los términos de interferencia que generan las señales multicomponentes. Esto puede solventarse con otras TFRs que no incluyen términos cruzados en su formulación matemática, como la FRFT.

5.2.4.2 Transformación de Fourier fraccionaria (FRFT)

La FRFT es una generalización de la FT clásica, introducida por Victor Namias en 1980 para dar solución al problema del resonador armónico y resolver ecuaciones diferenciales en mecánica cuántica [163]. Los resultados de Namias fueron posteriormente utilizados por McBride & Kerr [164] y Almeida [165], quienes proporcionaron una descripción matemática mucho más completa y han permitido que la FRFT sea considerada como una herramienta versátil para manipular señales en el TFD unificado.

La FRFT de orden a de una señal $x(t)$, denotada como $X_a(u)$, puede ser interpretada como una rotación en cualquier ángulo $\alpha = a\pi/2$ de la señal en el plano tiempo-frecuencia ($t - \omega$), también conocido como dominio Wigner (WDd) [166]. En otras palabras, la FRFT es la representación de una señal a lo largo de un nuevo plano coordenado ($u - v$) que forma un ángulo α con respecto al eje del tiempo en el TFP convencional, tal y como se muestra en la Figura 5.3.

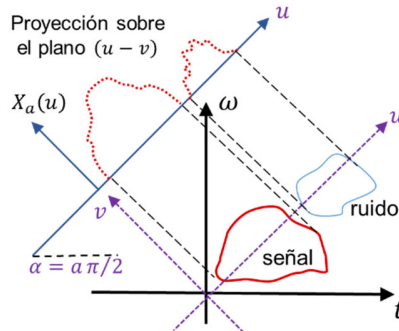


Figura 5.3 Representación gráfica de la FRFT en el plano tiempo-frecuencia (TFp)

Fuente: Autor

Matemáticamente, la FRFT es un operador lineal definido como [165]:

$$\mathcal{F}^a[x(t)](u) \equiv X_a(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) B_a(t, u) dt, \quad (5.7)$$

donde el *kernel* de la transformación $B_a(t, u)$ de la FRFT es dado por [163], [165]:

$$\begin{aligned} B_a(t, u) &= \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} e^{j\left(\frac{t^2+u^2}{2}\right) \cot \alpha - jut \csc \alpha}, & \text{para: } a \neq 0 \pm 2 \pm 4 \dots \\ B_a(t, u) &= \delta(t - u), & \text{para: } a = 0 \pm 4 \pm 8 \dots \\ B_a(t, u) &= \delta(t + u), & \text{para: } a = \pm 2 \pm 6 \pm 10 \dots, \end{aligned} \quad (5.8)$$

donde $\delta(t)$ representa la función de Dirac. Al existir en un dominio entre el tiempo y la frecuencia, conocido como dominio de Fourier fraccionario (FRFd), la FRFT guarda relación con otras TFRs como la RWT, la

WD, la WT, la AF y otras operaciones relacionadas con señales chirp [167]–[171]. De hecho, Lhomann & Soffer estudiaron la relación entre la FRFT y la RWT, demostrando que esta última es equivalente al cuadrado del módulo de la FRFT [168]:

$$RWT_x(r, \theta) = |X_a(u)|^2, \quad (5.9)$$

donde $\theta = \alpha = a\pi/2$. Esta y otras relaciones con diversas TFRs (lineales y no-lineales) muestran a la FRFT como una herramienta práctica para concentrar el espectro de la señal e identificar las componentes de ruido. Lo anterior es importante cuando la señal bajo estudio posee algunas propiedades de interés en el FRFT tales como: soporte compacto, buena concentración de energía y un bajo número de coeficientes para su adecuada representación.

A partir de los desarrollos matemáticos, la FRFT se ha posicionado en corto tiempo como una herramienta útil para el análisis de señales variantes en el tiempo, despertando gran interés en la comunidad científica por su versatilidad para el trabajo con toda clase de señales (en una o varias dimensiones, continuas o discretas, estacionarias o no-estacionarias y periódicas o transitorias). Además, sus algoritmos pueden ser eficientes sin incurrir en elevados costos computacionales [170], [172]–[174].

La literatura muestra que la FRFT ha sido usada en áreas como óptica, mecánica cuántica, radar, sonar, tomografías, señales biológicas, reconocimiento de patrones, redes neuronales, análisis de sonido, compresión de datos, procesamiento de imágenes, comunicaciones, síntesis y reconstrucción de señales, detección de singularidades, estimación de parámetros y reducción de ruido, entre otras. Una revisión de las aplicaciones de la FRFT se muestra en [171], [175].

5.2.4.3 Transformación local polinomial de Fourier (LPFT)

La transformación local polinomial de Fourier (LPFT) fue presentada por Vladimir Katkovnik en 1995 como una generalización matemática de la STFT [176], [177]. La LPFT se basa en el teorema de aproximación de Weierstrass [178] y puede definirse como una TFR que utiliza en su *kernel* una función polinomial para describir las características de frecuencia instantánea (IF) de señales de fase variante en el tiempo (señales de fase polinomial - PPSs). La LPFT de una señal $x(t)$, denotada como $X_h(\bar{\omega}, t)$, es definida como [177]:

$$LPFT_x \equiv X_h(t, \bar{\omega}) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau) \rho_h(\tau) e^{-j\theta(\tau, \bar{\omega})} d\tau, \quad (5.10)$$

donde $\rho_h(\tau)$ es una función ventana de ancho (h) que facilita una adecuada ubicación con respecto al punto τ . Adicionalmente, el término exponencial es el *kernel* de la transformación definido como [177]:

$$\theta(\tau, \bar{\omega}) = \omega_1 \tau + \omega_2 \frac{\tau^2}{2} + \dots + \omega_m \frac{\tau^m}{m!}, \quad (5.11)$$

donde $\bar{\omega}(t) = (\omega_1(t), \omega_2(t), \omega_3(t), \dots, \omega_m(t))$ es el conjunto de coeficientes del *kernel* de la LPFT y m es el orden polinomial. Gracias a estos coeficientes, la LPFT determina las variaciones tiempo-frecuencia de la señal usando información adicional como la primera derivada de la IF y otras derivadas de orden superior [177]. Estas características adicionales hacen que la LPFT proporcione una mejor resolución que la STFT para señales variantes en el tiempo. Además, al ser una TFR lineal, los resultados de la LPFT están libre de términos cruzados.

Teniendo en cuenta que la LPFT puede determinar la ubicación temporal de las componentes en frecuencia, la adecuada selección de sus parámetros proporcionará información detallada sobre el número y tipo de eventualidades (variaciones) que ocurren en la señal. Este proceso, aunque involucra una complejidad computacional superior a la de otras TFRs (debido al uso de funciones polinomiales), ha impulsado el

desarrollo de algoritmos que reducen el costo computacional [179]–[181]. Así mismo, el hecho de incluir en su definición una función ventana, hace que la LPFT tenga relación directa con las TFRs que se basan en la descomposición de la señal.

Debido a su formulación matemática, la LPFT se puede relacionar con otras TFRs como la STFT, la WVD y la AF, las cuales presentan resultados como distribuciones tiempo-frecuencia. Adicionalmente, ya que la LPFT es una generalización de la STFT, y esta a su vez es una mejora de la FT clásica, existe una relación entre la LPFT y la FRFT. De hecho, para señales de frecuencia modulada lineal (señales de segundo orden), la FRFT se puede expresar de la siguiente forma [182]:

$$X_a(u) = \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} e^{j\left(\frac{u^2}{2}\right) \cot \alpha} \int_{-\infty}^{+\infty} x_h(\tau) e^{j\left[\frac{\tau^2}{2} \cot \alpha - u\tau \csc \alpha\right]} d\tau, \quad (5.12)$$

donde $x_h(\tau) = x(t + \tau) \rho_h(\tau)$. Reemplazando $m = 2$, $\omega_1 = u \csc \alpha$ y $\omega_2 = -\cot \alpha$ en el *kernel* de la LPFT mostrado en (5.11), la definición de la FRFT presentada en (5.7) y (5.8) puede ser ajustada de la siguiente manera:

$$X_a(u) = \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} e^{j\left(\frac{u^2}{2}\right) \cot \alpha} X_h(t, \omega_1, \omega_2). \quad (5.13)$$

Aunque su desarrollo es relativamente reciente (poco más de dos décadas), la LPFT ha recibido considerable atención en los últimos años y ha sido usada en aplicaciones donde las señales bajo estudio son, por lo general, variantes en el tiempo. La variedad de usos de la LPFT se ha extendido a áreas como: estimación de IF, voz y audio, señales biológicas, radar, señales de sonar, señales geofísicas, supresión de interferencias en comunicaciones, estimación de parámetros en señales de video digital y la reducción de ruido en señales digitales. Una revisión completa a estas aplicaciones fue realizada por Li *et al.* en [145].

5.3 Métodos de estimación no-paramétrica

Como se mencionó previamente, uno de los propósitos del procesamiento de señales es extraer y analizar las características esenciales de una señal de la mejor manera posible. En este contexto, es común usar el término *modelo* para referirse a una descripción matemática que proporciona una representación eficiente de la señal incluyendo sus características más relevantes [183]. Una estructura matemática que es usada comúnmente para estimar o ajustar modelos de una señal son los algoritmos paramétricos.

Estos algoritmos, aunque se emplean con éxito para la generación de señales, sólo son confiables si se tiene un modelo exacto de la señal (definido en un espacio específico) y se quieren modelar señales estacionarias [183]. Una mejora a estos algoritmos son los basados en modelos no-paramétricos, los cuales no tienen ninguna restricción en la forma funcional o el número de parámetros que se incluyen en el modelo. Un método que reúne la aplicación de modelos paramétricos y no-paramétricos para el análisis de señales es la aproximación polinomial, la cual consiste en modelar (estimar) una función a partir de polinomios que puedan dar una representación aproximada de sus características.

La ventaja de usar polinomios es que son funciones matemáticas simples con suficiente flexibilidad para representar comportamientos o fenómenos no-lineales [184]. Adicionalmente, los valores de las funciones polinomiales pueden estimarse a partir de una combinación finita de operaciones básicas, a diferencia de otras funciones que no son simples de evaluar, tales como las funciones trigonométricas, logarítmicas o exponenciales, entre otras. Esto último es una ventaja adicional si se desea manipular la función polinomial con un propósito específico (analizar, cortar, extender, sumar, derivar, integrar, etc.).

En el ámbito del procesamiento de señales, la aproximación polinomial ha sido usada como una herramienta de análisis para señales variantes en el tiempo, unidimensionales y multidimensionales [185]. No obstante, con el propósito de mejorar los resultados obtenidos por algoritmos paramétricos, en los que los coeficientes del polinomio son fijos para cada instante de tiempo, la aproximación polinomial ha sido extendida a un método adaptativo de estimación no-paramétrica conocido como aproximación local polinomial (LPA). De esta manera, la LPA permite estimar los coeficientes del polinomio que representa una señal (o función) para cada instante de tiempo, disminuyendo así el error entre las observaciones (señal registrada) y la mejor estimación de la función analizada.

La LPA ha mostrado ser un instrumento eficiente para la restauración de señales provenientes de observaciones con ruido o degradadas. Estas señales se relacionan en su mayoría con imágenes obtenidas por video cámaras, microscopios electrónicos, radar, rayos-X, ultrasonidos y señales biomédicas, entre otras [186]. Además, aunque no opera en el plano tiempo-frecuencia, este método estadístico puede ser expresado matemáticamente como una transformación lineal [185], [186], con la posibilidad de entregar resultados comparables a los obtenidos con la aplicación de TFRs lineales.

5.4 Herramientas matemáticas seleccionadas para el procesamiento de señales de LEMF

Diversas investigaciones enfocadas a la caracterización de los campos eléctricos y/o magnéticos generados por rayos nube tierra (CG) han revelado que la excesiva presencia de ruido durante el proceso de medición distorsiona de manera significativa las formas de onda registradas, e influye en la obtención de resultados confiables [4], [36], [37], [41]. De hecho, la presencia de ruido en los registros de LEMF es, en la mayoría de los casos, una problemática inherente a la medición indirecta de rayos.

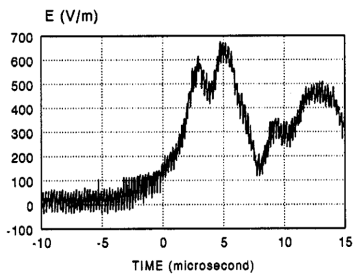
Estas componentes de ruido pueden provenir de varias fuentes que generalmente son asociadas a los circuitos electrónicos, la interacción de los componentes de los sistemas de medición, líneas de distribución o transmisión de energía, interferencias provenientes del entorno electromagnético y otro tipo de sistemas (ver detalle en sección 3.4). Evidencias de la presencia de ruido en señales de LEMF se mostraron en las secciones 4.3 y 4.4 para Colombia y en el **ANEXO B** para Sri Lanka. Entre tanto, la Figura 5.4 muestra algunos registros obtenidos en diversas regiones del mundo que evidencian esta problemática.

La dificultad de analizar señales de LEMF contaminadas por ruido, sumada a la necesidad de estudiar de manera adecuada el fenómeno del rayo, ha promovido en los últimos años el desarrollo de métodos para evaluar estas señales reduciendo sus niveles de contaminación e interpretando de manera satisfactoria sus características en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Esta manipulación de las señales mejora la extracción de información, permite determinar el comportamiento de los parámetros de la forma de onda y favorece el entendimiento del fenómeno bajo estudio. Adicionalmente, el adecuado cálculo de los parámetros de los LEMF facilita la construcción de sistemas de protección contra rayos, permite evaluar el comportamiento de redes de detección y, en algunos casos, facilita la calibración de los equipos usados en los sistemas de localización de rayos [187].

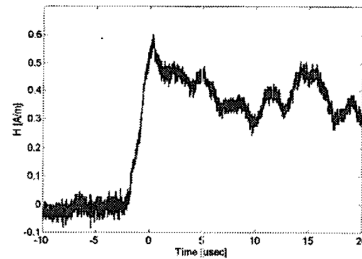
Atendiendo a estas necesidades, diversos estudios se han enfocado en el desarrollo de técnicas de procesamiento para la extracción de las características de las señales de LEMF. La aplicación de estas técnicas se ha dividido en dos frentes: la reducción de ruido y el análisis tiempo-frecuencia. En el primer caso, se han presentado avances utilizando hardware y filtros digitales pasabajo [4], [44], aplicando la transformación de wavelets (WT) [33], [37], [42] y probando algunos métodos de descomposición de modo empírico (EMD) [47]. Entre tanto, en el segundo frente de investigación se han realizado estudios que evalúan el contenido espectral

de diferentes eventos del rayo usando la transformación discreta de Fourier (DFT) [44], la STFT [188] y la WT [22], [24], [39], [40].

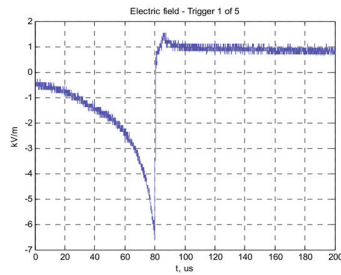
Aunque estos trabajos muestran avances hacia la correcta identificación de las características de rayos CG a partir de registros de LEMF, buena parte de estos estudios han sido presentados como avances preliminares, no obedecen a un criterio uniforme y presentan diferencias en la manera de extraer y manejar la información. Adicionalmente, sólo Sharma *et al.* [22] ha tenido en cuenta los efectos que el entorno electromagnético (obstáculos y estructuras), las condiciones climáticas y la configuración de los sistemas de medición pueden provocar sobre los registros examinados, mientras que sólo Santamaría *et al.* [37] presenta una comparación con un método basado en la FT para validar el desempeño de una técnica de filtrado basada en la WT.



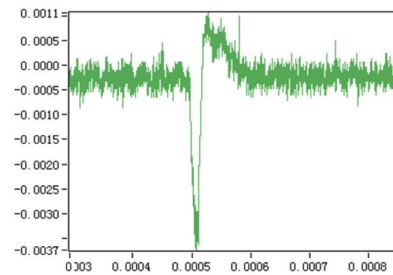
Campo eléctrico, Rachidi *et al.* (Canadá, 2001) [23]



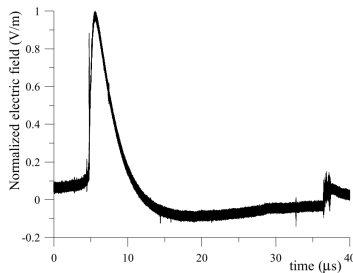
Campo magnético, Hussein *et al.* (Canadá, 2003) [17]



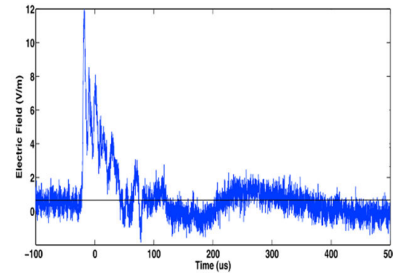
Campo eléctrico, Diendorfer *et al.* (Austria, 2008) [16]



Campo magnético, Zhou *et al.* (China, 2010) [189]



Campo eléctrico, Cortés *et al.* (Sri Lanka, 2010) [33]



Campo eléctrico, Haddad *et al.* (USA, 2012) [36]

Figura 5.4 Ejemplos de la presencia de ruido en señales de LEM y LMF

Fuente: Adaptado por el autor, tomado de las referencias indicadas al pie de cada imagen

Teniendo en cuenta estas consideraciones, uno de los núcleos principales de esta tesis se enfoca en el desarrollo y validación de un grupo de técnicas que puedan ser usadas satisfactoriamente para el estudio de señales de LEMF. Bajo este criterio, las técnicas que serán propuestas en este trabajo doctoral se fundamentan en métodos y/o aplicaciones matemáticas asociadas con el análisis tiempo-frecuencia y la detección de singularidades. La selección de estos métodos se basó en cuatro aspectos: (a) el potencial para trabajar con señales de naturaleza transitoria, de corta duración y de frecuencia variable en el tiempo; (b) la riqueza y flexibilidad matemática; (c) las ventajas y desventajas de su implementación; y (d) el factor de novedad y aporte al estudio del fenómeno del rayo.

Bajo los tres primeros criterios, a partir de la revisión presentada en las secciones 5.2 y 5.3, se evidenció que las TFRs lineales poseen gran versatilidad para trabajar con señales de naturaleza transitoria y sus aplicaciones se extienden a gran variedad de campos en ciencias e ingeniería. Además de lo anterior, estas TFRs pueden ser usadas para el mejoramiento y/o la extracción de características de la señal a partir del aumento de la concentración de energía en el TFd, no poseen términos de interferencia, cuentan con parámetros que pueden ser ajustados para hallar una representación óptima de la señal, poseen algoritmos flexibles para su cálculo, y pueden proporcionar una buena representación, aun si la frecuencia instantánea (IF) de la señal responde a una función no-lineal.

Estas características de las TFRs lineales señalan a las técnicas basadas en la descomposición de señales y las basadas en la rotación del plano tiempo-frecuencia como candidatas aptas para trabajar con señales de LEMF. Las TFRs dependientes de la señal y las basadas en la clase Cohen han sido desestimadas debido a las limitaciones que ofrecen los *kernel* empleados y su efecto en el desempeño de la distribución. Dentro de estas limitaciones se pueden mencionar: la dificultad de interpretar los resultados debido a los términos cruzados, la sensibilidad al ruido (en algunas), las condiciones especiales de su implementación, los altos costos computacionales si se desean conocer los parámetros óptimos, la restricción de sus aplicaciones (aplicaciones específicas) y la exigencia de definir una representación por cada señal o clase de señales.

En el panorama de la TFR lineales, la revisión presentada en este capítulo ha mostrado que algunas TFRs basadas en la descomposición de señales ya han sido aplicadas para estudiar diferentes eventos asociados al rayo. De este modo, la STFT y la WT se han posicionado como las técnicas más empleadas para el estudio de señales de campo eléctrico, campo magnético y corriente del rayo [4], [22], [24], [37], [39], [40], [188]. No obstante, es necesario considerar la implementación de otros métodos que, a partir de su formulación matemática y la generalización de varias técnicas de procesamiento, pueden igualar y/o mejorar los resultados aportados por la STFT y la WT.

Bajo esta perspectiva, las representaciones rotadas lineales, específicamente la FRFT y la LPFT, se muestran como alternativas novedosas que pueden ampliar las aplicaciones de las TFRs en el estudio de rayos. Estas transformaciones han sido utilizadas para el procesamiento de señales de naturaleza similar que las señales generadas por los rayos (transitorios de corta duración y señales de frecuencia variante en el tiempo) y con estructura más compleja (multidimensionales y multicomponentes). El potencial de estas técnicas ha permitido plantear una de las hipótesis generales de esta tesis en la cual, bajo ciertas condiciones (selección de parámetros), la FRFT y la LPFT pueden responder con suficiencia a la tarea de extraer información confiable de las señales de campo eléctrico y/o magnético radiadas por los *return strokes*.

De manera específica se ha sugerido que, gracias a su propiedad de mejorar la concentración de energía de una señal en dominios híbridos tiempo-frecuencia, la FRFT puede ser empleada para el desarrollo de una técnica de reducción de ruido en señales de LEMF (frente de investigación 1). Así mismo, a partir de su relación con varias distribuciones tiempo-frecuencia y con las TFRs basadas en la descomposición de la señal, se ha planteado que la LPFT puede ser usada para estimar con mayor detalle la forma en que varía la IF y el espectro de frecuencia de señales de LEMF (frente de investigación 2).

Además de estas hipótesis, en este estudio se ha considerado la incorporación de la LPA como una segunda alternativa para la remoción de ruido de las señales de LEMF. La inclusión de esta técnica estadística (estimación no-paramétrica) se ha hecho con el fin de proponer un método alternativo cuyo fundamento no sea el análisis de la señal en el plano tiempo-frecuencia. De este modo, la implementación y aplicación de la LPA sobre señales de LEMF permitirá comparar el desempeño de dos técnicas de **filtrado** que no se relacionan entre sí y tienen soportes matemáticos diferentes.

Una razón adicional para seleccionar la FRFT, la LPA y la LPFT, como base de las técnicas de procesamiento que serán propuestas y validadas a lo largo de esta investigación, es el nivel de novedad que representa su aplicación en el estudio de perturbaciones electromagnéticas y, más aún, en el estudio de rayos (factor de selección n° 4). La Tabla 5.1 sintetiza el nivel de aplicación de estas y otras transformaciones lineales en el estudio de diversos tipos de señales, incluyendo las relacionadas con electricidad atmosférica e ingeniería eléctrica. En esta tabla se emplea una escala de 0 a 5 para representar el nivel de aplicación. Esta valoración se basó en la información presentada por diversas fuentes, aunque se prestó mayor atención a los resultados presentados por Li *et al.* [145], Sejdic *et al.* [140], [171], Singh *et al.* [173], Saxena *et al.* [175], Katkovnik [186] y Tao *et al.* [190], los cuales se enfocaron en sintetizar el estado del arte de las TFRs rotadas y la LPA.

Tabla 5.1 Aplicación de las TFRs y la LPA

Tipo de aplicación	TFRs clases de Cohen	TFRs depend. de señal	TFRs descomp. señal	TFRs rotadas			LPA
				RWT	FRFT	LPFT	
Óptica	5	3	4	4	5	4	2
Señales mecánicas	3	3	4	2	3	3	2
Señales biomédicas	4	5	5	5	4	3	3
Encriptación y seguridad	3	2	3	2	4	2	2
Radar y Sonar	4	3	3	4	4	5	3
Imágenes, video	4	4	5	3	5	4	5
Audio, voz	4	4	4	4	3	4	4
Comunicaciones	3	2	5	3	4	5	1
Sistemas de potencia	2	1	4	0	1	1	2
Perturbaciones electromagnéticas	1	1	5	0	1	1	0
Rayos y física atmosférica	0	0	4	0	0	0	0

0: Nunca utilizada
1: Muy poco utilizada
2: Algo utilizada

3: Utilizada
4: Utilizada con frecuencia
5: Muy utilizada

Fuente: Autor

La información mostrada en la Tabla 5.1 evidencia la poca o nula aplicación de las transformaciones rotadas y la LPA en el estudio de perturbaciones electromagnéticas. Esta situación justifica su escogencia desde la perspectiva de la novedad y el aporte a la investigación en rayos. No obstante, vale la pena mencionar que previo a este trabajo, la FRFT ha sido usada para el análisis de señales de frecuencia modulada (LFM) [191]–[193] y en señales biomédicas [194], entre otras. Adicionalmente, las referencias [192], [195]–[201] han descrito las bases teóricas para usar la FRFT y su versión discreta (DFRFT) en la reducción de ruido. Estos estudios respaldan la elección de esta transformación como una alternativa que puede dar un aporte significativo a la tarea de procesar y estimar los parámetros de las señales de LEMF.

Finalmente, la posibilidad de proponer e implementar nuevas alternativas para el tratamiento y procesamiento de LEMF, cuyas aplicaciones pueden extenderse a otro tipo de señales generadas por perturbaciones electromagnéticas (descargas parciales, sobretensiones, etc.), constituye un motivo adicional que ha justificado el desarrollo de esta tesis doctoral.

6 Definiciones, algoritmos e implementación de las técnicas de procesamiento

Este capítulo presenta la fundamentación teórica, el análisis matemático y los algoritmos propuestos en esta tesis para aplicar la FRFT, la LPA y la LPFT en el procesamiento señales de LEMF. Esta etapa es clave en el proceso de investigación, pues el desarrollo de *software* (códigos e interfaces) facilita el uso de estas herramientas matemáticas y la realización de múltiples pruebas. El contenido de este capítulo integra los resultados presentados en varias de las publicaciones realizadas durante el doctorado, las cuales pueden ser consultadas al final de este documento. No obstante, se ha procurado incluir información que sintetice y, en especial, complemente dichos trabajos. Todas las pruebas realizadas y los métodos de cálculo desarrollados para las técnicas de procesamiento se implementaron bajo el lenguaje de programación de Matlab®.

6.1 Modelo de señal empleado

A partir del análisis presentado en la sección 3.4 se pudo concluir que todas las señales registradas con la estación de medición remota poseen componentes de ruido que se distribuyen de manera no-uniforme en un amplio rango de frecuencias. La Figura 6.1 muestra de manera particular el efecto que las componentes de ruido provocan sobre las señales medidas, y las características de este ruido en el dominio del tiempo y la frecuencia.

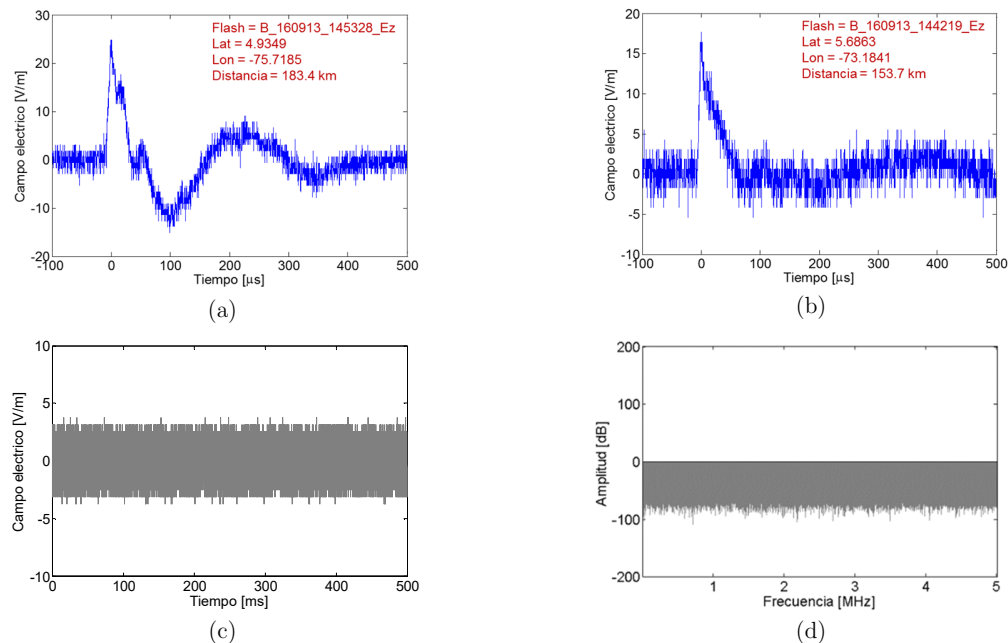


Figura 6.1 Formas de onda registradas y ruido asociado. (a) campo eléctrico de un primer *stroke* (FRS); (b) campo eléctrico de un *stroke* subsecuente (SRS); (c) forma de onda del ruido solo; (d) espectro del ruido en dB
 Fuente: Autor

Por lo general, las componentes de ruido se asocian directamente con la señal que se registra cuando no se detecta ningún evento (ver Figura 6.1(c)) y su interacción con las señales registradas de campo eléctrico o campo magnético puede ser aditivo o multiplicativo. Con respecto a este último, si se calcula el *cepstrum* de la señal (FT del logaritmo del espectro de la señal estudiada), el ruido multiplicativo puede ser interpretado como una distorsión adicional que se suma al ruido aditivo (*cepstral analysis*) [202]. Por esta razón, buena parte de los estudios que se orientan al análisis de señales generadas por rayos tienen en cuenta únicamente el ruido aditivo [4].

Bajo esta condición, el modelo básico de señal considerado en este estudio asume que la señal medida $z(t)$ está compuesta por una señal libre de ruido $f(t)$ acompañada de ruido gaussiano aditivo $\eta(t)$. De esta forma, las observaciones de la señal contaminada pueden ser descritas de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} z(t_k) &= f(t_k) + \eta(t_k), \\ t_k &= nT_S, \quad k = n = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \tag{6.1}$$

En esta expresión, T_S es el tiempo de muestreo, $\eta(t_k)$ corresponde a las componentes independientes de ruido aditivo que satisfacen ciertas condiciones: $E[\eta(t_k)] = 0$, $E[\eta(t_k) \cdot \eta^*(t_k)] = E[\eta^2(t_k)] = \sigma^2$, donde $E[\rho]$ es el valor esperado de ρ y el asterisco significa el valor conjugado complejo. La ventaja de este modelo es que permite la aplicación de diversas técnicas de filtrado y/o estimación de parámetros, lo cual es importante bajo la óptica de las técnicas que se proponen en esta investigación. Así mismo, para que el modelo de señal mostrado en (6.1) sea válido, se asume que $f(t)$ pertenece a una clase de funciones no-paramétricas continuas de m -derivadas, las cuales cumplen con la condición:

$$\mathcal{F}_m = \{|\mathcal{D}^m f(t) = f^{(m)}(t)| \leq L_m(t) \leq \bar{L}_m\}. \tag{6.2}$$

Por otra parte, se debe tener en cuenta que la señal ideal $f(t)$ puede ser descompuesta de manera aproximada por la expresión [203]:

$$f(t) = \sum_{i=1}^m \alpha_{\gamma_i} \phi_{\gamma_i}(t) + R^{(m)}, \tag{6.3}$$

donde $(\phi_\gamma)_{\gamma \in \Gamma}$ es una colección de formas de onda pertenecientes a un "diccionario" \mathbf{D} (formas de onda generalizadas) con un parámetro γ y un residuo $R^{(m)}$. De esta manera, cuando se quiere obtener una estimación de $f(t)$ –denotada como $\hat{f}(t)$ –, el diccionario representa la señal en una base específica que puede estar formada por sinusoides (representación de Fourier o FT), chirps (FRFT), wavelets (WT), wavelets direccionales o segmentadas (paquetes de wavelets), diccionarios Gabor (GT), diccionarios multiescala, o cualquier otra función matemática [203]. La ventaja de usar estas agrupaciones de formas de onda es que pueden ser organizadas y ajustadas en función de tres parámetros: posición, frecuencia y escala [204].

Cuando se quieren extraer las características de la señal, el diccionario \mathbf{D} considera sólo las componentes que más contribuyen a su energía. Así mismo, cuando se desea reducir el ruido, la base de funciones \mathbf{D} rechaza todas las componentes de la señal que están debajo de un umbral específico, el cual puede ser definido de manera arbitraria, empírica o estadística [4]. Este umbral es seleccionado de manera que pueda satisfacer ciertas condiciones como: minimizar el error medio cuadrático (MSE) [205], obtener la mínima diferencia cuadrática, u optimizar cualquier otro indicador que evalúe la diferencia entre la señal ideal y su aproximación.

6.2 Transformación de Fourier fraccionaria (FRFT)

La FRFT es una herramienta matemática que extiende la transformación clásica de Fourier (FT). En esta sección se introducen los conceptos básicos para entender la forma en que trabaja esta transformación sobre

el plano tiempo-frecuencia (TFp). Adicionalmente, se describen las acciones necesarias para el desarrollo de una versión discreta de la FRFT (DFRFT), así como los algoritmos necesarios para su implementación computacional.

6.2.1 Definición de la FRFT continua

En procesamiento de señales la FT posee diferentes versiones que dependen de su aplicación y contexto. En este estudio se adoptó la versión radial normalizada de la FT, bajo la cual una señal $x(t)$ posee la siguiente representación en el dominio de la frecuencia (ω) [142]:

$$\mathcal{F}[x(t)](\omega) \equiv X(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (6.4)$$

Mientras la FT es interpretada como la rotación de una señal $x(t)$ en un ángulo $\pi/2$ en el TFp, la FRFT es una herramienta matemática que puede ser interpretada como la rotación de una señal en cualquier ángulo $\alpha = a\pi/2$ en el mismo TFp [165]. Al ser una generalización de la FT, la FRFT de orden a de una señal $x(t)$, denotada como $X_a(u)$, y su transformada inversa (I-FRFT) pueden ser definidas a través de su representación integral de la siguiente manera [165]:

$$\mathcal{F}^a[x(t)](u) \equiv X_a(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)B_a(t, u) dt. \quad (6.5)$$

$$\mathcal{F}^{-a}[X_a(u)](t) \equiv x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X_a(u)B_{-a}(t, u) du, \quad (6.6)$$

donde $0 < |a| < 2$ y $B_a(t, u)$ es el núcleo de integración de la FRFT, el cual es definido como [163], [165]:

$$\begin{aligned} B_a(t, u) &= \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} e^{j\left(\frac{t^2+u^2}{2}\right) \cot \alpha - jut \csc \alpha}, & \text{para: } a \neq 0 \pm 2 \pm 4 \dots \\ B_a(t, u) &= \delta(t - u), & \text{para: } a = 0 \pm 4 \pm 8 \dots \\ B_a(t, u) &= \delta(t + u), & \text{para: } a = \pm 2 \pm 6 \pm 10 \dots \end{aligned} \quad (6.7)$$

De esta manera, cuando $a = 1$, $B_a(t, u) = (\sqrt{1/2\pi})e^{-jut}$, la FRFT se reduce a la definición de la FT mostrada en (6.4). La definición dada en (6.5) es válida para cualquier valor real de a y, como se muestra en (6.7), puede ser extendida mediante la notación $\mathcal{F}^a[x(t)](u) = \mathcal{F}^{a \bmod 4}[x(t)](u)$. En esta expresión, la variable independiente (u), conocida como dominio de Fourier fraccionario (FRFd), posee dos casos especiales: cuando $a = 0$ ($\alpha = 0$), u converge a t (dominio del tiempo) y cuando $a = 1$ ($\alpha = \pi/2$), u se convierte en ω (dominio de la frecuencia). Así mismo, cuando $a = 2$ ($\alpha = \pi$) la FRFT se comporta como un operador inverso, y para $a = 3$ ($\alpha = 3\pi/2$) la expresión mostrada en (6.5) se convierte en una FT inversa. Una representación gráfica de la FRFT y sus casos generalizados se muestran en la Figura 6.2, mientras que algunas de sus propiedades se mencionan a continuación:

- Cuando $a = 0$ se obtiene el operador identidad de la FRFT ($\mathcal{F}^0\{x(t)\} \equiv X_0(u) = x(t)$). Esto mismo puede ser obtenido para $a = 4$.
- La FT es un caso especial de la FRFT cuando el ángulo de rotación es $\alpha = \pi/2$.
- La FRFT es un operador lineal de manera que $\mathcal{F}^a\{\sum_n c_n x_n(t)\} = \sum_n c_n \mathcal{F}^a[x_n(t)]$.
- El orden fraccionario es aditivo ($\mathcal{F}^a \mathcal{F}^b[x(t)] = \mathcal{F}^{a+b}[x(t)]$), conmutativo ($\mathcal{F}^a \mathcal{F}^b[x(t)] = \mathcal{F}^b \mathcal{F}^a[x(t)]$) y asociativo ($\mathcal{F}^a\{\mathcal{F}^b \mathcal{F}^c[x(t)]\} = \{\mathcal{F}^a \mathcal{F}^b\} \mathcal{F}^c[x(t)]$).
- La inversa de la FRFT es obtenida aplicando el operador \mathcal{F}^{-a} a la FRFT de la señal.

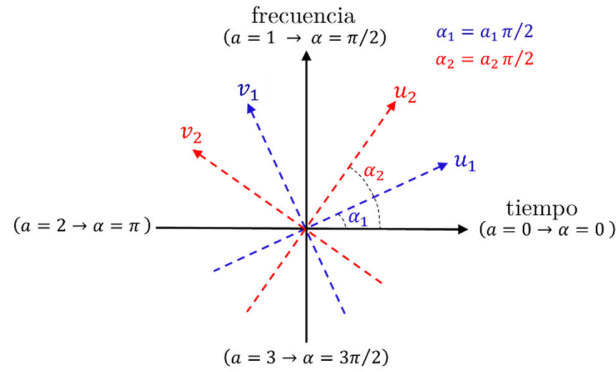


Figura 6.2 Definición gráfica de la FRFT y sus generalizaciones en el plano tiempo-frecuencia (TFp)

Fuente: Autor

Si se relaciona la definición presentada en (6.5) y (6.7) con el modelo de señal descrito en (6.3), se puede apreciar que la FRFT emplea una base ortonormal de funciones exponenciales complejas con modulación de frecuencia lineal (chirps), a diferencia de la FT que emplea una base ortonormal compuesta por sinusoides. Esto facilita la representación de señales cuyas componentes de frecuencia varían en el tiempo. Asumiendo que una función chirp barre cierto intervalo de frecuencias con una razón de cambio (μ), esta función se puede expresar matemáticamente así:

$$f(t) = e^{j\mu t^2 + jt\gamma}. \quad (6.8)$$

Teniendo en cuenta esta definición, el cálculo de la FRFT se puede realizar de la siguiente manera [165]:

- (a) La señal $x(t)$ se multiplica por una señal chirp de forma $f_1(t) = e^{j(t^2/2) \cot \alpha}$:

$$G_1(t) = x(t) e^{j(t^2/2) \cot \alpha}. \quad (6.9)$$

- (b) Se calcula la FT de $G_1(t)$ reemplazando $\omega = u \csc \alpha$

$$G_2(u) = \mathcal{F}[G_1(t)](\omega) = \mathcal{F}[G_1(t)](u \csc \alpha). \quad (6.10)$$

- (c) Se multiplica la función $G_2(u)$ por otra señal chirp $f_2(t) = e^{j(u^2/2) \cot \alpha}$:

$$G_3(u) = G_2(u) e^{j(u^2/2) \cot \alpha}. \quad (6.11)$$

- (d) Se multiplica la función $G_3(u)$ por una constante compleja $K_\alpha = \sqrt{(1 - j \cot \alpha)/2\pi}$:

$$\mathcal{F}^a[x(t)](u) \equiv X_a(u) = K_\alpha G_3(u). \quad (6.12)$$

Las condiciones de existencia de la FRFT, así como sus demás propiedades y las de su núcleo de integración, son presentadas en el **Artículo P0** (desarrollado como una revisión en la primera etapa de la investigación). En dicho artículo también se muestra a la FRFT como un operador matemático empleando las funciones de Hermite-Gauss (funciones propias de la FRFT) y su relación con algunas distribuciones tiempo-frecuencia.

6.2.2 Teorema de muestreo en el dominio de la FRFT

A partir de la definición y las propiedades de la FRFT, en esta sección se revisan los conceptos asociados al teorema de muestreo convencional, el teorema de muestreo fraccionario y las fórmulas de reconstrucción para obtener la señal continua.

6.2.2.1 Teorema de muestreo convencional

En ingeniería, la aplicación del procesamiento de señales se basa en el uso de una representación discretizada de la señal bajo estudio. En este contexto, si se asume que una señal continua en el tiempo $x(t)$ es muestreada mediante una modulación de pulsos uniforme $s(t)$ con periodo T_S , dicha señal puede ser definida de la siguiente manera:

$$x_s(t) = x(t) \cdot s(t) \quad \rightarrow \quad x_s(t) = x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_S). \quad (6.13)$$

Calculando la FT de la señal muestreada $x_s(t)$, y aplicando el teorema de convolución (operador $*$) en el dominio de la frecuencia (ω), se tiene que:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}[x_s(t)](\omega) &\equiv X_s(\omega) = X(\omega) * S(\omega). \\ X_s(\omega) &= \frac{1}{T_S} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\omega - n\omega_s). \end{aligned} \quad (6.14)$$

La ecuación (6.14) muestra que la FT de la señal continua, denotada como $X(\omega)$, se replica con un periodo $\omega_s = 2\pi/T_S$ en cada múltiplo entero (n). Este parámetro ω_s es la frecuencia de muestreo de la señal. Así mismo, es necesario que la FT de la señal tenga un ancho de banda limitado ($\omega_h = 2\pi f_h$) y cumpla la siguiente condición:

$$X(\omega) = 0, \quad \text{para } |\omega| > \omega_h. \quad (6.15)$$

Bajo esta condición, es posible recuperar $x(t)$ a partir de $X_s(\omega)$ usando un filtro pasabanda ideal centrado con una frecuencia superior a ω_h . Este filtro puede ser una función rectangular (en el dominio de la frecuencia) con una frecuencia de corte (ω_C), tal que:

$$\omega_h \leq \omega_C \leq (\omega_s - \omega_h). \quad (6.16)$$

En este caso, para evitar que las réplicas de $X(\omega)$ se monten o solapen y se cumpla el objetivo de extraer $x(t)$ sin pérdida de información, se debe cumplir el teorema de muestreo convencional de Shannon-Nyquist, el cual debe satisfacer la siguiente expresión:

$$\omega_h \leq (\omega_s - \omega_h) \quad \Rightarrow \quad \omega_s \geq 2\omega_h. \quad (6.17)$$

6.2.2.2 Teorema de muestreo fraccionario

Trasladando los conceptos expuestos en la sección anterior al dominio de la FRFT, como primera medida, se tiene que la señal $x(t)$ debe ser una señal de banda limitada en el dominio fraccionario (u) y debe satisfacer las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}^a[x(t)](u) &\equiv X_a(u) = 0, \quad \text{para } |u| > \Omega_h \text{ y } |u| < \Omega_l, \\ \text{donde: } &0 \leq \Omega_l < \Omega_h \text{ y } \Omega_w = \Omega_h - \Omega_l. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Aplicando el teorema del producto de dos funciones en el dominio fraccionario (introducido por Almeida en [165] y [206]), y después de algunas manipulaciones matemáticas, la FRFT de la señal muestreada $x_s(t)$ definida en (6.13) será [190], [207]:

$$X_{s_a}(u) = \frac{1}{T_S} e^{j(\cot \alpha/2)u^2} \cdot \left[(X_a(u) e^{-j(\cot \alpha/2)u^2}) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(u - n \frac{2\pi}{T_S} \sin \alpha\right) \right], \quad (6.19)$$

Al analizar (6.19) se puede notar que el término $\vartheta(u) = X_a(u)e^{-j(\cot \alpha/2)u^2}$ se replica en el dominio fraccionario con un periodo de $(2\pi|\sin \alpha|/T_S)$. A partir de esto, y considerando la definición dada en (6.18) para una señal de banda limitada, es posible determinar un valor apropiado de réplicas (N) de $\vartheta(u)$, de manera que [207]:

$$1 \leq N \leq \text{int}[\Omega_h/\Omega_w].$$

$$N \frac{2\pi}{T_S} |\sin \alpha| \geq 2\Omega_h \quad \text{y} \quad (N-1) \frac{2\pi}{T_S} |\sin \alpha| \leq 2\Omega_l, \quad (6.20)$$

donde $\text{int}[p]$ denota el número entero inferior más cercano a p . De acuerdo a estas condiciones, para que no exista solapamiento en las versiones de $\vartheta(u)$, y se pueda reconstruir sin distorsión la señal original, la tasa de muestreo ($\omega_s = 2\pi/T_S$) debe ser definida así:

$$\omega_s \geq \frac{2\Omega_h |\csc \alpha|}{N} \quad \text{y} \quad \omega_s \leq \frac{2\Omega_l |\csc \alpha|}{(N-1)}. \quad (6.21)$$

Ahora, para que la reconstrucción de la señal sea totalmente efectiva, es necesario incluir sólo una réplica de $\vartheta(u)$. Esto se consigue usando un filtro pasabajo $H(u)$ en el dominio de la FRFT, el cual es definido como:

$$\text{donde} \quad H(u) = \begin{cases} T_S, & \Omega_l \leq |u| \leq \Omega_h \\ 0, & \text{para el resto} \end{cases} \quad (6.22)$$

De esta forma, cuando $N = 1$ (una réplica), la parte derecha de (6.20) siempre se cumplirá y la tasa de muestreo sólo estará condicionada por la expresión mostrada en la parte izquierda de (6.20) y (6.21), así:

$$\omega_s \geq 2\Omega_h |\csc \alpha|. \quad (6.23)$$

Adicionalmente, si se asume que $\Omega_l = 0$ (caso pasabajo), el ancho de banda de la señal en el dominio fraccionario es $\Omega_w = \Omega_h$ y la condición presentada en (6.21) es expresada de la siguiente forma:

$$\omega_s \geq 2\Omega_w |\csc \alpha|. \quad (6.24)$$

La expresión mostrada en (6.24) corresponde a la versión pasabajo del teorema de muestreo en el dominio de la FRFT. Esta condición es importante si se tiene en cuenta que el término $\csc \alpha$ en el cálculo de la FRFT puede tomar valores grandes (cuando $a \rightarrow 0$), provocando que sea necesario re-muestrear la señal. Para el caso especial en que $a = 1$ ($\alpha = \pi/2$), Ω_w es igual a ω_h (en el dominio de la frecuencia) y la desigualdad presentada en (6.24) converge al teorema convencional de muestreo definido en (6.17). Así mismo, la fórmula de reconstrucción para obtener la señal continua en el dominio fraccionario es [207]:

$$x(t) = e^{-j(\frac{\cot \alpha}{2})t^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT_S) e^{j(\frac{\cot \alpha}{2})(nT_S)^2} \cdot \frac{T_S [\sin[\Omega_h(t - nT_S) \csc \alpha] - \sin[\Omega_l(t - nT_S) \csc \alpha]]}{\pi(t - nT_S)}. \quad (6.25)$$

Sustituyendo en (6.25) las mismas condiciones establecidas para el filtro pasabajo $H(u)$, $\Omega_l = 0$, $\Omega_w = \Omega_h$ y $\omega_s = 2\Omega_w |\csc \alpha|$, se tiene que:

$$x(t) = e^{-j(\frac{\cot \alpha}{2})t^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT_S) e^{j(\frac{\cot \alpha}{2})(nT_S)^2} \cdot \frac{\sin[\Omega_w(t - nT_S) \csc \alpha]}{\Omega_w(t - nT_S) \csc \alpha}. \quad (6.26)$$

Si se considera el caso especial de la FRFT cuando $a = 1$ y $\alpha = \pi/2$ (FT), las expresiones en (6.25) y (6.26) se ajustan a las fórmulas convencionales de reconstrucción en los casos pasabanda y pasabajo, respectivamente.

Es importante mencionar que los conceptos presentados en esta sección se basan en el estudio realizado por Tao *et al.* [207] quien deduce el teorema de muestreo fraccionario a partir de las definiciones y propiedades

de la FT, la FRFT y el teorema de muestreo convencional en el dominio de la frecuencia. Otros autores como Xia *et al.* [208], Zayed & García [209] y Torres *et al.* [210], [211] han presentado y validado de manera independiente un teorema de muestreo fraccionario para señales de banda limitada con resultados similares, incluyendo una definición basada en las nociones de convolución y traslación en el dominio fraccionario [211]. Además de estos estudios, el teorema de muestreo fraccionario se ha extendido al análisis de señales aleatorias de banda limitada (*random bandlimited signals*) [200], [212], señales de banda no-limitada (*non-bandlimited signals*) [213], [214] y su aplicación en el análisis de señales aleatorias y no-estacionarias [215], [216].

Bajo este contexto, en este trabajo se tendrá en cuenta la definición básica del teorema de muestreo presentada en (6.23) y (6.24), bajo la cual las señales analizadas hacen parte de un grupo de señales determinísticas que poseen banda limitada (soporte espectral finito) en el dominio fraccionario. Adicionalmente, la transformada de las señales examinadas se obtendrá aplicando una versión discreta de la FRFT (DFRFT) y su reconstrucción se hará usando la operación inversa de esta transformación (ver sección 6.2.3). Profundizar en los conceptos de muestreo y reconstrucción para señales completamente aleatorias y de banda no-limitada en el dominio de la FRFT, junto con la posibilidad de aplicar estos conceptos en el procesamiento de señales de LEMF y otras perturbaciones electromagnéticas, es una tarea laboriosa que debe ser abordada de manera específica en futuros trabajos.

6.2.2.3 Tiempo de muestreo fraccionario límite usando la FRFT

Si se asume que la FRFT de orden a (con $\alpha = a\pi/2$) de una señal $x(t)$, denotada como $X_{s_a}(u)$, posee una distribución simétrica respecto al origen ($u = 0$), la tasa de muestreo en el dominio fraccionario nunca puede ser menor que $2\Omega_w|\csc \alpha|$. En esta relación, $\Omega_w = \Omega_h = 2\pi u_h$ y u_h es el valor más grande que puede tomar el espectro fraccionario de la señal sobre la variable independiente (u). En este sentido, si se considera que una de las propiedades más importantes de la FRFT es la concentración de la energía, a medida que el orden fraccionario se acerca a cero, las componentes de la señal sobre el dominio (u) tienden a compactarse, provocando que u_h disminuya. Algunos ejemplos que reflejan este comportamiento se muestran en la sección “simulaciones” del **Artículo P1**.

A partir de lo anterior, si se calcula la FRFT de la señal $x(t)$ para diferentes ordenes es posible afirmar que el valor máximo que puede tomar u_h será cuando $a=1$. Esta condición ocurre si u_h coincide con la frecuencia máxima en el dominio de la FT, es decir, el ancho de banda de la señal en Hz (f_h). Emplear este valor en (6.24) permite estimar una condición límite del teorema de muestreo fraccionario. De esta manera, la frecuencia y el tiempo de muestreo, en función ángulo de rotación de la FRFT ($\alpha = a\pi/2$) serán:

$$\omega_{s_limite} \geq 2(2\pi f_h)|\csc \alpha| \quad \text{y} \quad T_{S_limite} \leq \frac{1}{2f_h} |\sin \alpha|. \quad (6.27)$$

Analizando (6.27) se puede observar que, para un ancho de banda definido, a medida que disminuye el ángulo de rotación (o el orden fraccionario) es necesario muestrear la señal con un periodo más corto para evitar distorsiones en su representación y/o reconstrucción. Este comportamiento en función de varios anchos de banda se ilustra en la Figura 6.3. Por otra parte, si se desconoce el ancho de banda, es prudente determinar las características de la señal analizando su espectro en el dominio de la frecuencia y en el orden fraccionario definido. En este caso, el cumplimiento del teorema de muestreo fraccionario se puede lograr a partir de pruebas experimentales.

La relación descrita entre el orden fraccionario y la condición límite del tiempo de muestreo genera una restricción en el análisis de cierto tipo de señales analizadas en ingeniería, las cuales son muestreadas previo a cualquier procesamiento con un periodo que depende de las características de los equipos de captura (osciloscopio, DSP, registrador, etc.). Bajo esta consideración, es necesario establecer el orden fraccionario

mínimo para el que se puede calcular la FRFT a partir del ancho de banda (o el valor máximo de u_h) y del tiempo de muestreo con el cual fue registrada la señal.

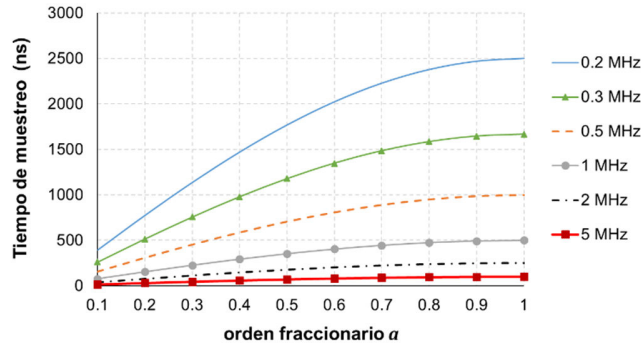


Figura 6.3 Comportamiento del tiempo de muestreo límite en función del orden fraccionario y de f_h
Fuente: Autor

6.2.3 Versión discreta de la FRFT (DFRFT)

Con el avance del procesamiento digital de señales, la aplicación de la FRFT ha ganado gran importancia en las últimas dos décadas provocando un acelerado interés en su discretización. En la actualidad se busca que una versión robusta de la DFRFT cumpla (de manera prioritaria) los siguientes requisitos: ser un operador unitario, tener orden aditivo, ser una generalización de la transformada discreta de Fourier (DFT) y aproximar de manera adecuada a la versión continua de la FRFT. Además de esto, según la aplicación dada a la DFRFT, se busca que la definición implementada cumpla otras propiedades de la FRFT tales como: simetría, reversibilidad, periodicidad, expresión en forma cerrada y baja complejidad en sus cálculos.

Existen numerosas definiciones de la DFRFT las cuales generalmente emplean un operador matemático que aproxima a la FRFT continua. Recientemente, Singh & Saxena [173] realizaron una revisión del estado del arte y clasificaron en cuatro grupos todas las versiones de la DFRFT. Estos grupos son: las DFRFT basadas en el muestreo de la FRFT [207], [209], [217]–[220], las DFRFT basadas en combinaciones lineales [221]–[223], las DFRFT basadas en vectores propios [224]–[232], y las DFRFT basadas en sumatorias ponderadas [233]. Una descripción detallada de estas definiciones se muestran en [171], [173], [234].

Aunque cada versión de la DFRFT posee sus ventajas y desventajas, ninguna definición satisface todas las condiciones, ni puede ser utilizada para todas las aplicaciones. La Tabla 6.1 presenta una comparación de las propiedades de cada grupo de DFRFT. En esta tabla, el símbolo "O" se relaciona con el cumplimiento de una las propiedades de la DFRFT, mientras que la letra "X" representa su no cumplimiento. A partir de esta comparación se observa que las definiciones basadas en la descomposición de vectores satisfacen la mayor cantidad de propiedades, aun cuando poseen mayor complejidad computacional (tiempos de ejecución) que las demás definiciones.

En la última década varios estudios han mostrado que la DFRFT basada en la descomposición aleatoria de vectores (RDFRFT) presenta mayor flexibilidad que sus contrapartes y posee menos restricciones en su aplicación [227], [229]. Este tipo de DFRFT, junto con las definiciones basadas en la modificación de vectores, se han mostrado como métodos óptimos en aplicaciones de seguridad (datos, comunicaciones, encriptación, etc.) [232]. No obstante, varios autores consideran que la DFRFT basada en la descomposición de vectores propios es una buena opción para calcular la DFRFT en señales unidimensionales y multidimensionales [171], [173]. Adicionalmente, esta definición posee la misma complejidad computacional que la RDFRFT, y ha sido empleada en gran variedad de aplicaciones, lo que ha generado mayor confianza en sus métodos de cálculo.

Tabla 6.1 Comparación de características para diferentes tipos de DFRFT

Propiedad o característica de la DFRFT	Tipo de DFRFT						
	Muestreo		Comb. lineal	Descomposición de vectores			Sumas ponderadas
	Muestreo de la FRFT	Forma cerrada		Descomp. vectores propios	Tipo aleatorio	Vectores \bar{V} modificados	
Operador unitario	O	O	O	O	O	O	O
Orden aditivo	X	O	X	O	O	O	O
Generaliza la DFT	X	X	X	O	O	O	X
Aproxima la FRFT	O	O	X	O	O	O	X
Simetría	O	O	X	O	O	O	O
Aditividad	X	X	O	O	O	O	O
Reversibilidad	X	O	O	O	O	O	O
Periodicidad	O	O	O	O	O	O	O
Forma cerrada	O	O	O	O	O	O	O
Complejidad	$\mathcal{O}(N \log_2 N)$	$\mathcal{O}(N \log_2 N)$	$\mathcal{O}(N \log_2 N)$	$\mathcal{O}(N^2)$	$\mathcal{O}(N^2)$	$\mathcal{O}(N \log_2 N)$	$\mathcal{O}(N^2)$

Fuente: Adaptado de [173], [190] y complementado por el Autor

Teniendo en cuenta lo anterior, durante esta investigación se implementó una definición de la DFRFT basada en la expansión espectral del operador de la transformación discreta de Fourier (DFT) y el cálculo de sus valores y vectores propios, los cuales han sido estudiados previamente por Dickinson & Steiglitz [221], Pei *et al.* [225] y McClellan & Parks [235]. Estos vectores propios pueden ser obtenidos usando una matriz de conmutación o a partir de la discretización de las funciones normalizadas de Hermite-Gauss (HG-F), conocidas por ser funciones propias de la FRFT.

El proceso que describe la implementación y validación de la DFRFT propuesta en esta tesis es presentado en el **Artículo P1**. Sintetizando los resultados de dicho trabajo, el operador DFRFT ($\mathbb{F}^a[m, n]$) de orden a puede ser expresado a partir de la descomposición espectral de una matriz (\mathbb{S}) que conmuta con la representación matricial de la DFT (\mathbb{F}), de manera que:

$$\mathbb{F}^a[m, n] = \sum_{k=0, k \neq [(N-1)+N \bmod 2]}^{N-1} u_k[m] (\lambda_k)^a u_k[n], \quad \text{donde } n, m = 1, 2, \dots, N, \quad (6.28)$$

donde $u_k[m]$ es el k -ésimo vector propio ortonormal de la matriz de conmutación, el cual se asocia con su correspondiente valor propio ($\lambda_k = e^{-jk_a\pi/2}$). De esta forma, el operador $\mathbb{F}^a[m, n]$ es expresado de manera análoga que el núcleo (*kernel*) de la FRFT $B_a(t, u)$, definido en (6.7). Adicionalmente, si $x[k] = x(kT_S)$ es la representación discreta de una señal de N muestras con un tiempo de muestreo (T_S), la DFRFT por descomposición espectral de dicha señal y su transformada inversa (I-DFRFT) son definidas como:

$$X_a = \mathbb{F}^a[m, n] \cdot x[k] \quad ; \quad x[k] = \mathbb{F}^{-a}[m, n] \cdot X_a. \quad (6.29)$$

Es importante señalar que para usar esta definición de la DFRFT se deben tener en cuenta algunas consideraciones: primero, la matriz de conmutación (\mathbb{S}) debe ser escalada por la constante $\omega_0 = 2\pi/N$ para que los vectores propios que contiene sean iguales a las funciones de Hermite-Gauss discreta. Segundo, la DFRFT por descomposición espectral es una aproximación directa de la FRFT sólo para el caso en que el tiempo de muestreo de la señal sea $T_S = \sqrt{2\pi/N}$. Debido a que no es posible satisfacer esta condición con señales transitorias de corta duración (como las señales de LEMF), las cuales requieren tiempos de muestreo

muy pequeños, es necesario incluir un factor de compensación para calcular la DFRFT. De este modo, la DFRFT de la señal discretizada $x[k]$ debe ser calculada así:

$$X_a(\Delta_\alpha m) = [\sigma \cdot Z(\Delta_\alpha m)] \left\{ \sum_{k=-(N/2)}^{(N/2)-1} (\mathbb{F}^b[k, m]) x[k] \right\}. \quad (6.30)$$

$$X_a(\Delta_\alpha m) = [\sigma \cdot Z(\Delta_\alpha m)] \cdot \{X_b[m]\}.$$

$$\text{con: } \sigma = T_S(\sqrt{N/2\pi}) \quad \text{y} \quad \Delta_\alpha = \sqrt{T_S^2 \cos^2 \alpha + (2\pi/NT_S)^2 \sin^2 \alpha}, \quad (6.31)$$

donde σ es la varianza asociada al tiempo de muestreo de la señal y Δ_α es la resolución en el dominio fraccionario. La ecuación (6.30) expresa que la FRFT de orden a puede implementarse mediante una DFRFT de orden b multiplicada por el factor de compensación $[\sigma \cdot Z(\Delta_\alpha m)]$.

Para obtener una buena aproximación de la FRFT mediante la definición presentada en (6.30) se debe tener en cuenta que cuando $T_S \approx \sqrt{2\pi/N}$, la varianza será $\sigma \approx 1$ y los efectos de la compensación serán muy sutiles, haciendo que $a \approx b$. En este caso, el rango del tiempo $t = NT_S$ y el rango de la frecuencia $\omega = 2\pi/T_S$ serán prácticamente iguales y la DFRFT aproximará de manera adecuada a la FRFT. Para los casos en los que $T_S \neq \sqrt{2\pi/N}$, se deben seguir los siguientes pasos:

- Estimar el ángulo de modificación $\beta = \tan^{-1}[(2\pi/(NT_S^2))(\tan \alpha)]$.
- Calcular la resolución en el dominio fraccionario (Δ_α) usando (6.31) y organizar una sucesión de muestras de forma que $u_m = \Delta_\alpha m$. Estas muestras serán los puntos en los que se quiere calcular la FRFT.
- Calcular la DFRFT de la señal muestreada $x[k]$ para el orden fraccionario modificado $b = 2\beta/\pi$, usando la definición presentada en (6.29).
- Multiplicar la DFRFT de orden b por el factor de compensación $[\sigma \cdot Z(\Delta_\alpha m)]$.
- Aplicar la relación de correspondencia dada en (6.30).

Como se mencionó previamente, el proceso de implementación de esta versión de la DFRFT se describe con detalle en el **Artículo P1**. Dicho proceso, junto con los algoritmos y códigos (*software*) propuestos para calcular la DFRFT hacen parte de los aportes de esta tesis. De hecho, esta definición basada en la descomposición espectral del operador DFT difiere del método propuesto por Pei *et al.* [225], en cuanto se ha evitado emplear lenguaje geométrico (Pei *et al.* se expresa en términos de rotaciones circulares y elípticas). De esta manera, la versión de la DFRFT propuesta en este estudio es simple de implementar y puede ser usada para diversas aplicaciones en ingeniería y ciencias.

6.2.4 Algoritmos para el cálculo de la DFRFT

Durante el proceso de implementación de la DFRFT se ha propuesto en esta tesis un algoritmo general que incluye los ajustes y compensaciones mostradas en (6.30) y (6.31). Adicionalmente, se han presentado dos algoritmos que reducen la cantidad de operaciones al guardar previamente la matriz de vectores propios (\underline{u}_k) o la matriz del operador matricial DFRFT (\mathbb{F}^b ver (6.30)). Estos algoritmos son presentados en la Figura 6.4 y para su desarrollo se tuvieron en cuenta las siguientes consideraciones:

- (a) La descomposición vectorial se realiza a partir de la matriz de conmutación (\mathbb{S}) y la matriz de vectores propios \underline{u}_k , cuyo cálculo depende exclusivamente del número de muestras de la señal (N). De esta manera, para un número de muestras fijo, la matriz \underline{u}_k puede ser calculada y almacenada para usarse cuantas veces se quiera (segundo algoritmo Figura 6.4(b)). Este método es bastante flexible ya que cada vez que se calcule una nueva matriz \underline{u}_k , esta puede ser almacenada para posteriores aplicaciones.

- (b) Cuando el periodo de muestreo (T_S) de la señal discretizada es muy pequeño (en el orden de los μs o menor), la varianza $\sigma = T_S \sqrt{N/2\pi}$ tiende a cero y el ángulo de modificación $\beta = \tan^{-1}[(2\pi/NT_S^2)(\tan \alpha)]$ se aproxima a $\pi/2$. Bajo esta condición, la matriz \mathbb{F}^b no obedece a los cambios en el ángulo de rotación β y sólo dependerá del número de muestras y la compensación de fase. Esto facilita su cálculo y almacenamiento previo (tercer algoritmo). Esta simplificación se verá reflejada en una menor cantidad de operaciones, aunque requiere un mayor espacio de almacenamiento, toda vez que el operador \mathbb{F}^b es una matriz cuadrada $N \times N$.

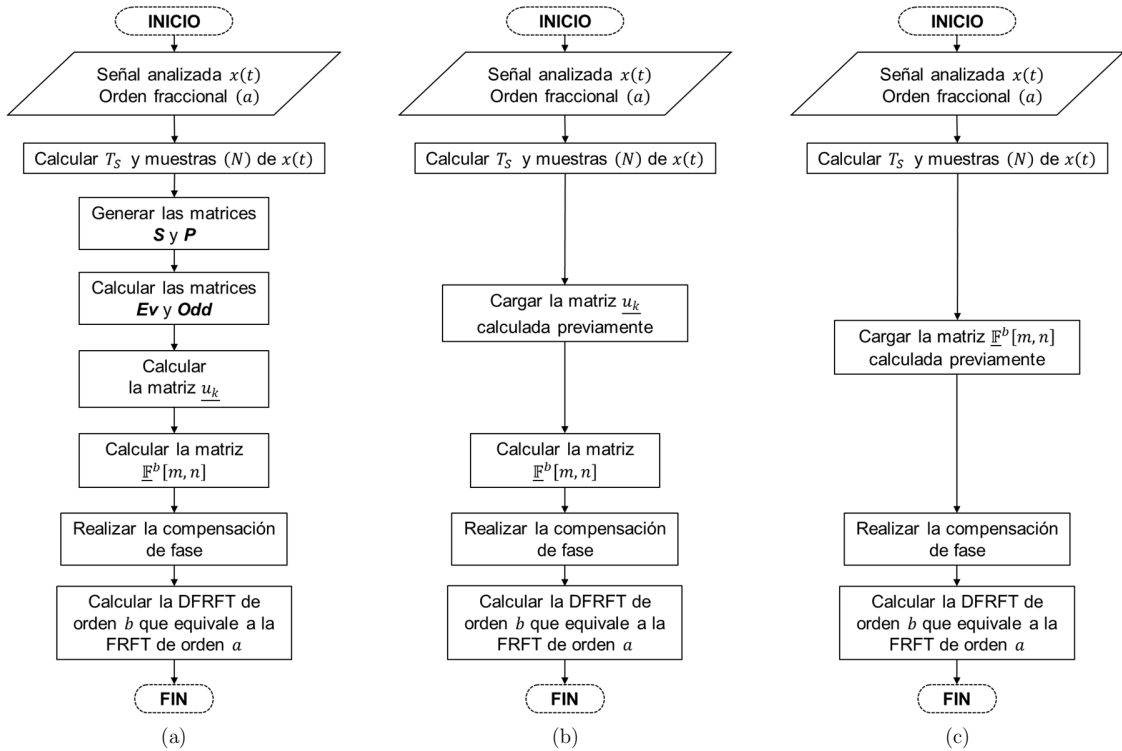


Figura 6.4 Algoritmos para el cálculo de la DFRFT. (a) procedimiento completo; (b) pre-calculando la matriz de vectores propios u_k ; (c) pre-calculando la matriz operador $\mathbb{F}^b[k, m]$

Fuente: Autor

A partir de las pruebas realizadas a los algoritmos de la DFRFT, se ha podido determinar el tiempo de ejecución (*runtime*) aproximado que se requiere para su cálculo. La Figura 6.5 muestra los tiempos que tomó una máquina de ocho núcleos con velocidad de procesamiento de 2.7 GHz y una memoria RAM de 16 GB. Analizando estos resultados, es innegable que el uso de los algoritmos 2 y 3 reduce la complejidad del cálculo de la DFRFT. Así mismo, la fabricación de equipos de cómputo con mejores prestaciones, hace posible que en la actualidad para una señal de $N = 10000$ muestras se pueda obtener la DFRFT en un tiempo cercano a los 3 minutos usando el algoritmo completo o alrededor de 30 segundos con el algoritmo N° 3. Estos tiempos son aceptables mientras no se requiera aplicar la DFRFT en tiempo real.

La validación de los algoritmos de la DFRFT se muestra en el **Artículo P1**. Durante las pruebas realizadas se emplearon algunas señales tomadas de la literatura (como punto de comparación) de las cuales se conoce su FRFT para diferentes ángulos de rotación (ordenes fraccionarios). Los resultados de dicha validación demostraron que la DFRFT por descomposición vectorial proporciona una buena aproximación de la FRFT, y para el caso particular en que $a = 1$, los resultados convergen a la DFT convencional.

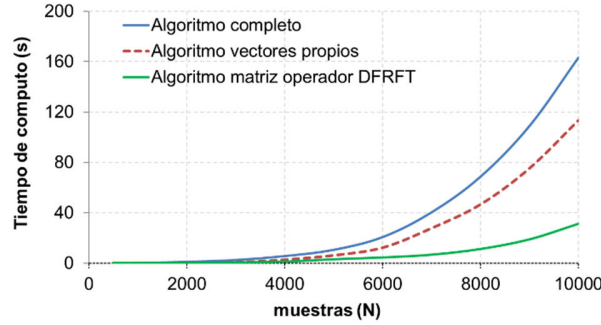


Figura 6.5 Tiempos de cómputo para los algoritmos de la DFRFT

Fuente: Autor

6.2.5 Filtrado adaptativo en el dominio de la DFRFT

La implementación de filtros adaptativos en el dominio de la DFRFT (DFRFd) ha mostrado resultados satisfactorios, especialmente, en el estudio de señales de frecuencia modulada lineal (LFM) [193], [198]. Este tipo de filtros evita las dificultades de adaptación que se tienen cuando la señal posee rápidas variaciones en el dominio del tiempo, transformando estas señales en un dominio fraccionario, donde pueden variar mucho más lento. Teniendo en cuenta esta propiedad, en esta tesis se ha propuesto una técnica para la reducción de ruido en señales de LEMF a partir de la estimación de los parámetros y la aplicación de filtros adaptativos en el DFRFd. Estos filtros combinan las características de los algoritmos LMS convencional, LMS con factor de pérdidas (LLMS) y LMS normalizado (NLMS). A continuación, se presenta una breve descripción de estos métodos, aunque la fundamentación teórica completa se presenta en los **Artículos P2 y E2**.

6.2.5.1 Algoritmo LMS en el DFRFd

El algoritmo adaptativo LMS es básicamente un método recursivo que estima el gradiente (estocástico) mediante valores instantáneos. Esta estimación se logra minimizando el error medio cuadrático (MSE) al definir un conjunto de coeficientes que integran el filtro óptimo. La Figura 6.6 muestra la estructura general del algoritmo de filtrado LMS en el DFRFd. En este esquema, la señal de entrada discretizada $x(n)$ y una estimación de la señal deseada $d(n)$ son transformadas usando la DFRFT de orden a , en cuyo dominio serán expresadas como $\mathbf{X}_a(u)$ y $\mathbf{D}_a(u)$, respectivamente. De esta manera, el vector de salida del filtro es dado por:

$$\mathbf{Y}_a(u) = \mathbf{X}_a(u)\mathbf{W}(u). \quad (6.32)$$

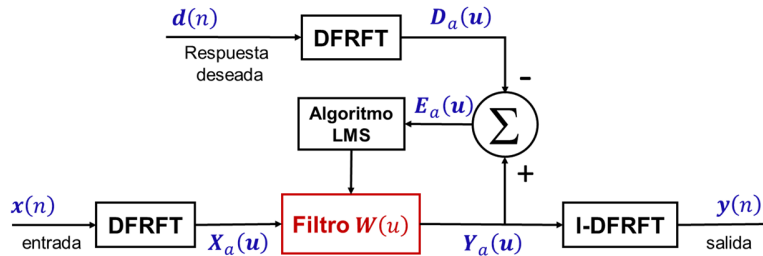


Figura 6.6 Estructura del filtro con algoritmo LMS en el dominio de la DFRFT

Fuente: Autor

En la ecuación (6.32), $\mathbf{W}(u)$ es el vector de coeficientes (pesos) del filtro adaptativo, cuyos componentes N_W son definidos previamente y $\mathbf{X}_a(u) = \text{diag}[X_{a1}(u), X_{a2}(u), \dots, X_{aN_W}(u)]$ es una matriz diagonal. A partir de la Figura 6.6 se tiene que el vector de error $\mathbf{E}_a(u)$ es:

$$\mathbf{E}_a(u) = \mathbf{D}_a(u) - \mathbf{Y}_a(u) = \mathbf{D}_a(u) - \mathbf{X}_a(u)\mathbf{W}(u). \quad (6.33)$$

Este error se minimiza a medida que disminuyen los pesos del filtro $\mathbf{W}(u)$ en la dirección del gradiente usando una constante de paso (*step size*) μ_{LMS} . Como resultado de este proceso, el algoritmo que ajusta (adapta) los pesos del filtro es el siguiente:

$$\mathbf{W}(u+1) = \mathbf{W}(u) + \mu_{LMS}\mathbf{X}_a(u)^H\mathbf{E}_a(u), \quad (6.34)$$

donde el superíndice H denota traspuesta conjugada. En la ecuación (6.34), la constante de paso μ_{LMS} controla la tasa de convergencia y la estabilidad del algoritmo en busca de la solución óptima. Así mismo, el algoritmo ajusta los coeficientes del filtro de forma adaptativa minimizando el MSE, el cual es definido así:

$$\varepsilon(u) = \mathbb{E}[\mathbf{E}_a(u)^H\mathbf{E}_a(u)]/N_W, \quad (6.35)$$

donde $\mathbb{E}[p]$ es el valor esperado de p . Para este caso, la condición de convergencia debe satisfacer la siguiente condición [198]:

$$0 < \mu_{LMS} < \frac{2}{\text{Tr}[\mathbf{R}_{XX}]}, \quad (6.36)$$

donde $\text{Tr}[\mathbf{R}_{XX}]$ es la traza de la matriz de correlación $\mathbf{R}_{XX} = \mathbb{E}[\mathbf{X}_a(u)^H\mathbf{X}_a(u)]$. Luego de aplicar el algoritmo adaptativo, la señal de salida en el dominio del tiempo $y(n)$ se obtiene calculando la transformada inversa de la DFRFT (IDFRFT).

6.2.5.2 Algoritmo LMS con factor de pérdidas (LLMS) en el DFRFd

En el algoritmo LMS, los coeficientes que componen el filtro adaptativo varían en cada instante con el fin de rastrear la señal examinada [236]. Una manera de mejorar la forma en que los coeficientes realizan este seguimiento es introduciendo un factor de pérdidas (*leakage factor*) que reduce el efecto de memoria del algoritmo. Esta alternativa se conoce como algoritmo LLMS y modifica el método convencional ajustando la función de filtrado en el DFRFd así:

$$\mathbf{W}(u+1) = \mathbf{H}(z^{-1})\mathbf{W}(u) + \mu_{LLMS}\mathbf{X}_a(u)^H\mathbf{E}_a(u). \quad (6.37)$$

En esta expresión, si $\mathbf{H}(z^{-1}) = \gamma\mathbf{I}$, \mathbf{I} una matriz identidad y γ es el factor de pérdidas con $0 < \gamma < 1$, la función de filtrado es definida de la siguiente manera:

$$\mathbf{W}(u+1) = \gamma\mathbf{W}(u) + \mu_{LLMS}\mathbf{X}_a(u)^H\mathbf{E}_a(u). \quad (6.38)$$

De esta forma, cuando $\gamma = 1$, esta expresión convergerá a la función del algoritmo LMS definida en (6.34). En este algoritmo, el factor de pérdidas (γ) siempre actúa sobre el vector presente $\mathbf{W}(u)$ del algoritmo reduciendo su efecto sobre el vector actualizado $\mathbf{W}(u+1)$ cuando cambia el espectro de la señal en el dominio de la DFRFT.

6.2.5.3 Algoritmo LMS normalizado (NLMS) en el DFRFd

Para mejorar la velocidad de convergencia del algoritmo LMS, el algoritmo NLMS normaliza la constante de paso μ_{LMS} usando la energía de la señal de entrada al filtro en el DFRFd ($\mathbf{X}_a(u)^H\mathbf{X}_a(u)$). De esta forma, el parámetro que controla la estabilidad del algoritmo NLMS se obtiene de la siguiente manera:

$$\mu_{NLMS} = \frac{\mu}{\beta + \mathbf{X}_a(u)^H\mathbf{X}_a(u)}. \quad (6.39)$$

El parámetro β en (6.39) es un factor de estabilización que se introduce para evitar la división por cero cuando la energía de la señal es muy pequeña. Teniendo en cuenta la condición presentada en (6.36), y

asumiendo que la energía de la señal es aproximadamente igual a su traza $X_a(u)^H X_a(u) \approx \text{Tr}[R_{XX}]$, la constante de paso μ debe estar en el rango ($0 < \mu < 2$) con el fin de asegurar la estabilidad y convergencia del algoritmo NLMS.

6.2.5.4 Algoritmo LMS normalizado con factor de pérdidas en el DFRFd

El algoritmo LMS normalizado con factor de pérdidas (NL-LMS) es un proceso adaptativo que combina las propiedades de los algoritmos LLMS y NLMS. El diagrama de este método se muestra en la Figura 6.7.

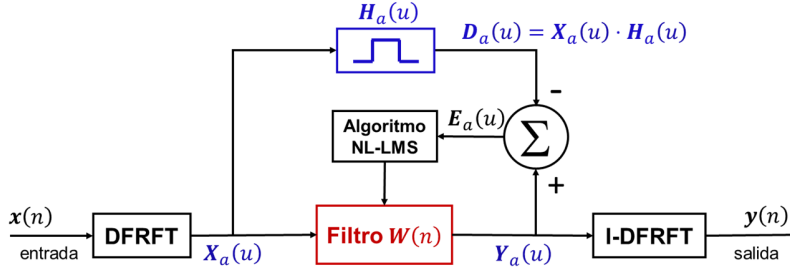


Figura 6.7 Estructura del filtro con algoritmo NL-LMS en el dominio de la DFRFT

Fuente: Autor

En aplicaciones prácticas, este algoritmo requiere de una adecuada estimación de la señal deseada. No obstante, aprovechando la buena concentración de energía que proporciona la DFRFT, es posible encontrar un orden fraccionario “adecuado” en el cual la DFRFT resalte las componentes espectrales de la señal original y aisle las componentes de ruido. Gracias a esto, la DFRFT de la señal deseada $D_a(u)$ incluida en el algoritmo NL-LMS puede ser obtenida usando una función pasabanda ideal $H_a(u)$ en el dominio fraccionario escogido [201], de manera que:

$$D_a(u) = X_a(u) \cdot H_a(u). \quad (6.40)$$

$$H_a(u) = 1, \quad \text{para } k_l \leq u \leq k_h \quad \text{y} \quad H_a(u) = 0 \quad \text{para el resto.} \quad (6.41)$$

En (6.40) $H_a(u)$ es una matriz diagonal, mientras k_l y k_h en (6.41) son los límites de corte inferior y superior que definen la función $H_a(u)$. Teniendo en cuenta lo anterior, el ajuste de los coeficientes del algoritmo adaptativo NL-LMS, su constante de paso normalizada y la condición de convergencia en el dominio de la DFRFT [193] se definen de la siguiente forma:

$$\mathbf{W}(u+1) = \gamma \mathbf{W}(u) + \mu_{NL-LMS} \mathbf{X}_a(u)^H \mathbf{E}_a(u). \quad (6.42)$$

$$\mu_{NL-LMS} = \frac{\mu}{\beta + \mathbf{X}_a(u)^H \mathbf{X}_a(u)}. \quad (6.43)$$

$$0 < \mu < 1 + \gamma. \quad (6.44)$$

En este caso, cuando $\gamma = 1$, las ecuaciones (6.42) y (6.44) convergen a las relaciones que ajustan los coeficientes del filtro y la condición de convergencia del algoritmo NLMS, respectivamente. En estos algoritmos adaptativos, la actualización de los N_W pesos del filtro requiere de $(3N_W + 1)$ multiplicaciones complejas y $3N_W$ sumas complejas por iteración. Esto significa que la complejidad del algoritmo NL-LMS es del orden $\mathcal{O}(N_W)$. Debido a esto, la carga computacional de la técnica de reducción de ruido dependerá en su mayoría del cálculo de $\mathbf{X}_a(u)$ y de la transformada inversa de $\mathbf{Y}_a(u)$. No obstante, esta última puede ser calculada rápidamente toda vez que la matriz del operador $\mathbb{F}^b[\mathbf{k}, \mathbf{m}]$ ya ha sido obtenida en el cálculo inicial de la DFRFT (ver (6.29) y (6.30)). A partir de esto, se puede concluir que el tiempo de ejecución del filtro

adaptativo en el dominio fraccionario dependerá del algoritmo usado para estimar la DFRFT y posee tiempos de ejecución levemente superiores a los mostrados en la Figura 6.5.

Como ya se mencionó, este trabajo doctoral propone una técnica de filtrado para señales de LEMF basada en los filtros adaptativos presentados en esta sección. En este sentido, el **Artículo P2** y el **Artículo E2** presentan la fundamentación teórica extendida y el proceso de implementación del algoritmo NL-LMS en señales de campo eléctrico (LEF), mientras el **Artículo E4** presenta una comparación entre esta técnica y el uso de filtros digitales (filtro Chebyshev) para el procesamiento de tensiones inducidas generadas por los campos magnéticos (LMF). Un análisis complementario sobre la aplicación de estos filtros en señales de LEMF y el ajuste de sus parámetros se muestra en el capítulo 7.

6.3 Aproximación local polinomial (LPA)

La LPA es una técnica basada en la teoría de aproximación, propuesta y aplicada en estadística para el procesamiento escalar y el análisis multidimensional de datos afectados por ruido. Esta sección describe los fundamentos para emplear la LPA como técnica de filtrado y el algoritmo desarrollado para su cómputo. Así mismo, se exponen las ventajas de desarrollar una versión adaptativa de la LPA y su relación con algunos parámetros que facilitan la selección del tamaño óptimo de la ventana.

6.3.1 Teoría de la aproximación polinomial

Por lo general, la teoría de aproximación polinomial se enfoca en la solución de dos problemas: el primero consiste en buscar una función polinomial que pueda ser usada para determinar los valores aproximados de una función $f(t_k)$, la cual está incluida dentro de un grupo de observaciones contaminadas $z(t_k)$ (ver sección 6.1). El segundo problema se relaciona con el uso de funciones de ajuste sobre una secuencia de datos, y así, determinar la mejor función que representa dichos datos [237], [238].

A partir de este enfoque, y sin hacer mayores suposiciones sobre la función $f(t_k)$, es posible aproximar esta función usando los miembros de una clase de funciones paramétricas como las series de Taylor. De este modo, sobre las vecindades de un punto central (t_0) , estas series pueden definir la función $f(t_k)$ así:

$$f(t_k, t_0) \cong f(t_0) + f^{(1)}(t_0)(t_k - t_0) + f^{(2)}(t_0)(t_k - t_0)^2/2! + \dots + f^{(m)}(t_0)(t_k - t_0)^m/m! . \quad (6.45)$$

Teniendo en cuenta que la función $f(t_0)$ y sus derivadas $f^{(m)}(t)$ son desconocidas, la expresión en (6.45) puede ser escrita usando polinomios:

$$f(t_k, t_0) \cong C_0 + C_1(t_k - t_0) + C_2(t_k - t_0)^2/2! + \dots + C_{m-1}(t_k - t_0)^{m-1}/(m-1)! . \quad (6.46)$$

$$f(t_k, t_0) \cong C^T \phi(t_k - t_0),$$

donde $C = (C_0, C_1, C_2, \dots, C_{m-1})$ y $\phi(\vartheta) = [1, \vartheta, \vartheta^2/2!, \dots, \vartheta^{m-1}/(m-1)!]$. De este modo, al igualar las ecuaciones (6.45) y (6.46), los coeficientes C_m son interpretados como las derivadas de $f(t_0)$.

6.3.2 La LPA como técnica de reducción de ruido

Aplicando la teoría de aproximación polinomial, la LPA puede ser usada para obtener las estimaciones (versiones aproximadas) de una señal $y(t_k)$ distorsionada con ruido aditivo. Este proceso se realiza partir de una función de ajuste polinomial dentro de una ventana deslizante, donde el error debe ser tan pequeño como sea posible. De esta manera, usando la expresión de $f(t_k, t_0)$ en (6.46), la LPA puede obtener una estimación de la señal $y(t)$ aplicando la siguiente función [186], [239]:

$$J_h(t_0, C) = \sum_{k=1}^N \rho_h(t_k - t_0) e^2(t_k). \quad (6.47)$$

$$e(t_k) = z(t_k) - y(t_k, t_0) = z(t_k) - C^T \phi(t_k - t_0), \quad (6.48)$$

donde C es el vector compuesto por los coeficientes $\{C_0, C_1, C_2, \dots, C_{m-1}\}$, m es el orden polinomial, ρ_h es una función ventana de ancho h y $e(t_k)$ es el residuo entre las observaciones $z(t_k)$ y la aproximación $y(t_k, t_0)$. Habitualmente, la función ventana $\rho_h(\beta)$, que formaliza la ubicación del cálculo con respecto al punto central β , es una función de soporte finito que debe satisfacer las siguientes propiedades: $[\rho_h(\beta) \geq 0; \rho_h(0) = \max \rho_h(\beta); \rho_h(\beta) \rightarrow 0$ cuando $|\beta| \rightarrow \infty; \int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(\beta) d\beta = 1]$.

Ahora, si se minimiza $J_h(t_0, C)$ con respecto al vector de coeficientes C :

$$\hat{C}(t_0, h) = \arg \min_{C \in \mathbb{R}^m} J_h(t_0, C), \quad (6.49)$$

el vector $\hat{C}(t_0, h)$ proporcionará una estimación completa de la señal en función de la ventana seleccionada. De esta forma, y de acuerdo a (6.45), $\hat{C}_0(t_0, h) = \hat{y}(t_0, h)$ representa el valor de $y(t_0)$, mientras que cada coeficiente $\hat{C}_l(t_0, h) = \hat{y}_l(t_0, h)$ corresponde a las derivadas $y^{(l)}(t_0)$, con $l = 1, 2, \dots, m - 1$.

Varias publicaciones consideran a la LPA como una herramienta para diseñar transformaciones lineales asociadas a las componentes polinomiales de una señal [185], [186], [240]. En este sentido, los coeficientes que componen $y(t_0)$ (definidos en (6.49)) pueden ser representados en la forma de una transformación lineal (filtros lineales):

$$\hat{y}_h(t_0, h) = \sum_{k=1}^N g_h(t_k, t_0) z(t_k), \quad (6.50)$$

donde $g_h(t_k, t_0)$ es el núcleo o *kernel* del proceso de estimación, el cual puede ser definido como [186]:

$$g_h(t_k, t_0) = \rho_h(t_k - t_0) [\phi_h(t_k - t_0)]^T \Phi_h^{-1} \phi_h(0). \quad (6.51)$$

$$\Phi_h = \sum_{k=1}^N \rho_h(t_k - t_0) [\phi_h(t_k - t_0)] [\phi_h(t_k - t_0)]^T,$$

donde ϕ_h es un vector columna de longitud $(m + 1)$ que contiene los polinomios que integran la LPA y Φ_h es una matriz simétrica. Es importante enfatizar que en la estimación paramétrica el orden del polinomio define el tipo de curva estimada (lineal, cuadrática, de orden superior) y los coeficientes del vector $\hat{C}(t_0, h)$ están fijos todo el tiempo. Por otra parte, la naturaleza no-paramétrica de la LPA proporciona una estimación de la señal original $y(t)$ que no es una función polinomial. Esto se debe al uso de la función ventana y a que los coeficientes $\hat{C}_l(t_0, h)$ son diferentes en cada instante de tiempo t_0 .

6.3.3 Influencia de la función ventana

La función ventana usada para aplicar la LPA es definida por un parámetro escalar $h > 0$ que determina su tamaño o ancho de banda. Debido a este parámetro, la función ventana incluida en (6.45) y (6.51) debe ser ajustada para cumplir la siguiente condición:

$$\rho_h(x) = \rho(x/h) \cdot (1/h). \quad (6.52)$$

Valores grandes o pequeños de h hacen que la función $\rho_h(x)$ se dilate o se comprima, respectivamente. El factor de escala $(1/h)$ incluido en (6.52) normaliza la ventana y satisface la propiedad $\int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(x/h) dx = 1$,

requerida para la aplicación de la LPA. Adicional a esto, la función de aproximación polinomial ϕ_h presentada en (6.51) también debe ser escalada por el parámetro h , tal y como se muestra a continuación:

$$\phi_h(x) = \phi_h(x/h). \quad (6.53)$$

Cuando la función ventana usada en (6.50) y (6.51) es una función rectangular, todas las observaciones dentro de la zona analizada tienen los mismos pesos. Ventanas simétricas no rectangulares como la Gaussiana, triangular, cuadrática, exponencial o similares suelen proporcionar mayor peso a las observaciones cercanas al punto central t_0 . Adicionalmente, para aplicar la LPA es posible usar ventanas asimétricas donde una parte de la ventana, a la derecha o la izquierda del punto de interés, es diferente del resto.

6.3.3.1 Selección adaptativa del ancho de la ventana

De las ecuaciones que definen la LPA es posible notar que el tamaño de la ventana controla la "suavidad" de la estimación $\hat{y}_h(t)$ resultante del proceso [186], [239]. Si h es grande, la diferencia entre la aproximación paramétrica y la no-paramétrica desaparece y la función estimada es lineal, cuadrática, etc., dependiendo del orden polinomial de la LPA. Para este caso, el suavizado del ruido en las observaciones de $z(t)$ es el máximo. Por otra parte, cuando h es pequeña la estimación $\hat{y}_h(t)$ es cercana o exactamente igual a la señal con ruido $z(t)$ y no hay suavizado (filtrado) en la forma de onda. Para valores de ancho de banda intermedios, las curvas resultantes muestran estimaciones de la señal original (libre de ruido) con diferentes niveles de suavizado.

Para resolver el problema de la selección del tamaño de la ventana (ancho de banda) que debe ser usada para filtrar la señal contaminada $z(t)$, es posible aplicar el algoritmo de intersección de intervalos de confianza (*intersection of the confidence intervals*; ICI) el cual es un método propuesto y aplicado en el análisis multidimensional de datos con presencia de ruido [239], [241]–[243]. Este algoritmo proporciona una selección adaptativa del ancho de la ventana y permite obtener resultados cercanos a los que se obtendrían si la señal original se conociera con anticipación [244]. La aplicación de la LPA combinada con el algoritmo de selección ICI permite incluir dentro de los parámetros de simulación un grupo finito de anchos de banda de diferente longitud. Este conjunto de ventanas (H) puede ser expresado como:

$$H = \{h_1 < h_2 < \dots < h_M\}. \quad (6.54)$$

De esta manera, para cada muestra analizada (punto de interés t_0), el método LPA-ICI introduce una serie de estimaciones que estarán definidas por el siguiente intervalo de confianza:

$$D_M(t_0) = [L_M(t_0), U_M(t_0)], \quad (6.55)$$

donde los límites superior e inferior del conjunto $D_M(t_0)$ se definen así:

$$\begin{aligned} L_M(t_0) &= \hat{y}_{h_M}(t_0) - \Gamma \cdot \sigma_{h_M}(t_0). \\ U_M(t_0) &= \hat{y}_{h_M}(t_0) + \Gamma \cdot \sigma_{h_M}(t_0). \end{aligned} \quad (6.56)$$

En estos intervalos, el parámetro Γ es el umbral de confianza (intervalo de ajuste) y $\sigma_{h_M}(t_0)$ es la desviación estándar de la estimación $\hat{y}_{h_M}(t_0)$. Dicha desviación puede ser calculada de la siguiente forma [185]:

$$\sigma_{h_M}(t_0) = \sigma' \sqrt{\sum_{k=1}^N [g_{h_M}(t_k, t_0)]^2}. \quad (6.57)$$

$$\sigma' = \frac{\text{mediana}(|z(t_k) - z(t_k - 1)|)}{\sqrt{2} \times 0.6745} \quad \text{con: } k = 2, \dots, N. \quad (6.58)$$

Una vez definidos los conjuntos de límites $D_M(t_0)$ en función del ancho de la ventana, el algoritmo ICI rastrea el valor más grande entre los límites inferiores de confianza (\underline{U}_M) y el valor más pequeño de los límites superiores (\overline{L}_M). Estos límites extremos son definidos matemáticamente como:

$$\overline{L}_M(t_0) = \max_{i=1,\dots,M} L_i(t_0) \quad \text{y} \quad \underline{U}_M(t_0) = \min_{i=1,\dots,M} U_i(t_0). \quad (6.59)$$

Así pues, para seleccionar el ancho de banda óptimo (h^+), el algoritmo de intersección de intervalos busca la i -ésima opción para la cual aún se cumpla la siguiente condición:

$$\overline{L}_i(t_0) \leq \underline{U}_i(t_0). \quad (6.60)$$

La Figura 6.8 ilustra el funcionamiento del algoritmo ICI, junto con la búsqueda del intervalo de confianza y la selección del ancho de ventana óptimo. Es importante recordar que este proceso se repite para cada instante de tiempo por lo que, para cada muestra de la señal, el algoritmo proporciona un ancho de banda diferente.

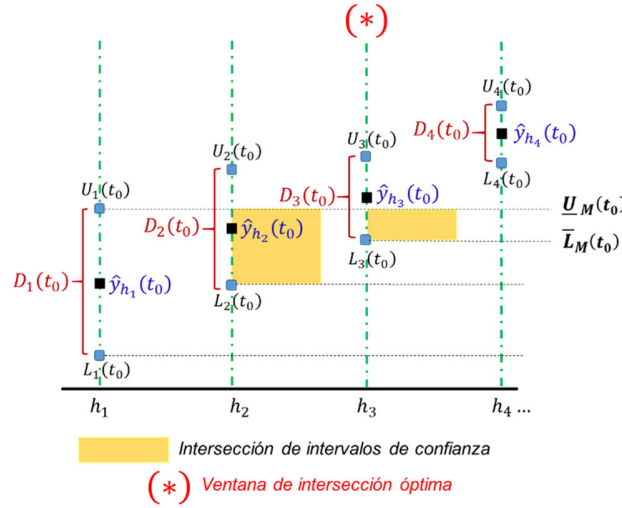


Figura 6.8 Fundamento de la intersección de intervalos de confianza (ICI) para el punto t_0

Fuente: Autor

Con respecto a su desempeño, Katkovnik demostró en [185] y [239] que el ancho de ventana óptimo hallado con el algoritmo ICI (h^+) siempre se acerca al filtro óptimo (h^*), el cual es resultado del equilibrio entre el sesgo estadístico ($\omega_h(t_0)$) y la varianza ($\sigma_{h_M}^2(t_0)$). Así mismo, la solución h^+ minimiza el error medio cuadrático (MSE) de manera que [243]:

$$MSE \leq (\omega_h(t_0))^2 + (\sigma_{h_M}(t_0))^2. \quad (6.61)$$

La gran ventaja de usar la LPA combinada con el algoritmo ICI es que este procedimiento no requiere conocer la señal deseada (como en los filtros adaptativos) o el sesgo estadístico, sólo se necesita de la estimación y su varianza. En este proceso, cuando el ancho de banda aumenta, el sesgo de la aproximación crece, la varianza decrece y el error para cada ancho de ventana es expresado como:

$$e_h(t_0) = y(t_0) - \hat{y}_h(t_0). \quad (6.62)$$

Adicionalmente, en [185], [244] se demuestra que cuando la ventana elegida es menor o igual que el filtro óptimo ($h \leq h^*$), el sesgo estadístico es menor o igual que la desviación estándar, de manera que:

$$|e_h(t_0)| \leq \Gamma \sigma_{h_M}(t_0). \quad (6.63)$$

6.3.3.2 Umbral de confianza

Como se muestra en (6.56) y (6.63), el umbral de confianza (Γ) es un parámetro importante tanto para la selección adecuada del ancho de la ventana, como para ajustar los intervalos de confianza. Un valor grande de Γ provoca que $h^+ > h^*$, lo cual resulta en un mayor suavizado (mayor filtrado) en la señal resultante. Por otra parte, valores pequeños de Γ ocasionan que $h^+ < h^*$ lo que genera un menor suavizado (menor filtrado) en la señal.

Encontrar el valor óptimo del umbral de confianza (Γ) a partir de análisis asintóticos o estimaciones teóricas presenta una gran dificultad. No obstante, en [185], [243], [245] se muestra que la validación cruzada (CV) puede ser usada como un selector eficiente de Γ . Así pues, la CV sirve para evaluar la predicción estadística del algoritmo LPA-ICI y garantizar que los datos de la estimación $\hat{y}_{h^+}(t_k, \Gamma)$ son independientes de la señal medida $z(t_k)$. De este modo, para cada una de las estimaciones obtenidas, la CV es calculada así [185]:

$$I_{CV}(\Gamma) = \sum_{k=1}^N \left(\frac{z(t_k) - \hat{y}_{h^+}(t_k, \Gamma)}{1 - g_{h^+}(t_k, t)} \right)^2. \quad (6.64)$$

En caso tal que se defina el umbral Γ como un conjunto de valores $R = \{\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_R\}$, este procedimiento debe ser repetido para cada valor de $\Gamma \in R$. Finalmente, el umbral que será usado en la mejor estimación local es definido por la siguiente expresión:

$$\hat{\Gamma} = \arg \min_{\Gamma \in R} [I_{CV}(\Gamma)]. \quad (6.65)$$

En este punto se debe tener en cuenta que, aunque el método de filtrado basado en la LPA-ICI calcula un valor aproximado de \hat{y}_{h^+} para cada instante de tiempo en función del conjunto H , el valor óptimo del umbral Γ será el mismo para todas las observaciones. De esta forma, mientras las TFRs emplean funciones base (senoidales, chirps, wavelets, etc) para representar la señal en el dominio del tiempo y/o la frecuencia, la LPA combinada con el algoritmo ICI realiza una estimación de la señal original a partir de un análisis matemático y estadístico.

6.3.4 Algoritmo combinado LPA-ICI

El objetivo de cualquier proceso de filtrado es reducir (de la manera más eficiente posible) la presencia de ruido en los datos registrados o medidos. Además, debe procurarse que las características fundamentales de la señal tratada no se ven afectadas. En esta tesis, como segundo método para el filtrado de señales de LEMF, se propone una técnica basada en la LPA para obtener una estimación de la señal original, y su integración con el algoritmo ICI para seleccionar el ancho de ventana más adecuada. El algoritmo completo de esta técnica se muestra en la Figura 6.9 y su validación se presenta en el **ANEXO C**

Teniendo en cuenta que el método LPA-ICI es una técnica de filtrado estadística, durante su validación se emplearon señales contaminadas con ruido gaussiano aditivo de diferentes niveles. Los resultados obtenidos evidencian la conveniencia de este método como alternativa de filtrado en señales de naturaleza transitoria que exhiben rápidas variaciones en su forma de onda. Así mismo, resulta una técnica de procesamiento que difiere de las convencionales toda vez que no emplea el espectro de frecuencia o la energía para obtener una estimación de la señal original.

Finalmente, la Figura 6.10 muestra los tiempos de cómputo empleados por el algoritmo LPA-ICI para realizar un proceso de filtrado completo. Esta carga computacional fue estimada en función del número de muestras de la señal y el orden polinomial. Las pruebas revelan que el tiempo de ejecución de esta técnica de procesamiento varía de manera lineal y depende de los parámetros mencionados en la sección anterior. Además, es claro que el número de ventanas incluidas en el análisis (M) y su ancho de banda (ver Figura

6.10(b)), así como el conjunto de umbrales definidos ($\Gamma = \Gamma_R$, con $R = \{\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_R\}$), también influye en la cantidad de operaciones realizadas. No obstante, este último parámetro fue mantenido constante durante la evaluación de los tiempos que toma calcular la LPA-ICI. Aun así, la complejidad del algoritmo es $\mathcal{O}(N)$.

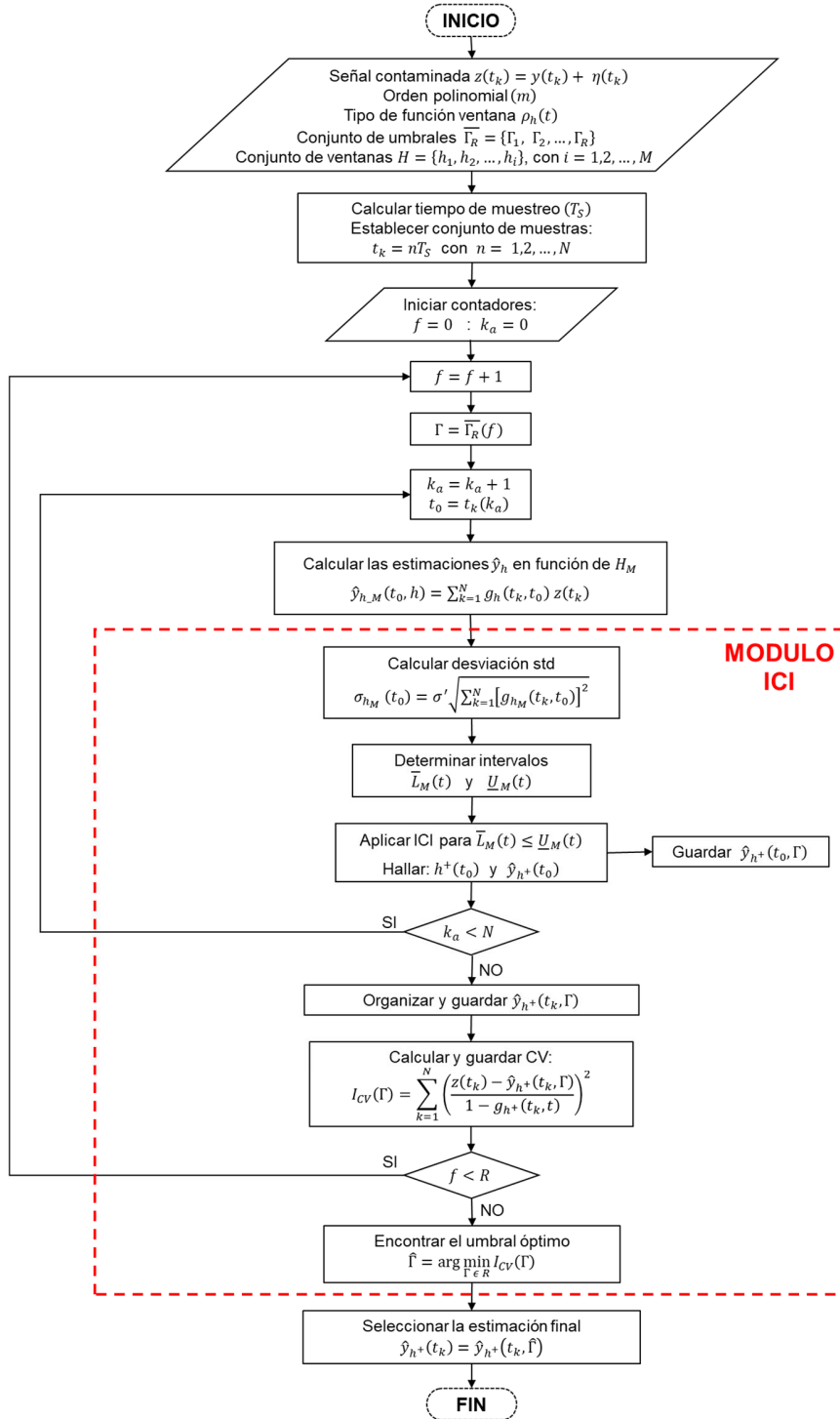


Figura 6.9 Algoritmo de la LPA combinada con la condición ICI para la reducción de ruido
Fuente: Autor

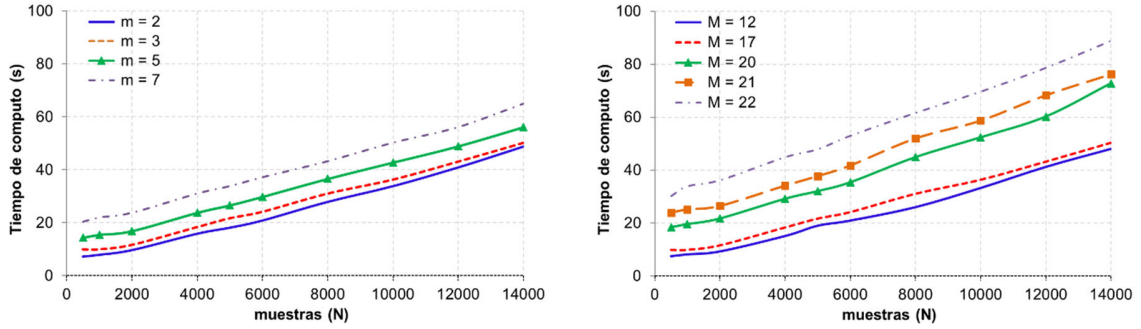


Figura 6.10 Tiempos de cómputo para el algoritmo de la LPA-ICI (a) variando el orden polinomial con $M = 17$ y $R = 30$; (b) variando el número de ventanas con orden polinomial $m = 3$ y $R = 30$
Fuente: Autor

6.4 Transformación local polinomial de Fourier (LPFT)

La LPFT es una generalización matemática de la transformación de Fourier de corto tiempo (STFT). En esta sección, se presentan algunas definiciones clave para entender el funcionamiento de la LPFT sobre el TFp, la definición de su versión discreta, algunas de sus propiedades y los métodos para obtener los valores aproximados de la IF y sus derivadas (estimaciones). Adicionalmente, se exponen los algoritmos empleados durante esta investigación para calcular la LPFT en señales de LEMF.

6.4.1 Definiciones de la LPFT

La LPFT se basa en el teorema de aproximación de Weierstrass (WAT), bajo el cual, la fase de una señal $y(t)$ puede ser representada a partir de un polinomio de m -orden, siempre que dicha señal sea continua y finita en el dominio del tiempo (definida en un intervalo $[a, b]$). Estas señales, conocidas como señales de fase polinomial (PPS), pueden ser representadas matemáticamente a partir del siguiente modelo (ver relación con (6.1)):

$$y(t) = f(t) + \eta(t) = A e^{j\varphi(t)} + \eta(t), \quad (6.66)$$

donde $\varphi(t)$ es la fase expresada por un polinomio, A representa la amplitud de la señal y $\eta(t)$ son componentes aleatorias de valores complejos (ruido blanco gaussiano). Además de esto, para que la señal pueda ser modelada usando el WAT es necesario que $\varphi(t)$ sea diferenciable con respecto al tiempo (ver definición en (6.2)). Esta característica en la fase de la señal permitirá determinar la frecuencia instantánea (IF) y sus respectivas derivadas, las cuales pueden ser expresadas como:

$$IF = \omega_1(t) = d\varphi(t)/dt, \quad \omega_2(t) = d\omega_1(t)/dt \dots, \quad \omega_m(t) = d^{m-1}\omega_1(t)/dt^{m-1}. \quad (6.67)$$

A partir de lo anterior, la LPFT puede ser definida como una TFR que utiliza en su *kernel* una función polinomial para describir las características de la IF de la señal. En este sentido, la LPFT de una señal $y(t)$, denotada como $Y_h(t, \bar{\omega})$, es expresada como [177]:

$$LPFT_y \equiv Y_h(t, \bar{\omega}) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t + \tau) \rho_h(\tau) e^{-j\theta(\tau, \bar{\omega})} d\tau. \quad (6.68)$$

donde $\rho_h(\tau)$ es una función ventana de longitud finita (h) que debe satisfacer algunas propiedades [$\rho_h(\tau) \geq 0$; $\rho_h(0) = \max \rho_h(\tau)$; $\rho_h(\tau) \rightarrow 0$ cuando $\tau \rightarrow \infty$; $\int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(\tau) d\tau = 1$], y el *kernel* de la transformación $\theta(\tau, \bar{\omega})$ puede ser expresado a partir de un polinomio generalizado de la siguiente manera:

$$\theta(\tau, \bar{\omega}) = \omega_1 \tau + \omega_2 \frac{\tau^2}{2} + \dots + \omega_m \frac{\tau^m}{m!}. \quad (6.69)$$

donde $\bar{\omega}(t) = (\omega_1(t), \omega_2(t), \omega_3(t), \dots, \omega_m(t))$ con $\bar{\omega} \in R^m$, es el conjunto de coeficientes de la LPFT y m es el orden polinomial del que dependerá el grado de aproximación que se desee. Gracias a estos coeficientes, la LPFT determina la IF de la señal ($\omega_1(t)$), junto con parámetros adicionales como la primera derivada ($\omega_2(t)$) y otras derivadas de orden superior ($\omega_m(t)$) de la IF. Debido a esta característica, el *kernel* de la LPFT describe con mayor precisión la fase de la señal, mejora la concentración de energía y proporciona una mejor resolución que otras TFRs como la STFT. Adicionalmente, al ser una TFR lineal, los resultados de la LPFT están libres de términos cruzados.

Ahora bien, teniendo en cuenta la expresión en (6.68), y replicando los conceptos que se aplican para la discretización de la STFT, la versión discreta de la LPFT puede ser expresada de la siguiente manera [179]:

$$Y_h(t, \bar{\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} y(t + nT_s) \rho_h(nT_s) e^{-j\theta(\omega_1 nT_s + \omega_2 \frac{(nT_s)^2}{2} + \dots + \omega_m \frac{(nT_s)^m}{m!})}. \quad (6.70)$$

donde $y(t + nT_s)$ es la señal bajo estudio, $\rho_h(nT_s)$ es la función ventana y T_s es el tiempo de muestreo de la señal. La expresión presentada en (6.70) es una función periódica de $\bar{\omega}(t)$ con periodos iguales a $[(2\pi/T_s^r)r!]$ para cada ω_r , con $r = 1, 2, 3, \dots, m$, respectivamente. A partir de esto, la LPFT y el intervalo Q_ω que puede tomar cada ω_r puede ser definidos como [179]:

$$Y_h(t, \bar{\omega}) = Y_h \left[t, \left(\omega_1 + \frac{2\pi}{T_s} \right), \left(\omega_2 + \frac{4\pi}{T_s^2} \right), \dots, \left(\omega_r + \frac{2\pi r!}{T_s^r} \right) \right], \quad (6.71)$$

$$\text{de manera que: } Q_\omega = \left\{ \omega_r: 0 \leq \omega_r < \frac{2\pi r!}{T_s^r} \right\}, \quad \text{con: } r = 1, 2, \dots, m. \quad (6.72)$$

Mientras las técnicas convencionales de análisis espectral se basan en el uso de TFRs para obtener los valores de $\omega_1(t)$ y mostrar la distribución de energía en el plano $(t - \omega_1(t))$, la LPFT proporciona el periodograma local polinomial (LPP), el cual puede ser interpretado como la distribución de energía de la señal sobre el espacio $\{t - \bar{\omega}(t)\}$. Este LPP es definido como [177]:

$$LPP = I_h(t, \bar{\omega}) = |Y_h(t, \bar{\omega})|^2. \quad (6.73)$$

Se puede ver que para el caso particular en el que $m = 1$, las definiciones de $Y_h(t, \bar{\omega})$ en (6.68) y (6.70) se reducen a la definición de la STFT, y el periodograma polinomial $I_h(t, \bar{\omega})$ en (6.73) convergerá al periodograma convencional en el plano tiempo-frecuencia. Adicionalmente, para el orden polinomial mínimo, el intervalo que puede tomar la frecuencia instantánea será $0 \leq \omega_1 < 2\pi/T_s$. El valor máximo de este rango se ajusta a la definición convencional de la frecuencia angular (ω_s).

6.4.2 Propiedades de la LPFT

La relación existente entre la STFT y la LPFT permite que estas TFRs compartan las propiedades de la FT y la DFT. Dentro de estas propiedades se resaltan: linealidad, simetría, desplazamiento en el tiempo, escalamiento, diferenciación e integración en el tiempo, modulación de amplitud y conjugación compleja [143]. No obstante, al ser una distribución tiempo-frecuencia, algunas propiedades de la LPFT dependen de la longitud de los segmentos (h) en que se divide la señal y del tipo de función ventana (ρ_h), los cuales influyen en la resolución temporal y espectral de la LPFT. Adicionalmente, el tiempo de muestreo de la señal o la constante de paso con la que se calcula la LPFT define el solapamiento entre dos transformadas consecutivas.

Teniendo en cuenta lo anterior, el solapamiento que exista entre dos segmentos adyacentes controlará el costo computacional y la precisión del espectro obtenido con la LPFT. En este sentido, Wei & Bi han demostrado que la LPFT sin solapamiento puede mantener un desempeño satisfactorio si el ancho de la ventana es lo suficientemente pequeño [246]. En este caso, es posible modelar PPSs de gran orden usando LPFPs de bajo orden polinomial, siempre y cuando los segmentos del ventaneado sean lo suficientemente pequeños como para asumir que la señal analizada es una chirp o una señal de FM lineal ($m = 2$). Este proceso, aunque reduce la cantidad de cálculos realizados, puede tener problemas de distorsión en algunas componentes de frecuencia cuando se unen las LPFT de segmentos consecutivos. Bajo esta condición, la longitud de los solapamientos debe ser incrementada para reducir las irregularidades en el espectro [145].

Con respecto a su proceso de implementación, la LPFT debe cumplir con el teorema de muestreo convencional mostrado en (6.17), el cual define que la frecuencia de muestreo de la señal (ω_s) debe ser mayor o igual que el doble de su ancho de banda (ω_h). Sumado a lo anterior, y gracias a su linealidad, es posible reconstruir la señal original $y(t)$ integrando la LPFT con los valores de la estimación de $\bar{\omega}(t)$, de manera que [145]:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi\rho_h(0)} \int_{-\infty}^{+\infty} Y_h(t, \bar{\omega}) d\omega. \quad (6.74)$$

6.4.3 Métodos para obtener las estimaciones de la IF y sus derivadas

Por lo general, el proceso de cálculo de la LPFT se asocia con la búsqueda de los coeficientes $\bar{\omega}(t)$ que aproximan de mejor manera la fase de la señal. Para cumplir con dicha tarea existen dos alternativas ampliamente difundidas en la literatura para obtener el valor de la IF y sus derivadas en función del tiempo. El primer método se basa en la transformación polinomial tiempo-frecuencia (PTFT), la cual fue desarrollada como una herramienta para el análisis de señales multicomponentes [145]. El segundo método, propuesto por V. Katkovnik a finales del siglo pasado, utiliza el concepto de la aproximación local polinomial (LPA) – descrito en la sección 6.3.1 – para estimar el polinomio que representa la fase de PPSs [176], [247].

6.4.3.1 Transformación polinomial tiempo-frecuencia (PTFT)

La PTFT es una técnica utilizada como estimador de máxima verosimilitud (*maximum likelihood estimator*; MLE) para determinar los parámetros de la fase polinomial de una señal [248]. Operativamente, la PTFT convierte una señal unidimensional de entrada en una salida multidimensional, a partir de la cual pueden obtenerse los coeficientes polinomiales de la LPFT. Así pues, la PTFT de orden $(r + 1)$ de una señal $y(n)$ de N_0 muestras es definida de la siguiente manera [145]:

$$PTFT(k_0, k_1, \dots, k_r) = \sum_{n=0}^{N_0-1} y(n) W_{N_0}^{k_0 n} W_{N_1}^{k_1 n^2} \dots W_{N_r}^{k_r n^{r+1}}. \quad (6.75)$$

$$\text{Si, } y^{(d)}(n) = y(n) W_{N_1}^{k_1 n^2} \dots W_{N_r}^{k_r n^{r+1}} \rightarrow PTFT(k_0, k_1, \dots, k_r) = \sum_{n=0}^{N_0-1} y^{(d)}(n) W_{N_0}^{k_0 n}, \quad (6.76)$$

donde el tamaño de la i -ésima dimensión de la PTFT es $W_N = e^{-j2\pi/N}$, $0 \leq k_i \leq N_i - 1$, para $i = 0, 1, \dots, r$ y N_i . La definición presentada en (6.76) muestra que la PTFT de la señal $y(n)$ es equivalente a calcular la DFT de la función $y^{(d)}(n)$. De esta manera, la LPFT puede ser calculada a partir de los siguientes pasos: (a) usar una función ventana (ρ_h) para dividir la señal en cierto número de segmentos; (b) modelar cada segmento como una PPS de m -orden; (c) estimar los parámetros de la fase para cada segmento usando la PTFT; (d) calcular la LPFT con los parámetros obtenidos y el ancho de ventana seleccionado.

Este método para calcular la LPFT tiene un alto costo computacional ya que para cada segmento de señal se debe calcular su PTFT, determinar la función multidimensional y encontrar el máximo de esta función.

Por esta razón, se han desarrollado varios algoritmos rápidos para la PTFT basados en la transformación rápida de Fourier (FFT) [249], la transformación de fase cuadrática [250], el algoritmo Radix-2 de decimación en la frecuencia [251], el algoritmo Radix-3 [252] y el algoritmo Split-Radix [248]. La desventaja de algunos de estos algoritmos es que sólo funcionan cuando el número de muestras de la señal es de potencia dos. Cuando esto no se cumple, se usan técnicas que completan o reducen el número de muestras, pero si esto no es posible, se debe volver al proceso convencional de la PTFT que incrementa la complejidad computacional.

6.4.3.2 El concepto de la LPA y el uso del LPP como estimador

El concepto de la LPA (presentado en la sección 6.3) posee una estrecha relación con las definiciones de la LPFT y el LPP. En este caso, con ayuda de la LPA es posible emplear una serie truncada de Taylor para aproximar la IF y conocer sus variaciones con respecto al tiempo. Luego, dicha expansión es empleada localmente para obtener una aproximación de la fase de la señal sobre un pequeño intervalo de tiempo acotado por la función ventana (ρ_h). Este proceso es usado para calcular los valores aproximados de la fase polinomial en un solo instante de tiempo, por lo que, para el siguiente instante, estos cálculos deben ser repetidos.

Puesto que la selección de estos coeficientes no se asocia con un polinomio fijo en el tiempo, para cada instante analizado se obtiene un conjunto de coeficientes de la función polinomial – denotados como $\hat{\omega}(t, h)$ – que se localiza en el exponente complejo de la LPFT. Este comportamiento define el carácter no-paramétrico (estimación "punto a punto") en que se basa la LPA y, por consiguiente, el cálculo de la LPFT. Bajo este enfoque, para determinar los valores de $\hat{\omega}(t, h)$, se deben rastrear los puntos de mayor concentración de energía en el LPP (I_h). Esta búsqueda se puede hacer aplicando el siguiente problema de optimización [247], [253]:

$$\hat{\omega}(t, h) = \underset{\bar{\omega} \in Q \subset R^m}{\text{arg max}} I_h(\bar{\omega}, t) \quad (6.77)$$

En otras palabras, al combinar la definición de la LPFT y la tarea de optimización presentada en (6.77), se puede aseverar que la LPA facilita la identificación de los valores que integran $\hat{\omega}(t, h)$, mientras que su correcta ubicación se asegura a través de la función ventana ρ_h , la cual considera únicamente las observaciones en la cercanía del punto en que se calcula la fase de la señal. Las estimaciones obtenidas con este proceso serán denotadas como $\hat{\omega}_1(t, h)$ para la IF y $\hat{\omega}_r(t, h)$, con $r = 2, \dots, m$, para las $(r - 1)$ variaciones de la IF con respecto al tiempo.

A partir de las consideraciones presentadas en esta sección, y debido a que su implementación permite el cálculo directo de la LPFT sin necesidad de utilizar funciones o transformaciones adicionales, en esta tesis se ha seleccionado el método basado en la LPA y la búsqueda de los valores máximos del LPP como estimador de los coeficientes de $\bar{\omega}(t, h)$. En atención a esta decisión, en la siguiente subsección se describen los algoritmos empleados para el cálculo de la LPFT y el LPP.

6.4.4 Algoritmos para el cálculo de la LPFT

Analizando la definición de la LPFT mostrada en (6.70), se puede advertir que el cálculo de los coeficientes de la IF y sus derivadas es un proceso que posee una complejidad computacional moderada y requiere gran cantidad de operaciones. Esto es aún más evidente si se aumentan el número de muestras de la señal analizada, el orden polinomial y el ancho de la ventana seleccionada. Por esta razón, en esta tesis se presentan dos algoritmos para el cálculo de la LPFT. Por un lado, se describe un proceso de m –dimensiones basado en la búsqueda simultánea de todos los coeficientes de $\hat{\omega}(t, h)$, y por otra, se presenta un algoritmo recurrente unidimensional para el cálculo de $\hat{\omega}(t, h)$. Este último algoritmo reduce la cantidad de operaciones y la complejidad computacional.

Aunque ambos métodos han sido propuestos por V. Katkovnik (desarrollador de la LPFT) hace más de 15 años, todas las publicaciones sobre el tema sintetizan el proceso de cálculo de la LPFT mencionando sólo los aspectos más relevantes. Por esta razón, se ha procurado describir algoritmos completos (secuencia de instrucciones) para el cálculo de la LPFT por ambos métodos. Estos algoritmos han sido desarrollados y usados de manera paralela a los trabajos realizados por Forero *et al.* [254], [255] y por Rojas *et al.* [256] quienes se han enfocado en la aplicación de la LPFT para el estudio de flickers y descargas parciales.

6.4.4.1 Algoritmo para la búsqueda simultánea de coeficientes (LPFT-ASE)

Este algoritmo se basa en la construcción de vectores, matrices y/o arreglos finitos ($\underline{\omega}$) de r -dimensiones (con $r = 1, 2, \dots, m$) compuestos por los posibles valores que puede tomar la IF y sus derivadas. Posteriormente, el algoritmo prueba para cada instante de tiempo todas las combinaciones disponibles en los coeficientes de $\tilde{\omega}(t, h)$ y realiza el cálculo del LPP (estimación simultánea no-paramétrica). Finalmente, se rastrea el valor máximo del LPP y se fija el valor final de las estimaciones $\hat{\omega}(t, h)$ siguiendo la expresión mostrada en (6.77).

A partir de su formulación, se puede apreciar que este método posee una complejidad que aumenta en función del orden polinomial de la LPFT (m) y de la cantidad de datos disponibles en los arreglos matriciales $\underline{\omega}_r$. La extensión de estos arreglos dependerá de los límites establecidos (ω_{r_in} y ω_{r_end}) y de la resolución ($\Delta\omega_r$) de los posibles coeficientes de $\tilde{\omega}(t, h)$. De esta manera, cada arreglo $\underline{\omega}_m$ estará definido por la siguiente expresión:

$$\underline{\omega}_r = \{\omega_{r_in} : \Delta\omega_r : \omega_{r_end}\}. \quad (6.78)$$

Teniendo en cuenta lo anterior, la Figura 6.11 muestra el conjunto de instrucciones que se integran en el algoritmo LPFT-ASE para $m \leq 3$. En caso tal de requerir una LPFT de orden superior, antes de construir arreglos $\underline{\omega}_m$ de mayor dimensión, se recomienda poner en práctica las ideas presentadas por Katkovnik [179], Li *et al.* [145], [257] y Wei & Bi [246], bajo las cuales es posible obtener buenos resultados para señales de fase variante en el tiempo si se combina una LPFT de bajo orden con el uso de ventanas cortas. Este proceso puede reducir la cantidad de operaciones necesarias para obtener los coeficientes de $\tilde{\omega}(t, h)$ en PPSs de orden superior.

La descripción y la validación del algoritmo LPFT-ASE fue presentada en el **Artículo P4** usando una señal de fase cuadrática y una LPFT de orden dos, mientras que en el **Artículo E5** se probó el mismo algoritmo usando transformaciones de segundo y tercer orden sobre una señal de frecuencia modulada parabólica y una señal multicomponente formada por dos señales chirp. Los resultados obtenidos en dichas pruebas muestran que el algoritmo LPFT-ASE proporciona un conjunto de coeficientes de $\tilde{\omega}(t, h)$ que aproximan de buena manera a la fase variante de la señal. Estos resultados se reflejan cuantitativamente en los bajos niveles de error obtenidos durante las estimaciones ($SRMSE \leq 13 \times 10^{-3}$).

Adicionalmente, en estos trabajos se concluyó que el aumento del orden polinomial de la LPFT en señales multicomponentes reduce los errores de la estimación, incluso si se mantiene constante el ancho de la ventana. Sin embargo, aunque una combinación de ventanas anchas y una LPFT de tercer orden mejora ostensiblemente la concentración de energía y provee una mejor aproximación de la IF y sus derivadas, esta combinación incrementa la complejidad de los cálculos, y con ello, el tiempo de cómputo. Algunos ejemplos adicionales que validan el desempeño del algoritmo LPFT-ASE se presentan en el **ANEXO D**.

6.4.4.2 Algoritmo para la búsqueda recurrente de coeficientes (LPFT-ARE)

Teniendo en cuenta que el algoritmo LPFT-ASE se basa en la preparación de arreglos de r -dimensiones (con $r = 1, 2, \dots, m$) para rastrear los coeficientes de $\tilde{\omega}(t, h)$, su uso en aplicaciones que requieren el cálculo de una LPFT de orden superior provoca un incremento en la dimensión de los arreglos ($\underline{\omega}$) y un aumento en

la complejidad del cálculo. Por esta razón, se ha planteado un algoritmo unidimensional basado en un proceso recurrente que aplica de manera consecutiva la función de optimización presentada en (6.77) [176].

En este algoritmo, el cálculo de los coeficientes de la IF y sus derivadas se hace de manera secuencial creando inicialmente el arreglo $\underline{\omega}_1 = \{\omega_{1_in} : \Delta\omega_1 : \omega_{1_end}\}$ y asumiendo que $\omega_2 = \omega_3 = \dots = \omega_m = 0$. Luego, se calcula el LPP $I_h(\omega_1, 0, \dots, 0, t)$ y se maximiza sobre ω_1 de manera que $\hat{\omega}_1(t, h) = \operatorname{argmax}_{\omega_1} [I_h(\omega_1, 0, \dots, 0, t)]$. Acto seguido, se define $\underline{\omega}_2 = \{\omega_{2_in} : \Delta\omega_2 : \omega_{2_end}\}$ y se maximiza $I_h(\hat{\omega}_1, \omega_2, \dots, \omega_r, t)$ en función ω_2 manteniendo los resultados de la primera optimización, de manera que $\hat{\omega}_2(t, h) = \operatorname{argmax}_{\omega_2} [I_h(\hat{\omega}_1, \omega_2, 0, \dots, 0, t)]$, y así sucesivamente. De esta forma, este proceso se realiza para cada instante de tiempo. El esquema general de este algoritmo para cualquier orden polinomial se muestra en la Figura 6.12.

Por motivos de extensión, las pruebas de validación del algoritmo LPFT-ARE fueron sintetizadas en el **ANEXO D**. Los resultados muestran que este método provee valores de la IF con una precisión comparable a la del algoritmo LPFT-ASE. No obstante, el algoritmo recurrente es dependiente del ancho de la ventana, y por su manera de operar, exhibe menor concentración de energía revelando LPPs con menor resolución que su contraparte basado en la estimación simultánea. Adicionalmente, se observó que los errores obtenidos en la estimación con este algoritmo sólo cambian en función del ancho de la ventana sin importar el orden polinomial. Esto se debe a que los coeficientes de $\bar{\omega}(t, h)$ se calculan de manera secuencial, y al final de cada r –iteración, el algoritmo usa estos resultados para continuar con el $(r + 1)$ –ésimo orden siguiente.

6.4.4.3 Tiempos de cómputo de los algoritmos de la LPFT

El uso de cada algoritmo para el cálculo de la LPFT y el LPP provee sus ventajas y desventajas. En el caso del algoritmo LPFT-ASE, el aumento en la resolución del LPP y la mayor precisión durante la estimación de los coeficientes de $\bar{\omega}(t, h)$ se verá sacrificado en función de la complejidad de cálculo. Por otro lado, el uso del algoritmo recurrente provoca una disminución en la resolución del LPP, aunque la precisión en el cálculo de los coeficientes de $\bar{\omega}(t, h)$ no se ve afectada y la LPFT se puede obtener con un menor número de operaciones.

La Figura 6.13 muestra un ejemplo de los tiempos de cómputo empleados por ambos algoritmos para calcular la LPFT. Estos tiempos fueron obtenidos en función del número de muestras de la señal y del orden polinomial. Las simulaciones se realizaron usando una combinación de 800 datos para la IF (ω_1), 400 datos para ω_2 y 20 datos para ω_3 , para un total de 6.4×10^6 combinaciones. Los resultados muestran que el algoritmo recursivo reduce hasta en 20 veces el tiempo de cálculo de la LPFT. Sin embargo, estas diferencias entre algoritmos dependen de la variación de los parámetros antes mencionados y del ancho de la función ventana, el cual fue mantenido constante durante la comparación de los algoritmos.

Espacio dejado en blanco de manera intencional

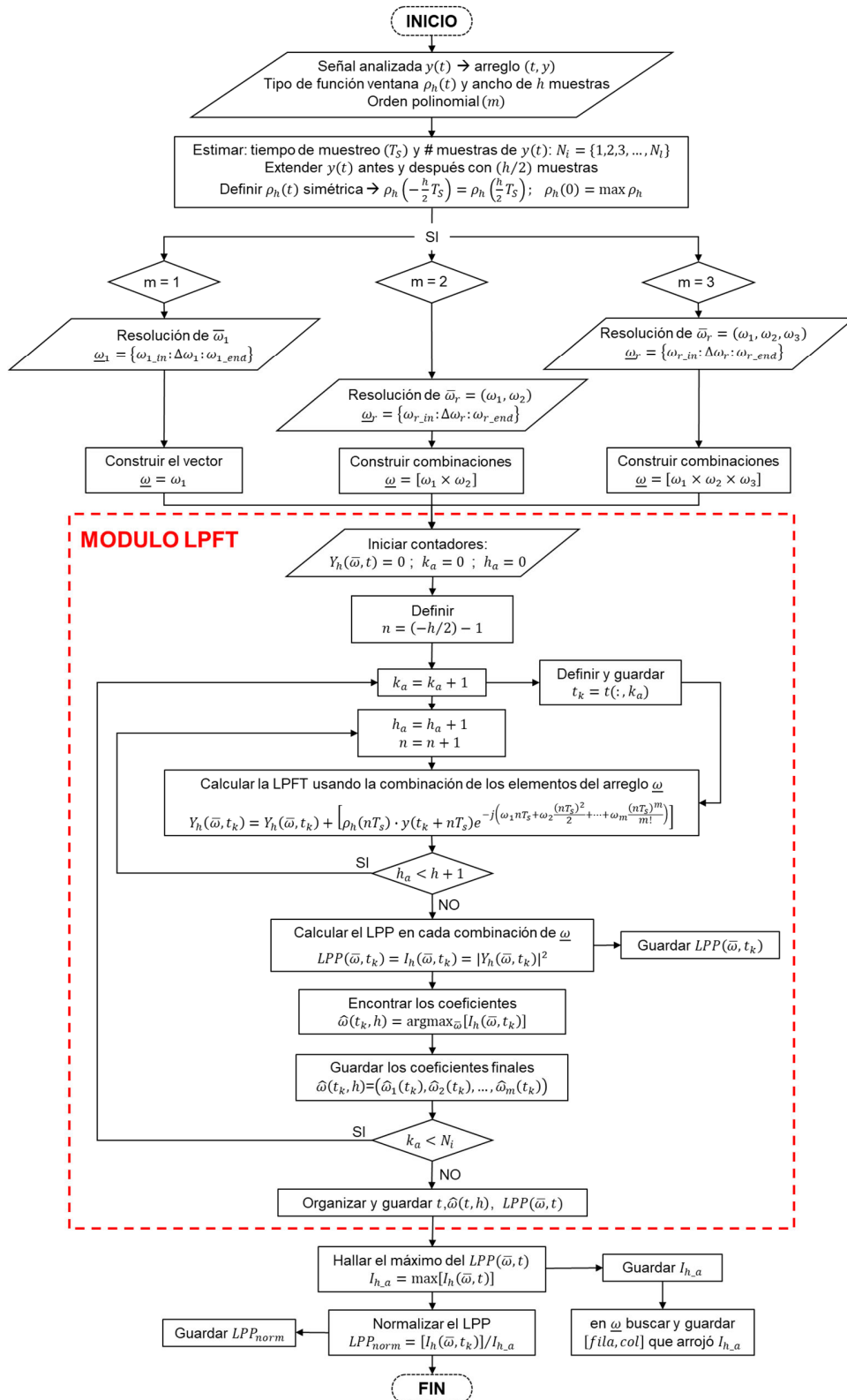


Figura 6.11 Algoritmo para calcular la LPFT por búsqueda simultánea de coeficientes (para $m = \{1, 2, 3\}$)
Fuente: Autor

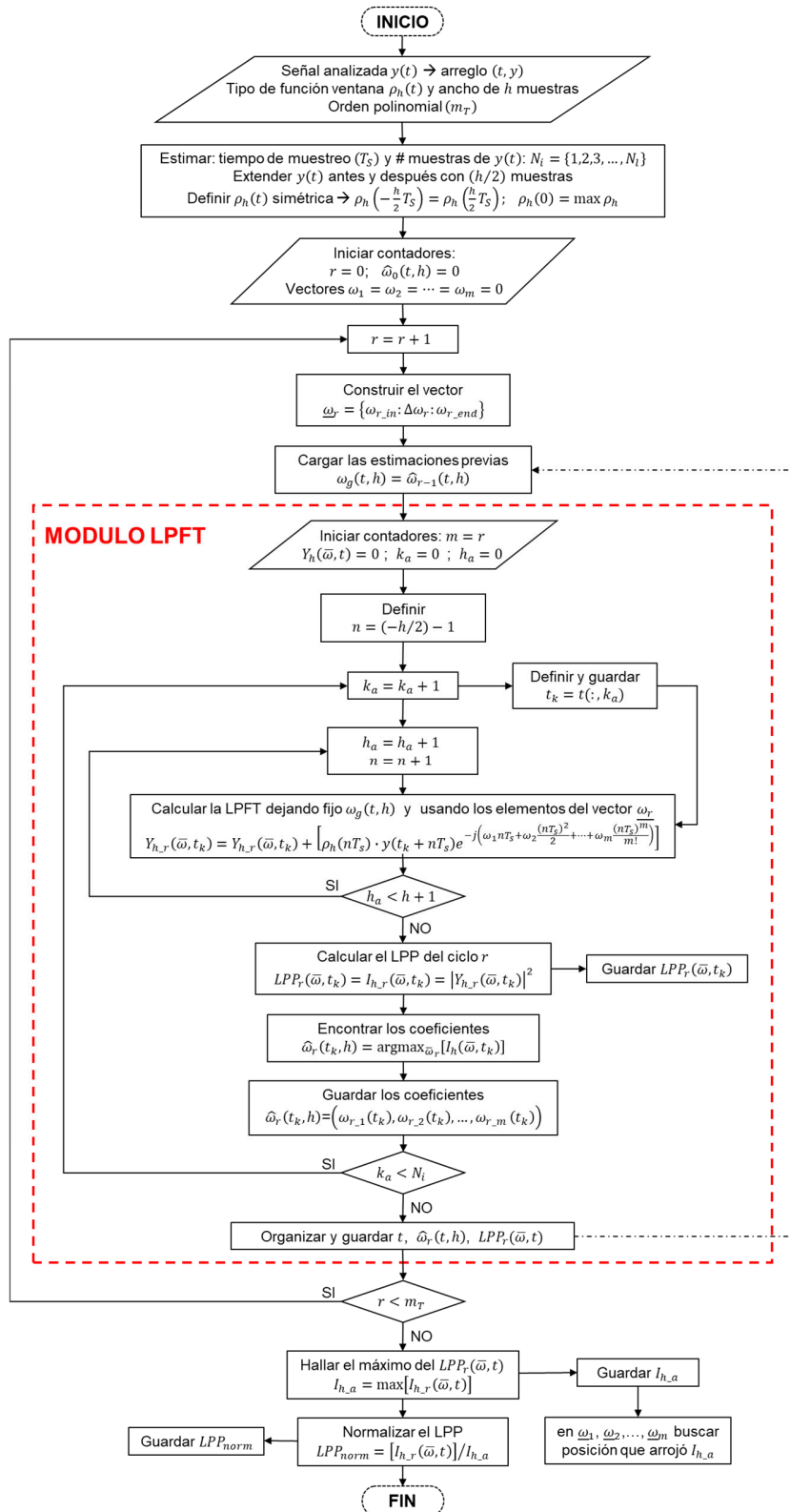


Figura 6.12 Algoritmo para calcular la LPFT por búsqueda recurrente de coeficientes (orden polinomial m)
Fuente: Autor

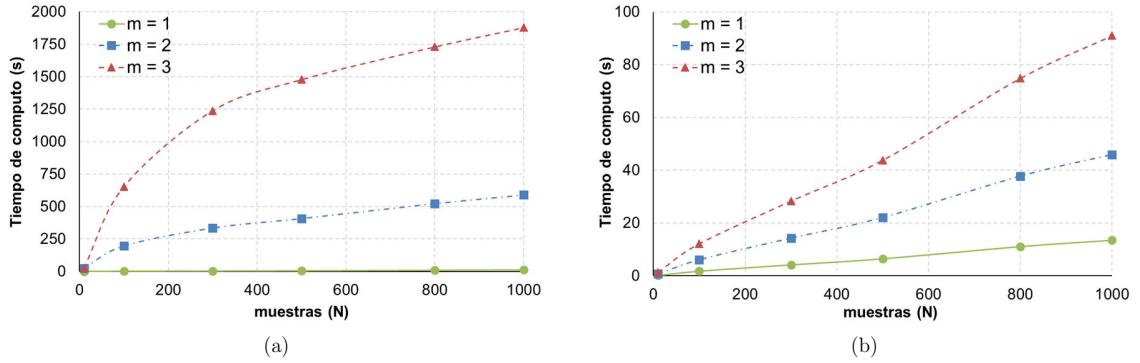


Figura 6.13 Tiempos de cómputo para los algoritmos de la LPFT con $h=200$ muestras. (a) Algoritmo LPFT-ASE; (b) Algoritmo LPFT-ARE

Fuente: Autor

6.4.5 Influencia de la función ventana y principio de incertidumbre

En la definición de la STFT y la LPFT (ver ecuación (6.68)) la función ventana $\rho_h(\tau)$ es empleada para suprimir la señal bajo estudio $y(t + \tau)$ fuera de la región definida por el ancho de banda (h). Posteriormente, la señal seccionada es evaluada con ayuda del *kernel* de transformación, obteniendo un espectro localizado. De manera particular, en los estudios que involucran el uso de la STFT, la función $\rho_h(\tau)$ es una ventana rectangular. Sin embargo, es posible aplicar ventanas más complejas para obtener otro tipo de TFR. Un ejemplo de esto es la transformación de Gabor que emplea una función gaussiana.

En el caso de la LPFT, su definición matemática no establece un tipo de ventana exclusiva, lo cual permite usar gran variedad de funciones (reales o complejas). No obstante, la función seleccionada para segmentar la señal debe satisfacer algunas propiedades, tales como: (a) amplitud positiva: $\rho_h(\tau) \geq 0$; (b) valor máximo en el centro: $\rho_h(0) = \max \rho_h(\tau)$; (c) finita en un intervalo: $\rho_h(\tau) \rightarrow 0$ cuando $\tau \rightarrow \infty$; (d) normalizada: $\int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(\tau) d\tau = 1$. De esta forma, para el cálculo de la LPFT y el LPP se pueden utilizar ventanas que satisfacen estas condiciones, tales como: rectangular, triangular, gaussiana, exponencial, seno, hann, hamming, kaiser y blackman, entre otras [183].

Durante la selección de la función ventana para el cálculo de la LPFT se debe tener en cuenta que estas funciones seccionan la señal en el dominio del tiempo, y a la vez que provocan un fraccionamiento del espectro. Por esta razón, siempre se busca que la ventana usada para el análisis posea una buena concentración en el tiempo y en la frecuencia (condición óptima). Una restricción en la búsqueda de esta ventana óptima se fundamenta en el principio de incertidumbre (UP) de la STFT, bajo el cual, una ventana con buena resolución en el dominio del tiempo posee una baja resolución en el dominio de la frecuencia y viceversa [258], [259].

En el caso de la LPFT, el UP existe en el dominio de la IF (ω_1) y se extiende hasta el dominio asociado a la $(m-1)$ -ésima derivada de la IF ($\omega_m = d^{m-1}\omega_1/dt^{m-1}$) incluida en el cálculo del LPP. Un análisis sistemático presentado por Li & Bi en 2014 demuestra que el UP en la LPFT depende de varios parámetros dentro de los que se resaltan: el tipo de la función ventana y su ancho de banda, la señal procesada y el orden polinomial [260]. Debido a esto, la LPFT es limitada por cuatro principios de incertidumbre: UP global, UP de la duración local, UP del ancho de banda local y UP de la desviación estándar en tiempo y frecuencia. Aunque Li & Bi presentan algunos ejercicios teóricos que demuestran la validez de estos principios, también indican que para señales que no pueden ser modeladas fácilmente (como las señales de LEMF), la evaluación de los principios de incertidumbre es bastante compleja, por lo que es necesario realizar pruebas experimentales para determinar el ancho y tipo de ventana óptimo que puede ser usada en la LPFT [260].

7 Prueba y validación de las técnicas de procesamiento sobre señales de LEMF

El propósito de aplicar las técnicas de procesamiento propuestas en esta tesis se divide en dos etapas: primera, obtener una representación adecuada de la señal original (en el dominio del tiempo) eliminando o reduciendo el ruido y otras componentes no deseadas de los registros (*flashes* y *return strokes*); y segunda, facilitar la tarea de cuantificar y analizar los parámetros de las señales capturadas tanto el dominio del tiempo (forma de onda, valor máximo, tiempo de ascenso, cruces por cero, sobrepicos, duración completa, entre otros), como en el dominio de la frecuencia (evolución del espectro y energía).

Teniendo en cuenta lo anterior, este capítulo muestra la validación de las tres técnicas propuestas para el procesamiento de señales de campo eléctrico y/o magnético generado por *return strokes* de rayos CG. Así mismo, se describe el proceso de selección de los parámetros necesarios para su aplicación. Finalmente, a partir de su comparación con algunos métodos temporales y espectrales (en su mayoría basados en la FT), se exponen las ventajas y desventajas de las técnicas basadas en la DFRFT, la LPA y la LPFT. Es importante mencionar que las señales examinadas en este capítulo fueron registradas durante la temporada agosto-noviembre de 2016, y las pruebas realizadas se basan en las definiciones, algoritmos y simulaciones presentadas en los capítulos 5 y 6.

7.1 Etapa de reducción de ruido

Debido a la forma en que son medidos los campos eléctricos y/o magnéticos generados por rayos, es inevitable la presencia de ruido en las señales registradas. Dichas componentes de ruido, y su relación con la magnitud de la señal original (libre de ruido), generalmente provocan problemas en la identificación de los parámetros temporales y espectrales de las formas de onda examinadas. Esta sección presenta la etapa de validación y aplicación de las técnicas de reducción de ruido propuestas, las cuales se basan en la aplicación de la DFRFT y la LPA. Así mismo, se analiza la influencia de los parámetros de cada técnica y se define un conjunto de valores que pueden ser usados para procesar las señales registradas con los sistemas de medición empleados durante la investigación. Finalmente, se compara el desempeño de estas técnicas de filtrado con otros métodos basados en la FT convencional y la transformación de wavelets discreta (DWT).

7.1.1 Reducción de ruido basado en la DFRFT

La validación de la técnica de filtrado basada en la DFRFT ha sido realizada en dos etapas. La primera se basó en el procesamiento y caracterización de registros de campo eléctrico (LEF) y campo magnético (LMF) capturados en Colombia durante 2004 y 2013, respectivamente. Estas señales fueron adquiridas en el marco de otras investigaciones usando los primeros prototipos de los sistemas de medición desarrollados en el grupo EMC-UNC. Por esta razón, sólo se tuvo acceso a un número limitado de registros (16 *flashes*). Dicho proceso de validación, sumado a la selección de los parámetros y los resultados que exhiben las ventajas de aplicar esta técnica de reducción de ruido se presentan en los artículos **Artículos P2** y **E2** (señales de campo eléctrico) y en el **Artículo E4** (señales de campo magnético).

Por otra parte, la segunda etapa de validación se ha enfocado en el análisis de señales de LEF y LMF adquiridas en Colombia y Sri Lanka durante 2016. En este sentido, buena parte del estudio que se presenta en esta sección aplica las metodologías descritas en los artículos ya mencionados. La diferencia con dichos trabajos radica en los ajustes que se realizaron sobre los parámetros de los filtros en el dominio de la DFRFT. Adicionalmente, se presenta una breve discusión sobre algunos factores que deben ser tenidos en cuenta durante la implementación de esta técnica, los cuales, por motivos de extensión, no fueron incluidos en las publicaciones o, en su defecto, han sido actualizados.

7.1.1.1 Muestreo en el dominio de la DFRFT y selección del orden fraccionario

En la sección 6.2.2 se expuso la restricción que puede generar el tiempo de muestreo de la señal (T_S) sobre el ángulo de rotación ($\alpha = a\pi/2$) de la FRFT. Bajo esta condición se realizaron algunos cálculos para determinar el orden fraccionario límite en el cual pueden ser analizadas las señales de LEMF usando la DFRFT. Esto es importante ya que durante la investigación se procesaron señales capturadas con tres sistemas de medición de campo eléctrico (Colombia 2004, Colombia 2016 y Sri Lanka 2016) y dos sistemas de medición campo magnético (Colombia 2013 y 2016) cuyos tiempos de muestreo son diferentes. De esta forma, los resultados conseguidos con la DFRFT bajo esta condición serán una buena aproximación de aquellos obtenidos si se usara la FRFT continua.

La expresión que permite estimar el valor límite del orden en que puede aplicarse la DFRFT ha sido derivada de (6.27) y se presenta en (7.1). En esta expresión se definió un ancho de banda máximo (f_h) de 400 kHz para los *return strokes* (RS). Este límite de frecuencia es superior al presentado por Miranda y Sharma *et al.*, quienes reportaron que los RS poseen una región espectral cercana a 100 kHz [22], [24]. Los resultados del orden fraccionario límite para cada sistema de medición se muestran en la Tabla 7.1.

$$a_{limite} \geq \frac{2}{\pi} \arcsin[T_S \times 2f_h]. \quad (7.1)$$

Tabla 7.1 Orden fraccionario límite (mínimo) en función del tiempo de muestreo y el sistema de medición usado

Parámetros	Campo eléctrico (LEF)			Campo magnético (LMF)	
	COL (2004) Art. P2 y E2	COL (2016)	SL (2016)	COL (2013) Art. E4	COL (2016)
Tiempo de muestreo - T_S	400 ns	100 ns	100 ns	500 ps	100 ns
Orden fraccionario límite - a_{limite}	≥ 0.207	$\geq 5.1 \times 10^{-2}$	$\geq 5.1 \times 10^{-2}$	$\geq 2.5 \times 10^{-4}$	$\geq 5.1 \times 10^{-2}$

COL: Colombia --- SL: Sri Lanka

Fuente: Autor

La información de la Tabla 7.1 muestra que las mediciones de LEF obtenidas en 2004 deben ser analizadas con un orden fraccionario mayor o igual a 0.207, mientras que las señales de LEF y LMF registradas en 2016 pueden ser rotadas hasta un orden $a \geq 5.1 \times 10^{-2}$. Para el caso de las señales de LMF capturadas en 2013, prácticamente no existe restricción en el orden de la DFRFT debido a que se empleó un tiempo de muestreo muy pequeño ($a \geq 2.5 \times 10^{-4}$). A partir de estas limitaciones se ajustaron los parámetros de simulación definidos en los **Artículos P2 y E2**, donde se filtraron señales de campo eléctrico capturadas en 2004 usando un orden fraccionario $a = 0.25$, mientras que en el **Artículo E4** se usó un orden $a = 0.2$ para procesar algunas señales de campo magnético registradas en 2013.

Además de la restricción fijada por el tiempo de muestreo, un factor que influye en la selección del orden fraccionario de la DFRFT es el efecto que genera la rotación de la señal sobre el plano tiempo-frecuencia (TFp). En este sentido, si se tiene en cuenta que la DFRFT mejora la concentración de energía sobre el TFp, una reducción en el orden fraccionario provoca un incremento del valor pico de la transformada y una

compresión de sus componentes sobre el dominio híbrido (u). Gracias a esto es posible buscar un orden fraccionario adecuado, en el cual la DFRFT resalte las componentes de la señal y aisle las componentes de ruido.

Para estimar el orden fraccionario óptimo, en la última década se han propuesto diversas técnicas usando algoritmos de búsqueda que se basan en maximizar algunos parámetros de la transformada tales como: la energía del espectro fraccionario, el valor pico del módulo complejo (magnitud) de la DFRFT o el valor pico de su parte real [192], [262], [263]. Dichos algoritmos presentan buenos resultados con señales chirp y de FM lineal (LFM) pues, bajo un orden fraccionario apropiado, la DFRFT convierte este tipo de señales en sinusoides estacionarias [263]. No obstante, con señales de LEMF, la DFRFT transforma la señal en un espectro de banda angosta centrado con respecto a un eje de simetría. Un ejemplo de esto se muestra en la Figura 7.1, donde se calculó la DFRFT para una señal de LEF usando diferentes ordenes fraccionarios.

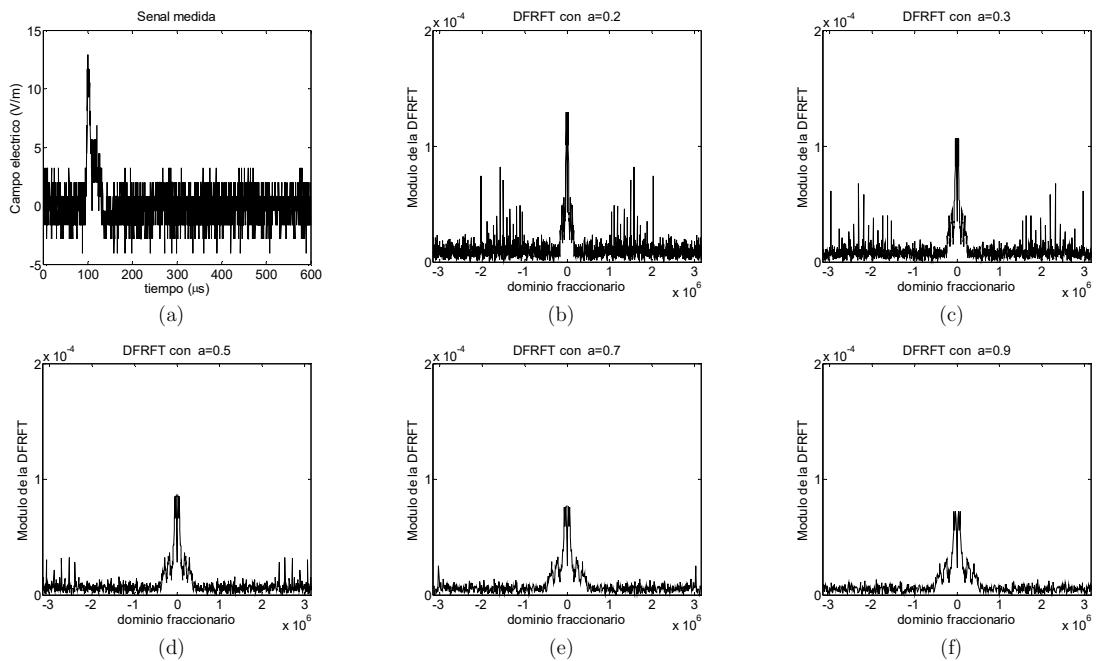


Figura 7.1 Módulo complejo de la DFRFT para una señal de LEF (B_161013_162735_Ez_st3). (a) señal en el dominio del tiempo ($a = 0$); (b) con $a = 0.1$; (c) con $a = 0.3$; (d) con $a = 0.5$; (e) con $a = 0.7$; (f) con $a = 0.9$; Fuente: Autor

En este caso, la señal examinada posee un alto contenido de ruido (Figura 7.1(a)) y al analizar su DFRFT se observa que a medida que el orden fraccionario disminuye, la magnitud de la transformada aumenta y sus componentes en la dirección del dominio fraccionario se concentran sobre el eje de simetría ($u_h = 0$). Adicionalmente, al aplicar valores de $a \leq 0.5$ se puede ver que las componentes asociadas al ruido se intensifican y se aíslan de las componentes principales de la señal original localizadas cerca a $u_h = 0$. Este comportamiento hace que los algoritmos que localizan el orden fraccionario óptimo a partir del máximo de la DFRFT no puedan ser usados con señales de LEF o LMF.

A partir de lo anterior, y con el propósito de definir un orden fraccionario en el cual aplicar la DFRFT sobre señales de LEMF, se implementó un algoritmo lineal que compara dos parámetros de la transformada de la señal: el valor pico del módulo de la DFRFT ($DFRFT_{MAX}$) y la separación horizontal entre el punto máximo de la DFRFT y el eje de simetría ($u_{SIM-PEAK}$). De esta manera, el objetivo de dicho algoritmo es encontrar un orden fraccionario en el cual la DFRFT intensifique las componentes de la señal examinada, pero no las

compacte en exceso. Esta condición evitará que las componentes de ruido se mezclen con las de la señal original, tal y como sucede en el dominio del tiempo (cuando $a = 0$).

La Figura 7.2 muestra la evolución de los parámetros $DFRFT_{MAX}$ y $u_{SIM-PEAK}$ en función del orden fraccionario para dos registros de LEF con diferentes magnitudes. En estos ejemplos se calculó la DFRFT variando el orden fraccionario desde $a = 0.1$ hasta $a = 1$ en pasos de 0.02 (resolución).

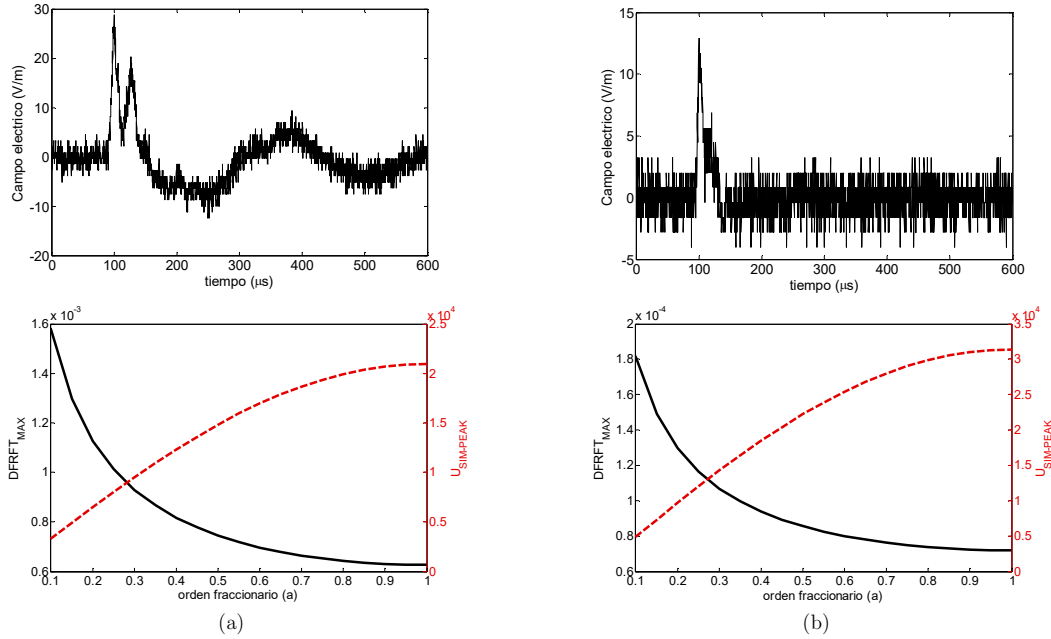


Figura 7.2 Parte superior: señal analizada -- Parte inferior: $DFRFT_{MAX}$ (línea continua) y $u_{SIM-PEAK}$ (línea punteada) en función del orden fraccionario. (a) señal de FRS (B_160824_183841_Ez_st1); (b) señal de SRS (B_161013_162735_Ez_st3)

Fuente: Autor

Los resultados muestran que usar ordenes por debajo de $a = 0.5$ incrementa el valor pico de la DFRFT y concentra de buena manera las componentes del espectro sobre el eje horizontal. Así mismo, se observa que al calcular la DFRFT en el intervalo $0.25 \leq a \leq 0.3$ se puede obtener una transformada cuyas componentes tendrán una combinación óptima de los parámetros analizados (alta $DFRFT_{MAX}$ y baja $u_{SIM-PEAK}$). De manera particular, luego de analizar el comportamiento de la transformada para las señales mostradas en la Figura 7.2(a) y la Figura 7.2(b), se encontró que el orden óptimo de rotación es 0.284 y 0.276, respectivamente.

Los ejemplos de la Figura 7.2 muestran que el orden adecuado para aplicar la DFRFT varía de señal a señal, aunque al aplicar la transformación dentro del rango $0.2 \leq a \leq 0.3$ se pueden obtener resultados satisfactorios para las señales de LEMF. De hecho, este intervalo contiene los ordenes fraccionarios óptimos que fueron obtenidos para un banco de prueba compuesto por 20 señales de *return strokes* (valor promedio: $a = 0.257 \pm 0.038$). Teniendo en cuenta estos resultados, en esta etapa se ha definido un orden fraccionario base $a = 0.25$ para aplicar la técnica de filtrado basada en la DFRFT sobre las señales de LEM y LMF capturadas en 2016.

7.1.1.2 Algoritmos adaptativos en el dominio de la DFRFT

Una vez definido el orden fraccionario es necesario fijar la atención en los filtros y algoritmos que pueden ser implementados en el dominio de la DFRFT (DFRFD). En este sentido, el **Artículo P2** presenta un análisis del desempeño y la complejidad de cuatro filtros adaptativos aplicados sobre señales de LEF. Estos métodos se basan en los algoritmos LMS convencional, LMS con factor de pérdidas (LLMS), LMS normalizado (NLMS)

y LMS normalizado con factor de pérdidas (NL-LMS), cuyas bases teóricas fueron presentadas en la sección 6.2.5.

En dicho artículo se concluye, a partir de la comparación de los errores de adaptación $\mathbf{E}_a(u)$, que el algoritmo NL-LMS proporciona la mejor respuesta y se adapta de mejor manera a las variaciones de la señal analizada en el dominio de la DFRFT. El error de adaptación es calculado como la diferencia entre la señal de salida del filtro $\mathbf{Y}_a(u)$ y la señal deseada $\mathbf{D}_a(u)$, tal y como se muestra en la Figura 7.3. En este algoritmo, aunque no se tiene a disposición una señal deseada, es posible obtener una estimación de $\mathbf{D}_a(u)$ usando una función pasabanda ideal $\mathbf{H}_a(u)$ que elimina (total o parcialmente) las componentes de ruido intensificadas por la DFRFT.

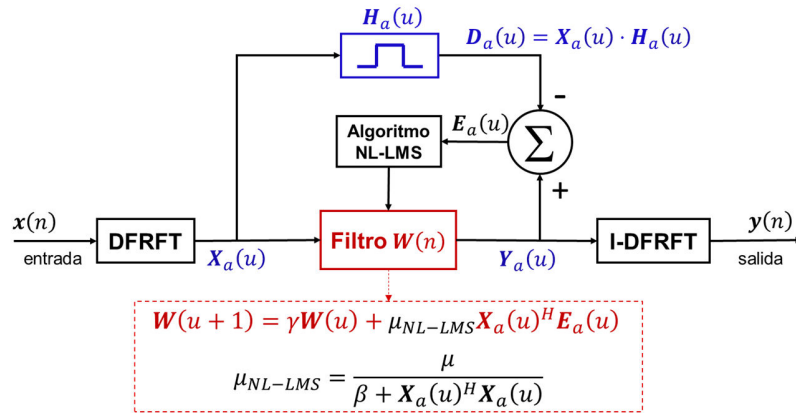


Figura 7.3 Estructura del filtro con algoritmo NL-LMS en el dominio de la DFRFT
Fuente: Autor

Teniendo en cuenta la simetría de la transformada fraccionaria de las señales de LEF (ver Figura 7.1), la función $\mathbf{H}_a(u)$ puede ser definida usando un ancho de banda u_c sobre el dominio fraccionario (eje horizontal), de manera que $\mathbf{H}_a(u)$ tendrá un valor igual a uno para $|u| \leq u_c$ y un valor igual a cero para el resto. De este modo, la adecuada escogencia del orden de la DFRFT, además de las ventajas expuestas en la sección anterior, facilita la estimación del ancho de banda (u_c) de la función \mathbf{H}_a .

7.1.1.3 Parámetros del algoritmo NL-LMS en el DFRFd

Para completar la evaluación del desempeño de los filtros adaptativos en el DFRFd, en los Artículos P2 y E2 se propone una metodología para determinar el valor de los tres parámetros básicos del algoritmo NL-LMS: la constante de paso normalizada (μ_{NL-LMS}), el factor de pérdidas (γ) y el factor de estabilización (β) (ver Figura 7.3). En ambos casos, la mejor solución fue obtenida usando como criterio de optimización la máxima SNR de la señal a la salida del filtro. Adicionalmente, al comparar los resultados de dichos trabajos, se pudo concluir que cada combinación de parámetros (solución óptima local) sólo se debe hallar una vez para cada sistema de medición.

Teniendo en cuenta lo anterior, y aplicando la misma metodología de optimización, se determinó el efecto de los parámetros del filtro NL-LMS sobre las señales capturadas en Colombia durante 2016. La Figura 7.4 muestra una representación típica de los campos eléctricos radiados por un primer *stroke* (FRS, señal izquierda) y un *stroke* subsecuente (SRS, señal derecha). La señal contaminada del FRS posee una alta SNR (9.2 dB), mientras la señal del SRS es alterada en mayor medida por el ruido, exhibiendo una baja SNR (2.6 dB). Entre tanto, la Figura 7.5 y la Figura 7.6 muestran el comportamiento de la SNR para las señales de prueba en función de los parámetros del algoritmo. Para estas simulaciones se utilizó un orden fraccionario $a = 0.25$, una extensión de 6 coeficientes y se definió un ancho de banda $u_c = 5 \times 10^5$ para la función $\mathbf{H}_a(n)$. Así mismo, se evaluó el comportamiento del filtro antes y después de usar el factor de estabilización (β).

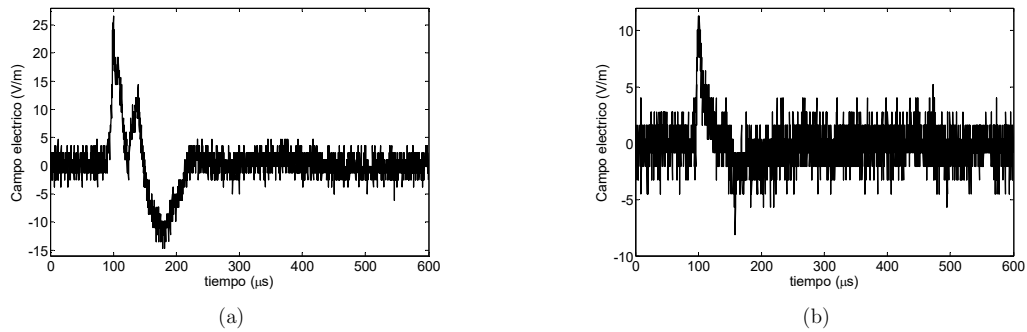


Figura 7.4 Señales de LEF registradas en Colombia-2016. (a) FRS (B_161004_153002_Ez_st1) con SNR de 9.2 dB; (b) SRS (B_161004_213357_Ez_st2) con SNR de 2.6 dB
Fuente: Autor

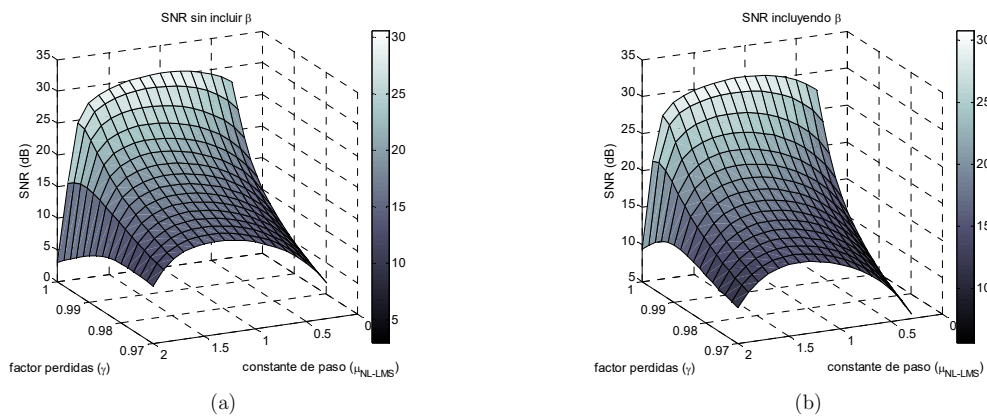


Figura 7.5 Comportamiento de la SNR usando el filtro NL-LMS en el DFRFd para la señal de FRS (B_161004_153002_Ez_st1). (a) sin incluir el factor β ; (b) incluyendo el factor β
Fuente: Autor

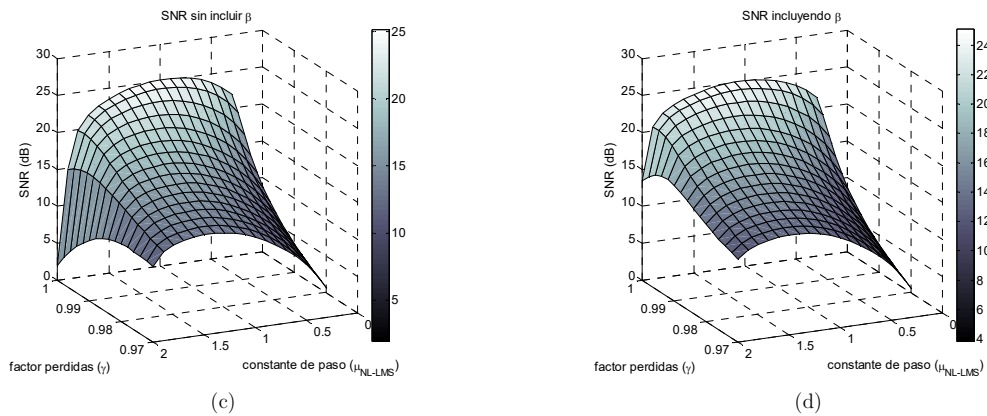


Figura 7.6 Comportamiento de la SNR usando el filtro NL-LMS en el DFRFd para la señal de SRS (B_161004_213357_Ez_st2). (a) sin incluir el factor β ; (b) incluyendo el factor β
Fuente: Autor

En el caso de la señal de FRS, la Figura 7.5 muestra que el algoritmo NL-LMS presenta los mejores resultados para el intervalo $0.8 < \mu_{NL-LMS} < 1.2$, usando un factor de pérdidas mayor a 0.998. Adicionalmente, la presencia del factor β influye muy poco en la estabilidad del algoritmo para señales contaminadas con alta SNR. Con respecto a la señal de SRS se observa en la Figura 7.6 que el uso del factor de estabilización mejora

la respuesta del filtro, en especial, cerca al límite de sus condiciones de convergencia ($\mu_{NL-LMS} > 1.5$). Adicionalmente, el factor β reduce levemente la sensibilidad que posee el algoritmo con respecto a la constante de paso normalizada (μ_{NL-LMS}), la cual puede tomar valores entre 0.9 y 1.3, con un factor $\gamma > 0.997$.

La Figura 7.7 muestra las señales de salida (en el dominio del tiempo) obtenidas luego de aplicar el filtro NL-LMS en el orden fraccionario $a = 0.25$. En ambos casos, la mejor solución se encontró aplicando la siguiente combinación de parámetros: $\mu_{NL-LMS} = 1.0$, $\gamma = 0.998$ y $\beta = 2 \times 10^{-14}$. Para la señal de FRS (Figura 7.7 (a)) se evidenció un cambio en la SNR al pasar de 9.2 dB a 30.8 dB, mientras que la señal de SRS (Figura 7.7(b)) exhibió un cambio en la SNR desde 2.6 dB hasta 25 dB.

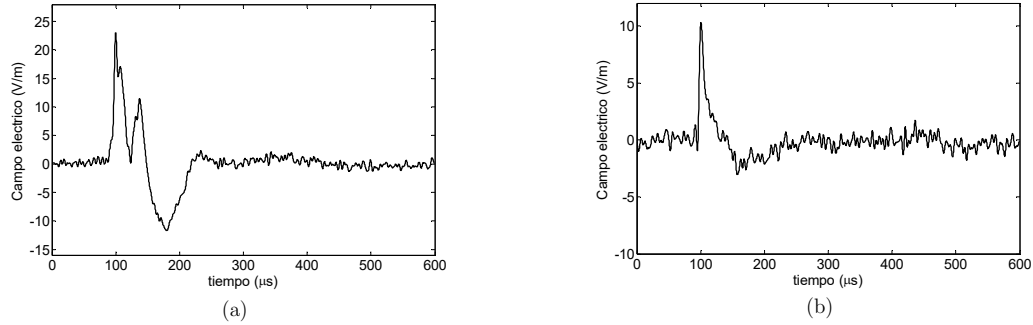


Figura 7.7 Resultados del proceso de filtrado usando la DFRFT y el algoritmo NL-LMS ($\beta = 2 \times 10^{-14}$, $\gamma = 0.998$ y $\mu_{NL-LMS} = 1.0$). (a) señal de FRS con SNR = 34.9 dB; (b) señal de SRS con SNR = 28 dB
Fuente: Autor

Además de las pruebas presentadas en esta sección se realizaron ejercicios similares usando señales de LEF registradas en Sri Lanka (2016) y señales de LMF capturadas en Colombia (2016). Esto se realizó con el propósito de estimar los parámetros necesarios para filtrar las señales registradas con los demás sistemas de medición. Algunos resultados de estas pruebas se han incluido en los ANEXOS E y F. Teniendo en cuenta dichos resultados, y con el fin de integrar todas las actividades desarrolladas en la etapa de validación, la Tabla 7.2 muestra los parámetros que pueden ser usados con la técnica de filtrado basada en la DFRFT y el algoritmo NL-LMS. En este caso, cada grupo de parámetros fue organizado teniendo en cuenta el tipo de señal (LEF o LMF) y el sistema de medición empleado para su captura.

Tabla 7.2 Parámetros establecidos para aplicar la técnica de filtrado basada en la DFRFT en función de los sistemas de medición

Parámetros	Campo eléctrico (LEF)			Campo magnético (LMF)	
	COL (2004) Art. P2 y E2	COL (2016)	S.L. (2016)	COL (2013) Art. E4	COL (2016)
Orden fraccionario (a)	0.25	0.25	0.25	0.2	0.25
Ancho de banda (Wb)	4.8×10^6	5×10^5	1.5×10^6	8×10^5	2.3×10^6
Coefficientes NL-LMS ($Coeff$)	8	6	6	4	4
Constante de paso (μ_{NL-LMS})	1.05	1.00	0.95	1.25	1.25
Factor de pérdidas (γ)	0.989	0.998	0.998	0.9975	0.9985
Factor de estabilización (β)	1×10^{-14}	2×10^{-14}	2×10^{-14}	1×10^{-17}	5×10^{-16}

COL: Colombia --- S.L.: Sri Lanka

Fuente: Autor

Al comparar la información presentada en la Tabla 7.2 se confirma que las señales obtenidas con un sistema de medición sólo pueden ser filtradas (de manera óptima) usando una combinación específica de parámetros. Sin embargo, se debe tener en cuenta que cada combinación fue obtenida usando un orden fraccionario

definido al inicio de las pruebas (solución local). De esta forma, si se modifica el orden para el que se calcula la DFRFT será necesario estimar de nuevo los parámetros del filtro NL-LMS. Este proceso, aunque trae consigo el desarrollo de pruebas adicionales para encontrar los valores óptimos, se convierte en una de las ventajas que posee la técnica propuesta, y es reflejo de su flexibilidad.

Finalmente, en lo que respecta a la fiabilidad de los resultados, en la sección 7.1.3 se presenta una comparación entre el desempeño de la técnica basada en la DFRFT y la respuesta de otros métodos de filtrado. Adicionalmente, se analizan los resultados desde la perspectiva del procesamiento de señales, y se evalúa, para cada técnica de reducción de ruido, su eficiencia en la identificación y caracterización de los parámetros típicos de las formas de onda examinadas.

7.1.2 Reducción de ruido basado en la LPA

De manera general, la estructura del proceso de filtrado basado en la LPA y el algoritmo de intersección de intervalos de confianza (LPA-ICI) se muestra la Figura 7.8. Este proceso, expuesto en la sección 6.3, aplica la LPA para obtener un conjunto finito de estimaciones de la señal original (\hat{y}_h) a partir de una función ventana (ρ_h) de diferentes tamaños (anchos de banda), las cuales se organizan de manera que $H = \{h_1 < h_2 < \dots < h_M\}$. Posteriormente, el algoritmo ICI realiza una comparación de las aproximaciones obtenidas con ayuda del umbral de confianza (Γ) y selecciona la ventana óptima de filtrado para cada instante de tiempo. Todo esto se ejecuta con el fin de obtener una estimación de la señal original $\hat{y}_{h^+}(t)$.

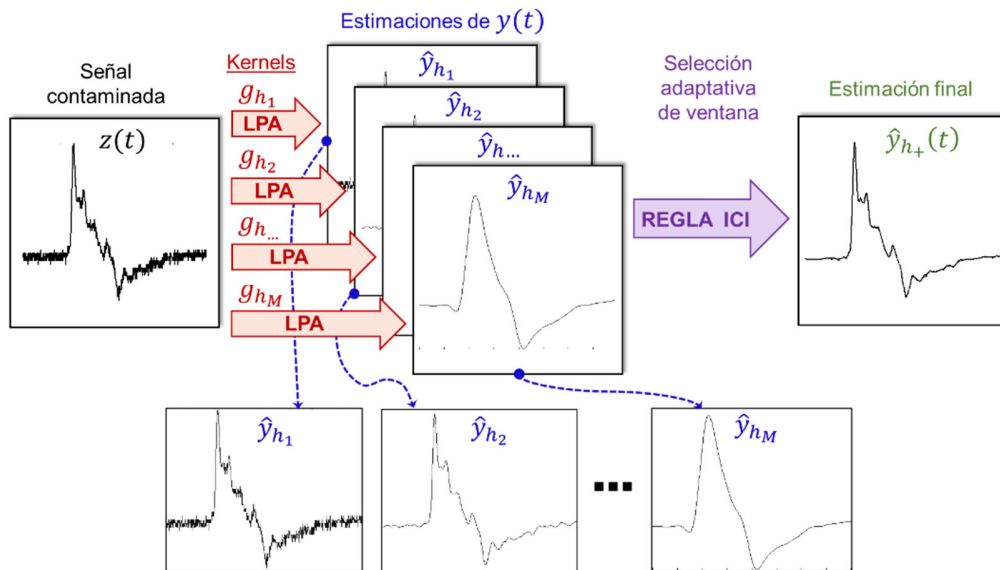


Figura 7.8 Estructura del proceso de filtrado basado en la LPA y el algoritmo ICI

Fuente: Autor

Las pruebas que muestran la validez de la LPA como técnica de reducción de ruido para señales de LEMF se presentan en los **Artículos P6** y **E6**. Estos trabajos se enfocaron en el filtrado de señales de campo eléctrico capturadas en Colombia durante 2004 y 2016, y exponen la influencia de la función ventana (tipo y ancho) y del umbral de confianza sobre el desempeño de la técnica LPA-ICI. A partir de los resultados obtenidos se concluyó que el tiempo de muestreo de la señal, sumado al número de muestras y el nivel de ruido, provocan que el método de filtrado propuesto utilice anchos de ventana (h^+) diferentes y un umbral de confianza específico ($\hat{\Gamma}$) para cada señal examinada. No obstante, al ser una técnica adaptativa, la clave del procesamiento usando la LPA-ICI está en definir un conjunto de datos adecuado para cada parámetro.

7.1.2.1 Parámetros del algoritmo LPA-ICI

En los ensayos realizados con señales de LEF, los mejores resultados se lograron usando anchos de ventana que varían entre 3 y 306 muestras para las señales medidas en 2004 ($T_S = 400 \text{ ns}$), y entre 3 y 290 muestras para las mediciones de 2016 ($T_S = 100 \text{ ns}$ en). Así mismo, para el umbral se puede usar un rango básico $\Gamma = \{0.02:0.02:3\}$ y un rango de mayor resolución $\Gamma = \{0.01:0.01:4\}$. No obstante, el uso de umbrales muy finos puede producir picos y pequeñas ondulaciones que afectan la forma de onda de señales con baja SNR, generalmente asociadas a los SRS. Con respecto al tipo de ventana, el **Artículo E6** muestra que las ventanas simétricas proporcionan mejores resultados que sus contrapartes asimétricas.

Tomando como punto de partida estos resultados, se replicó la metodología de simulación sobre señales de LEF capturadas en Sri Lanka y señales de LMF (tensión inducida) registradas en Colombia. El objetivo de estas pruebas adicionales es obtener los parámetros del método LPA-ICI que deben ser usados para filtrar las señales medidas con los otros sistemas de medición usados en la parte final de la investigación. En esta sección se presentará el análisis de las señales de campo eléctrico, mientras las pruebas realizadas con registros de campo magnético se muestran en el **ANEXO F**.

La Figura 7.9 muestra algunas señales de LEF capturadas en la provincia de Weligatta, Sri Lanka. Estas señales corresponden a las formas de onda generadas por un FRS y un SRS. En estas señales es evidente que el nivel de ruido afecta en mayor medida a los SRS. En ambos casos, los registros examinados tienen $N = 6000$ muestras y $T_S = 100 \text{ ns}$. Para las simulaciones se definieron los siguientes parámetros: (a) orden de la LPA $m = 5$; (b) rango del umbral, $\Gamma_R = \{0.02:0.02:3\}$; (c) anchos de banda (número de muestras) para la función ventana, $H = \{3, 5, 6, 9, 12, 18, 25, 35, 50, 71, 100, 143, 203, 290\}$. Estas ventanas fueron calculadas a partir de la siguiente relación:

$$H = \{h_1 = 3, h_s = \text{int}[1.425^{s+2}]; s = 2, \dots, 14\} \text{ muestras.} \quad (7.2)$$

$$\text{int}[p] = \text{siguiente número entero mayor a } p.$$

Es importante mencionar que los parámetros mencionados en el párrafo anterior son **similares** a los usados con las señales de LEF registradas en Colombia (ver **Artículo P6**). Entre tanto, la base (Radix) 1.425 en (7.2) fue definida después de realizar algunas pruebas preliminares con el fin de mejorar la precisión en el ajuste de los anchos de banda y en la señal estimada. No obstante, algunos trabajos enfocados al filtrado de otra clase de señales han usado un número de ventanas diferente ($h = s + 1$) y modificaron el valor de la base usando el Radix 1.45 [239] y la base 2 [244].

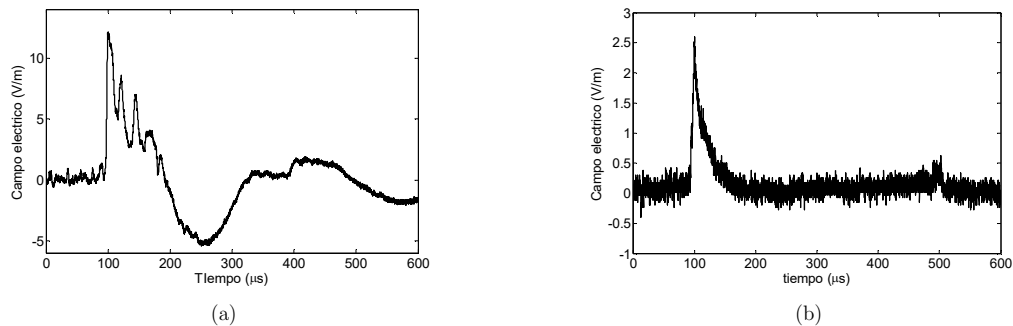


Figura 7.9 Formas de onda de campo eléctrico registradas en Sri Lanka. (a) FRS (W_161121_183850_Ezb_st1) con SNR = 29.9 dB; (b) SRS (W_161121_165752_Ezb_st3) con SNR = 12 dB

Fuente: Autor

Con el propósito de evaluar la influencia del tipo de ventana se seleccionaron tres ventanas: gaussiana simétrica [$\rho_L(u) = \rho_L(-u)$], gaussiana asimétrica izquierda [$\rho_L(u) = 0$, para $u > 0$] y gaussiana asimétrica

derecha [$\rho_L(u) = 0$, para $u < 0$]. Así mismo, para seleccionar el umbral de confianza óptimo y analizar el desempeño del método LPA-ICI se empleó la validación cruzada como índice de predicción estadística (CV, ver sección 6.3.3). Finalmente, para comparar los resultados se estimó la SNR de las señales antes y después de aplicar los filtros.

En el caso de la señal mostrada en la Figura 7.9(a), la mejor estimación obtenida con cada tipo de ventana y los anchos de banda adaptativos se presentan en la Figura 7.10. Para este ejemplo, la mejor aproximación a la señal original se consiguió usando una ventana simétrica con un umbral $\Gamma = 1.48$. Este resultado es reflejo del comportamiento de la CV con respecto al umbral de confianza, el cual se muestra en la Figura 7.11(a). Examinando esta misma figura se tiene que los valores de CV usando la ventana simétrica siempre son menores que usando las ventanas asimétricas.

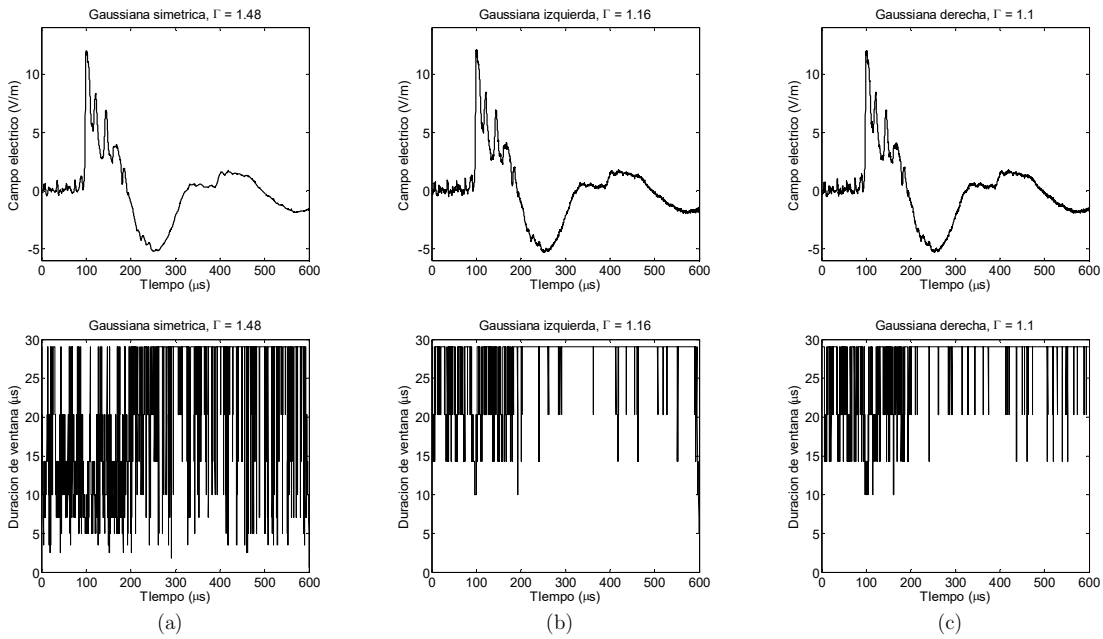


Figura 7.10 Estimaciones (fila superior) y anchos de banda (fila inferior) obtenidos con la LPA-ICI para la señal de LEF generada por un FRS. (a) Gaussiana simétrica; (b) Gaussiana izquierda; (c) Gaussiana derecha
Fuente: Autor

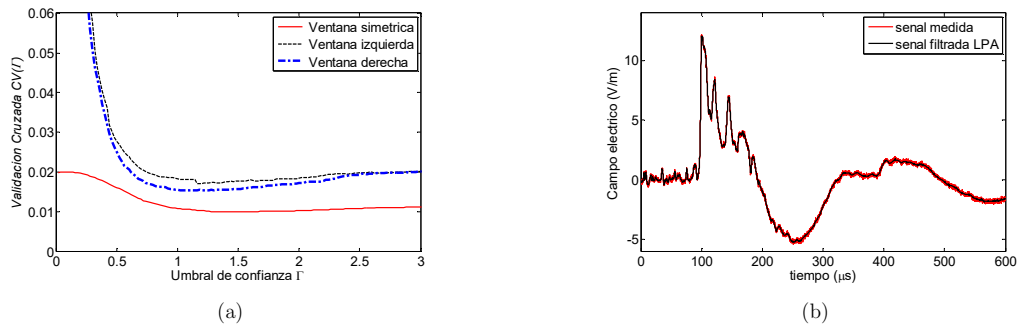


Figura 7.11 Resultados del procesamiento para la señal de FRS. (a) validación cruzada (CV); (b) señal medida vs. mejor estimación obtenida con LPA-ICI $m=5$, ventana gaussiana simétrica y $\Gamma = 1.48$
Fuente: Autor

Al analizar el comportamiento adaptativo de la técnica LPA-ICI (parte baja de la Figura 7.10) se observa que, sin importar el tipo de ventana, los anchos de banda decrecen en la zona inicial de la descarga (100 μs)

y en las zonas donde la señal cambia de pendiente. Esto demuestra que el método de reducción de ruido es sensible a los saltos o cambios repentinos de la señal. No obstante, al comparar el resultado obtenido se puede apreciar que la función simétrica responde de mejor manera, en especial, después de los primeros 200 μs . Comparando la señal medida con la mejor solución alcanzada (ver Figura 7.11(b)) se encontró una mejora en la SNR, pasando de 29.9 dB a 38.5 dB.

En el caso de la señal de SRS (ver Figura 7.9(b)), los mejores resultados con los tres tipos de ventana se exhiben en la Figura 7.12. Nuevamente, al evaluar el comportamiento del umbral mostrado en la Figura 7.13(a) se concluye que los valores más bajos de la CV se consiguen con la ventana simétrica. Así mismo, se observa en las ventanas asimétricas que los anchos de banda presentan muy pocos cambios (Figura 7.10(b) y (c)). Esto muestra que las ventanas que se tienen a disposición no son lo suficientemente amplias para reducir el ruido en la señal medida. Para la señal examinada, la LPA-ICI proporciona la mejor respuesta usando la ventana simétrica y un umbral $\Gamma = 1.54$. El resultado final del proceso de filtrado se puede apreciar en la Figura 7.13(b), donde la SNR de la señal pasó de 12.2 dB a 32.8 dB.

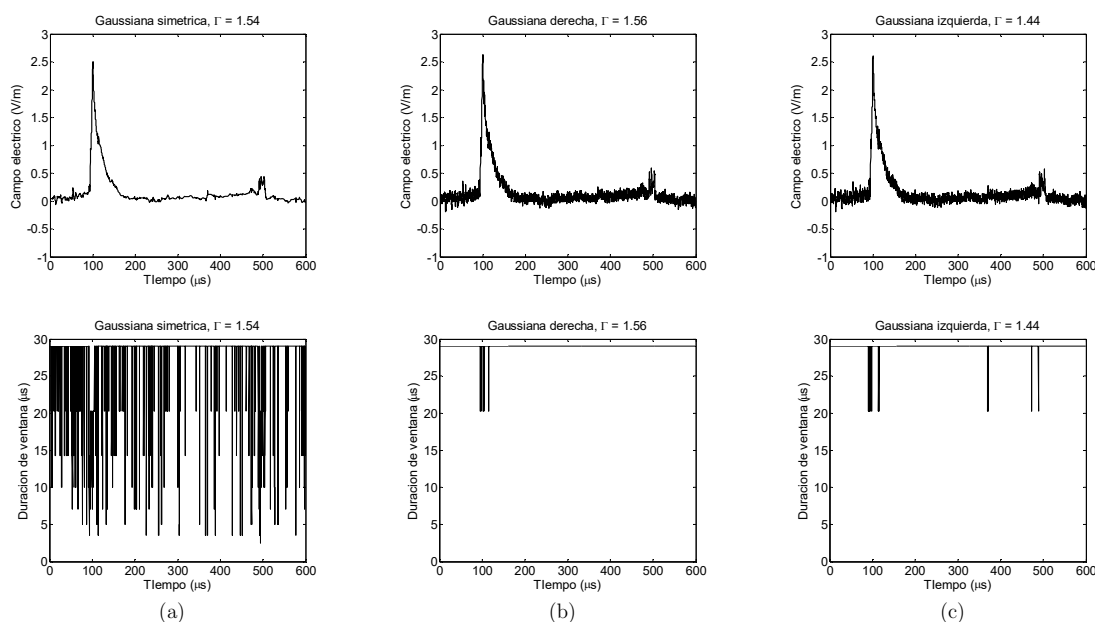


Figura 7.12 Estimaciones (fila superior) y anchos de banda (fila inferior) obtenidos con la LPA-ICI para la señal de LEF generada por un SRS. (a) Gaussiana simétrica; (b) Gaussiana derecha; (c) Gaussiana izquierda
Fuente: Autor

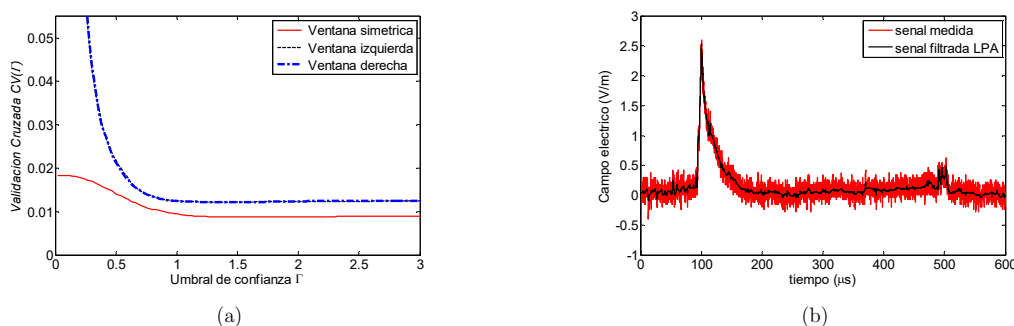


Figura 7.13 Resultados del procesamiento para la señal de SRS. (a) validación cruzada (CV); (b) señal medida vs. mejor estimación obtenida con LPA-ICI $m=5$, ventana gaussiana simétrica y $\Gamma = 1.54$
Fuente: Autor

7.1.2.2 Influencia del orden de la LPA

Además del ancho de la ventana y el umbral de confianza, el orden polinomial de la LPA (m) juega un papel importante en la obtención de la estimación de la señal original (libre de ruido). En este sentido, la literatura indica que, a medida que aumenta el orden del polinomio, mejor será la aproximación obtenida y más eficiente será el proceso de reducción de ruido [186], [239]. Teniendo en cuenta lo anterior, para evaluar la influencia del orden polinomial de la LPA se realizaron un conjunto de pruebas variando este parámetro. La Figura 7.14 muestra las versiones filtradas de la señal mostrada en la Figura 7.9(b) variando el orden de la LPA desde $m = 2$ hasta $m = 9$.

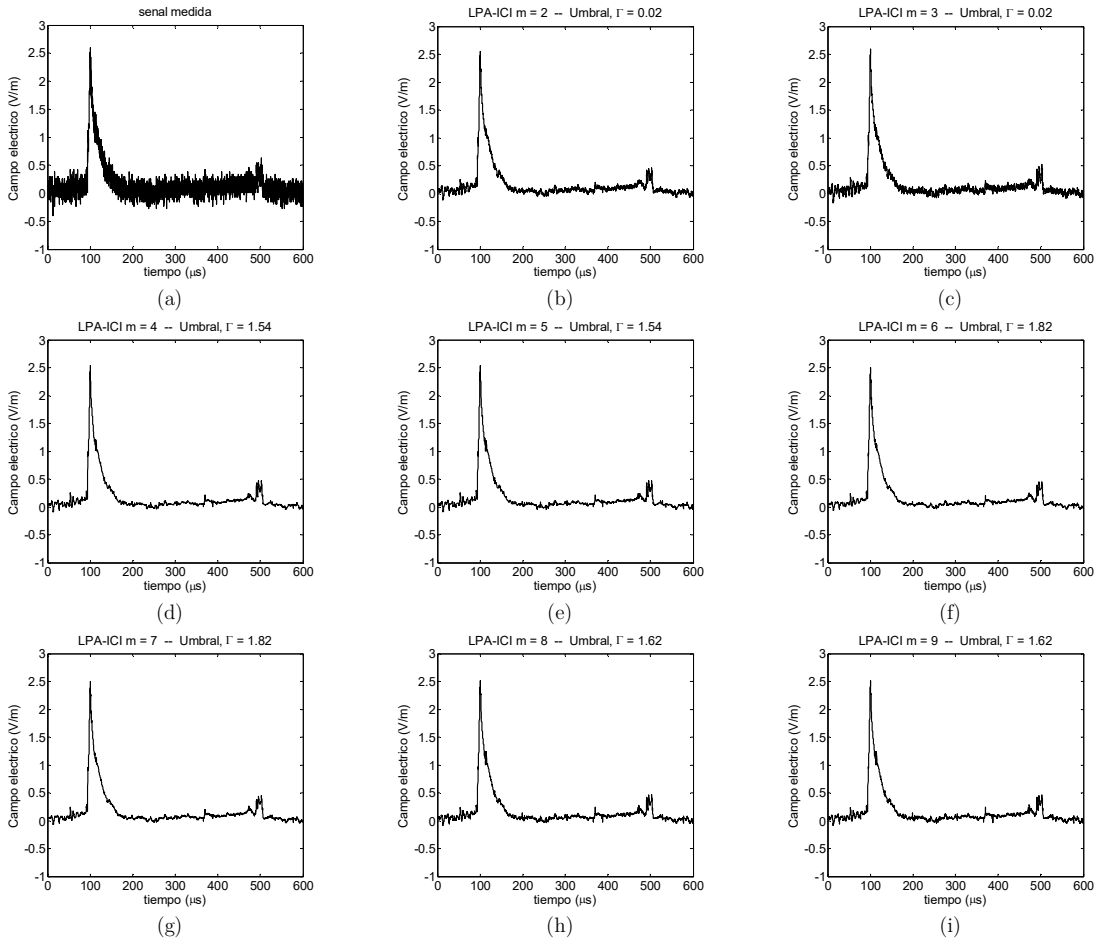


Figura 7.14 Estimaciones obtenidas con la LPA-ICI variando el orden polinomial. (a) señal medida; (b) LPA con $m=2$; (c) LPA con $m=3$; (d) LPA con $m=4$; (e) LPA con $m=5$; (f) LPA con $m=6$; (g) LPA con $m=7$; (h) LPA con $m=8$; (i) LPA con $m=9$;

Fuente: Autor

Las simulaciones muestran que ordenes polinomiales menores o iguales a 3 proporcionan resultados con ondulaciones y componentes de ruido significativas. Por otra parte, el uso de ordenes $m \geq 4$ presenta resultados similares, aunque se incrementa el número de operaciones. Adicionalmente, se encontró que al usar $m = 4$ o $m = 5$ el umbral y la señal filtrada son iguales. Esta observación es similar para los resultados conseguidos con $m = 6$ y $m = 7$ o con $m = 8$ y $m = 9$. Esta prueba demuestra que para procesar señales de LEMF con la LPA es suficiente usar un orden $m = 5$. Este parámetro, combinado con los rangos Γ_R

(umbral) y H (anchos de ventana) expuestos en la sección anterior, garantizan la obtención de buenos resultados sin incurrir en elevados costos computacionales.

7.1.2.3 Conjunto de parámetros para aplicar la LPA-ICI

A partir de las pruebas realizadas en esta sección y de los resultados presentados en las publicaciones, la Tabla 7.3 muestra una síntesis de los parámetros del método LPA-ICI que pueden ser usados para filtrar las señales de LEMF. En este caso, sólo se incluyeron los parámetros para filtrar las señales capturadas en 2016. Se puede ver que el conjunto de valores para aplicar el método LPA-ICI es igual para los dos sistemas de medición de campo eléctrico. No obstante, se debe recordar que cada solución local (mejor estimación) será resultado de la combinación de un umbral óptimo ($\hat{\Gamma}$) y una ventana cuyo ancho se adapta en cada instante de tiempo.

Tabla 7.3 Parámetros establecidos para aplicar la técnica de filtrado basada en la LPA en función de los sistemas de medición

Parámetros	Sistemas de medición (2016)		
	COL - LEF	COL - LMF	S.L. - LEF
Orden polinomial (m)	5	7	5
Tipo de ventana	Gaussiana simétrica	Gaussiana simétrica	Gaussiana simétrica
Rango umbral (Γ)	{0.02:0.02:3}	{0.01:0.01:4}	{0.02:0.02:3}
Anchos de ventana (muestras)	$H = \left\{ \begin{array}{l} h_1 = 3, \dots \\ h_s = \text{int}[1.425^{s+2}] \end{array} \right\}$ $s = 2, \dots, 14$	$H = \left\{ \begin{array}{l} h_1 = 2, \dots \\ h_s = \text{int}[1.4^{s+2}] \end{array} \right\}$ $s = 2, \dots, 16$	$H = \left\{ \begin{array}{l} h_1 = 3, \dots \\ h_s = \text{int}[1.425^{s+2}] \end{array} \right\}$ $s = 2, \dots, 14$

COL: Colombia --- S.L.: Sri Lanka

Fuente: Autor

Con el propósito de evaluar los resultados obtenidos con la LPA-ICI, a continuación, se presenta una comparación entre el desempeño de las técnicas propuestas y otras alternativas usadas para la reducción de ruido en señales de LEMF.

7.1.3 Comparación del método basado en la DFRFT y la LPA-ICI con otras técnicas de reducción de ruido

7.1.3.1 Técnicas de procesamiento seleccionadas

Como una manera de evaluar la efectividad de las técnicas propuestas, esta sección presenta una comparación de los resultados obtenidos con la DFRFT y la LPA y los conseguidos con filtros lineales y otros métodos de filtrado basados en la transformación de wavelets discreta (DWT). En el caso de los filtros lineales se implementó un filtro pasabajo usando la transformación clásica de Fourier (FT) y un filtro de respuesta finita al impulso (FIR). Ambos filtros fueron ajustados teniendo en cuenta que los *return strokes* poseen un espectro cercano a 100 kHz [22], [24]. El primer método basado en la DWT emplea la función wavelet haar y un umbral duro de eliminación de ruido (*hard threshold*). El segundo método usa la función coiflet4 y un umbral duro siguiendo los trabajos presentados por Santamaria *et al.* en [8], [37]. El tercer método utiliza una wavelet madre symlet3 y un umbral suave (*soft threshold*), procedimiento descrito por Arshad en [42]. Los parámetros usados para aplicar las técnicas de procesamiento se sintetizan en la Tabla 7.4.

Por lo general, la implementación de filtros FIR en señales con rápidas variaciones en el tiempo se caracteriza por el uso de un elevado número de coeficientes. No obstante, en este estudio se diseñó un filtro con sólo 4 coeficientes ya que el aumento de este parámetro, aunque permite obtener una señal con bajo contenido de

ruido, provoca un desfase en la señal resultante. Este comportamiento del filtro FIR genera alteración en la forma de onda y problemas en la identificación de sus características. Por su parte, para los métodos basados en la DWT se emplearon cinco de niveles de descomposición y se decidió estimar el umbral de manera selectiva para cada nivel. Este proceso es similar al usado por Santamaría *et al.* para reducir el ruido en señales de LEF [37].

Tabla 7.4 Parámetros empleados en las técnicas de reducción de ruido

Técnica de reducción de ruido	Parámetros	
FT convencional (FT)	<ul style="list-style-type: none"> Tipo de filtro: filtro pasabajo Frecuencia de corte: 500 kHz 	
Filtro de respuesta finita al impulso (FIR)	<ul style="list-style-type: none"> Coefficientes: 4 Frecuencia de corte: 500 kHz 	
DWT usando función haar (WT-haar)	<ul style="list-style-type: none"> Función wavelet: haar Niveles de descomposición: 5 	<ul style="list-style-type: none"> Umbral: duro (<i>hard</i>) Aplicación: selectivo por nivel (recursivo)
DWT usando función coiflet4 (WT-coiflet4)	<ul style="list-style-type: none"> Función wavelet: coiflet4 Niveles de descomposición: 5 	<ul style="list-style-type: none"> Umbral: duro (<i>hard</i>) Aplicación: selectivo por nivel (recursivo)
DWT usando función symlet3 (WT-symlet3)	<ul style="list-style-type: none"> Función wavelet: symlet3 Niveles de descomposición: 5 	<ul style="list-style-type: none"> Umbral: suave (<i>soft</i>) Aplicación: selectivo por nivel (recursivo)
Filtrado adaptativo NL-LMS en el dominio de la DFRFT (DFRFT)	<ul style="list-style-type: none"> $a = 0.25$ $Wb = 5 \times 10^5$ Coefficientes: 6 	<ul style="list-style-type: none"> $\mu_{NL-LMS} = 1.0$ $\gamma = 0.998$ $\beta = 2 \times 10^{-14}$
Aproximación local polinomial (LPA-ICI)	<ul style="list-style-type: none"> $m = 5$ $\Gamma = 0.02:0.02:3$ Ventana Gaussiana simétrica 	<ul style="list-style-type: none"> $H = \{h_1 = 3, h_s = \text{int}[1.425^{s+2}]\}$ muestras $s = 2, \dots, 14$

Fuente: Autor

7.1.3.2 Parámetros para medir el efecto del procesamiento de las señales

Para medir el desempeño de las técnicas de reducción de ruido se seleccionaron varios índices (parámetros del procesamiento) que reflejan la relación entre la señal filtrada y la señal medida. Estos índices permiten medir la efectividad del método de reducción de ruido y, además, comparan la forma de onda antes y después del procesamiento. Los parámetros seleccionados para este propósito fueron: la correlación cruzada (CC), el error medio cuadrático (MSE), el error de amplitud (AD) y la relación señal a ruido (SNR). A continuación, se presenta una definición para cada índice.

- (a) *Correlación cruzada (CC)*. Permite comparar la forma de onda de la señal contaminada (X) y la señal reconstruida o filtrada (Y_K) usando la siguiente expresión:

$$CC = \frac{\sum_{i=1}^N (X(i) - \bar{X})(Y_K(i) - \bar{Y}_K)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (X(i) - \bar{X})^2 \cdot \sum_{i=1}^N (Y_K(i) - \bar{Y}_K)^2}}, \quad (7.3)$$

donde N es el número de muestras, mientras \bar{X} y \bar{Y}_K corresponde a los valores promedio de la señal X y la señal Y_K , respectivamente. Se debe tener en cuenta que la CC mide la similitud entre dos señales aunque no considera sus magnitudes. Por esta razón, este parámetro debe ser interpretado con precaución, pues una alta correlación no siempre representa a la mejor solución. Una correlación cercana a 1 puede reflejar un proceso de reducción de ruido exitoso. Sin embargo, en el peor de los casos, el proceso de filtrado puede reportar una correlación igual a 1 cuando $X = Y_K$.

- (b) *Error medio cuadrático (MSE)*. Es usado para medir la proximidad entre los datos de la señal procesada y la señal contaminada, y es definido como:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (X(i) - Y_K(i))^2. \quad (7.4)$$

Se debe tener en cuenta que el MSE tiende a cero cuando la señal filtrada es igual a la señal medida y tiende a aumentar cuando la señal filtrada conserva un nivel de ruido considerable o es producto de un suavizado excesivo. En la mayoría de los casos, el MSE disminuye cuando los datos reconstruidos se asemejan de mejor manera a la señal original [264].

- (c) *Error de amplitud (AD)*. Este índice mide la diferencia entre la amplitud de la señal antes y después de ser procesada.

$$AD = \frac{X_{MAX} - Y_{K-MAX}}{X_{MAX}} \times 100\%. \quad (7.5)$$

En esta ecuación, X_{MAX} es el valor pico de la señal medida y Y_{K-MAX} es la amplitud máxima de la señal filtrada. Por lo general, una buena estrategia de filtrado debe reportar un bajo error de amplitud.

- (d) *Estimación de la señal original*: debido a que no es posible conocer de ante mano una señal de campo eléctrico o magnético libre de ruido, en esta etapa se calculó una estimación de la señal original a partir de la combinación de las formas de onda arrojadas por las técnicas de filtrado. Dicha aproximación se obtuvo para cada instante de tiempo (i) como el promedio de la señal obtenida con la DFRFT, la LPA y los métodos basados en la DWT.

$$\hat{Y}(i) = \frac{Y_{WT-H}(i) + Y_{WT-C4}(i) + Y_{WT-S3}(i) + Y_{DFRFT}(i) + Y_{LPA}(i)}{5}. \quad (7.6)$$

En esta ecuación, \hat{Y} es la estimación de la señal original y Y_K es la señal obtenida con cada técnica seleccionada ($K = \text{WT-haar}, \text{WT-coiflet4}, \text{WT-symlet3}, \text{DFRFT}$ y LPA). Adicionalmente, la estimación de la señal original permite calcular el ruido remanente después del proceso de filtrado:

$$\beta_R = \hat{Y} - Y_K. \quad (7.7)$$

- (e) *Relación señal a ruido (SNR)*: se emplea para medir la efectividad de cada método de filtrado y compara la energía promedio de la señal y la energía promedio del ruido. Durante la comparación entre métodos de filtrado se determinó la SNR entre la señal contaminada y el ruido extractado (SNR_M), la SNR entre la señal filtrada y el ruido extractado (SNR_Y) y la SNR entre la señal filtrada y el ruido remanente (SNR_S). Esta última, da una idea de cuánto mejora la relación de energía en la señal filtrada usando la estimación de la señal original (\hat{Y}).

$$SNR_M(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\text{Pow}(X)}{\text{Pow}(X - Y_K)} \right]. \quad (7.8)$$

$$SNR_Y(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\text{Pow}(Y_K)}{\text{Pow}(X - Y_K)} \right]. \quad (7.9)$$

$\text{Pow}(E) = \sum_{i=1}^N [E(i) \cdot E^*(i)]$ es la energía promedio de la señal E .

$$SNR_S(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\text{Pow}(Y_K)}{\text{Pow}(\hat{Y} - Y_K)} \right]. \quad (7.10)$$

- (f) *Diferencias entre SNR*: Con el propósito de evaluar el cambio en la SNR de la señal antes y después de ser filtrada se usarán dos factores adicionales. El primero es el error de reconstrucción en la SNR (SNR_{Er}), el cual relaciona la energía de la señal contaminada, la señal filtrada y el ruido extractado.

El segundo factor refleja la mejora de la SNR con respecto al ruido remanente (SNR_{Im}). Para estos factores, un valor negativo reflejará una reducción en la SNR, mientras un valor positivo estará asociado a una mejora en la SNR.

$$SNR_{Er}(\%) = \frac{SNR_Y - SNR_M}{SNR_M} \times 100. \quad (7.11)$$

$$SNR_{Im}(\%) = \frac{SNR_S - SNR_M}{SNR_M} \times 100. \quad (7.12)$$

De esta manera, un buen proceso de filtrado debería resultar en una alta SNR_Y , un bajo error de reconstrucción (SNR_{Er}) y una mejora general de la SNR (SNR_{Im}).

7.1.3.3 Parámetros de la forma de onda

Todos los datos examinados en esta etapa fueron delimitados usando una ventana de observación de 600 μs , con un *pre-trigger* de 100 μs con respecto al pico inicial de la señal. Esta ventana permite trabajar con registros que poseen la misma extensión (número de muestras) y facilita la identificación de las características más relevantes de la forma de onda. Así mismo, con el propósito de realizar una caracterización completa de las señales de campo eléctrico y/o magnético, para esta investigación se combinaron los parámetros analizados por Haddad *et al.* (2012) [36] y Wooi *et al.* (2016) [41]. De esta manera, para cada *return stroke* se identificaron 4 parámetros de magnitud y 7 parámetros temporales. La Figura 7.15 ilustra los parámetros de la forma de onda usando como ejemplo una señal de campo eléctrico, mientras la Tabla 7.5 presenta las definiciones dadas a estos parámetros.

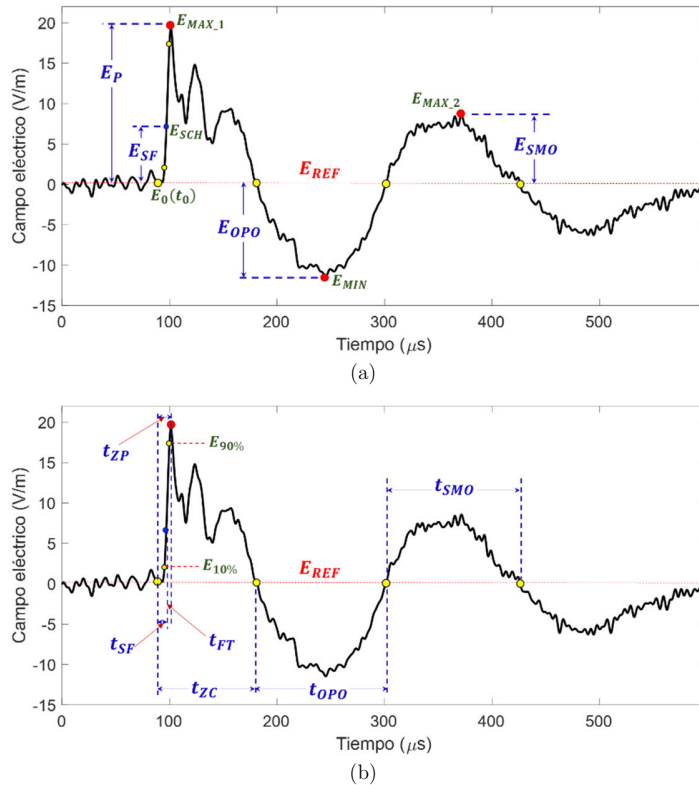


Figura 7.15 Forma de onda del campo eléctrico señalando los parámetros analizados. (a) parámetros de magnitud; (b) parámetros temporales

Fuente: Autor

Tabla 7.5 Definiciones de los parámetros de la forma de onda

Parámetro	Símbolo	Definición
Tiempo de ascenso de cero al pico (0-100%)	t_{ZP}	Lapso que recorre la forma de onda desde el punto de deflexión inicial (punto cero: E_0) sobre el nivel de referencia (E_{REF}) hasta el pico inicial de la señal (E_{MAX_1})
Tiempo de ascenso (10-90%)	t_{10-90}	Lapso que toma la forma de onda para ir del 10% al 90% del pico inicial de la señal (E_{MAX_1})
Duración del frente de ascenso lento	t_{SF}	Duración de la porción inicial de la señal (generalmente de forma cóncava) que va desde el punto E_0 hasta donde la señal cambia abruptamente de pendiente (E_{SCH})
Duración del frente de ascenso rápido	t_{FT}	Transición que va desde el momento en que finaliza el frente lento (E_{SCH}) hasta el pico inicial de la señal (E_{MAX_1})
Tiempo de cruce por cero	t_{ZC}	Lapso que va desde el punto cero (E_0) hasta el primer cruce por el nivel de referencia (E_{REF}) posterior al pico inicial de la señal (E_{MAX_1}) [36]
Amplitud del sobrepico de polaridad opuesta	E_{OPO}	Primer valor máximo (positivo o negativo*) posterior al primer cruce por cero. Posee polaridad opuesta al pico inicial de la señal (E_{MAX_1}). Se mide con respecto al valor de referencia (E_{REF}) [36]
Duración del sobrepico de polaridad opuesta	t_{OPO}	Tiempo transcurrido entre el cruce por cero (t_{ZC}) y el primer cruce por el nivel de referencia después del valor máximo del sobrepico de polaridad opuesta (E_{OPO}) [36]
Amplitud del sobrepico de similar polaridad	E_{SMO}	Primer valor máximo (positivo o negativo*) posterior a la zona OPO y con polaridad similar al pico inicial de la señal. Se mide con respecto al valor de referencia (E_{REF})
Duración del sobrepico de similar polaridad	t_{SMO}	Tiempo transcurrido entre la finalización del OPO y el primer cruce por el nivel de referencia después del valor máximo del sobrepico de similar polaridad (E_{SMO})

* Siguiendo el signo convencional de electricidad atmosférica

Fuente: Autor

Teniendo en cuenta los parámetros mostrados en la Figura 7.15, el valor de referencia (E_{REF}) fue asumido como el valor del campo eléctrico de fondo que permanece durante algunas decenas de microsegundos antes de que aparezca el *return stroke*. El resto de los parámetros de magnitud son calculados usando las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 E_P &= E_{MAX_1} - E_{REF}; & E_{SL} &= E_{SCH} - E_{REF}; \\
 E_{OPO} &= E_{REF} - E_{MIN}; & E_{SMO} &= E_{MAX_2} - E_{REF}.
 \end{aligned} \tag{7.13}$$

Por motivos de extensión, durante la comparación de las técnicas de reducción de ruido sólo se analizan tres parámetros de magnitud (E_P , E_{OPO} , E_{SMO}) y cuatro parámetros temporales (t_{ZP} , t_{ZC} , t_{OPO} , t_{SMO}). No obstante, en el capítulo 9 se presenta una caracterización de las señales de LEF incluyendo los once parámetros presentados en la Figura 7.15 y dos parámetros asociados con la derivada.

7.1.3.4 Resultados y discusión

Para evaluar de una manera más sencilla el desempeño de las técnicas de filtrado, las señales capturadas y analizadas se dividieron en función de su SNR_M . De esta manera, los registros con $SNR_M \geq 10$ dB se agruparon como *señales con alta SNR*, mientras las formas de onda con $SNR_M < 10$ dB se clasificaron como *señales con baja SNR*. Por cuestiones de extensión, en este apartado sólo se presentan un par de ejemplos que reflejan el proceso de reducción de ruido y la comparación de resultados. Estas señales de prueba poseen diferentes SNR y se relacionan con el campo eléctrico generado por *return strokes* de diferentes *flashes*.

La primera señal de prueba (SG1) y sus versiones filtradas se muestran en la Figura 7.16. La señal contaminada tiene un valor máximo de 22.9 V/m y una SNR_M de 10.1 dB. En primera instancia, al realizar un análisis visual se observa que el filtro FIR (Figura 7.16(c)) presenta el peor resultado, exhibiendo niveles de ruido considerables. Entre tanto, la señal obtenida con la FT (Figura 7.16(b)) muestra un fuerte suavizado reduciendo el valor máximo de la señal y eliminando algunas oscilaciones típicas de la forma de onda del

campo eléctrico (entre 95 μs y 160 μs). Estas observaciones se verifican con la Figura 7.17, en la cual se han superpuesto todas las versiones de la señal SG1.

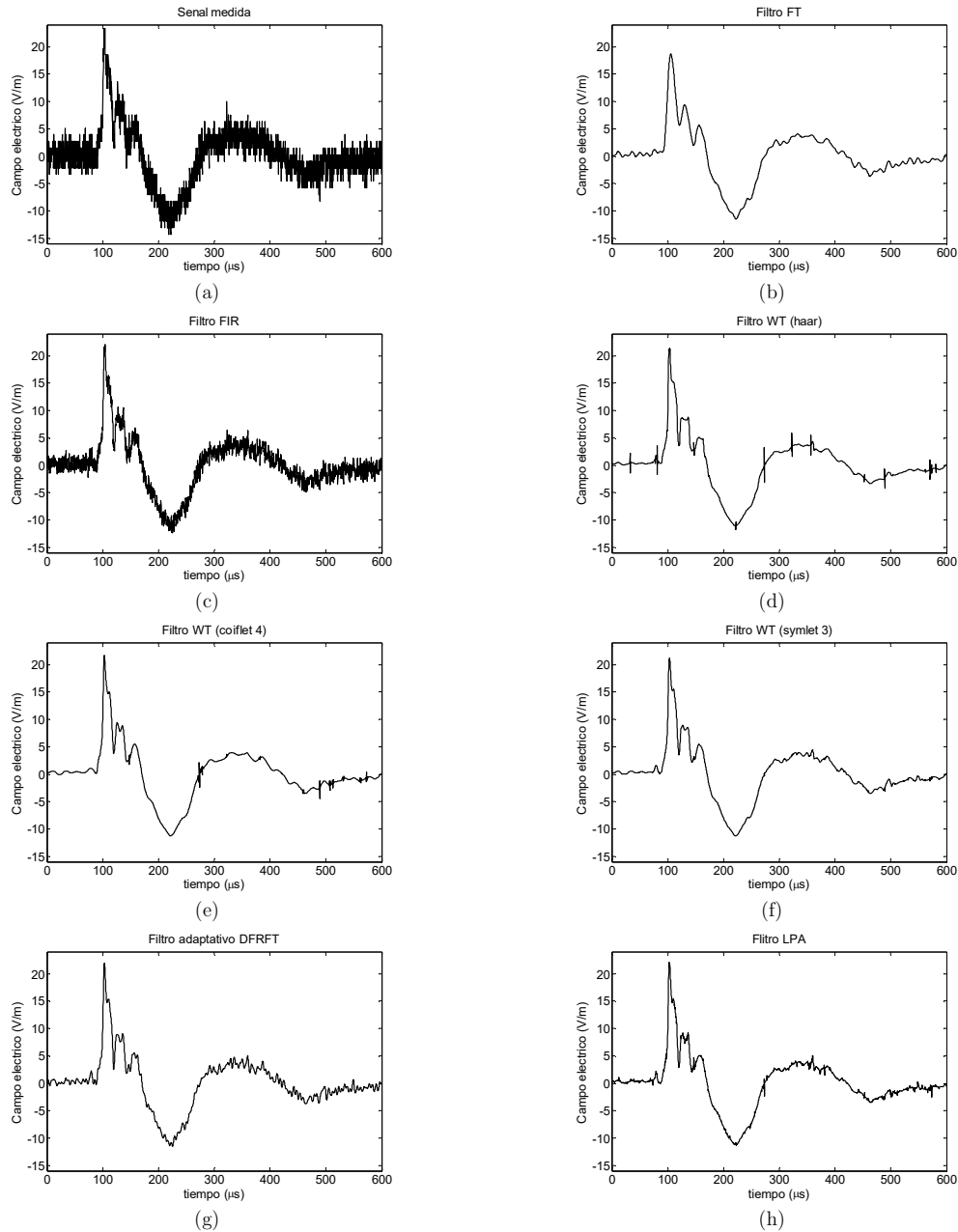


Figura 7.16 Resultados de la reducción de ruido señal SG1: alta SNR (B_160903_164955_Ez_st1). (a) señal contaminada; (b) FT; (c) FIR; (d) WT-haar; (e) WT-coiflet4; (f) WT-symlet3; (g) DFRFT; (h) LPA-ICI
Fuente: Autor

Con respecto a los resultados obtenidos con la DWT (Figura 7.16 (d), (e) y (f)), todos presentan una forma de onda similar. Sin embargo, los métodos WT-haar y WT-coiflet4 provocan algunos picos (*spikes*) de baja magnitud en la zona previa al inicio de la descarga (antes de 100 μs) y en la zona del sobrepico de polaridad opuesta (después de 260 μs). Dichos picos también fueron reportados por Cortés *et al.* [33] y Santamaría *et al.* [37], y están asociados al uso del umbral duro. Por su parte, los métodos DFRFT y LPA-ICI (Figura 7.16

(g) y (h)) muestran un eficiente proceso de filtrado, exhibiendo formas de onda similares a las obtenidas con los métodos basados en wavelets. En este caso, el valor pico de las señales filtradas con las nuevas técnicas es mayor que el registrado con los demás métodos (bajo error de amplitud). Adicionalmente, la señal filtrada con DFRFT muestra pequeñas oscilaciones en la zona SMO (después de 280 μs), las cuales son típicas del proceso de reconstrucción que emplea la DFRFT y, por lo general, no influyen en el proceso de caracterización.

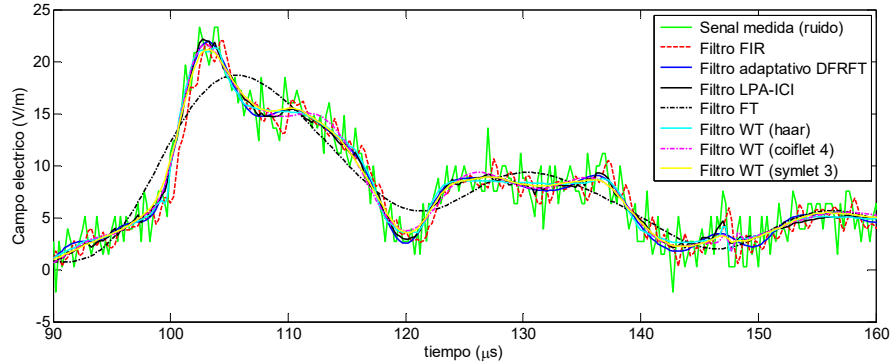


Figura 7.17 Comparación de métodos de filtrado para la señal SG1 con acercamiento entre 90 μs y 160 μs
Fuente: Autor

Además de los resultados obtenidos de la comparación visual, la parte izquierda de la Tabla 7.6 muestra los parámetros la señal medida SG1 y de cada una de las señales obtenidas con las técnicas de filtrado. Así mismo, se incluye la comparación entre los parámetros de la señal contaminada y cada señal filtrada (diferencias porcentuales). Al analizar los resultados se encontraron diferencias que oscilan entre 4.7% y 94.2%, con discrepancias por encima del 50% en la magnitud E_{SMO} y el t_{ZP} . Las mayores diferencias se reportaron con el método basado en la FT, el cual, como ya se mencionó, provoca un suavizado más fuerte que el producido por las otras técnicas. En el caso del filtro FIR se observaron diferencias inferiores al 37% debido a la similitud que persiste entre la forma de onda resultante (con ruido considerable) y la señal medida.

Comparando las señales de los métodos wavelets y las técnicas propuestas (DFRFT y LPA-ICI) se observan parámetros y diferencias porcentuales similares. En los parámetros de amplitud se tiene que el valor pico (E_P) mostró una diferencia entre 5.1% y 9.4%, la magnitud E_{OPO} evidenció diferencias entre 17.2% y 20.7% y para el valor E_{SMO} las diferencias variaron entre 42.6% y 63.5%. En el caso de los parámetros temporales, se encontraron las siguientes disparidades: entre 11.6% y 21.5% para el t_{ZP} , entre 53.9% y 56.6% para el t_{ZC} , entre 15.2% y 17.8% para la duración del OPO (t_{OPO}) y entre 4.7% y 8.1% para la duración de la zona SMO (t_{SMO}). Adicionalmente, al contrastar los resultados alcanzados con la DFRFT y la LPA, se tiene que los parámetros de la forma de onda son prácticamente iguales con diferencias por debajo de dos puntos porcentuales. Este comportamiento entre la DFRFT y la LPA es similar al reportado en el **Artículo P6**.

Por otra parte, los índices asociados al procesamiento realizado sobre la señal SG1 y sus versiones filtradas se presentan en la parte izquierda de la Tabla 7.7. A partir de dichos resultados se observa que los filtros lineales proveen los peores resultados. Así mismo, se puede afirmar que el uso de la función symlet3 y un umbral suave proporciona los mejores resultados dentro de los métodos basados en la DWT. No obstante, la mayoría de los índices reportados con dicho método son inferiores a los obtenidos con la DFRFT y la LPA. Con las técnicas de procesamiento desarrolladas se consigue una mayor correlación (entre 0.952 y 0.954), un menor MSE (entre 2.40 y 2.53), un bajo error de reconstrucción (SNR_{Er} entre -5.2% y -5.4%) y una mejora por encima de 181% en la SNR de la señal (factor SNR_{Im}). Bajo esta condición, al revisar los resultados presentados en la Tabla 7.7, se encontró una ligera ventaja a favor de la técnica LPA-ICI sobre la técnica basada en la DFRFT, especialmente en el factor SNR_{Im} .

Tabla 7.6 Resultados de la caracterización de las formas de onda

ANÁLISIS	Técnica de procesamiento	Señal SG1 (alta SNR)							Señal SG2 (baja SNR)				
		E_P (V/m)	E_{OPO} (V/m)	E_{SMO} (V/m)	t_{ZP} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	E_P (V/m)	E_{OPO} (V/m)	t_{ZP} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)
Evaluación numérica	Señal contam.	22.9	-14.7	9.6	12.1	52.1	125.0	134.0	14.2	-7.7	10.5	25.5	80.0
	FT	18.3	-11.9	3.5	23.5	88.0	106.8	141.0	6.8	-4.9	23.2	53.0	104.3
	FIR	21.6	-12.6	6.0	14.5	53.2	126.5	147.9	11.0	-5.9	10.5	38.2	74.1
	WT-haar	21.0	-12.2	5.5	15.2	81.6	102.7	144.9	8.6	-4.8	18.7	49.2	87.4
	WT-coiflet4	21.3	-11.6	3.5	13.5	80.2	103.1	144.9	8.6	-4.9	25.6	55.9	105.3
	WT-symlet3	20.8	-11.6	4.1	14.7	81.5	106.0	141.8	8.4	-4.9	17.7	48.1	105.2
	DFRFT	21.5	-12.0	4.8	13.7	80.7	105.3	140.3	9.3	-5.1	17.2	47.2	106.3
	LPA-ICI	21.8	-11.7	4.7	13.7	81.0	105.8	142.0	9.7	-4.9	18.0	48.3	105.7
Diferencia porcentual con respecto a la señal medida (contaminada)	FT	20.2%	19.0%	63.5%	94.2%	68.9%	14.6%	5.2%	52.2%	36.5%	121.0%	107.8%	30.4%
	FIR	5.8%	14.0%	37.0%	19.8%	2.1%	1.2%	10.4%	22.7%	22.8%	0.0%	49.8%	7.4%
	WT-haar	8.6%	17.2%	42.6%	25.6%	56.6%	17.8%	8.1%	39.5%	37.3%	78.1%	92.9%	9.3%
	WT-coiflet4	7.2%	20.7%	63.5%	11.6%	53.9%	17.5%	8.1%	39.2%	36.0%	143.8%	119.2%	31.6%
	WT-symlet3	9.4%	20.7%	57.2%	21.5%	56.4%	15.2%	5.8%	40.7%	36.5%	68.6%	88.6%	31.5%
	DFRFT	6.1%	18.5%	50.1%	13.2%	54.9%	15.8%	4.7%	34.4%	34.0%	63.8%	85.1%	32.9%
	LPA-ICI	5.1%	20.0%	50.4%	13.2%	55.5%	15.4%	6.0%	31.8%	35.9%	71.4%	89.4%	32.1%

Fuente: Autor

Tabla 7.7 Resultados del procesamiento de señales

Técnica de procesamiento	Señal SG1 (alta SNR)							Señal SG2 (baja SNR)						
	CC	MSE	SNR_M (dB)	SNR_Y (dB)	SNR_S (dB)	SNR_{Er}	SNR_{Im}	CC	MSE	SNR_M (dB)	SNR_Y (dB)	SNR_S (dB)	SNR_{Er}	SNR_{Im}
FT	0.938	3.03	9.2	8.7	18.2	-6.0%	97.1%	0.724	2.20	3.2	0.4	14.5	-86.8%	350.1%
FIR	0.918	3.99	8.0	7.5	14.5	-6.8%	80.1%	0.594	3.20	1.6	-0.3	7.0	-116.2%	339.0%
WT-haar	0.949	2.53	10.0	9.5	25.3	-5.3%	152.3%	0.746	2.06	3.5	0.7	18.9	-81.0%	438.5%
WT-coiflet4	0.947	2.64	9.8	9.3	26.9	-5.1%	173.7%	0.739	2.10	3.5	0.7	20.5	-81.0%	485.7%
WT-symlet3	0.947	2.62	9.9	9.4	27.6	-5.2%	179.3%	0.742	2.08	3.5	0.7	19.7	-80.1%	468.7%
DFRFT	0.954	2.53	10.0	9.5	28.2	-5.4%	181.4%	0.755	1.99	3.7	1.1	21.4	-70.0%	484.9%
LPA-ICI	0.952	2.40	10.3	9.7	30.6	-5.2%	198.3%	0.755	1.99	3.7	1.0	22.4	-73.8%	512.1%

Fuente: Autor

Los resultados obtenidos para la segunda señal de prueba (SG2) y una comparación de las formas de onda se muestran en la Figura 7.18 y la Figura 7.19, respectivamente. Esta señal tiene un valor pico de 14.2 V/m y una SNR_M de 3.6 dB. Por su parte, la evaluación de los parámetros y los índices del procesamiento para esta señal se muestran en la parte derecha de la Tabla 7.6 y la Tabla 7.7, respectivamente.

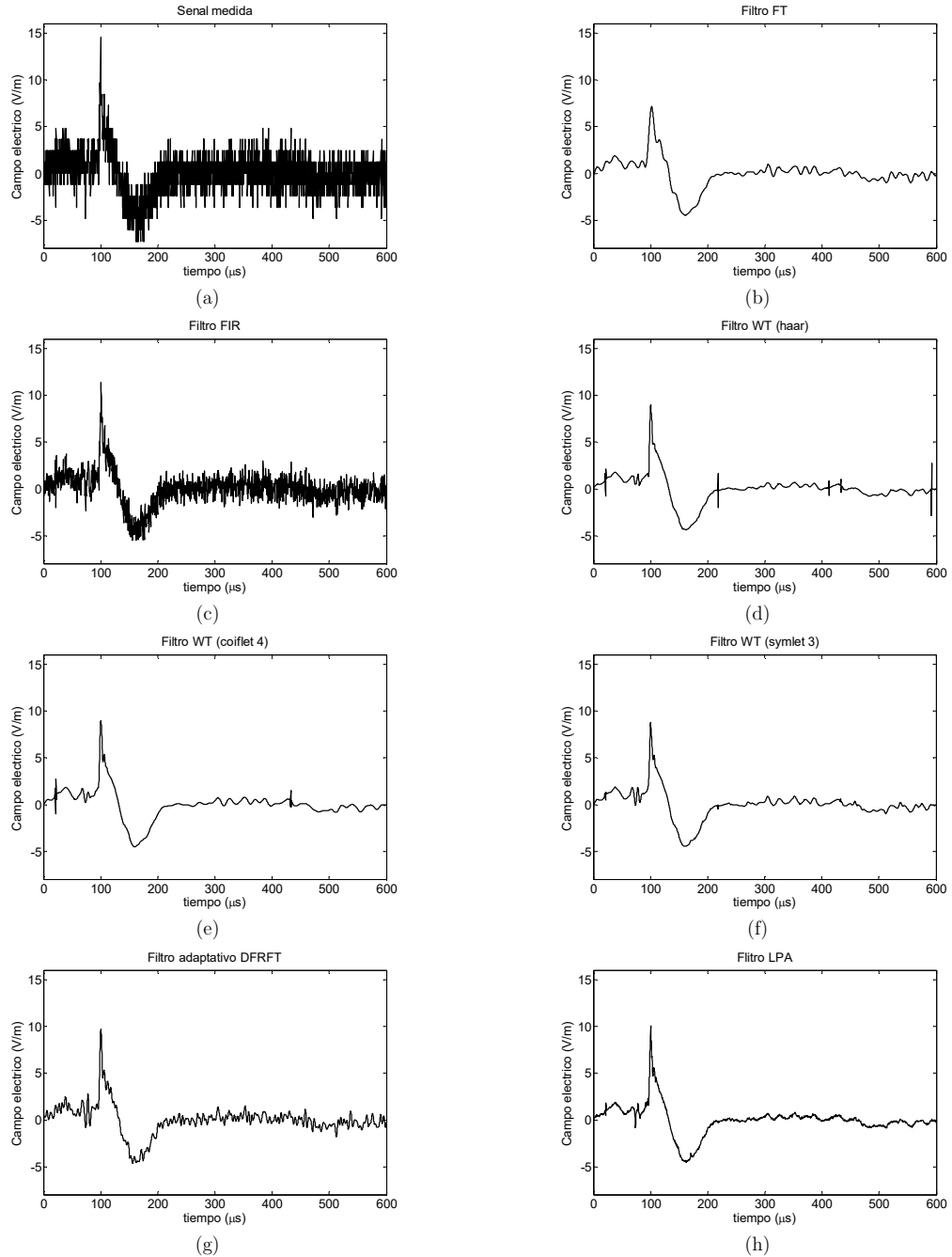


Figura 7.18 Resultados de la reducción de ruido señal SG2: baja SNR (B_161008_174706_Ez_st2). (a) señal contaminada; (b) FT; (c) FIR; (d) WT-haar; (e) WT-coiflet4; (f) WT-symlet3; (g) DFRFT; (h) LPA-ICI
Fuente: Autor

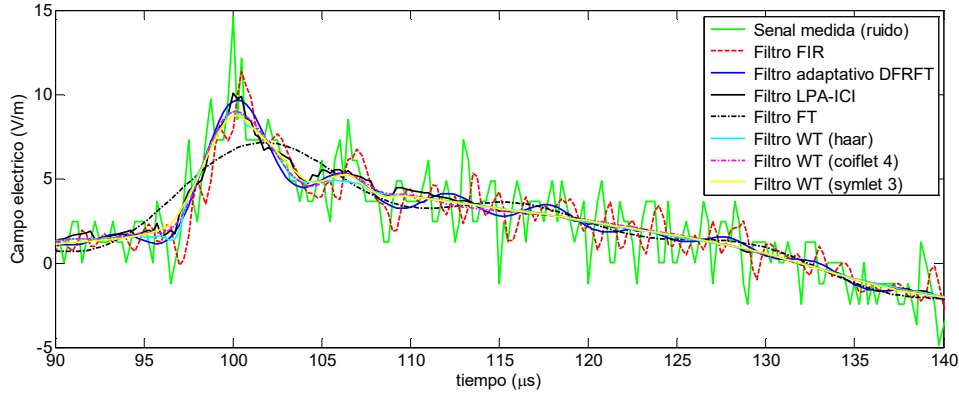


Figura 7.19 Comparación de métodos de filtrado para la señal SG2 con un acercamiento entre 90 μs y 140 μs
 Fuente: Autor

Revisando la Figura 7.18 se aprecia que el ruido en la señal medida afecta la identificación de sus parámetros. De nuevo, el filtro pasabajo usando la FT (Figura 7.18(b)) presenta una eliminación de ruido considerable, aunque el pico máximo de la señal se ve atenuado 52% (amplio error de amplitud) y los parámetros temporales t_{ZP} y t_{ZC} presentan diferencias por encima del 100% con respecto a sus homólogos en la señal contaminada. Por su parte, el filtro FIR (Figura 7.18(c)) no consigue una eliminación completa del ruido, reduciendo la magnitud de dichas componentes sólo en una tercera parte.

Analizando los resultados obtenidos con la DWT (Figura 7.18 (d), (e) y (f)) se observa una reducción de ruido similar usando las tres funciones wavelets. Sin embargo, el método que emplea la función symlet-3 (Figura 7.18(f)) reduce la aparición de oscilaciones rápidas y puntas que si se observan en la parte inicial y final de las señales obtenidas con las funciones haar y coiflet4 (antes de 100 μs y después de 200 μs). En función de la evaluación numérica, los métodos que usan la DWT exhibieron valores muy similares en los parámetros E_P y E_{OPO} , aunque la técnica WT-coiflet4 (Figura 7.18(e)) presenta el menor error de magnitud ($AD = 39.2\%$). Para esta misma función wavelet, los parámetros restantes exhibieron los mayores cambios con diferencias porcentuales de 143.8% para t_{ZP} , 119.2% para t_{ZC} y 31.6% para t_{OPO} .

En lo que respecta a las técnicas basadas en DFRFT y LPA-ICI (Figura 7.18 (g) y (h)), cada proceso de filtrado muestra resultados satisfactorios, similares a los obtenidos con el método WT-symlet3 (el mejor de dicha clase). Para estas tres técnicas, se encontró que las diferencias entre los parámetros de las señales procesadas y la señal contaminada SG2 oscilan entre 31.8% y 40.7% para E_P , entre 34% y 36.5% para E_{OPO} , entre 63.8% y 71.4% para t_{ZP} , entre 85.1% y 89.4% para t_{ZC} y entre 31.5% y 32.9% para t_{OPO} . Al comparar únicamente los resultados obtenidos entre la DFRFT y la LPA se evidenciaron diferencias menores a cuatro puntos porcentuales, con excepción del tiempo de ascenso (t_{ZP}) el cual mostró una discrepancia de 7.6%. En este sentido, al usar la DFRFT y la LPA-ICI se registraron los menores errores de magnitud con 34.4% y 31.8%, respectivamente.

Al cotejar los resultados mostrados en la parte derecha de la Tabla 7.7 (correspondiente a SG2) se concluye que los mejores índices de procesamiento se obtienen empleando los filtros en el dominio de la DFRFT y la LPA-ICI. Con estas técnicas de procesamiento se registró la mejor correlación (0.755) y el menor MSE (1.99) en las señales filtradas. En lo que se refiere a la variación de la SNR, se consiguió un error de reconstrucción ligeramente inferior con la técnica basada en la DFRFT ($SNR_{Er} = -70\%$). Adicionalmente, la señal obtenida con la LPA-ICI mostró una mejora en la SNR (factor SNR_{Im}) pasando de 3.7 dB a 22.4 dB, mientras que al usar la DFRFT se logró una SNR final de 21.4 dB. Estos resultados, junto con los presentados para la señal SG1, permiten afirmar que las técnicas que poseen los índices mejor evaluados, desde la

perspectiva del procesamiento de señales, también proporcionan la mejor aproximación a los parámetros de la señal original.

Con el propósito de ampliar las conclusiones que aporta la comparación de las técnicas propuestas se replicó el proceso de caracterización realizado para las señales SG1 y SG2 sobre un grupo más amplio de registros. De esta manera, usando las siete técnicas de reducción de ruido se analizaron 31 señales con alta SNR y 47 señales con baja SNR. Puesto que presentar los resultados obtenidos para cada señal resultaría muy extenso, y los parámetros (de magnitud y tiempo) cambian de señal a señal, se ha evaluado el desempeño de cada técnica en función de los índices asociados al procesamiento de las señales (CC, MSE, SNR, etc.). La Tabla 7.8 y la Tabla 7.9 muestran la media aritmética y la desviación estándar de dichos índices, los cuales están agrupados según el tipo de señal (alta y baja SNR). En ambas tablas se resaltó el mejor resultado en color rojo y el segundo mejor en color azul.

Tabla 7.8 Estadísticas de los índices que miden el desempeño de las técnicas de filtrado en señales con alta SNR (mayor o igual a 10 dB)

Técnica	Media aritmética (AM)						Desviación estándar (SD)					
	CC	MSE	AD (%)	SNR_Er (%)	SNR_Im (%)	Tiempo (s)	CC	MSE	AD (%)	SNR_Er (%)	SNR_Im (%)	Tiempo (s)
FT	0.974	4.26	13.8	-1.46	61.1	4.12	0.020	3.00	6.6%	1.6%	43.1%	0.250
FIR	0.966	4.97	6.0	-2.60	41.6	0.13	0.030	2.72	2.4%	1.6%	22.5%	0.186
WT-haar	0.980	2.38	7.2	-1.38	84.7	0.14	0.018	0.62	4.3%	1.5%	46.2%	0.003
WT-coiflet4	0.979	2.49	6.4	-1.36	100.7	0.49	0.019	0.68	4.6%	1.4%	53.6%	0.009
WT-symlet3	0.979	2.63	7.7	-1.32	101.1	0.42	0.019	0.96	4.4%	1.4%	54.2%	0.007
DFRFT	0.980	2.81	7.1	-1.30	108.0	18.58	0.018	1.20	3.6%	1.9%	46.1%	0.557
LPA-ICI	0.981	2.38	5.4	-1.25	104.2	13.22	0.018	0.93	4.0%	1.4%	55.1%	1.161

Fuente: Autor

Tabla 7.9 Estadísticas de los índices que miden el desempeño de las técnicas de filtrado en señales con baja SNR (menor a 10 dB)

Técnica	Media aritmética (AM)						Desviación estándar (SD)					
	CC	MSE	AD (%)	SNR_Er (%)	SNR_Im (%)	Tiempo (s)	CC	MSE	AD (%)	SNR_Er (%)	SNR_Im (%)	Tiempo (s)
FT	0.759	2.29	25.8	-104.2	352.6	3.75	0.137	0.34	11.3%	154.3%	207.5%	0.175
FIR	0.645	3.32	10.5	-67.1	234.7	0.10	0.203	0.50	4.3%	273.5%	411.7%	0.004
WT-haar	0.778	2.13	18.7	-91.3	391.3	0.15	0.125	0.27	8.0%	121.9%	186.9%	0.005
WT-coiflet4	0.771	2.19	18.5	-93.6	445.8	0.49	0.129	0.29	8.6%	130.7%	216.8%	0.024
WT-symlet3	0.772	2.18	20.2	-95.6	441.3	0.41	0.130	0.30	8.0%	136.4%	247.6%	0.020
DFRFT	0.783	2.10	17.0	-80.2	447.4	18.10	0.123	0.30	7.5%	104.7%	226.1%	0.626
LPA-ICI	0.785	2.08	16.5	-86.4	460.8	12.56	0.121	0.30	7.1%	118.7%	231.5%	0.207

Fuente: Autor

Comparando los resultados de la Tabla 7.8 y la Tabla 7.9 se puede afirmar que todos los métodos, con excepción de los filtros FIR, pueden recuperar señales con bajo o nulo nivel de ruido, brindando una mejora ostensible en la SNR. No obstante, cada técnica proporciona resultados diferentes (formas de onda y parámetros). También se observa que el proceso de filtrado tiene mayor influencia en las señales con baja SNR (ver Tabla 7.9). Lo anterior se manifiesta numéricamente en una baja correlación promedio (entre 0.64 y 0.79), un mayor error de magnitud (hasta 26%), un amplio error de reconstrucción en la SNR (por encima de 80%) y, por su puesto, en una mejora notable en la SNR de la señal procesada (entre 230% y 460%).

Al analizar los índices de procesamiento de las señales con alta SNR (ver Tabla 7.8) se encontró que los mejores resultados se obtienen, en su mayoría, aplicando la LPA-ICI. Sin embargo, el valor promedio de la SNR_{Im} fue superior con el método basado en la DFRFT (108%), mientras la CC y el SNR_{Er} alcanzadas con esta técnica son muy similares a los valores promedio reportados con la LPA-ICI. También destacan los buenos resultados del error de amplitud alcanzados con el filtro FIR cuyo un valor promedio fue 6%, y el MSE logrado con la WT-haar cuyo valor promedio fue 2.38 (igual a la del método LPA). En el caso del filtro FIR, el bajo valor del AD se debe al contenido de ruido aún presente en la señal filtrada, el cual incrementa el valor pico de la forma de onda.

Para los registros con baja SNR (ver Tabla 7.9), nuevamente se observa una ventaja a favor del método basado en el algoritmo LPA-ICI, aunque los valores promedio (AM) de la correlación cruzada, el MSE y el error de magnitud son muy similares a los obtenidos con la DFRFT (diferencias menores a tres puntos porcentuales). En lo concerniente al error de reconstrucción de la SNR, la DFRFT proporciona una mejor diferencia promedio con -80.2%, mientras que la LPA alcanza un valor de -86.4%. Adicionalmente, se observa que la LPA-ICI ejerce mayor influencia sobre la SNR logrando una mejora promedio de 461%, en comparación con la DFRFT que alcanza 447% y los métodos basados en la DWT con una media combinada de 427%. Se destaca la similitud en la SNR_{Im} obtenida con la DFRFT y la WT-coiflet4, aunque para los índices restantes la ventaja es a favor del método basado en la TFR rotada.

Finalmente, al analizar el tiempo de ejecución de cada técnica, se puede afirmar que los métodos basados en la DWT, junto con los filtros lineales, son más simples de implementar y requieren menor tiempo de cómputo que las técnicas basadas en la DFRFT y la LPA. En este contexto se debe aclarar que durante las simulaciones se empleó el algoritmo completo (algoritmo 1, ver sección 6.2.4) para el cálculo de la DFRFT y su transformada inversa, lo cual incrementa el tiempo de cómputo de dicha técnica. Por su parte, el bajo tiempo de ejecución de las técnicas FT, FIR y DWT (menos de 5 segundos) se debe al uso de las funciones y rutinas incluidas en MATLAB® y su caja de herramientas de procesamiento de señales (*Wavelet Toolbox*), cuyos algoritmos han sido optimizados con el paso de los años. No obstante, las ventajas que trae consigo la aplicación de las técnicas basadas en la DFRFT y la LPA para el procesamiento e identificación de los parámetros de las señales de LEMF bien justifica invertir ese tiempo adicional.

Para finalizar la etapa de comparación, la Tabla 7.10 sintetiza algunas ventajas y desventajas de las técnicas propuestas. Estas propiedades, junto con los resultados presentados en esta sección, confirman una de las hipótesis más relevantes de este trabajo doctoral, bajo la cual, el desarrollo y aplicación de técnicas de reducción de ruido basadas en la DFRFT y la LPA-ICI facilitan la extracción de información, mejoran las características de la forma de onda y permiten identificar claramente los parámetros de las señales radiadas por *return strokes*. Para todos los registros analizados (incluyendo los ejemplos gráficos), las técnicas propuestas poseen mejor desempeño que los métodos convencionales (filtros lineales usando FT y FIR) y los métodos basados en la DWT. En este aspecto, y bajo los parámetros definidos al inicio de las simulaciones, la WT-coiflet4 y la WT-symlet3 sólo alcanzan a igualar (en algunos casos) los resultados conseguidos con la DFRFT y la LPA-ICI. De esta manera, los resultados obtenidos para la mayoría de las señales analizadas respaldan el uso de las nuevas técnicas de procesamiento.

Es importante mencionar que las diferencias observadas entre señales filtradas y señales contaminadas, sumado a las diferencias numéricas reportadas durante la identificación de los parámetros de la forma de onda, justifican la ejecución del proceso de filtrado. Así mismo, los ejemplos presentados en este capítulo han evidenciado las ventajas de usar filtros adaptativos en el dominio de la DFRFT y la técnica basada en la LPA-ICI. Sin embargo, con el ánimo de aplicar de manera amplia los métodos propuestos y presentar un estudio más detallado, en el capítulo 9 se realizará un análisis estadístico y una caracterización de la forma

de onda de los *return strokes* capturados en Colombia y Sri Lanka durante la temporada agosto-noviembre de 2016.

Tabla 7.10 Propiedades (ventajas y desventajas) de las técnicas de reducción de ruido

Técnica de procesamiento	Ventajas	Desventajas
Filtros con FT convencional (FT)	<ul style="list-style-type: none"> Baja complejidad computacional Muy simple de implementar Responde bien ante señales estacionarias 	<ul style="list-style-type: none"> Realiza la reconstrucción usando señales senoidales El suavizado (filtrado) depende del ancho de banda del filtro
Filtro de respuesta finita al impulso (FIR)	<ul style="list-style-type: none"> Baja complejidad computacional Simple de implementar 	<ul style="list-style-type: none"> A medida que se incluyen coeficientes se producen desfases en la señal filtrada Prevalecen componentes de ruido en las señales filtradas de LEMF
Transformación de wavelets discreta (DWT)	<ul style="list-style-type: none"> Resolución variable (traslación y dilatación) Puede emplear diversas funciones base (wavelets madre) Descompone la señal por niveles Posee algoritmos basados en la FFT Fácil de implementar si se tienen aplicativos previamente desarrollados (Toolbox) 	<ul style="list-style-type: none"> Su desempeño depende de los niveles de descomposición elegidos y del tipo de umbral empleado (suave o duro) Los resultados dependen de la función wavelet seleccionada
Filtrado adaptativo NL-LMS en el dominio de la DFRFT (DFRFT)	<ul style="list-style-type: none"> Permite descomponer la señal en términos de una base ortonormal formada por chirps Proporciona buena concentración de energía en las señales de LEMF El orden fraccionario proporciona un grado de libertad adicional (rotación en cualquier ángulo) Los filtros adaptativos tienen mejor desempeño en el dominio fraccionario ya que las señales varían mucho más lento 	<ul style="list-style-type: none"> Requiere de una versión de la señal deseada en el dominio fraccionario Usando el algoritmo completo puede tomar tiempos de ejecución extensos para señales con $N > 10000$ muestras Los resultados dependen de los parámetros del algoritmo adaptativo
Aproximación local polinomial (LPA-ICI)	<ul style="list-style-type: none"> Baja complejidad computacional No requiere de una señal deseada ni de valores fijos en sus parámetros Es adaptativa para cada instante de tiempo Es una técnica estadística que trabaja fuera del plano tiempo-frecuencia La reconstrucción de la señal no utiliza una colección de formas de onda 	<ul style="list-style-type: none"> Los resultados dependen del conjunto de valores dado a sus parámetros (solución local) Si se seleccionan anchos de ventana muy pequeños el proceso de filtrado no es satisfactorio

Fuente: Autor

7.2 Etapa de análisis tiempo-frecuencia

A partir del conocimiento del espectro de frecuencia de los rayos es posible entender los procesos físicos que se relacionan con los diferentes eventos asociados a los *flashes* CG (descargas preliminares, líderes, *strokes*, pulsos bipolares angostos, entre otros). En particular, la estimación del espectro de los *return strokes* permite determinar los requerimientos de compatibilidad electromagnética de equipos y sistemas (eléctricos, electrónicos, comunicaciones, etc.). Así mismo, estimar el espectro de los *strokes* es importante pues una vez relacionado con la forma de onda del campo eléctrico y/o magnético puede ser usado para localizar rayos y analizar sus características [24].

Esta sección presenta la etapa de validación y aplicación de la LPFT como alternativa para el análisis tiempo-frecuencia de señales de campo eléctrico y/o magnético radiado por *return strokes*. Adicionalmente, se analiza la influencia del nivel de ruido en la señal, el ancho y tipo de la función ventana y el orden polinomial sobre el cálculo del periodograma local polinomial (LPP). Los resultados de las simulaciones muestran que la LPFT mejora la resolución del espectro (en la dirección del tiempo y de la IF) y revela componentes de media frecuencia relacionadas con cambios rápidos en la forma de onda de las señales examinadas.

7.2.1 Pruebas de validación preliminares

Las pruebas preliminares que se realizaron para validar la LPFT como nueva alternativa para calcular el espectro de señales de campo eléctrico generado por rayos (LEF) se presentan en el **Artículo E7**. En dicho trabajo se describe el proceso para calcular el LPP sobre algunas señales de primeros *strokes* (FRS) y *strokes* subsecuentes (RSR). Los registros examinados fueron obtenidos en Bogotá, Colombia durante 2004 y fueron presentados en una ventana de observación de 200 μs con un tiempo de muestreo de 400 ns. En ese caso, la LPFT fue calculada para un orden polinomial $m = 2$, empleando una ventana rectangular normalizada simétrica con una duración (ancho de banda) fija de 40 μs . Adicionalmente, para comparar los resultados proporcionados por la LPFT se presentó un análisis tiempo frecuencia usando la STFT.

En el **Artículo E7** se analizaron señales de campo eléctrico asociados a *flashes* ocurridos entre 15 km y 50 km con respecto al punto de observación. Dichas formas de onda fueron divididas en tres zonas: etapa inicial ascendente (IS), rampa descendente (DRp) y sobrepico de polaridad opuesta (OPO). Durante las pruebas se demostró que la LPFT de segundo orden puede mejorar los resultados entregados por la STFT. Se observó también que el LPP mejora la resolución de la frecuencia instantánea (IF) y revela componentes de frecuencia adicionales en la zona asociada a la rampa descendente (hasta 100 kHz) y en el espectro de los sobrepicos de polaridad opuesta (hasta 50 kHz).

7.2.2 Pruebas de validación complementarias

Aun con los buenos resultados de las pruebas preliminares presentadas en el **Artículo E7**, la influencia del tipo y ancho de la función ventana y el efecto del orden polinomial sobre el cálculo del LPP quedaron fuera del alcance de dicho estudio. Por esta razón, en esta subsección se presentan una serie de pruebas adicionales que confirman el buen desempeño de la LPFT para el análisis tiempo-frecuencia de señales radiadas por *return strokes*.

7.2.2.1 Metodología empleada para el análisis del espectro

Durante las pruebas se analizaron algunas formas de onda de *strokes* (FRS y SRS) extractadas de la base de datos que se configuró entre agosto-noviembre de 2016 (usando los sistemas de medición descritos en el capítulo 3). Para facilitar su análisis, cada señal fue delimitada en una ventana de 400 μs y se usó un *pre-trigger* de 100 μs con respecto al pico inicial de la señal. Este tiempo es suficiente para cubrir la mayor parte de la actividad de los *return strokes* y reduce el tiempo de cómputo de la LPFT.

Para realizar una adecuada caracterización del espectro de los *return strokes*, cada forma de onda fue dividida en cinco zonas: etapa inicial ascendente (IS), rampa descendente (DRp), rampa electrostática (ERp), sobrepico de polaridad opuesta (OPO) y sobrepico de similar polaridad (SMO). La Figura 7.20 muestra las zonas en que se divide la forma de onda del campo eléctrico generado por *return strokes* capturados a distancias cercanas e intermedias. De acuerdo a esto, las descargas cercanas poseen zonas IS, DRp y ERp (Figura 7.20(a)), mientras las descargas intermedias o lejanas exhiben zonas IS, DRp, OPO y SMO (Figura 7.20(b)).

Además de lo anterior, cada una de las zonas identificadas en la forma de onda ha sido asociada con el espectro y la concentración de energía revelada por las técnicas de procesamiento. De esta manera, en las secciones siguientes se analiza la distribución del espectro en el plano tiempo-frecuencia (TFp) usando los siguientes parámetros: región espectral (RE), región espectral intensa (IER), ancho de banda ($IF_{max} - IF_{min}$), energía pico y relación de energía entre zonas. La definición de estos parámetros se muestra en la Tabla 7.11.

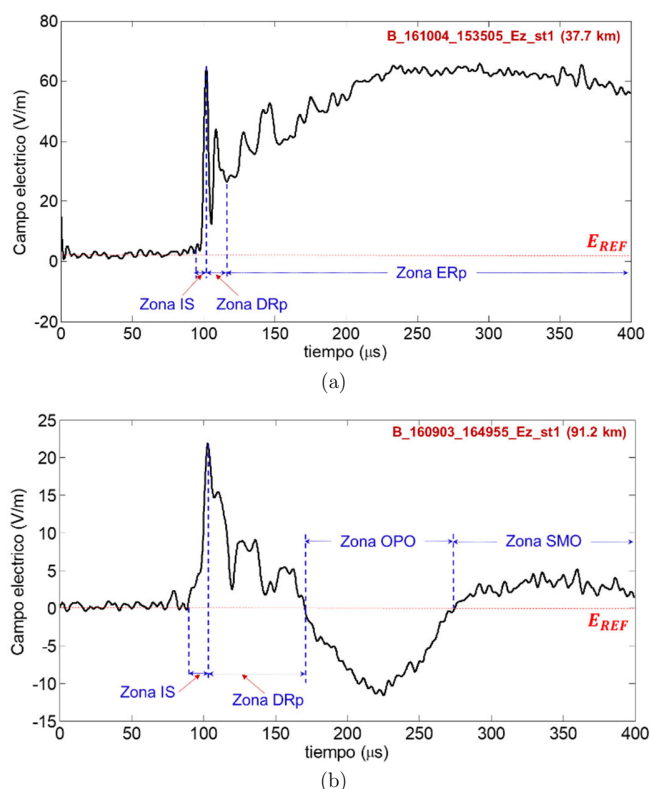


Figura 7.20 Forma de onda dividida por zonas. (a) campo eléctrico cercano; (b) campo eléctrico intermedio
Fuente: Autor

Tabla 7.11 Definición de los parámetros del espectro de frecuencia para cada zona de la forma de onda

Parámetro (sigla)	Definición
Región espectral (RE)	Porción del espectro donde predomina la mayor parte de la energía radiada. Esta región abarca entre el 10% y 100% de la energía máxima estimada en una zona específica de la señal (región inicial, rampa, sobrepicos, etc.)
Región espectral más intensa (IER)	Parte de la región espectral donde se concentra entre el 90% y 100% de la energía máxima estimada en una zona específica de la señal
Ancho de banda (BW)	Diferencia entre la frecuencia máxima y la frecuencia mínima que limitan una región espectral (RE o IER)
Energía pico o máxima	Valor máximo de la energía radiada en una zona específica de la señal
Relación de energía máxima entre zonas	Relación entre el valor pico de la energía en la etapa inicial de la descarga (IS) y la energía máxima de una zona específica de la señal

Fuente: Autor

7.2.2.2 Influencia del nivel de ruido sobre la LPFT

En términos matemáticos, el espectro de energía presentado en el LPP es resultado de elevar al cuadrado la LPFT (ver sección 6.4.1). Debido a esto, las componentes de la señal que poseen baja amplitud y el ruido presente en los registros analizados tienden a revelar componentes de muy baja energía en la LPFT, las cuales se ven aún más reducidas en el LPP. No obstante, es necesario determinar la influencia del ruido en la distribución del espectro sobre el TFp. Para esto se analizó el comportamiento del LPP antes y después de filtrar las señales usando una de las técnicas de procesamiento presentadas en la primera parte de este capítulo. En este caso, se usaron los filtros adaptativos en el dominio de la DFRFT y los parámetros de simulación fueron similares a los definidos en la sección 7.1.1.3.

La Figura 7.21 muestra la forma de onda y el LPP de una señal de campo eléctrico radiada por un primer *stroke* con una SNR de 18.6 dB (antes de ser filtrada). Por su parte, el espectro del campo eléctrico producido por un *stroke* subsecuente con baja SNR (2.6 dB) se presenta en la Figura 7.22. En ambos casos se calculó el LPP de la señal contaminada (columna izquierda) y de la señal filtrada (columna derecha). Estos LPPs muestran el tiempo en el eje horizontal y la IF en el eje vertical. Así mismo, la distribución de energía se representa usando escalas de colores (ubicadas al lado derecho de cada LPP).

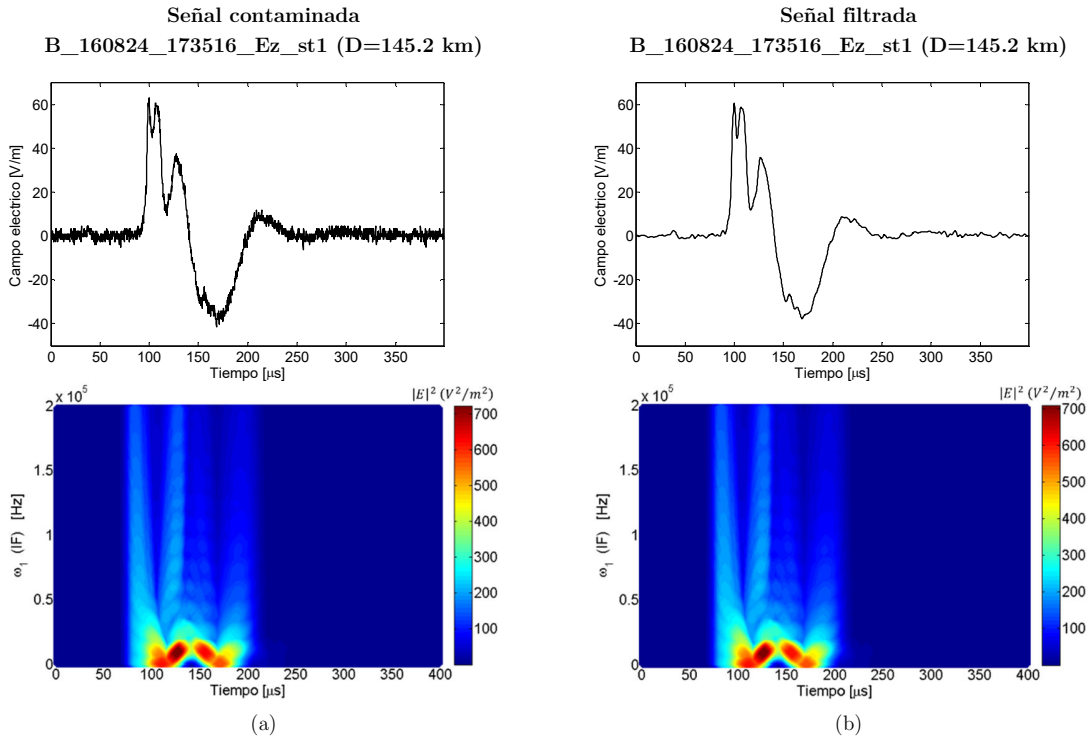


Figura 7.21 Campo eléctrico de un *stroke* con alta SNR (parte superior) y su respectivo LPP (parte inferior). (a) señal con ruido; (b) señal filtrada

Fuente: Autor

Para estas simulaciones se definió un orden $m = 2$ y una ventana rectangular normalizada simétrica con un ancho de 60 μs . El orden polinomial fue definido teniendo en cuenta que el uso de una LPFT de segundo orden ha mostrado mejoras significativas en aplicaciones tales como radar, comunicaciones, detección de señales chirp y localización de fuentes en ambientes no-estacionarios [145], [260]. Además, esta LPFT reduce la cantidad de operaciones y el tiempo de cómputo de la transformación. Por su parte, el ancho de la ventana fue seleccionado teniendo en cuenta que los registros adquiridos en 2016 poseen un mayor número de muestras

($N = 6000$) y tienen un tiempo de muestreo cuatro veces menor ($T_S = 100 \text{ ns}$) que las señales analizadas en el Artículo E7.

Al analizar el LPP de las señales mostradas en la Figura 7.21 (FRS) y la Figura 7.22 (SRS) se observan pocas diferencias en la distribución temporal de energía y en el espectro de la IF (ω_1) de la señal antes y después de ser filtrada. En el caso del FRS (ver Figura 7.21), la única diferencia apreciable se encontró en la magnitud de la energía radiada. Antes de ser procesada, la energía de la señal alcanzó un valor pico de $709.4 \text{ V}^2/\text{m}^2$, mientras que la señal filtrada mostró una energía máxima de $702.8 \text{ V}^2/\text{m}^2$, ambos valores fueron encontrados en la zona de la rampa descendente.

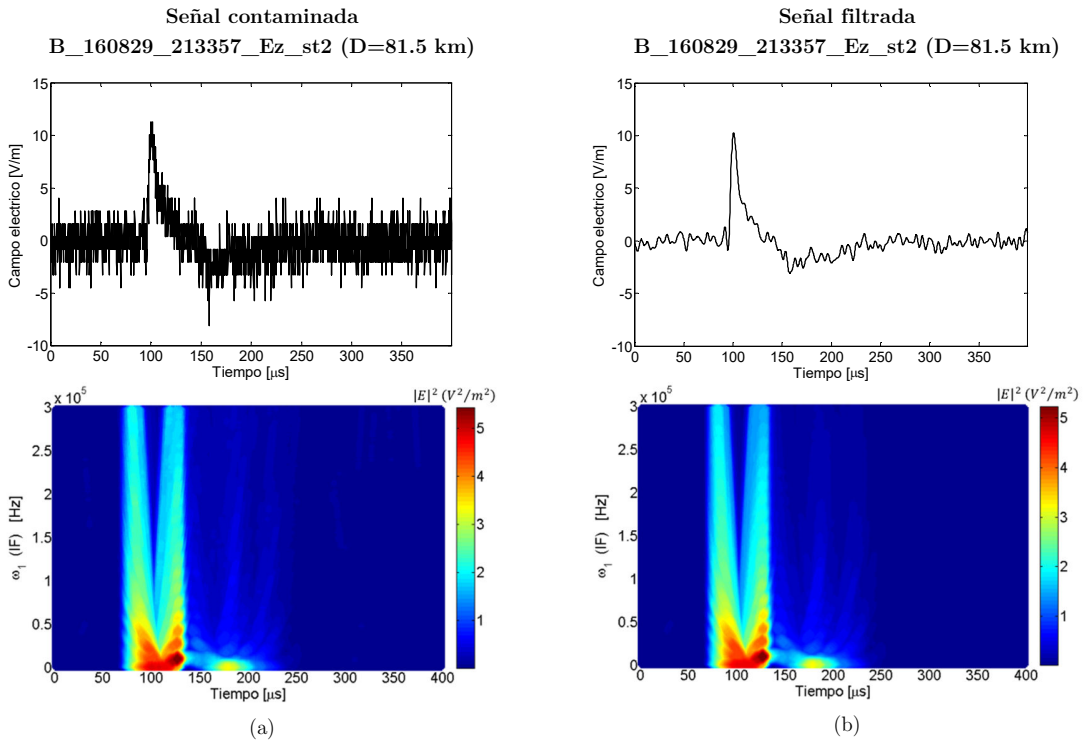


Figura 7.22 Campo eléctrico de un *stroke* con baja SNR (parte superior) y su respectivo LPP (parte inferior). (a) señal con ruido; (b) señal filtrada

Fuente: Autor

Por su parte, al presentar una SNR más baja, la presencia de ruido en el registro del SRS (ver Figura 7.22) genera sutiles alteraciones en la energía el espectro, especialmente en la zona de la rampa descendente y en el sobrepico de polaridad opuesta (entre $100 \mu\text{s}$ y $230 \mu\text{s}$). No obstante, la manera en que se distribuye la energía y su amplitud continúa siendo similar. En este segundo caso, la energía máxima de la señal antes y después de ser filtrada fue $5.41 \text{ V}^2/\text{m}^2$ y $5.19 \text{ V}^2/\text{m}^2$, respectivamente.

Este mismo ejercicio se realizó con 17 señales de FRS que presentaron una SNR entre 3.5 dB y 30.7 dB. Los resultados revelaron una diferencia promedio de 1.27% ($\sigma = 0.36\%$) en la energía máxima del LPP antes y después de filtrar la señal. De igual manera, al analizar 22 registros de SRS con una SNR entre 2.1 dB y 31.2 dB se encontró una diferencia promedio de 3.88% ($\sigma = 1.09\%$) en el valor pico de la energía de la señal antes y después de ser procesada. Las pruebas realizadas permiten concluir que la presencia de ruido en las mediciones influye ligeramente en el comportamiento del LPP y la distribución de energía. No obstante, este efecto se vuelve relevante a medida que disminuye la SNR. Por esta razón, aunque es posible obtener resultados satisfactorios con señales contaminadas, es recomendable que el análisis del espectro se ejecute con

señales exentas de ruido (en la medida de lo posible). Todo esto con el fin de reducir el efecto del ruido y otras interferencias en el cálculo de la LPFT.

7.2.2.3 Influencia del ancho de la ventana

Como se mencionó en la sección 6.4.5, el ancho de banda (duración) de la función ventana influye en el cálculo de la LPFT. Algunos casos que describen este comportamiento se mostraron en el **Artículo P4** (sección 5) y en el **Artículo E5** (sección 4), donde se calculó el LPP para señales chirp o multi-componentes usando transformaciones de segundo (LPFT-2) y tercer orden (LPFT-3). Para el caso de las señales de LEMF se analizó el comportamiento del espectro en función del ancho de la función ventana para un conjunto de FRS y SRS. La Figura 7.23 muestra el LPP del campo eléctrico producido por un FRS variando el ancho de la ventana (h) entre $40 \mu\text{s}$ y $80 \mu\text{s}$. Al igual que en la sección anterior, se empleó una ventana rectangular y la LPFT de segundo orden con el propósito de reducir los tiempos de cálculo.

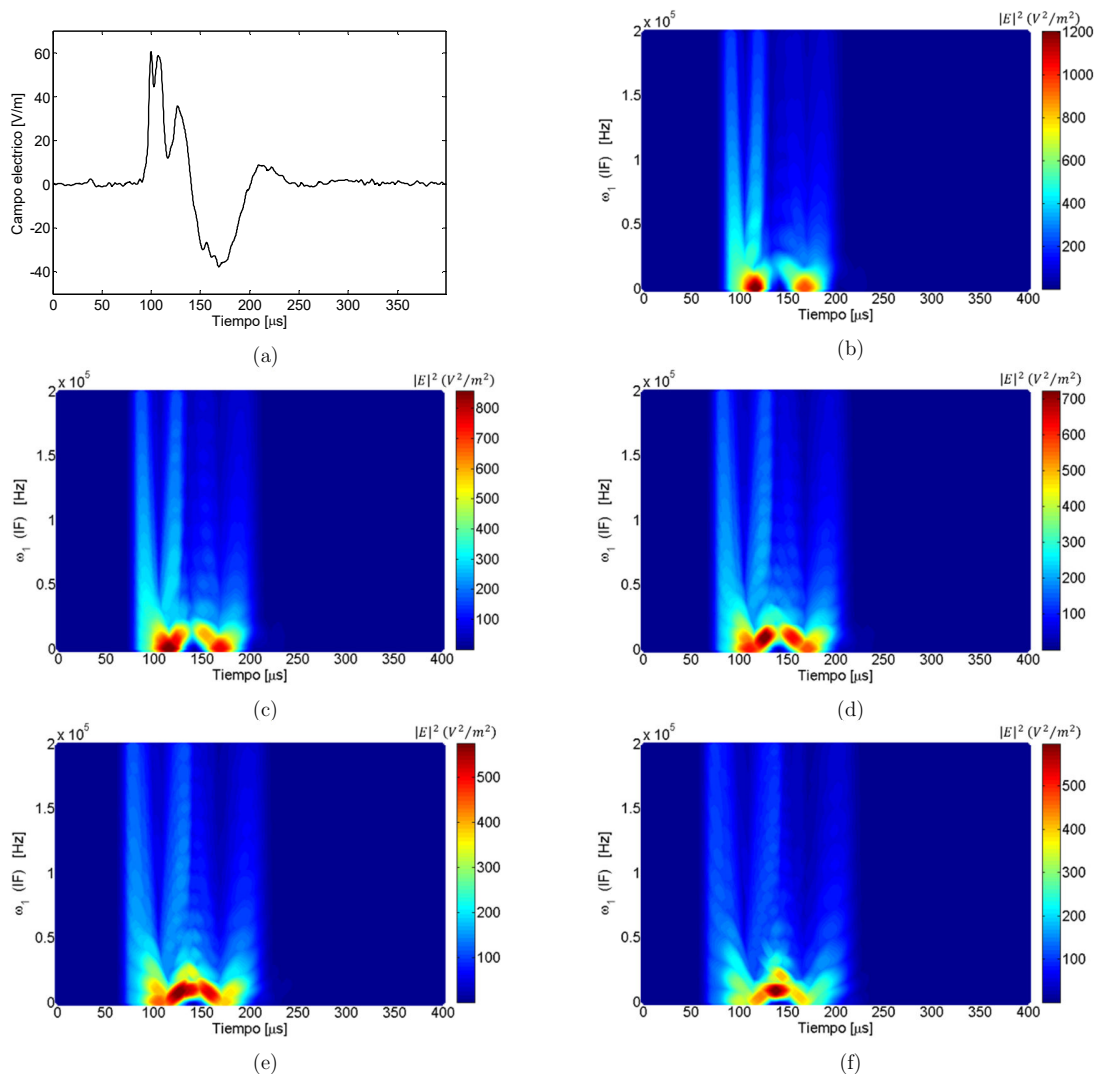


Figura 7.23 Influencia de la ventana en el cálculo de la LPFT-2 para un FRS negativo. (a) forma de onda; (b) LPP con $h=40 \mu\text{s}$; (c) LPP con $h=50 \mu\text{s}$; (d) LPP con $h=60 \mu\text{s}$; (e) LPP con $h=70 \mu\text{s}$; (f) LPP con $h=80 \mu\text{s}$
Fuente: Autor

Inicialmente se puede observar que la forma de onda posee cuatro zonas bien definidas. La zona inicial de la descarga (IS) comienza en 88 μs y termina en 100 μs , punto a partir del cual inicia la zona de la pendiente descendente (DRp) que va hasta el cruce por cero en 140 μs . Finalmente, la zona del semiciclo de polaridad opuesta (OPO) está comprendida entre 140 μs y 200 μs , mientras la zona del sobrepico de similar polaridad (SMO) inicia en 200 μs y finaliza en 248 μs .

Analizando las distribuciones tiempo-frecuencia obtenidas usando la LPFT se observa que a medida que el ancho de la ventana disminuye, las componentes de la señal tienden a concentrarse en la dirección del tiempo (mejor resolución) y la energía máxima del LPP también tiende a aumentar (desde 1204 V^2/m^2 con $h = 40 \mu\text{s}$ hasta 582 V^2/m^2 con $h = 80 \mu\text{s}$). Además de los cambios de energía, puede verse en la Figura 7.23(b) que las componentes la señal están claramente separadas entre 130 μs y 140 μs , aunque a medida que se incrementa el ancho de la ventana esta separación en la dirección del tiempo desaparece. En cuanto a la resolución en el dominio de la frecuencia, se puede notar que las componentes de la señal se concentran en la dirección de la IF a medida que el ancho de la ventana aumenta.

Examinando el comportamiento del LPP se observa entre la Figura 7.23(c) y la Figura 7.23(f) que buena parte de la energía de la señal empieza a compactarse hasta que se distribuye entre 0.1 kHz y 100 kHz. Sin embargo, en la Figura 7.23(e) y la Figura 7.23(f) se aprecia que las regiones espectrales y la energía de las zonas DRp y OPO empiezan a solaparse ubicando la energía máxima de la señal en 150 μs (cerca al primer cruce por cero). Esto prueba que para ventanas muy anchas se pierde resolución en la dirección del tiempo. Para el caso de la señal mostrada en la Figura 7.23(a), la mejor solución local se obtiene usando una ventana entre 50 μs y 60 μs , aunque al examinar en detalle la Figura 7.23(d) se puede advertir que con la ventana de 60 μs se obtiene un LPP de mejor resolución en ambas direcciones. Bajo esta configuración, buena parte de la energía de la señal se encuentra en la rampa descendente y su energía pico está localizada entre 115 μs y 130 μs , donde se observan varios cambios rápidos de pendiente.

La misma prueba descrita para los FRS se realizó para varios registros de campo eléctrico generado por SRS. La evolución del LPP en función del ancho de la ventana para un SRS registrado a 21.3 km se ilustra en la Figura 7.24. En esta ocasión, la forma de onda exhibe una zona IS entre 92 μs y 101 μs , luego una zona DRp hasta 133 μs , y finalmente, una zona asociada a las componentes electrostáticas dominantes del campo eléctrico cercano (zona ERp a partir de 133 μs). Al analizar la relación entre el ancho de la ventana y la resolución del espectro se encontró que a medida que el ancho de la ventana disminuye, la resolución en la dirección del tiempo tiende a mejorar y la resolución en la dirección de la IF tiende a empeorar. Así mismo, al aumentar el ancho de la ventana se observa una reducción de 9.3 % en el valor pico de la energía de la señal (entre valores extremos de h). Este comportamiento es similar al descrito para el caso del FRS y se relaciona con el principio de incertidumbre global de la LPFT descrito en la sección 6.4.5.

Para la señal mostrada en la Figura 7.24, la mejor resolución del LPP (en la dirección del tiempo y de la IF) fue obtenida con una ventana de 60 μs (Figura 7.24(d)). Usando esta combinación de parámetros en la LPFT, la energía máxima de la señal se distribuye entre la rampa descendente (hasta 133 μs) y la rampa electrostática. El comportamiento del espectro de las señales mostradas en la Figura 7.23 y la Figura 7.24 es similar al observado para un banco de registros compuesto por 12 FRS y 15 SRS. En dichos casos, la mejor resolución del LPP fue obtenida al usar una ventana rectangular simétrica normalizada con duración (ancho) de 60 μs . Las características de los espectros calculados en esta etapa se ajustan a las observaciones reportadas por Miranda en 2008 y Sharma *et al.* en 2011, quienes analizaron señales de campo eléctrico de *return strokes* negativos [22], [24].

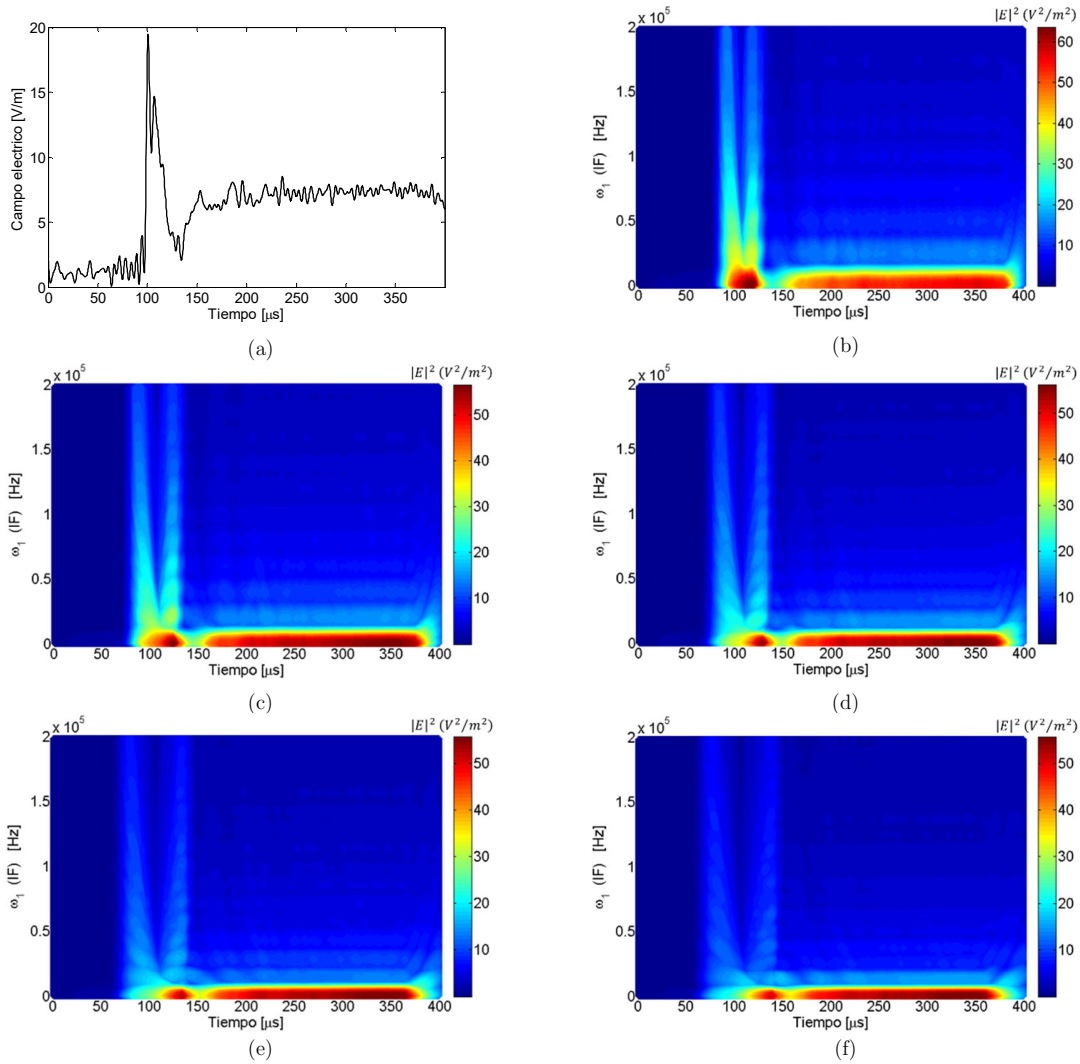


Figura 7.24 Influencia de la ventana en el cálculo de la LPFT-2 para un SRS negativo. (a) forma de onda; (b) LPP con $h=40 \mu s$; (c) LPP con $h=50 \mu s$; (d) LPP con $h=60 \mu s$; (e) LPP con $h=70 \mu s$; (f) LPP con $h=80 \mu s$
Fuente: Autor

7.2.2.4 Influencia del tipo de función ventana

Después de analizar la influencia del ancho de la ventana sobre el espectro, la siguiente etapa en la validación y verificación de la LPFT para el procesamiento de LEMF se enfocó en examinar la influencia del tipo o forma de esta función. En este caso, se realizó el cálculo de la LPFT con $m = 2$, manteniendo fijo el ancho de la ventana en $60 \mu s$ (mejor solución local obtenido con la ventana rectangular) y variando el tipo de función. Para las simulaciones se emplearon cuatro funciones simétricas normalizadas (Gaussiana, rectangular, Hann y Hamming) y dos funciones asimétricas normalizadas (rectangular izquierda y rectangular derecha). Los resultados del LPP calculado bajo estas condiciones se muestran en la Figura 7.25.

Espacio dejado en blanco de manera intencional

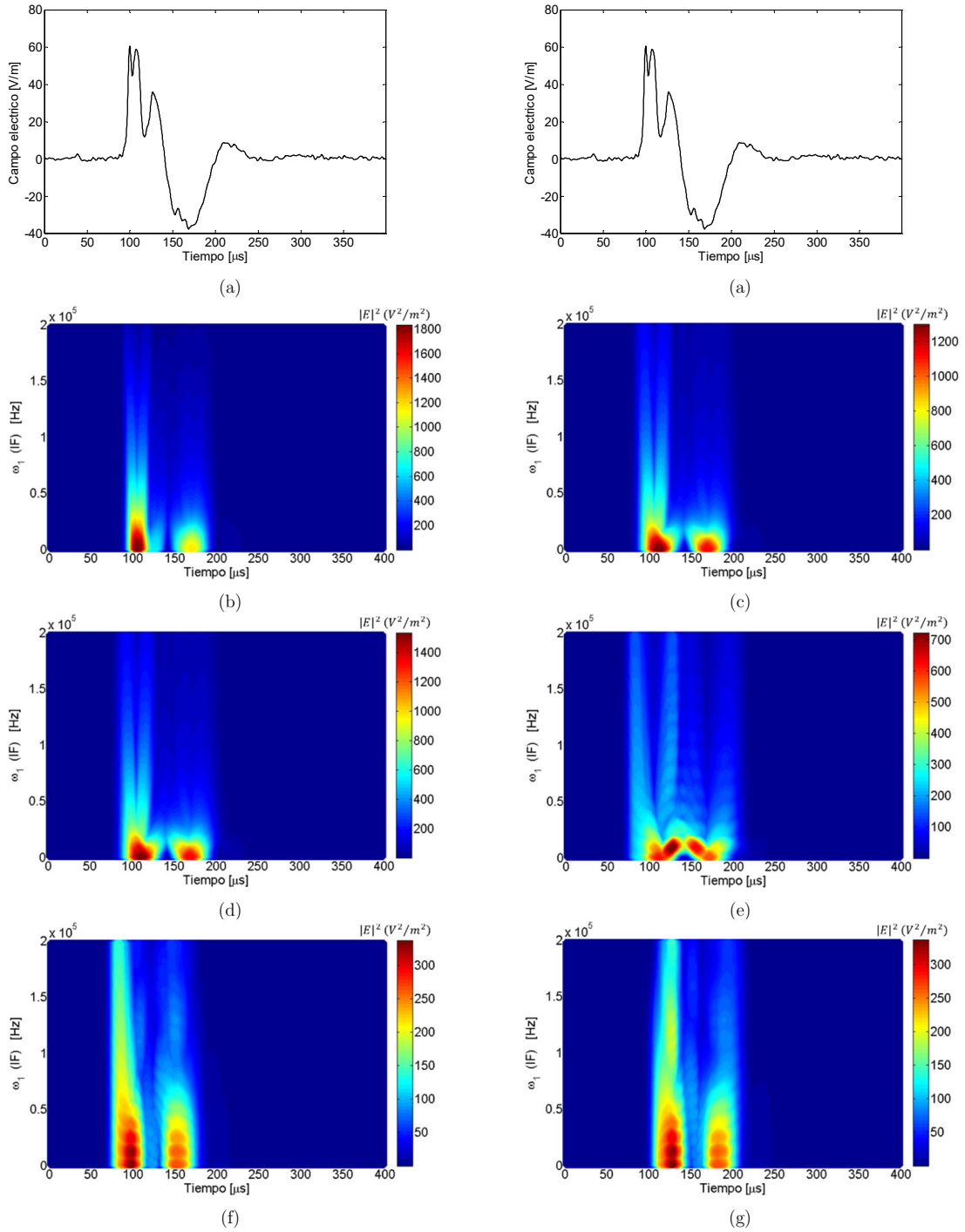


Figura 7.25 LPP de orden 2 para un *return stroke* con $h=60 \mu\text{s}$ y diferentes tipos de ventana. (a) señal en el tiempo; (b) ventana Gaussiana; (c) ventana Hann; (d) ventana Hamming; (e) ventana rectangular simétrica; (f) ventana rectangular derecha; (g) ventana rectangular izquierda

Fuente: Autor

Al comparar el espectro obtenido con las ventanas simétricas se observó que la función Gaussiana, Hann y Hamming proporcionan un LPP más compacto en la dirección del tiempo, en comparación con la función rectangular. Esta diferencia en la resolución sobre el eje horizontal (tiempo) se debe a las características que

tiene cada función ventana en el espacio $t - (\omega_1, \omega_2)$ (lóbulos, ancho y amplitud), las cuales modifican la distribución de energía del espectro obtenido con la LPFT. Adicionalmente, este efecto provoca una dilatación de las componentes del LPP en la dirección de la IF, especialmente usando la función Hann (Figura 7.25(b)). Por su parte, las ventanas asimétricas (Figura 7.25(f) y Figura 7.25(g)), además de producir una dilatación pronunciada (baja resolución) de las componentes en la dirección de la IF, provocan un desplazamiento del espectro en la dirección del tiempo (entre 75 μ s y 200 μ s).

Además del análisis visual se ha comparado el rango de frecuencias de la zona IS (etapa inicial) y la zona DRp (pendiente descendente) usando los diferentes tipos de ventana. En todos los casos se estimó la región espectral (RE) y la región espectral más intensa (IER) (ver sección 7.2.2.1). La Tabla 7.12 muestra los resultados del análisis espectral. Para la zona IS se puede notar que el rango más angosto en la región espectral se obtuvo usando la función Hamming (0.5 kHz – 181 kHz), mientras los resultados alcanzados con las funciones Gaussiana, Hann y rectangular son ligeramente superiores. En esta misma zona, la función rectangular compacta las componentes de la IER entre 0.5 kHz y 12 kHz. En el caso de las ventanas asimétricas se encontraron rangos mucho más amplios (baja resolución) con una frecuencia superior de 220 kHz para la región espectral y 31 kHz para la región espectral intensa.

Tabla 7.12 Parámetros de las zonas IS y DRp de la señal mostrada en la Figura 7.25

Zona de la forma de onda	Tipo de ventana	RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V^2/m^2)	Relación de energía IS/DRp
Zona inicial de la descarga (IS)	Gaussiana	0.5 – 189.5	0.5 – 16.5	1605.2	–
	Hann	0.5 – 186	0.5 – 14	970.8	–
	Hamming	0.5 – 181	0.5 – 15.5	1030.4	–
	Rectangular	0.5 – 192.5	0.5 – 12	437.1	–
	Rectangular izquierda	0.5 – 326.5	0.5 – 31	360.3	–
	Rectangular derecha	0.5 – 214.5	NI	96.4	–
Zona de la rampa descendente (DRp)	Gaussiana	0.5 – 170.5	0.5 – 18.5	1804.1	0.89
	Hann	0.5 – 192.5	0.5 – 16	1435.3	0.68
	Hamming	0.5 – 190	0.5 – 15	1512.7	0.68
	Rectangular	0.5 – 182.5	3.5 – 13	702.8	0.62
	Rectangular izquierda	0.5 – 219.5	0.5 – 29.5	355.4	1.01
	Rectangular derecha	0.5 – 328	0.5 – 31	360.9	0.27

RE: región espectral --- IER: región espectral más intensa --- NI: no identificada

Fuente: Autor

Para la zona relacionada con la rampa descendente, la función Gaussiana provee la mejor concentración de energía en la región espectral (0.5 kHz – 170.5 kHz), mientras que las funciones Hann, Hamming y rectangular simétrica muestran una región espectral con un rango entre 11% y 13% mayor. Por su parte, la mejor resolución para la región espectral intensa se consiguió nuevamente con la ventana rectangular (3.5 kHz – 12.5 kHz), mientras las demás ventanas simétricas mostraron una región espectral intensa con componentes desde 0.5 kHz hasta 18.5 kHz (ventana Gaussiana).

Respecto a la energía de la señal, las pruebas permiten afirmar que el uso de funciones normalizadas incide directamente en el comportamiento del espectro y su energía máxima. En este sentido se encontró que el espectro con la mayor energía fue el obtenido con la función Gaussiana normalizada, exhibiendo un valor máximo de 1605.4 V^2/m^2 para la zona inicial de la descarga y 1804.1 V^2/m^2 para la zona de la rampa descendente. Debido a este vínculo entre el tipo de ventana y la energía exhibida por el LPP, en esta parte

del estudio se ha incluido el cálculo de la relación de energía entre la zona IS y la zona DRp (relación IS/DRp). Al comparar los resultados obtenidos se puede notar que la ventana Hann, Hamming y rectangular simétrica proporcionan valores similares (entre 0.62 y 0.68), mientras la función Gaussiana y la función rectangular izquierda muestran una relación cercana a la unidad (0.89 y 1.01, respectivamente).

A partir de estas pruebas se evidenció que, para el mismo ancho de ventana, las funciones simétricas proveen mejores resultados que sus contrapartes asimétricas. Sin embargo, cada ventana proporciona resultados diferentes dependiendo de la zona de la señal que se quiera caracterizar. En este sentido, aunque el uso de la función Gaussiana provee mayores niveles de energía, las funciones Hamming y rectangular proporcionan una buena resolución del LPP manteniendo estables las relaciones de energía. Adicionalmente, las simulaciones muestran que al usar la función rectangular se obtiene un rango de frecuencia más compacto (entre 15 % y 47 %) para la región espectral intensa en comparación con las otras funciones simétricas utilizadas.

Los resultados obtenidos en esta sección muestran que para una misma señal es posible obtener densidades espectrales de similar comportamiento (LPPs parecidos) a partir de la combinación del ancho y tipo de ventana. Este escenario, aunque requiere del desarrollo de pruebas preliminares para examinar las características de la señal y ajustar los parámetros de las simulaciones, proporciona mayor flexibilidad a la hora de emplear la LPFT para el análisis tiempo-frecuencia. Teniendo en cuenta lo anterior, las pruebas presentadas a lo largo de este capítulo sólo exhiben una solución local a partir de la combinación de los parámetros de la LPFT, más no una solución general.

7.2.3 Comparación con otras técnicas de procesamiento e influencia del orden polinomial de la LPFT

Además de las características que posee la función ventana, el orden polinomial es otro de los parámetros de la LPFT que afecta la estimación de la IF y la distribución de energía en plano tiempo-frecuencia. Por esta razón, en esta sección se analiza la influencia del orden polinomial sobre el cálculo del periodograma local polinomial (LPP). Adicionalmente, siguiendo la metodología presentada en la sección anterior se comparan los resultados derivados de la aplicación de la LPFT con los exhibidos por otros métodos espectrales ampliamente usados como la FT y la STFT.

7.2.3.1 Análisis en el dominio de la frecuencia

La FT es una técnica tradicional que proporciona el espectro de la señal. Al emplear este método es posible conocer el rango de frecuencias en el que se concentra la energía de la señal bajo estudio. Como primer paso hacia el análisis tiempo-frecuencia, en este estudio se han considerado las componentes de frecuencia de algunas señales de FRS y SRS. La Figura 7.26 y la Figura 7.27 muestran la forma de onda (en el dominio del tiempo) y el espectrograma de algunos registros asociados a *strokes* cercanos (menos de 50 km) e intermedios (entre 50 y 150 km), respectivamente. En este caso, para obtener el contenido espectral de las señales se utilizó la función de la transformación rápida de Fourier (FFT) incluida en MATLAB®.

Al revisar el espectrograma de los *strokes* cercanos (ver Figura 7.26) se encontró que su valor máximo está entre 0.8 kHz y 1.2 kHz, mientras que el rango por encima del 50% del valor pico es 0 – 3.6 kHz. Estas observaciones demuestran que buena parte de la energía de los *return strokes* cercanos es de muy baja frecuencia debido a las componentes electrostáticas que dominan la forma de onda. Adicionalmente, se encontró para el FRS que el espectro puede llegar a 229 kHz con componentes de energía por debajo del 4% de su valor máximo. Para la señal de SRS se localizaron componentes entre 0 y 21.5 kHz cuya magnitud es igual o superior al 10% del valor máximo de la FT, y se registró una frecuencia máxima para todo el espectro de 227 kHz.

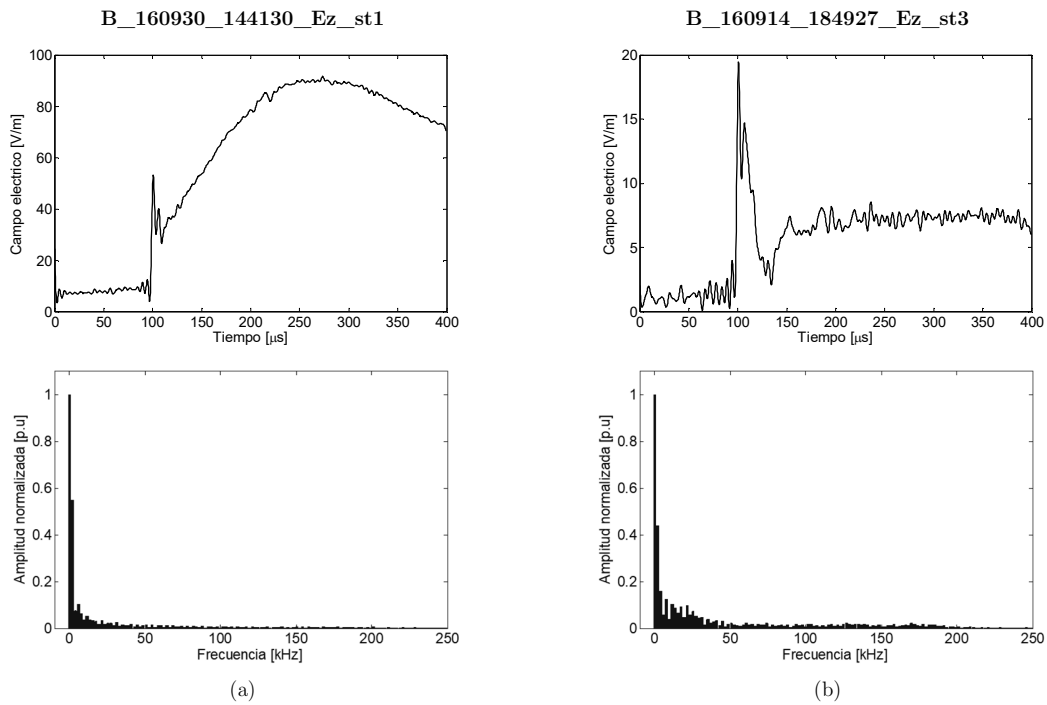


Figura 7.26 Forma de onda de *strokes* cercanos (parte superior) y su espectrograma usando FFT (parte inferior). (a) FRS registrado a 4.5 km; (b) SRS registrado a 21.3 km.

Fuente: Autor

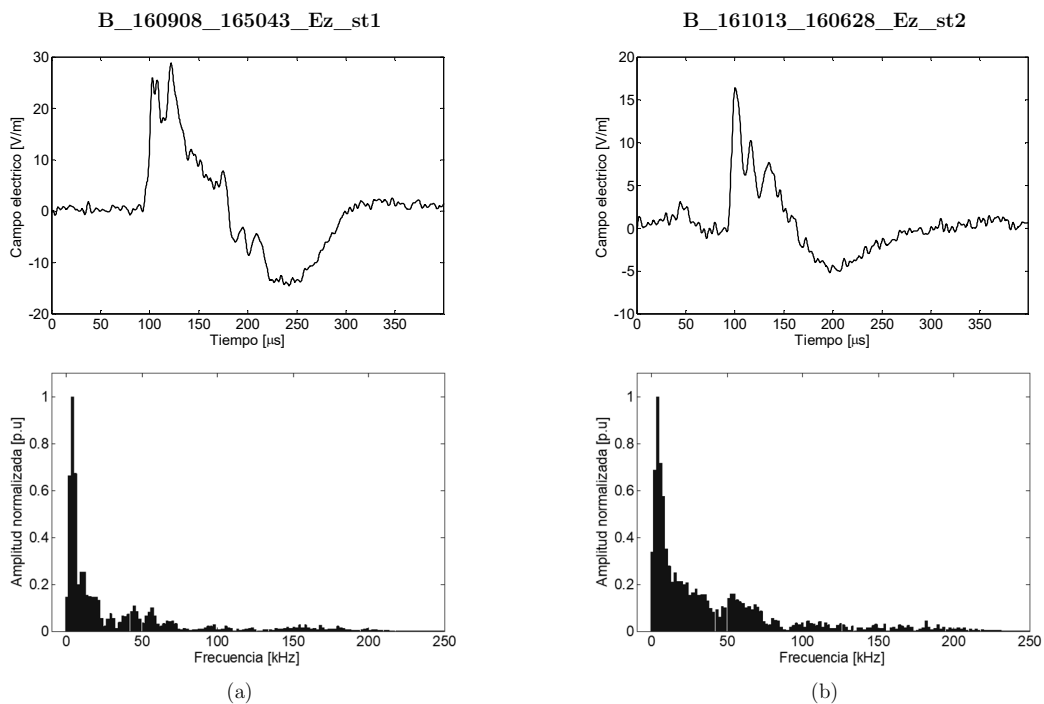


Figura 7.27 Forma de onda de *return strokes* intermedios (parte superior) y su espectrograma usando FFT (parte inferior). (a) FRS registrado a 77.8 km; (b) SRS registrado a 132.6 km.

Fuente: Autor

Examinando el contenido espectral de los ejemplos de la Figura 7.27, el valor máximo del espectrograma fue encontrado en 3.8 kHz. El rango de frecuencia en el cual el espectrograma está por encima del 50% de su valor pico está entre 1.2 kHz y 8.4 kHz para la señal del FRS y desde 1.5 kHz hasta 8.6 kHz para el registro de SRS. Adicionalmente, el espectrograma del FRS muestra componentes de considerable amplitud en el rango 0 – 56 kHz y llega a extenderse hasta 231 kHz, mientras que el espectro del SRS evidencia componentes entre 0 y 72 kHz con amplitudes mayores al 10% de su valor máximo, y alcanza una frecuencia máxima de 244 kHz. Aunque los espectrogramas obtenidos para estos ejemplos muestran la composición en frecuencia de las señales examinadas, no se presenta información acerca de la evolución del espectro con respecto al tiempo. Esta es la razón para emplear TFRs como la STFT y la LPFT.

7.2.3.2 Análisis tiempo-frecuencia y comparación de la LPFT con otras técnicas

Con el ánimo de determinar las ventajas y desventajas de usar la LPFT en el análisis de señales de LEMF, en varios apartes de esta tesis se han analizado los siguientes aspectos: la versatilidad y flexibilidad de la LPFT, la fiabilidad de los resultados obtenidos y la eficiencia computacional. En virtud de esto, en la sección 6.4 se presentaron los algoritmos de la LPFT y su tiempo de cómputo (eficiencia computacional), en la sección 7.2.1 se sintetizaron los primeros resultados de aplicar la LPFT sobre señales de LEMF (fiabilidad de resultados) y en la sección 7.2.2 se mostró la influencia del ruido presente en las mediciones y del tipo y ancho de la función ventana sobre el cálculo de la LPFT (flexibilidad y versatilidad).

A partir de lo anterior, y con el propósito de completar la evaluación del desempeño de la LPFT en el procesamiento de señales radiadas por rayos, en esta sección se presenta una comparación entre el LPP calculado con la LPFT, el espectrograma obtenido usando la FT clásica y el periodograma proporcionado por la STFT (técnica convencional). Esta última fue seleccionada como técnica de comparación teniendo en cuenta las siguientes consideraciones: (a) guarda relación directa con la transformación de Fourier (FT); (b) es una TFR lineal; (c) posee variedad de aplicaciones en el análisis tiempo-frecuencia de fenómenos electromagnéticos; (d) cuando el orden polinomial es unitario ($m = 1$) la LPFT es igual a la STFT.

Durante las pruebas se calcularon las representaciones tiempo-frecuencia de señales producidas por los *return strokes* intermedios usando la STFT y la LPFT. En todos los casos se empleó una ventana rectangular simétrica normalizada con un ancho de banda de 60 μ s (tiempo de muestreo de 100 ns). Adicionalmente, se calculó el LPP de cada señal usando un *kernel* polinomial de segundo y tercer orden. Los resultados obtenidos para las señales de *return strokes* intermedios de la Figura 7.27 se muestran en la Figura 7.28. En esta figura, la primera fila muestra las formas de onda en el dominio del tiempo, en la segunda fila se presentan los periodogramas calculados con la STFT, y los LPPs obtenidos usando la LPFT con $m = 2$ (LPFT-2) y $m = 3$ (LPFT-3) se exhiben en la tercera y cuarta fila, respectivamente.

En términos generales, los resultados de la Figura 7.28 muestran que gran parte de la energía de los *return strokes* examinados se localiza en la zona de la rampa descendente (DRp) y en el sobrepico de polaridad opuesta (OPO). Adicionalmente, la LPFT exhibe componentes adicionales de media y alta frecuencia (a partir de 50 kHz) que no son observadas usando la STFT. Estas bandas de frecuencia, aunque poseen baja energía (ver espectrogramas Figura 7.27), son intensificadas al aumentar el orden polinomial e incluir en el cálculo de la LPFT los coeficientes de la primera y segunda derivada de la IF. Dichos coeficientes aproximan de mejor manera la fase de la señal (*kernel* más detallado) y provocan una mejor concentración de energía. Una prueba de lo anterior se evidencia en el aumento de energía de las componentes superiores a 30 kHz sin alterar sustancialmente la energía máxima de los LPPs. Esto muestra que la energía máxima del LPP no depende del aumento del orden polinomial.

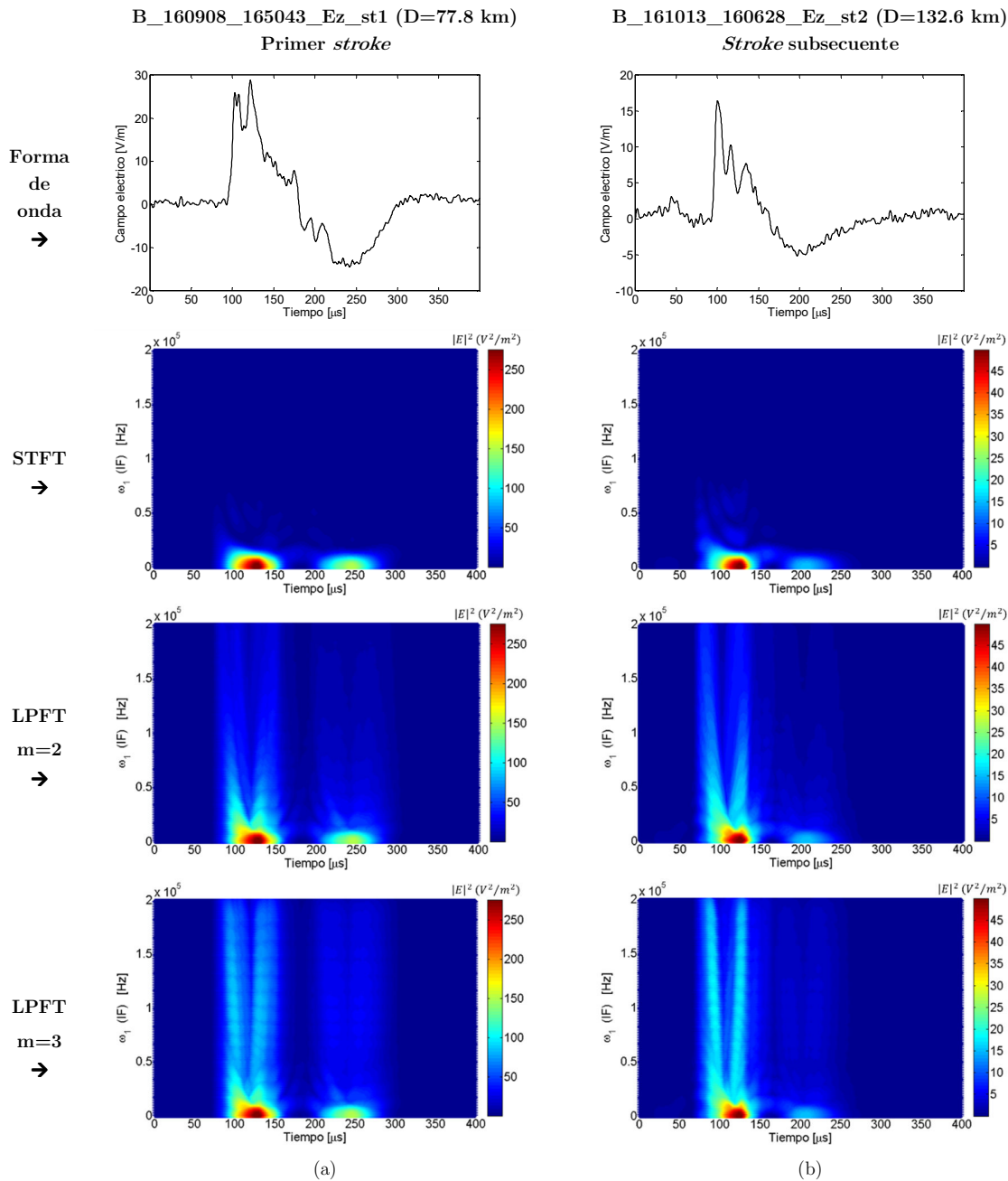


Figura 7.28 Forma de onda y TFRs usando STFT, LPFT de segundo orden y LPFT de tercer orden. (a) señal de FRS – columna izquierda; (b) señal de SRS – columna derecha
Fuente: Autor

Las características del espectro para las zonas DRp y OPO fueron estimadas teniendo en cuenta la metodología presentada en la sección 7.2.2.1. De acuerdo a esto se analizó la región espectral (RE), la región espectral más intensa (IER), el ancho de banda y la energía máxima de la señal. Los resultados de esta caracterización se presentan en la Tabla 7.13. En el caso de la señal de FRS se encontró que el periodograma calculado con la LPFT posee regiones espectrales con un rango más amplio que el obtenido usando la STFT. Esta diferencia es mucho más notoria en la región espectral de la zona DRp, para la cual se registró una frecuencia mínima de 1 kHz (en todos los casos) y una frecuencia máxima de 28 kHz con la STFT, 196.5 kHz

para la LPFT-2 y 209.5 kHz usando la LPFT-3. En la zona OPO, el rango de frecuencia calculado con la STFT es 0.5 – 19 kHz, mientras los rangos obtenidos con la LPFT-2 y la LPFT-3 fueron 0.5 – 64.5 kHz y 0.5 – 178 kHz, respectivamente.

Al examinar la región espectral más intensa de la señal de FRS se observan menores diferencias entre los rangos de frecuencia revelados por la STFT y la LPFT (ver Tabla 7.13). Así pues, para las zonas de la rampa descendente y del sobrepico de polaridad opuesta se encontró que el rango de frecuencia obtenido con la STFT es entre 21% y 33% más angosto que el exhibido por la LPFT-2 y la LPFT-3, aunque en ningún caso se superan los 11 kHz. Entre tanto, al contrastar el periodograma y los LPPs se encontró que la energía máxima en ambas zonas tiene una diferencia inferior a 2%.

Tabla 7.13 Parámetros de las zonas IS y DRp de las señales mostradas en la Figura 7.28

Señal	Zona	Técnica de procesamiento	RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V^2/m^2)
FRS Figura 7.28(a)	Zona DRp	STFT	1 – 28	1 – 8.5	274.2
		LPFT-2	1 – 196.5	1 – 10.5	276.6
		LPFT-3	1 – 209.5	1 – 11	277.3
	Zona OPO	STFT	0.5 – 19	1 – 8.0	168.5
		LPFT-2	0.5 – 64.5	1 – 9.5	169.0
		LPFT-3	1 – 178	1 – 9.5	169.2
SRS Figura 7.28(b)	Zona DRp	STFT	1 – 38.5	1 – 8.5	49.3
		LPFT-2	1 – 205.5	1 – 10	49.5
		LPFT-3	0.5 – 237.0	1 – 10	49.8
	Zona OPO	STFT	1 – 13	NI	18.5
		LPFT-2	0.5 – 34.5	1 – 11	19.1
		LPFT-3	0.5 – 68.5	0.5 – 11.5	19.4

RE: región espectral --- IER: región espectral más intensa --- NI: no identificada

Fuente: Autor

Con respecto a la señal del SRS, se evidenció que las regiones espectrales mostradas por la LPFT cubren un rango de frecuencias mayor en comparación con la STFT. Este comportamiento es similar al reportado para la señal de FRS. En este caso, las regiones espectrales del LPP-3 exhiben un ancho de banda que alcanza 237 kHz para la zona DRp y 68.5 kHz para la zona OPO. En estas pruebas, la región espectral más intensa no superó los 12 kHz, aunque el uso de la LPFT evidenció una expansión de 18% en el ancho de banda de la zona DRp. En relación con la energía de los periodogramas, después de comparar los valores máximos obtenidos con la STFT y la LPFT-3, se registró una variación de 1% en la zona de la rampa descendente y de 5% en la zona OPO.

Para los ejemplos mostrados en la Figura 7.28 se encontró que la mayor diferencia entre el cálculo del espectro usando la LPFT-2 y la LPFT-3 se localiza en la región espectral de la zona OPO. En esta región, el ancho de banda obtenido con la LPFT-3 es casi el doble (registro de FRS), mientras la región espectral más intensa de la rampa descendente muestra un ancho de banda 16% más amplio (registro de SRS). Esta dilatación de los anchos de banda se relaciona con las componentes de baja energía que son intensificadas por la LPFT, las cuales, por lo general, pertenecen a los sobrepicos (zona OPO) que exhiben las señales registradas a distancias por encima de 50 km (con respecto al punto de observación).

La metodología de comparación aplicada sobre las señales mostradas en la Figura 7.28 fue replicada para un grupo de 12 registros de *return strokes* capturados en Colombia. Aunque este número de señales es algo reducido para realizar una caracterización detallada del espectro (tarea que se realiza en el capítulo 10),

permite evaluar el tiempo que toma el cálculo de cada TFR. Dicho tiempo está directamente vinculado con la cantidad de operaciones que debe realizar cada técnica de procesamiento y permite establecer los requerimientos de *hardware* asociados a su aplicación. Los parámetros de simulación de las TFR se muestran en la Tabla 7.14 y los tiempos de cómputo para las señales de prueba se registran en la Tabla 7.15. Estos tiempos de ejecución se obtuvieron para el algoritmo de búsqueda simultánea (LPFT-ASE) usando una máquina de ocho núcleos con velocidad de procesamiento de 2.7 GHz y una memoria RAM de 16 GB.

Tabla 7.14 Parámetros de simulación definidos para el cálculo de STFT, LPFT-2 y LPFT-3

Parámetro de las TFR	Descripción
Señal examinada	<ul style="list-style-type: none"> Tiempo de muestreo: 100 ns Número de muestras: 4000
Función ventana	<ul style="list-style-type: none"> Tipo: rectangular simétrica normalizada Ancho – duración: 60 μs (600 muestras)
Frecuencia instantánea - IF (ω_1)	<ul style="list-style-type: none"> Resolución: $\{0: 500: 300 \times 10^3\}$ [1/s] Número de puntos: 600
Primera derivada de IF (ω_2)	<ul style="list-style-type: none"> Resolución: $\{-20 \times 10^9: 8 \times 10^8: 20 \times 10^9\}$ [1/s²] Número de puntos: 50
Segunda derivada de IF (ω_3)	<ul style="list-style-type: none"> Resolución: $\{-20 \times 10^{14}: 20 \times 10^{13}: 20 \times 10^{14}\}$ [1/s³] Número de puntos: 20

Fuente: Autor

Tabla 7.15 Tiempo empleado para el cómputo de STFT, LPFT-2 y LPFT-3

Señal	Tiempo (s)		
	STFT	LPFT-2	LPFT-3
B_160824_173516_Ez_st1	4.8	133.5	472.6
B_160829_213357_Ez_st2	5.3	141.8	468.5
B_160903_164955_Ez_st1	5.0	136.0	467.2
B_160908_165043_Ez_st1	4.9	147.3	477.2
B_160914_184927_Ez_st3	6.2	151.3	477.7
B_160914_190651_Ez_st4	4.7	142.8	475.8
B_160914_191629_Ez_st1	6.2	144.3	475.1
B_160928_164427_Ez_st3	5.8	150.7	480.2
B_160930_144130_Ez_st1	5.3	150.8	481.9
B_161004_153505_Ez_st1	5.5	144.0	483.7
B_161013_160628_Ez_st2	4.9	137.0	487.1
B_161013_160628_Ez_st3	6.0	150.5	480.6
Promedio	5.4	144.2	477.3
Desviación estándar	10.2%	4.3%	1.2%

Fuente: Autor

Analizando los resultados de la Tabla 7.15 se confirma lo expuesto en la sección 6.4.4, donde se mostró que el aumento el orden polinomial de la LPFT incrementa la cantidad de operaciones del algoritmo LPFT-ASE y, con ello, el tiempo de cómputo de la LPFT. Para los casos simulados, y bajo los parámetros establecidos, se tiene que la implementación de la LPFT-2 y la LPFT-3 demanda en promedio 27 y 88 veces el tiempo que toma calcular la STFT. Este tiempo representa una desventaja si se pretende aplicar la LPFT en tiempo real. No obstante, este requerimiento no es importante en este estudio, pues lo que se busca es realizar la caracterización del espectro de energía extractando la mayor cantidad de información.

Finalmente, la Tabla 7.16 presenta algunas ventajas y desventajas de las técnicas objeto de comparación. Estas propiedades, junto con los hallazgos presentados en los párrafos anteriores, evidencian los beneficios de usar la LPFT para el procesamiento y la extracción de información en señales de LEMF. Al mismo tiempo, las diferencias encontradas entre los periodogramas calculados con la STFT y la LPFT proporcionan un vistazo general de los resultados que pueden obtenerse si se realiza un análisis sistemático de este tipo de señales. De este modo, el presente capítulo cumple con el objetivo de validar las técnicas de procesamiento propuestas y, en el caso específico de esta sección, demostrar las ventajas de usar el LPP en el análisis tiempo-frecuencia de las señales radiadas por los *return strokes*. Es importante mencionar que la caracterización detallada de estas señales en el dominio del tiempo, junto con el análisis estadístico de su espectro, se presentan en los capítulos 9 y 10.

Tabla 7.16 Propiedades (ventajas y desventajas) de las técnicas usadas para el análisis tiempo-frecuencia

Técnica de procesamiento	Ventajas	Desventajas
FT convencional (FT)	<ul style="list-style-type: none"> • Baja complejidad computacional • Muy simple de implementar 	<ul style="list-style-type: none"> • No posee resolución en el dominio del tiempo • Pérdida de resolución del espectro para señales no-estacionarias
Transformación de Fourier de corto tiempo (STFT)	<ul style="list-style-type: none"> • Baja complejidad computacional • Simple de implementar • Revela el comportamiento del espectro de frecuencia en cada instante de tiempo • Presenta buen desempeño con señales estacionarias 	<ul style="list-style-type: none"> • La resolución del periodograma es fija y depende del ancho de la función ventana (principio de incertidumbre) • Exhibe pérdida de resolución del espectro para señales de frecuencia variable en el tiempo
Transformación local polinomial de Fourier (LPFT)	<ul style="list-style-type: none"> • Puede generalizar el comportamiento de la IF para cualquier señal de fase polinomial • Revela el comportamiento de la IF en cada instante de tiempo • El orden polinomial es considerado un grado de libertad adicional • Es más flexible que la STFT • A medida que aumenta el orden polinomial mejora la estimación de la IF • Incluye información de la primera derivada de la IF (siempre) y otras derivadas de orden superior (opcional) • Proporciona buena concentración de energía en las señales de LEMF • Intensifica componentes espectrales de baja energía 	<ul style="list-style-type: none"> • La resolución del LPP depende del ancho y tipo de la función ventana (principio de incertidumbre) • El aumento del orden polinomial incrementa el número de operaciones y el tiempo de cómputo (usando el algoritmo LPFT-ASE)

Fuente: Autor

8 Caracterización de *flashes* nube-tierra (CG)

Diversas investigaciones han mostrado que algunos parámetros de los *flashes* CG, como la densidad de descargas a tierra, la magnitud de la corriente y la polaridad, dependen de la ubicación geográfica, las variaciones climáticas y las condiciones estacionales. A pesar de esto, aún existen dudas respecto a la relación de las condiciones climáticas o geográficas con algunos parámetros del rayo como la multiplicidad y el tiempo entre *strokes*, entre otros. Este capítulo presenta los resultados obtenidos luego de analizar los registros de campos eléctrico generados por *flashes* CG que fueron capturados en Bogotá, Colombia (agosto–noviembre) y en Weligatta, Sri Lanka (octubre–noviembre) durante 2016.

En este estudio se examina la polaridad de los *flashes*, la multiplicidad (número de *strokes* por *flash*), la duración del *flash*, el intervalo entre *strokes* (IST; *interstroke time*) y la relación entre el valor pico del primer *stroke* y los *strokes* subsecuentes (SRS/FRS). Con el ánimo de comparar los efectos que diferentes condiciones climáticas y geográficas pueden producir en los parámetros de los rayos, también se compara la información estadística reportada en Colombia y Sri Lanka con los resultados obtenidos en otras regiones del mundo.

Es importante anotar que los resultados presentados en este capítulo, al igual que los que se presentan en los capítulos siguientes, hacen parte de un extenso trabajo basado en el análisis de 329 *flashes* CG registrados en Colombia y 180 *flashes* medidos en Sri Lanka, lo que hace de este estudio un producto de investigación nunca antes presentado en el país. Adicionalmente, estos resultados son un aporte para la investigación de rayos en el mundo, si se tiene en cuenta que Bogotá es una ciudad que se encuentra en la zona tropical del planeta, pero se ubica en una región montañosa por encima de los 2500 metros sobre el nivel del mar. Caracterizar los parámetros de los *flashes* CG usando tal número de registros en una región con estas particularidades (trópico y altitud), nunca se ha realizado de manera integral en más de 40 años de investigación de rayos.

8.1 Condiciones climáticas y geográficas

Si se comparan las dos regiones donde se llevaron a cabo las temporadas de medición, se pueden observar algunas similitudes, pero también varias diferencias. Ambos lugares de medición tienen similares latitudes geográficas que los ubica en la zona tropical del planeta, aunque se encuentran prácticamente en longitudes opuestas con respecto al meridiano cero (Bogotá, Colombia: 4.641° N y 74.091° W --- Weligatta, Sri Lanka: 6.208° N y 81.209° E). La Figura 8.1 muestra con puntos rojos los lugares donde se instalaron los sistemas de medición usados en este estudio.

Bogotá se ubica en la región central (andina) de Colombia y es la capital política y administrativa del país. La ciudad posee una altitud de 2554 msnm, un clima moderadamente frío (entre -2° y 24°C) con una media de 14°C, un nivel de humedad intermedio (entre 60% y 80%), aunque no se percibe un clima húmedo, y una precipitación anual variable (entre 500 mm y 1110 mm). Por su parte, Weligatta se encuentra ubicada en la provincia sur de Sri Lanka, es una zona agrícola, tiene una altitud de 14 msnm y se encuentra ubicada a 5 km de la costa del mar Índico. Además, posee un clima húmedo tropical el cual es caracterizado por altas temperaturas (entre 24 y 36°C), una humedad relativa superior al 80% y una precipitación anual moderada (entre 800 mm y 1300 mm).



Figura 8.1 Ubicación de los sitios de medición (punto rojo). (a) Bogotá, Colombia; (b) Weligatta, Sri Lanka
Fuente: Autor – Derechos imágenes: Google Earth®

Las condiciones climáticas que se presentan en cada país ocasionan que las temporadas de rayos ocurran en periodos muy similares. Bogotá presenta dos picos de lluvias, entre marzo y mayo (ciclo más intenso) y en el periodo septiembre-noviembre. Durante estos meses, los días son parcial o completamente nublados, con nubes muy bajas que son retenidas por la cadena montañosa ubicada al costado oriental de la ciudad y con presencia de vientos fuertes. Por su parte, la mayor cantidad de tormentas eléctricas en el sureste de Sri Lanka se divide en dos ciclos: durante abril-mayo, debido al monzón suroeste, y en el periodo octubre-enero debido al monzón que se origina en el noreste de la isla. Este segundo monzón es responsable del pico máximo de lluvias en esta zona [265], [266].

8.2 Metodología y datos analizados

En este estudio se analizaron los registros obtenidos en Colombia y Sri Lanka durante 2016 utilizando un sistema de medición similar con excepción del equipo de registro y captura (ver capítulo 3 y ANEXO A). Esto se hizo con el ánimo de minimizar los efectos que las diferencias en la instrumentación pueden provocar sobre los registros obtenidos. En ambos casos se definió una ventana de registro de 500 ms, un tiempo de muestreo de 100 ns y se usó un *pre-trigger* (tiempo entre el inicio de la ventana y el primer *stroke*) de 75 ms para Colombia y 100 ms para Sri Lanka.

Para este estudio se descartaron los *flashes* cuyo valor pico del campo eléctrico fuera menor a dos veces el piso de ruido presente en las mediciones. La cantidad de *flashes* medidos y analizados, así como las características del punto donde fueron ubicados los sistemas de medición, se muestran en la Tabla 8.1. Los 329 *flashes* registrados en Colombia fueron obtenidos durante 22 tormentas, mientras que para el caso de Sri Lanka se registraron 180 *flashes* durante 6 tormentas eléctricas. Del total de *flashes* analizados, el 93% de los registros en Colombia corresponden a *flashes* CG negativos, mientras en Sri Lanka el 96.1% tienen esta misma polaridad. Los resultados mostrados en la Tabla 8.1 evidencian un porcentaje relativamente bajo para los *flashes* CG positivos en ambas regiones. En el caso de Sri Lanka, el porcentaje de *flashes* CG positivos obtenido en este trabajo (3.9%) es comparable al reportado por Weerasekera *et al.* (2001) quienes hallaron una media de 2.6% para toda la isla con una variación entre 0.5% y 18% según la época del año [266].

Tabla 8.1 *Flashes CG registrados en Colombia y Sri Lanka durante 2016*

Ubicación	Sistema de medición	Total flashes CG	Flashes CG negativos	Flashes CG positivos
Bogotá, Colombia	Basado en BUF-602	329	306 (93%)	23 (7%)
Weligatta, Sri Lanka	Basado en BUF-602	180	173 (96.1%)	7 (3.9%)

Fuente: Autor

En el caso colombiano, son pocas las investigaciones que se han llevado a cabo para determinar la polaridad de los rayos en Bogotá. Un estudio presentado en 1977 reportó una distribución promedio de *flashes CG* negativos de 92.3% para el periodo agosto-noviembre en la zona sur del departamento de Cundinamarca (a menos de 250 km de Bogotá) [1]. Por su parte, después de analizar cinco años consecutivos de información (1997-2001), Younes & Torres determinaron que la proporción promedio de *flashes CG* negativos en Bogotá fue de 89.9% [30].

Los porcentajes de *flashes CG* negativos reportados previamente para la sabana Bogotá se aproximan al valor encontrado en este trabajo (93%), aunque en dichos estudios no se aclara cual fue el número de registros analizados, ni la manera en que se obtuvieron. El porcentaje de *flashes CG* con polaridad negativa obtenido en este trabajo para Bogotá y sus alrededores es comparable a la información presentada por Saba *et al.* (88.3%) [135], Rodger *et al.* (91.5%) [267], Rakov (90%) [49], y otros estudios realizados alrededor del mundo, los cuales reportan un porcentaje de ocurrencia inferior al 10% para los *flashes CG* positivos [54].

Puesto que realizar un estudio con poca cantidad de registros influye en el comportamiento estadístico de los resultados [268], en este capítulo sólo se analizarán los campos eléctricos generados por *flashes CG* negativos. La distribución de estos *flashes* en función de la distancia con respecto al punto de medición se muestra en la Tabla 8.2. En esta tabla se incluye entre paréntesis el porcentaje de *flashes* que corresponde a cada rango de distancia. En ambos casos, la distancia de impacto de los *flashes CG* negativos estuvo en un rango entre 4 y 249 km. La media geométrica (GM) de la distancia de los *flashes* registrados en Colombia fue 75 km, mientras que en Sri Lanka fue 93 km. Adicionalmente, en ambos países poco más del 50% de los eventos se registraron a menos de 100 km.

Tabla 8.2 *Flashes CG negativos registrados en función de diferentes rangos de distancia*

Ubicación (coordenadas)	Rangos de distancia (km)						Total flashes CG negativos
	0-30	30-50	50-100	100-150	150-200	200-250	
Colombia (4.6409° N, 74.0908° W)	46 (15%)	34 (11.1%)	84 (27.5%)	47 (15.4%)	57 (18.6%)	38 (12.4%)	306 (100%)
Sri Lanka (6.2080° N, 81.2089° E)	4 (2.3%)	27 (15.6%)	61 (35.3%)	46 (26.6%)	14 (8.1%)	21 (12.1%)	173 (100%)

Fuente: Autor

8.3 Características de los *flashes CG* negativos

Teniendo en cuenta la metodología usada en estudios previos realizados en Florida, Arizona, Nuevo México, Brasil, Suecia, Austria, China, Sri Lanka, Malasia e Indonesia [32], [82], [134], [135], [265], [268]–[277], en este trabajo se utiliza la media aritmética (AM), la media geométrica (GM) y/o la mediana (MED) como indicadores que reflejan los valores representativos de los parámetros del rayo. Bajo esta consideración, en esta sección se examina la multiplicidad de los *flashes*, el porcentaje de *flashes* con un solo *stroke* (SSF; *single-*

stroke flashes), la duración del *flash*, el intervalo entre *strokes* (IST; *interstroke interval*) y la relación entre el valor pico del primer *stroke* y los *strokes* subsecuentes (SRS/FRS).

8.3.1 Multiplicidad y *flashes* CG negativos con un solo *stroke*

La distribución del número de *strokes* por *flash* (multiplicidad) registrados en Colombia y Sri Lanka se muestran en la Figura 8.2. El número total de *flashes* CG negativos registrados en Bogotá fue 306, de los cuales el 35.3% fueron *flashes* sencillos (con un solo *stroke*) y la multiplicidad promedio fue 2.58. En el caso de Weligatta se analizaron 173 eventos con un 20.2% de *flashes* sencillos (SSF) y una media de 3.45 *strokes* por *flash*. En ambos lugares se obtuvo una multiplicidad máxima por encima de 10 *strokes* por *flash*. La Figura 8.2 también muestra que en Colombia el valor más probable de la multiplicidad es 1 o 2, mientras en Sri Lanka es entre 2 y 5 *strokes* por *flash*.

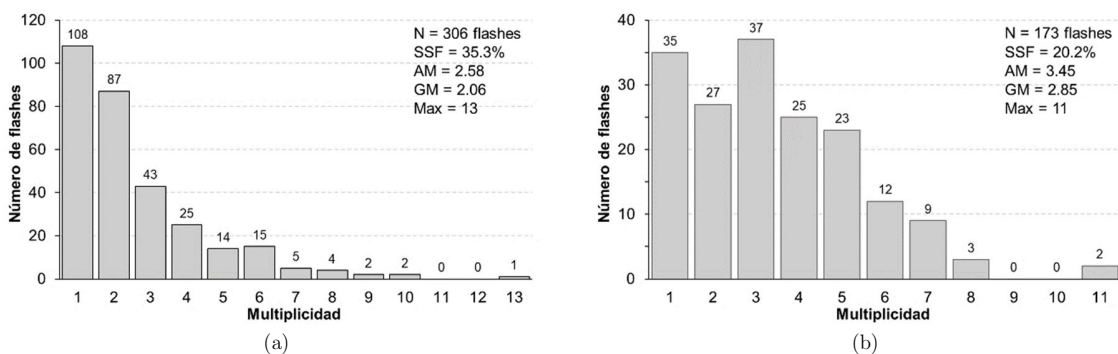


Figura 8.2 Multiplicidad para *flashes* CG negativos. (a) Colombia; (b) Sri Lanka

N: muestras; Min: valor mínimo; Max: valor máximo; AM: media aritmética; GM: media geométrica

Fuente: Autor

Los resultados consolidados del porcentaje de *flashes* CG negativos con un solo *stroke* (SSF) y la multiplicidad de los *flashes* se muestran en la Tabla 8.3. Con el ánimo de realizar una adecuada comparación, además de los resultados obtenidos para Colombia y Sri Lanka, en la Tabla 8.3 también se incluyen los datos reportados en Estados Unidos, Brasil, Suecia, China, Malasia e Indonesia. Comparando los resultados de multiplicidad sólo para Colombia, se observan diferencias entre los resultados de este estudio (2.58) y los presentados por Younes & Torres (1.09) [30] y Santamaria *et al.* (1.80) [32]. No obstante, al comparar el porcentaje de *flashes* con un solo *stroke* se observan similitudes entre el estudio realizado en 2017 (35.3% de SSF) y lo reportado por Santamaria *et al.* en 2006 (39.7% de SSF).

Con respecto al estudio realizado por Younes & Torres, la diferencia en el valor promedio de la multiplicidad obtenida para Bogotá se debe en buena medida a las limitaciones propias de los sistemas de medición empleados. Para dicho trabajo se utilizó la Red colombiana de medición y localización de descargas eléctricas atmosféricas (RECMA), la cual tenía una eficiencia de detección inferior al 35% y presentaba algunos problemas para diferenciar entre rayos nube-tierra e intra-nube [30]. Adicionalmente, la información de la RECMA fue correlacionada con los datos proporcionados por el sensor LIS (*Lightning imaging sensor*) perteneciente al sistema de observación terrestre de la NASA. Este sensor detecta la actividad de rayos en general (nube-tierra, intra-nube y nube-ionósfera) desde la parte alta de las nubes, razón por la cual no es una fuente de información totalmente confiable para analizar algunos parámetros de los rayos CG [30].

Entre tanto, la diferencia en la multiplicidad con respecto al trabajo de Santamaria *et al.* se pueden deber a algunas limitaciones en la instrumentación usada en 2004. Dentro de estas limitaciones, las más relevantes fueron: el uso alternado de una ventana de observación corta (200 ms) y otra larga (500 ms), problemas de

saturación de la electrónica debido a rayos cercanos y la limitada autonomía del circuito electrónico (usaba baterías portátiles de 9V). Estas condiciones de operación se tradujeron en una baja cantidad de *flashes* registrados (68), lo que sin duda influyó en el análisis estadístico.

Tabla 8.3 Multiplicidad y porcentaje de *flashes* CG negativos con un solo *stroke*

Referencia (año) Ubicación geográfica	Coord. Geograf.	Altitud (msnm)	N° de tormentas	Total flashes	Porcentaje de SSF	Multip. promedio	Multip. máxima
Este estudio (2017) Bogotá, Colombia	4.64° N 74.09° W	2554	22	306	35.3%	2.58	13
Younes & Torres (2010) [30] Bogotá, Colombia	4.61° N 74.08° W	2554	--	--	--	1.08	--
Santamaria <i>et al.</i> (2006) [32] Bogotá, Colombia	4.60° N 74.08° W	2554	4	68	39.7%	1.8	6
Este estudio (2017) Weligatta, Sri Lanka	6.21° N 81.21° E	14	6	173	20.2%	3.45	11
Santamaria <i>et al.</i> (2006) [32] Colombo, Sri Lanka	6.93° N 79.86° E	7	--	57	21%	3.0	--
Cooray & Jayaratne (1994) [265] Colombo, Sri Lanka	6.93° N 79.86° E	7	3	81	21%	4.5	12
Hazmi <i>et al.</i> (2016) [277] Padang, Indonesia	0.92° S 100.46° E	317	56	100	--	5.2	18
Zhu <i>et al.</i> (2015) [268] Gainesville, Florida, USA	29.65° N 82.32° W	31	17	478	12%	4.6	17
Rakov <i>et al.</i> (1994) [134] Tampa, Florida, USA	27.95° N 82.46° W	15	3	76	17%	4.6	18
Baharudin <i>et al.</i> (2014) [82] Johor, Malasia	1.48° N 103.76° E	132	7	100	16%	4.0	14
Ballarotti <i>et al.</i> (2012) [276] Vale do Paraíba, Brasil	23.21° S 45.87° W	635	102	883	17%	4.6	--
Saraiva <i>et al.</i> (2010) [275] Sao Paulo, Brasil	22.69° S 44.98° W	760	27	223	20%	3.9	13
Saba <i>et al.</i> (2006) [135] Sao Paulo, Brasil	23.54° S 46.63° W	760	27	233	20%	3.8	16
Saraiva <i>et al.</i> (2010) [275] Tucson, Arizona, USA	32.23° N 110.95° W	740	16	209	19%	3.9	17
Qie <i>et al.</i> (2002) [273] Zhongchuan, Gansú, China	36.6° N 103.6° E	1900	9	83	39.8%	3.76	14
Ismail <i>et al.</i> (2015) [98] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	6	98	13.3%	3.0	11
Cooray & Pérez (1994) [272] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	2	137	18%	3.4	10
Kitagawa <i>et al.</i> (1962) [269] Socorro, Nuevo México, USA	34.06° N 106.89° W	1396	3	193	14%	6.4	26

Fuente: Autor

Por otra parte, el porcentaje de SSF obtenido para Sri Lanka en 2017 (20.2%) es similar al reportado por Santamaria *et al.* en 2006 (21%) y por Cooray & Jayaratne en 1994 (21%). Sin embargo, la multiplicidad promedio reportada en este estudio (3.45) se encuentra entre el valor presentado por Santamaria *et al.* (3.0) y el encontrado por Cooray & Jayaratne (4.5). Esta discrepancia se puede deber a que las mediciones de campo eléctrico se realizaron en diferentes lugares, a las variaciones estacionales y a la ocurrencia de diferentes tipos de tormentas. Esta hipótesis puede ser válida si se tienen en cuenta los siguientes aspectos:

- (a) Ubicación de los sistemas de medición: Los registros analizados por Cooray & Jayaratne (1994) y Santamaría *et al.* (2006) fueron obtenidos en Colombo (6.93° N y 79.86° E) ubicado en el oeste de la isla. Entre tanto, la temporada de medición presentada en este estudio se llevó a cabo en la región de Weligatta localizada al sureste del país (6.21° N y 81.21° E).
- (b) Temporada y condiciones climáticas: Las mediciones en Colombo (Cooray & Jayaratne) se efectuaron en abril de 1993, mientras que en Weligatta se realizaron entre octubre y noviembre de 2016. Esto es importante debido a que el clima en Sri Lanka es fuertemente influenciado por dos monzones. El monzón suroeste ocurre en el periodo abril-septiembre provocando la mayor actividad de rayos en la zona cercana a Colombo, mientras el monzón noreste ocurre entre octubre y marzo con una elevada actividad de rayos en la región este de la isla (Bataloa) [134]. Adicionalmente, Weerasekera *et al.* (2001) reportó que durante todo el año la actividad de rayos es baja en el norte de la isla y en las regiones costeras del sureste (cerca de Weligatta) [134].
- (c) Tiempo entre estudios: la separación entre las mediciones realizadas por Cooray & Jayaratne y las de Santamaría *et al.* fue de 11 años (1993 – 2004), y entre el estudio de Santamaría *et al.* y las mediciones que se analizan en este trabajo el lapso de tiempo fue de 12 años (2004 – 2016). De esta manera, la diferencia en los resultados se puede relacionar con la medición de diferentes tipos de tormentas.

Comparando la información reportada en diferentes regiones del mundo (ver Tabla 8.3), se observa que el porcentaje de SSF en Sri Lanka (20.2%) es comparable a los valores registrados en Florida (12% y 17%), Malasia (16%), Brasil (17% y 20%), Arizona (19%), Suecia (13.3% y 18%) y Nuevo México (14%). Por otra parte, los porcentajes de SSF obtenidos en Colombia (35.3% y 39.7%) son similares al reportado en China (39.8%) con valores que casi duplican a los encontrados en las demás regiones. Teniendo en cuenta que Bogotá y Zhongchuan son los únicos lugares analizados que se encuentran en zonas montañosas por encima de 1900 msnm, los resultados obtenidos permiten plantear la hipótesis que el porcentaje de *flashes* con un sólo *stroke* puede estar influenciado por la altitud.

Respecto a la multiplicidad, este estudio reveló que Bogotá presenta un promedio de 2.58 *strokes* por *flash*, mientras los valores para los demás lugares fueron 3.45, 5.2, 4.6, 4.0, 4.6, 3.9, 3.76, 3.4 y 6.4 para Sri Lanka (2017), Indonesia (2016), Florida (2015), Malasia (2014), Brasil (2012), Arizona (2010), China (2002), Suecia (1994) y Nuevo México (1962), respectivamente. Estos resultados indican que, con excepción de lo reportado en Colombia, la multiplicidad promedio de las regiones tropicales (latitudes entre 23.4° N y 23.4° S) ubicadas cerca al nivel del mar no distan mucho de los valores obtenidos para las regiones subtropicales (latitudes entre 23.4° y 40°, norte o sur), mostrando un valor máximo para el trópico en Indonesia (5.2) y para el subtropico en Nuevo México (6.4).

El estudio también mostró que el número máximo de *strokes* por *flash* para las regiones analizadas oscila entre 10 (Suecia, 1994) y 18 (Indonesia, 2016), excluyendo las mediciones realizadas por Kitagawa *et al.* (Nuevo México, 1962) y Santamaria *et al.* (Bogotá, 2006). Los registros analizados en Nuevo México son considerados únicos, pues a la fecha es el trabajo que ha reportado la mayor multiplicidad promedio (6.4) y el máximo de *strokes* en un *flash* (26). Por su parte, la multiplicidad máxima reportada por Santamaria *et al.* (6) podría haber sido influenciada por la baja cantidad de registros analizados, el uso de ventanas de observación cortas o el nivel de ruido presente en las mediciones. Al igual que para el valor promedio, se considera que los valores máximos de multiplicidad en las regiones tropicales (Sri Lanka: 12, Malasia: 14, Indonesia: 18 y Colombia: 13) guardan relación con los máximos de las regiones subtropicales (Florida: 18, Brasil: 16, Arizona: 17, China: 14 y Suecia: 11).

Se debe tener en cuenta que la multiplicidad máxima de los *flashes* CG negativos en Colombia y Sri Lanka puede ser mayor a la reportada en este estudio. Esto se debe a que los registros analizados en este trabajo fueron obtenidos con una ventana de observación de 500 ms, mientras que los trabajos realizados por Hazmi

et al. (Indonesia, 2016) [277], Zhu *et al.* (Florida, 2015) [268] y Baharudin *et al.* (Malasia, 2014) [83] usaron una ventana igual o superior a 1000 ms. Adicionalmente, la identificación de *return strokes* en los registros de campo eléctrico lejano puede tener errores debido a la atenuación de las señales y el ruido presente en los registros, lo cual puede llevar a identificar un menor número de *strokes*.

Las diferencias encontradas en el número máximo de *strokes* en un *flash*, así como los resultados de multiplicidad promedio para todas las regiones analizadas harían pensar que este parámetro no se ve influenciado por la ubicación geográfica. Sin embargo, la baja multiplicidad promedio registrada en Bogotá (2.58 *strokes* por *flash*) podría revelar la influencia de la topografía sobre este parámetro. Para verificar esta hipótesis es necesario llevar a cabo nuevas temporadas de medición en regiones montañosas.

8.3.2 Duración del *flash*

La duración del *flash* es definida en este estudio como el intervalo de tiempo que transcurre entre la aparición del primer *stroke* y el final del último *stroke* subsecuente incluyendo su componente electrostática (para *flashes* cercanos). Para este análisis, sólo se incluyeron los eventos que presentaron dos o más *strokes* (*flashes* múltiples), por consiguiente, no se calculó la duración de los SSF.

La distribución de la duración de los *flashes* registrados en Colombia y Sri Lanka se muestran en la Figura 8.3. La GM de la duración de los 198 *flashes* para Colombia fue 105.2 ms, mientras en Sri Lanka fue 153.4 ms para 138 *flashes* múltiples. En este aspecto, no se observaron diferencias importantes entre los eventos registrados en las dos temporadas de medición. La duración máxima de todos los *flashes* analizados fue encontrada en Colombia con 415.2 ms. Este valor puede tener relación con el tamaño de la ventana de observación (longitud del registro completo) definido en 500 ms para ambas campañas de medición.

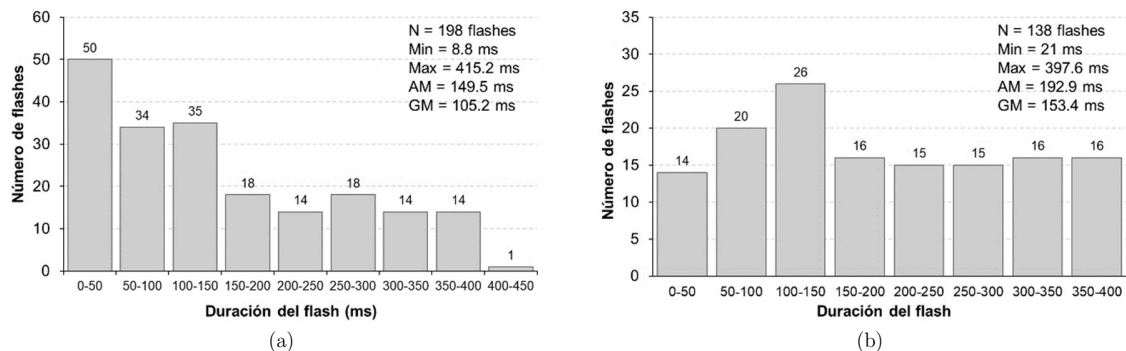


Figura 8.3 Distribución de la duración de los *flashes* CG negativos múltiples. (a) Colombia; (b) Sri Lanka
 N: muestras; Min: valor mínimo; Max: valor máximo; AM: media aritmética; GM: media geométrica
 Fuente: Autor

Para complementar esta información, la Figura 8.4 presenta los diagramas de dispersión de la duración del *flash* en función de la multiplicidad registrada para Colombia y Sri Lanka. Se puede observar que ambos lugares muestran un patrón similar, donde la duración mínima de los *flashes* tiende a incrementarse con la multiplicidad de los eventos, mientras la duración máxima se tiende a estabilizar en 400 ms sin importar el número de *strokes*. Este comportamiento es similar al reportado por Saraiva *et al.* [275] y Saba *et al.* [135] para Arizona y Brasil, respectivamente. No obstante, en dichos estudios se emplearon ventanas de observación de 2 segundos, razón por la cual se obtuvieron duraciones máximas por encima de 1000 ms y una multiplicidad máxima de 17.

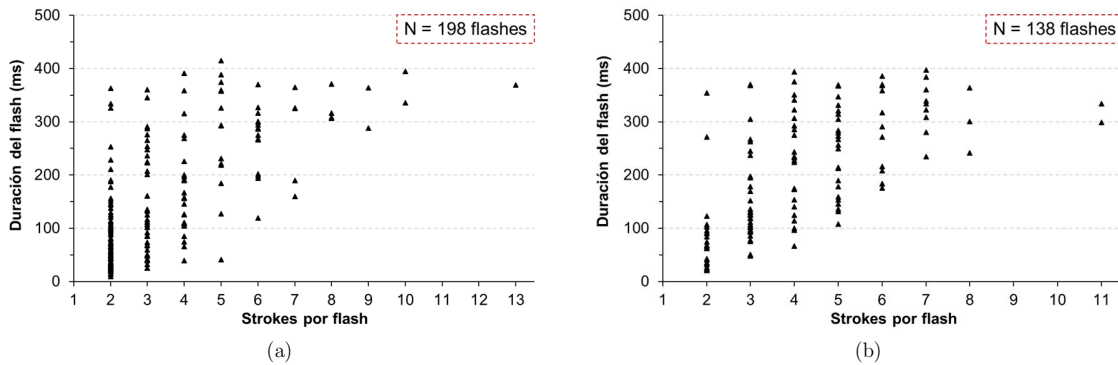


Figura 8.4 Duración de los *flashes* en función de la multiplicidad. (a) Colombia; (b) Sri Lanka
Fuente: Autor

La Figura 8.5 muestra las funciones de regresión lineal que relacionan la duración mínima de los *flashes* en ambas regiones con respecto al número de *strokes* por *flash*. Al analizar las ecuaciones obtenidas se observa que para Colombia se obtuvo una función con mejor coeficiente de correlación (0.903) y una pendiente más inclinada (39.88 ms). No obstante, al evaluar numéricamente estas funciones se confirma que la duración mínima de los *flashes* en Weligatta es mayor que en Bogotá. Vale la pena aclarar que en Colombia la ecuación obtenida es válida únicamente para *flashes* con tres o más *strokes*. Esto se debe a que al estimar la duración mínima de los *flashes* con dos *strokes* el resultado sería negativo.

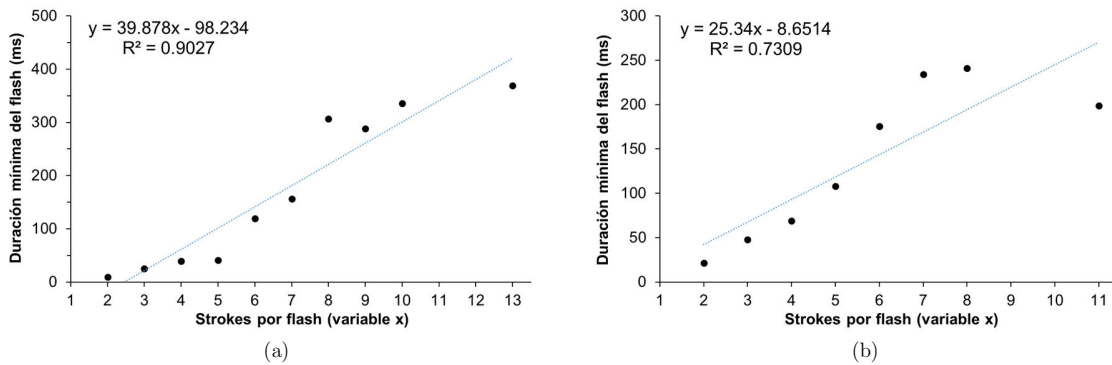


Figura 8.5 Duración mínima de los *flashes* en función de la multiplicidad. (a) Colombia; (b) Sri Lanka
Fuente: Autor

De acuerdo a Saba *et al.* [135], la estrecha relación entre la duración mínima del *flash* y el número de *strokes* indica que el proceso en el canal de la descarga y en la nube no permite la ocurrencia de *flashes* con múltiples *strokes* por debajo de cierto tiempo. Bajo este concepto, si en un mismo *flash* se presentan intervalos pequeños entre *strokes*, por correspondencia deberá haber otros intervalos largos con el objetivo de conservar una duración mínima para todo el *flash*.

La Tabla 8.4 muestra la información sobre la duración de los *flashes* en diversas regiones del mundo. Al revisar los resultados se observa que la duración máxima de los *flashes* examinados en Colombia y Sri Lanka es similar (410 ms aproximadamente), mientras que la duración reportada en Brasil y Arizona alcanzó 1400 ms y 1250 ms, respectivamente. Esta diferencia se debe a que la ventana de observación usada por Saraiva *et al.* (2010) fue de 2000 ms, la cual es cuatro veces mayor que la empleada en Sri Lanka y Colombia.

Al examinar únicamente la duración de los *flashes* en Colombia se tiene que la AM y la GM reportadas por Santamaria *et al.* [32] (105 ms y 90 ms) son 30% y 15% menores que las medias estadísticas obtenidas en este estudio (149.6 ms y 105.3 ms). En el caso de Sri Lanka, la AM presentada en este trabajo (192.9 ms) es

comparable a la reportada por Santamaria *et al.* (210 ms), mientras que la GM estimada a partir de las mediciones realizadas en Colombo es 45 ms mayor que la GM obtenida para Weligatta.

Tabla 8.4 Duración de *flashes* CG negativos múltiples

Referencia (año) Ubicación geográfica	Coord. Geograf.	Altitud (msnm)	Flashes múltiples	Ventana Obs. (ms)	Min (ms)	Max (ms)	AM (ms)	GM (ms)	MED (ms)
Este estudio (2017) Bogotá, Colombia	4.64° N 74.09° W	2554	198	500	8.8	415.2	149.5	105.2	112.0
Santamaría <i>et al.</i> (2006) [32] Bogotá, Colombia	4.60° N 74.08° W	2554	27	500	32	423	105	90	--
Este estudio (2017) Weligatta, Sri Lanka	6.21° N 81.21° E	14	138	500	21	397.6	192.9	153.4	176.7
Santamaría <i>et al.</i> (2006) [32] Colombo, Sri Lanka	6.93° N 79.86° E	7	45	--	--	--	210	198	--
Zhu <i>et al.</i> (2015) [268] Gainesville, Florida, USA	29.65° N 82.32° W	31	421	2000	--	--	--	223	--
Saraiva <i>et al.</i> (2010) [275] Sao Paulo, Brasil	22.69° S 44.98° W	760	179	2000	--	1400	--	229	--
Saraiva <i>et al.</i> (2010) [275] Tucson, Arizona, USA	32.23° N 110.95° W	740	169	2000	--	1250	--	216	--

Fuente: Autor

Analizando la información registrada alrededor del mundo, la GM de la duración de los *flashes* CG negativos reportada en Colombia (105.2 ms y 90 ms) y Sri Lanka (153.4 ms) son las más bajas que se han reportado a la fecha. Estos resultados guardan relación con los bajos valores de la GM obtenidos para la multiplicidad de ambos lugares (ver sección 8.3.1). Sin embargo, la GM de la duración reportada en Sri Lanka por Santamaría *et al.* (198 ms) es comparable a los valores conseguidos en Florida (223 ms), Brasil (229 ms) y Arizona (216 ms). Estos resultados no permiten establecer si existe una dependencia entre la duración de los *flashes* y la ubicación geográfica.

8.3.3 Intervalos entre *strokes*

Teniendo en cuenta que cada *flash* múltiple está compuesto por un primer *stroke* (FRS) y al menos un *stroke* subsecuente (SRS), de los 198 *flashes* CG múltiples negativos analizados para Colombia se obtuvieron en total 681 *strokes* (198 FRS y 483 SRS) con 483 intervalos entre *strokes* (IST). Por otra parte, para los 138 *flashes* múltiples registrados en Sri Lanka se identificaron 423 intervalos entre 561 *strokes* (138 FRS y 423 SRS). La distribución estadística y la distribución acumulada de los intervalos entre *strokes* para Colombia y Sri Lanka se muestran en la Figura 8.6 y la Figura 8.7, respectivamente.

La Figura 8.6 y la Figura 8.7 muestran que los IST en Colombia y Sri Lanka ocurren con mayor frecuencia entre 1.1 ms (valor mínimo) y 100 ms. La duración máxima de los intervalos entre *strokes* es similar en los dos casos (362.8 y 354.5 ms), el promedio es ligeramente superior a 60 ms y la media geométrica es 46.2 ms para Colombia y 50 ms para Sri Lanka. Al revisar las distribuciones acumuladas de los IST (ver Figura 8.7) se observa un comportamiento similar en Colombia y Sri Lanka, aunque ambas curvas exhiben IST con duraciones inferiores a las reportadas por Baharudin *et al.* (2014) en Malasia [82].

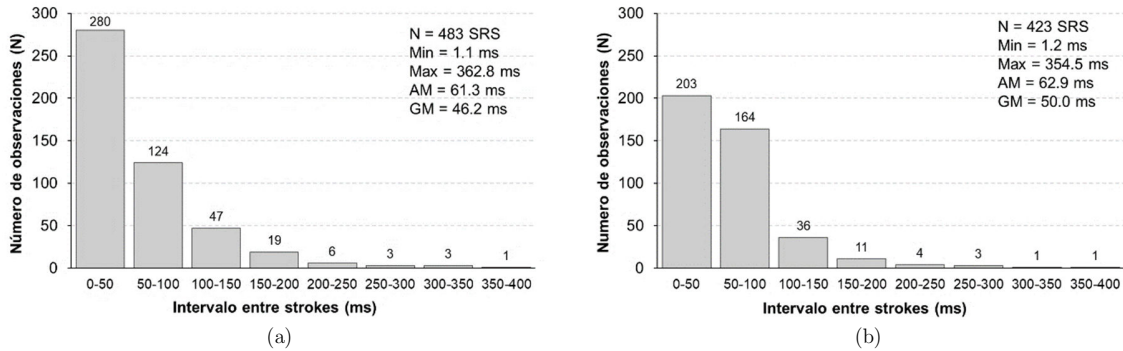


Figura 8.6 Distribución de los intervalos entre *strokes* (IST). (a) Colombia; (b) Sri Lanka
 N: muestras; Min: valor mínimo; Max: valor máximo; AM: media aritmética; GM: media geométrica
 Fuente: Autor

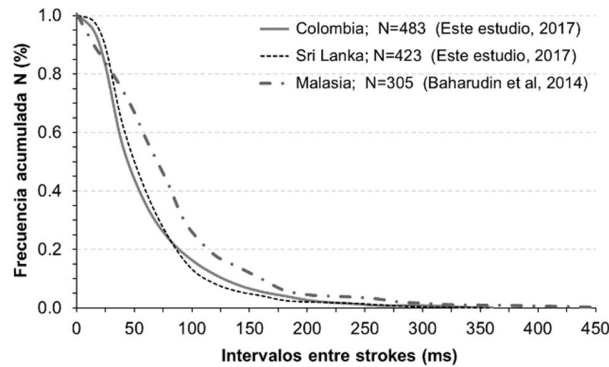


Figura 8.7 Distribución acumulada de los intervalos entre *strokes* (IST) para Colombia, Sri Lanka y Malasia
 Fuente: Autor

La Figura 8.8 muestra la distribución de los intervalos entre *strokes* con respecto al orden del intervalo. Se aclara que en esta figura sólo se presenta la información de los intervalos comprendidos entre el primer y el octavo *stroke*. Los resultados completos, incluyendo la duración y el promedio de todos los intervalos, se muestran en la Figura 8.9 y se sintetizan en la Tabla 8.5 y la Tabla 8.6. Para Colombia y Sri Lanka, las distribuciones de los IST revelan que el intervalo 1RS–2RS tiene una duración que oscila entre 1 ms y 360 ms, los intervalos entre el segundo *stroke* y el octavo *stroke* presentan una duración máxima de hasta 300 ms, y los intervalos por encima del octavo *stroke* exhiben un tiempo máximo de 100 ms. Adicionalmente, en el caso de Sri Lanka se encontró que la duración máxima de los intervalos tiende a disminuir a medida que el orden del intervalo se incrementa (ver Figura 8.9(b)).

La Figura 8.9 también muestra que todos los IST poseen una duración mínima por debajo de 40 ms. En este sentido, el análisis reveló para Colombia que el 18.7% de los *flashes* CG negativos tiene al menos un intervalo entre *strokes* menor a 20 ms, mientras que para Sri Lanka esta proporción fue ligeramente menor, exhibiendo este comportamiento en el 13% de los *flashes* examinados. Estos resultados guardan relación con lo reportado por Baharudin *et al.* (Malasia, 2014) [82] y Saraiva *et al.* (Brasil y Austria, 2010) [275], quienes encontraron un porcentaje de 10% y 16%, respectivamente. El reporte de los *flashes* identificados en Colombia y Sri Lanka con IST menores a 20 ms se presenta en el ANEXO G.

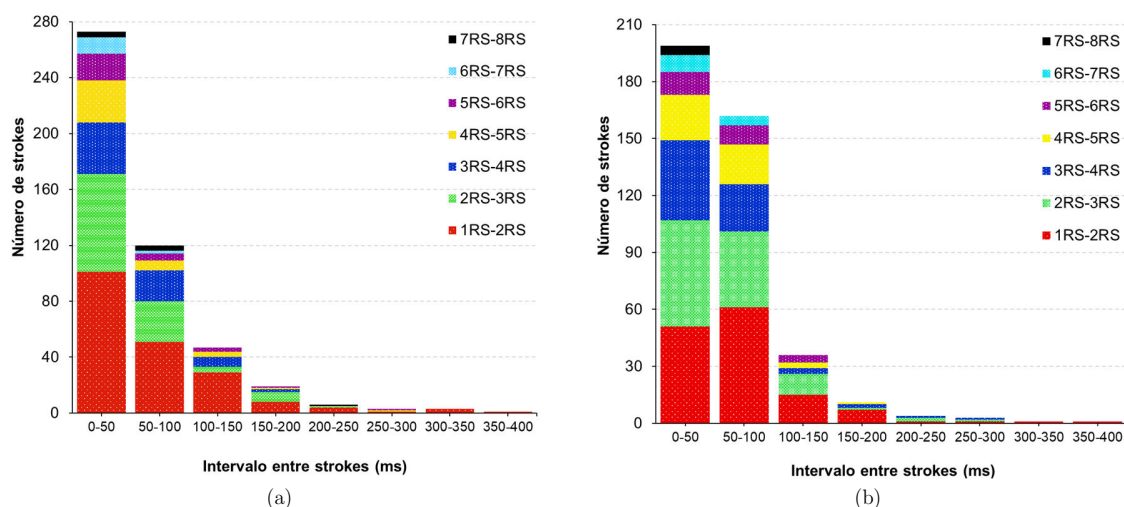


Figura 8.8 Distribución de los intervalos entre *strokes* (IST) respecto al orden del *stroke*. (a) Bogotá, Colombia; (b) Weligatta, Sri Lanka.

Fuente: Autor

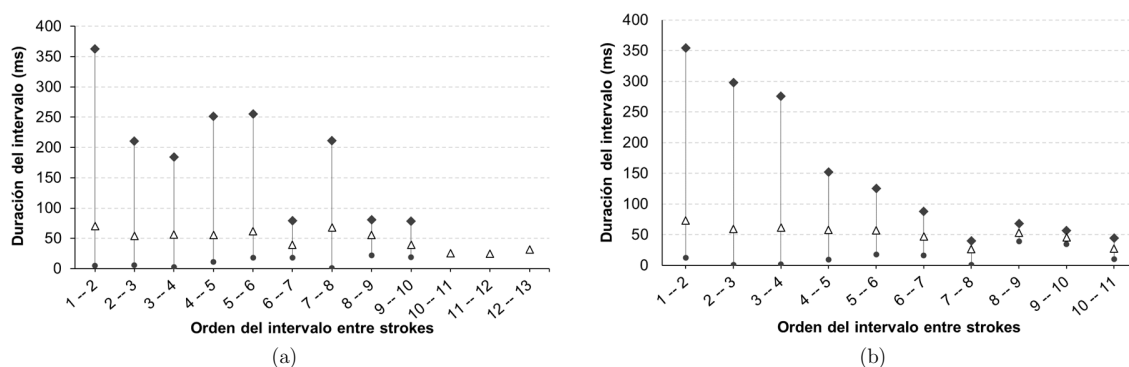


Figura 8.9 Duración promedio de los IST. (a) Bogotá, Colombia; (b) Weligatta, Sri Lanka.

Valor mínimo (círculo) – valor máximo (rombo) – valor promedio (triángulo).

Fuente: Autor

Al revisar los resultados presentados en la Tabla 8.5 y la Tabla 8.6 se tiene que para Colombia y Sri Lanka los valores de la AM y la GM de cada intervalo son, en su mayoría, similares a los valores calculados para el total de intervalos. No obstante, se advierte que los intervalos 6RS-7RS y 9RS-10RS para Colombia y los intervalos 7RS-8RS y 10RS-11RS para Sri Lanka muestran una duración cuya media aritmética y media geométrica están por debajo de las medias estimadas para el total de los *strokes*.

La información estadística de la duración de los intervalos entre *strokes* para Colombia y Sri Lanka, junto con otros resultados obtenidos previamente, se sintetizan en la Tabla 8.7. En este caso, la media geométrica (GM) de los intervalos entre *strokes* para las regiones tropicales a nivel del mar fueron 50 ms, 56.5 ms, 67 ms y 61 ms para Sri Lanka (2017), Sri Lanka (1994), Malasia (2014) y Papua Nueva Guinea (1980), respectivamente. Adicionalmente, la GM obtenida para las regiones subtropicales fue 53 ms para Florida (2015), 61 ms en Brasil (2010 y 2006), 61.4 ms para Arizona (2010), 60 ms para Florida (1994) y 60 ms en Nuevo México (1962).

Tabla 8.5 Información estadística de los intervalos entre *strokes* para Bogotá, Colombia

Intervalo entre <i>strokes</i> (orden)	Muestras N	Min (ms)	Max (ms)	AM (ms)	GM (ms)	MED (ms)	σ (ms)
TOTAL	483	1.1	362.8	61.3	46.2	43.1	51.9
1 RS - 2 RS	198	5.0	362.8	70.6	52.2	48.8	61.5
2 RS - 3 RS	111	5.7	210.7	54.3	41.3	39.8	44.1
3 RS - 4 RS	68	2.8	184.3	56.0	43.8	46.6	37.8
4 RS - 5 RS	43	11.3	251.7	55.5	43.8	39.3	46.6
5 RS - 6 RS	29	18.0	255.1	61.5	48.2	43.1	52.4
6 RS - 7 RS	14	18.0	79.1	40.7	37.6	40.4	16.9
7 RS - 8 RS	9	1.1	210.9	67.6	40.9	54.7	59.0
8 RS - 9 RS	5	21.9	80.9	55.8	47.8	75.1	29.7
9 RS - 10 RS	3	18.8	78.4	39.1	30.9	20.1	34.0
10 RS - 11 RS	1	25.7	25.7	--	--	--	--
11 RS - 12 RS	1	24.9	24.9	--	--	--	--
12 RS - 13 RS	1	32.0	32.0	--	--	--	--

Fuente: Autor

 Tabla 8.6 Información estadística de los intervalos entre *strokes* para Weligatta, Sri Lanka

Intervalo entre <i>strokes</i> (orden)	Muestras N	Min (ms)	Max (ms)	AM (ms)	GM (ms)	MED (ms)	σ (ms)
TOTAL	423	1.2	354.5	62.9	50.0	51.6	46.7
1 RS - 2 RS	138	12.4	354.5	73.0	58.7	62.2	54.5
2 RS - 3 RS	111	1.4	298.0	59.7	45.4	49.5	46.4
3 RS - 4 RS	74	2.1	275.5	61.4	49.1	47.4	47.9
4 RS - 5 RS	49	9.3	152.2	57.8	50.2	52.4	30.9
5 RS - 6 RS	26	17.7	125.5	57.5	49.4	50.9	32.1
6 RS - 7 RS	14	16.0	88.2	46.9	42.6	42.8	20.8
7 RS - 8 RS	5	1.2	40.1	26.6	16.8	28.7	15.1
8 RS - 9 RS	2	39.0	68.4	53.7	51.6	--	20.8
9 RS - 10 RS	2	34.8	56.5	45.7	44.4	--	15.4
10 RS - 11 RS	2	10.2	44.2	27.2	21.2	--	24.1

Fuente: Autor

Los resultados descritos en el párrafo anterior revelan que la duración media de los intervalos entre *strokes* para las regiones tropicales al nivel del mar es comparable a la obtenida para las regiones subtropicales. No obstante, la excepción a estas observaciones es Indonesia donde se reportó una GM de 34.7 ms. En este sentido, *Hazmi et al.* indica que los valores registrados en Indonesia se pueden asociar a tormentas producidas por diferentes ciclos estacionales o a alteraciones en las nubes de tormenta [277].

Por otra parte, las GM reportadas en Colombia (46.2 ms y 30 ms) son comparables a las obtenidas en China (46.6 ms). Estos resultados sugieren que la corta duración de los intervalos entre *strokes* puede deberse a una menor distancia que existe entre el centro de carga (en la nube) y el suelo en regiones elevadas (Zhongchuan: 1900 msnm y Bogotá: 2554 msnm), la cual, por lo general, se reduce entre varios cientos de metros y algunos kilómetros. Esta hipótesis sobre la relación entre los IST y la altitud, al igual que la planteada para el porcentaje de *flashes* sencillos (SSF) y la multiplicidad promedio, debe ser analizada con cuidado y sólo podrá

ser confirmada a partir del desarrollo de nuevas temporadas de medición en otras regiones montañosas de Colombia y/o del mundo.

Tabla 8.7 Estadísticas del intervalo entre *strokes* (IST)

Referencia (año) Ubicación geográfica	Coord. Geograf.	Altitud (msnm)	Flashes múltiples	N° de IST	Min (ms)	Max (ms)	AM (ms)	GM (ms)
Este estudio (2017) Bogotá, Colombia	4.64° N 74.09° W	2554	198	483	1.1	362.8	61.3	46.2
Santamaría <i>et al.</i> (2006) [32] Bogotá, Colombia	4.60° N 74.08° W	2554	27	--	--	--	32.0	30.0
Este estudio (2017) Weligatta, Sri Lanka	6.21° N 81.21° E	14	138	423	1.2	354.5	62.9	50.0
Cooray & Jayaratne (1994) [265] Colombo, Sri Lanka	6.93° N 79.86° E	7	63	284	0.98	509	82.8	56.5
Hazmi <i>et al.</i> (2016) [277] Padang, Indonesia	0.92° S 100.46° E	317	100	523	0.1	582.4	55.3	34.7
Zhu <i>et al.</i> (2015) [268] Gainesville, Florida, USA	29.65° N 82.32° W	31	421	1710	--	--	80	53
Rakov <i>et al.</i> (1994) [134] Tampa, Florida, USA	27.95° N 82.46° W	15	63	270	--	--	--	60
Thottappillil <i>et al.</i> (1992) [271] Florida, USA	27.95° N 82.46° W	15	46	199	--	--	--	57
Baharudin <i>et al.</i> (2014) [82] Johor, Malasia	1.48° N 103.76° E	132	84	305	0.5	461	86	67
Saraiva <i>et al.</i> (2010) [275] Sao Paulo, Brasil	22.69° S 44.98° W	760	179	624	--	--	--	61.6
Saba <i>et al.</i> (2006) [135] Sao Paulo, Brasil	23.54° S 46.63° W	760	186	608	2	782	83	61
Saraiva <i>et al.</i> (2010) [275] Tucson, Arizona, USA	32.23° N 110.95° W	740	169	598	--	--	--	61.4
Ismail <i>et al.</i> (2015) [98] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	98	206	2.1	142.5	40.8	37.7
Cooray & Pérez (1994) [272] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	271	568	2.5	376	65	48
Qie <i>et al.</i> (2002) [273] Zhongchuan, Gansú, China	36.6° N 103.6° E	1900	50	238	4.8	328.5	64.3	46.6
Thompson (1980) [278] Papua, Nueva Guinea	9.47° S 147.2° E	16	80	202	--	--	90	61
Kitagawa <i>et al.</i> (1962) [269] Socorro, Nuevo México, USA	34.06° N 106.89° W	1396	166	--	--	--	--	60

Fuente: Autor

8.3.4 Relación entre amplitud de los *strokes*

La convención general indica que el valor máximo del campo eléctrico en un *flash* múltiple se relaciona con la ocurrencia del primer *stroke* (FRS). Este concepto es importante teniendo en cuenta que bajo esta condición se desarrollan normas técnicas y se diseñan sistemas de protección contra rayos [82]. Sin embargo, estudios realizados en Estados Unidos [268], Brasil [274], Suecia [272], Austria [274], China [273], Sri Lanka [265] y Malasia [82], muestran que los *strokes* subsecuentes pueden presentar amplitudes mayores al primer *stroke*.

Para evaluar dicho comportamiento, en este trabajo se analizaron 483 SRS para Colombia y 423 SRS para Sri Lanka. La distribución de la relación entre el valor máximo de los *strokes* subsecuentes de un *flash* y su respectivo primer *stroke* (relación SRS/FRS) se muestra en la Figura 8.10. Los resultados muestran que en Colombia 65% de las relaciones SRS/FRS varían entre 0.25 y 0.75, mientras que en Sri Lanka 32% de las relaciones calculadas son menores a 0.25 y una proporción aproximada del 60% fluctúa entre 0.25 y 0.75.

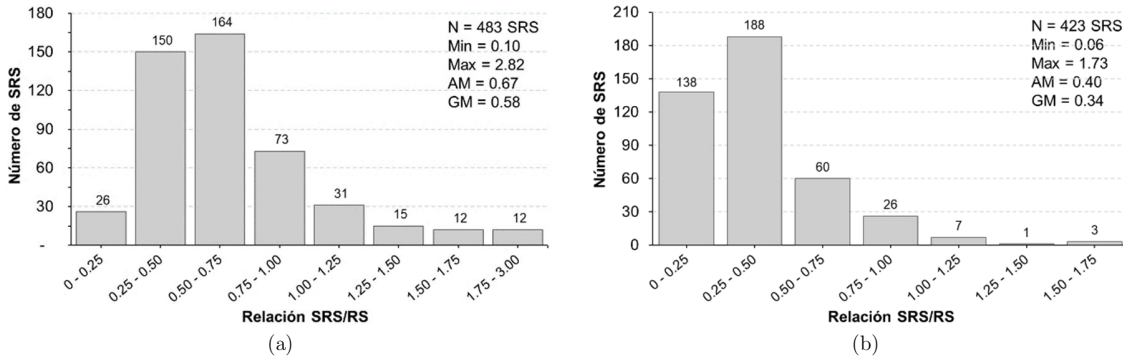


Figura 8.10 Distribución de la relación SRS/FRS. (a) Colombia; (b) Sri Lanka
 N: muestras; Min: valor mínimo; Max: valor máximo; AM: media aritmética; GM: media geométrica
 Fuente: Autor

La Figura 8.11 muestra la distribución acumulada de la relación SRS/FRS para los *flashes* CG negativos que fueron registrados en Colombia, Sri Lanka y otras regiones del mundo. Comparando esta tendencia con la información reportada previamente, se observa para Colombia una distribución acumulada similar a la obtenida en Malasia (2014) [82], Suecia (1994) y Florida (1992) [272]. En contraste, para Sri Lanka en 2017 se observan claras diferencias con respecto a las distribuciones acumuladas de las otras regiones. En dicho caso se evidencia una disminución de la relación SRS/FRS, al mostrar que el 97% de los valores calculados es inferior a 1. Esto indica que casi todos los SRS analizados en Sri Lanka tienen un valor máximo menor que el de su respectivo FRS.

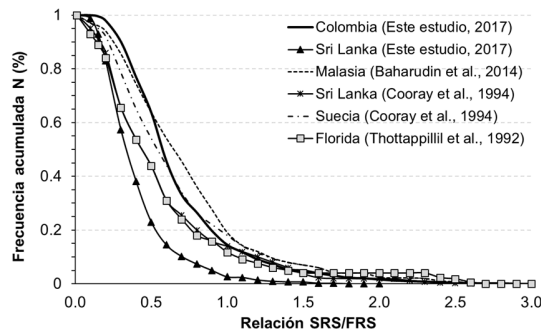


Figura 8.11 Distribución acumulada de SRS/FRS para Colombia, Sri Lanka, Malasia, Suecia y Florida
 Fuente: Autor

Los resultados obtenidos en este estudio son diferentes a los presentados por Cooray & Jayaratne para Sri Lanka en 1994 [265] (similares a Thottappillil *et al.* en 1992 [271]), quienes reportaron que el 88% de los valores calculados para la relación SRS/FRS eran menores a la unidad. Estas discrepancias entre los estudios realizados en Sri Lanka se pueden deber a varios factores: la diferencia entre las épocas en que se realizaron las mediciones (abril de 1993 y octubre-noviembre de 2016) y la ubicación geográfica donde se realizó el estudio (Colombo en 1993 y Weligatta en 2016). Los argumentos que sustentan esta hipótesis fueron presentados en la sección 8.3.1.

Las estadísticas que reflejan el comportamiento de la relación SRS/FRS para diferentes regiones del mundo se muestran en la Tabla 8.8. En el caso de Colombia, esta relación varía entre 0.10 y 2.82, mientras que para Sri Lanka tiene un valor mínimo de 0.06 y un valor máximo de 1.73. Así mismo, el valor promedio (AM) de la relación SRS/FRS en Colombia y Sri Lanka fue 0.67 y 0.40, respectivamente.

Tabla 8.8 Información estadística de la relación SRS/FRS

Referencia (año) Ubicación geográfica	Coord. Geograf.	Altitud (msnm)	Total SRS	Min	Max	AM	GM	MED	std. dev
Este estudio (2017) Bogotá, Colombia	4.64° N 74.09° W	2554	483	0.10	2.82	0.67	0.58	0.58	0.40
Santamaría <i>et al.</i> (2006) [32] Bogotá, Colombia	4.60° N 74.08° W	2554	52	--	--	0.40	0.30	--	--
Este estudio (2017) Weligatta, Sri Lanka	6.21° N 81.21° E	14	423	0.06	1.73	0.40	0.34	0.33	0.25
Cooray & Jayaratne (1994) [265] Colombo, Sri Lanka	6.93° N 79.86° E	7	284	0.03	2.3	0.55	0.44	--	--
Hazmi <i>et al.</i> (2016) [277] Padang, Indonesia	0.92° S 100.46° E	317	523	0.05	2.97	0.36	0.30	--	0.27
Zhu <i>et al.</i> (2015) [268] Gainesville, Florida, USA	29.65° N 82.32° W	31	1693	0.3	28	0.32	0.41	--	--
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Gainesville, Florida, USA	29.65° N 82.32° W	31	239	0.13	8.3	0.75	0.58	--	--
Thottappillil <i>et al.</i> (1992) [271] Florida, USA	27.95° N 82.46° W	15	199	--	--	--	0.42	--	--
Baharudin <i>et al.</i> (2014) [82] Johor, Malasia	1.48° N 103.76° E	132	301	0.13	2.8	0.73	0.60	0.48	0.67
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Sao José dos Campos, Brasil	23.22° S 45.90° W	600	909	0.08	4.3	0.69	0.53	--	--
Ismail <i>et al.</i> (2015) [98] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	206	0.12	2.5	0.46	0.35	0.32	0.38
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	258	0.08	3.3	0.64	0.52	--	--
Cooray & Pérez (1994) [272] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	314	0.09	2.4	0.63	0.51	--	--
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Bad Voeslau, Austria	47.96° N 16.21° E	260	247	0.04	3.7	0.87	0.64	--	--
Qie <i>et al.</i> (2002) [273] Zhongchuan, Gansú, China	36.6° N 103.6° E	1900	238	0.04	3.8	0.70	0.46	--	--

Fuente: Autor

Al analizar la GM se encontró para Colombia que la relación SRS/FRS difiere por un factor de 1.71, 1.93, 1.66, 1.41, 0.97, 1.00, 1.09, 1.12, 0.91, 1.26, 1.32, 1.14, 1.38 con respecto a las mediciones realizadas en Sri Lanka (2017), Indonesia (2016), Suecia (2015), Florida (2015), Malasia (2014), Florida (2008), Brasil (2008), Suecia (2008), Austria (2008), China (2002), Sri Lanka (1994), Suecia (1994) y Florida (1992), respectivamente. Estos resultados muestran que este parámetro no exhibe ninguna relación con la ubicación geográfica. Aunque la media geométrica de la relación SRS/FRS para la mayoría de las regiones estudiadas es similar a la reportada en Colombia (factor entre 0.9 y 1.5), existen diferencias apreciables con respecto a Sri Lanka (1.71) e Indonesia (1.93). En estas regiones, el bajo valor de la GM se debe a que menos del 3% de los SRS examinados tienen una magnitud mayor que el de su respectivo primer *stroke* (ver Figura 8.11).

En este trabajo también se analizó el número de SRS cuyo valor pico es mayor que el de su correspondiente FRS. En la Tabla 8.9 se muestran los resultados encontrados en este estudio y en varias regiones del mundo. Adicionalmente, se incluye entre paréntesis el número total de eventos registrados que cumplen con la condición analizada. Al revisar los resultados obtenidos se puede ver que en Colombia 14.5% de los SRS capturados tienen una amplitud mayor a la del FRS, mientras en Sri Lanka este valor fue menor al 3%. Comparado con las demás ubicaciones, el resultado obtenido en este estudio para Sri Lanka (2.8%) es similar al reportado en Indonesia (2.1%).

Tabla 8.9 Reporte de SRS cuyo valor máximo es mayor que el de su correspondiente FRS

Referencia (año) Ubicación geográfica	Coord. Geograf.	Altitud (msnm)	Total SRS	% de SRS con magnitud mayor a su FRS *
Este estudio (2017) Bogotá, Colombia	4.64° N 74.09° W	2554	483	14.5% (70)
Este estudio (2017) Weligatta, Sri Lanka	6.21° N 81.21° E	14	423	2.8% (12)
Cooray & Jayaratne (1994) [265] Colombo, Sri Lanka	6.93° N 79.86° E	7	284	12.3% (35)
Hazmi <i>et al.</i> (2016) [277] Padang, Indonesia	0.92° S 100.46° E	317	523	2.1% (11)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Gainesville, Florida, USA	29.65° N 82.32° W	31	239	21% (50)
Thottappillil <i>et al.</i> (1992) [271] Florida, USA	27.95° N 82.46° W	15	199	13.1% (26)
Baharudin <i>et al.</i> (2014) [82] Johor, Malasia	1.48° N 103.76° E	132	301	19% (57)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Sao José dos Campos, Brasil	23.22° S 45.90° W	600	909	20% (182)
Ismail <i>et al.</i> (2015) [98] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	206	9.2% (19)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	258	18.2% (47)
Cooray & Pérez (1994) [272] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	479	15% (72)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Bad Voeslau, Austria	47.96° N 16.21° E	260	274	32% (79)
Qie <i>et al.</i> (2002) [273] Zhongchuan, Gansú, China	36.6° N 103.6° E	1900	238	22.6% (54)

Fuente: Autor

Al revisar los demás resultados del porcentaje de SRS que poseen un valor pico mayor que su correspondiente FRS, se observa que valor encontrado en Colombia (14.5%) es comparable a los mostrados por Thottappillil *et al.* en Florida (1992), Cooray & Pérez en Suecia (1994), Cooray & Jayaratne en Sri Lanka (1994) y Nag *et al.*, en Suecia (2008) quienes reportaron valores de 13.1%, 15%, 12.3% y 18.2%, respectivamente. Otras investigaciones revelaron porcentajes de 22.6%, 21%, 20%, 32% y 19% en China (Qie *et al.*, 2002), Florida, Brasil, Austria (Nag *et al.*, 2008) y Malasia (Baharudin *et al.*, 2014), respectivamente.

Para completar esta investigación se estimó la cantidad de *flashes* múltiples que poseen al menos un (1) SRS con valor pico mayor que el de su FRS. La Tabla 8.10 muestra el porcentaje de *flashes* CG negativos con esta condición. Para las observaciones realizadas en Colombia se encontró un porcentaje de 20.2%, mientras para

Sri Lanka fue de 6.5%. Este último porcentaje tiene relación directa con el bajo número de SRS cuyo valor pico es mayor que su correspondiente FRS (ver Tabla 8.9).

Comparando los resultados obtenidos en otras regiones se observa que los valores más bajos son los reportados para Suecia en 2015 (16.5%) y Sri Lanka en 2017 (6.5%). Por otra parte, el porcentaje obtenido para Colombia (20.2%) es similar al observado en Florida (24% en 2008) y Suecia (24% en 1994). Estas proporciones distan bastante de los resultados presentados en China (Qie *et al.*, 2002), y Austria (Nag *et al.*, 2008), los cuales son superiores al 48%. Aunque Baharudin *et al.* plantea que el alto porcentaje reportado en China (2002) puede deberse al efecto de la altitud [82], esta hipótesis puede ser desvirtuada con los resultados obtenidos en este estudio ya que Bogotá se encuentra localizada a una altura mayor con respecto al nivel del mar.

Tabla 8.10 Reporte de *flashes* múltiples con al menos un SRS mayor que su correspondiente FRS

Referencia (año) Ubicación geográfica	Coord. Geograf.	Altitud (msnm)	Flashes múltiples	% de flashes con al menos un SRS mayor que su FRS *
Este estudio (2017) Bogotá, Colombia	4.64° N 74.09° W	2554	198	20.2% (40)
Este estudio (2017) Weligatta, Sri Lanka	6.21° N 81.21° E	14	138	6.5% (9)
Cooray & Jayaratne (1994) [265] Colombo, Sri Lanka	6.93° N 79.86° E	7	63	35% (22)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Gainesville, Florida, USA	29.65° N 82.32° W	31	176	24% (42)
Thottappillil <i>et al.</i> (1992) [271] Florida, USA	27.95° N 82.46° W	15	46	33% (15)
Baharudin <i>et al.</i> (2014) [82] Johor, Malasia	1.48° N 103.76° E	132	84	38% (32)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Sao José dos Campos, Brasil	23.22° S 45.90° W	600	259	38% (98)
Ismail <i>et al.</i> (2015) [98] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	98	16.5% (16)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	93	32% (30)
Cooray & Pérez (1994) [272] Uppsala, Suecia	59.86° N 17.64° E	20	271	24% (65)
Nag <i>et al.</i> (2008) [274] Bad Voeslau, Austria	47.96° N 16.21° E	260	81	49% (37)
Qie <i>et al.</i> (2002) [273] Zhongchuan, Gansú, China	36.6° N 103.6° E	1900	50	54% (27)

* Se incluye el número de flashes entre paréntesis

Fuente: Autor

Los resultados presentados en esta sección demuestran que es común encontrar un SRS cuya amplitud defina el valor máximo de un *flash*. Esta tendencia se explica en términos de la existencia de condiciones menos favorables para el canal de descarga en *strokes* de bajo orden (primer o segundo *stroke*), con respecto a los *strokes* de orden superior. Esto se debe a que los SRS requieren menos carga eléctrica para conducir el líder a través del canal formado entre la nube y la tierra [279].

9 Caracterización en el dominio del tiempo de los *strokes* generados por *flashes* CG

Determinar las características de los *return strokes* es importante para mejorar los sistemas de protección contra rayos, desarrollar o ajustar modelos de la descarga empleando mediciones y aportar en el mejoramiento de las redes de localización de rayos. Este capítulo presenta un análisis de los parámetros de la forma de onda y la derivada del campo eléctrico generado por los primeros *strokes* y los *strokes* subsecuentes de *flashes* CG registrados en Bogotá, Colombia y en Weligatta, Sri Lanka durante 2016.

Para el desarrollo de este estudio se analizaron las señales obtenidas después de aplicar las técnicas de reducción de ruido basadas en la transformación de Fourier fraccionaria discreta (DFRFT) y la aproximación local polinomial (LPA), las cuales fueron presentadas y validadas en los capítulos 6 y 7. El análisis estadístico incluye diversos parámetros de la forma de onda dentro de los que se destacan: el tiempo de ascenso de cero al pico, el tiempo de cruce por cero, el valor pico del campo eléctrico, la amplitud y la duración del sobrepico de polaridad opuesta y el valor pico de la derivada, entre otros. Adicionalmente, se incluye una comparación con los resultados obtenidos en otras regiones del mundo, incluyendo algunos estudios realizados en zonas tropicales del planeta (Sri Lanka y Malasia).

Al igual que los resultados presentados en el capítulo 8, este estudio es el primero de su tipo realizado en Colombia donde se incluye el análisis de trece (13) parámetros de la forma de onda del campo eléctrico generado por *flashes* CG. De esta manera, este trabajo amplía los resultados presentados por Santamaria *et al.* [32] hace más de una década, los cuales se enfocaron en el análisis de algunos parámetros de los *strokes* negativos registrados en Bogotá (tiempo de ascenso, duración del frente lento, cruce por cero, duración de los *strokes* y valor pico del campo eléctrico), y cuyos resultados no fueron concluyentes debido a la baja cantidad de registros analizados.

9.1 Datos analizados en el estudio

En virtud de la baja cantidad de *flashes* CG positivos capturados y debido al alcance limitado del sistema de medición de campo magnético (25 km aprox.), para este estudio sólo se tuvieron en cuenta los registros de *flashes* CG negativos obtenidos en Colombia y Sri Lanka durante la temporada agosto-noviembre de 2016. De esta manera, los *return strokes* analizados en este capítulo fueron extractados de las mismas señales empleadas para la caracterización de *flashes* CG que se presentó en el capítulo 8.

Como se mencionó previamente, todas las señales de campo eléctrico fueron adquiridas usando el mismo circuito electrónico (basado en el BUF602). Para el sistema de medición empleado en Colombia se ajustó el osciloscopio con un *trigger* vertical de 100 mV (4.02 V/m). Este umbral se definió empíricamente con el propósito de reducir la interferencia causada por el ruido inherente al sistema de medición y evitar el accionamiento del osciloscopio debido a impulsos ocasionados por rayos intra-nube.

Por otra parte, el *trigger* usado en Sri Lanka fue definido por los investigadores del grupo *Atmospheric Physics and Lightning* (APL) de la Universidad de Colombo, quienes realizaban mediciones simultaneas de rayos nube-tierra, rayos intra-nube y pulsos bipolares (*narrow bipolar pulses*). Debido a esto, durante toda la

temporada de medición se ajustó en el registrador Yokogawa SL1000 un *trigger* de 50 mV (1.03 V/m). Para el disparo de este *trigger* se usó un canal conectado al sistema de medición de campo eléctrico construido en Sri Lanka, cuya electrónica se basa en el buffer LH0033 (ver **ANEXO A.4**).

Teniendo en cuenta la constante de decaimiento del sistema de medición (38 ms), para este estudio fue posible registrar y analizar campos eléctricos cercanos, intermedios y lejanos. Por esta razón, las formas de onda incluidas en este estudio poseen componentes electrostáticas, componentes radiadas o una combinación de ambas. Algunos ejemplos que describen el comportamiento y las componentes dominantes de la forma de onda del campo eléctrico de los *strokes* en función de la distancia fueron presentados en la sección 4.3 y en el **ANEXO B**.

Los registros de campo eléctrico se asociaron con la información obtenida por la *Red colombiana de detección total de rayos* (CLLN) para el caso de Colombia, y la *Red de localización mundial de rayos* (WWLLN) para Sri Lanka. De esta manera, para cada forma de onda examinada se conoce su ubicación (longitud y latitud) y la distancia aproximada con respecto al punto de medición (ver detalles en sección 4.2). La distribución de los primeros *strokes* (FRS) y los *strokes* subsecuentes (SRS) de *flashes* CG negativos para diferentes rangos de distancia se muestra en la Tabla 9.1. Los porcentajes entre paréntesis corresponden a la proporción de *return strokes* analizados por cada rango establecido. En total, durante este estudio se analizaron 306 *flashes* CG negativos con 789 *strokes* para Colombia y 173 *flashes* CG con 596 *strokes* negativos para Sri Lanka.

Tabla 9.1 Strokes negativos en función de los rangos de distancia

Ubicación (coordenadas)	Tipo de <i>strokes</i>	Rangos de distancia (km)					Total <i>strokes</i>
		0-50	50-100	100-150	150-200	200-250	
Colombia (4.641° N, 74.091° W)	FRS	80 (26%)	84 (28%)	47 (15%)	57 (19%)	38 (12%)	306 (100%)
	SRS	165 (34%)	127 (26%)	96 (20%)	62 (13%)	33 (7%)	483 (100%)
Sri Lanka (6.208° N, 81.209° E)	FRS	31 (18%)	61 (35%)	46 (27%)	14 (8%)	21 (12%)	173 (100%)
	SRS	72 (17%)	174 (41%)	127 (30%)	29 (7%)	21 (5%)	423 (100%)

Fuente: Autor

La Figura 9.1 y la Figura 9.2 muestran la ubicación de los *flashes* CG negativos registrados en Colombia y Sri Lanka, respectivamente. En el caso de Colombia se observa que todos los eventos registrados (puntos amarillos) ocurrieron sobre terreno continental (tierra) en un radio menor a 250 km con respecto a la ubicación de la antena. Esta zona de influencia presenta cambios de altitud significativos, variando desde 200 hasta 4500 metros sobre el nivel del mar (msnm). De hecho, el efecto del arreglo montañoso que bordea a Bogotá, el cual hace parte de la cordillera oriental, funciona como una pantalla ante la propagación de los campos electromagnéticos radiados por los rayos, provocando que la mayor parte de los eventos registrados fueran aquellos ocurridos hacia el centro-occidente del país.

Para los registros examinados en Sri Lanka se observa que buena parte de ellos ocurrieron sobre el espacio marítimo (área de mar) adyacente a las costas sur-oriental y sur-occidental de la isla. No obstante, el 7% de los *flashes* CG registrados impactaron la provincia sur y unos pocos eventos ocurrieron en la zona montañosa del país (región central). Es importante recordar que los registros analizados en Sri Lanka fueron obtenidos durante sólo 6 tormentas eléctricas, de esta manera, su localización podría reflejar parcialmente el comportamiento de la temporada de lluvias causada por el monzón que se origina en el noreste de la isla.

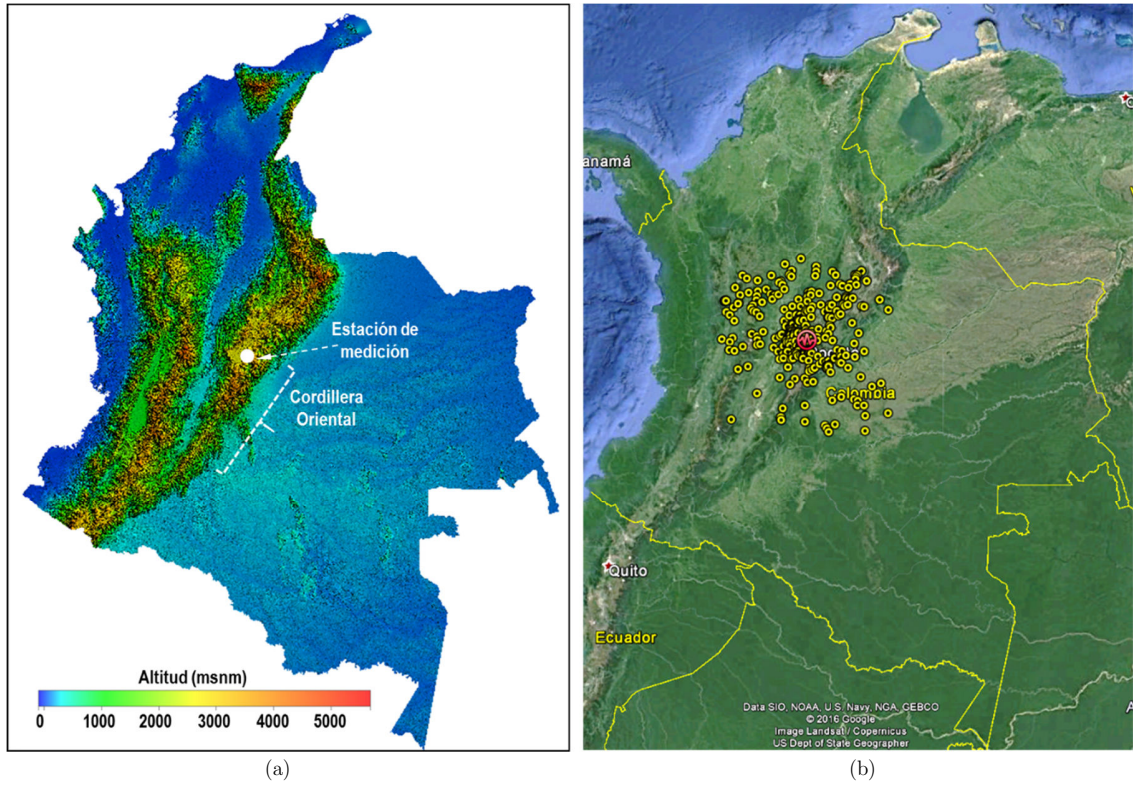


Figura 9.1 Flashes registrados en Colombia (Ago-Nov 2016). (a) Mapa de altitud (relieve); (b) Ubicación de la estación EMIR (círculo rojo) y los flashes CG identificados con la CLLN (círculos amarillos)
 Fuente: Autor – Derechos imágenes: Consortium for Spatial Information (CGIAR-CSI)® & Google Earth®

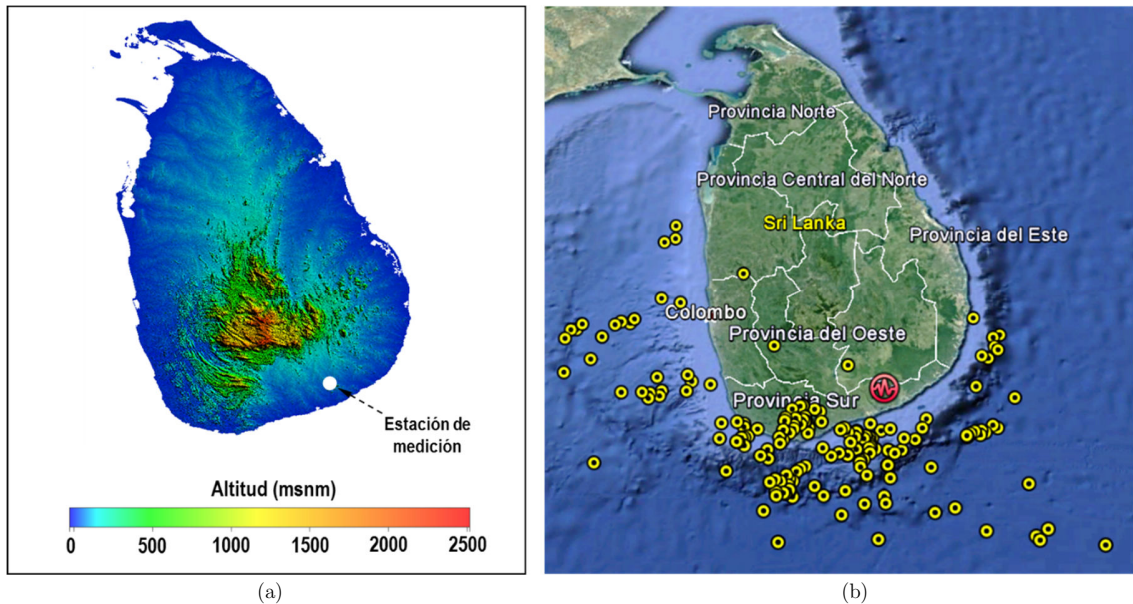


Figura 9.2 Flashes registrados en Sri Lanka (Oct-Nov 2016). (a) Mapa de altitud (relieve); (b) Ubicación de la estación UCIARS (punto rojo) y los flashes CG identificados con la WWLLN (puntos amarillos)
 Fuente: Autor – Derechos imágenes: Consortium for Spatial Information (CGIAR-CSI)® & Google Earth®

9.2 Metodología

Cada una de las formas de onda (*return stroke*) examinadas en este estudio fue manipulada siguiendo los lineamientos expuestos en el capítulo 4. Adicionalmente, cada registro fue delimitado por una ventana de observación de 600 μs y se usó un *pre-trigger* de 100 μs con respecto al pico inicial de la señal. En todos los casos se adoptó el signo convencional de electricidad atmosférica, de manera que los *return strokes* de polaridad negativa producen un cambio positivo en el campo eléctrico.

Para caracterizar las formas de onda del campo eléctrico se analizaron los 11 parámetros presentados y definidos en la sección 7.1.3.3 (4 parámetros de magnitud y 7 parámetros temporales), junto con 2 parámetros de la derivada del campo eléctrico. Estos parámetros adicionales son el valor pico de la derivada $(dE/dt)_p$ y el ancho completo a media altura (FWHM) los cuales se ilustran en la Figura 9.3. El FWHM es empleado en lugar del tiempo de ascenso de cero al pico o de la pendiente de la derivada ya que considera el frente y la cola de la forma de onda. Por esta razón, algunos estudios afirman que el FWHM es un parámetro tan importante como la derivada de la corriente o del campo eléctrico de un *stroke* [41], [280].

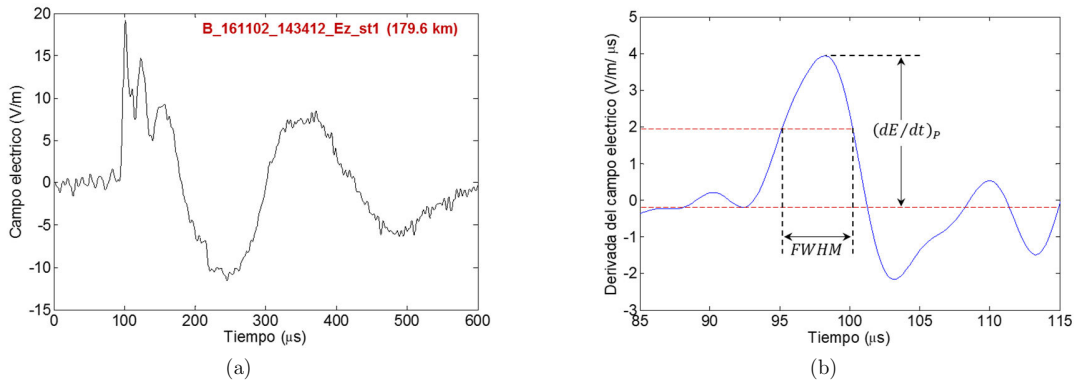


Figura 9.3 Formas de onda asociadas a la derivada del campo eléctrico normalizado a 100 km. (a) señal de campo eléctrico; (b) pico de la derivada y ancho completo a media altura (FWHM) – señal filtrada usando la DFRFT
Fuente: Autor

Para facilitar su análisis, algunos parámetros de magnitud fueron normalizados en función de su respectivo valor pico inicial (E_P). Estos parámetros fueron: la amplitud del frente de ascenso de lento (E_{SF}/E_P), la amplitud del sobrepico de polaridad opuesta (E_{OPO}/E_P) y la amplitud del sobrepico de similar polaridad (E_{SMO}/E_P). Así mismo, el valor pico del campo eléctrico fue normalizado a una distancia de 100 km usando la siguiente relación [94]:

$$E_{P,N(100\text{ km})} = E_P \times \frac{\text{Distancia desde el sistema de medición (km)}}{100\text{ km}} \quad (9.1)$$

Finalmente, cada parámetro fue analizado usando seis indicadores matemáticos: el número de *strokes* examinados (N), el valor mínimo (Min), el valor máximo (Max), la media aritmética (AM), la media geométrica (GM) y la desviación estándar (SD). Esta combinación entre parámetros e indicadores permitirá establecer el comportamiento de las formas de onda en función de la distancia, y facilitará la comparación de los resultados obtenidos en este estudio con trabajos presentados en otras regiones del mundo.

9.3 Resultados generales después de la reducción de ruido

Teniendo en cuenta lo expuesto en el capítulo 7 donde se evidenció que las técnicas basadas en la DFRFT y la LPA son métodos válidos para reducir el contenido de ruido en las señales de campos eléctricos y/o

magnéticos generados por rayos (LEMF), en la etapa inicial de este estudio se realizó la caracterización del campo eléctrico de los *strokes* negativos utilizando las señales obtenidas con ambas técnicas de procesamiento. La Tabla 9.2 muestra los parámetros usados en cada proceso de filtrado, los cuales son iguales a los presentados en la sección 7.1 (validación de las técnicas).

Tabla 9.2 Parámetros de simulación empleados en las técnicas de reducción de ruido

Técnica de procesamiento	Parámetros definidos			
	Registros Colombia		Registros Sri Lanka	
Filtros adaptativos en el dominio de la DFRFT	$a = 0.25$	$\mu_{NL-LMS} = 1.0$	$a = 0.25$	$\mu_{NL-LMS} = 0.95$
	$Wb = 5 \times 10^5$	$\gamma = 0.998$	$Wb = 1.5 \times 10^6$	$\gamma = 0.998$
	$Coeff = 6$	$\beta = 2 \times 10^{-14}$	$Coeff = 6$	$\beta = 2 \times 10^{-14}$
LPA con estimadores no-paramétricos	$m = 5$	$\Gamma = 0.02:0.02:3$	$m = 5$	$\Gamma = 0.02:0.02:3$
	$H = \left\{ \begin{array}{l} h_1 = 3, \dots \\ h_s = \text{int}[1.425^{s+2}] \end{array} \right\}$ muestras $s = 2, \dots, 14$		$H = \left\{ \begin{array}{l} h_1 = 3, \dots \\ h_s = \text{int}[1.425^{s+2}] \end{array} \right\}$ muestras $s = 2, \dots, 14$	
	Ventana Gaussiana simétrica		Ventana Gaussiana simétrica	

Fuente: Autor

Con el propósito de obtener resultados generales para Colombia y Sri Lanka se incluyeron en el estudio 1385 registros de campo eléctrico (789 de Bogotá y 596 de Weligatta) recolectados en el rango de 0 a 250 km. Para comparar el desempeño de las técnicas de reducción de ruido propuestas todas las señales se analizaron antes (señal contaminada) y después de ser procesadas (señal filtrada con DFRFT y señal filtrada con LPA). De esta manera, se procesaron en total 4155 formas de onda, y para cada una de estas, se determinaron los 13 parámetros (mencionados en la sección 9.2) mediante una cuidadosa inspección y usando diferentes escalas de tiempo. Como parte de los resultados, entre la Tabla 9.3 y la Tabla 9.6 se muestra la media aritmética (AM) de los parámetros identificados en los FRS y los SRS registrados en Colombia y Sri Lanka. Los resultados de la media geométrica (GM) y la desviación estándar (SD) se muestran en el ANEXO H-1.

Para facilitar su comprensión, la información presentada de la Tabla 9.3 a la Tabla 9.6 está organizada de la siguiente manera: la fila 1 muestra la información estadística de las señales contaminadas (X_{ruido}); las filas 2 y 3 contienen la información estadística de las señales filtradas con la DFRFT (X_{DFRFT}) y la LPA (X_{LPA}), respectivamente; las filas 4 y 5 presentan la diferencia porcentual absoluta entre los parámetros estadísticos de las señales contaminadas y de las señales filtradas ($Diff_{DFRFT}$ y $Diff_{LPA}$); la fila 6 muestra la diferencia obtenida entre los métodos de filtrado ($Diff_{MTH}$), es decir, la resta entre las filas 4 y 5; finalmente, la fila 7 corresponde al número de muestras analizadas en cada parámetro. Las ecuaciones para calcular los valores mostrados en las filas 4, 5 y 6 se muestran a continuación:

$$\text{Fila 4: } Diff_{DFRFT} = abs(D_F) = abs\left(\frac{X_{ruido} - X_{DFRFT}}{X_{ruido}}\right). \quad (9.2)$$

$$\text{Fila 5: } Diff_{LPA} = abs(D_L) = abs\left(\frac{X_{ruido} - X_{LPA}}{X_{ruido}}\right). \quad (9.3)$$

$$\text{Fila 6: } Diff_{MTH} = abs(D_F - D_L). \quad (9.4)$$

De forma general, los resultados de la AM y la GM muestran diferencias considerables entre los parámetros de las señales contaminadas y los parámetros de las señales filtradas. Al analizar esta información en ambos países, las mayores diferencias se reportaron para los parámetros de los SRS. Comparando los registros antes y después de remover el ruido, las AM de los *return strokes* en Colombia exhibieron diferencias por encima de 30% en 5 de los 13 parámetros de los FRS (E_{SMO}/E_P , t_{SF} , t_{OPO} , $(dE/dt)_P$, FWHM) y en 6 parámetros para los SRS (E_{OPO}/E_P , E_{SMO}/E_P , t_{SF} , t_{OPO} , $(dE/dt)_P$, FWHM). Adicionalmente, se observó una

disparidad entre 10% y 25% para 3 parámetros de los FRS (E_{P_N} , E_{SF}/E_P , t_{FT}) y en 5 parámetros de los SRS (E_{P_N} , E_{SF}/E_P , t_{ZP} , t_{ZC} , t_{SMO}). Estas diferencias fueron similares a las observadas para la GM de los parámetros.

De manera particular, para la AM de los *return strokes* examinados en Colombia se observaron diferencias entre la señal contaminada y las señales filtradas que llegan hasta 34% para la amplitud del sobrepico de polaridad opuesta (E_{OPO}/E_P) y hasta 61% en la amplitud del sobrepico de similar polaridad (E_{SMO}/E_P). Adicionalmente, se reportaron cambios que alcanzan 61% en la duración del frente lento (t_{SF}) y 52% para la duración del sobrepico de polaridad opuesta (t_{OPO}). Con respecto al valor pico de la derivada del campo eléctrico $(dE/dt)_P$ y el FWHM, se registraron diferencias máximas del 86% y 47%, respectivamente. Para los parámetros restantes, se hallaron diferencias entre 4% y 28% tanto para los FRS, como para los SRS.

Por otra parte, para las formas de onda en Sri Lanka se registraron diferencias en la AM por encima del 25% en 3 parámetros de los FRS (t_{FT} , $(dE/dt)_P$, FWHM), mientras 3 parámetros de los SRS muestran diferencias arriba del 30% (t_{SF} , $(dE/dt)_P$, FWHM). Así mismo, se reportaron diferencias entre 11% y 15% para 3 parámetros de los FRS (E_{SMO}/E_P , t_{ZP} , t_{10-90}) y entre 11% y 28% para 7 parámetros de los SRS (E_{SF}/E_P , E_{SMO}/E_P , t_{ZP} , t_{10-90} , t_{ZC} , t_{OPO} , t_{SMO}). Puntualmente, las mayores diferencias en los parámetros de magnitud se encontraron en los SRS con un cambio de 23% en la AM del frente lento (E_{SF}/E_P) y de 27% en la magnitud normalizada del sobrepico de similar polaridad (E_{SMO}/E_P). Respecto a los parámetros temporales, la AM de la duración del frente lento (t_{SF}) exhibió una variación de 30% en los SRS y el frente rápido (t_{FT}) mostró una diferencia máxima de 37% para los FRS. Finalmente, el valor pico de la derivada $(dE/dt)_P$ y el FWHM exhibieron una diferencia máxima de 60% y 46%, respectivamente. Los cambios registrados para los demás parámetros oscilaron entre 2% y 22%.

En su conjunto, estas observaciones concuerdan con los resultados obtenidos durante la validación de las técnicas de filtrado (ver sección 7.1), donde se demostró que analizar señales con bajo contenido de ruido provee información más confiable y precisa. Adicionalmente, los resultados evidenciaron que el uso de estas técnicas de procesamiento mejora las características de la forma de onda y facilita considerablemente la tarea de identificar los parámetros asociados a la región de ascenso inicial (E_P y t_{ZP}), el tiempo de cruce por cero y los parámetros de las zonas OPO y SMO.

Desde otra perspectiva, la diferencia entre los métodos de reducción de ruido (fila 6, Tabla 9.3 a Tabla 9.6) se estimó con el ánimo de analizar cuan diferentes podrían ser los resultados estadísticos de las señales obtenidas con cada técnica. Al comparar la AM y la GM de las señales filtradas se observa una similitud razonable entre los resultados obtenidos usando las técnicas basadas en la DFRFT y en la LPA. Esto es importante, si se tiene en cuenta que las técnicas de procesamiento no se relacionan entre sí y actúan de manera diferente sobre las señales.

En el caso de los *return strokes* registrados en Colombia, con excepción de los parámetros asociados a la derivada del campo eléctrico, que serán analizados posteriormente, se observó en los FRS una diferencia máxima entre métodos de filtrado de 12% en la AM de la amplitud del frente lento (E_{SF}/E_P). Respecto a la GM, la mayor diferencia fue 21% observada en la duración del frente rápido (t_{FT}). Las diferencias en la AM y la GM para los parámetros restantes de los FRS no excedieron el 4% y el 10%, respectivamente. En lo que respecta a los SRS, las máximas diferencias fueron observadas en la región del frente lento y el frente rápido (E_{SF}/E_P , t_{SF} , t_{FT}) con valores entre 15% y 24% para la AM y entre 25% y 41% para la GM. Los parámetros restantes de los SRS presentaron diferencias inferiores al 8% y al 11% para la AM y la GM, respectivamente.

Tabla 9.3 Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los primeros *strokes* (FRS) registrados en Bogotá, Colombia

Tipo de señal	Características de magnitud								Características temporales							Derivada	
	E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OFO} (V/m)	$\frac{E_{OFO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
Contaminada (CDA)	41.18	32.67	12.93	0.31	15.38	0.50	9.83	0.33	9.97	7.56	4.28	5.69	79.73	198.21	147.02	33.42	2.33
Filtrada con DFRFT	33.61	27.64	12.02	0.36	13.29	0.51	5.07	0.20	10.62	7.06	6.02	4.59	72.60	121.10	140.83	5.94	3.42
Filtrada con LPA	38.40	29.38	12.75	0.32	13.04	0.48	5.03	0.19	10.60	6.88	6.21	4.39	72.30	121.65	143.56	12.70	2.35
Diff (CDA vs DFRFT)	18.4%	15.4%	7.1%	13.4%	13.6%	0.6%	48.5%	40.4%	6.5%	6.6%	40.7%	19.3%	8.9%	38.9%	4.2%	82.2%	46.5%
Diff (CDA vs LPA)	6.7%	10.1%	1.4%	1.6%	15.2%	4.5%	48.8%	43.2%	6.3%	9.1%	45.0%	22.9%	9.3%	38.6%	2.4%	62.0%	0.9%
Diff entre métodos	11.6%	5.3%	5.7%	11.8%	1.6%	5.0%	0.3%	2.8%	0.2%	2.5%	4.3%	3.6%	0.4%	0.3%	1.9%	20.2%	45.6%
Muestras analizadas	306	306	306	306	227	227	218	218	306	306	306	306	227	227	218	306	306

Fuente: Autor

Tabla 9.4 Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los *strokes* subsiguientes (SRS) registrados en Bogotá, Colombia

Tipo de señal	Características de magnitud								Características temporales							Derivada	
	E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OFO} (V/m)	$\frac{E_{OFO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
Contaminada (CDA)	27.94	16.59	9.68	0.36	6.86	0.41	9.84	0.44	5.39	4.06	2.72	2.68	71.90	326.28	168.85	28.12	2.09
Filtrada con DFRFT	20.04	12.42	7.81	0.38	3.61	0.29	2.56	0.21	6.67	4.21	3.72	2.95	56.90	156.48	140.19	3.82	2.86
Filtrada con LPA	24.75	13.58	8.27	0.31	3.40	0.27	2.80	0.17	6.90	4.32	4.36	2.53	58.29	158.82	133.58	9.42	1.97
Diff (CDA vs DFRFT)	28.3%	25.2%	19.3%	4.9%	47.3%	28.2%	74.0%	53.1%	23.7%	3.7%	36.9%	10.2%	20.9%	52.0%	17.0%	86.4%	37.1%
Diff (CDA vs LPA)	11.4%	18.2%	14.5%	13.6%	50.5%	33.6%	71.6%	61.0%	27.9%	6.3%	60.7%	5.4%	18.9%	51.3%	20.9%	66.5%	5.8%
Diff entre métodos	16.8%	7.0%	4.7%	18.6%	3.1%	5.4%	2.4%	7.9%	4.2%	2.6%	23.8%	15.6%	1.9%	0.7%	3.9%	19.9%	42.9%
Muestras analizadas	483	483	483	483	328	328	289	289	483	483	483	483	328	328	289	483	483

Fuente: Autor

Tabla 9.5 Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los primeros *strokes* (FRS) registrados en Weligatta, Sri Lanka

Tipo de señal	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
	E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OFO} (V/m)	$\frac{E_{OFO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OFO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
Contaminada (CDA)	15.60	15.36	4.82	0.30	5.83	0.41	2.71	0.21	9.33	6.03	4.55	4.77	101.28	147.74	146.69	11.84	1.45
Filtrada con DFRFT	14.79	14.62	4.87	0.33	5.69	0.43	2.37	0.19	7.72	4.72	4.71	3.01	100.13	137.06	152.60	6.91	1.86
Filtrada con LPA	15.50	15.19	4.99	0.32	5.80	0.42	2.44	0.19	7.75	4.73	4.56	3.19	99.78	135.72	151.10	9.67	1.18
Diff (CDA vs DFRFT)	5.2%	4.8%	1.1%	8.8%	2.3%	4.5%	12.5%	10.2%	17.2%	21.7%	3.5%	37.0%	1.1%	7.2%	4.0%	41.6%	27.7%
Diff (CDA vs LPA)	0.6%	1.1%	3.5%	6.4%	0.4%	3.0%	9.9%	10.5%	16.9%	21.6%	0.2%	33.1%	1.5%	8.1%	3.0%	18.3%	18.7%
Diff entre métodos	4.6%	3.7%	2.4%	2.5%	1.9%	1.5%	2.6%	0.3%	0.4%	0.1%	3.4%	3.9%	0.3%	0.9%	1.0%	23.3%	46.3%
Muestras analizadas	173	173	173	173	144	144	138	138	173	173	173	173	144	144	138	173	173

Fuente: Autor

Tabla 9.6 Media aritmética (AM) y diferencia porcentual (respecto a los métodos de filtrado propuestos) de los parámetros del campo eléctrico de los *strokes* subsiguientes (SRS) registrados en Weligatta, Sri Lanka

Tipo de señal	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
	E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OFO} (V/m)	$\frac{E_{OFO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OFO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
Contaminada (CDA)	5.69	4.60	1.66	0.29	1.08	0.25	1.10	0.26	5.12	2.94	3.34	1.78	82.43	196.68	161.51	8.06	1.71
Filtrada con DFRFT	5.13	4.18	1.88	0.36	0.93	0.26	0.78	0.21	5.94	2.79	4.14	1.79	73.04	163.45	138.04	3.23	1.47
Filtrada con LPA	5.48	4.40	1.64	0.30	0.93	0.26	0.73	0.19	5.97	2.56	4.34	1.64	72.29	166.02	135.04	5.59	0.93
Diff (CDA vs DFRFT)	9.9%	9.1%	13.6%	22.8%	14.5%	1.0%	28.8%	19.8%	16.0%	5.2%	24.2%	0.6%	11.4%	16.9%	14.5%	59.9%	14.0%
Diff (CDA vs LPA)	3.7%	4.4%	1.1%	2.4%	13.8%	1.8%	34.0%	27.4%	16.6%	13.0%	30.0%	8.3%	12.3%	15.6%	16.4%	30.6%	45.6%
Diff entre métodos	6.2%	4.7%	14.7%	20.4%	0.7%	0.8%	5.2%	7.6%	0.6%	7.8%	5.7%	8.9%	0.9%	1.3%	1.9%	29.2%	31.6%
Muestras analizadas	423	423	423	423	305	305	264	264	423	423	423	423	305	305	264	423	423

Fuente: Autor

Por su parte, los parámetros de las señales registradas en Sri Lanka muestran mayor similitud luego de aplicar las técnicas de reducción de ruido. Así pues, para los FRS, la AM y la GM de ninguno de los parámetros temporales o de magnitud mostraron una diferencia superior al 6%. En el caso de los SRS, las máximas diferencias en la AM y la GM de los parámetros de magnitud fueron reportadas en la amplitud del frente lento (E_{SF}/E_P) con una disparidad del 21% y 29%, respectivamente. Adicionalmente, la GM del tiempo de ascenso 10-90% ($t_{10-90\%}$), el frente lento (t_{SF}), y el frente rápido (t_{FT}) mostraron diferencias entre 12% y 19%. Para los demás parámetros de los SRS, tanto la AM como la GM, exhibieron diferencias entre métodos de filtrado por debajo del 9%.

Estas diferencias observadas en los registros de Colombia y Sri Lanka reflejan la dificultad que tiene la interpretación de algunos parámetros de la forma de onda de los *strokes*, específicamente, entre el punto de deflexión inicial sobre el nivel de referencia o punto cero (E_0) y el pico inicial de la señal (E_{MAX_1}), incluyendo la zona donde termina el frente lento e inicia el frente rápido (E_{SF}). Esta situación también fue mencionada por Wooi *et al.* (2016), quien reportó la dificultad de interpretar el frente lento de los SRS precedidos por un líder dardo (*dart leader*) que se desplaza a través de un canal completamente ionizado [41].

Respecto a los parámetros asociados a la derivada, para las señales filtradas de Colombia se reportaron diferencias entre 19% y 21% en la AM y la GM del pico de la derivada del campo eléctrico $(dE/dt)_P$, mientras en las de Sri Lanka las diferencias entre los procesos de filtrado estuvieron entre 21% y 29% (para ambos indicadores). Finalmente, las diferencias más notorias entre técnicas de filtrado se advirtieron en el ancho completo a media altura de la derivada del campo eléctrico (FWHM), evidenciando en ambos países diferencias entre 31% y 45% para la AM, mientras la GM mostró diferencias entre 80% y 140%.

Las diferencias en los indicadores del pico de la derivada y la FWHM se deben en gran parte a la manera en que las técnicas de procesamiento obtienen las señales filtradas. En el caso del filtrado adaptativo usando la DFRFT, el ruido es removido en el dominio de Fourier fraccionario y la transformada resultante es reconstruida en el dominio del tiempo usando señales chirp. Estas señales pueden ser interpretadas como sinusoides cuya frecuencia varía en el tiempo, y cuya derivada tendrá características similares (otras chirps). Lo anterior se verá reflejado en algunos registros cuya derivada puede mostrar variaciones menos rápidas que las que se pueden observar en una señal filtrada con la LPA, cuya reconstrucción no sigue una tendencia definida y se realiza punto a punto (estimación no-paramétrica).

Aunque estas consideraciones son válidas para explicar las diferencias en la estimación de los parámetros de la derivada, es necesario recordar que la comparación entre métodos de filtrado para estos parámetros se realizó tomando como referencia a las señales contaminadas (comparación filas 4 y 5 en las tablas anteriores). En este aspecto, la derivada de las señales contaminadas, a diferencia de la forma de onda del campo eléctrico, es mucho más sensible al contenido de ruido y no debería ser empleada para dicha comparación. Por esta razón, al no conocer la forma de onda real de la derivada (en las señales analizadas), es difícil definir cuál es el resultado correcto, o establecer si uno de los métodos propuestos proporciona mejores resultados.

En síntesis, la comparación de resultados evidencia que la AM y la GM obtenida por cada una de las técnicas de procesamiento presenta diferencias por debajo del 12% para la mayoría de los parámetros. Esto muestra que los dos métodos propuestos para la reducción de ruido en señales de LEMF proveen resultados que, aunque no son iguales, pueden ser comparables. Teniendo en cuenta lo anterior, para realizar una adecuada comparación con otros trabajos, en la parte final de este estudio se ha definido que los resultados obtenidos con el método basado en la DFRFT sean presentados como los datos representativos de las formas de onda registradas en ambos países.

Esta elección se sustenta en el hecho de que los filtros adaptativos en el dominio de la DFRFT es la técnica de reducción de ruido (aplicado a señales de LEMF) que posee el mayor número publicaciones al momento

de someter a juzgamiento esta tesis doctoral (ver sección 1.6). Es importante señalar que esta decisión no resta validez a los resultados obtenidos aplicando la LPA, los cuales serán presentados en futuras publicaciones y en otros trabajos relacionados con el estudio de rayos en Colombia.

9.4 Análisis de los parámetros de la forma de onda

A partir de las consideraciones presentadas en la sección anterior, y evaluando los trece parámetros mencionados en la sección de metodología, se han obtenido las estadísticas (N, Max, Min, AM, GM y SD) de la forma de onda del campo eléctrico para los primeros *strokes* y los *strokes* subsecuentes. Los resultados generales de las señales registradas en Colombia se sintetizan en la Tabla 9.7 y Tabla 9.8, mientras los resultados obtenidos para las señales capturadas en Sri Lanka se presentan en la Tabla 9.9 y la Tabla 9.10. Para complementar esta información, los histogramas de los parámetros de las formas de onda de los FRS y los SRS para ambos países se muestran en los **ANEXOS H-2** y **H-3**.

Por otra parte, de la Tabla 9.11 a la Tabla 9.14 se muestra la AM de las características de las formas de onda discriminadas en cinco rangos de distancia entre 0 y 250 km con intervalos de 50 km. Adicionalmente, se incluyen los resultados obtenidos para todo el rango de distancias y para el rango 50–250 km donde se supone que las formas de onda son dominadas por las componentes radiadas del campo eléctrico, tal como fueron descritas por Lin *et al.* [94] y Haddad *et al.* [36]. Estas tablas servirán como apoyo para analizar el comportamiento de los parámetros de las formas de onda. Los datos de la media geométrica (GM) y la desviación estándar (SD) para los mismos rangos de distancia se muestran en el **ANEXO H-4**.

Considerando que algunos parámetros del rayo dependen de las características de la tormenta y de la región geográfica donde ocurre el fenómeno [28], [40], [48], junto con el análisis de los resultados obtenidos en este estudio se realizó una comparación con trabajos previos realizados en Estados Unidos, Suecia, Alemania, Japón y Malasia. Los resultados consolidados para los FRS y los SRS fueron organizados según el tipo de parámetro y se presentan a continuación.

9.4.1 Valor pico inicial del campo eléctrico normalizado a 100 km

Los resultados obtenidos para el valor pico del campo eléctrico normalizado (E_{P_N}) se muestran en la Tabla 9.15. Este estudio reveló que el valor pico inicial del campo eléctrico generado por los FRS es generalmente mayor al de los SRS. Así mismo, se comprobó la aproximación realizada por Lin *et al.* (1979), bajo la cual, despreciando los efectos de propagación, el pico inicial de la señal sin normalizar (E_P) tiende a disminuir con respecto a la distancia de impacto del rayo [94]. Estas observaciones concuerdan con lo reportado en otras regiones del mundo.

De manera específica, la AM obtenida para los FRS y los SRS en Colombia fue 27.6 V/m y 12.4 V/m, respectivamente. Estos valores se encuentran en el mismo rango de los reportados por Haddad *et al.* (Florida, 2012) y Wooi *et al.* (Malasia, 2016). Con respecto a las otras regiones, el indicador reportado en Colombia es entre 2 y 3 veces mayor que los encontrados para Sri Lanka y están entre 3 y 5 veces por encima de las AM obtenidas por Lin *et al.* (Florida, 1979), Master *et al.* (Florida, 1984), Cooray & Lundquist (Suecia, 1982) y Heidler & Hopf (Alemania, 1998).

Espacio dejado en blanco de manera intencional

Tabla 9.7 Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los FRS registrados en Bogotá, Colombia

	Distancia (km)	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
		E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OPO} (V/m)	$\frac{E_{OPO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
N	306	306	306	306	306	227	227	218	218	306	306	306	306	227	227	218	306	306
Min	3.4	6.1	1.5	0.5	0.03	0.6	0.01	0.1	0.01	3.3	2.3	1.0	1.8	9.3	7.0	7.8	0.3	0.5
Max	249.2	142.8	117.2	58.3	0.92	75.3	1.71	29.2	0.72	33.5	31.3	20.3	19.8	181.3	476.8	458.5	23.8	7.5
AM	105.7	33.6	27.6	12.0	0.36	13.3	0.51	5.1	0.20	10.6	7.1	6.0	4.6	72.6	121.1	140.8	5.9	3.4
GM	76.3	28.4	21.6	9.2	0.32	10.4	0.42	3.7	0.15	9.9	6.3	5.3	4.1	69.0	98.4	115.2	5.0	3.1
SD	69.3	22.4	19.2	9.6	0.13	10.4	0.27	4.3	0.15	4.1	3.6	2.9	2.3	23.4	82.7	75.1	3.6	1.3

Fuente: Autor

Tabla 9.8 Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los SRS registrados en Bogotá, Colombia

	Distancia (km)	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
		E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OPO} (V/m)	$\frac{E_{OPO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
N	483	483	483	483	483	328	328	289	289	483	483	483	483	328	328	289	483	483
Min	3.40	3.9	0.7	0.2	0.02	0.1	0.00	0.1	0.01	2.8	0.8	0.5	1.2	11.0	3.8	5.3	0.3	0.3
Max	249.2	156.5	77.4	85.1	0.56	27.5	1.53	15.3	0.98	20.8	18.0	16.8	20.3	241.5	491.8	486.3	27.4	8.5
AM	89.0	20.0	12.4	7.8	0.38	3.6	0.29	2.6	0.21	6.7	4.2	3.7	3.0	56.9	156.5	140.2	3.8	2.9
GM	60.7	15.6	9.5	5.5	0.35	2.9	0.24	2.0	0.16	6.1	3.8	3.1	2.8	51.1	102.1	100.4	3.0	2.7
SD	65.7	18.5	9.9	8.5	0.12	3.0	0.20	2.2	0.15	2.9	2.0	2.3	1.3	30.4	129.1	106.0	3.0	0.9

Fuente: Autor

Tabla 9.9 Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los FRS registrados en Weligatta, Sri Lanka

Distancia (km)	Características de magnitud									Características temporales						Derivada		
	E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OPO} (V/m)	$\frac{E_{OPO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)	
N	173	173	173	173	144	144	138	138	173	173	173	173	144	144	138	173	173	
Min	26.6	1.6	1.3	0.1	0.03	0.4	0.05	0.02	0.004	1.3	0.9	0.5	0.3	14.4	6.4	13.8	0.9	0.1
Max	248.0	48.6	50.1	13.6	0.56	22.1	1.67	8.7	0.67	16.2	11.3	13.4	10.6	239.8	357.1	454.3	25.4	9.9
AM	108.6	14.8	14.6	4.9	0.33	5.7	0.43	2.4	0.19	7.7	4.7	4.7	3.0	100.1	137.1	152.6	6.9	1.9
GM	92.6	13.2	12.2	3.9	0.30	4.4	0.35	1.8	0.15	7.2	4.2	4.1	2.4	95.0	116.3	135.5	6.0	1.3
SD	63.0	7.2	9.3	2.9	0.12	3.9	0.25	1.7	0.14	2.7	2.3	2.3	2.1	33.9	65.3	73.8	3.9	1.6

Fuente: Autor

Tabla 9.10 Información estadística sintetizada de los parámetros del campo eléctrico para los SRS registrados en Weligatta, Sri Lanka

Distancia (km)	Características de magnitud									Características temporales						Derivada		
	E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OPO} (V/m)	$\frac{E_{OPO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)	
N	423	423	423	423	305	305	264	264	423	423	423	423	305	305	264	423	423	
Min	26.6	0.5	0.6	0.1	0.03	0.1	0.00	0.01	0.003	1.0	0.7	0.1	0.6	9.0	3.6	5.5	0.4	0.1
Max	245.8	25.0	16.4	9.5	0.66	4.8	2.33	7.0	1.00	23.9	12.6	18.2	11.8	291.2	494.3	524.8	11.9	7.2
AM	96.8	5.1	4.2	1.9	0.36	0.9	0.26	0.8	0.21	5.9	2.8	4.1	1.8	73.0	163.4	138.0	3.2	1.5
GM	85.0	4.2	3.6	1.4	0.34	0.7	0.18	0.6	0.16	4.3	2.2	2.2	1.4	65.0	106.6	96.8	2.7	1.2
SD	51.9	3.5	2.5	1.5	0.10	0.8	0.26	0.7	0.16	4.6	2.1	4.1	1.6	40.4	129.4	108.5	1.9	1.1

Fuente: Autor

Tabla 9.11 Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los FRS agrupados en rangos de distancia para Bogotá, Colombia

Distancia (km)	N	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
		E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OFO} (V/m)	$\frac{E_{OFO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OFO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
0 – 50	80	48.8	11.1	18.3	0.38	3.7 ^a	0.16 ^a	5.6 ^a	0.22 ^a	7.8	4.8	4.7	3.1	61.1 ^a	43.1 ^a	207.9 ^a	3.6	2.9
50 – 100	84	36.5	25.2	12.6	0.34	14.3 ^b	0.38 ^b	4.5 ^c	0.11 ^c	9.9	6.6	5.5	4.4	73.0 ^b	114.0 ^b	150.7 ^c	6.0	3.6
100 – 150	47	27.6	35.1	10.0	0.37	13.6	0.53	4.4 ^d	0.15 ^d	11.4	8.0	6.4	5.0	71.4	136.7	142.9 ^d	7.0	3.6
150 – 200	57	22.3	39.2	7.8	0.35	12.9 ^e	0.59 ^e	5.7 ^f	0.27 ^f	12.9	8.5	7.5	5.4	71.9 ^e	122.7 ^e	126.2 ^f	7.4	3.6
200 – 250	38	19.1	42.0	6.1	0.33	13.1	0.68	6.1 ^g	0.33 ^g	13.8	9.7	7.4	6.4	76.4	128.6	126.0 ^g	7.3	3.7
0 – 250	306	33.6	27.6	12.0	0.36	13.3	0.51	5.1	0.20	10.6	7.1	6.0	4.6	72.6	121.1	140.8	5.9	3.4
50 – 250	226	28.2	33.6	9.8	0.35	13.6	0.52	5.1	0.20	11.6	7.9	6.5	5.1	73.0	123.6	138.6	6.8	3.6

^a Este valor sólo pudo ser determinado para 7 de 80 *strokes* registrados

^e Este valor sólo pudo ser determinado para 55 de 57 *strokes* registrados

^b Este valor sólo pudo ser determinado para 80 de 84 *strokes* registrados

^f Este valor sólo pudo ser determinado para 54 de 57 *strokes* registrados

^c Este valor sólo pudo ser determinado para 77 de 84 *strokes* registrados

^g Este valor sólo pudo ser determinado para 36 de 38 *strokes* registrados

^d Este valor sólo pudo ser determinado para 44 de 47 *strokes* registrados

Fuente: Autor

Tabla 9.12 Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los SRS agrupados en rangos de distancia para Bogotá, Colombia

Distancia (km)	N	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
		E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OFO} (V/m)	$\frac{E_{OFO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OFO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(\frac{dE}{dt})_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
0 – 50	165	33.0	6.7	13.5	0.40	4.1 ^a	0.29 ^a	7.1 ^a	0.48 ^a	5.3	3.3	2.9	2.4	71.6 ^a	79.0 ^a	290.2 ^a	2.5	2.8
50 – 100	127	16.1	10.8	5.8	0.36	3.3 ^b	0.23 ^b	2.6 ^c	0.17 ^c	7.2	4.4	4.1	3.1	57.6 ^b	124.0 ^b	165.4 ^c	3.4	3.0
100 – 150	96	11.9	14.6	4.2	0.36	3.7	0.32	2.0 ^d	0.18 ^d	7.7	4.9	4.5	3.2	54.0	194.6	115.3 ^d	4.3	2.9
150 – 200	62	11.9	21.4	4.7	0.37	3.8 ^e	0.34 ^e	2.3 ^f	0.21 ^f	7.3	4.9	3.8	3.5	56.2 ^e	174.3 ^e	111.4 ^f	5.9	2.9
200 – 250	33	10.5	23.4	4.0	0.37	4.0	0.38	2.5 ^g	0.27 ^g	7.2	4.7	3.9	3.4	57.4	168.8	96.5 ^g	6.4	2.7
0 – 250	483	20.0	12.4	7.8	0.38	3.6	0.29	2.6	0.21	6.7	4.2	3.7	3.0	56.9	156.5	140.2	3.8	2.9
50 – 250	318	13.5	15.4	4.9	0.37	3.6	0.29	2.3	0.19	7.4	4.7	4.1	3.2	56.2	160.2	133.0	4.5	2.9

^a Este valor sólo pudo ser determinado para 15 de 165 *strokes* registrados

^e Este valor sólo pudo ser determinado para 61 de 62 *strokes* registrados

^b Este valor sólo pudo ser determinado para 123 de 127 *strokes* registrados

^f Este valor sólo pudo ser determinado para 52 de 62 *strokes* registrados

^c Este valor sólo pudo ser determinado para 112 de 127 *strokes* registrados

^g Este valor sólo pudo ser determinado para 29 de 33 *strokes* registrados

^d Este valor sólo pudo ser determinado para 81 de 96 *strokes* registrados

Fuente: Autor

Tabla 9.13 Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los FRS agrupados en rangos de distancia para Weligatta, Sri Lanka

Distancia (km)	N	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
		E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OPO} (V/m)	$\frac{E_{OPO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(dE/dt)_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
0 – 50	31	16.7	6.7	5.6	0.34	1.6 ^a	0.12 ^a	3.2 ^b	0.25 ^b	6.9	3.5	4.8	2.1	160.0 ^a	111.0 ^a	197.1 ^b	4.7	1.8
50 – 100	61	14.9	11.3	5.0	0.34	4.4 ^c	0.29 ^c	1.8 ^d	0.13 ^d	7.3	4.0	4.8	2.5	102.4 ^c	129.1 ^c	175.2 ^d	6.5	1.7
100 – 150	46	17.1	20.1	5.3	0.31	7.7	0.45	2.3 ^e	0.14 ^e	8.2	5.5	4.5	3.6	98.3	155.7	150.5 ^e	8.9	1.5
150 – 200	14	11.9	20.8	4.6	0.37	6.5	0.56	4.0	0.34	8.5	6.1	4.6	4.0	85.1	148.7	119.0	7.1	3.0
200 – 250	21	8.4	19.8	2.5	0.28	5.7	0.76	2.8	0.35	8.7	5.9	4.9	3.8	87.9	120.1	109.2	6.9	2.3
0 – 250	173	14.8	14.6	4.9	0.33	5.7	0.43	2.4	0.19	7.7	4.7	4.7	3.0	100.1	137.1	152.6	6.9	1.9
50 – 250	142	14.4	16.4	4.7	0.33	5.9	0.44	2.3	0.19	7.9	5.0	4.7	3.2	97.1	138.4	150.9	7.4	1.9

^a Este valor sólo pudo ser determinado para 7 de 31 *strokes* registrados

^d Este valor sólo pudo ser determinado para 53 de 61 *strokes* registrados

^b Este valor sólo pudo ser determinado para 5 de 31 *strokes* registrados

^e Este valor sólo pudo ser determinado para 45 de 46 *strokes* registrados

^c Este valor sólo pudo ser determinado para 56 de 61 *strokes* registrados

Fuente: Autor

Tabla 9.14 Media aritmética (AM) de los parámetros del campo eléctrico de los SRS agrupados en rangos de distancia para Weligatta, Sri Lanka

Distancia (km)	N	Características de magnitud								Características temporales						Derivada		
		E_P (V/m)	$E_{P,N}$ (V/m)	E_{SF} (V/m)	$\frac{E_{SF}}{E_P}$	E_{OPO} (V/m)	$\frac{E_{OPO}}{E_P}$	E_{SMO} (V/m)	$\frac{E_{SMO}}{E_P}$	t_{ZP} (μs)	t_{10-90} (μs)	t_{SF} (μs)	t_{FT} (μs)	t_{ZC} (μs)	t_{OPO} (μs)	t_{SMO} (μs)	$(dE/dt)_P$ (V/m/ μs)	FWHM (μs)
0 – 50	72	7.7	3.0	2.9	0.38	0.8 ^a	0.14 ^a	1.2 ^b	0.15 ^b	4.5	1.6	3.5	0.9	65.0 ^a	114.3 ^a	213.3 ^b	3.2	1.1
50 – 100	174	5.7	4.1	2.1	0.36	1.0 ^c	0.19 ^c	0.9 ^d	0.18 ^d	5.4	2.4	3.9	1.5	81.3 ^c	163.5 ^c	180.9 ^d	3.4	1.5
100 – 150	127	4.1	4.8	1.5	0.37	0.8 ^e	0.20 ^e	0.6 ^f	0.16 ^f	6.4	3.1	4.5	1.9	68.7 ^e	172.2 ^e	113.9 ^f	3.5	1.5
150 – 200	29	2.3	4.0	0.8	0.34	0.9	0.48	0.8 ^g	0.38 ^g	8.8	5.2	5.1	3.7	67.8	169.8	81.6 ^g	2.0	1.7
200 – 250	21	2.0	5.1	0.7	0.32	1.2	0.69	0.7	0.37	8.6	4.7	4.4	4.2	62.3	128.6	84.8	2.3	1.5
0 – 250	423	5.1	4.2	1.9	0.36	0.9	0.26	0.8	0.21	5.9	2.8	4.1	1.8	73.0	163.4	138.0	3.2	1.5
50 – 250	351	4.6	4.4	1.7	0.36	0.9	0.26	0.8	0.21	6.2	3.0	4.3	2.0	73.3	165.3	135.1	3.3	1.5

^a Este valor sólo pudo ser determinado para 11 de 72 *strokes* registrados

^e Este valor sólo pudo ser determinado para 123 de 127 *strokes* registrados

^b Este valor sólo pudo ser determinado para 10 de 72 *strokes* registrados

^f Este valor sólo pudo ser determinado para 105 de 127 *strokes* registrados

^c Este valor sólo pudo ser determinado para 121 de 174 *strokes* registrados

^g Este valor sólo pudo ser determinado para 26 de 29 *strokes* registrados

^d Este valor sólo pudo ser determinado para 102 de 174 *strokes* registrados

Fuente: Autor

Tabla 9.15 Valor pico inicial del campo eléctrico normalizado a 100 km (E_{P_N}) – Valores en V/m

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Lin <i>et al.</i> (1979) [94]	Florida	Tierra	51	6.7	–	3.8	83	5.0	–	2.2
Lin <i>et al.</i> (1979) [94]	North Florida	Tierra	29	5.8	–	2.5	59	4.3	–	1.5
Master <i>et al.</i> (1984) [281]	Florida	Tierra	112	6.2	–	3.4	237	3.8	–	2.2
Rakov & Uman (1990) [279]	Florida	Tierra	76	–	5.9	–	232	–	2.7	–
Haddad <i>et al.</i> (2012) [36]	Florida	Tierra	265	28.6	25.3	–	349	10.8	9.7	–
Cooray & Lundquist (1982) [110]	Suecia	Tierra	553	5.3	–	2.7	–	–	–	–
Heidler & Hopf (1998) [282]	Alemania	Tierra	148	5.3	–	3.2	302	3.6	–	2.0
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	104	21.8	18.9	11.4	173	12.7	10.5	8.6
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	27.6	21.6	19.2	483	12.4	9.5	9.9
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	14.6	12.2	9.3	423	4.2	3.6	2.5

Fuente: Autor

Las altas magnitudes registradas en Colombia para el campo eléctrico podrían tener relación con el *trigger* que se definió para las mediciones (ver sección 9.1). Dicho umbral permitía registrar campos eléctricos por encima de 4 V/m (sin normalizar) y fue ajustado con el ánimo de reducir el disparo del osciloscopio por efecto de los rayos intra-nube. Aunque esta consideración no debe dejarse de lado, algunos estudios han reportado que la actividad de rayos en Colombia se caracteriza por la ocurrencia de *flashes* CG con una corriente media de 42 kA [28], lo cual también puede condicionar el elevado valor del campo eléctrico registrado.

Por otra parte, al examinar el comportamiento del campo eléctrico normalizado en función de la distancia se observa un aumento en el valor máximo de los campos lejanos (ver Tabla 9.11 y Tabla 9.12). Esto respaldaría la teoría de que buena parte de los *flashes* que se capturan a distancias superiores a 100 km se caracterizan por tener altas corrientes. A pesar de lo anterior, no existe información suficiente para concluir si las magnitudes reportadas para el E_P y el E_{P_N} en Colombia fueron realmente influenciadas por el ajuste de la instrumentación. Sin embargo, los valores extremos encontrados en los registros examinados podrían desestimar en parte esta hipótesis, si se tiene en cuenta que los campos eléctricos normalizados variaron entre 1.5 V/m y 117.2 V/m para los FRS y entre 0.7 V/m y 77.4 V/m para los SRS (ver Tabla 9.7 y Tabla 9.8).

9.4.2 Amplitud del frente lento con respecto al valor pico

La Tabla 9.16 muestra la amplitud del frente lento con respecto al valor pico reportada en varias regiones. En este estudio, la AM de la relación E_{SF}/E_P en los FRS concuerda con los valores reportados por Weidman & Krider (Florida, 1978), Cooray & Lundquist (Suecia, 1982), Wooi *et al.* (Malasia, 2016) y Arschad (Malasia, 2016). No obstante, estos valores difieren levemente de los obtenidos por Willett & Krider (Florida, 2000), Santamaria *et al.* (Colombia, 2006) y Cooray & Lundquist (Sri Lanka, 1982). Para la GM de los FRS, las regiones que reportaron resultados muestran correspondencia entre sí, exhibiendo valores que van desde 0.27 (Malasia, 2016) hasta 0.32 (Colombia, 2017). Las diferencias encontradas entre los resultados de la AM aportados por esta investigación (0.36 y 0.33) y las mediciones realizadas con anterioridad en Colombia (0.45) y Sri Lanka (0.44) se pueden deber al estudio de señales contaminadas por ruido en los primeros trabajos y al bajo número de registros examinados (especialmente en Colombia).

Con respecto a los SRS, la AM y la GM obtenidas en este estudio para Colombia y Sri Lanka son similares a las reportadas por Arschad (Malasia, 2016) y ligeramente mayores a las presentadas por Weidman & Krider (Florida, 1978) y Wooi *et al.* (Malasia, 2016). Vale la pena mencionar que los resultados de la relación E_{SF}/E_P obtenidos para los SRS son sutilmente mayores que los estimados para los FRS.

Tabla 9.16 Amplitud del frente lento respecto al valor pico (E_{SF}/E_P) – adimensional

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Weidman & Krider (1978) [283]	Florida	Mar	90	0.40	–	0.20	120	0.25	–	0.10
Master <i>et al.</i> (1984) [281]	Florida	Tierra	105	0.28	–	0.15	–	–	–	–
Willett & Krider (2000) [280]	Florida	Mar/Tierra	–	0.50	–	0.10	–	–	–	–
Cooray & Lundquist (1982) [110]	Suecia	Tierra	83	0.41	–	0.11	–	–	–	–
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	130	0.31	0.27	0.16	195	0.27	0.23	0.14
Arschad (2016) [42]	Malasia	Mar/tierra	106	0.34	0.30	0.17	36	0.34	0.30	0.16
Santamaria <i>et al.</i> (2006) [32]	Colombia	Tierra	68	0.45	–	0.14	–	–	–	–
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	0.36	0.32	0.13	483	0.38	0.35	0.12
Cooray & Lundquist (1982) [110]	Sri Lanka	Mar/Tierra	108	0.44	–	0.10	–	–	–	–
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	0.33	0.30	0.12	423	0.36	0.34	0.10

Fuente: Autor

Aunque la magnitud promedio del pico inicial del campo eléctrico normalizado (E_{P_N}) reportada para Colombia y Sri Lanka es mayor a la observada en otras regiones, la similitud que se presenta en la relación E_{SF}/E_P para diferentes regiones confirma que la amplitud del frente lento varía proporcionalmente con el valor pico de la señal. Adicionalmente, los datos presentados entre la Tabla 9.11 y la Tabla 9.14 muestran que la relación E_{SF}/E_P no se ve influenciada por la distancia de ocurrencia del evento. Estas observaciones permiten sugerir que los *flashes* negativos CG en Colombia tienen el mismo proceso de formación que las descargas a tierra analizadas en Suecia, Florida, Sri Lanka y Malasia [41], [110], [270], [281], [283].

9.4.3 Amplitud del sobrepico de polaridad opuesta (OPO) con respecto al valor pico

Algunos autores han descrito que el semiciclo de polaridad opuesta (OPO), junto con el semiciclo inicial de la señal (entre el punto de inicio y el primer cruce por cero), hacen parte de la onda del rayo que se propaga a través del terreno (*ground wave*) [36], [53]. Los resultados obtenidos en este estudio y en otras regiones del mundo para este parámetro se muestran en la Tabla 9.17.

Tabla 9.17 Amplitud del sobrepico de polaridad opuesta respecto al valor pico (E_{OPO}/E_P) – adimensional

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Haddad <i>et al.</i> (2012) [36]	Florida	Tierra	177	0.24	0.29	–	194	0.19	0.20	–
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	227	0.51	0.42	0.27	328	0.29	0.24	0.20
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	144	0.43	0.35	0.25	305	0.26	0.18	0.26

Fuente: Autor

Se puede observar que la AM y la GM de la relación E_{OPO}/E_P para los FRS en Colombia son 0.51 y 0.42 (0.52 y 0.44 si se analizan sólo los *strokes* en el rango 50–250 km), respectivamente, mientras que para Sri Lanka fueron 0.43 para la AM y 0.35 para la GM (0.44 y 0.37 incluyendo sólo los *strokes* en el rango 50–250 km). En el caso de los SRS, la AM y la GM de la relación E_{OPO}/E_P son 0.29 y 0.24 para los registros analizados en Colombia. En tanto, los resultados obtenidos en Sri Lanka mostraron valores de 0.26 y 0.18 para los mismos indicadores. Adicionalmente, se puede notar que esta relación de amplitudes es menor para los SRS. Esta diferencia se puede atribuir a las mayores corrientes que tienen por lo general los primeros *strokes* [48].

Los resultados obtenidos para este parámetro confirman la hipótesis presentada por Haddad *et al.* (Florida, 2012) quien plantea que la amplitud del OPO es directamente influenciada por la distancia con respecto al punto de observación [31]. Un ejemplo de esto puede observarse en la Tabla 9.11, donde la AM de los FRS en Colombia muestra una relación E_{OPO}/E_P de 0.16 para las formas de onda en el rango 0–50 km, mientras que para el rango 50–100 km este parámetro fue 0.38 y continua en aumento a medida que la distancia de los *strokes* se incrementa.

Comparando los resultados entre regiones, se observa que la AM y la GM de la relación E_{OPO}/E_P en Colombia son ligeramente mayores a las encontradas en Sri Lanka (para FRS y SRS). Sin embargo, los indicadores matemáticos obtenidos en las regiones tropicales exceden en casi dos veces a la AM y la GM reportadas en Florida (0.24 y 0.29 en FRS; 0.19 y 0.20 en SRS).

9.4.4 Amplitud del sobrepico de similar polaridad (SMO) con respecto al valor pico

El semiciclo de similar polaridad (SMO) ocurre después del primer cruce por cero y luego del sobrepico de polaridad opuesta. El SMO se relaciona con la interacción de los campos electromagnéticos con la ionosfera provocando la denominada onda del cielo (*sky wave*) [53]. Debido a esta interacción, durante las horas de sol, la altura efectiva de la ionosfera es menor reduciendo los tiempos de separación entre la onda del terreno y la onda del cielo. Además, las pérdidas que se originan debido a la actividad de la ionosfera provocan que la onda del cielo tenga menor magnitud que la onda del terreno. La Tabla 9.18 muestra los resultados obtenidos en este estudio para la relación E_{SMO}/E_P . En esta sección, no se incluyen estudios de otras regiones debido a que generalmente esta parte de la forma de onda no es caracterizada.

Tabla 9.18 Amplitud del sobrepico de similar polaridad respecto al valor pico (E_{SMO}/E_P) – adimensional

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	218	0.20	0.15	0.15	289	0.21	0.16	0.15
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	138	0.19	0.15	0.14	264	0.21	0.16	0.16

Fuente: Autor

La AM y la GM observadas para los FRS en Colombia son 0.2 y 0.15, respectivamente. En el caso de los SRS, los resultados fueron 0.21 para la AM y 0.16 para la GM. Estos indicadores son prácticamente iguales a los obtenidos para los *return strokes* examinados en Sri Lanka. Esta similitud puede deberse a la semejanza que existe en la estructura de la ionosfera para las regiones tropicales cercanas al paralelo cero (ecuador terrestre), la cual es ionizada permanentemente debido a la radiación solar. Adicionalmente, al comparar con la magnitud normalizada del sobrepico de polaridad opuesta (E_{OPO}/E_P), se confirma que la relación E_{SMO}/E_P muestra menores amplitudes.

Respecto al comportamiento del SMO en función del día y la noche, analizado previamente por Haddad *et al.* [31] y Rakov *et al.* [53], se debe mencionar que las formas de onda examinadas en este estudio fueron registradas con periodos de medición que variaron, en promedio, entre las 13:00 horas y las 01:00 horas del día siguiente en Colombia y entre las 16:00 horas y las 04:00 horas del día siguiente en Sri Lanka. Puesto que estas señales no fueron categorizadas en función de la hora de ocurrencia, por el momento no es posible concluir si existe una relación entre la amplitud del SMO y la presencia de luz solar. Esto será un tema para profundizar en trabajos futuros.

9.4.5 Tiempo de ascenso de cero al pico

La Tabla 9.19 muestra los resultados para el tiempo de ascenso de cero al pico. La AM y la GM del t_{ZP} para los FRS en Colombia son 10.6 μs y 9.9 μs (11.6 μs y 10.9 μs para los eventos registrados en el rango 50–250 km), respectivamente. Para Sri Lanka, la AM es 7.7 μs (7.9 para el rango 50–250 km) y la GM es 7.2 μs (7.4 μs para los *strokes* entre 50 y 250 km). Se puede observar que la AM del t_{ZP} hallada en Sri Lanka es comparable a los valores reportados por Haddad *et al.* (7.7 μs), Cooray & Lundquist (7.0 μs), Wooi *et al.* (6.6 μs) y Ars Chad (6.7 μs). Entre tanto para Colombia, la AM es entre 1.5 y 4 veces mayor con respecto a todos los valores observados en las demás regiones. Estas diferencias se vuelven más evidentes si se compara la AM en Colombia con los valores presentados por Fisher & Uman (3.7 μs), Lin *et al.* (2.4 y 2.7 μs) y Master *et al.* (2.7 μs).

Tabla 9.19 Tiempo de ascenso de cero al pico (0-100%) (t_{ZP}) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Fisher & Uman (1972) [284]	Pensilvania	Tierra	436	3.7	–	–	480	3.0	–	1.1
Lin <i>et al.</i> (1979) [94]	Florida	Tierra	51	2.4	–	1.2	83	1.5	–	0.8
Lin <i>et al.</i> (1979) [94]	North Florida	Tierra	29	2.7	–	1.3	59	1.9	–	0.8
Master <i>et al.</i> (1984) [281]	Florida	Tierra	105	4.4	–	1.8	220	2.8	–	1.5
Haddad <i>et al.</i> (2012) [36]	Florida	Tierra	265	7.7	7.1	–	349	5.0	4.4	–
Cooray & Lundquist (1982) [110]	Suecia	Tierra	140	7.0	–	2.0	–	–	–	–
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	133	6.6	6.1	2.9	208	6.2	4.8	4.8
Arschad (2016) [42]	Malasia	Mar/tierra	108	6.7	6.1	2.7	58	5.6	5.1	2.4
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	10.6	9.9	4.1	483	6.7	6.1	2.9
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	7.7	7.2	2.7	423	5.9	4.3	4.6

Fuente: Autor

Para el caso de los SRS, en Colombia la AM es 6.7 μs y la GM es 6.1 μs (7.4 μs y 6.8 μs si se excluyen los eventos por debajo de 50 km). Para el caso de Sri Lanka, la AM y la GM de los tiempos de ascenso de cero al pico son 5.9 μs y 4.3 μs (4.7 y 6.2 μs para *strokes* en el rango 50–250 km), respectivamente. Estos resultados confirman que la AM y la GM del t_{ZP} siempre son menores en los SRS. Esto se debe a que el canal de los SRS generalmente se forma sobre el mismo camino que utilizó el primer *stroke*. En comparación con otras regiones, la AM del tiempo de ascenso de los SRS para Colombia es ligeramente mayor a la reportada durante la última década en Florida (5.0), Malasia (6.2 y 5.6) y Sri Lanka (5.9). Sin embargo, al igual que para los FRS, se observaron diferencias significativas respecto a los estudios realizados en el siglo pasado por Fisher & Uman (3.0 μs), Lin *et al.* (1.5 y 2.9 μs) y Master *et al.* (2.8 μs).

Aunque Haddad *et al.* [36] no concluye si existe dependencia entre la distancia y los tiempos de ascenso de los FRS y los SRS, los valores reportados en Colombia y Sri Lanka (para FRS y SRS) podrían indicar que esta hipótesis es correcta. En términos generales, los tiempos de ascenso en las formas de onda registradas en Bogotá y Weligatta aumentaron a medida que se extiende la distancia con respecto al punto de observación (ver Tabla 9.11 a Tabla 9.14). Este comportamiento se debe a las pérdidas asociadas con la propagación de los campos eléctricos sobre el terreno. En el caso de Colombia, este efecto es más notorio debido a que todos los registros analizados se propagaron través de terrenos irregulares (considerados conductores imperfectos) con diferentes estructuras geológicas y variaciones de altitud entre 200 y 4500 msnm (ver Figura 9.1).

La afirmación anterior se sustenta en lo observado para los *strokes* capturados entre 0–50 km. En este rango, los FRS en Colombia exhibieron una AM de 7.4 μs y una GM de 7.8 μs , mientras los SRS mostraron una AM y una GM de 4.9 μs y 5.3 μs , respectivamente. Estos valores son similares a lo reportado de manera general para Florida, Suecia, Malasia y Sri Lanka, las cuales están ubicadas al nivel del mar y poseen una geografía

con variaciones inferiores a 1000 msnm. Además de lo anterior, se observó en Sri Lanka que para los *strokes* capturados debajo de los 50 km, la AM es 6.9 μs y la GM es 6.1 μs para los FRS, mientras para los SRS los indicadores fueron 4.5 μs y 2.8 μs . Estos valores son levemente inferiores a los registrados en regiones localizadas cerca al nivel del mar donde los campos eléctricos se propagan a través de agua marina, la cual es considerada como un buen conductor (ver Figura 9.2).

Es importante anotar que el comportamiento descrito en esta sección para el tiempo de ascenso de los *strokes* examinados en Colombia es similar a lo observado para los demás parámetros que se asocian a la región de ascenso de la señal: tiempo de ascenso 10-90% (t_{10-90}), duración del frente lento (t_{SF}) y duración del frente rápido (t_{FT}). Por esta razón, la hipótesis presentada en esta sección es válida también para los parámetros temporales recién mencionados y no será mencionada en sus respectivas secciones para evitar la repetición de contenido.

9.4.6 Tiempo de ascenso 10-90%

El tiempo de ascenso 10-90% es un parámetro usado para reducir los errores de identificación que pueden existir en el tiempo de inicio (punto cero) de la señal. Estos errores generalmente se deben a la presencia de líderes en la forma de onda, la aparición de oscilaciones al inicio de la señal, tiempos de muestreo en el orden de los microsegundos y al contenido de ruido. Los resultados de este parámetro se sintetizan en la Tabla 9.20.

Tabla 9.20 Tiempo de ascenso 10-90% (t_{10-90}) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Rakov & Uman (2003) [48]	General	---	–	5.0	–	–	–	–	–	–
Master <i>et al.</i> (1984) [281]	Florida	Tierra	105	2.6	–	1.2	220	1.5	–	0.9
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	133	3.9	3.3	2.6	208	3.9	2.7	4.3
Arschad (2016) [42]	Malasia	Mar/tierra	108	4.0	3.7	1.7	58	3.6	3.2	1.8
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	7.1	6.3	3.6	483	4.2	3.8	2.0
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	4.7	4.2	2.3	423	2.8	2.2	2.1

Fuente: Autor

Al igual que para el tiempo de ascenso de cero al pico (t_{ZP}), los indicadores estadísticos (AM y GM) para el t_{10-90} de los *strokes* analizados en Colombia son mayores a los reportados en las demás regiones y tienden a aumentar en función de la distancia (ver Tabla 9.11 y Tabla 9.12). Este comportamiento es más evidente en los FRS (AM de 7.1 μs y GM de 6.3 μs), para los cuales se evidenció una media aritmética 1.5, 1.8 y 2.7 veces por encima de lo reportado en Sri Lanka (este estudio), Malasia [41], [42] y Florida [281], respectivamente. En el caso de los SRS, se obtuvo para Colombia una AM de 4.2 μs y una GM de 3.8 μs , valores que están en correspondencia con los observados en Johor, Malasia (3.9 μs y 2.7 μs) [41] y Selangor, Malasia (3.6 μs y 3.2 μs), pero que son aproximadamente dos veces más grandes a los obtenidos en Weligatta, Sri Lanka (2.8 μs y 2.2 μs).

9.4.7 Duración del frente lento y del frente rápido

El frente lento y el frente rápido de la forma de onda de los *return strokes* se encuentran en la región de ascenso inicial de la señal. En los FRS el frente lento se relaciona con la formación de una descarga que se eleva desde el suelo hasta conectar con el líder escalonado, mientras que el frente rápido sobreviene inmediatamente después del frente lento y ocurre cuando la descarga ascendente alcanza la porción “caliente” del canal del líder [285]. La Tabla 9.21 y la Tabla 9.22 presentan los resultados estadísticos para la duración del frente lento y del frente rápido, respectivamente.

Tabla 9.21 Duración del frente lento (t_{SF}) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Weidman & Krider (1978) [283]	Florida	Mar	62	4.0	–	1.7	44	0.6	–	0.2
Weidman & Krider (1978) [283]	Florida	Mar	90	4.1	–	1.6	120	0.9	–	0.5
Master <i>et al.</i> (1984) [281]	Florida	Tierra	105	2.9	–	1.3	–	–	–	–
Cooray & Lundquist (1982) [110]	Suecia	Tierra	82	5.0	–	2.0	–	–	–	–
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	130	4.5	3.9	2.4	195	4.7	3.3	4.5
Arschad (2016) [42]	Malasia	Mar/tierra	106	4.5	3.6	2.6	36	4.4	3.4	2.6
Santamaria <i>et al.</i> (2006) [32]	Colombia	Tierra	68	4.5	–	–	–	–	–	–
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	6.0	5.3	2.9	483	3.7	3.1	2.3
Cooray & Lundquist (1985) [270]	Sri Lanka	Mar/Tierra	104	4.6	–	1.5	–	–	–	–
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	4.7	4.1	2.3	423	4.1	2.2	4.1

Fuente: Autor

Tabla 9.22 Duración del frente rápido (t_{FR}) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Weidman & Krider (1978) [283]	Florida	Mar	38	0.2	–	0.1	80	0.2	–	0.1
Weidman & Krider (1980) [286]	Florida	Mar	125	0.1	–	0.1	–	–	–	–
Master <i>et al.</i> (1984) [281]	Florida	Tierra	102	1.0	–	0.7	217	0.6	–	0.3
Ishii & Hojo (1989) [287]	Japón	Mar	7	0.2	–	–	–	–	–	–
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	130	1.5	1.2	1.0	195	1.2	1.0	1.0
Arschad (2016) [42]	Malasia	Mar/tierra	106	2.1	1.7	1.7	36	1.7	1.5	1.2
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	4.6	4.1	2.3	483	3.0	2.8	1.3
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	3.0	2.4	2.1	423	1.8	1.4	1.6

Fuente: Autor

En Colombia, la duración del frente lento evidenció para los FRS variaciones entre $1 \mu s$ y $20.3 \mu s$ con una AM de $6.0 \mu s$ y una GM de $5.3 \mu s$. En el caso de SRS, este parámetro osciló entre $0.5 \mu s$ y $16.8 \mu s$, exhibiendo para la AM y la GM valores de $3.7 \mu s$ y $3.1 \mu s$, respectivamente. Por otra parte, las formas de onda analizadas en Sri Lanka mostraron para los FRS un promedio de $4.7 \mu s$ y una media geométrica de $4.1 \mu s$ (variando entre $0.5 \mu s$ y $13.4 \mu s$). Estos valores son superiores a los registrados para los SRS, los cuales presentan una AM del $4.1 \mu s$ y una GM de $2.2 \mu s$ (rango entre $0.1 \mu s$ y $18.2 \mu s$).

Al comparar estos resultados con otras regiones del mundo se observa que los FRS analizados en Colombia tienen la mayor duración promedio en el frente lento ($6.0 \mu s$), la cual es dos veces la reportada por Master *et al.* (Florida: $2.9 \mu s$). Sin embargo, si se analiza únicamente en el rango 0–50 km, la AM para Colombia ($4.7 \mu s$, ver Tabla 9.11) es comparable con aquellas obtenidas por Weidman & Krider (Florida: $4.0 \mu s$ y $4.1 \mu s$), Cooray & Lundquist (Suecia: $5.0 \mu s$), Wooi *et al.* (Malasia: $4.5 \mu s$), Arschad (Malasia: $4.5 \mu s$), Santamaría *et al.* (Colombia: $4.5 \mu s$), Cooray & Lundquist (Sri Lanka: $4.6 \mu s$) y este estudio (Sri Lanka: $4.7 \mu s$).

En el caso de los SRS, el tiempo asociado al frente lento de los *strokes* examinados en Colombia (AM: $3.7 \mu s$ y GM: $3.1 \mu s$) es ligeramente inferior a los registrados en Sri Lanka (AM: $4.1 \mu s$ y GM: $2.2 \mu s$). Esta última región posee valores comparables a los presentados en Malasia por Wooi *et al.* (AM: $4.7 \mu s$ y GM: $3.3 \mu s$) y por Arschad (AM: $4.7 \mu s$ y GM: $3.3 \mu s$). Sin embargo, los resultados obtenidos para la duración del frente lento de los SRS de las regiones tropicales (Colombia, Sri Lanka y Malasia) están entre 4 y 8 veces por encima de los valores encontrados por Weidman & Krider en Florida.

En el caso de la duración del frente rápido (ver Tabla 9.22) se evidencian tiempos con medias aritméticas (AM) entre $0.1 \mu s$ y $0.2 \mu s$ para los FRS registrados por Weidman & Krider (Florida, 1978 y 1980) e Ishii &

Hojo (Japón, 1989). Estos resultados se relacionan con la presencia de agua marina como medio de propagación del campo eléctrico [282], y en comparación con otras regiones, son tiempos bastante bajos. Para las regiones restantes se reportaron AM comparables en Malasia (1.5 μs y 2.1 μs) y Sri Lanka (3.0 μs). En el caso de Colombia se observó una duración de frente rápido aproximadamente dos veces mayor (4.6 μs) con respecto a los países asiáticos. Sin embargo, si se analizan los resultados para el rango entre 0 y 50 km (ver Tabla 9.11), la AM del t_{FT} para Colombia es de 3.1 μs y en Sri Lanka de 2.1 μs , próximos a los reportados en Malasia.

Para el caso de los SRS, en todas las regiones se encontró que la duración del frente rápido es menor a la de los FRS. Adicionalmente, la AM y la GM de los SRS en Colombia exhiben un comportamiento (en función de la distancia) similar al descrito para los FRS. Para las demás regiones se registraron t_{FT} comparables, con excepción de Weidman & Krider (1978) y Master *et al.* (1984) quienes reportaron en la Florida una duración promedio por debajo de 0.7 μs .

El análisis realizado para la duración del frente lento y del frente rápido de los *strokes* examinados en Colombia, muestra nuevamente el efecto que la distancia de ocurrencia del evento y el medio de propagación de las ondas electromagnéticas genera sobre los parámetros temporales que componen el ascenso al pico inicial de la señal. Sin embargo, la influencia que pueden tener las regiones de geografía accidentada sobre los parámetros temporales de las formas de onda del campo eléctrico deben ser abordados en estudios posteriores.

9.4.8 Tiempo de cruce por cero

Diversos estudios indican que el tiempo de cruce por cero está relacionado con aspectos tales como: (a) el lapso que le toma decrecer a la corriente generada en el proceso de neutralización a lo largo del canal del *stroke*; (b) la distribución de carga en el canal; (c) la longitud vertical del canal; (d) la velocidad del frente del *stroke*; (e) las condiciones climáticas; y (f) la polaridad [7], [37], [287]. De esta manera, si la corriente decrece rápidamente en el canal o la altura del centro de carga en la nube es muy bajo, el tiempo de cruce por cero será corto, y viceversa. Los resultados de este parámetro se sintetizan en la Tabla 9.23.

Tabla 9.23 Tiempo de cruce por cero (t_{zC}) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Lin <i>et al.</i> (1979) [94]	Florida	Tierra	46	54.0	–	18.0	77	36.0	–	17.0
Haddad <i>et al.</i> (2012) [36]	Florida	Tierra	177	88.6	85.5	–	194	67.6	61.5	–
Cooray & Lundquist (1985) [270]	Suecia	Tierra	102	49.0	–	12.0	94	39.0	–	7.5
Ishii & Hojo (1989) [287]	Japón	Mar	67	–	–	15.0	–	–	–	–
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	130	50.7	41.0	44.4	205	48.9	38.9	31.8
Arschad (2016) [42]	Malasia	Mar/tierra	106	32.9	29.3	13.3	36	29.6	28.0	9.5
Santamaria <i>et al.</i> (2006) [32]	Colombia	Tierra	68	62.0	60.0	–	41	41.0	35.0	–
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	227	72.6	69.0	23.4	328	56.9	51.4	30.4
Cooray & Lundquist (1985) [270]	Sri Lanka	Mar/Tierra	91	95.0	–	30.0	143	42.4	–	13.9
Santamaria <i>et al.</i> (2006) [32]	Sri Lanka	Tierra	57	72.0	78.0	–	47	47.0	40.0	–
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	144	100.1	95.0	33.9	305	73.0	65.0	40.4

Fuente: Autor

Al analizar los resultados obtenidos en este estudio se observa que la AM y la GM del t_{zC} para los FRS en Bogotá son 72.6 μs y 69 μs , respectivamente. Entre tanto, en Weligatta se encontró una AM de 100.1 μs y una GM de 95 μs . Examinando los SRS, en Colombia se advirtieron tiempos de cruce por cero de 56.9 μs y 51.4 μs en la AM y la GM, respectivamente, mientras que sus similares en Sri Lanka fueron 73 μs y 65 μs . Al

igual que en todas las regiones, se puede notar que en Colombia y Sri Lanka el valor promedio del t_{ZC} en los SRS es menor que para los FRS.

La AM de los FRS obtenidos en Sri Lanka (este estudio, 100.1 μs) es equiparable a la reportada en el mismo país por Cooray & Lundquist (95 μs), aunque difieren del valor reportado por Santamaria *et al.* (72 μs). Diferencias en el t_{ZC} para una misma región también se observaron en Florida (54 μs para Lin *et al.* y 88.6 μs para Haddad *et al.*) y Malasia (50.7 μs para Wooi *et al.* y 32.9 μs para Arschad). Esta disparidad en las AM del tiempo de cruce por cero para estudios realizados en la misma región se puede relacionar con distintos tipos de tormentas. Aunque varios estudios indican que el tiempo de cruce por cero de los *strokes* en las regiones tropicales (latitudes entre 23.4° N y 23.4° S) es mayor que en las regiones sub-tropicales (latitudes entre 23.4° y 40°, norte o sur) o templadas (latitudes entre 40° y 66.3° norte o sur), Arschad y Wooi *et al.* argumentan que sus resultados se pueden deber a una baja altura de las nubes de tormenta y a bajas corrientes a lo largo del canal de los *strokes* [41], [42].

En el caso de Colombia, la AM de los FRS obtenida en este estudio (72.6 μs) es comparable con la registrada por Santamaria *et al.* (62 μs) durante 2006, quien analizó este parámetro para un menor número de *strokes* y en un rango de distancias más corto. Estos resultados son cercanos a la AM encontrada por Haddad *et al.* (88.6 μs) en Florida. Es necesario mencionar que, aunque la sabana de Bogotá se localiza en el trópico, está ubicada en una región montañosa donde las nubes de tormenta se localizan a menor altura con respecto al suelo. Esto puede conducir a menores longitudes verticales en el canal de la descarga y, por consiguiente, a menores tiempos de cruce por cero [37].

Finalmente, la AM y la GM del tiempo de cruce por cero para los SRS examinados en Sri Lanka (73 μs y 65 μs) son apreciablemente mayores con respecto a las demás regiones. Se destaca la similitud entre la AM encontrada por Lin *et al.* en Florida (36 μs), Cooray & Lundquist en Suecia (39 μs), Wooi *et al.* en Malasia (29.6 μs), las cuales están entre 1.4 y 2.5 veces por debajo de las medias estimadas para el resto de las regiones incluidas en el análisis.

9.4.9 Duración de los semiciclos de polaridad opuesta y de similar polaridad

Las definiciones del semiciclo de polaridad opuesta (OPO) y del semiciclo de similar polaridad (SMO) fueron presentadas en las secciones 9.4.3 y 9.4.4. Analizando la información presentada entre la Tabla 9.11 y la Tabla 9.14, se puede notar que la duración de ambos semiciclos presenta una dependencia con respecto a la distancia de observación de los *return strokes*. En el caso de la duración del OPO, este parámetro tiende a aumentar ligeramente con la distancia, mientras la duración del SMO disminuye a medida que el punto de ocurrencia del *stroke* es más lejano. No obstante, algunas diferencias con respecto al comportamiento de estos parámetros se advirtieron en los *strokes* analizados en el rango hasta 100 km, los cuales mostraron tiempos cortos en el OPO y/o tiempos largos en el SMO. Este comportamiento en la forma de onda de algunos *return strokes* se caracteriza por repentinos cruces por cero en la rampa descendente de la señal (luego del valor pico), momentos antes de exhibir una rampa asociada a las componentes electrostáticas. Un ejemplo de estas formas de onda se muestra en la Figura 9.4.

Los resultados obtenidos para la duración del OPO se muestran en la Tabla 9.24. En los casos analizados, este parámetro presenta indicadores estadísticos con valores superiores a los observados para el tiempo de cruce por cero (t_{ZC}). Por otra parte, a diferencia de lo reportado en Florida (Haddad *et al.*, 2012), en Colombia y Sri Lanka la AM y la GM de la duración del OPO es menor en los FRS que en los SRS. Así mismo, la AM y la GM obtenidas en Colombia son levemente inferiores a las encontradas para Sri Lanka (tanto para los primeros *strokes*, como para los *strokes* subsecuentes).

Por su parte, la Tabla 9.25 sintetiza los valores obtenidos para la duración del SMO. En este caso, sólo se cuenta con la información obtenida en este estudio. Para los primeros *strokes*, la AM y la GM en Sri Lanka son ligeramente superiores a las reportadas en Colombia. Con respecto a los SRS, la media aritmética y la media geométrica son prácticamente iguales.

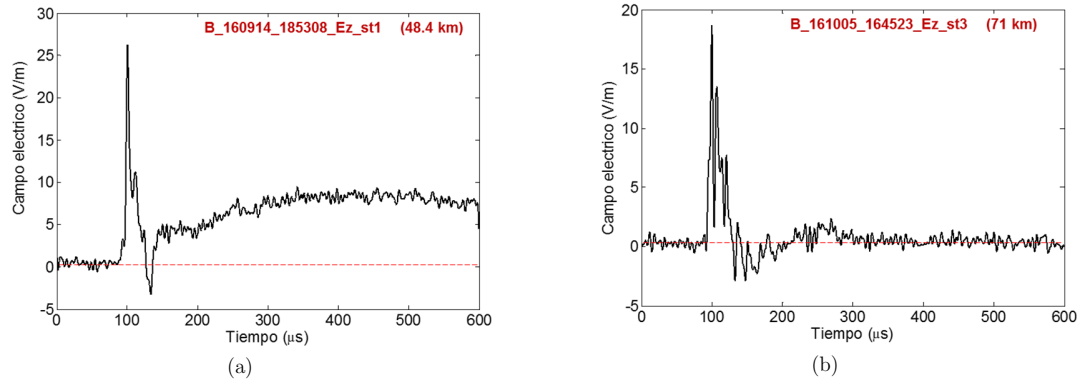


Figura 9.4 Formas de onda del campo eléctrico que registraron OPO y SMO a distancias menores a 100 km. (a) FRS registrado a 48 km; (b) SRS registrado a 71 km
Fuente: Autor

Tabla 9.24 Duración del sobrepico de polaridad opuesta (t_{OPO}) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Haddad <i>et al.</i> (2012) [36]	Florida	Tierra	177	107.1	91.4	–	194	80.4	57.5	–
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	227	121.1	98.4	82.7	328	156.5	102.1	129.1
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	144	137.1	116.3	65.3	305	163.4	106.6	129.4

Fuente: Autor

Tabla 9.25 Duración del sobrepico de similar polaridad (t_{SMO}) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	218	140.8	115.2	75.1	289	140.2	100.4	106.0
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	138	152.6	135.5	73.8	264	138.0	96.8	108.5

Fuente: Autor

9.4.10 Características de la derivada del campo eléctrico

La derivada del campo eléctrico (dE/dt) es un parámetro que tiene dificultades de interpretación debido a la atenuación del campo eléctrico causada por el medio de propagación, la respuesta de los sistemas de medición indirecta y la presencia de ruido en la forma de onda registrada. La Tabla 9.26 presenta los resultados encontrados para el valor pico de la derivada del campo eléctrico. Entre tanto, los indicadores estadísticos para el FWHM son mostrados en la Tabla 9.27.

Tabla 9.26 Valor pico de la derivada del campo eléctrico $(dE/dt)_P$ – Valores en $V/m/\mu s$

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Weidman & Krider (1980) [286]	Florida	Mar	97	29	–	12	–	–	–	–
Krider <i>et al.</i> (1996) [288]	Florida	Mar	61	39	–	11	–	–	–	–
Willett <i>et al.</i> (1998) [289]	Florida	Mar	131	42	–	13	–	–	–	–
Heidler & Hopf (1998) [282]	Alemania	Tierra	148	5.4	–	3.4	302	4.4	–	2.2
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	48	11.3	8.8	7.5	86	8.8	7.1	5.9
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	5.9	5.0	3.6	483	3.6	3.0	3.0
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	6.9	6.0	3.9	423	3.2	2.7	1.9

Fuente: Autor

 Tabla 9.27 Ancho completo a media altura de la derivada del campo eléctrico (FWHM) – Valores en μs

Referencia (año)	Ubicación	Zona de medición	FRS				SRS			
			N	AM	GM	SD	N	AM	GM	SD
Krider <i>et al.</i> (1996) [288]	Florida	Mar	61	0.10	–	0.20	–	–	–	–
Willett <i>et al.</i> (1998) [289]	Florida	Mar	131	0.64	–	0.22	–	–	–	–
Willett & Krider (2000) [280]	Florida	Mar/Tierra	133	0.77	–	0.20	85	0.79	–	0.20
Heidler & Hopf (1998) [282]	Alemania	Tierra	148	0.62	–	0.30	302	0.62	–	0.25
Wooi <i>et al.</i> (2016) [41]	Malasia	Tierra	48	2.40	2.00	1.30	86	1.50	0.90	0.90
Arschad (2016) [42]	Malasia	Mar/tierra	106	2.70	2.34	1.50	36	2.36	2.02	1.57
Este estudio (2017)	Colombia	Tierra	306	3.42	3.11	1.25	483	2.86	2.70	0.93
Este estudio (2017)	Sri Lanka	Mar/Tierra	173	1.86	1.33	1.59	423	1.47	1.22	1.12

Fuente: Autor

Para los FRS y los SRS analizados en Colombia, la AM del valor pico de la derivada fue de $5.9 V/m/\mu s$ y $3.6 V/m/\mu s$, respectivamente. Para las mismas señales, las medias aritméticas del FWHM son $3.42 \mu s$ y $2.86 \mu s$, respectivamente. En cuanto a los *strokes* examinados en Sri Lanka se encontró para el valor pico de la derivada una AM de $6.9 V/m/\mu s$ para los FRS y $3.2 V/m/\mu s$ para los SRS. Entre tanto, el ancho a media altura mostró un valor promedio de $1.86 \mu s$ y $1.47 \mu s$ para los primeros *strokes* y los *strokes* subsecuentes, respectivamente. En general, estos resultados muestran que el valor pico de la derivada y el FWHM son mayores en los FRS.

Los valores promedio del $(dE/dt)_P$ de los primeros *strokes* examinados en Colombia ($5.9 V/m/\mu s$) son equiparables a los hallados en este estudio para Sri Lanka ($6.9 V/m/\mu s$) y a los reportados por Heidler & Hopf en Alemania ($5.4 V/m/\mu s$). Estos valores corresponden aproximadamente a la mitad de lo reportado por Wooi *et al.* en Malasia ($11.3 V/m/\mu s$) y son mucho menores que los reportados en la Florida por Weidman & Krider ($29 V/m/\mu s$), Krider *et al.* ($39 V/m/\mu s$) y Willett *et al.* ($42 V/m/\mu s$).

Respecto a estos resultados, se debe tener en cuenta que la derivada del campo eléctrico en Colombia y Sri Lanka fue obtenida usando señales cuyo ruido fue atenuado previamente (filtros adaptativos en el dominio de la DFRFT). Por esta razón, es razonable que su valor pico sea inferior. Sin embargo, si se revisa la AM del valor pico de la derivada para las señales contaminadas (ver Tabla 9.3 y Tabla 9.5), los resultados para Colombia y Sri Lanka fueron $33.4 V/m/\mu s$ y $11.8 V/m/\mu s$, respectivamente, los cuales se asemejan a los reportados en Florida y Malasia. Este comportamiento descrito para la derivada de los FRS es similar al observado para los SRS.

Por otra parte, el promedio del FWHM para los primeros *strokes* registrados en Colombia ($3.42 \mu s$) guarda relación con los valores reportados en Malasia ($2.4 \mu s$ y $2.7 \mu s$) y es aproximadamente dos veces mayor a la duración media encontrada en Sri Lanka ($1.86 \mu s$). Estos resultados encontrados para las zonas tropicales son

mucho mayores a los hallados en Florida ($0.1 \mu\text{s}$, $0.64 \mu\text{s}$ y $0.77 \mu\text{s}$) y Alemania ($0.62 \mu\text{s}$) ubicados en zonas sub-tropicales y templadas. En el caso de los SRS, el ancho total de la derivada en Colombia ($2.86 \mu\text{s}$) es similar a la reportada en Malasia por Arschad ($2.36 \mu\text{s}$), mientras la obtenida en Sri Lanka ($1.47 \mu\text{s}$) guarda relación con la informada en Malasia por Wooi *et al.* ($1.50 \mu\text{s}$). Adicionalmente, los valores reportados para los SRS en las zonas tropicales difieren de los hallados en Florida y Alemania.

Aunque estos resultados dan indicio de una dependencia entre los parámetros de la derivada del campo eléctrico y algunos factores geográficos (latitud y medio en el que se propagan las ondas), es necesario incluir estudios de otras regiones donde se aísle el ruido de las señales antes de estimar su derivada. Este requerimiento se sustenta en la similitud de los resultados obtenidos entre el FWHM para Colombia y Sri Lanka (este estudio) y los encontrados por Arschad (Malasia, 2016) quien empleó una técnica de reducción de ruido basada en la transformación de wavelets (WT) [42].

10 Caracterización en el dominio de la frecuencia de los *strokes* generados por *flashes* CG

En estudios previos, las componentes en frecuencia de varios eventos asociados a los rayos han sido estudiados empleando representaciones tiempo-frecuencia (TFRs) como la transformación de Fourier de corto tiempo (STFT) y la transformación de wavelets (WT). Este capítulo presenta el análisis de las componentes espectrales obtenidas aplicando la transformación local polinomial de Fourier (LPFT) para las formas de onda asociadas a los *return strokes* (RS) generados por *flashes* CG.

Durante este estudio se examinaron 227 registros asociados a primeros *strokes* (FRS) y *strokes* subsecuentes (SRS) capturados en Colombia y Sri Lanka. Los parámetros de las simulaciones para aplicar la LPFT fueron establecidos a partir de las definiciones y las pruebas de validación presentadas en los capítulos 6 y 7. El análisis estadístico del espectro se enfocó en cinco zonas de la forma de onda: etapa inicial ascendente (IS), rampa descendente (DRp), rampa electrostática (ERp), sobrepico de polaridad opuesta (OPO) y sobrepico de similar polaridad (SMO). Adicionalmente, se incluye una comparación con varios estudios reportados en Malasia, Brasil y China.

10.1 Datos analizados durante el estudio

Teniendo en cuenta las características de los sistemas de medición y adquisición empleados en Colombia y en Sri Lanka (constante de decaimiento de 38 ms), en esta investigación se incluyeron formas de onda de campo eléctrico generados por *flashes* CG negativos que exhiben componentes electrostáticas, componentes radiadas o una combinación de ambas. Todas las formas de onda se asociaron con la información obtenida por la *Red colombiana de detección total de rayos* (CLLN) para el caso de Colombia, y la *Red de localización mundial de rayos* (WWLLN) para Sri Lanka. De esta manera, para cada forma de onda examinada se conoce su ubicación (longitud y latitud) y la distancia aproximada con respecto al punto de medición (ver sección 4.2).

Para este estudio se tomó una muestra aleatoria de la base de datos construida durante el segundo semestre de 2016 y utilizada en la caracterización de *flashes* CG (ver capítulo 8). El conjunto de señales seleccionado está compuesto por 120 formas de onda de campo eléctrico capturadas en Colombia (15% de los 789 *strokes* capturados) y 107 registros adquiridos en Sri Lanka (17% de los 596 *strokes* adquiridos). Si se compara con los estudios realizados por Miranda en Brasil (10 FRS negativos y 15 FRS positivos) [24] y Li *et al.* en China (48 FRS negativos y 35 SRS negativos) [22], la serie de registros analizada en este trabajo cuenta con una cantidad de observaciones suficiente para obtener una tendencia estadística de las componentes espectrales de los *return strokes* negativos ocurridos en Colombia y Sri Lanka.

La Tabla 10.1 muestra la distribución de los registros asociados a los *strokes* de *flashes* CG negativos incluidos en este estudio. Algunas formas de onda de los FRS y los SRS están asociados al mismo *flash*, aunque la mayoría proviene de diferentes *flashes*. Para facilitar su análisis, los registros fueron organizados en descargas cercanas, intermedias y lejanas. Las descargas cercanas poseen componentes electrostáticas de gran intensidad y fueron capturadas a una distancia entre 0 y 50 km. Las descargas intermedias, ocurridas entre 50 km y 150 km, se caracterizan por presentar una combinación de componentes electrostáticas y radiadas. Finalmente, las descargas lejanas poseen componentes radiadas que dominan la forma de onda y se relacionan con *flashes*

ocurridos a distancias superiores a 150 km. A partir de la información proporcionada por las redes de localización de rayos, los *strokes* analizados en Colombia y Sri Lanka ocurrieron en el rango 6 – 249 km con una distancia promedio para los FRS de 95 km y 111 km, respectivamente. Por su parte, la distancia media para los SRS fue de 107 km para Colombia y 87 km para Sri Lanka.

Tabla 10.1 *Strokes* negativos analizados en este estudio

Ubicación (coordenadas)	Tipo de strokes	Rango distancias (km)	Distancia respecto al sistema de medición (km)				
			N	Min	Max	AM	GM
Bogotá, Colombia (4.641° N, 74.091° W)	FRS	0 – 50	20	8.4	49.9	28.5	25.2
		50 – 150	20	52.4	145.2	81.2	76.9
		150 – 250	20	153	197.8	174.2	173.7
		0 – 250	60	8.4	197.8	94.6	69.5
	SRS	0 – 50	20	6	47	22.2	18.8
		50 – 150	20	55.1	147.9	94.7	90.1
		150 – 250	20	153.8	249.2	202.9	201.1
		0 – 250	60	6	249.2	106.6	69.9
Weligatta, Sri Lanka (6.208° N, 81.209° E)	FRS	0 – 50	20	10	49.1	35.8	33
		50 – 150	20	55	135.8	95.2	92.3
		150 – 250	20	161.5	249	201.6	199.7
		0 – 250	60	10	249	110.9	84.7
	SRS	0 – 50	18	10	46.3	34.5	32.5
		50 – 150	21	55	142.2	92.2	88.9
		150 – 250	8	165.9	248.6	188.7	186.3
		0 – 250	47	10	248.6	86.5	68.8

Fuente: Autor

10.2 Metodología

Con el fin de conservar la uniformidad, cada forma de onda de los *return strokes* se definió dentro de una ventana de observación de 400 μ s. Esta amplitud es suficiente para cubrir buena parte de la actividad de los *return strokes* y permite reducir el tiempo de cómputo de la LPFT. Adicionalmente, aunque no existe una diferencia significativa en el espectro de energía de las formas de onda antes y después de ser filtradas (ver sección 7.2.2), para este estudio se seleccionaron las señales filtradas usando la DFRFT.

En esta etapa, el procesamiento de las formas de onda de los *return strokes* (FRS y SRS) se basó en el cálculo de su espectro de energía en el espacio $t - (\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ aplicando la LPFT de orden $m = 3$ (LPFT-3). Como se mostró en la sección 7.2.2, la selección del tipo y ancho de la función ventana puede mejorar la resolución del LPP y aumenta la precisión en la estimación de la frecuencia instantánea ($IF = \omega_1$) y sus dos primeras derivadas (ω_2, ω_3). Por esta razón, durante la aplicación de los algoritmos de la LPFT se empleó una ventana rectangular normalizada con un ancho (duración) de 60 μ s y se definió una resolución de 500 Hz para obtener una adecuada estimación de la IF.

Para el análisis estadístico del espectro, todas las formas de onda (en el dominio del tiempo) se dividieron en cinco zonas: etapa inicial ascendente (IS), rampa descendente (DRp), rampa electrostática (ERp), sobrepico de polaridad opuesta (OPO) y sobrepico de similar polaridad (SMO). Así mismo, para caracterizar el espectro de cada zona se analizaron los siguientes parámetros: región espectral (RE), región espectral intensa (IER), ancho de banda (BW), energía pico y relación de energía entre zonas. Las definiciones de estos parámetros, así como las zonas en que se divide cada registro examinado, se pueden revisar en la sección 7.2.2.1.

En este estudio, cada parámetro es analizado usando cinco indicadores matemáticos: el número observaciones (N), el valor mínimo (Min), el valor máximo (Max), la media aritmética (AM) y el rango promedio. Adicionalmente, antes de calcular el LPP, todas las señales fueron normalizadas a una distancia de 50 km usando la expresión mostrada en (10.1). Este ajuste se realiza con el propósito de comparar los resultados obtenidos en este estudio con aquellos reportados en otras regiones del mundo, los cuales realizan el mismo procedimiento [22], [24]. La Tabla 10.2 muestra la distribución del valor pico del campo eléctrico para las señales examinadas.

$$E_{N(50\text{ km})} = E_P \times \frac{\text{Distancia desde el sistema de medición (km)}}{50\text{ km}}, \quad (10.1)$$

Tabla 10.2 Valor pico del campo eléctrico de los *strokes* analizados (normalizado a 50 km)

Ubicación (coordenadas)	Tipo de strokes	Rango distancias (km)	Valor pico del campo eléctrico normalizado (V/m)				
			N	Min	Max	AM	GM
Bogotá, Colombia (4.641° N, 74.091° W)	FRS	0 – 50	20	9.8	101.3	36.8	29.8
		50 – 150	20	7.2	175.4	62.9	51.7
		150 – 250	20	58.8	186.2	100.6	96.5
		0 – 250	60	7.2	186.2	66.9	53.3
	SRS	0 – 50	20	4.1	49.5	13.9	11.3
		50 – 150	20	10.8	52.7	28.5	26.1
		150 – 250	20	23.9	150.9	55.8	48.4
		0 – 250	60	4.1	150.9	32.7	24.2
Weligatta, Sri Lanka (6.208° N, 81.209° E)	FRS	0 – 50	20	3.2	100.3	17.2	12.3
		50 – 150	20	14.7	109.5	41.6	35.1
		150 – 250	20	15.6	96.2	45.1	40.5
		0 – 250	60	3.2	109.5	34.6	26.1
	SRS	0 – 50	18	1.8	19.1	6.6	5.4
		50 – 150	21	0.6	30.0	10.8	8.2
		150 – 250	8	3.9	32.7	16.1	12.9
		0 – 250	47	0.6	32.7	10.1	7.5

Fuente: Autor

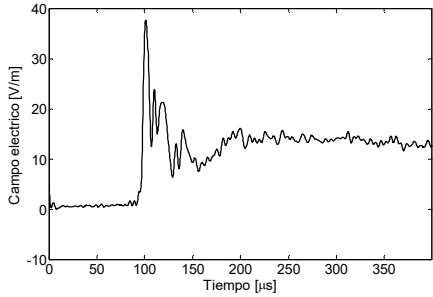
10.3 Análisis de las componentes de frecuencia de los RS

La Figura 10.1 y la Figura 10.2 muestran algunos registros de campo eléctrico examinados en este trabajo, incluyendo sus respectivos espectros de energía (LPPs) obtenidos con la LPFT. La Figura 10.1 muestra dos *strokes* negativos capturados a una distancia inferior a 30 km (*strokes* cercanos). Por otra parte, la Figura 10.2 muestra la forma de onda y el LPP de dos *strokes* registrados entre 50 y 100 km. En todos los casos, el LPP presenta el tiempo en el eje horizontal y la IF en el eje vertical. Adicionalmente, la distribución de energía estimada con la LPFT se presenta usando escalas de colores (ubicadas al lado derecho de los LPPs). De esta manera, las componentes de baja energía se relacionan con los colores cercanos al azul, mientras las zonas de mayor radiación de energía se representan con rojo y rojo oscuro.

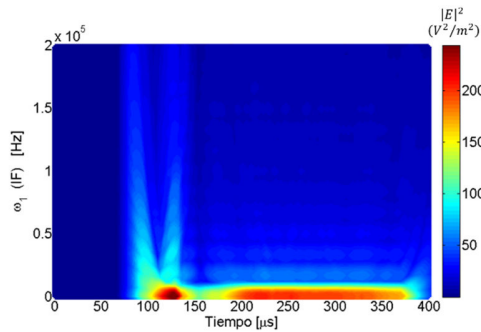
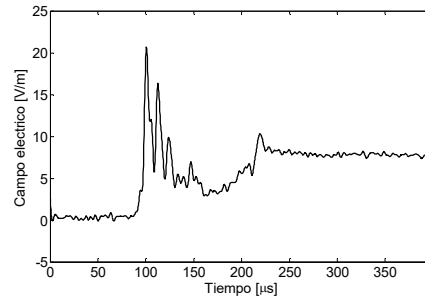
Al observar la Figura 10.1 puede notarse que las formas de onda de los *strokes* no presentan zona de sobrepico de polaridad opuesta (OPO), ni sobrepico de similar polaridad (SMO). Así mismo, entre 100 μ s y 160 μ s se presenta una rampa descendente relacionada con las componentes radiadas (zona DRp). Luego de esto, se presenta una segunda rampa asociada a las componentes electrostáticas (zona ERp), las cuales son características de las descargas cercanas [94], [290]. En estas descargas, la energía pico del *return stroke* se localiza por lo general en la rampa electrostática cuyas componentes son dominadas por bajas frecuencias.

Este comportamiento se observa en los LPPs de orden $m = 3$ (LPP-3) presentados la parte baja de la Figura 10.1.

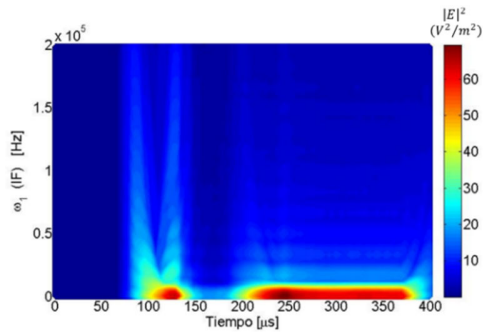
FRS: B_160914_191629_Ez_st1 (26.2 km)



SRS: B_160914_190651_Ez_st4 (19.1 km)



(a)



(b)

Figura 10.1 Registros de campo eléctrico cercano y sus respectivos LPP-3. (a) FRS negativo; (b) SRS negativo
Fuente: Autor

Analizando el espectro de la Figura 10.1(a), se observa que la energía de la zona inicial (IS) del primer *stroke* se distribuye en un rango entre 0.5 kHz y 128.5 kHz, mientras la energía máxima del espectro en esta zona ($136.6 V^2/m^2$) se presenta entre 1 kHz y 11.5 kHz. Entre tanto, para la zona de la rampa descendente (DRp) se observa que el espectro se distribuye desde 0.5 kHz y hasta 103.5 kHz, con una energía pico de $243.2 V^2/m^2$ concentrada en el rango entre 0.5 kHz y 6.5 kHz. Finalmente, la rampa electrostática (ERp) se intensifica entre 1 kHz y 7 kHz con una energía máxima de $186.6 V^2/m^2$. Este comportamiento es similar al evidenciado para el *stroke* subsecuente mostrado en la Figura 10.1(b) y para otros *return strokes* registrados a distancias inferiores a 50 km, aunque en algunos casos, la energía pico de la descarga se encuentra en la zona ERp.

Con respecto a los *return strokes* que se muestran en la Figura 10.2, se evidencia que las formas de onda capturadas a distancias intermedias o lejanas exhiben una zona inicial de la descarga, una pendiente descendente asociada a las componentes radiadas del campo eléctrico (entre 100 μs y 150 μs), un sobrepico de polaridad opuesta (zona OPO) y un sobrepico de similar polaridad (zona SMO), cuyos valores máximos (en valor absoluto) son inferiores al valor pico de la señal (registrado cerca de los 100 μs) [94]. En este tipo de *strokes*, el espectro de la etapa inicial y la rampa descendente (radiada) es bien definido y visible en los casos en los que la rampa electrostática no posee una energía considerable o ha desaparecido por completo. Adicionalmente, el espectro de las zonas OPO y SMO pueden ser observados si los sobrepicos poseen una magnitud del 15% o más del valor pico de la señal y cuentan con una duración de al menos varias decenas de microsegundos.

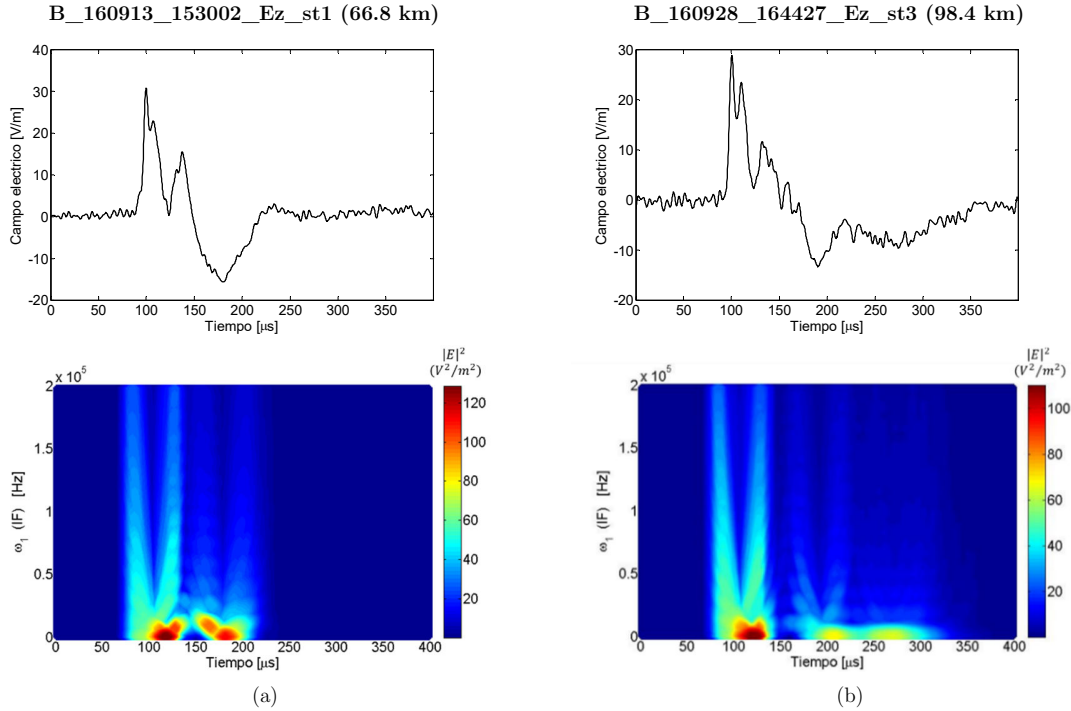


Figura 10.2 Registros de campo eléctrico intermedio (normalizado a 50 km) y sus respectivos LPP-3. (a) FRS negativo; (b) SRS negativo

Fuente: Autor

Revisando el LPP presentado en la parte baja de la Figura 10.2(a) se observa que el espectro de los *strokes* intermedios y/o lejanos posee mayor radiación en altas frecuencias (en comparación con los *strokes* cercanos). Para la zona IS del primer *stroke* se evidenciaron componentes desde 0.5 kHz hasta 168.5 KHz, con una energía máxima de $65.5 \text{ V}^2/\text{m}^2$ que se concentra entre 0.5 KHz y 12.5 kHz. Entre tanto, la zona DRp presenta la mayor energía de toda la señal ($128.7 \text{ V}^2/\text{m}^2$) concentrándose entre 1 kHz y 10 KHz. Finalmente, la zona OPO posee una región espectral que varía entre 0.5 kHz y 53 kHz presentando una energía pico de $110.8 \text{ V}^2/\text{m}^2$, la cual está localizada en el rango entre 4 kHz y 11 kHz. Este comportamiento es similar al observado para el *stroke* subsecuente mostrado en la Figura 10.2(b). No obstante, la zona OPO del *stroke* subsecuente registrado a 98 km posee menor energía y tiene mayor duración en el tiempo.

10.3.1 Características de los strokes registrados en Colombia

Las estadísticas del espectro de energía calculado con la LPFT para los *return strokes* registrados en Colombia se muestran en la Tabla 10.3. Se puede observar que en la mayoría de las zonas sólo se pudo caracterizar una porción de las señales examinadas. Esto se debe a que no todos los registros examinados presentan la región o el parámetro evaluado. Por ejemplo, de 60 FRS analizados sólo 50 exhibieron una región espectral intensa (IER) bien definida. De manera general, se encontró que los *return strokes* son una fuente de alta energía con componentes que van desde las bajas frecuencias (por debajo de 1 kHz) hasta 230 kHz para los FRS y hasta 265 kHz para los SRS. En este sentido, las zonas que radian energía a mayor frecuencia son la etapa inicial de la descarga y la rampa descendente. Adicionalmente, todos los *return strokes* analizados mostraron una región espectral intensa con una energía máxima que se concentra por debajo de 12 kHz.

Para los FRS, el rango espectral promedio en la etapa inicial (IS) fue 0.8 – 124.4 kHz, mientras que su región espectral más intensa está entre 0.8 kHz y 11.5 kHz con una energía máxima de $825.3 \text{ V}^2/\text{m}^2$. Con respecto

a la zona DRp, se observó que su región espectral se extiende en un rango entre 0.8 kHz y 106.9 kHz, el cual es ligeramente inferior al de la zona IS. La energía pico en esta zona se concentra en el rango 1.1 – 8.6 kHz alcanzando un valor promedio de $1244.4 V^2/m^2$ (mayor a la energía de la zona IS). Analizando la energía máxima en la zona IS se observó una relación promedio de 0.64:1 con respecto a la energía de la zona DRp. Esto indica que la rampa descendente es una fuente de mayor radiación que la etapa inicial de la descarga.

Tabla 10.3 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados entre 0 y 250 km en Colombia

Zona de la forma de onda	Parámetro	Unidad	FRS				SRS			
			N	Min	Max	Rango AM	N	Min	Max	Rango AM
Etapa inicial de la descarga (IS)	Región espectral	KHz	60	0.5	227.0	0.8 – 124.4	60	0.5	263.5	0.9 – 157.2
	Región espectral más intensa	KHz	55	0.5	19.5	0.8 – 11.5	52	0.5	23.0	1.3 – 12.4
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	60	6.5	5208.3	825.3	60	2.3	4134.6	190.3
	Relación de energía	–	–	–	–	–	–	–	–	–
Rampa descendente (DRp)	Región espectral	KHz	60	0.5	209.5	0.8 – 106.9	60	0.5	252.0	0.8 – 141.1
	Región espectral más intensa	KHz	55	0.5	17.0	1.1 – 8.6	58	0.5	21.0	1.0 – 8.6
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	60	9.5	7388.1	1244.4	60	3.1	6834.1	285.5
	Relación de energía (IS/DRp)	–	60	0.17	1.30	0.64	60	0.27	1.05	0.70
Rampa electrostática (ERp)	Región espectral	KHz	20	0.5	64.3	0.8 – 44.4	20	0.5	112.5	0.8 – 58.8
	Región espectral más intensa	KHz	15	0.5	8.4	0.8 – 6.5	20	0.5	7.0	0.8 – 5.7
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	20	13.7	5457.2	916.2	20	4.5	2124.4	173.4
	Relación de energía (IS/ERp)	–	20	0.07	2.75	0.63	20	0.12	1.33	0.47
Sobrepico de polaridad opuesta (OPO)	Región espectral	KHz	40	0.5	178.0	0.9 – 73.1	30	0.5	90.5	0.9 – 32.5
	Región espectral más intensa	KHz	35	0.5	14.0	1.2 – 7.0	25	0.5	15.0	1.0 – 6.3
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	40	33.2	4191.4	1029.2	30	6.2	1867.2	195.5
	Relación de energía (IS/OPO)	–	40	0.53	9.33	1.81	30	0.68	4.2	2.01
Sobrepico de similar polaridad (SMO)	Región espectral	KHz	16	0.5	72.5	0.8 – 32.8	6	0.5	40.0	0.8 – 25.5
	Región espectral más intensa	KHz	5	1.0	8.0	1.0 – 6.2	5	0.5	7.0	0.8 – 6.5
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	16	93.6	1613.2	453.1	6	28.7	132.2	59.9
	Relación de energía (IS/SMO)	–	16	0.87	8.24	3.90	6	1.46	6.6	3.55

Rango: rango espectral promedio --- AM: media aritmética

Fuente: Autor

La aplicación de la LPFT sobre los FRS muestra que la zona ERp posee una región espectral promedio entre 0.8 kHz y 44.4 kHz con una región espectral más intensa en el rango 0.8 – 6.5 kHz. La energía máxima en la zona ERp tiene una AM de $916.2 V^2/m^2$. Por su parte, la zona OPO mostró componentes entre 0.9 kHz y 73.1 kHz, con una energía máxima promedio de $1029.2 V^2/m^2$ que se concentra entre 1.2 kHz y 7.0 kHz. Aunque se observa que la AM de la energía pico en la zona OPO es mayor que la energía de la etapa inicial de la descarga ($825.3 V^2/m^2$), la relación de energía IS/OPO tiene una AM de 1.81. Esto se debe a que la zona IS fue analizada con un mayor número de muestras y tiene valores distribuidos en un rango de frecuencias más amplio, lo cual reduce el valor promedio calculado. Finalmente, la zona SMO tiene una región espectral entre 0.8 kHz y 32.8 kHz, con una energía pico de $453.1 V^2/m^2$ concentrada en el rango 1.0 – 6.2 kHz. En esta zona, la relación de energía es en promedio 3.9 veces menor que la energía radiada en la zona IS.

Por otra parte, el estudio evidenció que las zonas IS, DRp y ERp de los *strokes* subsecuentes tienen regiones espectrales más amplias que los FRS e incluyen componentes de mayor frecuencia, mientras las zonas OPO y SMO presentan una región espectral con menor ancho de banda. Así mismo, las regiones espectrales de mayor intensidad en los SRS poseen componentes en rangos de frecuencia similares a los FRS. De esta manera, la zona inicial de los SRS tiene una región espectral promedio entre 0.9 kHz y 157.2 kHz con una energía máxima de $190.3 V^2/m^2$ que se concentra entre 1.3 kHz y 12.4 kHz. En cuanto a las rampas, la zona DRp exhibe una distribución de energía entre 0.8 kHz y 141.1 kHz con una región más intensa en el rango 1.0 – 8.6 kHz, mientras la zona ERp muestra una radiación promedio desde 0.8 kHz hasta 58.8 kHz con una región

espectral intensa entre 0.8 kHz y 5.7 kHz. La AM de la energía máxima para la rampa descendente y la rampa electrostática fue $285.5 V^2/m^2$ y $173.4 V^2/m^2$, respectivamente.

Para los 30 registros de SRS que mostraron sobrepico de polaridad opuesta (zona OPO) se observó que la radiación predomina en el rango promedio 0.9 – 32.5 kHz con un valor mínimo de 0.5 kHz hasta un valor máximo de 90.5 kHz. En esta zona, la región espectral intensa de los SRS está sobre el rango de frecuencias 1.0 – 6.3 kHz con un valor pico de energía de $195.5 V^2/m^2$. En el caso de la zona SMO se evidenció, en promedio, que la mayor parte de la energía se radía entre 0.8 kHz y 25.5 kHz, con una energía máxima de $59.9 V^2/m^2$ que se concentra en el rango 0.8 – 6.5 kHz. Al comparar los resultados se puede concluir que la energía máxima de los SRS tiende a concentrarse en la zona DRp. Así mismo, en función de la energía de la zona inicial de la descarga, se tiene que las zonas DRp y ERp revelaron una energía que es en promedio 1.4 y 2.1 veces mayor, mientras las zonas OPO y SMO exhibieron una energía 2 y 3.6 veces menor. Estas relaciones son comparables a las encontradas para los FRS.

Aunque los resultados de la Tabla 10.3 describen el comportamiento de los FRS y los SRS analizados en el rango 0 – 250 km, la Tabla 10.4 muestra las características del espectro de los *strokes* capturados a distancias menores de 50 km. En este rango de distancia, los *return strokes* examinados sólo mostraron zona de inicio de la descarga, rampa descendente (radiada) y rampa electrostática. Comparando las estadísticas, se observa que las zonas IS y DRp de los *strokes* cercanos poseen una región espectral con un ancho de banda más angosto que el encontrado para el total de muestras analizadas (hasta 250 km), exhibiendo un límite superior hasta 88 kHz. Esta reducción en el ancho de banda promedio del espectro se relaciona con la exclusión de los *strokes* registrados a distancias mayores a 50 km, cuyas componentes radiadas pueden alcanzar una AM de 160 kHz.

Tabla 10.4 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados a menos de 50 km en Colombia

Zona de la forma de onda	Parámetro	Unidad	FRS				SRS			
			N	Min	Max	Rango AM	N	Min	Max	Rango AM
Etapa inicial de la descarga (IS)	Región espectral	KHz	20	0.5	183.5	0.8 – 87.1	20	0.5	178.0	0.8 – 87.3
	Región espectral más intensa	KHz	10	0.5	14.5	0.9 – 9.3	12	0.5	21.0	0.8 – 9.2
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	20	6.5	1080.4	243.9	20	2.3	244.8	36.3
	Relación de energía	–	–	–	–	–	–	–	–	–
Rampa descendente (DRp)	Región espectral	KHz	20	0.5	157.0	0.8 – 74.9	20	0.5	172.0	0.8 – 80.2
	Región espectral más intensa	KHz	15	0.5	8.0	0.8 – 6.2	18	0.5	12.0	0.8 – 5.9
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	20	9.5	2439.1	509.4	20	3.1	905.7	84.5
	Relación de energía (IS/DRp)	–	20	0.17	1.30	0.56	20	0.27	0.81	0.60
Rampa electrostática (ERp)	Región espectral	KHz	20	0.5	64.5	0.8 – 44.4	20	0.5	112.5	0.8 – 58.8
	Región espectral más intensa	KHz	15	0.5	8.5	0.8 – 6.5	20	0.5	7.0	0.8 – 5.7
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	20	13.7	5457.2	916.2	20	4.5	2124.4	173.4
	Relación de energía (IS/ERp)	–	20	0.07	2.75	0.63	20	0.12	1.33	0.47

Rango: rango espectral promedio --- AM: media aritmética

Fuente: Autor

Como era de esperarse, para los *strokes* registrados a menos de 50 km, el campo electrostático es dominante. De esta forma, aunque los *return strokes* (FRS y SRS) radian energía a frecuencias que alcanzan 180 kHz, la energía máxima promedio en la zona ERp ($916.2 V^2/m^2$) es mayor que la energía en la rampa descendente ($509.4 V^2/m^2$) y en la zona inicial de la descarga ($243.9 V^2/m^2$). Adicionalmente, se observa que los FRS cercanos radian energía con mayor intensidad en frecuencias por debajo de 9.5 kHz (en todas las zonas). Este comportamiento es similar al observado en los SRS, aunque sus regiones espectrales tienen un ancho de banda ligeramente diferente al de los FRS.

10.3.2 Características de los strokes registrados en Sri Lanka

La Tabla 10.5 muestra los resultados estadísticos del espectro para los *return strokes* registrados en Sri Lanka. En todos los casos, la región espectral más intensa de los *strokes* se distribuye desde las bajas frecuencias (menos de 1 kHz) hasta 11 kHz. Comparando los resultados obtenidos para los FRS y los SRS, se encontró que el rango promedio de radiación de energía para los FRS tiene un ancho de banda más angosto en las zonas IS, DRp y OPO, mientras que en el caso de la rampa electrostática la región espectral es similar (entre 0.8 kHz y 43 kHz). Adicionalmente, las estadísticas del LPP revelan que la etapa inicial de los FRS radía energía en una región espectral que va desde 0.8 kHz hasta 187.7 kHz. Para esta zona, la región espectral de mayor intensidad presenta un mínimo de 0.5 kHz y un máximo de 18 kHz con un rango promedio de 0.8 – 10.8 kHz, mientras la energía pico promedio fue $255.1 V^2/m^2$.

Tabla 10.5 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados entre 0 y 250 km en Sri Lanka

Zona de la forma de onda	Parámetro	Unidad	FRS				SRS			
			N	Min	Max	Rango AM	N	Min	Max	Rango AM
Etapa inicial de la descarga (IS)	Región espectral	KHz	60	0.5	245.0	0.8 – 187.7	47	0.5	262.0	0.8 – 205.7
	Región espectral más intensa	KHz	60	0.5	18.0	0.8 – 10.8	45	0.5	21.5	0.8 – 10.5
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	60	1.4	1452.3	255.1	47	0.01	182.3	20.6
	Relación de energía	–	–	–	–	–	–	–	–	–
Rampa descendente (DRp)	Región espectral	KHz	60	0.5	237.5	0.8 – 168.6	47	0.5	249.5	0.8 – 188.7
	Región espectral más intensa	KHz	60	0.5	15.5	0.8 – 7.6	47	0.5	20.5	0.9 – 7.7
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	60	2.3	3006.1	446.3	47	0.02	260.8	33.5
	Relación de energía (IS/DRp)	–	60	0.36	0.92	0.59	47	0.22	1.55	0.67
Rampa electrostática (ERp)	Región espectral	KHz	18	0.5	77.5	0.8 – 43.6	13	0.5	70.5	0.8 – 42.0
	Región espectral más intensa	KHz	13	0.5	8.0	0.8 – 6.2	11	0.5	8.0	0.9 – 6.9
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	18	0.96	63.3	17.9	13	0.21	38.3	6.8
	Relación de energía (IS/ERp)	–	18	0.57	5.19	1.69	13	0.29	2.70	1.28
Sobrepico de polaridad opuesta (OPO)	Región espectral	KHz	38	0.5	185.5	0.8 – 67.5	15	0.5	126.5	0.8 – 39.3
	Región espectral más intensa	KHz	32	0.5	9.0	0.9 – 6.3	5	0.5	7.0	0.9 – 5.3
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	38	8.8	2016.5	445.3	15	0.003	58.4	14.9
	Relación de energía (IS/OPO)	–	38	0.51	5.18	1.43	15	1.60	6.09	3.47
Sobrepico de similar polaridad (SMO)	Región espectral	KHz	18	0.5	74.0	0.9 – 42.1	7	1.0	132.0	1.0 – 84.3
	Región espectral más intensa	KHz	9	0.5	9.0	0.9 – 5.9	3	1.0	12.0	1.0 – 10.3
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	18	16.5	568.2	200.3	7	10.1	11.3	10.8
	Relación de energía (IS/SMO)	–	18	1.14	5.22	2.58	7	1.31	3.76	2.55

Rango: rango espectral promedio ---- AM: media aritmética

Fuente: Autor

Con respecto a las rampas de los FRS, se tiene que la energía de la zona DRp predomina en el rango de frecuencias 0.8 – 168.6 kHz, con una IER promedio entre 0.8 kHz y 7.6 kHz. En esta zona, la AM de la energía máxima es $446.3 V^2/m^2$ y su relación es 1:0.59 con respecto a la energía de la etapa inicial de la descarga. En cuanto a la pendiente electrostática, se encontró que la energía es radiada en una región espectral entre 0.8 y 43.6 kHz, mientras la energía pico promedio ($17.9 V^2/m^2$) se concentra entre 0.8 kHz y 6.2 kHz. En general, la energía de la zona ERp tiene un valor pico que es 1.69 veces menor que el de la etapa inicial de la descarga. Esto se debe a que los 20 FRS que exhiben zona ERp fueron capturados a una distancia promedio de 35.8 km (ver Tabla 10.1), rango en el cual las componentes electrostáticas del campo eléctrico disminuyen sustancialmente.

Para las zonas OPO y SMO se puede observar que la región espectral promedio se encuentra en el rango 0.8 – 67.5 kHz y en el rango 0.9 – 42.1 kHz, respectivamente. La zona del sobrepico de polaridad opuesta presenta una región espectral intensa con un rango promedio entre 0.9 kHz y 6.3 kHz, mientras la zona del sobrepico

de similar polaridad posee una región espectral intensa que va desde 0.9 kHz hasta 5.9 kHz. En promedio, la energía máxima de la zona OPO fue $445.3 \text{ V}^2/\text{m}^2$ y la relación de energía IS/OPO fue 1.43, mientras las medias aritméticas de la energía pico en la zona SMO y de la relación IS/SMO fueron $200.3 \text{ V}^2/\text{m}^2$ y 2.58, respectivamente.

En el caso de los SRS registrados en Sri Lanka, para los 47 registros analizados se encontró que la región espectral cubre una media de frecuencias desde 0.8 kHz hasta 205.7 kHz, con una IER promedio en el rango 0.8 kHz – 10.5 kHz. La región de la rampa descendente (radiada) exhibe un rango espectral promedio que se encuentra entre 0.8 kHz y 188.7 kHz con una región más intensa en el rango de frecuencias 0.9 kHz – 7.7 kHz. En comparación con las zonas IS y DRp, la rampa electrostática tiene una región espectral con un ancho de banda más angosto con frecuencias desde 0.8 kHz hasta 42 kHz y una región espectral intensa de 0.9 kHz – 6.9 kHz. Adicionalmente, la energía promedio radiada en la zona OPO se distribuye en el rango 0.8 – 39.3 kHz con una IER desde 0.9 kHz hasta 5.3 kHz, mientras la región espectral promedio del sobrepico de similar polaridad se encuentra en el rango 1.0 – 84.3 kHz con una mayor energía radiada entre 1.0 kHz y 10.3 kHz.

Analizando la energía radiada por los SRS medidos en el rango 0 – 250 km se encontró que la zona de la rampa descendente posee la mayor energía del *stroke* con un valor promedio de $33.5 \text{ V}^2/\text{m}^2$, mientras la zona inicial de la descarga y la rampa electrostática muestran una energía pico promedio de $20.6 \text{ V}^2/\text{m}^2$ y $6.8 \text{ V}^2/\text{m}^2$, respectivamente. Así mismo, el sobrepico de polaridad opuesta evidenció una energía máxima promedio de $14.9 \text{ V}^2/\text{m}^2$ con una AM en la relación IS/OPO de 3.47, mientras la zona SMO muestra una energía máxima de $10.8 \text{ V}^2/\text{m}^2$ con una relación promedio 1:2.55 con respecto a la energía de la zona inicial de la descarga.

Las características del LPP para los *return strokes* registrados en Sri Lanka a menos de 50 km se presentan en la Tabla 10.6. En este caso, la región espectral de la zona inicial y la rampa descendente tienen un ancho de banda más angosto que el conjunto de *strokes* analizados entre 0 y 250 km (ver Tabla 10.5). Las estadísticas de los *return strokes* (RS) cercanos muestran que la región espectral más intensa se encuentra entre 0.8 kHz y 10 kHz. Adicionalmente, debido al campo electrostático dominante en los SRS cercanos, la energía máxima promedio en la zona ERp es mayor que en las zonas IS y DRp. Esta relación no se cumple en los FRS debido a que los *strokes* analizados fueron registrados a distancias que superan los 38 km (en promedio), razón por la cual presentan componentes electrostáticas de baja magnitud (baja energía).

Tabla 10.6 Estadísticas del LPP-3 para RS negativos registrados a menos de 50 km en Sri Lanka

Zona de la forma de onda	Parámetro	Unidad	FRS				SRS			
			N	Min	Max	Rango AM	N	Min	Max	Rango AM
Etapa inicial de la descarga (IS)	Región espectral	KHz	20	0.5	245.0	0.8 – 179.7	18	0.5	256.5	0.9 – 195.9
	Región espectral más intensa	KHz	20	0.5	16.0	0.9 – 9.3	16	0.5	12.5	0.9 – 9.4
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	20	1.4	114.3	25.9	18	0.1	33.7	5.1
	Relación de energía	–	–	–	–	–	–	–	–	–
Rampa descendente (DRp)	Región espectral	KHz	20	0.5	230.0	0.8 – 162.3	18	0.5	238.0	0.9 – 182.7
	Región espectral más intensa	KHz	20	0.5	9.0	0.9 – 7.3	18	0.5	8.0	0.9 – 6.9
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	20	2.3	185.1	42.9	18	0.21	61.2	9.4
	Relación de energía (IS/DRp)	–	20	0.48	0.74	0.61	18	0.22	0.98	0.63
Rampa electrostática (ERp)	Región espectral	KHz	18	0.5	77.5	0.8 – 43.6	13	0.5	70.5	0.8 – 42.0
	Región espectral más intensa	KHz	13	0.5	8.0	0.8 – 6.2	11	0.5	8.0	0.9 – 6.9
	Energía pico (máxima)	V^2/m^2	13	0.96	63.3	17.9	13	0.21	38.3	6.8
	Relación de energía (IS/ERp)	–	13	0.57	5.19	1.69	13	0.29	2.70	1.28

Rango: rango espectral promedio ---- AM: media aritmética

Fuente: Autor

10.4 Comparación de resultados con otras regiones

A partir de la caracterización del espectro de los *return strokes* usando la LPFT es posible comparar los resultados obtenidos en este estudio con los reportados por otros investigadores. No obstante, es importante tener en cuenta dos consideraciones: primero, la LPFT nunca ha sido aplicada al estudio de rayos por lo que no existen aplicaciones previas de ella en esta área del conocimiento; y segundo, el uso de TFRs para analizar el espectro de los campos electromagnéticos generados por rayos es un tema de investigación que aún no ha sido ampliamente estudiado. Esto hace que la técnica de procesamiento basada en la LPFT pueda ser presentada como una alternativa novedosa para el estudio de rayos, la cual permite conocer la evolución de la IF en el tiempo y la distribución del espectro en el plano tiempo-frecuencia.

En el contexto del estudio de rayos usando TFRs, la transformación de wavelets (WT) ha sido la técnica más usada (si no la única) para analizar las características temporales y espectrales de los rayos en la última década. En función de sus aplicaciones, la WT ha sido empleada en la identificación y detección de *strokes* [39], [40], la reducción de ruido en mediciones de campo eléctrico [8], [37], el filtrado de registros asociados a la corriente del rayo [4], [46] y la caracterización (en el tiempo y la frecuencia) de los campos electromagnéticos producidos por *flashes* nube-tierra e intranube [22], [24], [291], [292]. De estas investigaciones, sólo Miranda [24], Sharma *et al.* [22] y Li *et al.* [291] han estudiado el espectro y la concentración de energía de los campos eléctricos generados por los *return strokes* de *flashes* CG. Por esta razón, estos trabajos han sido los únicos incluidos en la comparación de resultados presentada en esta sección.

Al revisar estos trabajos, Miranda (2008) analizó el espectro de 10 FRS negativos y 15 FRS positivos ocurridos en un rango inferior a 30 km. Dichos registros fueron obtenidos en Sao José dos Campos, Brasil y se analizaron usando la función wavelet tipo DOG (*Derivative of Gaussian*) [24]. Por su parte, Sharma *et al.* (2012) caracterizó en Malasia 23 *strokes* negativos (FRS y SRS) usando el mismo método propuesto por Miranda [22]. En dicho estudio, las señales fueron extractadas de *flashes* capturados a distancias menores a 30 km (normalizadas a 50 km). Finalmente, Li *et al.* (2013) empleó la transformación Wavelet Laplace para procesar la forma de onda del campo eléctrico de 48 FRS y 35 SRS de polaridad negativa [291]. Estos registros fueron obtenidos en la ciudad de Wuhan y el distrito de Conghua, China, y más del 90% de las señales fueron capturadas en un rango entre 1 km y 50 km.

Aunque el objetivo principal de este estudio es comparar las características del espectro en las cinco zonas en que se dividió la forma de onda de los *return strokes*, la única zona que ha sido caracterizada en todos los trabajos es la etapa inicial de la descarga (SI), mientras que el espectro de la rampa electrostática (ERp) sólo fue analizado por Miranda y Sharma *et al.* Con respecto a la rampa radiada (DRp), el sobrepico de polaridad opuesta (OPO) y el sobrepico de similar polaridad (SMO), esta tesis se configura como el único estudio que ha realizado la caracterización de estas zonas a partir de los registros obtenidos en Colombia y Sri Lanka. A continuación, se presentan los resultados encontrados en dichos estudios.

10.4.1 Zona inicial de la descarga

La Tabla 10.7 muestra los valores promedio de las características del espectro y la energía de la zona inicial de la descarga (entre el punto de inicio y el valor pico de la forma de onda). Adicionalmente, se incluye entre paréntesis el número de muestras analizadas en cada caso. Unificando los resultados obtenidos con la LPFT-3 se observa que la zona IS presenta una radiación de energía entre 0.8 kHz y 190 kHz para los primeros *strokes*, mientras los *strokes* subsecuentes exhiben energía entre 0.8 kHz y 206 kHz. Esta región espectral es más amplia en comparación con lo reportado en Brasil, Malasia y China, cuyas componentes de energía están en el rango combinado 5.4 – 93 kHz para los FRS y en el rango 6.7 – 37.5 kHz para los SRS.

Obtener regiones espectrales con un ancho de banda más amplio en los *strokes* analizados en Colombia y Sri Lanka representa una de las ventajas de aplicar la LPFT de orden $m = 3$. Aunque las técnicas basadas en la WT emplean las propiedades de translación y dilatación de las funciones wavelet para mejorar la precisión en la estimación de la IF (ω_1), la LPFT-3 mejora la resolución de la IF al incluir información de su primera y segunda derivada. En este sentido, la exhibición de estas componentes adicionales en el LPP-3, y que no se observan usando otras TFRs (como la STFT o la WT), se deben al *kernel* polinomial de tercer orden $\left[e^{-j(\omega_1\tau + \omega_2\frac{\tau^2}{2} + \omega_3\frac{\tau^3}{6})} \right]$ incluido en el cálculo de la LPFT (ver sección 6.4.1).

Tabla 10.7 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales de la zona inicial (IS)

Referencia (año) Técnica de procesam.	Ubicación	FRS			SRS		
		RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)	RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)
Miranda (2008) [24] Wavelet DOG	Brasil	7 – 79 (6)	9 – 43 (6)	867 (6)	–	–	–
Sharma <i>et al.</i> (2011) [22] Wavelet DOG	Malasia	5.4 – 38 (ND)	7.6 – 13.2 (ND)	7140 (ND)	6.7 – 37.5 (ND)	8 – 15 (ND)	7125 (ND)
Li <i>et al.</i> (2013) [291] Wavelet Laplace	China	31 – 93 (48)	12 – 65 (ND)	4760 – 76.4 × 10 ⁷ (ND)	10 – 25 (35)	9 – 23 (ND)	12126 – 10.8 × 10 ⁷ (ND)
Este estudio (2017) LPFT-3	Colombia	0.8 – 124.4 (60)	0.8 – 11.5 (50)	825.3 (60)	0.9 – 157.2 (60)	1.3 – 12.4 (52)	190.3 (60)
Este estudio (2017) LPFT-3	Sri Lanka	0.8 – 187.7 (60)	0.8 – 10.8 (60)	255.1 (60)	0.8 – 205.7 (47)	0.8 – 10.5 (45)	20.6 (47)

RE: región espectral --- IER: región espectral más intensa --- ND: no reportado

Fuente: Autor

Con respecto a la región espectral de mayor intensidad (IER) en la zona IS, no se encontró una relación estrecha entre los resultados obtenidos en este estudio y lo reportado en otros países. No obstante, las IERs obtenidas en Colombia y Sri Lanka, si bien muestran un límite inferior diferente al de Malasia, revelan una frecuencia máxima que no supera 15 kHz para todos los *strokes* (en promedio). Por otra parte, en Brasil la zona inicial de la descarga posee una región espectral más intensa que alcanza 43 kHz para los FRS, mientras en China se evidenciaron límites superiores de 65 kHz para los FRS y 23 kHz para los SRS.

En relación con la energía radiada en la zona IS, se advierte un valor extremadamente grande en la energía pico promedio de los *strokes* examinados por Li *et al.*, alcanzado valores de $76.4 \times 10^7 \text{ V}^2/\text{m}^2$. Esto se relaciona con la captura de *flashes* muy cercanos al punto de observación (menos de 10 km) y *flashes* disparados (*triggered lightning flashes*) en un rango de algunos cientos de metros [291]. Además, se debe tener en cuenta que las señales examinadas en dicho estudio no fueron normalizadas a 50 km.

Comparando los resultados presentados para los demás países se nota una energía pico similar entre Colombia y Brasil para los FRS ($867 \text{ V}^2/\text{m}^2$ y $825.3 \text{ V}^2/\text{m}^2$). Tomando como referencia estos valores, la energía reportada en Malasia es 8 veces mayor ($7140 \text{ V}^2/\text{m}^2$) y la encontrada en Sri Lanka es 3 veces menor. Esta diferencia de energía se podría relacionar con la magnitud del campo eléctrico registrado, el cual exhibió un valor pico promedio de 66.9 V/m en Colombia y 34.6 V/m en Sri Lanka (ver Tabla 10.2). Un comportamiento similar al de los FRS se observa en la energía pico de los SRS analizados en China, Malasia, Colombia y Sri Lanka. Esta relación entre energía y magnitud del campo eléctrico será común denominador en el análisis de las otras zonas de la forma de onda.

Las diferencias encontradas en la energía máxima de la zona IS, al igual que las observadas para las regiones espectrales, no permiten presentar conclusiones definitivas. Sin embargo, se observa una similitud en algunas características del espectro de los países tropicales (Colombia, Malasia y Sri Lanka). La variación en la

distancia de captura de los *flashes*, la normalización del campo eléctrico (en algunos casos), las características de cada tormenta, los efectos de propagación del campo eléctrico, la técnica de procesamiento empleada y los parámetros de simulación definidos (límites, resolución, funciones *kernel*) influyen sin lugar a dudas en las características del espectro analizado.

En relación a esto último, debe mencionarse que los trabajos presentados por Miranda, Sharma *et al.* y Li *et al.* no describen las condiciones en las cuales se realizaron las simulaciones, mientras los parámetros definidos para calcular la LPFT-3 fueron presentados en la metodología (ver sección 10.2) y la resolución usada para la estimación de la IF fue 500 Hz. Un argumento adicional que podría mostrar la dependencia entre las características del espectro calculado y la técnica de procesamiento empleada se basa en la comparación de los resultados obtenidos por Miranda y Sharma *et al.* En estos trabajos, aunque se analizaron registros de *return strokes* capturados en un rango menor a 30 km y se empleó la misma técnica de procesamiento (WT y función wavelet DOG), se obtuvieron rangos de frecuencia y magnitudes de energía diferentes.

10.4.2 Zona de la rampa descendente radiada

La Tabla 10.8 muestra la AM de las componentes espectrales y la energía de la rampa descendente que se asocia con las componentes radiadas del campo eléctrico. Al igual que la zona inicial de la descarga, esta rampa presenta radiación de energía desde las bajas frecuencias (menos de 1 kHz) hasta 190 kHz. Para las muestras estudiadas se observa que los *return strokes* capturados en Sri Lanka poseen una región espectral con un ancho de banda más amplio, alcanzando una frecuencia promedio de 169 kHz en los FRS y 189 kHz en los SRS. No obstante, en ambos países las regiones de mayor intensidad de energía presentan rangos de frecuencia comparables, exhibiendo un límite inferior de 0.8 kHz y un límite superior de 8.6 kHz.

Tabla 10.8 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales de la rampa descendente (DRp)

Referencia (año) Técnica de procesam.	Ubicación	FRS				SRS			
		RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)	Relación energía IS/DRp	RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)	Relación energía IS/DRp
Este estudio (2017) LPFT-3	Colombia	0.8 – 106.9 (60)	1.1 – 8.6 (55)	1244.4 (60)	0.64 (60)	0.8 – 141.1 (60)	1.0 – 8.6 (58)	285.5 (60)	0.70 (60)
Este estudio (2017) LPFT-3	Sri Lanka	0.8 – 168.6 (60)	0.8 – 7.6 (60)	446.3 (60)	0.59 (60)	0.8 – 188.7 (47)	0.9 – 7.7 (47)	33.5 (47)	0.67 (47)

Fuente: Autor

El estudio muestra que el valor promedio de la energía en la rampa descendente es mayor en Colombia que en Sri Lanka, exhibiendo una energía pico 2.8 veces mayor en los FRS y 8.5 veces en los SRS. No obstante, la relación entre la energía de la etapa inicial de la descarga y la energía de la zona DRp muestra promedios comparables para los dos lugares. En el caso de los FRS, la AM de la relación IS/DRp es 0.64 para Colombia y 0.59 para Sri Lanka, mientras que los SRS mostraron una relación IS/DRp de 0.7 y 0.67, respectivamente. Esta similitud de resultados puede estar relacionada con la ubicación tropical de ambos países, aunque se requiere de estudios realizados en otras regiones que confirmen o rechacen esta hipótesis.

10.4.3 Zona de la rampa electrostática

Las estadísticas asociadas a la distribución de energía en la rampa electrostática (propia de los *strokes* cercanos) se muestran en la Tabla 10.9. Al analizar las regiones espectrales se observa que el rango promedio de frecuencias reportado en Brasil tiene un ancho de banda muy angosto (0.6 – 2 kHz) en comparación con lo presentado en los demás estudios. Esto podría deberse a la baja cantidad de muestras analizadas, al método

de procesamiento empleado o a la caracterización de descargas muy cercanas (menos de 2 km) cuyas componentes electrostáticas son completamente dominantes. Esta presunción se puede apoyar en el rango de frecuencias reportado para la región de mayor intensidad, el cual llega sólo hasta 1.1 kHz.

Tabla 10.9 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales de la rampa electrostática (ERp)

Referencia (año) Técnica de procesam.	Ubicación	FRS				SRS			
		RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)	Relación energía IS/ERp	RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)	Relación energía IS/ERp
Miranda (2008) [24] Wavelet DOG	Brasil	0.6 – 2.0 (7)	1.0 – 1.1 (7)	12386 (7)	0.38 (3)	–	–	–	–
Sharma <i>et al.</i> (2011) [22] Wavelet DOG	Malasia	2.8 – 40 (ND)	5.6 – 11.4 (ND)	10600 (ND)	0.76 (ND)	4.5 – 55 (ND)	7.3 – 14.5 (ND)	9500 (ND)	0.84 (ND)
Este estudio (2017) LPFT-3	Colombia	0.8 – 44.4 (20)	0.8 – 6.5 (15)	916.2 (20)	0.63 (20)	0.8 – 58.8 (20)	0.8 – 5.7 (20)	173.4 (20)	0.47 (20)
Este estudio (2017) LPFT-3	Sri Lanka	0.8 – 43.6 (18)	0.8 – 6.2 (13)	17.9 (18)	1.69 (18)	0.8 – 42.0 (13)	0.9 – 6.9 (11)	6.8 (13)	1.28 (13)

RE: región espectral --- IER: región espectral más intensa --- ND: no reportado

Fuente: Autor

Para los FRS, los resultados presentados en Colombia y Sri Lanka muestran que la región espectral tiene un rango promedio similar al reportado en Malasia, con un límite inferior cercano a 1.0 kHz y un límite superior de 45 kHz. Estas frecuencias límite difieren en promedio 4 kHz entre países tropicales. Por su parte, la región espectral más intensa presenta un rango similar en Colombia y Sri Lanka (entre 0.8 kHz y 6.5 kHz). Dicha región tiene un ancho de banda similar al reportado en Malasia, aunque en dicha ubicación geográfica la región espectral más intensa está localizada en diferentes bandas de frecuencia (5.6 kHz y 11.4 kHz).

En el caso de los SRS se observan rangos comparables en la región espectral de los *strokes* analizados en Malasia, Colombia y Sri Lanka. Aunque el límite inferior de la región espectral promedio reportada por Sharma *et al.* (4.5 kHz) es mayor que las encontradas en este estudio (0.8 kHz), el límite superior muestra una frecuencia similar para Malasia y Colombia (55 kHz y 58.8 kHz, respectivamente). Esta frontera superior es menor en Sri Lanka (42 kHz). Adicionalmente, en Colombia y Sri Lanka la región espectral más intensa de los SRS exhibe un rango promedio entre 0.8 kHz y 7 kHz, mientras en Malasia se reportó el rango 7.3 kHz – 14.5 kHz. En resumen, los resultados en los países tropicales muestran que la energía de la zona electrostática posee un rango de frecuencias que alcanza 45 kHz para los FRS y 60 kHz para los SRS.

Por otra parte, la energía máxima promedio de la rampa descendente de los *strokes* negativos (FRS y SRS) es mucho mayor en Brasil y Malasia con valores que exceden 9000 V²/m². En Colombia y Sri Lanka, la AM de la energía pico de los FRS es 916 V²/m² y 18 V²/m², respectivamente. Entre tanto, este mismo parámetro para los SRS registra valores promedio de 173.4 V²/m² en Colombia y 6.8 V²/m² en Sri Lanka. No obstante estas diferencias, para los registros analizados en Colombia se encontraron registros con una energía máxima de 5457 V²/m² en los FRS y 2124.4V²/m² en los SRS (ver Tabla 10.4).

La menor energía promedio reportada en la rampa electrostática de los *strokes* examinados en Colombia, y especialmente en Sri Lanka, puede deberse al proceso de normalización del campo eléctrico y a la distancia promedio a la que fueron capturados los *flashes* cercanos, la cual fue superior a 22.2 km en Bogotá y 34.5 km en Weligatta. A esas distancias, el valor pico del campo eléctrico disminuye, la rampa posee una energía moderada, y en algunos casos, las componentes electrostáticas se atenúan de tal forma que el campo eléctrico alcanza el primer cruce por cero.

En lo que se refiere a la relación de energía, Miranda reportó que los FRS analizados en Brasil presentan una rampa electrostática con mucho mayor energía que la zona inicial de la descarga (rayos cercanos). En dicho estudio, la AM de la relación IS/ERp fue 0.38, mientras en Colombia y Malasia se obtuvieron factores con un promedio de 0.76 y 0.63, respectivamente. En el caso de Sri Lanka, las pruebas mostraron una relación IS/ERp de 1.69, lo cual refleja la baja energía en la zona ERp. Las posibles razones de este comportamiento fueron discutidas en el párrafo anterior. Para el caso de los SRS, el comportamiento descrito para la relación IS/ERp es similar al observado en los primeros *strokes*.

10.4.4 Zona del sobrepico de polaridad opuesta

La Tabla 10.10 muestra los resultados obtenidos para el espectro de la zona OPO. En esta sección sólo se incluyen los resultados obtenidos para Colombia y Sri Lanka debido a que esta parte de la forma de onda, al igual que la región SMO, no ha sido caracterizada en trabajos previos. Para los FRS, la región espectral exhibe un rango levemente superior en Colombia (0.9 – 73.1 kHz), mientras que en los SRS el ancho de banda es superior para los registros de Sri Lanka (0.9 – 39.3 kHz). Según los LPPs analizados en ambos países, la IER de los primeros *strokes* posee un rango que va desde 1 kHz hasta 7 kHz. Entre tanto, la región de mayor concentración de energía de los *strokes* subsecuentes va desde 0.9 kHz hasta 6.5 kHz.

Tabla 10.10 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales del sobrepico de polaridad opuesta (OPO)

Referencia (año) Técnica de procesam.	Ubicación	FRS				SRS			
		RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)	Relación energía IS/OPO	RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V ² /m ²)	Relación energía IS/OPO
Este estudio (2017) LPFT-3	Colombia	0.9 – 73.1 (40)	1.2 – 7.0 (35)	1029.2 (40)	1.81 (40)	0.9 – 32.5 (30)	1.0 – 6.3 (25)	195.5 (30)	2.01 (30)
Este estudio (2017) LPFT-3	Sri Lanka	0.8 – 67.5 (38)	0.9 – 6.3 (32)	445.3 (38)	1.43 (38)	0.8 – 39.3 (15)	0.9 – 5.3 (5)	14.9 (15)	3.47 (15)

Fuente: Autor

Con respecto a la energía máxima promedio de la zona OPO, se observa que los FRS registrados en Colombia presentan mayor energía (1029.2 V²/m²) en comparación a los valores reportados en Sri Lanka (445.3 V²/m²). Esto se debe a que el campo eléctrico de los *strokes* capturados en Colombia posee una mayor magnitud, tal y como se mencionó en secciones previas. Adicionalmente, se observa para los FRS que la energía pico de la etapa inicial de la descarga es mayor que en la zona OPO con una relación promedio de 1.81 y 1.43 para Colombia y Sri Lanka, respectivamente.

En el caso de los SRS se halló que la energía pico promedio es 13 veces mayor en los *strokes* registrados en Colombia, aunque la relación de energía IS/OPO muestra una diferencia menor con un promedio de 2.01 para Colombia y 3.47 para Sri Lanka. Estas diferencias se podrían deber a la baja magnitud del campo eléctrico de los *strokes* registrados en Sri Lanka, la baja relación entre la magnitud del primer pico de la señal y el valor máximo del sobrepico (ver Tabla 9.17) y la forma en que se propaga el campo eléctrico a través del terreno [36], [53]. De hecho, aunque este comportamiento debe ser investigado, es claro que la zona asociada al sobrepico de polaridad opuesta, al igual que el sobrepico de similar polaridad, son susceptibles a los efectos de propagación del campo eléctrico.

10.4.5 Zona del sobrepico de similar polaridad

Las estadísticas del espectro de energía de la zona del sobrepico de polaridad similar se muestran en la Tabla 10.11. En el caso de los FRS se puede notar que la región espectral y la región espectral más intensa poseen

rangos promedio comparables entre Colombia y Sri Lanka. En estos *strokes*, la energía de mayor intensidad es radiada entre 0.9 kHz y 6.2 kHz con un valor máximo de $453 \text{ V}^2/\text{m}^2$ para Colombia y $200.3 \text{ V}^2/\text{m}^2$ para Sri Lanka. Analizando los SRS se encontró que las regiones espectrales (amplia y de mayor intensidad) de las muestras analizadas en Colombia presentan un ancho de banda más angosto.

Tabla 10.11 Media aritmética (AM) de las componentes espectrales del sobrepico de similar polaridad (SMO)

Referencia (año) Técnica de procesam.	Ubicación	FRS				SRS			
		RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V^2/m^2)	Relación energía IS/SMO	RE (KHz)	IER (KHz)	Energía máxima (V^2/m^2)	Relación energía IS/SMO
Este estudio (2017) LPFT-3	Colombia	0.8 – 32.8 (16)	1.0 – 6.2 (5)	453.1 (16)	3.90 (16)	0.8 – 25.5 (6)	0.8 – 6.5 (5)	59.9 (6)	3.55 (6)
Este estudio (2017) LPFT-3	Sri Lanka	0.9 – 42.1 (18)	0.9 – 5.9 (9)	200.3 (18)	2.58 (18)	1.0 – 84.3 (7)	1.0 – 10.3 (3)	10.8 (7)	2.55 (7)

Fuente: Autor

Por otra parte, la relación entre la energía máxima de la zona inicial y la energía de la zona SMO muestran un valor promedio de 3.9 para los FRS y 3.55 para los SRS examinados en Colombia, mientras en Sri Lanka estos valores son similares entre primeros *strokes* y *strokes* subsecuentes con una media aproximada de 2.6. Estos resultados se relacionan con la baja amplitud que tienen los sobrepicos de similar polaridad con respecto al valor pico de la forma de onda.

Debido a la baja cantidad de muestras analizadas para la zona SMO, los resultados presentados en esta sección pueden ser considerados como un punto de partida para la ejecución de futuras investigaciones. Sin embargo, se debe tener en cuenta que para observar la zona SMO en los *return strokes* (especialmente en los SRS) se requiere de la captura de *flashes* ocurridos a más de 150 km con respecto al punto de observación, lo cual depende del alcance del sistema de medición. Debido a la dificultad de registrar este tipo de *strokes* el número de estudios que analizan esta zona de la forma de onda es prácticamente nulo.

11 Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros

11.1 Conclusiones

El trabajo de investigación desarrollado y presentado en esta tesis doctoral ha sido dividido en tres temas: medición indirecta de rayos, técnicas para el procesamiento de señales de campos eléctricos y magnéticos generados por rayos (LEMF) y la caracterización de *flashes* nube—tierra y de sus respectivos *return strokes* en el dominio del tiempo y de la frecuencia. A continuación, se presentan las conclusiones más relevantes en cada uno de estos temas:

TEMA N° 1: Medición indirecta de rayos

- En este estudio se presentó un nuevo circuito electrónico (basado en el buffer BUF602) para medir el campo eléctrico generado por rayos nube-tierra (CG). Este circuito, junto con los demás componentes del sistema de medición (antena, cables y equipo registrador), fueron sometidos a una etapa de caracterización y calibración a partir de simulaciones cuasiestáticas y pruebas experimentales desarrolladas en la Universidad Nacional. Adicionalmente, para verificar su correcto funcionamiento, el circuito propuesto fue probado y validado durante la pasantía de investigación realizada en Sri Lanka con ayuda de varias pruebas de campo y de su comparación con el circuito clásico basado en el buffer LH0033.
- El sistema de medición de campo eléctrico construido en Bogotá es capaz de medir señales de campo cercano, intermedio y lejano gracias a su constante de decaimiento ($\tau_d = 37.9 \text{ ms}$). Bajo esta condición, el sistema de medición implementado puede ser usado para analizar y caracterizar el comportamiento de *flashes* CG y *return strokes* ocurridos entre 0 y 250 km. Por su parte, el sistema de medición de campo magnético construido durante esta tesis puede registrar los *flashes* CG que ocurran dentro de un radio de 25 km, mejorando el alcance del primer prototipo desarrollado en 2013. Ambos sistemas de medición (LEF y LMF) poseen un ancho de banda que permite evaluar componentes de campo eléctrico y campo magnético radiado por rayos (LEMF) en un rango de frecuencias desde DC hasta 11 MHz.
- El aplicativo de *software* LITREP® desarrollado durante esta tesis facilita el proceso de tratamiento y pre-procesamiento de las señales de LEMF. Considerando que ha sido desarrollado en el entorno de programación visual GUI de MATLAB®, este aplicativo puede ayudar a los investigadores que adquieran señales de LEMF de forma manual (como sucede en Colombia) a reducir el tiempo que toma la identificación, el alistamiento y el cambio de extensión (tipo de archivo) de los *flashes* capturados. Así mismo, el *software* segmenta cada *flash* y guarda los *return strokes* identificados de manera individual. Es importante mencionar, que todas las señales tratadas y guardadas con esta aplicación pueden ser manipuladas posteriormente en cualquier herramienta de *software* que maneje vectores y realice cálculos numéricos (MATLAB®, SCILAB®, GNU Octave®, etc.).

TEMA N° 2: Técnicas para el procesamiento de señales de LEMF

- Los resultados obtenidos durante esta investigación confirman que el uso de las técnicas de reducción de ruido basadas en la DFRFT y la LPA-ICI, junto con la aplicación de la LPFT para el análisis tiempo-

frecuencia facilitan la extracción de información, mejoran las características de la forma de onda y permiten identificar con mayor claridad los parámetros temporales y espectrales de las señales radiadas por *flashes* CG y sus respectivos *return strokes*.

- Previo a la etapa de reducción de ruido se evidenciaron dificultades en la identificación de varios parámetros asociados a la forma de onda de las señales medidas (ascenso cero al pico, ascenso 10%-90%, frente lento, frente rápido y cruce por cero). Esta situación fue reportada tanto para los primeros *strokes* (FRS), como para los *strokes* subsecuentes (SRS). Adicionalmente, las señales registradas en Colombia presentaron mayor dificultad durante la interpretación de sus parámetros debido al mayor contenido de ruido presente en las mediciones (con respecto a las señales capturadas en Sri Lanka). Estas observaciones justifican la importancia de esta investigación y la necesidad de filtrar las señales contaminadas.
- Durante el proceso de validación del método basado en la DFRFT se pudo establecer que las señales capturadas con un sistema de medición específico sólo pueden ser filtradas usando una combinación particular de parámetros. Dicha combinación sólo debe ser estimada una vez por cada sistema de medición realizando pruebas que optimizan la relación señal a ruido (SNR) de la señal filtrada y los parámetros de la transformada obtenida. En el caso de la LPA-ICI, al ser un método de estimación no-paramétrica, sólo se requiere de un conjunto (rango) de datos adecuado para cada uno de sus parámetros (ventanas, umbral, etc.). Adicionalmente, la LPA no requiere de estimaciones previas de la señal original (señal deseada) y no aplica transformaciones de la señal en el plano tiempo-frecuencia como si lo hace la mayoría de las TFRs, incluyendo la técnica basada en la DFRFT.
- Evaluando el desempeño de las técnicas de filtrado se puede afirmar que el proceso de reducción de ruido ejerce mayor influencia sobre señales de campo eléctrico y/o magnético que poseen una baja SNR ($SNR < 10$ dB), las cuales generalmente están asociadas a los *strokes* subsecuentes. Dicho proceso provoca, en contraste con la señal contaminada, una mayor diferencia en la forma de onda y en los parámetros de la señal filtrada. Lo anterior se puede sustentar en una baja correlación (entre 0.6 y 0.8), un mayor error de magnitud (hasta 26%), un amplio error de reconstrucción en la SNR (por encima de 80%) y en una mejora notable en la SNR de la señal filtrada (entre 230% y 460%).
- Comparando las señales antes y después de ser filtradas usando la técnica basada en la DFRFT se observaron diferencias considerables en los parámetros de la forma de onda. En este sentido, las AM de los *return strokes* en Colombia presentaron diferencias por encima de 30% en 5 de los 13 parámetros de los FRS (E_{SMO}/E_P , t_{SF} , t_{OPO} , $(dE/dt)_P$, FWHM) y en 6 parámetros para los SRS (E_{OPO}/E_P , E_{SMO}/E_P , t_{SF} , t_{OPO} , $(dE/dt)_P$, FWHM). Así mismo, se observó una disparidad entre 10% y 25% para 3 parámetros de los FRS (E_{P_N} , E_{SF}/E_P , t_{FT}) y en 5 parámetros de los SRS (E_{P_N} , t_{ZP} , t_{FT} , t_{ZC} , t_{SMO}). Por otra parte, para las formas de onda en Sri Lanka se registraron diferencias en la AM por encima del 24% en 3 parámetros de los FRS (t_{FT} , $(dE/dt)_P$, FWHM) y en 2 parámetros de los SRS (t_{SF} , $(dE/dt)_P$). Adicionalmente, se reportaron diferencias entre 11% y 23% para 3 parámetros de los FRS (E_{SMO}/E_P , t_{ZP} , t_{10-90}) y para 7 parámetros de los SRS (E_{SF}/E_P , E_{SMO}/E_P , t_{ZP} , t_{ZC} , t_{OPO} , t_{SMO} , FWHM). Este comportamiento en los FRS y en los SRS fue similar al obtenido usando el método LPA-ICI.
- Al analizar los resultados conseguidos después de filtrar más de 1300 señales generadas por *return strokes* negativos se encontró que la media aritmética (AM) y la media geométrica (GM) obtenidas usando filtros en el dominio de la DFRFT y la LPA-ICI presentan diferencias inferiores a 12% para la mayoría de los parámetros analizados en la forma de onda y su derivada. Esto muestra que los dos métodos propuestos para la reducción de ruido en señales de LEMF proporcionan resultados que, aunque no son iguales, pueden ser comparables. Lo anterior es importante si se tiene en cuenta que las nuevas técnicas de filtrado no se relacionan entre sí y tienen soportes matemáticos diferentes.

- La aplicación de la LPFT sobre señales de campo eléctrico y/o magnético generado por rayos mostró, para todos los strokes analizados, regiones espectrales (RE y IER) con un ancho de banda más amplio que el reportado en trabajos previos. Este comportamiento refleja una de las ventajas de usar la LPFT con respecto a otras TFRs, toda vez que la aparición de componentes de frecuencia adicionales en el LPP se debe al *kernel* polinomial de la transformación, el cual contiene las estimaciones de la primera y la segunda derivada de la IF. Adicionalmente, se pudo concluir que la LPFT es inmune a la presencia de ruido en las señales de LEMF examinadas. De esta manera, al calcular el LPP de una señal antes o después de ser filtrada no se obtienen variaciones importantes en la distribución de energía estimada.
- En lo que respecta al análisis tiempo-frecuencia se evidenció que la LPFT exhibe componentes de media frecuencia (a partir de 50 kHz y superior) que no son registradas usando técnicas convencionales como la STFT (analizada en esta tesis) o la WT (usada en trabajos previos). Estas bandas de frecuencia, aunque poseen baja energía, son intensificadas al aumentar el orden polinomial. Adicionalmente, el estudio reveló que buena parte de la energía de los *return strokes* cercanos (menos de 50 km) se encuentra en la zona inicial de la descarga (IS) y en la rampa electrostática (ERp). Por su parte, para los *strokes* ocurridos a distancias intermedias y lejanas, la energía máxima se localiza en la zona inicial (IS) y en la rampa descendente (DRp) asociada a las componentes radiadas.
- A lo largo de la implementación de las técnicas de procesamiento se validaron 3 algoritmos para calcular la DFRFT, 2 métodos para calcular la LPFT y un algoritmo para aplicar la LPA-ICI. En este sentido, los métodos que precargan matrices para calcular la DFRFT, así como el algoritmo para la búsqueda recurrente de los coeficientes de la IF (LPFT-ARE), proporcionan una reducción importante en la complejidad de cálculo y reducen los tiempos de cómputo de sus respectivas transformadas. No obstante, para su aplicación se debe tener en cuenta que los algoritmos simplificados de la DFRFT requieren del cálculo y almacenamiento previo de algunas matrices, mientras que el algoritmo LPFT-ARE, aunque no reduce la precisión en la estimación de la frecuencia instantánea (IF), exhibe menor concentración de energía y presenta LPPs con menor resolución.
- En términos generales, aunque las nuevas técnicas de procesamiento son más complejas de implementar y toman mayor tiempo de ejecución, su aplicación proporciona mejores resultados que aquellos obtenidos con métodos convencionales como la FT y la STFT. En este sentido, las técnicas propuestas para la reducción de ruido en señales de LEMF presentan mejor desempeño que algunos filtros lineales (pasabanda y filtros FIR) y varios métodos basados en la transformación de wavelets discreta (WT-haar, WT-coiflet4 y WT-symlet3), los cuales han sido presentados y validados en otras investigaciones (algunas de ellas doctorales). Por su parte, la LPFT proporciona mejores resultados que la STFT y su precisión en la estimación de la IF mejora a medida que aumenta el orden polinomial.

TEMA N° 3: Caracterización de *flashes* nube—tierra y de sus respectivos *return strokes*

- Las mediciones y el análisis de los registros obtenidos en Colombia y Sri Lanka se compararon con resultados reportados en diferentes regiones del mundo. Dichas comparaciones mostraron que, aunque Bogotá se encuentra localizada en una latitud cerca de la línea del Ecuador, los *flashes* ocurridos en la ciudad y sus alrededores exhiben un comportamiento diferente al reportado en regiones tropicales, subtropicales y templadas. Estas diferencias son más notorias en algunos parámetros como la multiplicidad promedio (2.58 *strokes/flash*), el número de *flashes* CG sencillos (35.3%), la duración promedio del *flash* (149.5 μ s) y el intervalo entre *strokes* (61.3 μ s), y se deben en parte a la localización de Bogotá (región montañosa), su elevación con respecto al nivel del mar y sus condiciones climáticas.
- El estudio realizado muestra que la zona de ascenso al pico inicial, el frente lento y el frente rápido de la forma de onda de los *return strokes* examinados en Colombia y Sri Lanka exhiben una duración promedio

mayor que las reportados en otras regiones (al menos 15% más), evidenciando un mayor efecto en las formas de onda registradas en Colombia, cuyas diferencias oscilan entre 1.5 y 4 veces lo encontrado en Malasia, Suecia y Florida. Este comportamiento en los parámetros temporales de la etapa inicial de la descarga puede estar influenciado por la distancia de ocurrencia del evento y las imperfecciones del terreno (medio de propagación) existentes en el radio de cobertura del sistema de medición instalado en Bogotá (250 km).

- A partir de las mediciones realizadas en Colombia y Sri Lanka, y luego de filtrar las señales de los *return strokes*, se encontró que la media aritmética (AM) del valor pico del campo eléctrico (E_{P_N}), la amplitud del sobrepico de polaridad opuesta (E_{OPO}) y el valor pico de la derivada del campo eléctrico (dE/dt_P) son mayores en los FRS que en los SRS. Similar comportamiento se registró para el tiempo de ascenso de cero al pico (t_{ZP}), el tiempo de ascenso 10%-90% (t_{10-90}), la duración del frente lento (t_{SF}), la duración del frente rápido (t_{FT}), el tiempo de cruce por cero (t_{ZC}) y la duración del sobrepico de similar polaridad (t_{SMO}). En el caso de la amplitud del frente lento (E_{SF}), la amplitud del sobrepico de similar polaridad (E_{SMO}) y la duración del sobrepico de polaridad opuesta (t_{OPO}), el valor promedio de estos parámetros en los SRS es mayor o igual al reportado para los FRS.
- En términos generales, la mayor parte de la energía de los *return strokes* negativos capturados en Colombia es radiada entre 0.8 kHz y 130 kHz para los FRS y entre 0.9 y 160 kHz para los SRS (rangos promedio). En el caso de los registros obtenidos en Sri Lanka se encontró un rango promedio más amplio, con una frecuencia superior de 190 kHz y 206 kHz para los FRS y los SRS, respectivamente. Adicionalmente, en ambos países se encontró que la región espectral más intensa (entre 90% y 100% de la energía máxima) de los *return strokes* está por debajo de 20 kHz sin importar la distancia de ocurrencia con respecto al punto de observación.
- La aplicación de la LPFT para la caracterización del espectro revela que los campos eléctricos generados por los *return strokes* analizados en Colombia y Sri Lanka poseen regiones espectrales intensas (IER) con rangos de frecuencia parecidos a los reportados en Malasia (entre 1 kHz y 15 kHz). Esta similitud de resultados puede estar relacionada con la ubicación tropical de estos países, aunque se requiere de nuevos estudios en Colombia y otras regiones que confirmen o rechacen esta hipótesis.
- Los resultados obtenidos a partir de la caracterización (en el tiempo y en la frecuencia) de los *flashes* CG negativos y los *return strokes* registrados en Colombia representan el comportamiento de los rayos en la sabana de Bogotá (radio de 250 km), aunque no pueden ser generalizados para todo el país debido a los cambios de relieve y la variedad de climas. No obstante, si se tiene en cuenta que algunos parámetros de los *flashes* CG negativos (porcentaje de *flashes* con un solo *stroke*, multiplicidad promedio, duración del *flash* e intervalo entre *strokes*), así como algunos parámetros de los *return strokes* (valor máximo del campo eléctrico, tiempo de frente, tiempo de cruce por cero y el sobrepico de polaridad opuesta), pueden estar influenciados por la geografía y las condiciones climáticas de Bogotá y sus alrededores, la información reportada en este estudio podría ser tenida en cuenta para el diseño de sistemas de protección contra rayos en esta región del país y en estudios de compatibilidad electromagnética.

11.2 Recomendaciones y trabajos futuros

Los siguientes aspectos podrían ser tenidos en cuenta para continuar con el estudio de la problemática abordada en esta tesis, ampliar los resultados obtenidos y emprender nuevas investigaciones:

TEMA N° 1: Medición indirecta de rayos

- Se deben concentrar esfuerzos en automatizar el proceso de adquisición y alistamiento (pre-procesamiento) de las señales de campo eléctrico y campo magnético producido por rayos (LEMF). Esto reducirá significativamente el tiempo asociado al proceso de captura de las señales, aumentará el número de eventos registrados en una temporada de medición y ampliará la base de datos disponible para el estudio de diversos eventos asociados a los rayos en Colombia.
- Sería conveniente diseñar e implementar la etapa de integración por *hardware* para el sistema de medición de campo magnético. Adicionalmente, se deben analizar alternativas que permitan aumentar la sensibilidad de este sistema de medición con el ánimo de obtener señales de campos magnéticos radiados más allá de 25 km.
- Es importante desarrollar un método para integrar de manera más simple los registros de LEFM con la información proporcionada por la Red colombiana de detección total de rayos (CLLN), la Red de localización mundial de rayos (WWLLN) u otra red de localización de descargas eléctricas atmosféricas que tenga cubrimiento sobre el territorio colombiano. Así mismo, se deben realizar estudios que correlacionen la magnitud del campo eléctrico y/o magnético con la corriente del rayo detectada por dichas redes de detección.
- Es necesario realizar nuevas temporadas de medición en varias regiones de Colombia (incluyendo Bogotá) y en diferentes épocas del año. Esto con el propósito de caracterizar *flashes* CG positivos y *flashes* intra-nube. La base de datos que se constituya durante dichas campañas de medición permitirá ampliar los resultados obtenidos en esta investigación para los *flashes* CG negativos en Bogotá y será el punto de partida para determinar posibles patrones en el comportamiento de los rayos en diferentes zonas de Colombia.
- Con el propósito de extender su aplicación, se debe examinar la posibilidad de construir y poner en funcionamiento otras estaciones de medición indirecta de rayos en diferentes lugares. Dichas mediciones simultáneas de campo eléctrico y/o magnético podrían ser empleadas para determinar la ubicación de los *flashes* CG usando métodos convencionales como la dirección del rayo (*direction finding*), el método de tiempo de arribo (*time of arrival*), combinaciones de estos o algún método de interferometría.
- Para ampliar la cantidad y calidad de información disponible se recomienda diseñar e implementar sistemas de medición indirecta (campo eléctrico) que permitan el estudio de eventos asociados al fenómeno del rayo cuya radiación se encuentra en rangos de frecuencia por encima de 10 MHz.

TEMA N° 2: Técnicas para el procesamiento de señales de LEMF

- Explorar otras alternativas para obtener los vectores propios del operador matricial de la DFRFT sin usar la matriz de computación (S). Esto podría mejorar los tiempos de ejecución de esta transformación usando el algoritmo completo. Adicionalmente, se sugiere profundizar en los conceptos de muestreo y reconstrucción para señales completamente aleatorias y de banda no-limitada en el dominio fraccionario con la intención de aplicar la FRFT continua al estudio de perturbaciones electromagnéticas y extender su uso a otros campos de la ingeniería eléctrica.
- Mejorar el desempeño del algoritmo LPFT-ASE basado en la búsqueda simultánea de los coeficientes de la frecuencia instantánea. Dichas mejoras deben estar orientadas a reducir la complejidad computacional que posee el cálculo de la LPFT para ordenes polinomiales $m \geq 3$. Adicionalmente, se recomienda evaluar el comportamiento del LPP y la selección de los parámetros de la LPFT para funciones ventana diferentes a las incluidas en este trabajo (rectangular, Gaussiana, Hann y Hamming).

- Desarrollar un método para estimar el ancho de ventana óptimo que debe ser usado en cada instante de tiempo en el cálculo de la LPFT. Esto se puede lograr profundizando en los conceptos relacionados con el principio de incertidumbre en las m –dimensiones en que se estima la LPFT, sumado al uso de técnicas enfocadas a optimizar la energía máxima revelada por el periodograma local polinomial (LPP). Este proceso de estimar ventanas adaptativas mejoraría aún más la precisión en la estimación de la frecuencia instantánea (IF) de las señales de LEMF.
- A partir de los buenos resultados obtenidos con las señales de *return strokes* se sugiere, en la medida de lo posible, enfocar la aplicación de las técnicas de procesamiento propuestas hacia la reducción de ruido y el análisis tiempo-frecuencia de señales asociadas a otros eventos del rayo. Dentro de los eventos que pueden ser estudiados en el futuro se encuentran: descargas preliminares, líderes y pulsos bipolares angostos (*narrow bipolar pulses*), entre otros.
- Se debe seguir trabajando en ampliar el abanico de aplicaciones de la DFRFT, la LPA y la LPFT desarrollando estudios enfocados en el procesamiento de perturbaciones electromagnéticas diferentes a los rayos y de otras señales de naturaleza transitoria que, por lo general, son analizadas usando técnicas clásicas y ampliamente difundidas en la literatura (FT, STFT, WT). En este sentido, los primeros pasos fueron dados de manera paralela al desarrollo de esta tesis abordando el estudio de descargas parciales y de hundimientos de tensión (*sags*) usando la DFRFT y la LPFT.

TEMA N° 3: Caracterización de *flashes* nube—tierra y de sus respectivos *return strokes*

- Esta tesis sólo se enfocó en el procesamiento y análisis de señales producidas por primeros *strokes* y *strokes* subsecuentes en Bogotá, Colombia. No obstante, esta tarea debe ser extendida al estudio de los parámetros temporales y espectrales de señales producidas por otros eventos asociados al fenómeno del rayo tales como: descargas preliminares, líderes, pulsos bipolares angostos (*narrow bipolar pulses*) y pulsos caóticos (*chaotic pulse trains*).
- Se sugiere ampliar el alcance de esta investigación caracterizando señales de campo eléctrico generadas por *flashes* CG ocurridos en regiones montañosas y otras regiones de Colombia. Esto permitirá establecer la influencia que las condiciones geográficas de ciertas regiones pueden generar sobre los parámetros de los *flashes* CG (polaridad, multiplicidad, duración, intervalos entre *strokes*, etc.). Así mismo, se podrán realizar nuevas comparaciones con la información reportada en otros países.
- Aunque en esta tesis se han podido confirmar algunas hipótesis planteadas por otros investigadores, es necesario profundizar en el estudio del efecto que provoca la distancia de ocurrencia del evento y el medio de propagación de las ondas electromagnéticas sobre la duración del ascenso al valor pico (zona inicial), del frente lento y del frente rápido de las formas de onda del campo eléctrico radiado por los *return strokes*.
- Con el propósito de confirmar o rechazar la hipótesis planteada por Haddad *et al.* [36] y Rakov *et al.* [53], se sugiere analizar la influencia de la presencia de luz solar (hora de ocurrencia) sobre la amplitud y duración del sobrepico de similar polaridad (SMO), el cual es característico de los campos eléctricos de *return strokes* ocurridos a distancias superiores a 150 km.

Referencias

A continuación, se incluyen las referencias citadas a lo largo de esta tesis:

- [1] H. Torres, *El Rayo, Mitos, Leyendas, Ciencia y Tecnología*, 1st Ed. Bogotá D.C.: Universidad Nacional de Colombia, Facultad de Ingeniería, 2002.
- [2] D. Aranguren, E. Olarte, E. Pérez, F. Amórtegui, y H. Torres, “Sistema de Monitoreo de Tormentas Eléctricas”, en *4th Simposio Internacional sobre Calidad de Energía Eléctrica SICEL*, 2007, pp. 1–7.
- [3] V. Cooray, C. Cooray, y C. Andrews, “Lightning caused injuries in humans”, *J. Electrostat.*, vol. 65, n° 5–6, pp. 386–394, may 2007.
- [4] O. Nedjah, A. M. Hussein, S. Krishnan, y R. Sotudeh, “Comparative study of adaptive techniques for denoising CN tower lightning current derivative signals”, *Digit. Signal Process.*, vol. 20, pp. 607–618, 2010.
- [5] M. A. Cooper, “Lightning Injuries in Emergency Medicine”, *Public Heal. Medscape Ref.*, pp. 6–11, 2011.
- [6] H. Torres, “Spatial and Temporal variations of three lightning parameter magnitudes”, en *Proceedings CIGRE*, 1998.
- [7] V. Cooray, “The Mechanism of the Lightning Flash”, en *The Lightning Flash*, London: IEE Power Engineering Series, 2003, pp. 127–240.
- [8] F. Santamaría, C. A. Cortés, y F. Roman, “Noise reduction of measured lightning electric fields signals using the wavelet transform”, en *X International Symposium on Lightning Protection*, 2009.
- [9] H. Torres, O. Trujillo, F. Amortequí, F. Herrera, G. Pinzon, C. Quintana, D. Gonzalez, D. Rondon, M. Salgado, y D. Avila, “Experimental station to measure directly lightning parameters in tropical zone”, en *High Voltage Engineering, 1999. Eleventh International Symposium on (Conf. Publ. No. 467)*, 1999, vol. 2, pp. 177–180.
- [10] G. Diendorfer, W. Hadrian, F. Hofbauer, M. Mair, y W. Schulz, “Evaluation of lightning location data employing measurements of direct strikes to a radio tower”, en *CIGRE*, 2002, vol. 119, n° 12, pp. 422–427.
- [11] W. Schulz y G. Diendorfer, “Lightning peak currents measured on tall towers and measured with lightning location systems”, en *18th Int. Lightning Detection Conference*, 2004, n° 51, pp. 1–5.
- [12] J. Jerauld, V. A. Rakov, M. A. Uman, K. J. Rambo, D. M. Jordan, K. L. Cummins, y J. A. Cramer, “An evaluation of the performance characteristics of the U.S. National Lightning Detection Network in Florida using rocket-triggered lightning”, *J. Geophys. Res.*, vol. 110, n° D19, pp. 1–16, 2005.
- [13] A. Rubinstein, C. Romero, M. Paolone, F. Rachidi, M. Rubinstein, y B. Daout, “Lightning measurement station on Mount Santis in Switzerland”, en *X International Symposium on Lightning Protection*, 2009, pp. 463–468.
- [14] D. Pavanello, F. Rachidi, W. Janischewskyj, M. Rubinstein, V. O. Shostak, C. A. Nucci, K. L. Cummins, A. M. Hussein, y J.-S. Chang, “On the current peak estimates provided by lightning detection networks for lightning return strokes to tall towers”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, n° 3, pp. 453–458, ago. 2009.
- [15] A. Mosaddeghi, D. Pavanello, F. Rachidi, M. Rubinstein, y P. Zwick, “Distortion of electric and magnetic fields from lightning due to close-by metallic structures”, en *7th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology*, 2007, pp. 249–253.
- [16] G. Diendorfer, A. Mosaddeghi, D. Pavanello, H. Pichler, F. Rachidi, y M. Rubinstein, “Electric and Magnetic Field Measurements at Very Close Range Associated with Lightning Strikes to the Austrian Gaisberg Tower”, *Appl. Sci.*, pp. 20–23, 2008.
- [17] A. M. Hussein, W. Janischewskyj, M. Milewski, y V. Shostak, “Waveform parameters of fields generated by lightning strokes to the CN tower and to objects in its vicinity”, *2003 IEEE Bol. Power Tech Conf. Proc.*, vol. 4, pp. 369–376, 2003.
- [18] F. Santamaría, F. Vega, y F. Roman, “Calibration of a Lightning Electric Field Measuring System in Colombia”, en *3rd Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica SICEL*, 2005, pp. 1–5.

- [19] D. A. Lopes y W. do Couto Boaventura, "Sensors for lightning electromagnetic field measurement in reduced model studies", en *X International Symposium on Lightning Protection*, 2009, pp. 513-517.
- [20] C. Romero, A. Mediano, A. Rubinstein, F. Rachidi, y M. Rubinstein, "Measurement of lightning currents using a combination of Rogowski coils and B-DOT sensors", en *30th International Conference on Lightning Protection - ICLP 2010*, 2010, pp. 1-5.
- [21] K. R. S. Devan, "Electric Field Spectra of lightning return-strokes in the interval from 2 to 500 KHz", *IETE J. Res.*, vol. 32, n° 5, pp. 382-388, 1986.
- [22] S. R. Sharma, V. Cooray, M. Fernando, y F. J. Miranda, "Temporal features of different lightning events revealed from wavelet transform", *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 73, n° 4, pp. 507-515, mar. 2011.
- [23] F. Rachidi, W. Janischewskyj, a. M. Hussein, C. a. Nucci, S. Guerrieri, y B. Kordi, "Current and electromagnetic field associated with lightning-return strokes to tall towers", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, n° 3, pp. 356-367, 2001.
- [24] F. J. Miranda, "Wavelet analysis of lightning return stroke", *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 70, n° 11-12, pp. 1401-1407, 2008.
- [25] C. Younes, H. Torres, E. Pérez, L. Gallego, G. Cajamarca, y A. Pavas, "Lightning Parameters Evaluation in the Colombian Highest Atmospheric Activity Zone", en *27th International Conference on Lightning Protection ICLP*, 2004, pp. 208-212.
- [26] C. Tovar, D. Aranguren, J. Lopez, J. Inampues, y H. Torres, "Lightning risk assessment and thunderstorm warning systems", en *International Conference on Lightning Protection (ICLP 2014)*, 2014, pp. 1870-1874.
- [27] D. Aranguren, C. Tovar, J. Inampués, J. Lopez, E. Soto, y H. Torres, "Lightning effects on distribution transformers and reliability of power distribution systems in Colombia", *Ing. e Investig.*, vol. 35, n° Sup 1, pp. 28-33, 2015.
- [28] H. Torres, E. Perez, C. Younes, D. Aranguren, J. Montana, y J. Herrera, "Contribution to Lightning Parameters Study Based on Some American Tropical Regions Observations", *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Obs. Remote Sens.*, vol. 8, n° 8, pp. 4086-4093, 2015.
- [29] F. Santamaria, "Medición de campo eléctrico de rayos con una antena de placas paralelas en la ciudad de Bogotá y comparación con otras zonas del mundo", Tesis de Maestría, Universidad Nacional de Colombia, 2006.
- [30] C. Younes y H. Torres, *Caracterización de los parámetros del rayo en Colombia*, 1st Ed. Manizales, Colombia: Editorial Universidad Nacional De Colombia, 2010.
- [31] D. Aranguren, J. López, J. Inampués, H. Torres, y H. Betz, "Cloud-to-ground lightning activity in Colombia and the influence of topography", *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 154, pp. 182-189, feb. 2017.
- [32] F. Santamaria, C. Gomes, y F. Roman, "Comparison Between the Signatures of Lightning Electric Field Measured in Colombia and that in Sri Lanka", en *Proceedings of the 28th International Conference on Lightning Protection*, 2006, pp. 254-256.
- [33] C. Cortés, F. Santamaría, F. Roman, F. Rachidi, y C. Gomes, "Analysis of wavelet based denoising methods applied to measured lightning electric fields", en *30th International conference on lightning protection - ICLP 2010*, 2010, pp. 1-6.
- [34] H. Torres, E. Perez, C. Younes, D. Aranguren, J. Montana, y J. Herrera, "Review of Ground Flash Density and Keraunic Levels Reported in Tropical Regions", en *Asia-Pacific International Conference on Lightning*, 2015, pp. 1-6.
- [35] V. Rakov, "Characterization of lightning electromagnetic fields and their modeling", en *14th Int. Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2001, n° 1979, pp. 1-14.
- [36] M. A. Haddad, V. A. Rakov, y S. A. Cummer, "New measurements of lightning electric fields in Florida: Waveform characteristics, interaction with the ionosphere, and peak current estimates", *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 117, n° 10, 2012.
- [37] F. Santamaria, C. Cortés, y F. Román, "Use of the Wavelet Transform in Noise Reduction of the Electric Field Signals Produced by Lightning", *Inf. Tecnológica*, vol. 23, n° 1, pp. 65-78, 2012.
- [38] A. M. Hussein, M. Milewski, y W. Janischewskyj, "Correlating the characteristics of the CN Tower lightning return-stroke current with those of its generated electromagnetic pulse", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, n° 3, pp. 642-650, 2008.
- [39] K. Sheshyekani, M. Hazrati, P. Sattari, S. H. H. Sadeghi, y R. Moini, "Real-time detection of lightning electromagnetic field data: a wavelet approach", *17th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat.*, n° 2, pp. 413-415, 2006.

-
- [40] X. Gou, M. Chen, Y. Zhang, W. Dong, y X. Qie, "Wavelet multiresolution based multifractal analysis of electric fields by lightning return strokes", *Atmos. Res.*, vol. 91, n° 2–4, pp. 410–415, feb. 2009.
- [41] C.-L. Wooi, Z. Abdul-Malek, N.-A. Ahmad, y A. I. El Gayar, "Statistical analysis of electric field parameters for negative lightning in Malaysia", *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 146, pp. 69–80, 2016.
- [42] S. Arshad, "Characterization of lightning generated electric fields using automated measuring system", Universiti Putra Malaysia, 2016.
- [43] M. Kozako, Z. Tian, y H. Okubo, "Noise reduction and PD measurements using digital filter and signal processing technique in HV substations", *1998 Proc. Int. Symp. Electr. Insul. Mater.*, pp. 561–564, 1998.
- [44] U. Sonnadara, V. Cooray, y M. Fernando, "The Lightning Radiation Field Spectra of Cloud Flashes in the Interval From 20 kHz to 20 MHz", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, n° 1, pp. 234–239, feb. 2006.
- [45] S. Qiu, B.-H. Zhou, J.-M. Guo, y Y.-X. Li, "Measurement of lightning electric field changes", *Dianbo Kerue Xuebao/Chinese J. Radio Sci.*, vol. 26, n° 1, pp. 79–83, 2011.
- [46] O. Nedjah, A. Hussein, R. Sotndeh, y D. Janischewskij, "Wavelet noise removal from CN Tower lightning current waveforms", en *International Signal Processing Conference*, 2003, vol. paper 505.
- [47] H. Yuanlian y Q. Yongfeng, "Enhancement of lightning electric field signals using empirical mode decomposition method", en *2014 IEEE International Conference on Orange Technologies (ICOT)*, 2014, pp. 81–84.
- [48] V. A. Rakov y M. A. Uman, *Lightning: Physics and Effects*. United Kingdom: Cambridge University Press, 2003.
- [49] V. A. Rakov, "Lightning phenomenology and parameters important for lightning protection", en *IX International Symposium on Lightning Protection SIPDA*, 2007, n° November, pp. 1–24.
- [50] M. A. Uman, *The Lightning Discharge*. New York, USA: Courier Dover Publications, 2012.
- [51] F. Heidler, W. Zischank, Z. Flisowski, C. Bouquegneau, y C. Mazzetti, "Parameters of lightning current given in IEC 62305—Background, experience and outlook", en *29th International Conference on Lightning Protection ICLP*, 2008, n° June, pp. 1–22.
- [52] A. Nag y V. A. Rakov, "Positive lightning: An overview, new observations, and inferences", *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 117, n° 8, pp. 1–20, 2012.
- [53] V. A. Rakov, S. Mallick, A. Nag, y V. B. Somu, "Lightning Observatory in Gainesville (LOG), Florida: A review of recent results", *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 113, pp. 95–103, 2014.
- [54] C. Wooi, Z. Abdul-Malek, B. Salimi, N. A. Ahmad, K. Mehrazamir, y S. Vahabi-Mashak, "A Comparative Study on the Positive Lightning Return Stroke Electric Fields in Different Meteorological Conditions", *Adv. Meteorol.*, vol. 2015, pp. 1–12, 2015.
- [55] V. A. Rakov, "A review of positive and bipolar lightning discharges", *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 84, n° 6, pp. 767–776, 2003.
- [56] A. Nag y V. A. Rakov, "Parameters of electric field waveforms produced by positive lightning return strokes", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, n° 4, pp. 932–939, 2014.
- [57] E. P. Krider, R. C. Noggle, y M. a. Uman, "A Gated, Wideband Magnetic Direction Finder for Lightning Return Strokes", *J. Appl. Meteorol.*, vol. 15, n° 3, pp. 301–306, 1976.
- [58] G. Lugrin, N. Mora, F. Rachidi, M. Rubinstein, y G. Diendorfer, "On the use of the Time Reversal of Electromagnetic fields to locate lightning discharges", en *International Conference on Lightning Protection (ICLP 2012)*, 2012, pp. 1–4.
- [59] F. Rachidi y M. Rubinsein, "Time Reversal of Electromagnetic Fields and its Application to Lightning Location", en *2013 International Symposium on Lightning Protection (XII SIPDA)*, 2013, pp. 378–383.
- [60] G. Lugrin, N. Mora, F. Rachidi, M. Rubinstein, y G. Diendorfer, "On the Location of Lightning Discharges Using Time Reversal of Electromagnetic Fields", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, n° 1, pp. 149–158, feb. 2014.
- [61] K. L. Cummins, M. J. Murphy, E. A. Bardo, W. L. Hiscox, R. B. Pyle, y A. E. Pifer, "A Combined TOA/MDF Technology Upgrade of the U.S. National Lightning Detection Network", *J. Geophys. Res.*, vol. 103, n° D8, pp. 9035–9044, 1998.
- [62] R. Mardiana y Z. Kawasaki, "Broadband radio interferometer utilizing a sequential triggering technique for locating fast-moving electromagnetic sources emitted from lightning", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, n° 2, pp. 376–381, 2000.

- [63] M. Stock y P. Krehbiel, "Multiple baseline lightning interferometry - Improving the detection of low amplitude VHF sources", en *2014 International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2014, pp. 293–300.
- [64] K. McEachron, "Lightning to the Empire State Building", *J. Franklin Inst.*, vol. 227, pp. 149–217, 1939.
- [65] K. Berger, R. B. Anderson, y H. Kroninger, "Parameters of lightning flashes", *Electra*, vol. 41, pp. 23–37, 1975.
- [66] E. Garbagnati y G. B. Lo Piparo, "Lightning Parameters - Results of 10 years investigation in Italy", en *International Aerospace Conference on Lightning and Static Electricity*, 1982, pp. 1–12.
- [67] H. T. Geldenhuys, A. J. Eriksson, y G. W. Bourn, "Fifteen years data of lightning current measurement on a 60 m mast", *Trans. South African IEE*, vol. 50, pp. 130–158, 1989.
- [68] S. Visacro, "Statistical analysis of lightning current parameters: Measurements at Morro do Cachimbo Station", *J. Geophys. Res.*, vol. 109, n° D1, p. D01105, 2004.
- [69] S. Visacro y M. Guimarães, "Recent lightning measurements and results at Morro do Cachimbo Station", en *23rd International Lightning Detection Conference*, 2014, pp. 1–5.
- [70] G. Diendorfer, M. Mair, W. Schulz, y W. Hadrian, "Lightning current measurements in Austria-experimental setup and first results", en *25th International Conference on Lightning Protection ICLP*, 2000, pp. 44–47.
- [71] A. Rubinstein, C. Romero, M. Paolone, F. Rachidi, M. Rubinstein, P. Zweiacker, y B. Daout, "Lightning measurement station on Mount Säntis in Switzerland", en *10th International Symposium on Lightning Protection (SIPDA)*, 2009, pp. 463–468.
- [72] C. Romero, A. Rubinstein, y M. Paolone, "Instrumentation of the Säntis Tower in Switzerland for lightning current measurements", *Int. J. ...*, vol. 4, n° 1, pp. 86–92, 2010.
- [73] M. Manhardt, F. Heidler, y K. Stimper, "The electric field of negative upward lightning strikes at the Peissenberg tower, Germany", en *31st International Conference on Lightning Protection, (ICLP 2012)*, 2012, pp. 1–9.
- [74] F. Heidler, M. Manhardt, y K. Stimper, "Upward Positive Lightning Measured at the Peissenberg Tower , Germany", en *12th International Symposium on Lightning Protection (ICLP 2013)*, 2013, pp. 82–90.
- [75] F. Heidler, M. Manhardt, y K. Stimper, "Self-initiated and other-triggered positive upward lightning measured at the Peissenberg Tower, Germany", en *2014 International Conference on Lightning Protection (ICLP 2014)*, 2014, pp. 157–166.
- [76] A. M. Hussein, W. Janischewskyj, J.-S. Chang, V. Shostak, W. A. Chisholm, P. Dzurevych, y Z.-I. Kawasaki, "Simultaneous measurement of lightning parameters for strokes to the Toronto Canadian National Tower", *J. Geophys. Res.*, vol. 100, n° D5, p. 8853, 1995.
- [77] W. Janischewskyj, I. Rusan, A. M. Hussein, J. X. Li, V. Shostak, y J. S. Chang, "Statistics of lightning strikes to the Toronto Canadian National Tower (1978-1995)", *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 12, n° 3, pp. 1210–1219, 1997.
- [78] T. Miki, T. Shindo, A. Asakawa, H. Motoyama, Y. Suzuhigashi, K. Fukuda, M. Ishii, y M. Chihara, "Measurement of lightning currents at TOKYO SKYTREE and observation of electromagnetic radiation caused by strikes to the tower", en *31st International Conference on Lightning Protection (ICLP 2012)*, 2012, pp. 1–5.
- [79] M. Ishii, M. Saito, T. Miki, D. Tanka, T. Shindo, A. Asakawa, H. Motoyama, Y. Suzuhigashi, y H. Taguchi, "Observation of lightning at Tokyo Skytree", en *23rd International Lightning Detection Conference (ILDC)*, 2014, pp. 5–8.
- [80] T. Miki, M. Saito, T. Shindo, D. Tanaka, A. Asakawa, H. Motoyama, M. Ishii, Y. Suzuhigashi, y H. Taguchi, "Upward and downward lightning observed at Tokyo Skytree: Overall observation results of current waveform and charge transfer", en *International Conference on Lightning Protection (ICLP 2014)*, 2014, n° July, pp. 1594–1599.
- [81] Z. A. Baharudin, N. A. Ahmad, M. Fernando, V. Cooray, y J. S. Mäkelä, "Comparative study on preliminary breakdown pulse trains observed in Johor, Malaysia and Florida, USA", *Atmos. Res.*, vol. 117, pp. 111–121, 2012.
- [82] Z. A. Baharudin, N. A. Ahmad, J. S. Mäkelä, M. Fernando, y V. Cooray, "Negative cloud-to-ground lightning flashes in Malaysia", *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 108, pp. 61–67, 2014.
- [83] N. Azlinda Ahmad, M. Fernando, Z. a. Baharudin, M. Rahman, V. Cooray, Z. Saleh, J. R. Dwyer, y H. K. Rassoul, "The first electric field pulse of cloud and cloud-to-ground lightning discharges", *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 72, n° 2–3, pp. 143–150, feb. 2010.
- [84] N. A. Ahmad, Z. A. Baharudin, M. Fernando, y V. Cooray, "Radiation field spectra of long-duration cloud flashes", *Atmos. Sci. Lett.*, vol. 16, n° 2, pp. 91–95, 2015.
- [85] A. Nag, B. A. DeCarlo, y V. A. Rakov, "Analysis of microsecond- and submicrosecond-scale electric field pulses produced

- by cloud and ground lightning discharges”, *Atmos. Res.*, vol. 91, n° 2–4, pp. 316–325, feb. 2009.
- [86] A. Galvan y M. Fernando, *Operative Characteristics of a Parallel-plate Antenna to Measure Vertical Electric Fields from Lightning Flashes*, 1st ed. Uppsala, Sweden: Uppsala University, 2000.
- [87] V. A. Rakov, R. Thottappillil, y M. A. Uman, “On the empirical formula of Willett et al. relating lightning return-stroke peak current and peak electric field”, *J. Geophys. Res.*, vol. 97, n° D11, p. 11527, 1992.
- [88] V. Cooray, “A model for first return strokes”, en *22th International Conference on Lightning Protection*, 1994, pp. 1–9.
- [89] P. Chowdhuri, J. G. Anderson, W. A. Chisholm, T. E. Field, M. Ishii, y J. A. Martinez, “Parameters of Lightning Strokes: A Review”, *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, n° 1, pp. 346–358, ene. 2005.
- [90] G. Diendorfer, W. Schulz, C. Cummins, V. Rakov, M. Bernardi, F. De La Rosa, B. Hermoso, A. M. Hussein, T. Kawamura, F. Rachidi, y H. Torres, “Cloud-to-Ground Lightning Parameters Derived from Lightning Location Systems – The Effects of System Performance”, *Review of CIGRE Report*, 2009.
- [91] W. He, B.-L. Xu, y Y.-G. Gao, “Analysis of the lightning waveshape”, en *2004 Asia-Pacific Radio Science Conference - Proceedings*, 2004, pp. 627–630.
- [92] V. A. Rakov y M. A. Uman, “Review and evaluation of lightning return stroke models including some aspects of their application”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, n° 4 PART 2, pp. 403–426, 1998.
- [93] Y. Baba y V. A. Rakov, “Electric and magnetic fields predicted by different electromagnetic models of the lightning return stroke versus measured fields”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, n° 3 PART 1, pp. 479–487, 2009.
- [94] Y. T. Lin, M. A. Uman, J. A. Tiller, R. D. Brantley, W. H. Beasley, E. P. Krider, y C. D. Weidman, “Characterization of lightning return stroke electric and magnetic fields from simultaneous two-station measurements”, *J. Geophys. Res.*, vol. 84, n° C10, p. 6307, 1979.
- [95] J. Jerauld, M. A. Uman, V. A. Rakov, K. J. Rambo, y G. H. Schnetzer, “Electric and magnetic fields and field derivatives from lightning stepped leaders and first return strokes measured at distances from 100 to 1000 m”, *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 113, n° 17, pp. 1–15, 2008.
- [96] J. E. Jerauld, M. A. Uman, V. A. Rakov, K. J. Rambo, D. M. Jordan, y G. H. Schnetzer, “Measured electric and magnetic fields from an unusual cloud-to-ground lightning flash containing two positive strokes followed by four negative strokes”, *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 114, n° 19, pp. 1–17, 2009.
- [97] Z. A. Baharudin, M. Fernando, N. A. Ahmad, J. S. Mäkelä, M. Rahman, y V. Cooray, “Electric field changes generated by the preliminary breakdown for the negative cloud-to-ground lightning flashes in Malaysia and Sweden”, *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 84–85, pp. 15–24, ago. 2012.
- [98] M. Ismail, M. Rahman, V. Cooray, S. Sharma, P. Hettiarachchi, y D. Johari, “Electric Field Signatures in Wideband, 3 MHz and 30 MHz of Negative Ground Flashes Pertinent to Swedish Thunderstorms”, *Atmosphere (Basel)*, vol. 6, n° 12, pp. 1904–1925, 2015.
- [99] D. Johari, V. Cooray, M. Rahman, P. Hettiarachchi, y M. Ismail, “Characteristics of Preliminary Breakdown Pulses in Positive Ground Flashes during Summer Thunderstorms in Sweden”, *Atmosphere (Basel)*, vol. 7, n° 3, p. 39, mar. 2016.
- [100] Y. Lan, Y. J. Zhang, W. Lu, y S. Chen, “The Lightning Radiation Field Spectra of Cloud-to-Ground, Intra-Cloud Flashes and Narrow Bipolar Events in the Intervals of 0.1 to 40 MHz”, *Plateau Meteorology*, vol. 28, n° 5, pp. 1025–1033, 2009.
- [101] V. A. Rakov, “The Physics of Lightning”, *Surv. Geophys.*, vol. 34, n° 6, pp. 701–729, 2013.
- [102] G. I. Serhan, M. A. Uman, D. G. Childers, y Y. T. Lin, “The RF spectra of first and subsequent lightning return strokes in the 1- to 200-km range”, *Radio Sci.*, vol. 15, n° 6, pp. 1089–1094, nov. 1980.
- [103] C. D. Weidman, E. P. Krider, y M. A. Uman, “Lightning amplitude spectra in the interval from 100 kHz to 20 MHz”, *Geophys. Res. Lett.*, vol. 8, n° 8, pp. 931–934, ago. 1981.
- [104] J. C. Willett, J. C. Bailey, C. Leteinturier, y E. P. Krider, “Lightning electromagnetic radiation field spectra in the interval from 0.2 to 20 MHz”, *J. Geophys. Res.*, vol. 95, n° D12, p. 20367, 1990.
- [105] M. Chen, Y.-P. Du, y W.-S. Dong, “Spectral Patterns of Lightning Radiations in Intervals of 25 to 100 MHz”, *IEEE Trans. Power Energy*, vol. 125, n° 1, pp. 97–102, 2005.
- [106] O. F. Escobar, H. E. Rojas, F. Román, y C. A. Cortes, “Lightning magnetic field measuring system in Bogotá — Colombia: Signal processing method”, en *2013 International Symposium on Lightning Protection (XII SIPDA)*, 2013, n° 1, pp. 162–166.

- [107] J. Cerra y A. L. Pinzon, “Influencia de las estructuras en la propagación de los campos electromagnéticos producidos por los rayos”, Trabajo final de pregrado, Universidad Nacional de Colombia, 2012.
- [108] O. F. Escobar, “Lightning magnetic field measuring system in Bogota, Colombia”, Tesis de Maestría, Universidad Nacional de Colombia, 2013.
- [109] J. A. Chaves Huertas, “Puesta en marcha de la estación de medición de campos electromagnéticos producidos por rayos en Bogotá”, Trabajo final de pregrado, Universidad Nacional de Colombia, 2016.
- [110] V. Cooray y S. Lundquist, “On the characteristics of some radiation fields from lightning and their possible origin in positive ground flashes”, *J. Geophys. Res.*, vol. 87, n° C13, p. 11203, 1982.
- [111] S. R. Sharma, M. Fernando, y C. Gomes, “Signatures of electric field pulses generated by cloud flashes”, *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 67, n° 4, pp. 413–422, 2005.
- [112] U. Sonnadara, V. Cooray, y T. Götschl, “Characteristics of cloud-to-ground lightning flashes over Sweden”, *Phys. Scr.*, vol. 74, n° 5, pp. 541–548, 2006.
- [113] C. M. Edirisinghe, I. M. K. Fernando, y D. U. J. Sonnadara, “Construction of a High Speed Buffer Amplifier to Measure Lightning Generated Vertical Electric Fields”, en *Technical Sessions*, 2001, vol. 17, pp. 21–29.
- [114] W. I. Ibrahim, M. R. Ghazali, S. A. Ghani, y Z. A. Malek, “Measurement of vertical electric fields from lightning flashes using parallel plate antenna”, en *International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering (InECCE 2011)*, 2011, pp. 466–471.
- [115] B. Salimi, K. Mehranzamir, y Z. Abdul-Malek, “Statistical Analysis of Lightning Electric Field Measured Under Equatorial Region Condition”, *Procedia Technol.*, vol. 11, n° Iceei, pp. 525–531, 2013.
- [116] J. E. Jerauld, “Properties of natural cloud-to-ground lightning inferred from multiple-station measurements of close electric and magnetic fields and field derivatives”, PhD Thesis, University of Florida, 2007.
- [117] E. P. Krider y R. C. Noggle, “Broadband Antenna Systems for Lightning Magnetic Fields”, *J. Appl. Meteorol.*, vol. 14, n° 2, pp. 252–256, mar. 1975.
- [118] J. Rai y P. K. Bhattacharya, “Impulse magnetic flux density close to the multiple return strokes of a lightning discharge”, *J. Phys. D. Appl. Phys.*, vol. 4, n° 8, p. 330, ago. 1971.
- [119] F. Grover, *Inductance Calculations*, 1st Editio. Dover Publications Inc., 2009.
- [120] V. A. Rakov, D. E. Crawford, K. J. Rambo, G. H. Schnetzer, M. A. Uman, y R. Thottappillil, “M-component mode of charge transfer to ground in lightning discharges”, *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 106, n° D19, pp. 22817–22831, 2001.
- [121] J. A. Roncancio, “Diseño, construcción y validación de un sistema magnético de detección de dirección para descargas tipo rayo”, Trabajo final de pregrado, Universidad Nacional de Colombia, 2015.
- [122] H.-D. Betz, K. Schmidt, P. Oettinger, y M. Wirz, “Lightning detection with 3-D discrimination of intracloud and cloud-to-ground discharges”, *Geophys. Res. Lett.*, vol. 31, n° 11, p. n/a-n/a, jun. 2004.
- [123] H. D. Betz, K. Schmidt, y W. P. Oettinger, “LINET – An International VLF/LF Lightning Detection Network in Europe”, en *Lightning: Principles, Instruments and Applications*, Dordrecht: Springer Netherlands, 2009, pp. 115–140.
- [124] R. L. Dowden, J. B. Brundell, y C. J. Rodger, “VLF lightning location by time of group arrival (TOGA) at multiple sites”, *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 64, n° 7, pp. 817–830, 2002.
- [125] C. J. Rodger, S. Werner, J. B. Brundell, E. H. Lay, N. R. Thomson, R. H. Holzworth, y R. L. Dowden, “Detection efficiency of the VLF World-Wide Lightning Location Network (WWLLN): initial case study”, *Ann. Geophys.*, vol. 24, n° 1, pp. 3197–3214, 2006.
- [126] V. Ramachandran, J. N. Prakash, A. Deo, y S. Kumar, “Lightning stroke distance estimation from single station observation and validation with WWLLN data”, *Ann. Geophys.*, vol. 25, n° 7, pp. 1509–1517, 2007.
- [127] L. X. Pan, X. S. Qie, D. X. Liu, D. F. Wang, y J. Yang, “The lightning activities in super typhoons over the Northwest Pacific”, *Sci. China Earth Sci.*, vol. 53, n° 8, pp. 1241–1248, 2010.
- [128] H. Iwasaki, “Preliminary study on features of lightning discharge around Japan using World Wide Lightning Location Network data”, *Sci. Online Lett. Atmos.*, vol. 10, n° 1, pp. 98–102, 2014.
- [129] S. F. Abarca, K. L. Corbosiero, y D. Vollaro, “The World Wide Lightning Location Network and Convective Activity in Tropical Cyclones”, *Mon. Weather Rev.*, vol. 139, n° 1, pp. 175–191, 2011.
- [130] A. Kumar y S. Kumar, “Tracking of Tropical Cyclones and their Intensity Changes in the South Pacific Region using World-wide Lightning Location Network”, *Proc. Pacific-Science Congr.*, n° 2010, p. 4, 2013.

- [131] S. Soula, J. K. Kasereka, J. F. Georgis, y C. Barthe, “Lightning climatology in the Congo Basin”, *Atmos. Res.*, vol. 178–179, n° 2013, pp. 304–319, 2016.
- [132] W. J. Ewert, R. H. Holzworth, y A. K. Diefenbach, “Global detection of explosive volcanic eruptions with the World Wide Lightning Location Network (WWLLN) and application to aviation safety”, en *American Geophysical Union, Fall Meeting 2010*, 2010, pp. 1–8.
- [133] H. Kenner, *Geodesic Math and How to Use It*, 2nd ed. California, USA: University of California Press, 2003.
- [134] V. A. Rakov, M. A. Uman, y R. Thottappillil, “Review of lightning properties from electric field and TV observations”, *J. Geophys. Res.*, vol. 99, n° D5, p. 10745, 1994.
- [135] M. M. F. Saba, M. G. Ballarotti, y O. Pinto, “Negative cloud-to-ground lightning properties from high-speed video observations”, *J. Geophys. Res.*, vol. 111, n° D3, p. D03101, 2006.
- [136] A. Pavlick, D. E. Crawford, y V. A. Rakov, “Characteristics of Distant lightning electric fields”, en *International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems (PMAPS)*, 2002, pp. 703–707.
- [137] U. Khan, “Signal Processing Techniques used in Power Quality Monitoring”, *Proc. Int. Conf. Power Qual.*, pp. 1–4, 2009.
- [138] M. Bollen y I. Gu, *Signal processing of power quality disturbances*, 1st Ed. New York, USA: Wiley-IEEE Press, 2006.
- [139] J. G. Proakis y D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*, 4th ed. Prentice Hall, 2006.
- [140] E. Sejdic, I. Djurovic, y J. Jiang, “Time–frequency feature representation using energy concentration: An overview of recent advances”, *Digit. Signal Process.*, vol. 19, n° 1, pp. 153–183, ene. 2009.
- [141] J. Proakis y D. Manolakis, *Digital signal processing: principles, algorithms and applications*, 3rd ed. Prentice-Hall of India, 2000.
- [142] R. N. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*, 3rd Ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2000.
- [143] V. K. Ingle y J. G. Proakis, *Essentials of Digital Signal Processing*, 3rd ed. Canada: Cengage Learning, 2007.
- [144] L. Stankovic, “An analysis of some time-frequency and time-scale distributions”, *Ann. Des Télécommunications*, vol. 49, n° 9–10, pp. 505–517, 1994.
- [145] X. Li, G. Bi, S. Stankovic, y A. M. Zoubir, “Local polynomial Fourier transform: A review on recent developments and applications”, *Signal Processing*, vol. 91, n° 6, pp. 1370–1393, jun. 2011.
- [146] M. Sandsten, *Time-Frequency Analysis of Time-Varying Signals and Non-Stationary Processes: An Introduction*, 1st Edition. Lund University, 2016.
- [147] T. P. Azeemsha, A. Sultan, y K. . Nasimudeen, “Significance of Cohen’s Class for Time Frequency Analysis of Signals”, *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 72, n° 12, pp. 1–8, 2013.
- [148] F. Hlawatsch y G. F. Boudreaux-Bartels, “Linear and quadratic time-frequency signal representations”, *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 9, n° 2. pp. 21–67, 1992.
- [149] A. Papandreou-Suppappola, *Applications in Time-Frequency Signal Processing*, 2nd Ed. Tempe, Arizona (USA): CRC Press, 2002.
- [150] L. Cohen, “Distributions concentrated along the instantaneous frequency”, en *Conference on advanced signal processing algorithms, architectures, and implementations*, 1990, pp. 149–157.
- [151] R. Demirli y J. Samiie, “Denoising and compression of ultrasonic signals using model-based estimation techniques”, en *IEEE Ultrasonics Symposium, 2004*, vol. 3, pp. 2306–2309.
- [152] D. L. Jones y T. W. Parks, “A high resolution data-adaptive time-frequency representation”, *IEEE Trans. Acoust.*, vol. 38, n° 12, pp. 2127–2135, 1990.
- [153] D. L. Jones y R. G. Baraniuk, “A simple scheme for adapting time-frequency representations”, *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, n° 12, pp. 3530–3535, 1994.
- [154] T. Przebinda, V. DeBrunner, y M. Ozaydin, “Using a new uncertainty measure to determine optimal bases for signal representations”, en *1999 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings. ICASSP99 (Cat. No.99CH36258)*, 1999, pp. 1365–1368 vol.3.
- [155] F. Auger y P. Flandrin, “Improving the readability of time-frequency and time-scale representations by the reassignment method”, *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 43, n° 5, pp. 1068–1089, may 1995.

- [156] S. S. Ram y H. Ling, "Application of the Reassigned Joint Time-Frequency Transform to Wideband Scattering From Waveguide Cavities", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 580–583, 2007.
- [157] M. Khadkevich y M. Omologo, "Time-frequency reassigned features for automatic chord recognition", en *2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2011, pp. 181–184.
- [158] W. Lu, "Adaptive estimation of signal-dependent radially Gaussian kernel for time-frequency analysis", en *International Geophysical Conference, Qingdao, China, 17-20 April 2017*, 2017, pp. 115–118.
- [159] R. G. Baraniuk y D. L. Jones, "A signal-dependent time-frequency representation: fast algorithm for optimal kernel design", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, n° 1, pp. 134–146, 1994.
- [160] M. Bastiaans, T. Alieva, y L. Stankovic, "On rotated time-frequency kernels", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 9, n° 11, pp. 378–381, nov. 2002.
- [161] J. Wood y D. Barry, "Radon transformation of time-frequency distributions for analysis of multicomponent signals", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, n° 9404767, pp. 3166–3177, 1994.
- [162] W. D. Furlan y G. Saavedra, "The Radon-Wigner Transform in Analysis, Design, and Processing of Optical Signals", en *Phase-Space Optics: Fundamentals and Applications: Fundamentals and Applications*, 1st Ed., McGraw-Hill Education, 2009, pp. 107–164.
- [163] V. Namias, "The Fractional Order Fourier Transform and its Application to Quantum Mechanics", *IMA J. Appl. Math.*, vol. 25, n° 3, pp. 241–265, 1980.
- [164] A. C. McBride y F. H. Kerr, "On Namias's Fractional Fourier Transforms", *IMA J. Appl. Math.*, vol. 39, n° 2, pp. 159–175, 1987.
- [165] L. B. Almeida, "The fractional Fourier transform and time-frequency representations", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, n° 11, pp. 3084–3091, 1994.
- [166] K. Sharma y S. Joshi, "Signal separation using linear canonical and fractional Fourier transforms", *Opt. Commun.*, vol. 265, n° 2, pp. 454–460, 2006.
- [167] H. M. Ozaktas, B. Barshan, D. Mendlovic, y L. Onural, "Convolution, filtering, and multiplexing in fractional Fourier domains and their relation to chirp and wavelet transforms", *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 11, n° 2, p. 547, 1994.
- [168] A. W. Lohmann y B. H. Soffer, "Relationships between the Radon-Wigner and fractional Fourier transforms", *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 11, n° 6, p. 1798, jun. 1994.
- [169] T. Alieva y A. Barbe, "Fractional Fourier and Radon-Wigner transforms of periodic signals", *Signal Processing*, vol. 69, n° 2, pp. 183–189, sep. 1999.
- [170] J. J. Ding y S. C. Pei, "Fractional fourier transforms and wigner distribution functions for stationary and non-stationary random process", en *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing-Proceedings*, 2006, vol. 3, pp. 428–431.
- [171] E. Sejdić, I. Djurović, y L. Stanković, "Fractional Fourier transform as a signal processing tool: An overview of recent developments", *Signal Processing*, vol. 91, n° 6, pp. 1351–1369, 2011.
- [172] H. Ozaktas, O. Arikan, M. A. Kutay, y G. Bozdagi, "Digital computation of the fractional Fourier transform", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 44, n° 9, pp. 2141–2150, 1996.
- [173] A. K. Singh y R. Saxena, "DFRFT: A Classified Review of Recent Methods with Its Application", *J. Eng.*, vol. 2013, pp. 1–13, 2013.
- [174] H. E. Rojas, C. A. Cortés, y D. F. Ramírez, "Implementación Computacional de la Transformada Fraccional de Fourier Discreta", *Inf. tecnológica*, vol. 25, n° 6, pp. 143–156, 2014.
- [175] R. Saxena y K. Singh, "Fractional Fourier transform: A novel tool for signal processing", *J. Indian Inst. Sci.*, vol. 85, n° 1, pp. 11–26, 2005.
- [176] V. Katkovnik, "A new form of the Fourier transform for time-varying frequency estimation", en *1995 URSI International Symposium on Signals Systems and Electronics (ISSSE 95)*, 1995, pp. 179–182.
- [177] V. Katkovnik, "A new form of the Fourier transform for time-varying frequency estimation", *Signal Processing*, vol. 47, n° 2, pp. 187–200, 1995.
- [178] J. Brinkhuis y V. Tikhomirov, *Optimization: Insights and Applications*. USA: Princeton University Press, 2005.
- [179] V. Katkovnik, "Discrete-time local polynomial approximation of the instantaneous frequency", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 46, n° 10, pp. 2626–2637, 1998.

- [180] I. Djurovic, "Robust Adaptive Local Polynomial Fourier Transform", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 11, n° 2, pp. 201–204, feb. 2004.
- [181] X. Li, G. Bi, y G. Li, "The higher-order reassigned local polynomial periodogram and its properties", *Signal Processing*, vol. 92, n° 12, pp. 2909–2918, dic. 2012.
- [182] H. M. Ozaktas, Z. Zalevsky, y M. A. Kutay, *The Fractional Fourier Transform with Applications in Optics and Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [183] D. G. Manolakis, V. K. Ingle, y S. M. Kogon, *Statistical and adaptive signal processing: spectral estimation, signal modeling, adaptive filtering, and array processing*. 2005.
- [184] G. K. Smyth, "Polynomial Approximation", en *Wiley StatsRef: Statistics Reference Online*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.
- [185] V. Katkovnik, K. Egiazarian, y J. Astola, "Adaptive window size image de-noising based on intersection of confidence intervals (ICI) rule", *J. Math. Imaging Vis.*, vol. 16, pp. 223–235, 2002.
- [186] V. Katkovnik, K. Egiazarian, y J. Astola, *Local Approximation Techniques in Signal and Image Processing*, 1st ed. Washington, USA: SPIE Publications, 2006.
- [187] A. Lafkovic, A. M. Hussein, W. Janischewskyj, y K. L. Cummins, "Evaluation of the performance characteristics of the North American Lightning Detection Network based on tall-structure lightning", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, n° 3, pp. 630–641, ago. 2008.
- [188] M. J. Islam y A. M. Hussein, "Frequency domain approach to de-noise the CN Tower lightning derivative signal and its parameters calculations", *J. Comput. Electr. Eng.*, vol. 1, n° 3, pp. 328–333, 2009.
- [189] X. Zhou, Z. Zhao, y L. Li, "The acquisition and analysis system for lightning electromagnetic wave based on LabVIEW", en *2010 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010, pp. 1482–1485.
- [190] R. Tao, B. Deng, y Y. Wang, "Research progress of the fractional Fourier transform in signal processing", *Sci. China Ser. F Inf. Sci.*, vol. 49, n° 1, pp. 1–25, ene. 2006.
- [191] L. Qi, R. Tao, S.-Y. Zhou, y Y. Wang, "Approach for optimal filtering of LFM signal", *Tien Tzu Hsueh Pao/Acta Electron. Sin.*, vol. 32, n° 9, pp. 1464–1467, 2004.
- [192] L. Durak y S. Aldirmaz, "Adaptive fractional Fourier domain filtering", *Signal Processing*, vol. 90, n° 4, pp. 1188–1196, 2010.
- [193] X. Chen, J. Guan, S. Yu, y Y. He, "A novel adaptive filtering for LFM signal in FRFT domain", en *International Conference on Signal Processing Proceedings, ICSP*, 2010, pp. 239–242.
- [194] J. M. Vilaridy, C. O. Torres, y L. Mattos, "Filtering ECG signals using fractional fourier transform", en *Proceedings of VIPIMAGE 2007 - 1st ECCOMAS Thematic Conference on Computational Vision and Medical Image Processing*, 2008, pp. 223–226.
- [195] M. A. Kutay, H. M. Ozaktas, y O. Ankan, "Optimal filtering in fractional fourier domains", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, n° 5, pp. 1129–1143, 1997.
- [196] M. F. Erden, M. A. Kutay, y H. M. Ozaktas, "Repeated filtering in consecutive fractional Fourier domains and its application to signal restoration", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, n° 5, pp. 1458–1462, 1999.
- [197] B. Deng, R. Tao, L. Qi, y F. Liu, "Fractional Fourier transform and time-frequency filtering", *Xi Tong Gong Cheng Yu Dian Zi Ji Shu/Systems Eng. Electron.*, vol. 26, n° 10, p. 1357–1359+1405, 2004.
- [198] L. Qi, Y. Zhang, R. Tao, y Y. Wang, "Adaptive filtering in fractional fourier domain", en *MAPE2005: IEEE 2005 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Proceedings*, 2005, vol. 2, pp. 1033–1036.
- [199] Y.-J. Shen, S.-P. Yang, y G.-M. Zhang, "Adaptive noise reduction method based on fractional Fourier transform", *Zhendong Gongcheng Xuebao/Journal Vib. Eng.*, vol. 22, n° 3, pp. 292–297, 2009.
- [200] R. Tao, F. Zhang, y Y. Wang, "Sampling random signals in a fractional Fourier domain", *Signal Processing*, vol. 91, n° 6, pp. 1394–1400, jun. 2011.
- [201] S. C. Pei y J. J. Ding, "Fractional fourier transform, wigner distribution, and filter design for stationary and nonstationary random processes", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, n° 8, pp. 4079–4092, 2010.
- [202] A. V. Oppenheim y R. W. Schaffer, "Dsp history - From frequency to quefrequency: a history of the cepstrum", *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 21, n° 5, pp. 95–106, sep. 2004.

- [203] S. S. Chen, D. L. Donoho, y M. A. Saunders, "Atomic decomposition by basis pursuit", *SIAM J. Sci. Comput.*, vol. 20, n° 1, pp. 33–61, 1998.
- [204] R. R. Coifman y M. V. Wickerhauser, "Entropy-based algorithms for best basis selection", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 38, n° 2, pp. 713–718, 1992.
- [205] T. C. Hsung, D. P. K. Lun, y K. C. Ho, "Optimizing the multiwavelet shrinkage denoising", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, n° 1, pp. 240–251, 2005.
- [206] L. B. Almeida, "Product and Convolution Theorems for the Fractional Fourier Transform", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 4, n° 1, pp. 15–17, ene. 1997.
- [207] R. T. Tao, B. Deng, W. Q. Zhang, y Y. Wang, "Sampling and sampling rate conversion of band limited signals in the fractional Fourier transform domain", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, n° 1, pp. 158–171, 2008.
- [208] Xiang-Gen Xia, "On bandlimited signals with fractional Fourier transform", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 3, n° 3, pp. 72–74, mar. 1996.
- [209] A. I. Zayed y A. G. García, "New sampling formulae for the fractional Fourier transform", *Signal Processing*, vol. 77, n° 1, pp. 111–114, 1999.
- [210] R. Torres, P. Pellat-Finet, y Y. Torres, "Sampling theorem for fractional bandlimited signals: A self-contained proof. application to digital holography", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 13, n° 11, pp. 676–679, 2006.
- [211] R. Torres, P. Pellat-Finet, y Y. Torres, "Fractional convolution, fractional correlation and their translation invariance properties", *Signal Processing*, vol. 90, n° 6, pp. 1976–1984, 2010.
- [212] R. Torres, Z. Lizarazo, y E. Torres, "Fractional sampling theorem for α -bandlimited random signals and its relation to the von neumann ergodic theorem", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, n° 14, pp. 3695–3705, 2014.
- [213] A. Bhandari y P. Marziliano, "Sampling and reconstruction of sparse signals in fractional fourier domain", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 17, n° 3, pp. 221–224, 2010.
- [214] J. Shi, W. Xiang, X. Liu, y N. Zhang, "A sampling theorem for the fractional Fourier transform without band-limiting constraints", *Signal Processing*, vol. 98, n° December, pp. 158–165, 2014.
- [215] R. Torres y E. Torres, "Fractional Fourier Analysis of Random Signals and the Notion of α -Stationarity of the Wigner – Ville Distribution", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, n° 6, pp. 1555–1560, 2013.
- [216] L. Chinchilla, D. A. Sierra, y R. Torres, "A time-variant filtering approach for non-stationary random signals based on the fractional convolution", *Signal Processing*, vol. 119, pp. 92–101, feb. 2016.
- [217] T. Erseghe, P. Kraniuskas, y G. Cariolaro, "Unified fractional Fourier transform and sampling theorem", *Signal Process. IEEE ...*, vol. 47, n° 12, pp. 3419–3423, 1999.
- [218] Ç. Candan y H. M. Ozaktas, "Sampling and series expansion theorems for fractional Fourier and other transforms", *Signal Processing*, vol. 83, n° 11, pp. 2455–2457, 2003.
- [219] K. K. Sharma y S. D. Joshi, "Fractional Fourier transform of bandlimited periodic signals and its sampling theorems", *Opt. Commun.*, vol. 256, n° 4–6, pp. 272–278, dic. 2005.
- [220] S. C. Pei y J. J. Ding, "Closed-form discrete fractional and affine Fourier transforms", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 48, n° 5, pp. 1338–1353, may 2000.
- [221] B. Dickinson y K. Steiglitz, "Eigenvectors and functions of the discrete Fourier transform", *IEEE Trans. Acoust.*, vol. 30, n° 1, pp. 25–31, feb. 1982.
- [222] B. Santhanam y J. H. McClellan, "The DRFT-A rotation in time-frequency space", en *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 95)*, 1995, pp. 921–924.
- [223] B. Santhanam y J. H. McClellan, "Discrete rotational Fourier transform", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 44, n° 4, pp. 994–998, 1996.
- [224] S. Pei y C. Tseng, "Discrete fractional Hartley and Fourier transforms", *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 45, n° 6, pp. 665–675, jun. 1998.
- [225] S. Pei, M. Yeh, y C. Tseng, "Discrete fractional Fourier transform based on orthogonal projections", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, n° 5, pp. 1335–1348, may 1999.
- [226] C. Candan, M. A. Kutay, y H. M. Ozaktas, "The discrete fractional Fourier transform", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 48, n° 5, pp. 1329–1337, 2000.

- [227] S. Pei y W. Hsue, "The multiple-parameter discrete fractional Fourier transform", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 13, n° 6, pp. 329–332, jun. 2006.
- [228] Ç. Candan, "On Higher Order Approximations for Hermite – Gaussian Functions and Discrete", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 14, n° 10, pp. 699–702, 2007.
- [229] S. Pei y W. Hsue, "Random Discrete Fractional Fourier Transform", *Signal Processing*, vol. 16, n° 12, pp. 1015–1018, 2009.
- [230] A. Serbes y L. Durak-Ata, "Eigenvectors of the discrete Fourier transform based on the bilinear transform", *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2010, 2010.
- [231] A. Serbes y L. Durak-Ata, "Efficient computation of DFT commuting matrices by a closed-form infinite order approximation to the second differentiation matrix", *Signal Processing*, vol. 91, n° 3, pp. 582–589, mar. 2011.
- [232] A. Serbes y L. Durak-Ata, "The discrete fractional Fourier transform based on the DFT matrix", *Signal Processing*, vol. 91, n° 3, pp. 571–581, mar. 2011.
- [233] Min-Hung Yeh y Soo-Chang Pei, "A method for the discrete fractional Fourier transform computation", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, n° 3, pp. 889–891, 2003.
- [234] A. Kumar Singh y R. Saxena, "Recent Developments in FRFT, DFRFT with their Applications in Signal and Image Processing", *Recent Patents Eng.*, vol. 5, n° 2, pp. 113–138, ago. 2011.
- [235] J. McClellan y T. Parks, "Eigenvalue and eigenvector decomposition of the discrete Fourier transform", *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. 20, n° 1, pp. 66–74, mar. 1972.
- [236] L.-K. Ting, C. F. N. Cowan, y R. F. Woods, "LMS Coefficient Filtering for Time-Varying Chirped Signals", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, n° 11, pp. 3160–3169, nov. 2004.
- [237] B. Richard y D. Faires, *Numerical Analysis*, 9th Ed. Boston, USA: Cengage Learning, 2010.
- [238] J. Schoukens, G. Vandersteen, R. Pintelon, Z. Emedi, y Y. Rolain, "Bounding the Polynomial Approximation Errors of Frequency Response Functions", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, n° 5, pp. 1346–1353, 2013.
- [239] V. Katkovnik, "A new method for varying adaptive bandwidth selection", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, n° 9, pp. 2567–2571, 1999.
- [240] V. Katkovnik, "On adaptive local polynomial approximation with varying bandwidth", en *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1998.*, 1998, pp. 2321–2324.
- [241] A. Goldenshluger y A. Nemirovski, "On spatially adaptive estimation of nonparametric regression", *Math. methods Stat.*, vol. 6, n° 2, pp. 135–170, 1997.
- [242] K. Egiazarian, V. Katkovnik, y J. Astola, "Adaptive window size image denoising based on ICI rule", en *2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001*, n° 2, pp. 1869–1872.
- [243] J. Lerga, M. Vrankic, y V. Sucic, "A Signal Denoising Method Based on the Improved ICI Rule", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 15, n° 8, pp. 601–604, 2008.
- [244] V. Katkovnik, K. Egiazarian, y J. Astola, "Median filter with varying bandwidth adaptive to unknown smoothness of the signal", en *2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000*, vol. 3, n° 3, pp. 519–522.
- [245] V. Katkovnik, K. Egiazarian, y J. Astola, "A spatially adaptive nonparametric regression image deblurring.", *IEEE Trans. image Process.*, vol. 14, n° 10, pp. 1469–1478, 2005.
- [246] Y. Wei y G. Bi, "Efficient Analysis of Time-Varying Multicomponent Signals with Modified LPTFT", *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2005, n° 8, pp. 1261–1268, 2005.
- [247] V. Katkovnik, "Local polynomial periodograms for signals with the time-varying frequency and amplitude", *1996 IEEE Int. Conf. Acoust. Speech, Signal Process.*, vol. 3, pp. 1399–1402, 1996.
- [248] G. Bi y Y. Wei, "Split-Radix Algorithms for Arbitrary Order of Polynomial Time Frequency Transforms", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, n° 1, pp. 134–141, 2007.
- [249] Y. Wei y G. Bi, "Fast algorithms for polynomial time frequency transform", *Signal Processing*, vol. 87, n° 5, pp. 789–798, may 2007.
- [250] M. Z. Ikram, K. Abed-Meraim, y Y. Hua, "Fast Quadratic Phase Transform for Estimating the Parameters of Multicomponent Chirp Signals", *Digit. Signal Process.*, vol. 7, n° 2, pp. 127–135, abr. 1997.
- [251] G. Bi, Y. Wei, G. Li, y C. Wan, "Radix-2 DIF fast algorithms for polynomial time-frequency transforms", *IEEE Trans.*

- Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 42, n° 4, pp. 1540–1546, oct. 2006.
- [252] G. Bi y Y. Ju, “Radix-3 fast algorithms for polynomial time frequency transforms”, *Signal Processing*, vol. 88, n° 9, pp. 2316–2322, sep. 2008.
- [253] V. Katkovnik, “Nonparametric estimation of instantaneous frequency”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 43, n° 1, pp. 183–189, 1997.
- [254] M. C. Forero, H. E. Rojas, y C. A. Cortés, “Aplicación de la Transformación Local Polinomial de Fourier en el Analisis de Descargas Parciales”, *Tecnura*, vol. 19, pp. 15–23, 2015.
- [255] M. C. Forero, “Desarrollo e implementación de una herramienta computacional basada en la transformación local polinomial de Fourier para el análisis de perturbaciones electromagnéticas”, Trabajo final de pregrado, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, 2016.
- [256] H. E. Rojas, M. C. Forero, y C. A. Cortes, “Application of the local polynomial Fourier transform in the evaluation of electrical signals generated by partial discharges in distribution transformers”, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 24, n° 1, pp. 227–236, feb. 2017.
- [257] X. Li y G. Bi, “Uncertainty principle of the second-order LPFT”, en *2009 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2009, pp. 325–328.
- [258] L. Cohen, “The uncertainty principle in signal analysis”, en *IEEE-SP International Symposium on Time- Frequency and Time-Scale Analysis*, 1994, pp. 182–185.
- [259] L. Cohen, “Uncertainty principles of the short-time Fourier transform”, en *SPIE 2563, Advanced Signal Processing Algorithms*, 1995, pp. 80–90.
- [260] X. Li y G. Bi, “Systematic analysis of uncertainty principles of the local polynomial Fourier transform”, *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2014, n° 1, pp. 1–12, 2014.
- [261] F. J. Harris, “On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform”, *Proc. IEEE*, vol. 66, n° 1, pp. 51–83, 1978.
- [262] Q. Lin, R. Tao, Z. Siyong, y W. Yue, “Adaptative time-varying filter FM signal in fractional Fourier domain”, *ICSP'02 Proceedings*, 2002.
- [263] S. Aldirmaz y L. Durak-Ata, “Adaptive Fractional Fourier Domain Filtering in Active Noise Control”, en *Noise Control, Reduction and Cancellation Solutions in Engineering*, InTech, 2012, pp. 29–46.
- [264] X. Zhou, C. Zhou, y I. J. Kemp, “An improved methodology for application of wavelet transform to partial discharge measurement denoising”, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 12, n° 3, pp. 586–594, jun. 2005.
- [265] V. Cooray y K. P. S. C. Jayaratne, “Characteristics of lightning flashes observed in Sri Lanka in the tropics”, *J. Geophys. Res.*, vol. 99, n° D10, p. 21051, 1994.
- [266] A. B. Weerasekera, D. U. J. Sonnadara, I. M. K. Fernando, y J. P. Liyanage, “Activity of cloud-to-ground lightning observed in Sri Lanka and in surrounding area of the Indian Ocean”, *Sri Lankan J. Phys.*, vol. 2, pp. 21–30, 2001.
- [267] C. J. Rodger, J. B. Brundell, R. L. Dowden, y N. R. Thomson, “Location accuracy of long distance VLF lightning location network”, *Ann. Geophys.*, vol. 22, n° 3, pp. 747–758, 2004.
- [268] Y. Zhu, V. A. Rakov, S. Mallick, y M. D. Tran, “Characterization of negative cloud-to-ground lightning in Florida”, *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 136, pp. 8–15, 2015.
- [269] N. Kitagawa, M. Brook, y E. J. Workman, “Continuing currents in cloud-to-ground lightning discharges”, *J. Geophys. Res.*, vol. 67, n° 2, pp. 637–647, feb. 1962.
- [270] V. Cooray y S. Lundquist, “Characteristics of the radiation fields from lightning in Sri Lanka in the tropics”, *J. Geophys. Res.*, vol. 90, n° D4, p. 6099, 1985.
- [271] R. Thottappillil, V. A. Rakov, M. A. Uman, W. H. Beasley, M. J. Master, y D. V. Shelukhin, “Lightning subsequent-stroke electric field peak greater than the first stroke peak and multiple ground terminations”, *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 97, n° D7, pp. 7503–7509, 1992.
- [272] V. Cooray y H. Pérez, “Some features of lightning flashes observed in Sweden”, *J. Geophys. Res.*, vol. 99, n° D5, p. 10683, 1994.
- [273] X. Qie, Y. Yu, D. Wang, H. Wang, y R. Chu, “Characteristics of Cloud-to-Ground Lightning in Chinese Inland Plateau.”, *J. Meteorol. Soc. Japan*, vol. 80, n° 4, pp. 745–754, 2002.
- [274] A. Nag, V. A. Rakov, W. Schulz, M. M. F. Saba, R. Thottappillil, C. J. Biagi, A. O. Filho, A. Kafri, N. Theethayi, y

- T. Gotschl, "First versus subsequent return-stroke current and field peaks in negative cloud-to-ground lightning discharges", *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 113, n° 19, 2008.
- [275] A. C. V. Saraiva, M. M. F. Saba, O. Pinto, K. L. Cummins, E. P. Krider, y L. Z. S. Campos, "A comparative study of negative cloud-to-ground lightning characteristics in São Paulo (Brazil) and Arizona (United States) based on high-speed video observations", *J. Geophys. Res.*, vol. 115, n° D11, p. D11102, jun. 2010.
- [276] M. G. Ballarotti, C. Medeiros, M. M. F. Saba, W. Schulz, y O. Pinto, "Frequency distributions of some parameters of negative downward lightning flashes based on accurate-stroke-count studies", *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 117, n° D6, p. n/a-n/a, mar. 2012.
- [277] A. Hazmi, P. Emeraldi, M. I. Hamid, y N. Takagi, "Some characteristics of multiple stroke negative cloud to ground lightning flashes in Padang", *Int. J. Electr. Eng. Informatics*, vol. 8, n° 2, pp. 438–450, 2016.
- [278] E. M. Thomson, "The dependence of lightning return stroke characteristics on latitude", *J. Geophys. Res.*, vol. 85, n° C2, p. 1050, 1980.
- [279] V. A. Rakov y M. A. Uman, "Some properties of negative cloud-to-ground lightning flashes versus stroke order", *J. Geophys. Res.*, vol. 95, n° D5, p. 5447, 1990.
- [280] J. C. Willett y E. P. Krider, "Rise times of impulsive high-current processes in cloud-to-ground lightning", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, n° 9, pp. 1442–1451, 2000.
- [281] M. J. Master y M. A. Uman, "Lightning induced voltages on power lines: Experiment", *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-103, n° 9, pp. 2502–2518, 1984.
- [282] F. Heidler y C. Hopf, "Measurement results of the electric fields in cloud-to-ground lightning in nearby Munich, Germany", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, n° 4 PART 2, pp. 436–443, 1998.
- [283] C. D. Weidman y E. P. Krider, "The fine structure of lightning return stroke wave forms", *J. Geophys. Res.*, vol. 83, n° C12, p. 6239, 1978.
- [284] R. J. Fisher y M. A. Uman, "Measured electric field risetimes for first and subsequent lightning return strokes", *J. Geophys. Res.*, vol. 77, n° 3, pp. 399–406, ene. 1972.
- [285] V. Cooray, M. Fernando, C. Gomes, y T. Sorensen, "The fine structure of positive lightning return-stroke radiation fields", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 46, n° 1, pp. 87–95, 2004.
- [286] C. D. Weidman y E. P. Krider, "Submicrosecond risetimes in lightning return-stroke fields", *Geophys. Res. Lett.*, vol. 7, n° 11, pp. 955–958, nov. 1980.
- [287] M. Ishii y J.-I. Hojo, "Statistics on fine structure of cloud-to-ground lightning field waveforms", *J. Geophys. Res.*, vol. 94, n° D11, p. 13267, 1989.
- [288] E. P. Krider, C. Leteinturier, y J. C. Willett, "Submicrosecond fields radiated during the onset of first return strokes in cloud-to-ground lightning", *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 101, n° D1, pp. 1589–1597, ene. 1996.
- [289] J. C. Willett, E. P. Krider, y C. Leteinturier, "Submicrosecond field variations during the onset of first return strokes in cloud-to-ground lightning", *J. Geophys. Res. Atmos.*, vol. 103, n° D8, pp. 9027–9034, abr. 1998.
- [290] M. A. Uman, D. K. McLain, y E. P. Krider, "The electromagnetic radiation from a finite antenna", *Am. J. Phys.*, vol. 43, n° 1, pp. 33–38, ene. 1975.
- [291] Q. Li, K. Li, y X. Chen, "Research on lightning electromagnetic fields associated with first and subsequent return strokes based on Laplace wavelet", *J. Atmos. Solar-Terrestrial Phys.*, vol. 93, n° 3, pp. 1–10, 2013.
- [292] M. R. M. Esa, M. R. Ahmad, y V. Cooray, "Wavelet analysis of the first electric field pulse of lightning flashes in Sweden", *Atmos. Res.*, vol. 138, pp. 253–267, 2014.